



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI DE CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série :

N° d'ordre :

Thèse

*Pour l'obtention du diplôme de Doctorat 3^{ème} cycle
en Electrotechnique*

Option : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :

BOUMASSATA Abderraouf

Master en Electrotechnique

Thème

MODELISATION ET SIMULATION D'UNE CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE

Soutenu le : 12 / 07 / 2016

Devant le Jury :

<i>Président</i>	BOUZID Aissa	Professeur	Univ. des Frères Mentouri Constantine
<i>Rapporteur</i>	KERDOUN Djallel	Professeur	Univ. des Frères Mentouri Constantine
<i>Examineur</i>	ABDESSEMED Rachid	Professeur	Univ. Hadj Lakhdar Batna 2
<i>Examineur</i>	HARBOUCHE Youssef	MCA	Univ. Hadj Lakhdar Batna 2
<i>Examineur</i>	KAIKAA Mohamed Yazid	MCA	Univ. des Frères Mentouri Constantine

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Dieu -ALLAH- le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **KERDOUN Djallel**, professeur à l'Université des Frères Mentouri de Constantine, de m'avoir fait l'honneur d'encadrer mon doctorat, pour sa disponibilité, et pour son écoute et ses conseils pertinents tout au long de la rédaction de cette thèse.*

Je souhaite remercier l'ensemble des membres de mon jury d'avoir accepté de juger et d'évaluer ce travail de doctorat, mais aussi pour avoir passé du temps dans la lecture de cette thèse.

Je tiens à remercier mes collègues de la promotion du doctorat, mes enseignants et les responsables de département d'Electrotechnique de l'Université des Frères Mentouri de Constantine.

Je tiens également à remercier ma famille et mes amis pour leur soutien inconditionnel et leur présence continue.

Enfin je remercie tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour la réalisation de cette thèse.

Boumassata Abderraouf

A la mémoire de mes parents,

A mes sœurs,

A ma famille,

A mes amis...

Avant-propos

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communication, nationales et internationales dont :

PUBLICATIONS INTERNATIONALES :

Advances in Electrical and Computer Engineering (2014):

1. **A. Boumassata** et D. Kerdoun, “*Modeling, simulation and control of wind energy conversion system based on doubly fed induction generator and cycloconverter*”; Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 14, p. 43-48, 2014.

DOI: 10.4316/AECE.2014.02007

<http://www.aece.ro/abstractplus.php?year=2014&number=2&article=7>

International Journal of System Assurance Engineering and Management (2015):
(Accepté)

2. **A. Boumassata** et D. Kerdoun, “*Speed control of a doubly fed induction machine via an AC-AC converter*”; Int J Syst Assur Eng Manag (Springer), p. 1-6, Mai 2015.

DOI: 10.1007/s13198-015-0361-7

<http://link.springer.com/article/10.1007/s13198-015-0361-7>

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES:

Mediterranean Green Energy Forum (MGEF-13) (2013):

1. **A. Boumassata**, D. Kerdoun, N. Cherfia et N. Bennecib, “*Performance of Wind Energy Conversion Systems Using a Cycloconverter to Control a Doubly Fed Induction Generator*”, Energy Procedia, vol. 42, p. 143-152, 2013.

<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610213017165>

XIII SPANISH PORTUGUESE CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (XIII CHLIE) (2013):

2. D. Kerdoun, **A. Boumassata**, N. Cherfia et N. Bennecib, “*Active and Reactive Power Control of a DFIG with Cycloconverter for Variable Speed WECS*”, XIII CHLIE Valencia, July 2013.

Electrical Engineering Electronic Journal, EEEJ, Vol.2, N°2, 2013.

<http://www.aedie.org/eeej/webrevista/articulos/num2/155-kerdoun.pdf>

International Conference on Control, Engineering & Information Technology (2014):

3. **A. Boumassata**, D. Kerdoun, M. Madaci et N. Cherfia, “*Variable Speed WECS based on a DFIG and a six-pulse bridge cycloconverter*”, CEIT’14, Tunisia, March 2014.

16th International Conference on Computer as a Tool, *IEEE EUROCON* (2015):

4. **A. Boumassata**, D. Kerdoun, et M. Madaci, „*Grid power control based on a wind energy conversion system and a flywheel energy storage system*“, in IEEE EUROCON 2015 International Conference on Computer as a Tool (EUROCON), 2015, p. 1-6.

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7313699&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D7313699

COMMUNICATIONS NATIONALES:

3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'2015): (Tlemcen, Algerie)

1. **A. Boumassata** et D. Kerdoun, „*Direct powers control of DFIG through direct converter and sliding mode control for WECS*“, 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT), 2015, p. 1-5.

<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7233058&queryText=BOUMASSATA&newsearch=true>

The 2nd International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA):

2. **A. Boumassata** et D. Kerdoun, „*Speed and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine Based on a Cycloconverter*“, The 2nd International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), Djelfa, Algeria, March 2015.

في خـص

ان آففي نزل سران ت اشاء ظوان خج م طاليتان شرا نني عان خف لئب ا خففت و مردود ناطالة و أداء ان ظاو وجود ناطالتان تي تزوب ان شلقت. ولج حم كز ان آف، أخش ان نجة و نخ حكم و ان ح الكاة ن ن نان شرا نان ز خ ك ي . حسب اثنائش اذ، آنت لخصا ية مزدوجتاخ غزت ، ي حل ان طاقة لوي خف الأوايش. نخى حمرن نطراء ان شلج ي خ طس ارنق انض لي شيعايش شهي بن شلقتان لش بواث ف ح نخى ح م الدوس ع طش ك ي حل ناطالتان ز ك ي ينج ك ي ف ك م ظوان ن شرا نجى ابي ا جان خم اثنائش ن : ح م ث ان خ ن فغك ، ح م ث ان ينجي بالانزلاق، ان خم ث (Cosine- CWCC) (Wave Crossing Control) ان خم ث (Maximum Power Point Tracking) MPPT ، فلغ خف الأوايش ونك ي ا خ لن س طشة ع مان م ان ش س ي طش ف ارنق انض لي ث ارنق شلقتان لش بواث شريك هي س خمل و انض لاسخ شرا ج ناطالتان م صر جي ختر هي ظاو ح خض ناطالت (Système Inertiel de Stockage d'Énergie) SISE ب . يند ان شرا ذ و شلقتان ك شبا ي ا خ م ان ح فظت ع م ث اثنان م قاش س ي ارنق شلقتان ف اعماب عو ان خم شرا س ان شرا ذ ح ي ح م دي ن خ ل ح ان ح ك اهي عان خم شرا ن خ ح م ك ي ص ح ي د مان ع مشنة طوا انم ح ش ذ .

للم ا تفم ت ع ي ة

حسب اثنائشرا ذ .

ارنتن لخصا ية مزدوجتاخ غزت .

ي حل ناطالت .

ح م ث ان خ ن فغك .

ح م ث ان ينجي بالانزلاق .

ان خم ث (Cosine-Wave Crossing Control) CWCC .

ان خم ث (Maximum Power Point Tracking) MPPT .

ظاو ح خض ناطالت (Système Inertiel de Stockage d'Énergie) SISE

Résumé

L'objectif de cette thèse vise à réaliser une chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec un bon compromis entre le coût, le rendement énergétique, les performances du système et la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique. Afin de réaliser cet objectif, nous avons effectué une modélisation, une commande et une simulation d'un générateur éolien qui est constitué d'une turbine éolienne, d'une machine asynchrone à double alimentation, d'un cycloconvertisseur et d'un bloc de commande. Le stator de cette machine fonctionnant en générateur est connecté directement au réseau électrique alors que le rotor est connecté par l'intermédiaire d'un cycloconvertisseur qui permet de contrôler tout le système éolien. La technique d'orientation du flux statorique, la commande par mode de glissement, la technique CWCC (Cosine-Wave Crossing Control) et la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) ont été appliquées sur le bloc de commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique par le générateur ainsi que pour extraire le maximum de puissance. Une intégration d'un Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE) entre le générateur éolien et le réseau électrique a été effectuée afin de maintenir la constance de la puissance envoyée au réseau, suite à l'instabilité du vent. Des résultats de simulation ont été présentés pour affirmer et interpréter le fonctionnement global du système proposé.

Mots clés

Turbine Eolienne.

Machine Asynchrone à Double Alimentation.

Cycloconvertisseur.

Orientation du Flux Statorique.

Commande par Mode de Glissement.

Cosine-Wave Crossing Control (CWCC).

Maximum Power Point Tracking (MPPT)

Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE).

Abstract

The objective of this thesis consists for realizing a wind energy conversion system with a good compromise between cost, energy efficiency, system performance and quality of energy supplied to the grid. To achieve this aim, we have realized a modeling, a control and a simulation of wind generator which consists of a wind turbine, a Doubly Fed Induction Machine, a cycloconverter and a control block. The stator of this machine operating as a generator is connected directly to the grid while the rotor is connected via the cycloconverter which can control all the wind energy system. The stator flux oriented control technique, the sliding mode control, the CWCC (Cosine-Wave Crossing Control) technique and the MPPT (Maximum Power Point Tracking) control have been applied on the control block to control independently the active and reactive powers delivered to the grid by the generator and to extract the maximum power. The integration of a Flywheel Energy Storage System (FESS) between the wind generator and the grid has been realized to maintain the constancy of the power sent to the grid, following the instability of the wind. Simulation results have been presented to validate and interpret the global operation of the proposed system.

Key words

Wind Turbine.

Doubly Fed Induction Machine.

Cycloconverter.

Stator Flux Oriented Control.

Cosine-Wave Crossing Control (CWCC).

Sliding Mode Control.

Maximum Power Point Tracking (MPPT).

Flywheel Energy Storage System.

Table des Matières

Introduction générale..... 1

Chapitre I

Généralités sur l'Énergie Éolienne

I.1 Introduction..... 4

I.2 Énergie éolienne..... 5

I.3 Énergie éolienne dans le monde 5

I.4 Type d'“éolienne 7

 I.4.1 Eolienne à axe vertical 7

 I.4.2 Eolienne à axe horizontal 8

I.5 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal..... 10

I.6 Éoliennes connectées au réseau électrique 11

 I.6.1 Eoliennes à vitesse fixe 11

 I.6.2 Eoliennes à vitesse variable 13

I.7 Machines électriques et convertisseurs de puissances 13

 I.7.1 Machines électrique 14

 I.7.1.1 Machine synchrone..... 14

 I.7.1.2 Machine asynchrone à cage d'écureuil 14

 I.7.1.3 Machine asynchrone à double alimentation 15

 I.7.2 Convertisseurs de puissance..... 18

 I.7.2.1 Convertisseur conventionnel (back-to-back)..... 18

 I.7.2.2 Convertisseur multiniveaux..... 19

 I.7.2.3 Convertisseur matriciel..... 20

I.8 Description du fonctionnement de la MADA..... 21

 I.8.1 Structure de la machine 21

 I.8.2 Mode de fonctionnement de la MADA..... 22

 I.8.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone 23

 I.8.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone 23

 I.8.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone..... 24

 I.8.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone..... 24

I.9 Conclusion..... 25

Chapitre II

Modélisation et Commande de la MADA

II.1 Introduction	26
II.2 Hypothèses.....	26
II.3 Modèle triphasé de la MADA	26
II.3.1 Équations des tensions	28
II.3.2 Équations des flux.....	29
II.3.3 Équation mécanique.....	30
II.4 Transformation de Park	31
II.5 Application de la transformation de Park sur MADA.....	32
II.5.1 Équations des flux.....	33
II.5.2 Équations des tensions	35
II.5.3 Choix du référentiel	37
II.5.3.1 Référentiel lié au stator	37
II.5.3.2 Référentiel lié au rotor	38
II.5.3.3 Référentiel lié au champ tournant	38
II.6 Modèle de la MADA lié au champ tournant	38
II.7 Équations d'état	39
II.8 Commande vectorielle basée sur l'orientation du flux statorique.....	40
II.8.1 Commande de la MADA fonctionnant en mode générateur	43
II.8.2 Commande de la MADA fonctionnant en mode moteur	45
II.9 Résultats de simulation.....	47
II.9.1 Fonctionnement en mode générateur	47
II.9.2 Fonctionnement en mode moteur	48
II.10 Conclusion	49

Chapitre III

Association d'un Cycloconvertisseur à la MADA

III. 1 Introduction	50
III.2 Redresseurs triphasés commandés ($3\phi-1\phi$).....	51
III.2.1. Redresseur triphasé simple alternance ($3\phi-1\phi$)	51
III.2.1.1. Obtention d'une tension redressée positive	51

III.2.1.2 Obtention d'une tension redressée négative	54
III.2.2 Redresseur triphasé double alternance ($3\phi-1\phi$)	56
III.2.2.1 Obtention d'une tension redressée positive	56
III.2.2.2 Obtention d'une tension redressée négative	58
III.3 Cycloconvertisseur	60
III.3.1 Introduction	60
III.3.2 Cycloconvertisseur triphasé d'indice trois	61
III.3.3 Cycloconvertisseur triphasé d'indice six	64
III.3.4 Contrôle du cycloconvertisseur	66
III.4 Résultats de simulation de la MADA commandée via un cycloconvertisseur	71
III.4.1 Fonctionnement en mode générateur	72
III.4.2 Fonctionnement en mode moteur	74
III.5 Conclusion	78

Chapitre IV

Modélisation, Commande et Simulation de la chaîne globale

IV.1 Introduction	79
IV.2 Modèle de la turbine éolienne	80
IV.2.1 Modèle aérodynamique	80
IV.2.2 Modèle du multiplicateur	82
IV.2.3 Modèle de l'arbre mécanique	83
IV.3 Extraction du maximum de la puissance du vent	84
IV.4 Commande par mode de glissement	89
IV.5 Application de la commande par mode de glissement au contrôle des puissances de la MADA	92
IV.6 Résultats de simulation et interprétation	95
IV.7 Association d'un Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE) au générateur éolien	102
IV.7.1 Introduction	102
IV.7.2 Volant d'inertie	103
IV.7.3 Machine électrique et Convertisseur de puissance du SISE	104
IV.7.4 Commande du SISE	104
IV.8 Résultats de simulation et interprétation	108
IV.9 Conclusion	114

Table des Matières

Conclusion générale	115
Références	117
Annexe	123

Liste des Figures

Figure I.1 Description générale d'un système éolien [11]	4
Figure I.2 L'énergie éolienne des 10 premiers pays en 2014 [4]	6
Figure I.3 Puissance installée dans le monde 1997-2014 [4]	6
Figure I.4 Eoliennes à axe vertical [9]	8
Figure I.5 Turbines éoliennes en amont et en aval	8
Figure I.6 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal	11
Figure I.7 Éléments d'une nacelle [18]	11
Figure I.8 Eolienne à vitesse fixe à base de la machine asynchrone à cage d'écureuil	12
Figure I.9 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone	14
Figure I.10 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à cage d'écureuil .	15
Figure I.11 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à double alimentation	15
Figure I.12 La structure d'une machine asynchrone à double alimentation de type brushless	16
Figure I.13 La structure d'une machine à réluctance à double alimentation de type brushless [34]	16
Figure I.14 Structure d'un convertisseur conventionnel (back-to-back)	19
Figure I.15 Structures d'un convertisseur multiniveaux : a) one leg of a three-level diode clamped converter; b) one leg of a three-level converter with bidirectional switch interconnection; c) one leg of a three-level flying capacitor converter; d) three-level converter using three two-level converters et e) one leg of a three-level H-bridge cascaded converter [11]	20
Figure I.16 Structure d'un convertisseur matriciel	21
Figure I.17 Schéma d'une machine asynchrone à double alimentation (rotor bobiné) (MADA) [40]	22
Figure I.18 Modèle de la MADA connectée au réseau	22
Figure I.19 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	23
Figure I.20 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	24
Figure I.21 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	24
Figure I. 22 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	25
Figure II.1 Circuit d'un enroulement de la MADA	27
Figure II.2 Représentation schématique des enroulements de la MADA	27

Figure II.3 Transformation de Park.....	31
Figure II.4 Transformation de Park appliquée sur MADA	33
Figure II.5 Référentiel lié au stator	37
Figure II.6 Référentiel lié au rotor	38
Figure II.7 Référentiel lié au champ tournant	38
Figure II.8 Orientation du flux statorique	41
Figure II.9 Schéma bloc du contrôle de la MADA fonctionnant en mode générateur.....	45
Figure II.10 Schéma bloc du contrôle de la MADA fonctionnant en mode moteur	46
Figure II.11 Puissance active envoyée au réseau électrique (P_g).....	47
Figure II.12 Puissance réactive envoyée au réseau électrique (Q_g).....	48
Figure II.13 Vitesse de rotation mécanique de la MADA (Ω_{mec}).....	48
Figure II.14 Puissance réactive statorique de la MADA (Q_s).....	49
Figure III.1 modèle de la MADA contenant un cycloconvertisseur	50
Figure III.2 Symbole du Thyristor	51
Figure III.3 Redresseur triphasé simple alternance ($3\phi-1\phi$) (tension positive).....	52
Figure III.4 Tension redressée positive d'un redresseur triphasé simple alternance.....	53
Figure III.5 Redresseur triphasé simple alternance ($3\phi-1\phi$) (tension négative).....	54
Figure III.6 Tension redressée négative d'un redresseur triphasé simple alternance.....	55
Figure III.7 Redresseur triphasé double alternance ($3\phi-1\phi$) (tension positive).....	56
Figure III.8 Tension redressée positive d'un redresseur triphasé double alternance	57
Figure III.9 Redresseur triphasé double alternance ($3\phi-1\phi$) (tension négative).....	58
Figure III.10 Tension redressée négative d'un redresseur triphasé double alternance	59
Figure III.11 Cycloconvertisseur triphasé d'indice trois	62
Figure III.12 La tension de la sortie (une phase) d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice trois pour des angles fixes	63
Figure III.13 Cycloconvertisseur triphasé d'indice six	64
Figure III.14 La tension de la sortie (une phase) d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice six pour des angles fixes	66
Figure III.15 Le principe de la méthode Cosine-Wave Crossing Control (CWCC) [74]	67
Figure III.16 La technique CWCC appliquée sur un cycloconvertisseur d'indice trois	68
Figure III.17 La forme d'onde de la tension de sortie (pour différentes fréquences et amplitudes) du cycloconvertisseur d'indice trois en utilisant la technique CWCC.....	69
Figure III.18 La technique CWCC appliquée sur un cycloconvertisseur d'indice six.....	70

Figure III.19 La forme d'onde de la tension de sortie (pour différentes fréquences et amplitudes) du cycloconvertisseur d'indice six en utilisant la technique CWCC	71
Figure III.20 Schéma bloc du contrôle MADA-Cycloconvertisseur en mode générateur	72
Figure III.21 Puissance active envoyée au réseau électrique (P_g)	73
Figure III.22 Puissance réactive envoyée au réseau électrique (Q_g).....	73
Figure III.23 Courant et tension d'une phase rotorique	73
Figure III.24 Schéma bloc du contrôle MADA-Cycloconvertisseur en mode moteur	74
Figure III.25 Vitesse de rotation mécanique de la MADA (Ω_{mec})	75
Figure III.26 Puissance réactive statorique de la MADA (Q_s).....	75
Figure III.27 Tension et courant d'une phase statorique avec leurs zooms	76
Figure III.28 Courants rotoriques avec leurs zooms	76
Figure III.29 Zoom de la tension et du courant d'une phase rotorique	77
Figure III.30 Puissance active rotorique	77
Figure IV.1 Schéma du système proposé	79
Figure IV.2 Modèle de la turbine éolienne	80
Figure IV.3 Coefficient de puissance (C_p) en fonction de λ pour différents β	82
Figure IV.4 Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne	83
Figure IV.5 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable [48].....	84
Figure IV.6 Caractéristiques de la puissance de la turbine en fonction de la vitesse mécanique du générateur	85
Figure IV.7 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	86
Figure IV.8 Variation de la vitesse du vent.....	87
Figure IV.9 Vitesse mécanique du générateur	87
Figure IV.10 Puissance et vitesse mécaniques de la turbine éolienne	88
Figure IV.11 La vitesse relative (λ) et le coefficient de puissance (C_p)	89
Figure IV.12 Principe de la commande par mode de glissement [79]	90
Figure IV.13 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface [83]	91
Figure IV.14 Schémas blocs de la structure de la commande par mode de glissement appliquée aux puissances P_g et Q_g	95
Figure IV.15 Le générateur éolien proposé.....	96
Figure IV.16 Variation de la vitesse du vent.....	97
Figure IV.17 Vitesse mécanique de la MADA	97

Figure IV.18 Tension et courant d'une phase du réseau électrique	98
Figure IV.19 Puissances active et réactive envoyées au réseau électrique	98
Figure IV.20 Puissances statorique et rotorique.....	99
Figure IV.21 Courants statoriques	99
Figure IV.22 Courants rotoriques.....	100
Figure IV.23 Tension et courant d'une phase rotorique.....	101
Figure IV.24 Structure du Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE)	103
Figure IV.25 Association d'un système inertiel de stockage d'énergie	105
Figure IV.26 Commande du système proposé	105
Figure IV.27 Schéma bloc de la commande en vitesse du SISE.....	107
Figure IV.28 Chaîne globale de la conversion d'énergie éolienne	108
Figure IV.29 Variation de la vitesse du vent.....	109
Figure IV.30 Vitesse mécanique du générateur éolien.....	109
Figure IV.31 Vitesse mécanique du volant d'inertie.....	110
Figure IV.32 Puissance active du générateur éolien, du SISE et celle envoyée au réseau électrique	110
Figure IV.33 Puissance réactive envoyée au réseau électrique.....	111
Figure IV.34 Tension et courant d'une phase du réseau électrique	111
Figure IV.35 Tension et courant d'une phase rotorique ; (a) : coté générateur éolien et (b) : coté SISE.....	112
Figure IV.36 Couple électromagnétique de la machine coté SISE	112
Figure IV.37 Énergie stockée dans le volant.....	113

Liste des Tableaux

Tableau I.1 Comparaison entre les éoliennes à axe horizontal et à axe vertical.....	9
Tableau I.2 Avantages et inconvénients des différents types d'éoliennes.....	17

Introduction générale

L'utilisation des énergies renouvelables n'est pas du tout nouvelle dans l'histoire de l'humanité. Les énergies renouvelables (l'énergie du soleil, du vent, des cours d'eau, du bois...) ont été pendant longtemps la possibilité primaire de produire l'énergie. Ceci a seulement changé avec la révolution industrielle quand le charbon, le pétrole, le gaz naturel et le nucléaire sont devenus de plus en plus importants. Cependant, ces sources d'énergie fossiles et non renouvelables engendrent une forte pollution atmosphérique par rejet des gaz à effet de serre qui provoque un changement climatique irréversible et une pollution par radiations de longue durée dans le cas du nucléaire [1].

Les trois formes d'énergie renouvelables qui sont actuellement les plus exploitées sont l'hydraulique, le solaire photovoltaïque et l'éolienne [2]. Une manière de produire l'électricité à partir de ces trois formes est d'utiliser l'énergie éolienne, notamment parce qu'elle est propre, renouvelable, durable et économiquement viable [3]. En outre, elle est l'une des ressources énergétiques renouvelables ayant le taux de croissance le plus rapide.

Actuellement, plusieurs pays sont tournés de plus en plus vers l'utilisation de l'énergie éolienne. C'est le cas de la Chine, leader mondial en 2014 avec une puissance éolienne de 114,609 GW, suivi par les Etats-Unis avec une puissance de 65,879 GW, l'Allemagne au troisième rang avec 39,165 GW, l'Espagne au quatrième rang avec 22,987 GW et l'Inde au cinquième rang avec 22,465 GW [4].

Aujourd'hui, Il existe deux grandes types d'éoliennes : celles à axe vertical et celles à axe horizontal. Celles-ci sont les plus utilisées dans les parcs éoliens en raison de leur efficacité de conversion de l'énergie. Actuellement, les éoliennes à axe horizontal se divisent en deux groupes : celles à vitesse fixe où le générateur de l'éolienne est connecté directement au réseau électrique sans l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance, et celles à vitesse variable où le générateur de l'éolienne est connecté à travers un convertisseur de puissance. En effet, les éoliennes à vitesse variable sont devenues le type le plus utilisé dans les parcs éoliens. Ces éoliennes sont conçues pour atteindre une efficacité maximale sur une large plage de vitesses de vent. De plus, avec un fonctionnement à vitesse variable, il est devenu possible d'adapter (accélérer ou ralentir) la vitesse de la turbine éolienne à la vitesse du vent.

De nos jours, les éoliennes à vitesse variable utilisent souvent la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme générateur notamment pour les éoliennes de forte puissance. L'avantage principal d'utiliser ce type de machine est que ses convertisseurs de puissance sont dimensionnés seulement pour une partie de la puissance nominale de la machine. De plus, la MADA permet un fonctionnement sur une large plage de vitesse de 30% (ou 33%) autour de la vitesse de synchronisme.

Plusieurs articles et mémoires ont utilisé la MADA avec des convertisseurs conventionnels (convertisseurs back-to-back) comme en [5-8] ou avec des convertisseurs multiniveaux, pour des applications éoliennes. En effet, ces types des convertisseurs contiennent des condensateurs de liaison et ça augmente le coût et diminue la durée de vie du système. Grâce aux cycloconvertisseurs, nous n'avons plus besoin de condensateurs de liaison car ils font directement la conversion de puissance (alternative-alternative) sans aucun intermédiaire et la durée de vie du système augmente. Mais, le principal inconvénient du cycloconvertisseur est que la fréquence de sortie est égale à $1/3$, $1/2$ ou $2/3$ de la fréquence d'entrée. La solution de cet inconvénient est l'utilisation ce convertisseur avec la MADA ; c'est-à-dire que nous n'avons plus besoin d'une fréquence élevée à la sortie du cycloconvertisseur puisque le coté rotorique de la machine s'alimente avec une faible fréquence.

L'objectif de cette thèse vise à réaliser une chaîne de conversion de l'énergie éolienne comportant un bon compromis entre le coût, le rendement énergétique, les performances du système et la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique, en utilisant la machine asynchrone à double alimentation. Dans ce cadre, la thèse est organisée en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur l'énergie éolienne. D'abord, nous commencerons ce chapitre par une définition de l'énergie éolienne et sa croissance dans le monde. Ensuite, nous allons présenter les principaux composants constituant une éolienne à axe horizontal ainsi que les différentes machines et les différents convertisseurs utilisés dans les éoliennes à vitesse variable. Enfin, nous illustrons la structure de la machine asynchrone à double alimentation, qui sera notre générateur pour la conversion de l'énergie éolienne, ainsi que ses différents types de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la commande de la MADA. D'abord nous commencerons par la présentation du modèle mathématique triphasé de la MADA et sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous allons appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine pour commander celle-ci en mode générateur et en mode moteur. Enfin, nous présenterons des résultats de simulation de la

commande vectorielle appliquée sur la MADA pour ses deux modes de fonctionnement mais sans prendre en considération l'intégration du convertisseur de puissance.

Dans le troisième chapitre, nous allons associer à la MADA un cycloconvertisseur et à travers celui-ci nous réaliserons la commande de la machine. Afin de réaliser la modélisation et la commande d'un cycloconvertisseur, nous allons voir d'abord la modélisation des redresseurs commandés basés sur des thyristors. Des résultats de simulations pour deux modes de fonctionnement, l'un en mode moteur et l'autre en mode générateur, valideront les commandes établies.

Dans le quatrième chapitre, nous allons réaliser le système éolien qui est constitué d'une turbine éolienne, d'une machine asynchrone à double alimentation, d'un cycloconvertisseur et d'un bloc de commande. La technique d'orientation du flux statorique, la commande par mode de glissement, la technique CWCC (Cosine-Wave Crossing Control) et la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) ont été appliquées sur le bloc de commande afin de contrôler indépendamment les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique par le générateur ainsi qu'afin d'extraire le maximum de puissance. Des résultats de simulation ont été présentés pour affirmer et interpréter le fonctionnement global du système proposé pour deux modes de fonctionnement, hypo-synchrone et hyper-synchrone. Cependant, la puissance électrique qui sera fournie au réseau est très fluctuante à cause de l'instabilité du vent, donc nous allons intégrer un Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE) entre le générateur éolien et le réseau électrique afin de maintenir la constance de la puissance envoyée au réseau.

CHAPITRE I

Généralités sur l'Énergie Éolienne

I.1 Introduction

L'utilisation des ressources renouvelables et propres comme le soleil, le vent et l'eau ne produit aucun problème de pollution ou de déchets radioactifs. Les énergies renouvelables constituent donc une alternative aux énergies fossiles à plusieurs titres : elles perturbent généralement moins l'environnement, n'émettent pas de gaz à effet de serre et ne produisent pas de déchets, elles sont inépuisables, elles autorisent une production décentralisée adaptée à la fois aux ressources et aux besoins locaux et elles offrent une importante indépendance énergétique [9,10].

De nos jours, l'énergie éolienne s'est largement avérée être une des plus concurrentielle et efficaces sources d'énergie renouvelable et, en conséquence, son utilisation augmente sans interruption.

Le système de conversion de l'énergie éolienne est l'ensemble du système qui convertit l'énergie éolienne en énergie électrique utile à travers une transmission mécanique. Ce système se compose de trois aspects majeurs : aspect aérodynamique, mécanique et électrique. Les principales parties utilisées pour obtenir une puissance électrique à partir d'un système typique de turbine éolienne sont présentées dans la figure (I.1) [11].

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter des généralités sur l'énergie éolienne. Dans un premier temps, nous présenterons une définition de l'énergie éolienne suivie par des statistiques sur l'évolution de cette énergie dans le monde. Ensuite, nous allons voir quelques notions principales au sujet de la technologie éolienne concernant les différents types d'éoliennes (les éoliennes à axe verticale et à axe horizontal) et les principaux composants constituant une éolienne à axe horizontal. Dans un deuxième temps, nous présenterons les différentes machines et les différents convertisseurs utilisés dans les éoliennes à vitesse variable connectées au réseau électrique en donnant les principaux avantages et inconvénients de chaque type. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présenterons la structure de la machine asynchrone à double alimentation et ses différents types de fonctionnement.

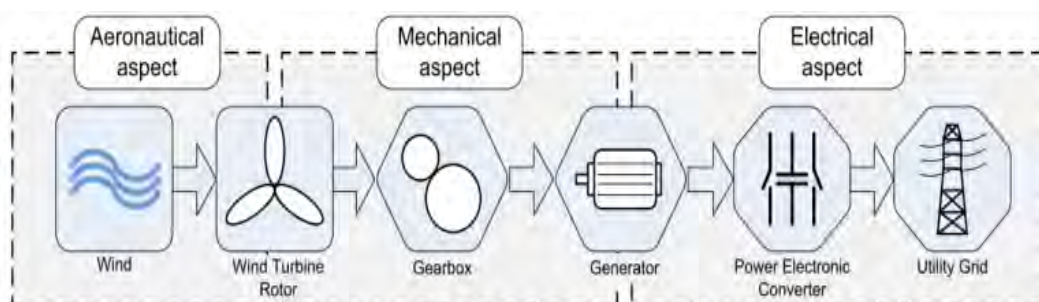


Figure I.1 Description générale d'un système éolien [11]

I.2 Énergie éolienne

La ressource éolienne provient du déplacement des masses d'air qui est dû indirectement à l'ensoleillement de la terre. Par le réchauffement de certaines zones de la planète et le refroidissement d'autres, une différence de pression est créée et les masses d'air sont en déplacement perpétuel [1].

Depuis l'antiquité, l'énergie du vent ou l'énergie éolienne a été utilisée par l'homme pour faire avancer des bateaux, moudre du grain et pomper de l'eau. Les premières utilisations connues de cette énergie remontent à 2000 ans avant J.C. par les Babyloniens. Donc, cette énergie a été utilisée pour des applications mécaniques, c'est-à-dire que l'énergie cinétique du vent est transformée uniquement en énergie mécanique. L'apparition de l'électricité dans le 19^{ème} siècle permit à Paul La Cour (Pionnier Danois) d'associer une dynamo à une éolienne en 1891. Dans les années 1950, un élève de Paul La Cour qui s'appelle Johannes Juul devint aussi un pionnier dans l'utilisation de l'énergie éolienne en construisant les premières éoliennes produisant du courant alternatif [12].

Le danger du réchauffement climatique dû aux gaz à effet de serre et aux déchets radioactifs ainsi de la crise pétrolière en 1973, mène plusieurs pays à l'utilisation des énergies renouvelables particulièrement l'énergie éolienne.

I.3 Énergie éolienne dans le monde

Depuis ces dernières années, la production d'électricité par l'énergie éolienne s'est considérablement développée dans le monde entier. Ceci est principalement dû à la raison de trouver une source d'énergie propre et alternative aux combustibles fossiles.

L'énergie éolienne sera l'une des principales sources d'énergie dans de nombreux pays du monde. Selon des statistiques globales du conseil d'énergie éolienne (GWEC), plus de 51 GW de nouvelles puissances d'énergie éolienne a été mis en ligne en 2014, c'est une forte augmentation par rapport à 2013 où les installations mondiales étaient un peu plus de 35,6 GW [4]. Les figures (I.2) et (I.3) représentent l'énergie éolienne des 10 premiers pays du monde en 2014 et la puissance installée dans le monde depuis 1997 jusqu'à 2014, respectivement.

Le rapport mondial sur l'énergie éolienne selon GWEC montre que [4] :

- L'Asie est le plus grand producteur de l'énergie éolienne (38,4105 % ; 141,964 GW), suivi par l'Europe (36,2576 % ; 134,007 GW), l'Amérique du Nord (21,1376 % ; 78,124 GW),

l'Amérique latine et les Caraïbes (2,3068 % ; 8,526 GW), le Pacifique (1,2016 % ; 4,441 GW), et l'Afrique et le Moyen-Orient (0,6859 % ; 2,535 GW).

- En terme d'installation annuelle de l'énergie éolienne, la Chine a maintenu sa position de leader en 2014 en ajoutant un peu plus de 23 GW de nouvelle puissance, c'est le nombre annuel le plus élevé qu'un pays n'a jamais atteint. Ce pays vise à doubler sa puissance éolienne à 200 GW vers la fin de 2020.

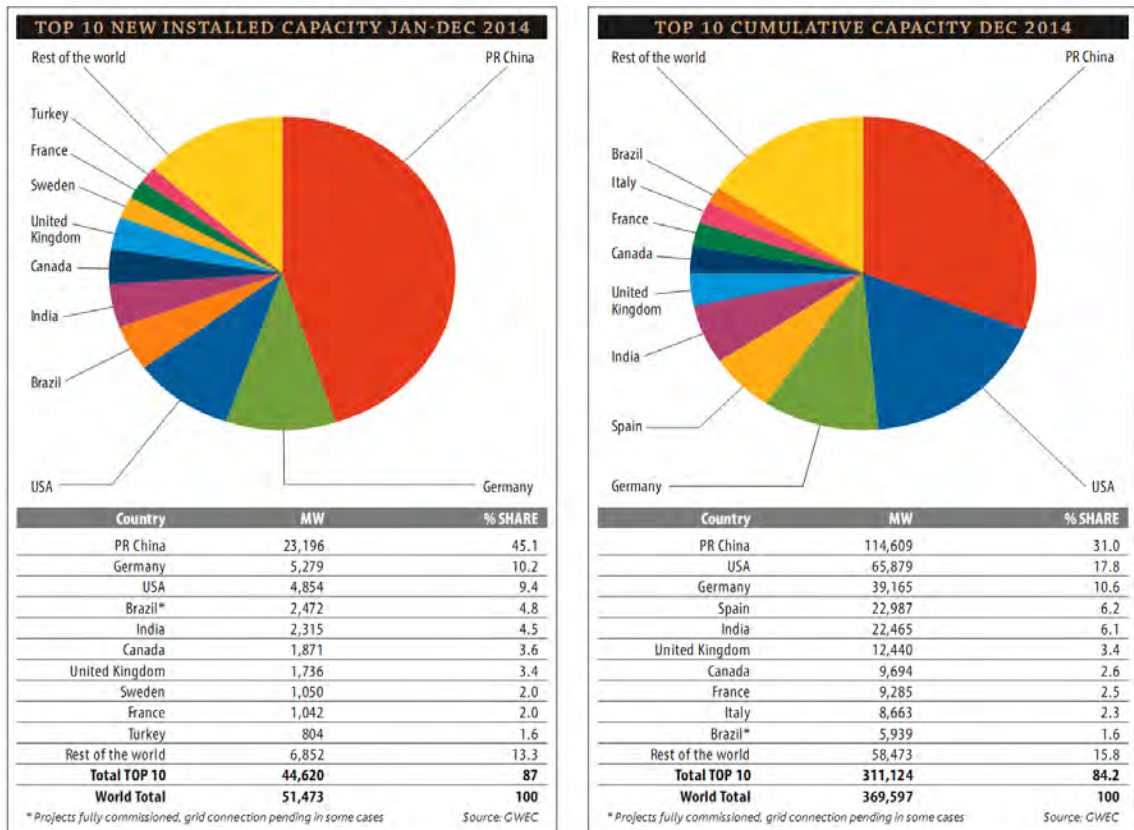


Figure I.2 L'énergie éolienne des 10 premiers pays en 2014 [4]

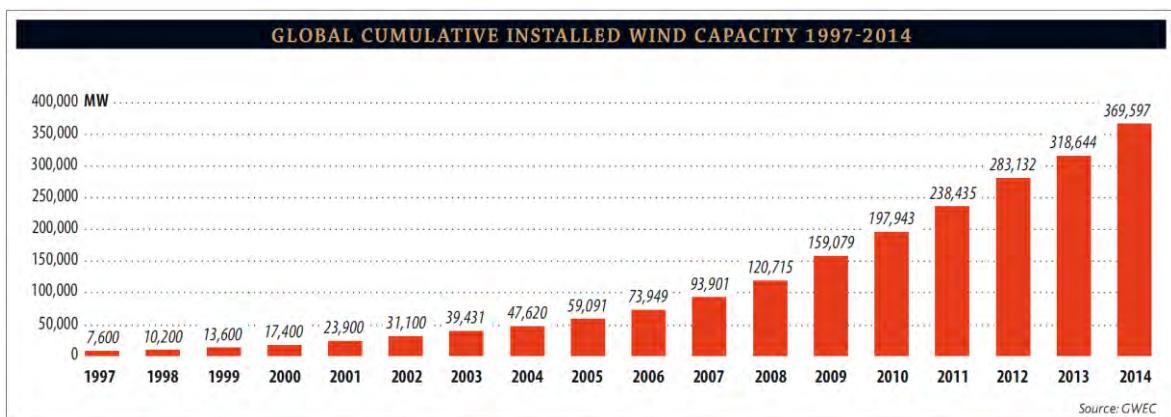


Figure I.3 Puissance installée dans le monde 1997-2014 [4]

- Les États-Unis est le deuxième plus grand producteur après la Chine en terme d'installation totale de l'énergie éolienne (65,879 GW).
- Pendant 2014, 12,858 GW d'énergie éolienne a été installée dans toute l'Europe avec 11,829 GW pour l'Union Européenne (UE-28).
- Le Brésil a mené l'Amérique latine avec des installations exceptionnelles en 2014 de 2,472 GW. Il est l'un des marchés les plus prometteurs de l'énergie éolienne pour les cinq prochaines années.
- Le Maroc a connu une année exceptionnelle suite au parc éolien de 300 MW Tarfaya (le plus grand de l'Afrique). Il est le plus grand producteur de l'énergie éolienne dans l'Afrique (787 MW), suivi par l'Égypte (610 MW), l'Afrique du Sud (570 MW), la Tunisie (245 MW), l'Éthiopie (171 MW), Cap-Vert (24 MW), Kenya (19 MW) et l'Algérie (10 MW). L'Afrique est susceptible d'émerger comme nouveau point chaud pour le développement d'énergie éolienne avec de nouveaux projets en Afrique du Sud, au Kenya, en Tanzanie, au Maroc, en Éthiopie et en îles Maurice venant en ligne.
- Le marché australien a ajouté 567 MW en 2014 (contre 655 MW en 2013) apportant sa puissance totale jusqu'à 3,806 GW. La Nouvelle-Zélande et le reste du Pacifique n'ont pas ajouté de nouvelles capacités d'énergie éolienne en 2014.
- Le Royaume-Uni est le plus grand producteur de la puissance éolienne offshore dans le monde avec des installations totales de près de 4,494 GW, ce qui représente plus de la moitié du marché mondiale offshore.

Après un ralentissement en 2013, l'industrie éolienne a établi un nouveau record pour les installations annuelles en 2014. À l'échelle mondiale, 51,473 GW de nouvelles puissances éoliennes ont été ajoutés en 2014, ce qui représente une augmentation de plus de 16%.

I.4 Type d'éolienne

Les éoliennes sont généralement divisées en deux familles: les éoliennes à axe vertical (VAWT: Vertical Axis Wind Turbine) et les éoliennes à axe horizontal (HAWT: Horizontal Axis Wind Turbine). La plupart des éoliennes utilisées dans le marché sont de type HAWT [1,13-16].

I.4.1 Eolienne à axe vertical

Ce type d'éolienne peut recevoir le vent de n'importe quelle direction car son axe de rotation est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent, ce qui rend

inutile tout dispositif d'orientation. Il existe principalement trois technologies de VAWT: la turbine de type Savonius, la turbine Darrieus classique et la turbine de type H (Figure (I.4)).

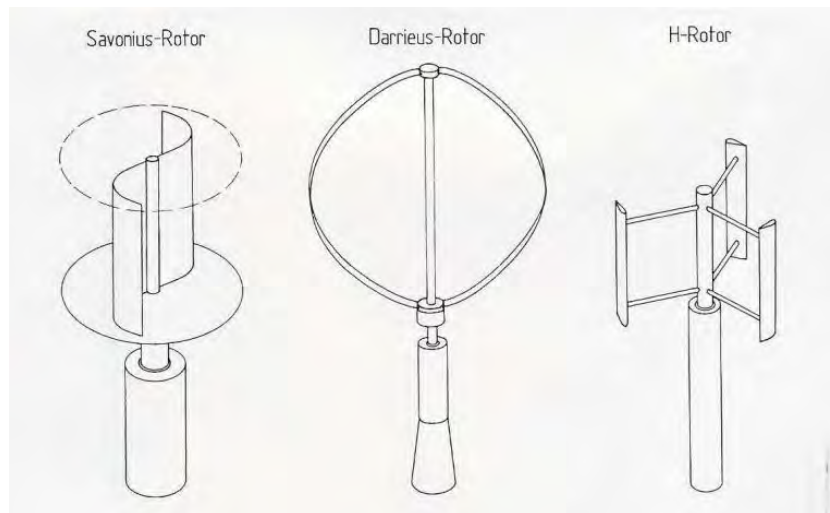


Figure I.4 Eoliennes à axe vertical [9]

I.4.2 Eolienne à axe horizontal

L'éolienne à axe horizontale est fixée au sommet d'une tour, ce qui permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. Le nombre des pales de ce type d'éolienne varie classiquement entre 1 et 3, le rotor tripale est le plus utilisé car il représente un bon compromis entre le coefficient de puissance, le coût, le comportement vibratoire et le bruit. [6,17].

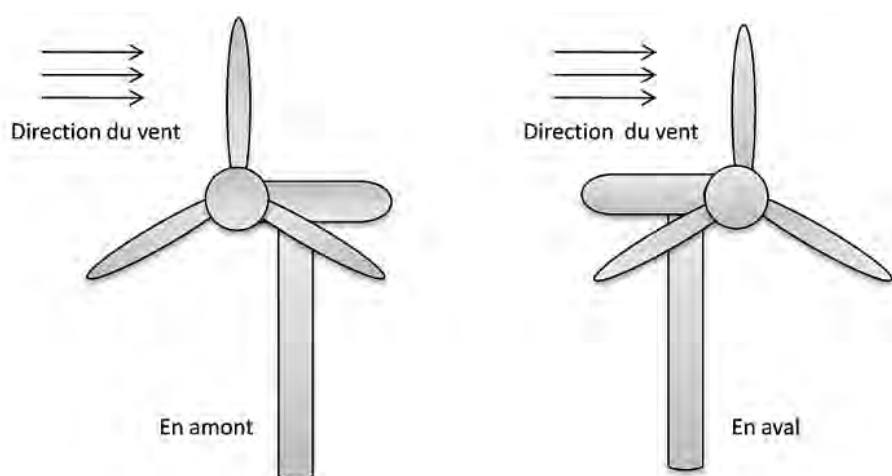


Figure I.5 Turbines éoliennes en amont et en aval

L'éolienne à axe horizontal peut être en amont « up-wind » dont le rotor est face au vent ou en aval « down-wind » dont le rotor est placé de l'autre côté de la tour (Figure(I.5)). Le premier type nécessite un mécanisme d'orientation pour maintenir régulièrement le rotor face au vent tandis que le deuxième type n'a pas besoin de ce mécanisme d'orientation mais il est assez rare suite aux importantes vibrations dues au passage du vent derrière les pales [1,9].

Une comparaison entre les éoliennes à axe horizontal et à axe vertical a été résumée dans le Tableau I.1 [13]. L'éolienne à axe horizontal possède une plus grande efficacité de conversion de l'énergie éolienne en raison de la conception des pales et à l'accès du vent, mais elle a besoin d'un mât (une tour) plus fort pour supporter le poids de la nacelle, ainsi que son coût d'installation est plus élevé. Par contre, l'avantage principal de l'éolienne à axe vertical est les faibles coûts d'installation, ainsi que son entretien est plus facile étant donné que la boîte de vitesse et le générateur sont installés au niveau du sol, mais son efficacité de transformation de l'énergie est plus faible. En outre, l'arbre du rotor est long ce qui rend le système enclin aux vibrations mécaniques. Ceux-ci sont les inconvénients qui gênent l'application pratique des éoliennes à axe vertical pour la conversion de l'énergie éolienne [13].

Tableau I.1 Comparaison entre les éoliennes à axe horizontal et à axe vertical

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
Eolienne à axe horizontal (HAWT)	<ul style="list-style-type: none"> - Rendement plus élevé de la conversion de l'énergie éolienne. - Plus facile à accès au vent. - Régulation de la puissance par le décrochage et le contrôle de l'angle d'inclinaison à des vitesses de vent élevées. 	<ul style="list-style-type: none"> - Coût d'installation plus élevé - Un mât plus fort pour supporter le poids lourd de la nacelle. - Câble plus long. - Orientation nécessaire.
Eolienne à axe vertical (VAWT)	<ul style="list-style-type: none"> - Faible coût d'installation et entretien plus facile. - Fonctionnement indépendant de la direction du vent. 	<ul style="list-style-type: none"> - La conversion de l'énergie éolienne est moins efficace. - Plus hautes fluctuations du couple. - La régulation de la puissance est limitée.

Généralement, les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale [6,16]:

- Eoliennes de petite puissance : inférieure à 40 kW.
- Eoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW.
- Eoliennes de forte puissance : supérieure à 1 MW.

I.5 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal

Les principales parties d'une éolienne à axe horizontal sont illustrées sur les figures (I.6) et (I.7). Ce type d'éolienne est constitué généralement de trois composants essentiels, le mât, la nacelle et le rotor [16,17]:

Le mât: c'est un tube en acier, son rôle est d'une part de supporter l'ensemble rotor et nacelle pour éviter que les pales ne touchent plus le sol, et d'autre part de placer le rotor à une hauteur suffisante pour bénéficier du maximum de l'énergie cinétique du vent et d'éviter les perturbations près du sol. Les câbles de transport de l'énergie électrique et les appareillages de connexions au réseau de distribution (transformateur) se trouvent à l'intérieur du mât.

La nacelle : qui contient tous les éléments mécaniques, permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique, tel que l'arbre lent et rapide, les roulements, le multiplicateur de vitesse, le générateur, le système de refroidissement, et les systèmes d'orientation des pales. Le multiplicateur de vitesse sert à élever la vitesse de rotation entre l'arbre lent et l'arbre rapide qui entraîne le générateur électrique. L'arbre rapide comporte généralement un frein mécanique qui permet d'immobiliser le rotor en cas d'urgence. Le générateur convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Le système de refroidissement comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir le générateur, et un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur. La nacelle contient aussi un système de commande qui sert à gérer le démarrage du générateur lorsque la vitesse du vent est suffisante, le pas des pales, le freinage du générateur, l'orientation de l'ensemble rotor et nacelle face au vent de manière à maximiser la récupération de l'énergie. Pour mener bien ces différentes tâches, ce système de commande utilise les données fournies par l'anémomètre (l'appareil qui mesure la vitesse du vent) et la girouette (direction du vent), habituellement situés à l'arrière de la nacelle.

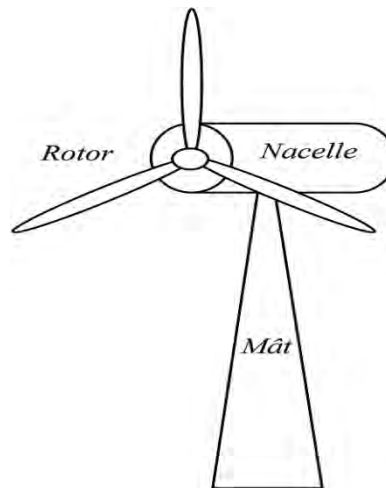


Figure I.6 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal

Le rotor : est le capteur d'énergie qui transforme l'énergie du vent en énergie mécanique. Le rotor est un ensemble constitué des pales et de l'arbre lent, la liaison entre ces éléments est assurée par le moyeu. Le nombre des pales varie généralement de 1 à 3, le rotor tripale est de loin le plus répandu.

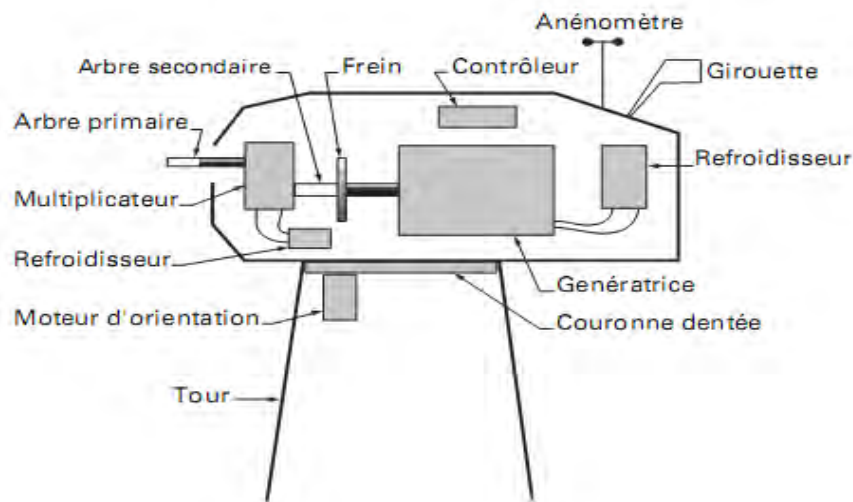


Figure I.7 Éléments d'une nacelle [18]

I.6 Éoliennes connectées au réseau électrique

I.6.1 Éoliennes à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe tournent à une vitesse constante qui est déterminée par le rapport de transmission (multiplicateur), la fréquence du réseau électrique, et le nombre de pôles du générateur. L'efficacité maximum de conversion peut être réalisée seulement à une

vitesse de vent donnée, et l'efficacité du système dégrade à d'autres vitesses de vent. La turbine est protégée par la commande aérodynamique des pales contre des dommages possibles provoqués par des fortes vitesses de vent. La turbine à vitesse fixe génère une puissance de sortie très fluctuante au réseau, ce qui provoque des perturbations sur le réseau électrique. Ce type de turbine exige également une conception mécanique robuste pour absorber les contraintes mécaniques élevées [13].

Généralement, les éoliennes à vitesse fixe utilisent une machine asynchrone à cage d'écureuil qui est directement connectée au réseau électrique et celui-ci impose sa fréquence aux grandeurs statorique (Figure (I.8)). Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la machine soit au delà du synchronisme [19]. Un multiplicateur de vitesse entraîne cette machine à une vitesse qui est maintenue approximativement constante grâce à un système mécanique d'orientation des pales. Une batterie de condensateurs est souvent associée pour compenser la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil [16].

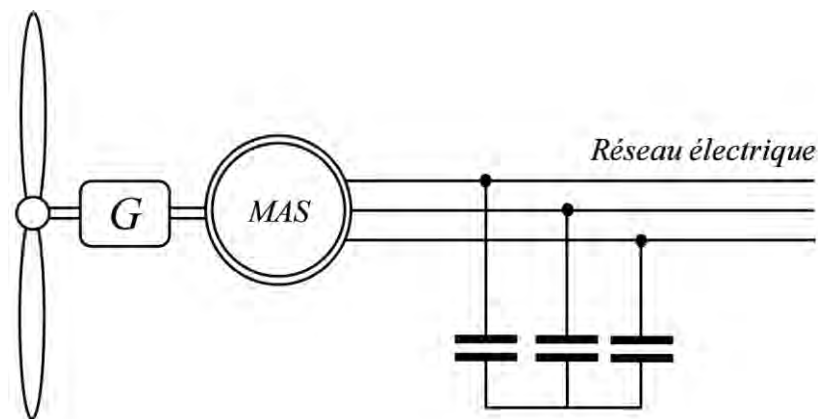


Figure I.8 Eolienne à vitesse fixe à base de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les principaux avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse fixe utilisant la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent se résumer dans les points suivants [13,19-23]:

Les avantages :

- Simple, robuste et fiable.
- Aucune interface d'électronique de puissance.
- Moins cher.

Les inconvénients:

- Efficacité relativement faible de conversion de l'énergie éolienne (Puissance extraite non optimisée).

- Fortes contraintes mécaniques.
- L'absence de gestion de l'énergie réactive par le générateur asynchrone : La connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs.

I.6.2 Eoliennes à vitesse variable

Actuellement, les éoliennes à vitesse variable sont devenues le type le plus utilisé dans le monde. Ces éoliennes sont conçues pour atteindre une efficacité maximale sur une large plage de vitesses de vent. Avec un fonctionnement à vitesse variable, il est devenu possible d'adapter (accélérer ou ralentir) la vitesse de la turbine éolienne à la vitesse du vent.

Le système électrique d'une éolienne à vitesse variable est plus compliqué que celle à vitesse fixe. Généralement, une éolienne à vitesse variable contient un générateur synchrone ou asynchrone qui est raccordé au réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance. Celui-ci permet de contrôler et de mettre la vitesse du générateur, qui est couplée mécaniquement au rotor de la turbine éolienne, à une valeur optimale pour atteindre le maximum de puissance à des vitesses de vent différentes.

Les principaux avantages et inconvénients des éoliennes à vitesse variables peuvent se résumer dans les points suivants [13,19-21]:

Les avantages :

- Augmentation du rendement énergétique.
- Réduction des efforts subis par le multiplicateur de vitesse et les autres parties mécaniques.
- Réduction des efforts mécaniques grâce à l'adaptation de la vitesse de la turbine lors des variations du vent.
- Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Les inconvénients :

- Coût et pertes supplémentaires dues à l'utilisation du convertisseur de puissance.
- Système de commande plus complexe.

I.7 Machines électriques et convertisseurs de puissances

Dans ce qui suit, nous allons exposer brièvement les différents types de machines électriques et de convertisseurs de puissances les plus utilisées dans les éoliennes à vitesse variable connectées au réseau électrique avec les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

I.7.1 Machines électrique

I.7.1.1 Machine synchrone

La machine synchrone a l'avantage d'avoir un bon rendement et un couple massique notamment pour la machine synchrone à aimant permanent [12]. Le champ tournant rotorique de la machine peut être créé par des aimants ou par un bobinage alimenté en courant continu. Ce mode d'excitation entraîne la présence de contacts glissants au rotor, c'est pourquoi on remplace souvent ce bobinage par des aimants permanents [6].

Dans le cas des éoliennes à vitesse variable, la machine synchrone est souvent utilisée en entraînement direct avec la turbine éolienne (lorsqu'elle a un très grand nombre de pôles). Elle est associée aussi à un convertisseur de puissance (Figure (I.9)) qui permet de contrôler la vitesse de rotation de sorte à optimiser le rendement aérodynamique de l'éolienne et à amortir les fluctuations du couple [20]. L'inconvénient majeur de cette configuration est qu'elle nécessite des convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la machine pour sa connexion au réseau, de plus, cette machine est beaucoup plus coûteuse et mécaniquement plus complexe qu'une machine asynchrone (le cas d'une taille similaire) [21].

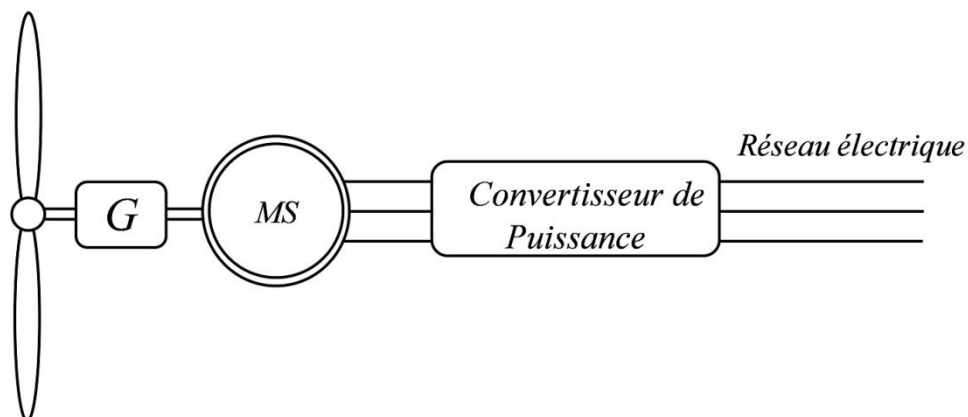


Figure I.9 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine synchrone

I.7.1.2 Machine asynchrone à cage d'écureuil

Nous avons vu précédemment que si la machine asynchrone à cage d'écureuil est connectée directement au réseau électrique, la puissance fournie au celui-ci ne peut pas être optimal car la machine n'a pas la possibilité de fonctionner à vitesse variable. La figure (I.10) illustre une structure d'une éolienne à vitesse variable utilisant la même machine. Le stator de la machine est connecté au réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance qui permet de contrôler et de varier la vitesse de la machine afin de fournir une puissance maximale au réseau électrique. Le convertisseur de puissance doit être dimensionné

pour la puissance nominale envoyée au réseau par la machine asynchrone (mode générateur). Comme la machine synchrone, cet inconvénient reste un obstacle pour le développement industriel de cette configuration.

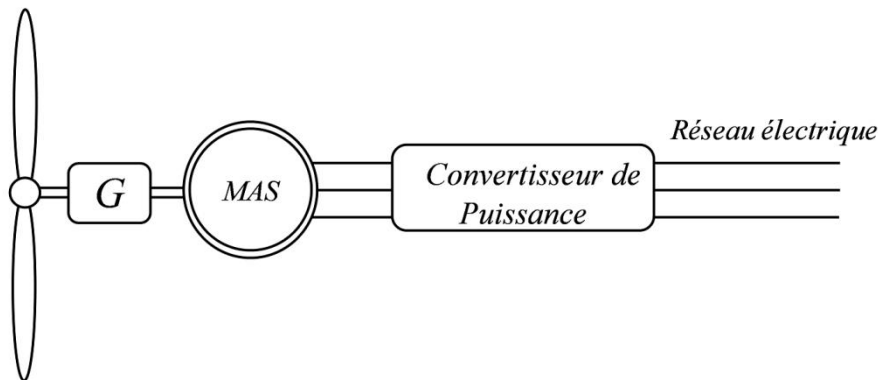


Figure I.10 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.7.1.3 Machine asynchrone à double alimentation

L'éolienne à vitesse variable utilisant la machine asynchrone à double alimentation (Figure (I.11)) est la plus populaire en raison de son haute efficacité et contrôlabilité énergétique [14]. Les enroulements statoriques de la MADA, fonctionnant en mode générateur, sont connectés directement au réseau électrique, tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un convertisseur de puissance par l'intermédiaire des contacts glissants (bagues-balais). Afin d'extraire et de fournir une puissance optimale au réseau électrique, la vitesse de rotation du générateur doit être contrôlée à travers ce convertisseur de puissance en contrôlant la fréquence rotorique. Ici, la plage de la vitesse de rotation est 30% (ou 33%) autour de la vitesse du synchronisme [24-27]. De plus, ce convertisseur est dimensionné seulement pour 20-30% de la puissance nominale de la machine [28,29], ce qui rend ce système éolien attrayant d'un point de vue économique.

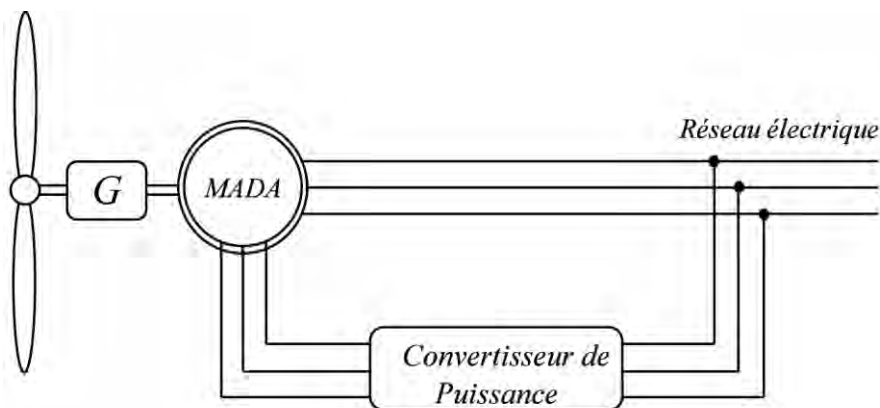


Figure I.11 Eolienne à vitesse variable à base d'une machine asynchrone à double alimentation

Il y aussi d'autres nouveaux types de machine à double alimentation tels que: la machine asynchrone à double alimentation de type brushless et la machine à réluctance variable à double alimentation de type brushless, pour des applications de conversion d'énergie éolienne.

La structure de la machine asynchrone à double alimentation de type brushless, utilisée pour les éoliennes à vitesse variable, est illustrée dans la figure (I.12). Cette machine possède deux enroulements triphasés du côté statorique (avec différent nombre de pôles) et un enroulement du côté rotorique (ou un rotor à cage d'écureuil à structure spéciale différente de la cage d'écureuil classique) [30-32]. Un des enroulements du stator, appelé bobinage de puissance, est lié directement au réseau électrique avec une tension et fréquence fixes, tandis que l'autre enroulement, appelé bobinage de commande, est connecté par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance. Celui-ci est conçu seulement pour une partie de la puissance nominale de la machine [33].

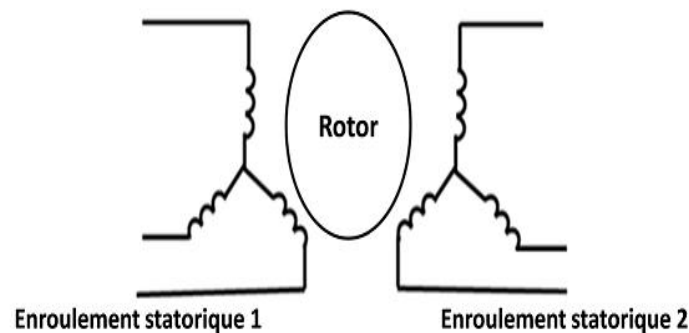


Figure I.12 La structure d'une machine asynchrone à double alimentation de type brushless

Les éoliennes à vitesse variable sont basées aussi sur la machine à réluctance variable à double alimentation de type brushless. La structure de cette machine est présentée dans la figure (I.13) [34]. La conception de cette machine est similaire de la machine précédente mais avec un rotor à réluctance, celui-ci est toujours en fer mais sans enroulement [11].

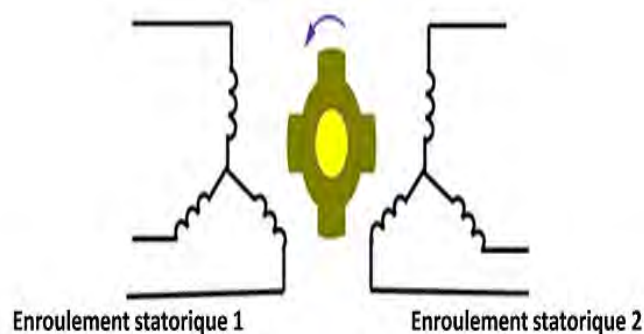


Figure I.13 La structure d'une machine à réluctance à double alimentation de type brushless [34]

Tableau I.2 Avantages et inconvénients des différents types d'éoliennes

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
Vitesse fixe (SCIG)	<ul style="list-style-type: none"> • Simple, robuste et fiable. • Aucune interface d'électronique de puissance. • Moins cher. 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible rendement énergétique. • Fortes contraintes mécaniques. • Pas de contrôle des puissances (active et réactive).
Vitesse variable (PMSG)	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement énergétique plus élevé. • Contrôle des puissances (active et réactive). • Absence des contacts glissants (bagues-balais). • Faibles contraintes mécaniques. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût élevé de l'aimant permanent. • Démagnétisation de l'aimant permanent. • Complexe procédure de construction. • Coût plus élevé du convertisseur de puissance. • Pertes plus élevées dans le convertisseur de puissance. • Grande taille.
Vitesse variable (WRSG)	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement énergétique plus élevé. • Contrôle des puissances (active et réactive). • Faibles contraintes mécaniques. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût plus élevé du convertisseur de puissance. • Pertes plus élevées dans le convertisseur de puissance. • Grande taille.
Vitesse variable (DFIG)	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement énergétique plus élevé. • Contrôle des puissances (active et réactive). • Faible coût du convertisseur de puissance. • Faibles contraintes mécaniques. • Taille compacte. 	<ul style="list-style-type: none"> • Existence des contacts glissants (bagues-balais). • Importantes pertes dans le multiplicateur de vitesse (boite de vitesse).
Vitesse variable (BDFIG)	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement énergétique plus élevé. • Contrôle des puissances (active et réactive). • Absence des contacts glissants (bagues-balais). • Faible coût du convertisseur de puissance. • Faibles contraintes mécaniques. • Taille compacte. 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexités de contrôle, de conception et d'assemblage. • Pertes plus élevées dans le multiplicateur de vitesse.
Vitesse variable (BDFRG)	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement énergétique plus élevé. • Contrôle des puissances (active et réactive). • Absence des contacts glissants (bagues-balais). • Faible coût du convertisseur de puissance. • Faibles contraintes mécaniques. • Construction plus facile. 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexités de contrôle et de conception du rotor. • Pertes plus élevées dans le multiplicateur de vitesse. • Plus grande que la MADA (DFIM).

Les deux configurations basant sur la machine asynchrone et à réluctance à double alimentation de type brushless sont capables de fonctionner à vitesse variable de sorte à maximiser la puissance envoyée au réseau électrique. Par rapport au système utilisant la MADA, ces configurations ne nécessitent pas de contacts glissants (bagues-balais), cependant, leur principe de fonctionnement ainsi que leur commande sont relativement complexe. De plus, la machine à réluctance est plus grande que la MADA [11].

Les avantages et les inconvénients des différents types d'éoliennes basant sur les différentes machines (générateurs) sont présentés dans le tableau (I.2) [11, 13, 14, 19-23, 26, 34-38].

SCIG: Squirrel Cage Induction Generator.

WRSG: Wound Rotor Synchronous Generator.

PMSG: Permanent Magnet Synchronous Generator.

DFIG: Doubly Fed Induction Generator.

BDFIG: Brushless Doubly Fed Induction Generator.

BDFRG: Brushless Doubly Fed Reluctance Generator.

I.7.2 Convertisseurs de puissance

Les convertisseurs de puissance sont largement utilisés dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. Dans le cas des éoliennes à vitesse fixe, les convertisseurs sont utilisés pour réduire les oscillations du courant et du couple pendant le démarrage du système, alors que pour les éoliennes à vitesse variable, les convertisseurs sont utilisés pour contrôler la vitesse et le couple du générateur, ainsi que pour contrôler les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique [13].

Généralement, trois types de convertisseurs de puissance sont largement disponibles sur le marché de l'énergie éolienne [11] :

- Convertisseur conventionnel (back-to-back).
- Convertisseur multiniveaux.
- Convertisseur matriciel.

Dans la partie suivante, nous allons présenter ces trois types de convertisseurs avec leurs principaux avantages et inconvénients [11, 13, 14, 16, 21, 25, 26, 29, 37, 39] :

I.7.2.1 Convertisseur conventionnel (back-to-back)

Le convertisseur de puissance conventionnel „back-to-back“ est le type le plus classique parmi les autres types de convertisseurs de puissance utilisés dans les éoliennes à

vitesse variable. La figure (I.14) montre la structure de ce convertisseur (c'est un convertisseur à deux niveaux), il est constitué de deux convertisseurs „onduleur et redresseur,“ et un condensateur. Ces deux convertisseurs sont généralement des convertisseurs de tension équipés par des IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) et des diodes pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, ainsi que pour assurer une conversion de puissance bidirectionnelle. Le condensateur situant entre les deux convertisseurs est souvent nommé comme un « condensateur de liaison » ou « condensateur de découplage », il permet de découpler la commande des deux convertisseurs. Généralement, le convertisseur côté générateur est commandé en fonction de la demande de magnétisation et de la vitesse de rotation désirée, alors que le convertisseur côté réseau est commandé afin d'assurer une tension constante aux bornes du condensateur de liaison.

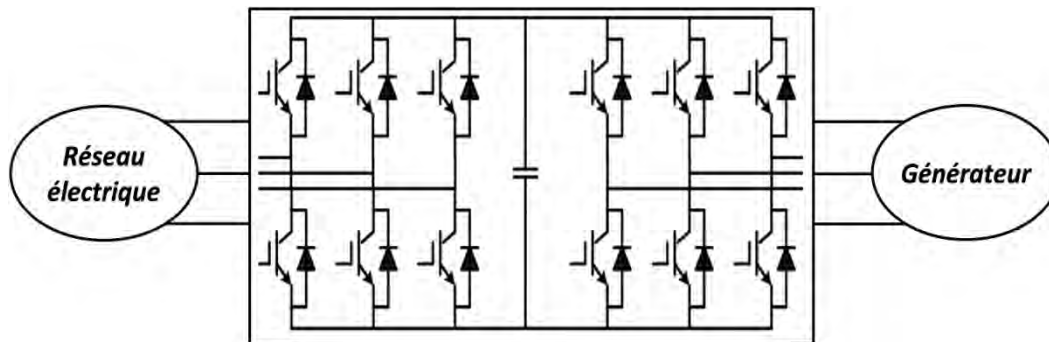


Figure I.14 Structure d'un convertisseur conventionnel (back-to-back)

L'avantage de l'utilisation de ce type de convertisseur est que le condensateur de liaison permet de séparer la commande entre le convertisseur coté générateur et le convertisseur coté réseau. En outre, ce condensateur offre certaines protections contre les conditions anormales du réseau électrique. Cependant, le condensateur de liaison devient également l'inconvénient principal du convertisseur conventionnel, car il est lourd et encombrant, ainsi il augmente les coûts et diminue la durée de vie globale du système. Il existe aussi d'autres inconvénients notamment les pertes par commutation et l'émission des harmoniques à hautes fréquences, ce qui entraîne des coûts supplémentaires dans les filtres.

I.7.2.2 Convertisseur multiniveaux

Depuis le développement du convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, plusieurs structures alternatives concernant le convertisseur multiniveaux ont été rapportées dans la littérature. Ces différentes structures peuvent être classées dans cinq catégories comme le montre la figure (I.15). L'idée générale de l'utilisation le convertisseur

multiniveaux est de créer une tension sinusoïdale à partir plusieurs niveaux de tension, typiquement obtenus à partir des condensateurs.

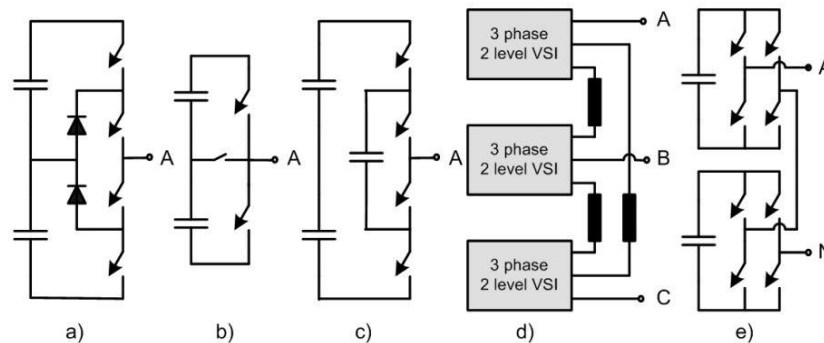


Figure I.15 Structures d'un convertisseur multiniveaux : a) one leg of a three-level diode clamped converter; b) one leg of a three-level converter with bidirectional switch interconnection; c) one leg of a three-level flying capacitor converter; d) three-level converter using three two-level converters et e) one leg of a three-level H-bridge cascaded converter [11]

L'avantage du convertisseur multiniveaux réside dans l'augmentation de la puissance par le biais de la tension, ce qui offre la possibilité de connecter aux réseaux de moyenne tension en éliminant le transformateur. Il existe aussi d'autres avantages tel que la réduction des pertes par commutation et les pertes de conduction, ce qui rend le convertisseur multiniveaux plus efficaces que le convertisseur conventionnel à deux niveaux.

Il est évident que le nombre de semi-conducteurs et de condensateurs, de toutes les topologies présentées dans la figure (I.15), est supérieur à celui du convertisseur conventionnel à deux niveaux, ce qui rend le convertisseur multiniveaux plus coûteux. Un autre inconvénient de ce type de convertisseur est le déséquilibre de tension provoqué par les condensateurs de liaison.

I.7.2.3 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un type de convertisseur de puissance qui est différent par rapport au convertisseur conventionnel ou multiniveaux, car il fait une conversion directe de puissance sans l'intermédiaire d'un condensateur de liaison (Figure (I.16)). La conception typique d'un convertisseur matriciel triphasé consiste 9 interrupteurs. Il permet d'assurer une conversion de puissance bidirectionnelle entre le réseau et le générateur et il permet aussi de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce au contrôle d'une matrice des interrupteurs. Le convertisseur matriciel est devenu de plus en plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine de la génération d'énergie.

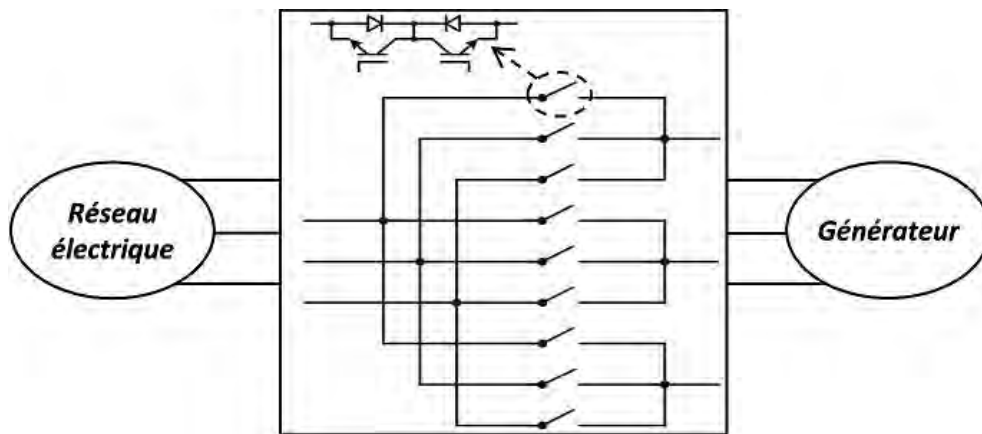


Figure I.16 Structure d'un convertisseur matriciel

L'absence du condensateur de liaison donne une grande efficacité et augmente la durée de vie globale du système. De plus, les pertes par commutation du convertisseur matriciel peuvent être inférieures à celles du convertisseur conventionnel à deux niveaux. Par contre, ce type de convertisseur possède aussi quelques inconvénients tels que la limite de la tension de sortie (86% de la tension d'entrée), la sensibilité aux perturbations du réseau et des changements rapides de la tension d'entrée, et le coût plus élevé des interrupteurs par rapport au convertisseur conventionnel.

I.8 Description du fonctionnement de la MADA

I.8.1 Structure de la machine

La machine asynchrone à double alimentation possède un stator triphasé identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone, par contre le rotor de cette machine est de type bobiné disposé de la même manière que les enroulements statoriques et il est accessible par trois bagues munies de contacts glissants (bagues-balais) [15].

Généralement, Elle est appelée " Doubly Fed Induction Motor " lorsqu'elle fonctionne en mode moteur dans l'entraînement à vitesse variable, ou " Doubly Fed Induction Generator " lorsqu'elle fonctionne en mode générateur pour des applications de la production d'énergie éolienne.

La figure (I.17) [40], montre la nécessité des contacts électriques glissants pour alimenter les enroulements rotoriques.

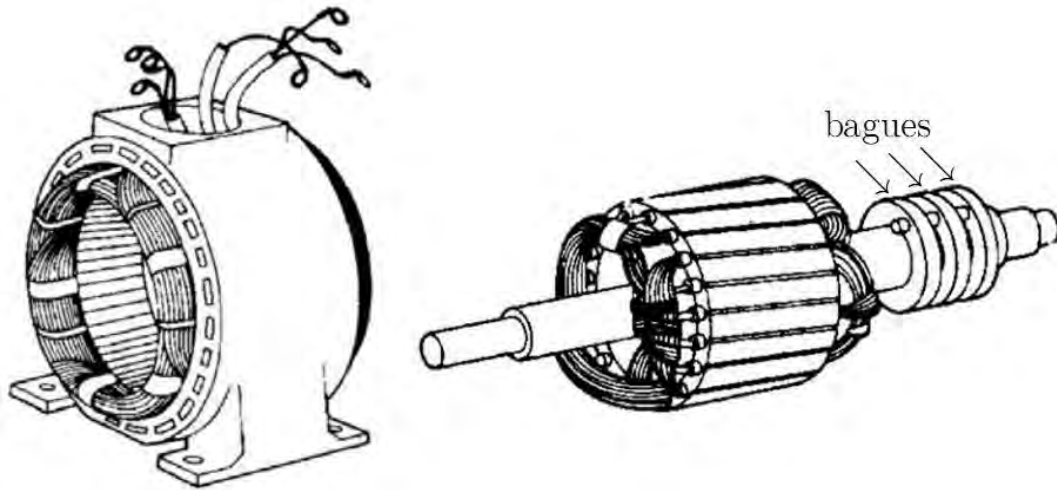


Figure I.17 Schéma d'une machine asynchrone à double alimentation (rotor bobiné) (MADA) [40]

I.8.2 Mode de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présentée dans le paragraphe précédent s'alimente par deux sources de tensions triphasées différentes (convertisseur de puissance ou réseau). La figure (I.18) illustre le modèle de la MADA où le stator est directement connecté au réseau électrique alors que le rotor est connecté par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance.

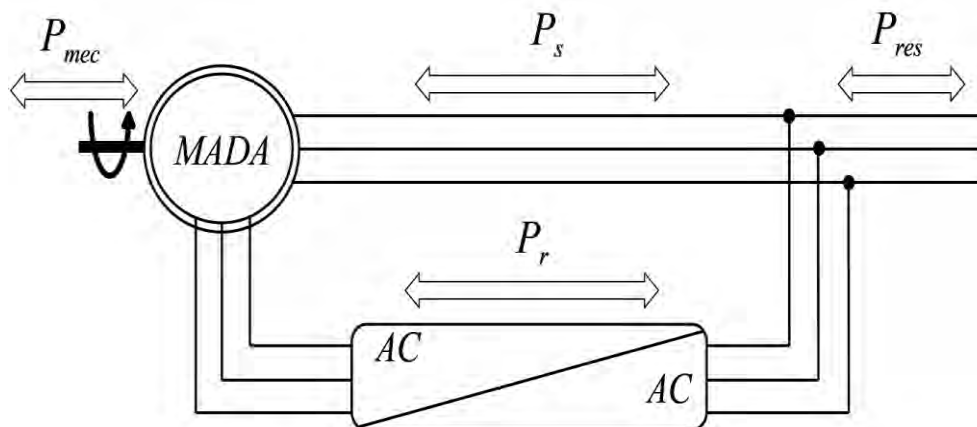


Figure I.18 Modèle de la MADA connectée au réseau

P_s : Puissance statorique.

P_r : Puissance rotorique.

P_{mec} : Puissance mécanique.

P_{res} : Puissance du réseau électrique.

La machine asynchrone à cage d'écuriel peut fonctionner en mode moteur si sa vitesse de rotation est au-dessous de la vitesse de synchronisme et elle peut fonctionner en mode générateur si sa vitesse de rotation est au-dessus de la vitesse de synchronisme. Dans le cas de la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hypo-synchrone ou en hyper-synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [15].

Dans cette partie, on s'intéresse sur les différents modes de fonctionnement de la MADA, en mode moteur hypo-synchrone ou hyper-synchrone et en mode générateur hypo-synchrone ou hyper-synchrone, sans prendre en considération les pertes.

I.8.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

Durant ce mode de fonctionnement, voir la figure (I.19), la vitesse de rotation est au-dessous de la vitesse de synchronisme et la puissance fournie par le réseau est transmise au stator de la machine, tandis que la puissance rotorique est fournie par le rotor de la machine au réseau. Ce régime est généralement connu comme mode de récupération de l'énergie du glissement.

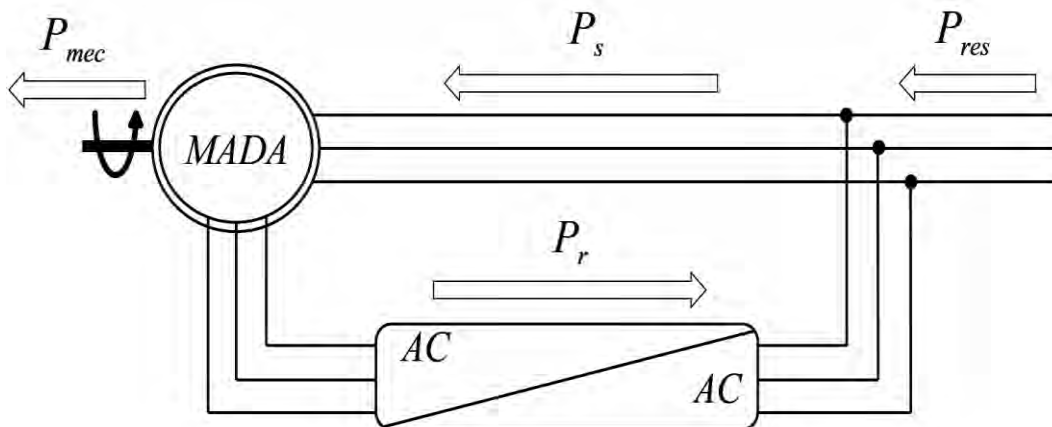


Figure I.19 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

I.8.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

Dans ce mode de fonctionnement, voir la figure (I.20), la vitesse de rotation est au-dessus de la vitesse de synchronisme et la puissance fournie par le réseau est transmise au stator et au rotor de la machine. Donc, la puissance envoyée par le réseau est totalement convertie en puissance mécanique.

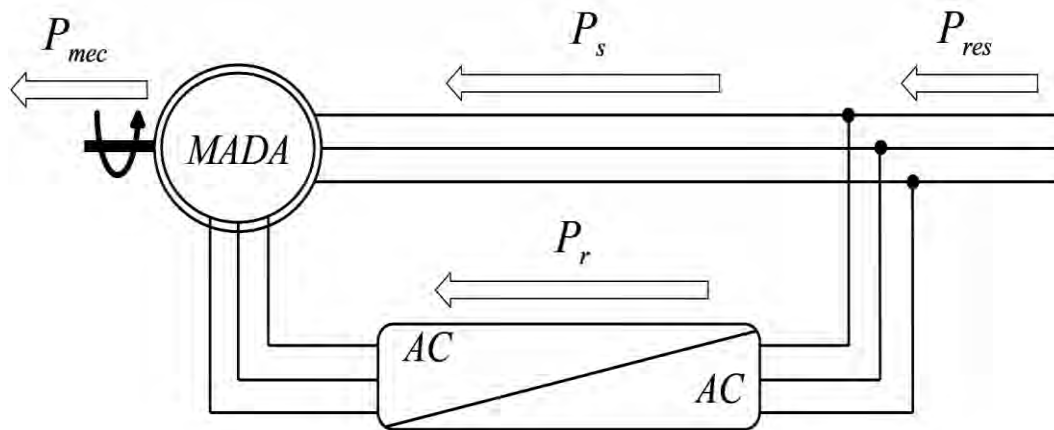


Figure I.20 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

I.8.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

Durant ce mode de fonctionnement, voir la figure (I.21), la vitesse de rotation est au-dessous de la vitesse de synchronisme et la puissance mécanique est transmise à la machine. Celle-ci la fournit au stator qui la transmet au réseau, une partie de cette puissance est réabsorbée par le rotor.

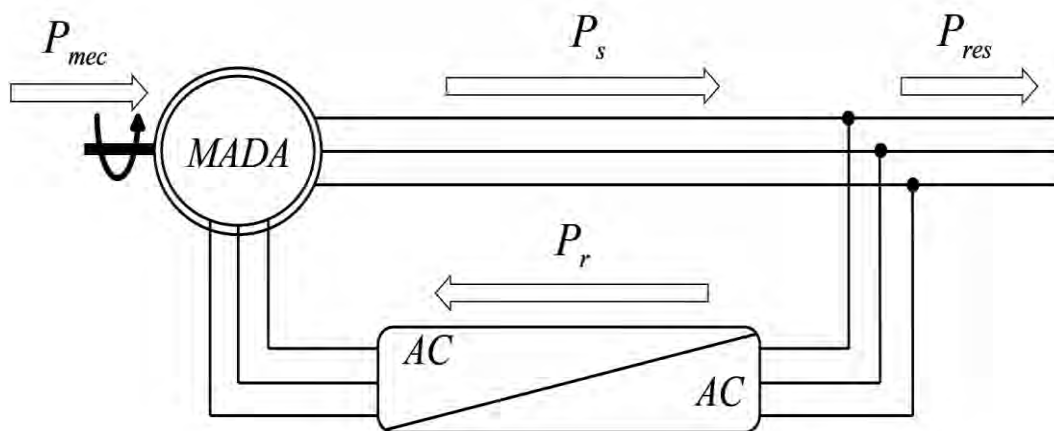


Figure I.21 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

I.8.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

Dans ce mode de fonctionnement, voir la figure (I.22), la vitesse de rotation est au-dessus de la vitesse de synchronisme et la puissance mécanique est transmise à la machine. Celle-ci la fournit au stator et au rotor puis au réseau. Donc, la puissance mécanique fournie à la machine est envoyée totalement au réseau.

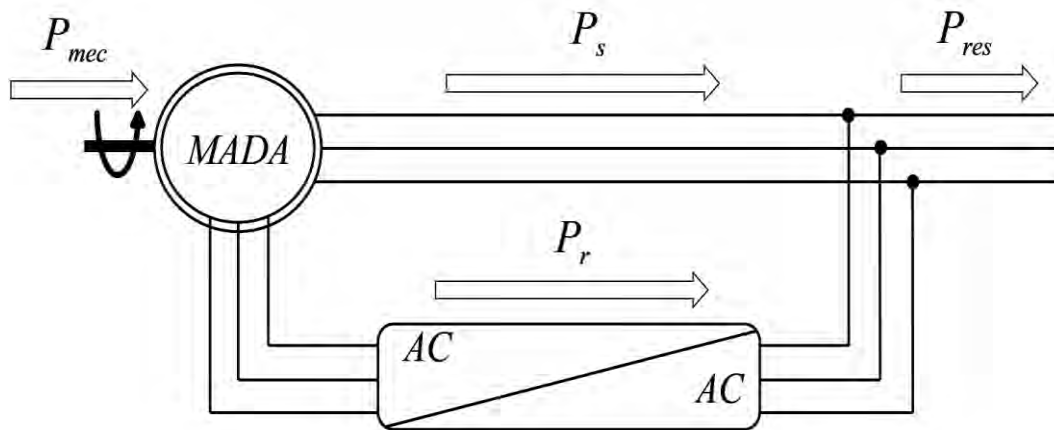


Figure I. 22 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

Seul le mode de fonctionnement en générateur (hypo-synchrone et hyper-synchrone) de la MADA est exploitable dans les éoliennes pour la production de l'énergie électrique.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur l'énergie éolienne. Nous avons commencé par une définition de cette énergie ainsi que son évolution dans le monde durant ces dernières années. Nous avons aussi présenté les différents types d'éoliennes et les principaux composants d'une éolienne à axe horizontal. Ensuite, nous avons montré les différentes éoliennes connectées au réseau électrique : les éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable qui sont les plus utilisées suite à leur rendement énergétique. De plus, nous avons présenté les différentes machines et les différents convertisseurs utilisés dans les éoliennes à vitesse variable en donnant les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons opté pour l'étude d'une chaîne de conversion éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation où son stator est connecté directement au réseau électrique alors que son rotor est connecté à travers un convertisseur de puissance qui est dimensionné seulement pour une partie de la puissance nominale de la machine.

Dans le prochain chapitre, nous allons nous intéresser à la modélisation et à la commande de la MADA afin de valider ses différents types de fonctionnement.

CHAPITRE II

Modélisation et Commande de la MADA

II.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation semble bien adaptée à l'utilisation dans un système éolien. Cette machine est connectée directement au réseau électrique par son stator, tandis que son rotor est connecté par le biais d'un convertisseur de puissance qui est dimensionné seulement pour 20-30% de la puissance nominale de la machine, ainsi que la variation de la vitesse de rotation du côté rotorique est 30% (ou 33%) autour de la vitesse de synchronisme.

Dans ce chapitre, nous allons présenter d'abord le modèle mathématique triphasé de la MADA et sa transformation dans le système diphasé en utilisant des hypothèses simplificatrices. Ensuite, la commande vectorielle sera utilisée et appliquée sur le modèle de la machine afin de découpler les puissances active et réactive envoyées par la machine au réseau électrique en mode générateur ainsi qu'afin de découpler la vitesse de rotation mécanique et la puissance réactive de la machine en mode moteur.

À la fin de ce chapitre, nous présenterons des résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MADA pour ses deux modes de fonctionnement (générateur et moteur) mais sans prendre en considération le convertisseur de puissance.

II.2 Hypothèses

Il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices permettant de simplifier les calculs et conduisant à des résultats suffisamment précis pour toute cette étude. Ces hypothèses sont les suivantes [40- 43] :

- La construction de la machine est symétrique.
- L'entrefer est constant.
- L'effet des encoches est négligé.
- Répartition sinusoïdale des conducteurs des phases statoriques et rotoriques : création d'ondes de champs magnétiques sinusoïdales.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de peau n'est pas pris en compte.

II.3 Modèle triphasé de la MADA

Chaque enroulement de la machine peut être représenté par un circuit électrique équivalent comme indique la figure (II.1).

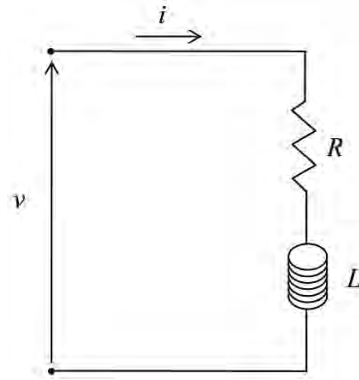


Figure II.1 Circuit d'un enroulement de la MADA

La relation entre le flux et la force électromotrice développée au niveau de l'inductance est donnée par la loi de Faraday :

$$-e = \frac{d\varphi_t}{dt} \quad (\text{II.1})$$

L'application de la loi des mailles à ce circuit donne :

$$-e = \frac{d\varphi_t}{dt} = v - R \cdot i \quad (\text{II.2})$$

Avec:

R et L sont la résistance et l'inductance de l'enroulement.

i et v représentent le courant dans l'enroulement et la tension à ses bornes.

$\varphi_t = \varphi + \varphi_c$, où φ est le flux propre de l'enroulement, et φ_c est le flux de couplage magnétique avec d'autres enroulements.

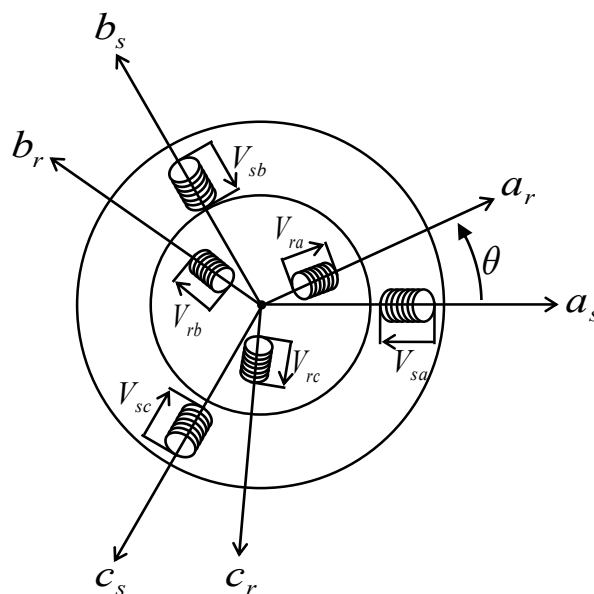


Figure II.2 Représentation schématique des enroulements de la MADA

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques de la MADA sont représentés schématiquement par la figure (II.2).

Où : a_s, b_s, c_s sont les axes des trois enroulements du stator et a_r, b_r, c_r sont les axes des trois enroulements du rotor.

II.3.1 Équations des tensions

En appliquant la loi de Faraday et des mailles aux enroulements de la MADA, on obtient:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: Tensions statoriques et rotoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$: Courants statoriques et rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Les flux à travers les trois enroulements du stator et du rotor.

Les équations (II.3) et (II.4) peuvent se représenter sous les formes matricielles comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Où :

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Vecteur tension statorique.

$[I_{sabc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$: Vecteur courant statorique.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: Vecteur flux total statorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrices des résistances du stator.}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Où:

$$[V_{rabc}] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T : \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_{rabc}] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T : \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T : \text{Vecteur flux total rotorique.}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrices des résistances du rotor.}$$

II.3.2 Équations des flux

Les flux totalisés couplés avec les enroulements statoriques et rotoriques s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = l_s \cdot I_{sa} + m_s \cdot I_{sb} + m_s \cdot I_{sc} + m_{sr} \cdot I_{ra} + m_{sr} \cdot I_{rb} + m_{sr} \cdot I_{rc} \\ \varphi_{sb} = m_s \cdot I_{sa} + l_s \cdot I_{sb} + m_s \cdot I_{sc} + m_{sr} \cdot I_{ra} + m_{sr} \cdot I_{rb} + m_{sr} \cdot I_{rc} \\ \varphi_{sc} = m_s \cdot I_{sa} + m_s \cdot I_{sb} + l_s \cdot I_{sc} + m_{sr} \cdot I_{ra} + m_{sr} \cdot I_{rb} + m_{sr} \cdot I_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = l_r \cdot I_{ra} + m_r \cdot I_{rb} + m_r \cdot I_{rc} + m_{rs} \cdot I_{sa} + m_{rs} \cdot I_{sb} + m_{rs} \cdot I_{sc} \\ \varphi_{rb} = m_r \cdot I_{ra} + l_r \cdot I_{rb} + m_r \cdot I_{rc} + m_{rs} \cdot I_{sa} + m_{rs} \cdot I_{sb} + m_{rs} \cdot I_{sc} \\ \varphi_{rc} = m_r \cdot I_{ra} + m_r \cdot I_{rb} + l_r \cdot I_{rc} + m_{rs} \cdot I_{sa} + m_{rs} \cdot I_{sb} + m_{rs} \cdot I_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

m_{rs} : L'inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique.

Sous formes matricielles, les équations (II.7) et (II.8) deviennent :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (\text{II.9})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{rs}] \cdot [I_{sabc}] \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

m : La valeur maximale de l'inductance mutuelle m_{sr} (m_{rs}).

θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

En substituant les équations des flux (II.9) et (II.10) dans les équations (II.5) et (II.6), on obtient le système suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + [L_{ss}] \cdot \frac{d[I_{sabc}]}{dt} + \frac{d([M_{sr}] \cdot [I_{rabc}])}{dt} \quad (\text{II.13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d[I_{rabc}]}{dt} + \frac{d([M_{rs}] \cdot [I_{sabc}])}{dt} \quad (\text{II.14})$$

II.3.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la MADA est donnée sous la forme suivante [6, 41, 43, 44]:

$$J_M \cdot \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - f_{vM} \cdot \Omega \quad (\text{II.15})$$

Avec :

J_M : Le moment d'inertie de la MADA.

f_{vM} : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA.

Ω : La vitesse de rotation mécanique de la MADA.

T_{em} : Le couple électromagnétique de la MADA.

T_r : Le couple résistant.

Dans le cas où la MADA fonctionne en mode moteur, le couple T_{em} est généré par elle-même pour entraîner le couple T_r , mais dans le cas où cette machine fonctionne en mode générateur, le couple T_r est généré par un moteur extérieur.

Le couple électromagnétique de la MADA est donné par l'expression suivante [39] :

$$T_{em} = p \cdot [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}] \cdot \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Où p est le nombre de paires de pôles.

Il est clair que la résolution de ce système d'équations différentielles de la MADA est complexe dont les coefficients contiennent des termes qui sont en fonction de θ , donc en fonction du temps. Dans le but d'obtenir un système d'équations équivalent plus simple à manipuler permettant de rendre ces coefficients indépendants de la position θ , nous allons voir et utiliser la transformation de Park.

II.4 Transformation de Park

La transformation de Park est une opération mathématique permettant de passer d'un système triphasé d'axes a, b, c décalés entre eux d'un angle de cent vingt degré (120°) à un système à trois axes orthogonaux d, q, o , comme indique la figure (II.3).

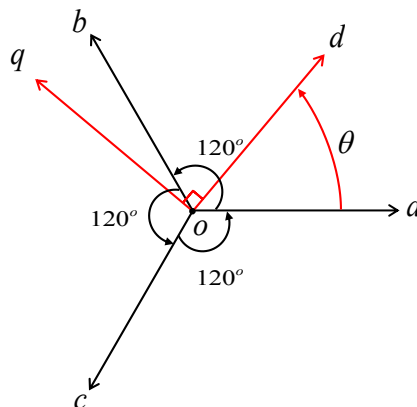


Figure II.3 Transformation de Park

Il existe une relation pour passer d'un système a, b, c à un système d, q, o:

$$\begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\alpha)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\alpha)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

Où :

X_a, X_b, X_c : Les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

X_d, X_q : Les valeurs instantanées des grandeurs diphasées.

X_o : La composante homopolaire.

$[P(\alpha)]$: La matrice directe de Park.

$[P(\alpha)]^{-1}$: La matrice inverse de Park.

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[P(\alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Où α est l'angle entre l'axe „d“ et l'axe „a“ de référence dans le système triphasé.

$[X_{abc}]$ peut être un vecteur tension, courant ou flux.

II.5 Application de la transformation de Park sur MADA

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés de la MADA en des enroulements statoriques et rotoriques diphasés orthogonaux. La représentation schématique de cette application sur cette machine est donnée par la figure (II.4).

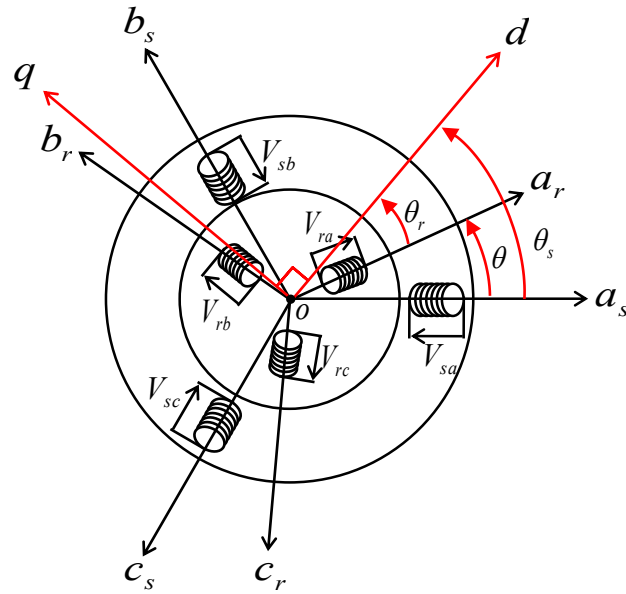


Figure II.4 Transformation de Park appliquée sur MADA

Deux transformations sont définies à partir de la matrice de Park (Equation (II.17)) dans laquelle l'angle α est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor, ce sont $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$, respectivement.

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{II.19})$$

θ_s : L'angle électrique entre l'axe „d” et le stator.

θ_r : L'angle électrique entre l'axe „d” et le rotor.

θ : L'angle électrique entre le stator et le rotor.

II.5.1 Équations des flux

En appliquant la transformation de Park sur les équations (II.9) et (II.10), les relations des flux pour le stator et le rotor deviennent comme suit :

-Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdqo}] \quad (\text{II.20})$$

En multipliant cette équation à gauche par la matrice de Park $[P(\theta_s)]$, on aura :

$$[\varphi_{sdqo}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdqo}] \quad (\text{II.21})$$

Où :

$[\varphi_{sdqo}]$: Le vecteur flux statorique dans le repère de Park.

$[I_{sdqo}]$: Le vecteur courant statorique dans le repère de Park.

$[I_{rdqo}]$: Le vecteur courant rotorique dans le repère de Park.

La relation entre les flux et les courants suivant les axes d, q, o est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} m \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

On met:

$L_s = l_s - m_s$: L'inductance cyclique statorique.

$L_{so} = l_s + 2m_s$: L'inductance homopolaire statorique.

$M = \frac{3}{2} m$: L'inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.

Alors, l'équation (II.22) devient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

-Pour le rotor :

$$[\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdqo}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] \quad (\text{II.24})$$

En multipliant cette équation à gauche par la matrice de Park $[P(\theta_r)]$, on aura :

$$[\varphi_{rdqo}] = [P(\theta_r)] \cdot [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdqo}] + [P(\theta_r)] \cdot [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] \quad (\text{II.25})$$

Où :

$[\varphi_{rdqo}]$: Le vecteur flux rotorique dans le repère de Park.

La relation entre les flux et les courants suivant les axes d, q, o est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - m_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2m_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} m \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

On met:

$L_r = l_r - m_r$: L'inductance cyclique rotorique.

$L_{ro} = l_r + 2m_r$: L'inductance homopolaire rotorique.

Alors, l'équation (II.26) devient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II.5.2 Équations des tensions

En appliquant la transformation de Park sur les équations (II.5) et (II.6), les relations des tensions pour le stator et le rotor deviennent comme suit :

-Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] + \frac{d([P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}])}{dt} \quad (\text{II.28})$$

$[V_{sdqo}]$: Le vecteur tension statorique dans le repère de Park.

En multipliant cette équation à gauche par $[P(\theta_s)]$:

$$[V_{sdqo}] = [P(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}])}{dt} \quad (\text{II.29})$$

$$[V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [I_{sdqo}] + \frac{d[\varphi_{sdqo}]}{dt} + \left([P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1})}{dt} \right) \cdot [\varphi_{sdqo}] \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_s \quad (\text{II.31})$$

Où :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: La pulsation des grandeurs électrique statorique.

Donc, on va obtenir:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_s \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Après des opérations mathématiques, on peut donc définir le modèle diphasé de l'enroulement triphasé statorique par le modèle électrique suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{so} = R_s \cdot I_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

-Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdqo}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdqo}] + \frac{d([P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}])}{dt} \quad (\text{II.34})$$

$[V_{rdqo}]$: Le vecteur tension rotorique dans le repère de Park.

De la même manière, en remplaçant l'indice de l'enroulement statorique „s” par l'indice de l'enroulement rotorique „r”, et en suivant les mêmes étapes, on va obtenir:

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Où:

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: La pulsation des grandeurs électriques rotoriques.

Donc, on peut écrire l'équation (II.35) comme suit :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \\ V_{ro} = R_r \cdot I_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les grandeurs d'indice „o” (composantes homopolaires) existent seulement en cas de fonctionnement dissymétrique de la MADA. On prend en considérations les hypothèses simplificatrices précédentes, c'est-à-dire que les composantes homopolaires soient nulles, les équations (II.33), (II.36), (II.23) et (II.27) deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.5.3 Choix du référentiel

On a exprimé les équations électriques et magnétiques de la MADA dans un repère diphasé d-q tournant faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor, mais ce repère n'est pas encore défini, c'est-à-dire qu'il est libre.

Le référentiel d-q peut être fixé au:

- Stator.
- Rotor.
- Champ tournant.

II.5.3.1 Référentiel lié au stator

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \omega_r = -\omega$$

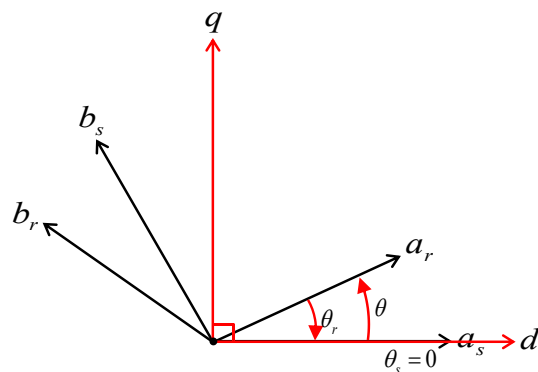


Figure II.5 Référentiel lié au stator

II.5.3.2 Référentiel lié au rotor

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \omega_s = \omega$$

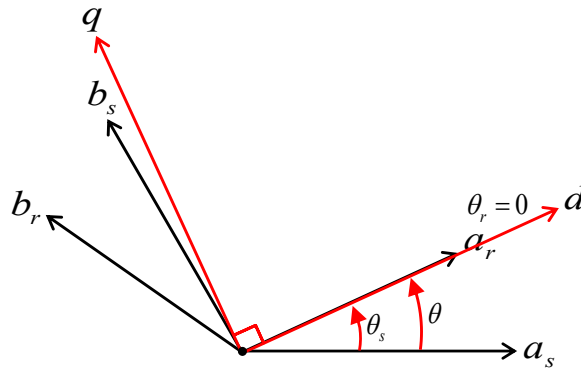


Figure II.6 Référentiel lié au rotor

II.5.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

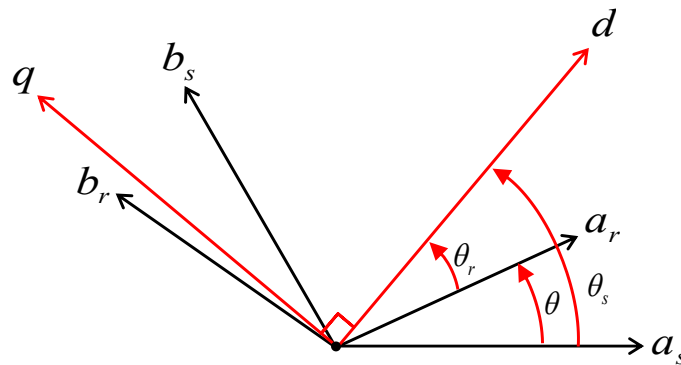


Figure II.7 Référentiel lié au champ tournant

En général, le référentiel lié au champ tournant est le plus utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs deviennent continues [44].

II.6 Modèle de la MADA lié au champ tournant

Le système d'équations représentant le modèle générale de la MADA dans le repère d-q lié au champ tournant s'écrit par [28, 42, 46-48] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

L'équation du couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction des flux et des courants statoriques par [22]:

$$T_{em} = p \cdot (\varphi_{sd} \cdot I_{sq} - \varphi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.41})$$

Ce couple électromagnétique peut également s'exprimer en fonction des flux statorique et courants rotorique par [23] :

$$T_{em} = p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot (\varphi_{sq} \cdot I_{rd} - \varphi_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (\text{II.42})$$

II.7 Équations d'état

La machine asynchrone à double alimentation est connectée directement au réseau électrique à travers son stator tandis que son rotor est connecté au réseau à l'aide d'un convertisseur de puissance, donc les tensions rotoriques sont les variables de control de cette machine. En considérant les flux statoriques et les courants rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA sous forme d'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$X = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T, \quad U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \beta_2 & -\omega \cdot \beta_3 & -\beta_1 & \omega_r \\ \omega \cdot \beta_3 & -\beta_2 & -\omega_r & -\beta_1 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta_3 & 0 & \beta_4 & 0 \\ 0 & -\beta_3 & 0 & \beta_4 \end{bmatrix}$$

Où :

U : Le vecteur de commande de la MADA.

X : Le vecteur d'état de la MADA

$$\beta_1 = \frac{1}{T_r \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_s \cdot \sigma}, \quad \beta_2 = \frac{1-\sigma}{T_s \cdot \sigma \cdot M}, \quad \beta_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M}, \quad \beta_4 = \frac{1}{L_r \cdot \sigma}$$

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

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

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

Ou bien :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{-1}{T_s} \cdot \varphi_{sd} + \omega_s \cdot \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} \cdot I_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot \varphi_{sd} - \frac{1}{T_s} \cdot \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} \cdot I_{rq} + V_{sq} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = -\beta_1 \cdot I_{rd} + \omega_r \cdot I_{rq} + \beta_2 \cdot \varphi_{sd} - \omega \cdot \beta_3 \cdot \varphi_{sq} + \beta_4 \cdot V_{rd} - \beta_3 \cdot V_{sd} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = -\beta_1 \cdot I_{rq} - \omega_r \cdot I_{rd} + \omega \cdot \beta_3 \cdot \varphi_{sd} - \beta_2 \cdot \varphi_{sq} - \beta_3 \cdot V_{sq} + \beta_4 \cdot V_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

La machine asynchrone à double alimentation n'a pas cette seule représentation d'état. On peut écrire un vecteur d'état formé des quatre flux au stator et au rotor, des courants au stator et au rotor ou des flux et des courants au rotor.

II.8 Commande vectorielle basée sur l'orientation du flux statorique

La commande vectorielle est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à double alimentation à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Le principe de la commande vectorielle basant sur l'orientation du flux statorique dans le cas de la MADA fonctionnant en mode générateur, consiste à contrôler de manière indépendante les puissances active et réactive délivrées au réseau électrique par un convertisseur de puissance du côté rotor. Cependant, ce principe de commande au cas de la MADA fonctionnant en mode moteur, consiste à contrôler la vitesse de rotation de la machine et la puissance réactive statorique.

La commande vectorielle de cette machine a été conçue en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe „q“ soit constamment nul [15, 28, 47, 48], comme le montre la figure (II.8).

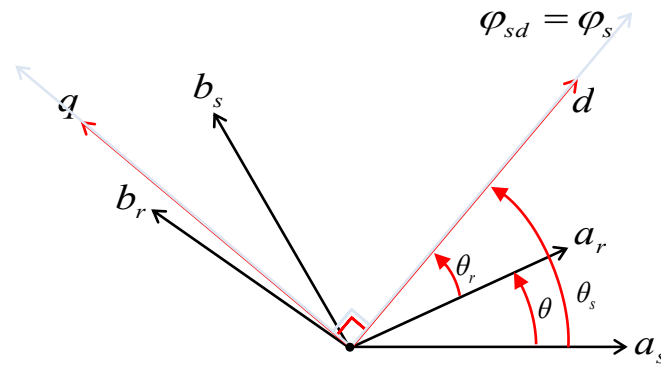


Figure II.8 Orientation du flux statorique

$$\varphi_{sq} = 0 \quad , \quad \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (II.45)$$

À partir de l'équation des flux (II.40), les expressions des flux statoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} = 0 \end{cases} \quad (II.46)$$

À partir de ces équations des composantes directes et en quadrature du flux statorique, les courants statoriques peuvent être s'écrire en fonction des courants rotoriques comme suit:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s - M \cdot I_{rd}}{L_s} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (II.47)$$

En remplaçant l'équation (II.47) dans l'équation des flux rotoriques (II.40), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \sigma \cdot L_r \cdot I_{rd} + \frac{M}{L_s} \cdot \varphi_s \\ \varphi_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Souvent dans le cas d'une MADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique R_s est négligée [49].

Donc, la relation des tensions statoriques (Equation (II.39)) devient:

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{sq} = \omega_s \cdot \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

En prenant l'hypothèse d'un flux statorique constant, on peut alors écrire les tensions statoriques comme suit [48, 50] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En introduisant l'expression (II.48) dans les équations des tensions rotoriques du système (II.39), on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{dI_{rd}}{dt} + e_q \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{dI_{rq}}{dt} + e_d + e_\varphi \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_q = -s \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{rq} \\ e_d = s \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{rd} \\ e_\varphi = s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s \\ s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

s : Glissement de la MADA.

L'orientation du flux statorique suivant l'axe direct rend le couple électromagnétique produit par la MADA proportionnel uniquement à la composante de l'axe en quadrature du courant rotorique. L'équation du couple à partir de la relation (II.42) s'écrit alors :

$$T_{em} = -p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot \varphi_s \cdot I_{rq} \quad (\text{II.53})$$

II.8.1 Commande de la MADA fonctionnant en mode générateur

Dans cette partie, nous allons présenter la commande indépendante des puissances active et réactive délivrées au réseau électrique à partir de la MADA qui fonctionne en mode générateur.

Les puissances active et réactive statoriques dans le repère de Park s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Les puissances active et réactive rotoriques dans le repère de Park s'écrivent :

$$\begin{cases} P_r = V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \\ Q_r = V_{rq} \cdot I_{rd} - V_{rd} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique par la MADA sont données par :

$$\begin{cases} P_g = P_s + P_r \\ Q_g = Q_s + Q_r \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

D'après l'équation (II.50), les puissances active et réactive statoriques de l'équation (II.54) deviennent alors :

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} \cdot I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Pour obtenir l'expression des puissances statoriques en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants statoriques par ses expressions (II.47), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

En négligeant les chutes de tensions et pour un glissement relativement faible, les expressions de la puissance active et réactive rotoriques deviennent [51, 52]:

$$\begin{cases} P_r = s \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_r = s \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

En substituant les équations des puissances statoriques et rotoriques (II.58) et (II.59) dans l'équation des puissances délivrées au réseau électrique (II.56), ceci mène à :

$$\begin{cases} P_g = (s-1) \cdot V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_g = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} + (s-1) \cdot V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

On remarque que la puissance active P_g d'après l'équation ci-dessus est directement liée au courant rotorique en quadrature I_{rq} , tandis que la puissance réactive Q_g d'après la même équation est liée au courant rotorique direct I_{rd} .

On peut donc établir deux relations entre les deux courants rotoriques I_{rd} , I_{rq} et les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique (P_g et Q_g) :

$$\begin{cases} I_{rq} = \frac{L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot P_g \\ I_{rd} = \left(Q_g - \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

En remplaçant l'équation (II.61) dans l'équation (II.51), on obtient:

$$\begin{cases} V_{rd} = \frac{R_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot Q_g + \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \frac{dQ_g}{dt} - \frac{R_r \cdot V_s}{\omega_s \cdot (s-1) \cdot M} + e_q \\ V_{rq} = \frac{R_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot P_g + \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \frac{dP_g}{dt} + e_d + e_\varphi \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Les puissances seront alors asservies par deux régulateurs qui déterminent les références des tensions rotoriques à appliquer (V_{rd_ref} et V_{rq_ref}).

Pour commander ou réguler la MADA, on va mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de perturbation qui sont présentés dans l'équation (II.52) (e_d , e_q et e_φ).

En considérant que le convertisseur de puissance est parfaitement commandé ($V_{rd} = V_{rd_ref}$ et $V_{rq} = V_{rq_ref}$), la représentation simplifiée sous forme schéma bloc de la régulation des puissances est donnée par la figure (II.14).

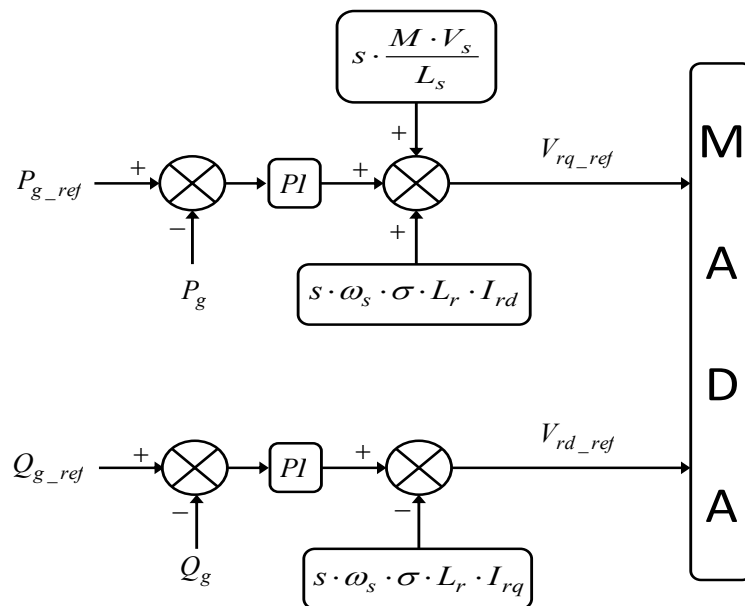


Figure II.9 Schéma bloc du contrôle de la MADA fonctionnant en mode générateur

II.8.2 Commande de la MADA fonctionnant en mode moteur

Dans cette partie, nous allons présenter la commande indépendante de la vitesse de rotation et de la puissance réactive statorique de la MADA qui fonctionne en mode moteur.

À partir des équations (II.15) et (II.53), il est clair que la vitesse de rotation peut être contrôlée par action sur la composante en quadrature du courant rotorique I_{rq} de la MADA. De plus, la composante directe du courant rotorique I_{rd} est utilisée pour contrôler la puissance réactive statorique (Equation (II.58)). On peut donc écrire :

$$\begin{cases} I_{rq} = -\frac{L_s}{p \cdot M \cdot \phi_s} \cdot T_{em} \\ I_{rd} = \left(\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - Q_s \right) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \end{cases} \quad (II.63)$$

En remplaçant l'équation ci-dessus (II.63) dans l'équation (II.51), on obtient:

$$\begin{cases} V_{rd} = -\frac{R_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \cdot Q_s - \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \cdot \frac{dQ_s}{dt} + \frac{R_r \cdot V_s}{M \cdot \omega_s} + e_q \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{dI_{rq}}{dt} + e_d + e_\phi \end{cases} \quad (II.64)$$

La vitesse de rotation et la puissance réactive statorique seront alors asservis par trois régulateurs qui déterminent les références des tensions rotoriques à appliquer (V_{rd_ref} et V_{rq_ref}).

Le schéma correspondant à la commande de la MADA fonctionnant en mode moteur est représenté dans la figure ci-dessous.

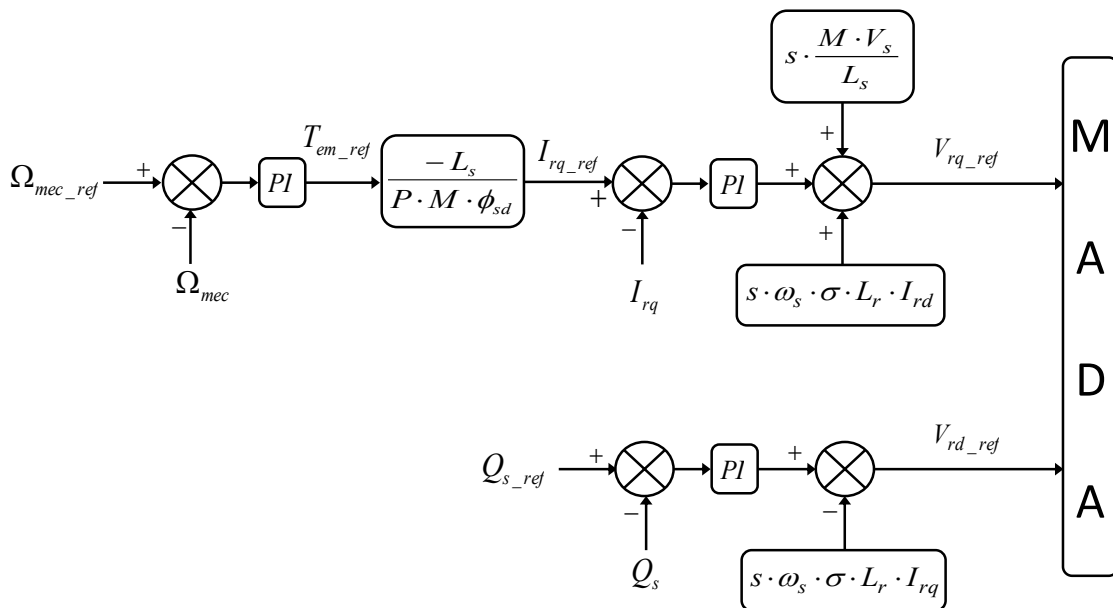


Figure II.10 Schéma bloc du contrôle de la MADA fonctionnant en mode moteur

II.9 Résultats de simulation

La machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en mode générateur et moteur ainsi que sa commande ont été implémentées sous Matlab/Simulink. La machine utilisée dans cette simulation est une MADA de 4 KW dont les paramètres sont résumés dans l'Annexe A [46].

Cette machine est connectée directement au réseau électrique avec des tensions statoriques parfaites (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}), alors que le rotor est alimentée avec des tensions de références proviennent de la commande vectorielle ($V_{ra} = V_{ra_ref}, V_{rb} = V_{rb_ref}, V_{rc} = V_{rc_ref}$), c'est-à-dire qu'on ne va pas prendre en considération le convertisseur de puissance dans cette simulation.

II.9.1 Fonctionnement en mode générateur

On va présenter dans cette partie les résultats de simulation de la commande indépendante des puissances active et réactive de la MADA qui fonctionne en mode générateur, en utilisant la commande vectorielle.

Les figures (II.11) et (II.12) montrent les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique à partir de la MADA ainsi que leurs références, respectivement.

La vitesse de rotation mécanique est fixée à 140 rad/s.

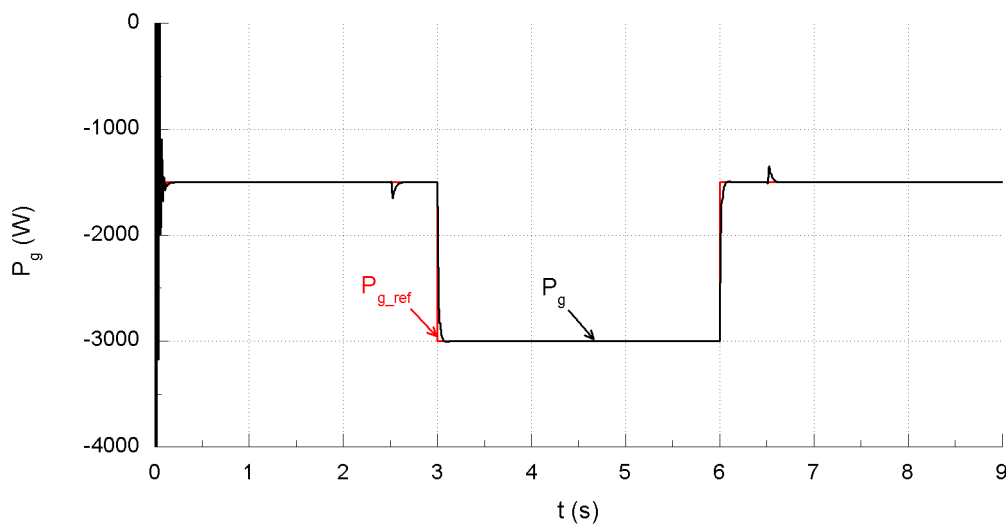


Figure II.11 Puissance active envoyée au réseau électrique (P_g)

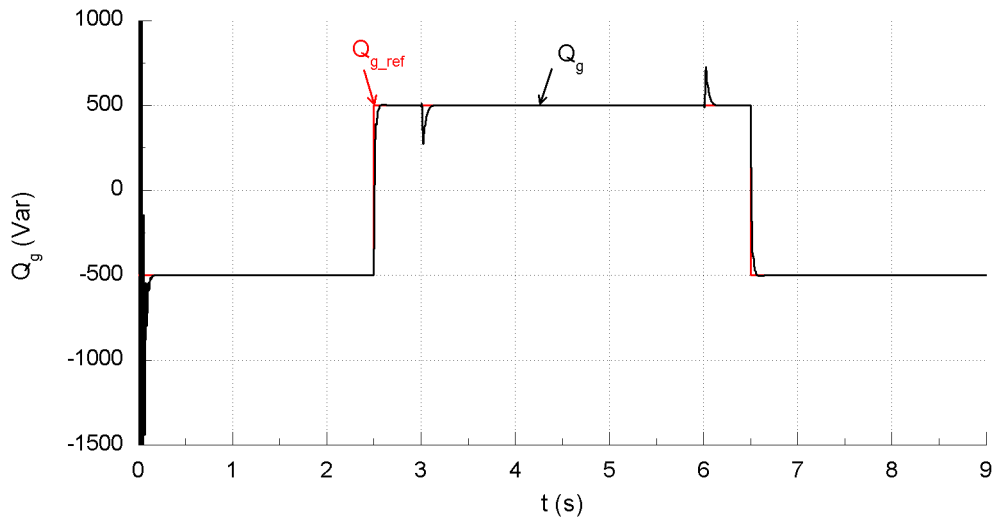


Figure II.12 Puissance réactive envoyée au réseau électrique (Q_g)

On peut constater que les puissances active et réactive du réseau électrique suivent leurs références parfaitement suivant l'axe „q” et „d” respectivement, cela signifie que le découplage des puissances de la MADA a été réalisé avec succès.

II.9.2 Fonctionnement en mode moteur

On va présenter dans cette partie les résultats de simulation de la commande indépendante de la vitesse de rotation et de la puissance réactive statorique de la MADA qui fonctionne en mode moteur, en utilisant la commande vectorielle.

Les figures (II.13) et (II.14) montrent la vitesse de rotation mécanique et la puissance réactive statorique de la MADA ainsi que leurs références, respectivement.

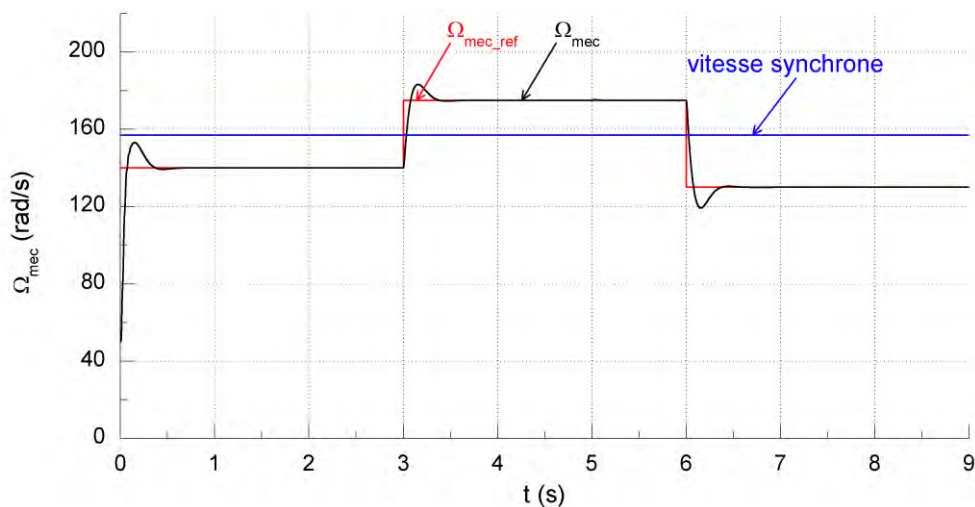


Figure II.13 Vitesse de rotation mécanique de la MADA (Ω_{mec})

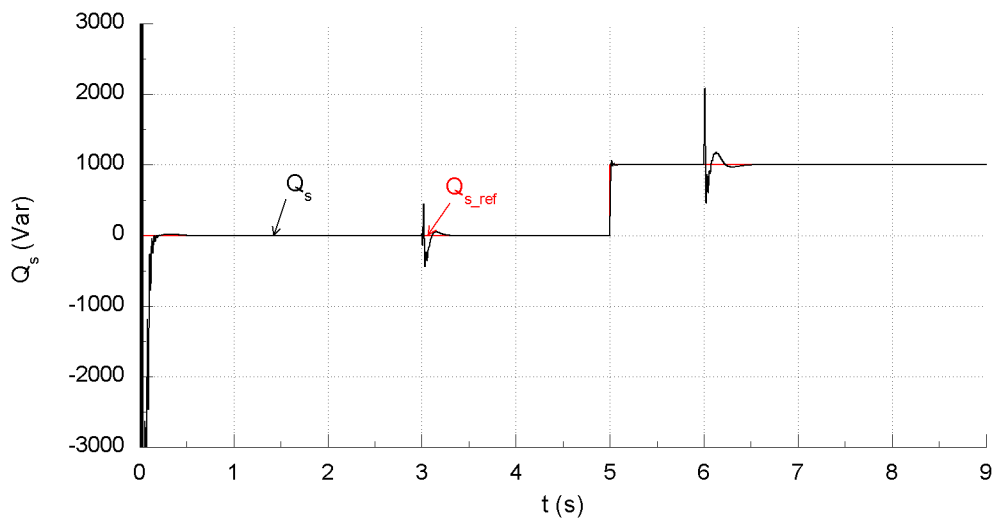


Figure II.14 Puissance réactive statorique de la MADA (Q_s)

On remarque que la vitesse de rotation et la puissance réactive statorique suivent leurs références parfaitement suivant l'axe „q“ et „d“ respectivement, cela signifie que le découplage de ces deux grandeurs de la MADA a été réalisé avec succès.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que la machine asynchrone à double alimentation peut fonctionner en générateur et en moteur. Nous avons présenté la modélisation et la commande de cette machine. De plus, le contrôle des tensions rotoriques nous a permis de maîtriser indépendamment les puissances active et réactive délivrées au réseau électrique par la MADA qui fonctionne en mode générateur et il nous a permis aussi de maîtriser le découplage de la vitesse de rotation et de la puissance réactive statorique de la machine qui fonctionne en mode moteur.

Les résultats de simulation sont présentés pour valider la commande vectorielle à flux statorique orienté appliquée à la MADA pour les fonctionnements en générateur et en moteur mais sans prendre en considération le convertisseur de puissance entre le rotor de la machine et le réseau électrique.

Notre prochain chapitre sera consacré à la modélisation et à la commande d'un cycloconvertisseur qui alimente le rotor de la MADA afin de valider le contrôle du système proposé.

CHAPITRE III

Association d'un Cycloconvertisseur à la MADA

III. 1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons réalisé la commande de la machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en mode moteur ainsi qu'en mode générateur, mais sans prendre en considération le convertisseur qui se situe entre le rotor de la machine et le réseau électrique.

Dans le présent chapitre, nous allons associer à la MADA un convertisseur de puissance (Figure (III.1)) qui fait directement la conversion alternative-alternative (AC-AC) et à travers ceci nous allons réaliser la commande recommandée de cette machine. Parmi les convertisseurs qui font directement la conversion de puissance sans l'intermédiaire du condensateur de liaison, c'est le cycloconvertisseur.

Nous allons commencer ce chapitre par la modélisation des différents redresseurs commandés à base des thyristors. Ensuite nous allons présenter la modélisation et la commande d'un cycloconvertisseur ayant un indice de pulsation égale à trois ou six, en utilisant la technique CWCC (*Cosine-Wave Crossing Control*). Enfin, nous allons illustrer les résultats de simulation de la MADA qui sera commandée par un cycloconvertisseur triphasé situant entre le rotor et le réseau électrique afin de découpler les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique en mode générateur et de découpler la vitesse de rotation et la puissance réactive statorique de la machine en mode moteur.

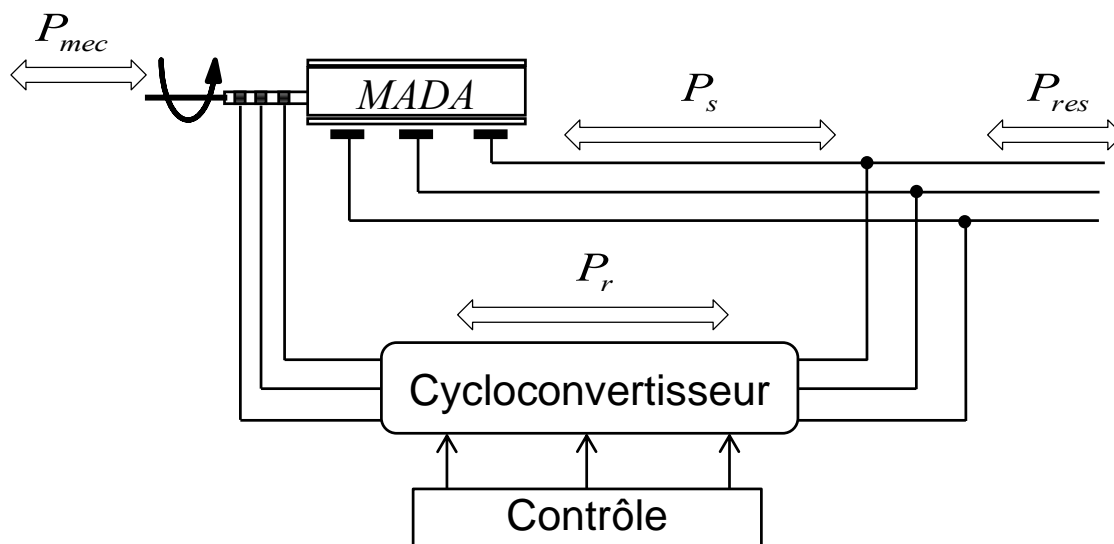


Figure III.1 modèle de la MADA contenant un cycloconvertisseur

III.2 Redresseurs triphasés commandés (3φ-1φ)

Généralement, les redresseurs sont des convertisseurs de puissance qui assurent directement la conversion alternative-continue et qui sont alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée (dans notre étude, c'est une source de tension triphasée équilibrée).

Les redresseurs triphasés commandés sont constitués de thyristors étant supposés parfaits. On suppose que la charge est résistive.

La source de tension triphasée utilisée dans cette partie est équilibrée et elle est donnée comme suit :

$$\begin{cases} V_a = V_M \cdot \sin(\omega t) \\ V_b = V_M \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_M \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où :

$V_M = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$: La valeur maximale des tensions simples.

V_{eff} : La valeur efficace des tensions simples.

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$: La pulsation électrique du réseau, d'où : $f = 50\text{Hz}$.

Le symbole du thyristor est donné par la figure suivante :

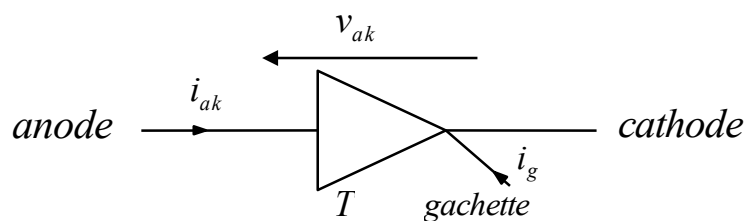


Figure III.2 Symbole du Thyristor

III.2.1. Redresseur triphasé simple alternance (3φ-1φ)

III.2.1.1. Obtention d'une tension redressée positive

Dans ce type de redresseur comme montre la figure (III.3), on envisage une structure comportant un système triphasé équilibré de tensions V_a, V_b et V_c , et trois thyristors montés en

cathode commune pour atteindre une charge résistive qui est placée entre ce point commun et la terre.

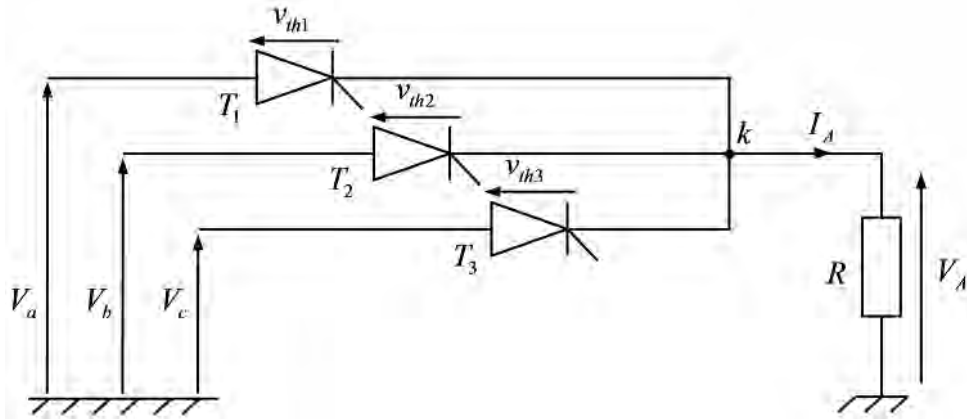


Figure III.3 Redresseur triphasé simple alternance ($3\phi-1\phi$) (tension positive)

Le thyristor qui est relié au potentiel le plus élevé (positif) est susceptible d'être amorcé.

$$V_A = \text{Sup}(V_a, V_b, V_c) + \text{Un courant de gâchette.}$$

Où :

V_A : La tension redressée aux bornes de la charge.

On a donc :

Si $\{V_a > V_b \text{ et } V_a > V_c\}$ (T_1 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g1} ,

alors : $V_A = V_a$.

Si $\{V_b > V_a \text{ et } V_b > V_c\}$ (T_2 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g2} ,

alors : $V_A = V_b$.

Si $\{V_c > V_b \text{ et } V_c > V_a\}$ (T_3 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g3} ,

alors : $V_A = V_c$.

La figure (III.4) montre un exemple de simulation de ce type de redressement pour différents angles d'amorçage.

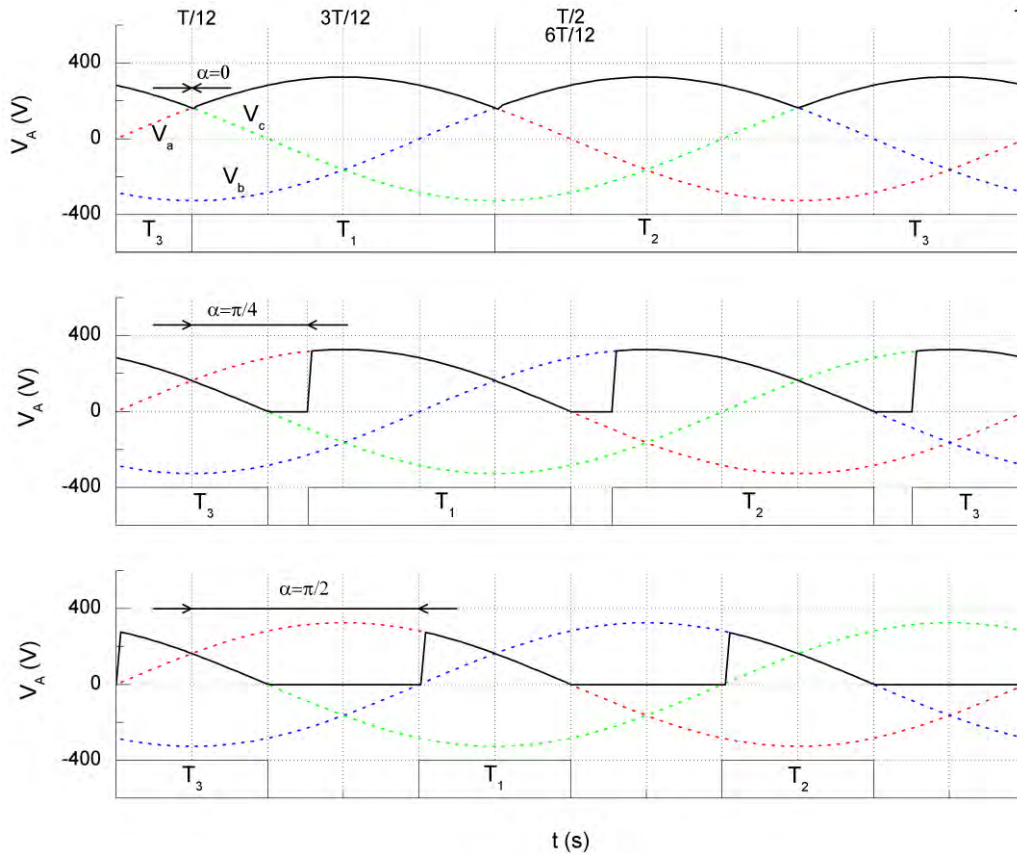


Figure III.4 Tension redressée positive d'un redresseur triphasé simple alternance

La charge n'étant constituée que d'une résistance, donc le courant I_A a la même allure que la tension V_A .

La tension V_A est périodique de période $\frac{T}{3}$, donc l'expression de la tension redressée moyenne aux bornes de la charge est donnée comme suit :

$$\langle V_A \rangle = \frac{1}{\frac{T}{3}} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} V_a dt = \frac{3}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} V_M \cdot \sin(\omega t) dt \quad (III.2)$$

$$\langle V_A \rangle = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{2\pi} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} \cdot \alpha\right) \quad (III.3)$$

Dans le cas où : $T = 2\pi$, on obtient:

$$\langle V_A \rangle = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{2\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (III.4)$$

L'expression de la tension efficace aux bornes de la charge s'écrit comme suit :

$$V_{Aeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} V_a^2 dt} = \sqrt{\frac{3}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} (V_M \cdot \sin(\omega t))^2 dt} \quad (III.5)$$

$$V_{Aeff} = V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{8\pi} \cdot \cos(2\alpha)} \quad (III.6)$$

III.2.1.2 Obtention d'une tension redressée négative

Dans ce type de redresseur, voir la figure (III.5), on a la même structure précédente (figure (III.3)) mais les trois thyristors se mettent en inverse pour obtenir une tension négative aux bornes de la charge.

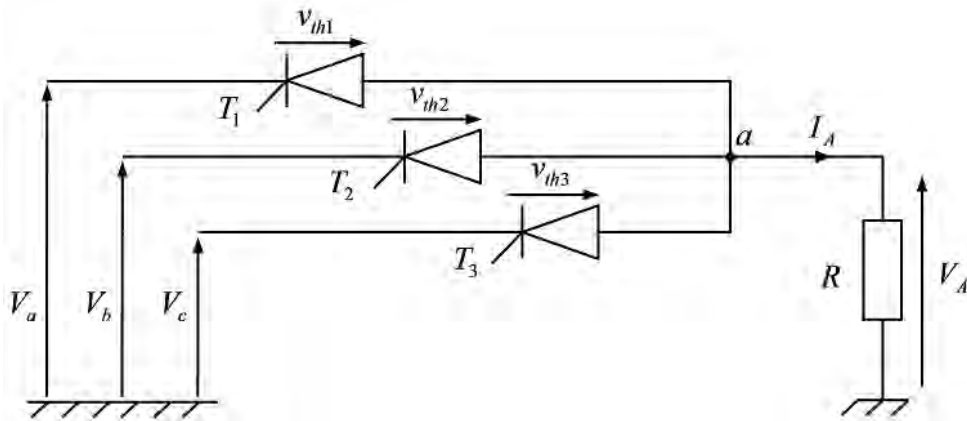


Figure III.5 Redresseur triphasé simple alternance (3φ-1φ) (tension négative)

Le thyristor qui est relié au potentiel le plus faible (négatif) est susceptible d'être amorcé.

$$V_A = \text{Min}(V_a, V_b, V_c) + \text{Un courant de gâchette.}$$

Aux termes de ce qui précède, on a :

Si $\{V_a < V_b \text{ et } V_a < V_c\}$ (T_1 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g1} ,

alors : $V_A = V_a$.

Si $\{V_b < V_a \text{ et } V_b < V_c\}$ (T_2 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g2} ,

alors : $V_A = V_b$.

Si $\{V_c < V_b \text{ et } V_c < V_a\}$ (T_3 est susceptible d'être amorcé) + un courant de gâchette i_{g3} ,

alors : $V_A = V_c$.

La figure (III.6) montre un exemple de simulation de ce type de redressement pour différents angles d'amorçage.

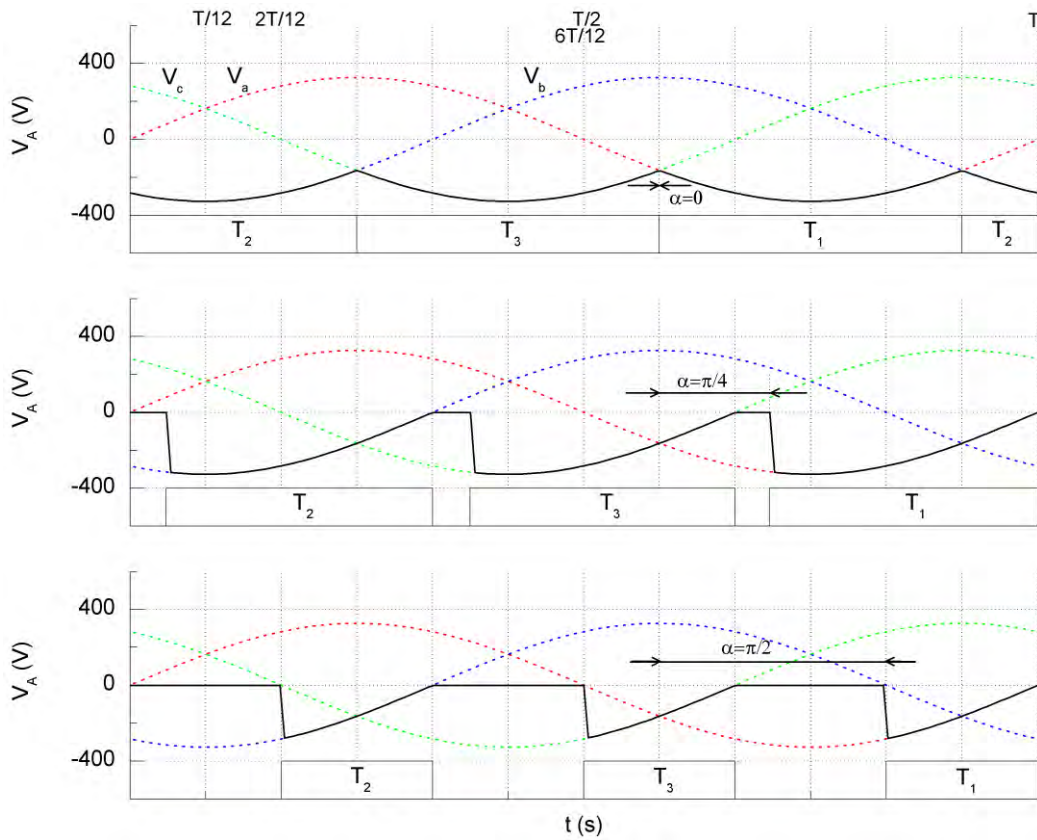


Figure III.6 Tension redressée négative d'un redresseur triphasé simple alternance

La tension V_A est toujours périodique de période $\frac{T}{3}$, donc l'expression de la tension redressée moyenne aux bornes de la charge est donnée comme suit :

$$\langle V_A \rangle = \frac{1}{\frac{T}{3}} \cdot \int_{\frac{7T}{12} + \alpha}^{\frac{11T}{12} + \alpha} V_a dt = \frac{3}{T} \cdot \int_{\frac{7T}{12} + \alpha}^{\frac{11T}{12} + \alpha} V_M \cdot \sin(\omega t) dt \quad (III.7)$$

$$\langle V_A \rangle = -\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{2\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (III.8)$$

La tension efficace aux bornes de la charge a la même expression que celle de l'équation (III.6) et elle s'écrit comme suit :

$$V_{Aeff} = V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{8\pi} \cdot \cos(2\alpha)} \quad (III.9)$$

III.2.2 Redresseur triphasé double alternance (3 ϕ -1 ϕ)

III.2.2.1 Obtention d'une tension redressée positive

Dans ce type de redresseur comme montre la figure (III.7), on envisage une structure comportant toujours un système triphasé équilibré de tensions V_a, V_b et V_c , et six thyristors se formant en deux groupes. Le premier groupe contient les thyristors T_1, T_2 et T_3 qui sont montés en cathode commune (point A) et le deuxième groupe contient les thyristors T'_1, T'_2 et T'_3 qui sont montés en anode commune (point B), entre ces deux points on met une charge résistive.

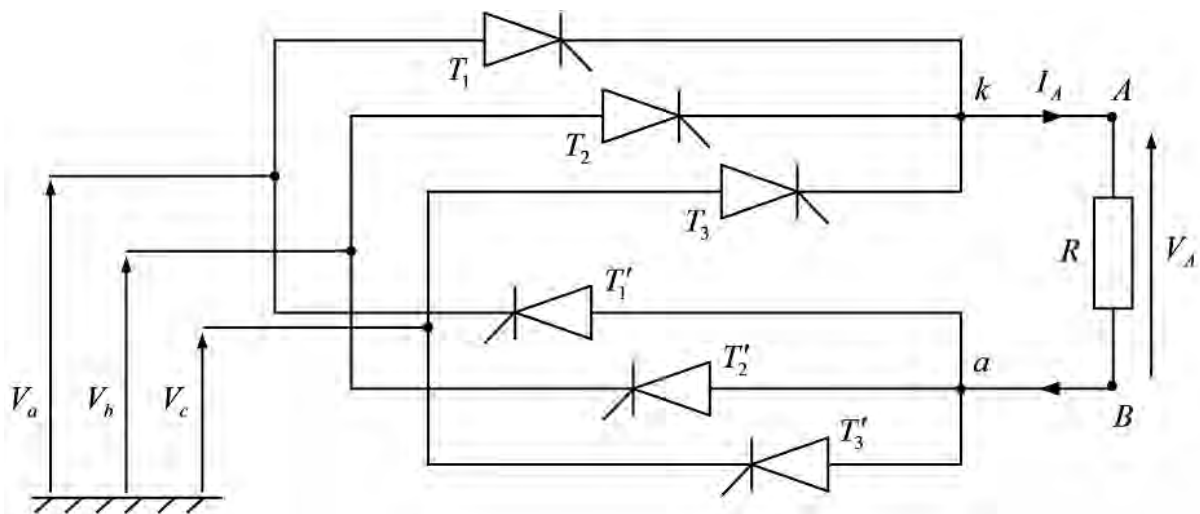


Figure III.7 Redresseur triphasé double alternance (3 ϕ -1 ϕ) (tension positive)

Le thyristor qui a le potentiel le plus élevé (positif) parmi ceux du premier groupe où leurs cathodes se réunissent dans le point (A) est susceptible d'être amorcé et le thyristor qui est relié au potentiel le plus faible (négatif) parmi ceux du deuxième groupe où leurs anodes se réunissent dans le point (B) est susceptible d'être amorcé.

On a donc :

Si $\{V_a > V_c > V_b\}$ (T_1 et T'_2 sont susceptibles d'être amorcés) + deux courants de gâchettes i_{g1} et i'_{g2} , alors la tension redressée aux bornes de la charge est égale à : $V_A = U_{ab} = V_a - V_b$ et de la même manière on trouvera la tension redressée pour les autres cas.

La figure (III.8) montre un exemple de simulation de ce type de redressement pour différents angles d'amorçage.

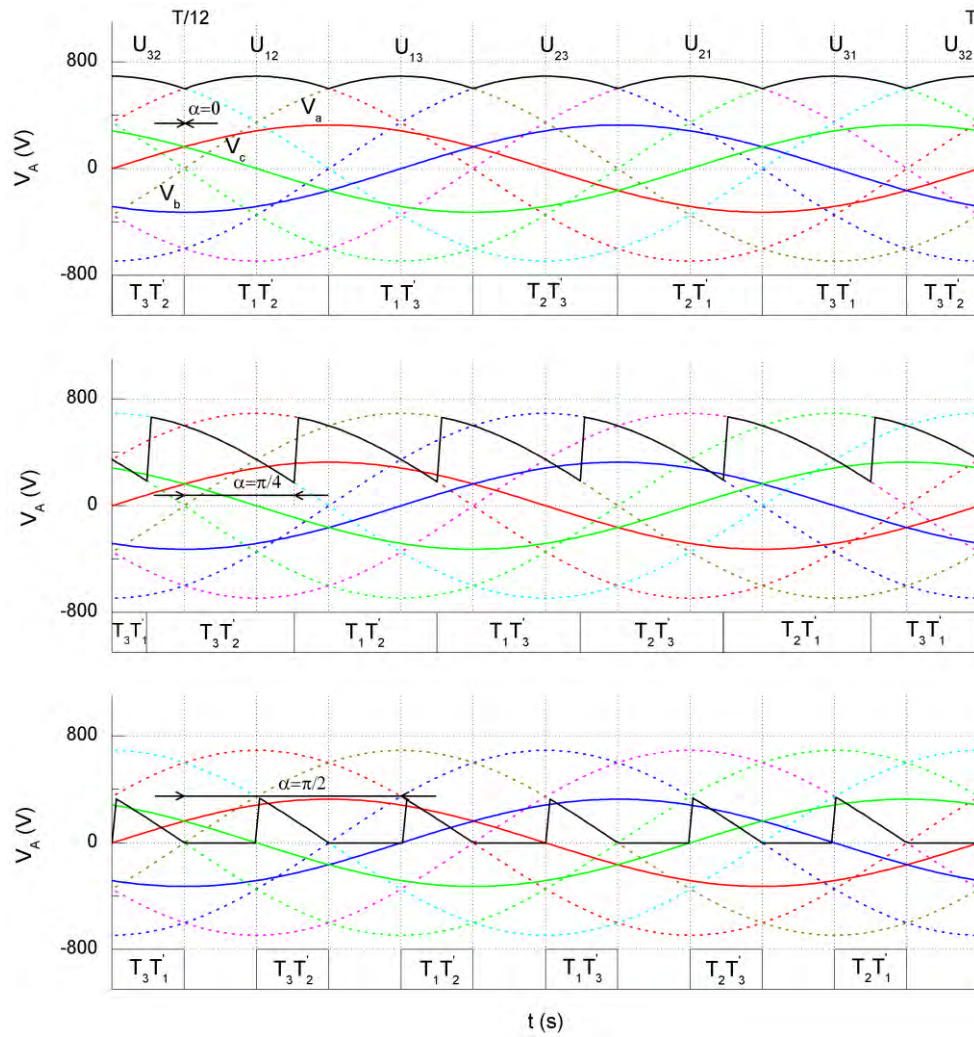


Figure III.8 Tension redressée positive d'un redresseur triphasé double alternance

La tension V_A est périodique de période $\frac{T}{6}$, donc l'expression de la tension redressée moyenne aux bornes de la charge est donnée comme suit :

$$\langle V_A \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{3T}{12} + \alpha} (V_a - V_b) dt = \frac{6}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{3T}{12} + \alpha} V_M \cdot \left(\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) dt \quad (III.10)$$

$$\langle V_A \rangle = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} \cdot \alpha\right) \quad (III.11)$$

Dans le cas où : $T = 2\pi$, l'expression finale de la tension moyenne est :

$$\langle V_A \rangle = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (III.12)$$

L'expression de la tension efficace aux bornes de la charge s'écrit comme suit :

$$V_{Aeff} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{6}} \cdot \int_{\frac{T}{12}+\alpha}^{\frac{3T}{12}+\alpha} (V_a - V_b)^2 dt} = \sqrt{\frac{6}{T} \cdot \int_{\frac{T}{12}+\alpha}^{\frac{3T}{12}+\alpha} \left(V_M \cdot \left(\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right)^2 dt} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{Aeff} = 3 \cdot V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \cos(2\alpha)} \quad (\text{III.14})$$

III.2.2.2 Obtention d'une tension redressée négative

Dans ce type de redresseur, voir la figure (III.9), on a la même structure précédente (figure (III.7)) mais on inverse les points des deux groupes (ou on inverse la charge), c'est-à-dire que les thyristors (T_1 , T_2 et T_3) du premier groupe sont montés en cathode commune (point B) et que les thyristors (T'_1 , T'_2 et T'_3) du deuxième groupe sont montés en anode commune (point A).

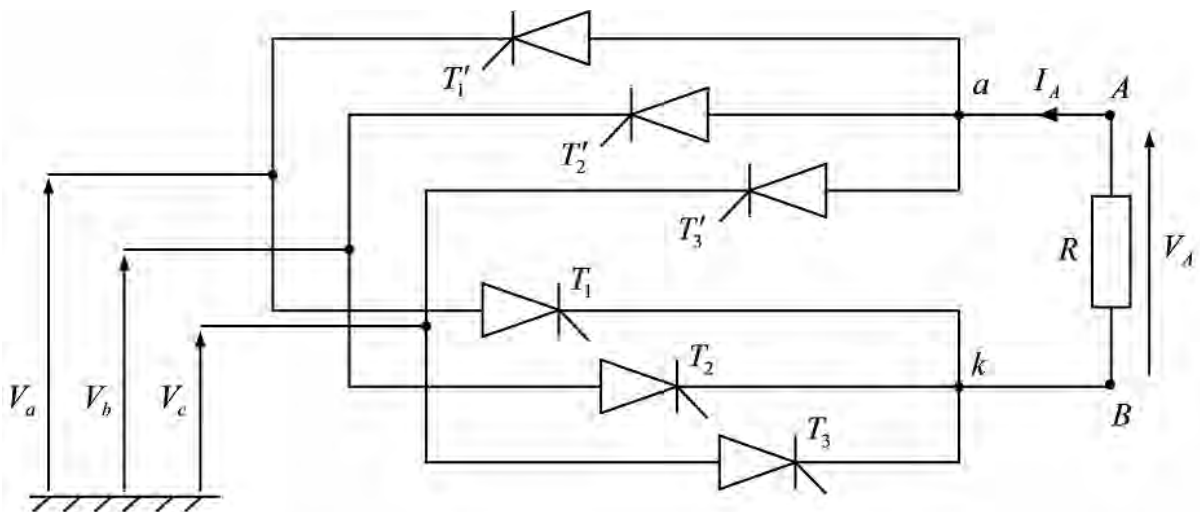


Figure III.9 Redresseur triphasé double alternance ($3\phi-1\phi$) (tension négative)

Le thyristor qui a le potentiel le plus élevé (positif) parmi ceux du premier groupe où leurs cathodes se réunissent dans le point (B) est susceptible d'être amorcé et le thyristor qui est relié au potentiel le plus faible (négatif) parmi ceux du deuxième groupe où leurs anodes se réunissent dans le point (A) est susceptible d'être amorcé.

Conformément à ce qui précède, on a :

Si $\{V_a > V_c > V_b\}$ (T_1 et T'_2 sont susceptibles d'être amorcés) + deux courants de gâchettes i_{g1} et i'_{g2} , alors la tension redressée aux bornes de la charge est:

$V_A = U_{ba} = V_b - V_a = -(V_a - V_b)$, et de la même manière on obtiendra la tension redressée pour les autres cas.

La figure (III.10) montre un exemple de simulation de ce type de redressement pour différents angles d'amorçage.

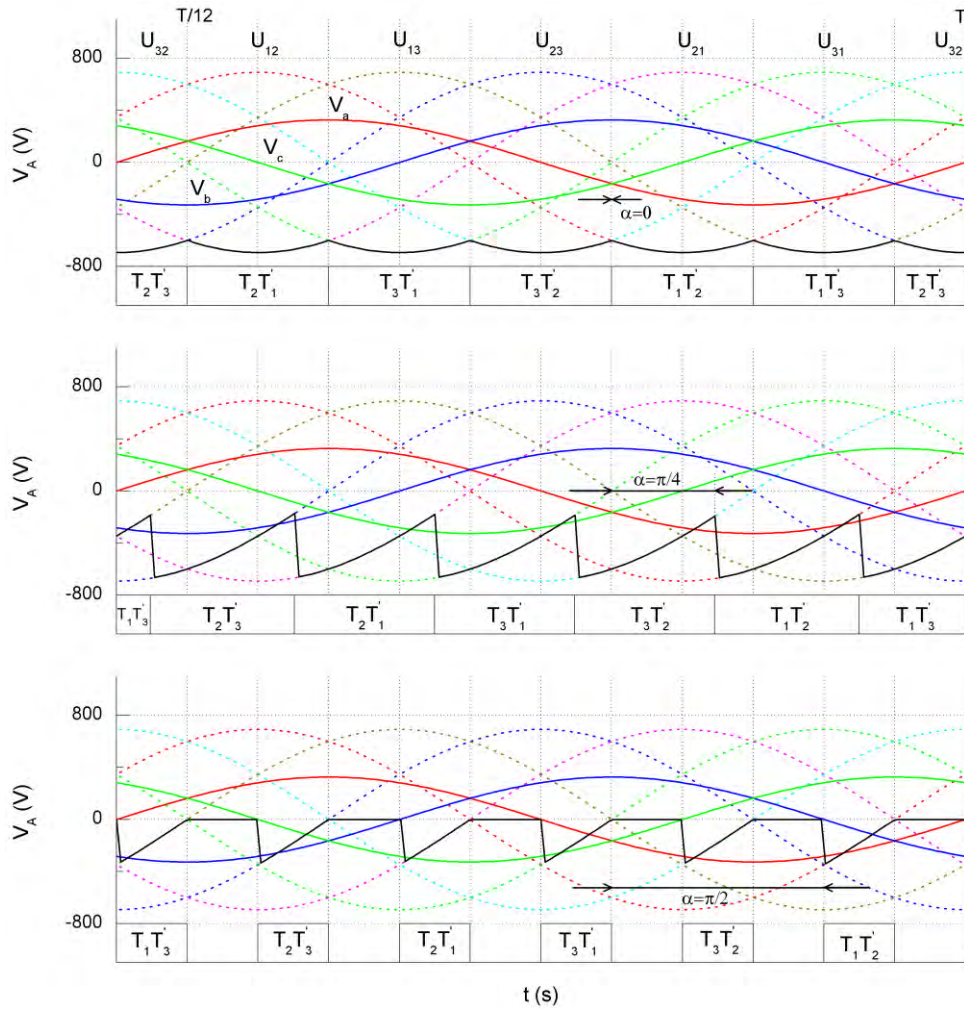


Figure III.10 Tension redressée négative d'un redresseur triphasé double alternance

La tension V_A est périodique de période $\frac{T}{6}$, donc l'expression de la tension redressée moyenne aux bornes de la charge est donnée comme suit :

$$\langle V_A \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_{\frac{7T}{12} + \alpha}^{\frac{9T}{12} + \alpha} (V_b - V_a) dt = \frac{6}{T} \cdot \int_{\frac{7T}{12} + \alpha}^{\frac{9T}{12} + \alpha} V_M \cdot \left(\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin(\omega t) \right) dt \quad (III.15)$$

$$\langle V_A \rangle = -\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{III.16})$$

La tension efficace aux bornes de la charge a la même expression que celle de l'équation (III.14) et elle s'écrit comme suit :

$$V_{Aeff} = 3 \cdot V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \cos(2\alpha)} \quad (\text{III.17})$$

III.3 Cycloconvertisseur

III.3.1 Introduction

Le cycloconvertisseur est un équipement de puissance conçu pour convertir une tension et une fréquence constantes d'une puissance alternative à une tension et fréquence réglables d'une puissance alternative sans l'intermédiaire du condensateur de liaison [53], c'est un convertisseur direct (AC-AC). Le principe de base de ce convertisseur, conçu et breveté par Hazeltine en 1926, est de construire une onde de tension alternative de fréquence inférieure à partir des ondes de tensions successives ayant une fréquence plus élevée [54]. L'utilisation pratique et commerciale de ce cycloconvertisseur attendit que les thyristors soient devenus disponibles dans les années 1960. Grâce à la disponibilité du SCR (Silicon Controlled Rectifier) ; c'est le membre le plus largement utilisé et important de la famille des thyristors [55], le cycloconvertisseur est devenu une proposition pratique notamment pour des applications de grandes puissances utilisant des moteurs synchrones ou asynchrones comme : l'entraînement du broyeur sans réducteur dans l'industrie du ciment [56-58], la pompe centrifuge et les compresseurs [59], la traction électrique [60,61], les laminoirs [62-64], les systèmes de fréquence constante et vitesse variable [65], le bobineur de mine [66] et les hélices des bateaux [67].

Le cycloconvertisseur est composé de deux groupes de convertisseurs. Le premier groupe est un convertisseur positif envoyant une puissance alternative à la charge durant le cycle positif de la sortie pour construire une alternance positive et le deuxième groupe est un convertisseur négatif envoyant une puissance alternative à la charge durant le cycle négatif de la sortie pour générer une alternance négative.

Il existe deux modes opérationnels pour le cycloconvertisseur : cycloconvertisseur fonctionnant sans courant de circulation et avec courant de circulation [55]. Le mode le plus populaire est le premier (sans courant de circulation) c'est pourquoi il sera utilisé dans cette

thèse. Dans ce cas, un seul groupe de convertisseur est actif dans n'importe quel moment de temps, tandis que le deuxième groupe est inactif et vice versa.

Le cycloconvertisseur est un convertisseur à commutation naturelle, il fait directement la conversion alternative-alternative, il est réalisé par des thyristors, donc son coût est faible (moins cher), mais le principal inconvénient de ce convertisseur est que la fréquence de sortie est égale à 1/3, 1/2 ou 2/3 de la fréquence d'entrée [54, 55, 70, 71].

Il existe différentes structures de cycloconvertisseur en utilisation et cela dépend de : l'indice de pulsation; trois, six ou même plus, monophasé ou triphasé à la sortie et avec ou sans courant de circulation. Sachant que l'entrée est toujours triphasée et en fonction du nombre de thyristors mis en fonctionnement, on peut compter 6 thyristors en demi-pont pour le cycloconvertisseur monophasé d'indice trois (monophasé à la sortie) ou 18 pour le triphasé, comme on peut en avoir 12 pour le monophasé d'indice six ou 36 pour le triphasé.

Dans les sections suivantes, nous serons intéressés seulement par le cycloconvertisseur d'indice trois et six.

III.3.2 Cycloconvertisseur triphasé d'indice trois

Ce type de cycloconvertisseur est constitué de 18 thyristors, voir la figure (III.11). Chaque phase de ce convertisseur est composée de deux groupes (deux redresseurs). Les angles d'amorçage de ces thyristors seront modulés pour avoir des tensions sinusoïdales aux bornes de la sortie (fréquences et amplitudes variables).

On peut définir les interrupteurs de fonctionnement de la figure (III.11) par :

$$T_{K_j} = \begin{cases} 1 & T_{K_j} \text{ est fermé} \\ 0 & T_{K_j} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Où :

$$K \in \{P, N\}, i \in \{a, b, c\} \text{ et } j \in \{A, B, C\}$$

Chaque phase de ce cycloconvertisseur possède un groupe de redressement positif et un autre négatif. Le premier groupe contient 3 thyristors et il se conduit par un courant positif (on a vu son fonctionnement dans la section (III.2.1.1)). On peut écrire la tension de sortie du premier groupe par la relation suivante :

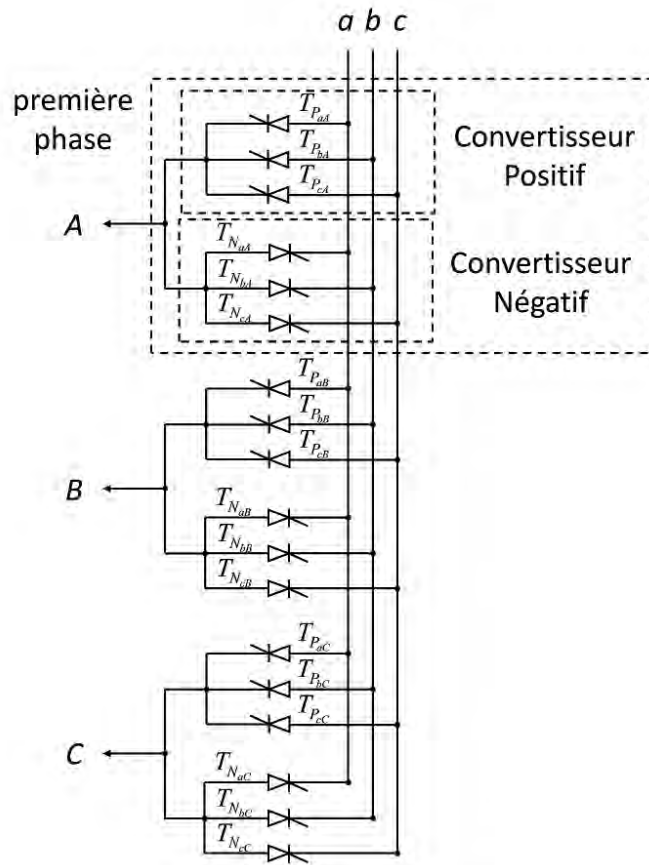


Figure III.11 Cycloconvertisseur triphasé d'indice trois

$$V_{P_A} = \begin{bmatrix} T_{P_{aA}} & T_{P_{bA}} & T_{P_{cA}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Avec :

v_a, v_b, v_c : Les tensions triphasées de l'entrée.

Le deuxième groupe contient aussi 3 thyristors mais il se conduit par un courant négatif (on a vu son fonctionnement dans la section (III.2.1.2)). Donc, la tension de sortie du deuxième groupe s'écrit comme suit :

$$V_{N_A} = \begin{bmatrix} T_{N_{aA}} & T_{N_{bA}} & T_{N_{cA}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Selon ce qui précède, on peut écrire l'expression des tensions de sortie du cycloconvertisseur triphasé (Figure (III.11)) en fonction de la matrice [T] (3,3) comme suit [72] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{III.21}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} (T_{P_{aA}} + T_{N_{aA}}) & (T_{P_{bA}} + T_{N_{bA}}) & (T_{P_{cA}} + T_{N_{cA}}) \\ (T_{P_{aB}} + T_{N_{aB}}) & (T_{P_{bB}} + T_{N_{bB}}) & (T_{P_{cB}} + T_{N_{cB}}) \\ (T_{P_{aC}} + T_{N_{aC}}) & (T_{P_{bC}} + T_{N_{bC}}) & (T_{P_{cC}} + T_{N_{cC}}) \end{bmatrix} \tag{III.22}$$

Avec :

V_A, V_B, V_C : Les tensions triphasées de la sortie.

À chaque instant (t) et dans chaque phase de ce cycloconvertisseur triphasé, un seul interrupteur T_{K_j} sera fermé et les autres seront bloqués. Cet interrupteur sera donc dans le redresseur positif ou négatif de chaque phase pour éviter de faire un court-circuit entre les tensions d'entrée. Donc, on peut exprimer ça par l'équation suivante :

$$\begin{cases} T_{P_{aA}} + T_{N_{aA}} + T_{P_{bA}} + T_{N_{bA}} + T_{P_{cA}} + T_{N_{cA}} = 1 \\ T_{P_{aB}} + T_{N_{aB}} + T_{P_{bB}} + T_{N_{bB}} + T_{P_{cB}} + T_{N_{cB}} = 1 \\ T_{P_{aC}} + T_{N_{aC}} + T_{P_{bC}} + T_{N_{bC}} + T_{P_{cC}} + T_{N_{cC}} = 1 \end{cases} \tag{III.23}$$

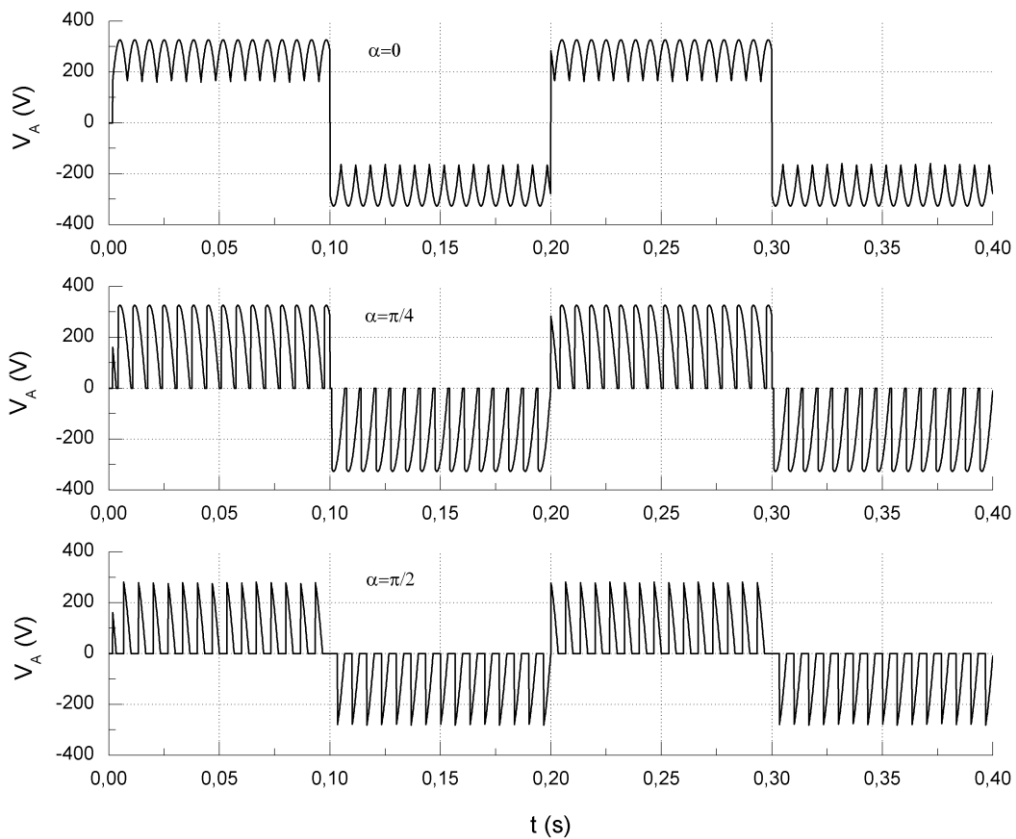


Figure III.12 La tension de la sortie (une phase) d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice trois pour des angles fixes

La figure (III.12) représente la tension aux bornes de la sortie d'une phase d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice trois pour différents angles d'amorçage qui sont fixes par rapport au temps.

III.3.3 Cycloconvertisseur triphasé d'indice six

Le cycloconvertisseur triphasé d'indice de pulsation est égale à trois peut être prolongé à six pulsations, c'est un cycloconvertisseur triphasé d'indice six. En remplaçant le demi-pont de la partie précédente par un pont de redresseur, on aura donc dans chaque phase de ce convertisseur 12 thyristors et 36 pour les trois phases, c'est-à-dire que le cycloconvertisseur d'indice six contient 36 thyristors (Figure (III.13)). Les angles d'amorçage de ces thyristors seront modulés pour avoir des tensions sinusoïdales aux bornes de la sortie (fréquences et amplitudes variables).

Les interrupteurs de fonctionnement de la figure (III.13) sont définis par :

$$T_{K_{ijk}} = \begin{cases} 1 & T_{K_{ijk}} \text{ est fermé} \\ 0 & T_{K_{ijk}} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (III.24)$$

Où :

$$K \in \{P, N\}, i \in \{a, b, c\}, j \in \{A, B, C\} \text{ et } k \in \{1, 2\}$$

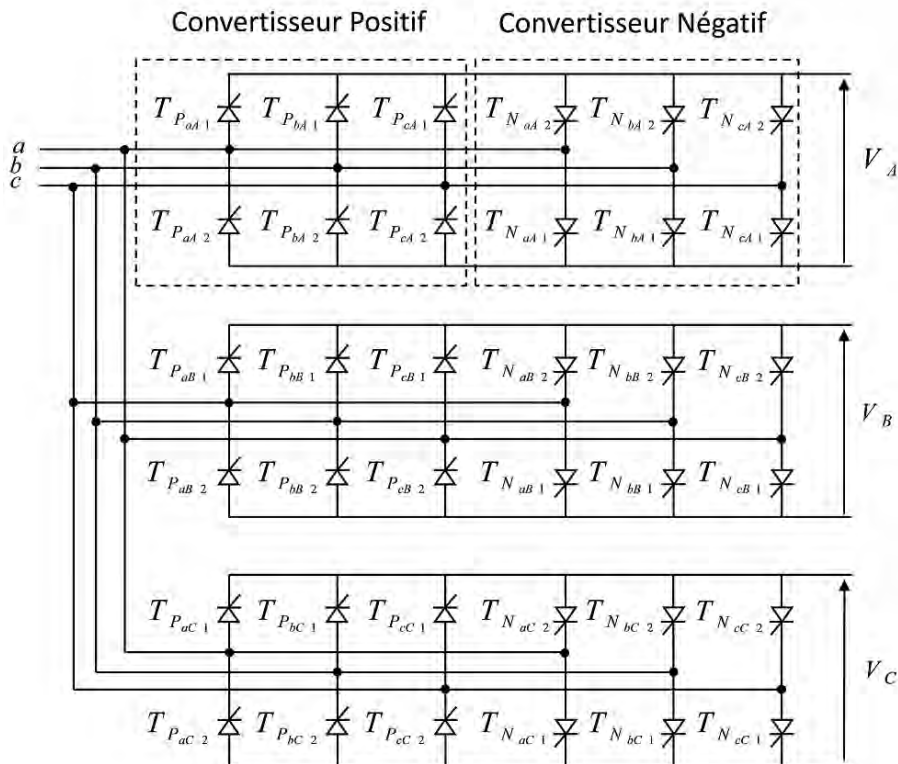


Figure III.13 Cycloconvertisseur triphasé d'indice six

Chaque phase de ce cycloconvertisseur possède un groupe de redressement positif et un autre négatif. Le premier groupe contient 6 thyristors et il se conduit par un courant positif (on a vu son fonctionnement dans la section (III.2.2.1)). La tension de la sortie entre ses bornes s'écrit comme suit:

$$V_{P_A} = \begin{bmatrix} (T_{P_{aA1}} + T_{P_{aA2}}) & (T_{P_{bA1}} + T_{P_{bA2}}) & (T_{P_{cA1}} + T_{P_{cA2}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Le deuxième groupe contient aussi 6 thyristors mais il se conduit par un courant négatif (on a vu son fonctionnement dans la section (III.2.2.2)). On peut écrire la tension de la sortie entre ses bornes par:

$$V_{N_A} = \begin{bmatrix} (T_{N_{aA1}} + T_{N_{aA2}}) & (T_{N_{bA1}} + T_{N_{bA2}}) & (T_{N_{cA1}} + T_{N_{cA2}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Donc, Les tensions de la sortie de ce cycloconvertisseur triphasé représenté dans la figure (III.13) s'écrivent en fonction de la matrice [T] (3,3) comme suit [73] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 \\ T_4 & T_5 & T_6 \\ T_7 & T_8 & T_9 \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = T_{P_{aA1}} + T_{P_{aA2}} + T_{N_{aA1}} + T_{N_{aA2}} = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{aAk}} \\ T_2 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{bAk}}, T_3 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{cAk}} \\ T_4 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{aBk}}, T_5 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{bBk}}, T_6 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{cBk}} \\ T_7 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{aCk}}, T_8 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{bCk}}, T_9 = \sum_{\substack{K=P,N \\ k=1,2}} T_{K_{cCk}} \end{array} \right. \quad (\text{III.29})$$

À chaque instant (t) et dans chaque phase de ce cycloconvertisseur triphasé d'indice six, deux interrupteurs $T_{K_{j\bar{k}}}$ seront fermés et les autres seront bloqués. Ces deux interrupteurs seront donc dans le redresseur positif ou négatif de chaque phase avec différentes entrées pour éviter de produire un court-circuit.

La figure (III.14) illustre la tension aux bornes de la sortie d'une phase d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice six pour différents angles d'amorçage qui sont fixes par rapport au temps.

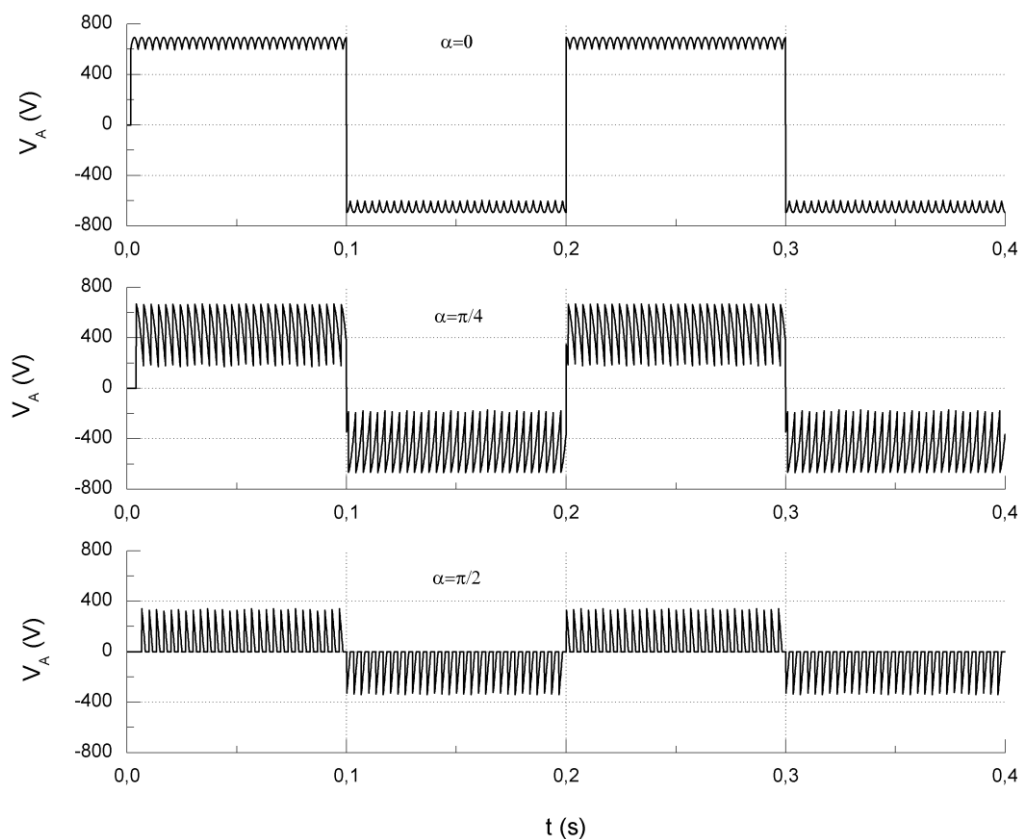


Figure III.14 La tension de la sortie (une phase) d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice six pour des angles fixes

III.3.4 Contrôle du cycloconvertisseur

Il existe diverses manières pour contrôler les angles d'amorçage d'un cycloconvertisseur. Le contrôle de ces angles est important parce que la forme d'onde de la sortie doit contenir le moins d'harmoniques possible. Les sections précédentes traitent l'opération fixe des angles d'amorçage, c'est la méthode la plus simple pour contrôler le cycloconvertisseur car chaque interrupteur (thyristor) met en marche à un intervalle constant.

L'inconvénient du contrôle utilisant des angles d'amorçage fixes est la qualité de la forme d'onde de la sortie. Chaque demi-pont ou pont positif ou négatif individuellement produit une tension moyenne constante proportionnelle à l'angle d'amorçage sélectionnée. Les résultats des deux types du cycloconvertisseur (d'indice de pulsation est égale à trois et six) représentés dans les figures (III.12) et (III.14) donnent des tensions de sortie semblables à une onde carrée contenant plus d'harmoniques.

L'approche la plus commune pour déterminer les angles d'amorçage d'un cycloconvertisseur est la méthode Cosine-Wave Crossing Control (CWCC) (Figure (III.15)). Cette méthode compare les formes d'ondes de l'entrée (tensions sinusoïdales) avec une onde sinusoïdale de référence. Celle-ci représente la forme d'onde recommandée dans la sortie en termes de fréquence et d'amplitude.

L'avantage d'utiliser la méthode CWCC est la bonne qualité du signal de sortie, c'est-à-dire qu'on aura une forme d'onde plus sinusoïdale.

La figure (III.15) illustre le principe de la technique CWCC [74].

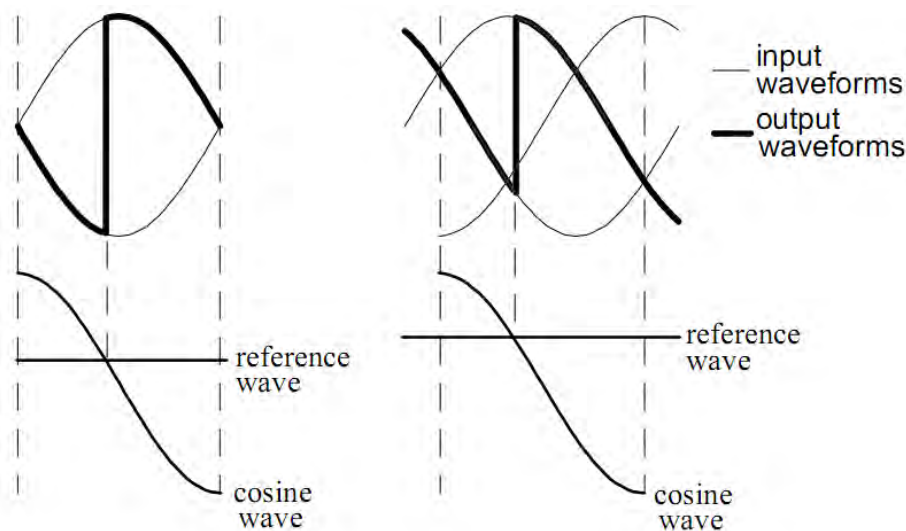


Figure III.15 Le principe de la méthode Cosine-Wave Crossing Control (CWCC) [74]

-Cycloconvertisseur d'indice trois:

Afin de produire les tensions désirées (fréquences et amplitudes désirées) à la sortie d'un cycloconvertisseur de trois pulsations, on doit contrôler les angles d'amorçage des interrupteurs. La technique CWCC a été appliquée pour générer les impulsions des interrupteurs de ce convertisseur comme montre la figure (III.16).

Pour une phase de ce cycloconvertisseur, on a besoin de trois tensions d'entrée et une tension de référence pour produire six circuits de commande ; trois pour chaque groupe (le

groupe positif et le groupe négatif) et un circuit pour chaque interrupteur. Par conséquent, dix-huit circuits de commande pour les trois phases.

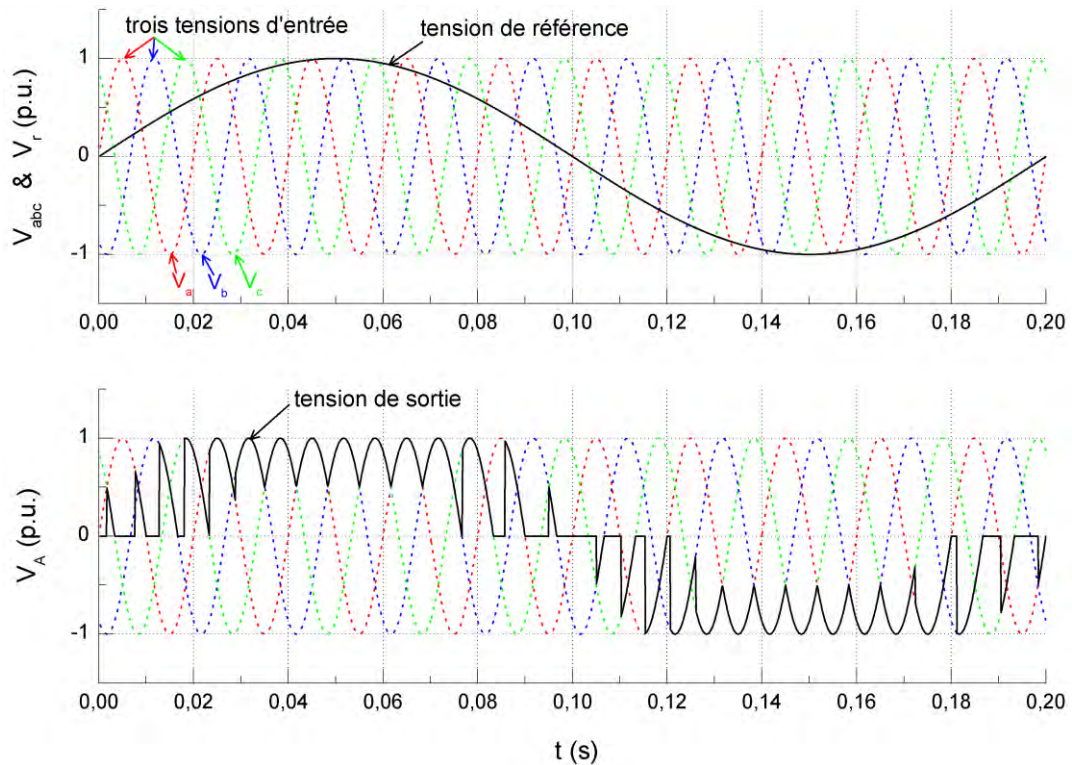


Figure III.16 La technique CWCC appliquée sur un cycloconvertisseur d'indice trois

$$V(p.u.) = \frac{400}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} (V)$$

La figure (III.17) illustre la forme d'onde de la tension aux bornes de la sortie d'une phase (pour différentes fréquences et amplitudes) du cycloconvertisseur triphasé d'indice trois.

$$r = \frac{V_{r \max}}{V_{a \max}}$$

de la tension simple d'entrée.

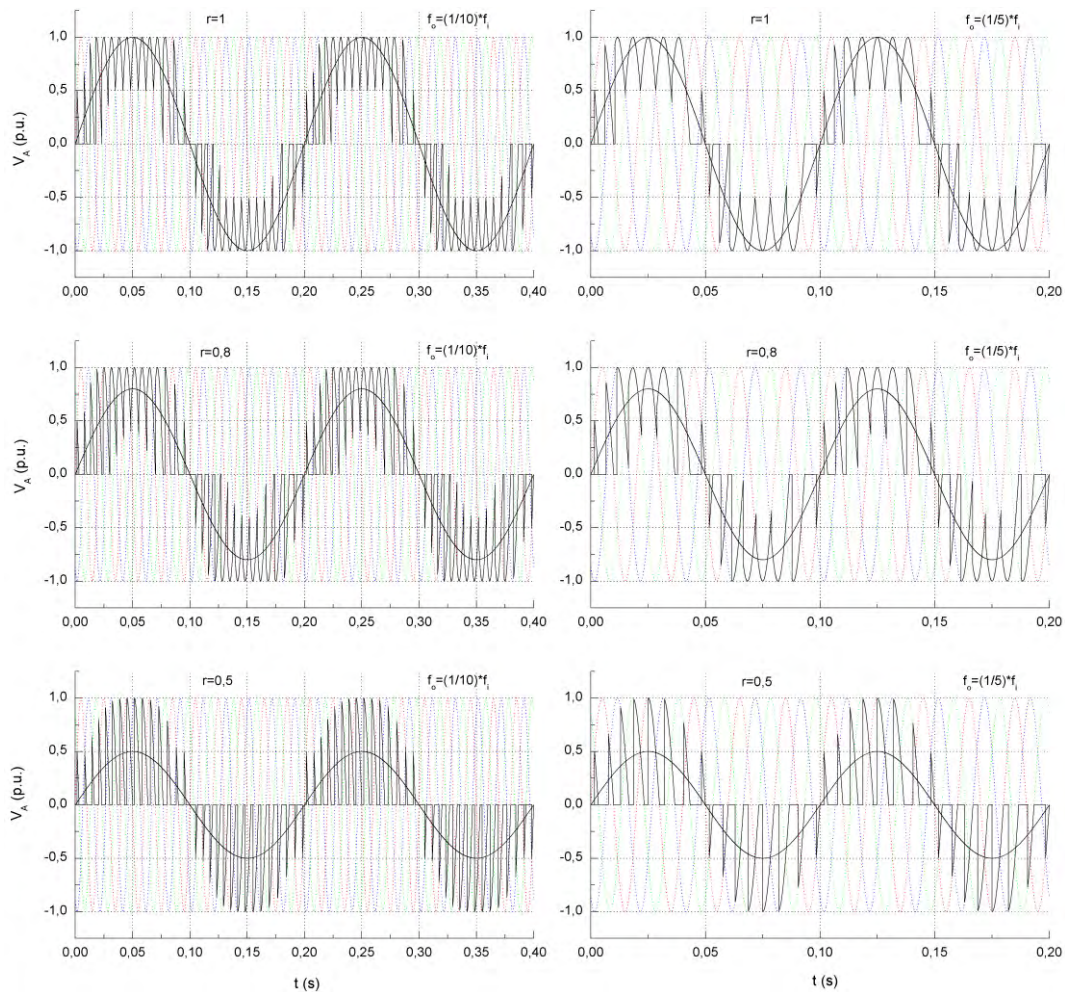


Figure III.17 La forme d'onde de la tension de sortie (pour différentes fréquences et amplitudes) du cycloconvertisseur d'indice trois en utilisant la technique CWCC

-Cycloconvertisseur d'indice six:

Afin de produire les tensions désirées (de fréquence et d'amplitude désirées) de la sortie d'un cycloconvertisseur de six pulsations, on doit toujours contrôler les angles d'amorçage des interrupteurs. La technique CWCC a été appliquée pour générer les impulsions des interrupteurs comme montre la figure (III.18).

Pour une phase de ce cycloconvertisseur, on a besoin de trois tensions d'entrée et une tension de référence pour produire douze circuits de commande ; six pour chaque groupe (le groupe positif et le groupe négatif) et un circuit pour chaque interrupteur. Par conséquent, trente-six circuits de commande pour les trois phases.

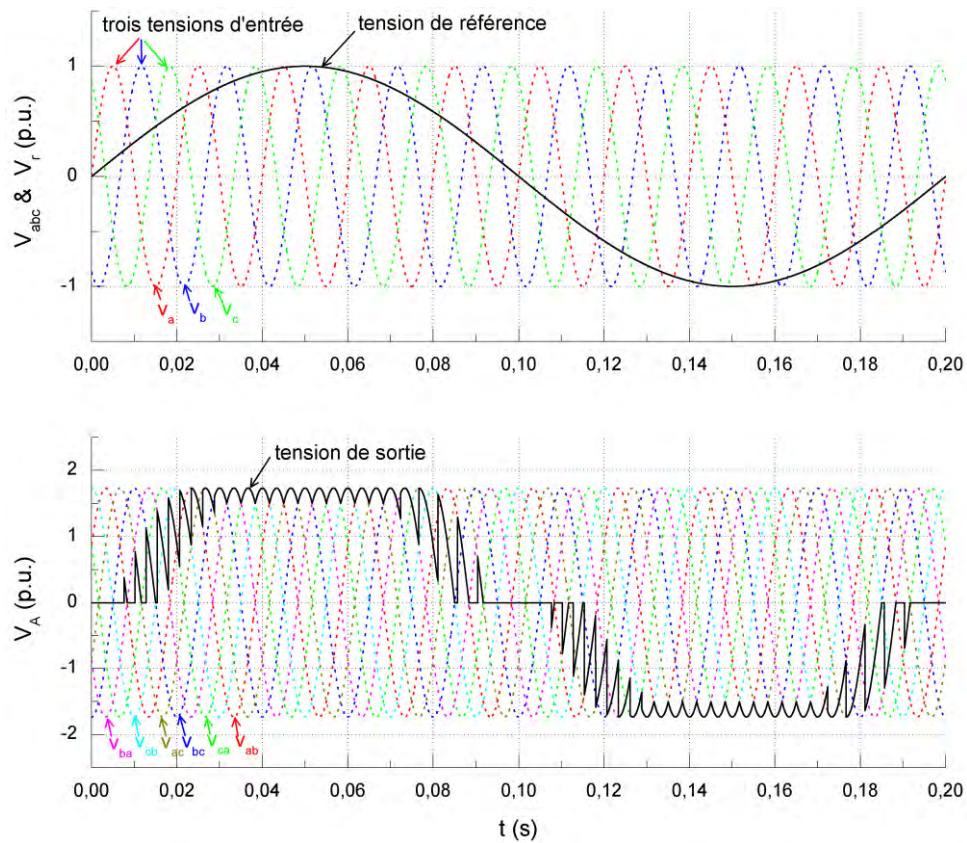


Figure III.18 La technique CWCC appliquée sur un cycloconvertisseur d'indice six

La figure (III.19) illustre la forme d'onde de la tension aux bornes de la sortie d'une phase (pour différentes fréquences et amplitudes) d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice six.

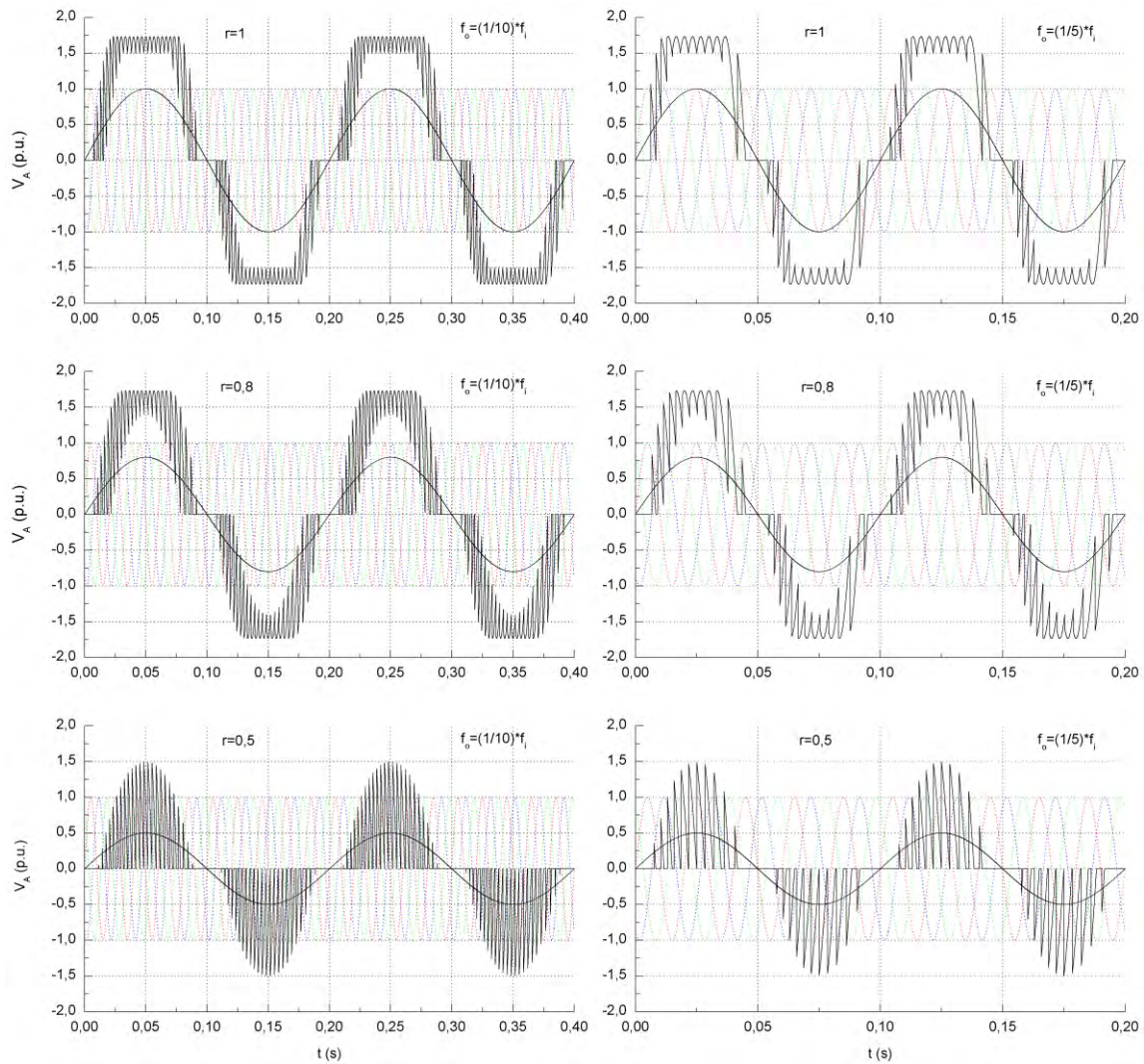


Figure III.19 La forme d'onde de la tension de sortie (pour différentes fréquences et amplitudes) du cycloconvertisseur d'indice six en utilisant la technique CWCC

III.4 Résultats de simulation de la MADA commandée via un cycloconvertisseur

La machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en mode générateur et moteur ainsi que sa commande ont été implémentées sous Matlab/Simulink. La machine utilisée dans cette simulation est toujours une MADA de 4 KW dont les paramètres sont résumés dans l'Annexe A [46].

La machine est connectée directement au réseau électrique via son stator alors que son rotor est connecté par un cycloconvertisseur d'indice de pulsation est égal à trois et par celui-ci la commande de la machine sera réalisée.

III.4.1 Fonctionnement en mode générateur

Dans cette partie, on va présenter les résultats de simulation de la commande indépendante des puissances active et réactive de la MADA qui fonctionne en mode générateur, en utilisant la commande vectorielle (Figure (III.20)).

Les figures (III.21) et (III.22) montrent respectivement, les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique à partir de la MADA ainsi que leurs références.

La vitesse de rotation mécanique est fixée à 140 rad/s.

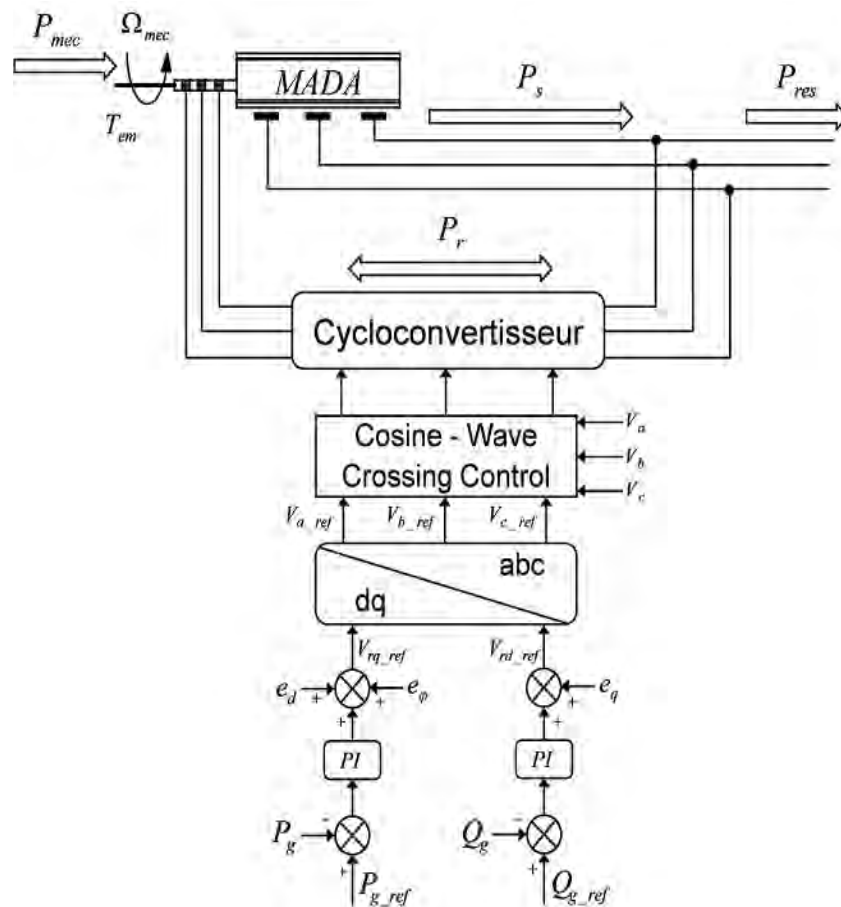


Figure III.20 Schéma bloc du contrôle MADA-Cycloconvertisseur en mode générateur

Dans les figures (III.21) et (III.22), on remarque que les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique suivent leurs références correctement, de ce fait la commande indépendante de ces deux grandeurs a été réalisée avec succès en utilisant la commande vectorielle à flux statorique orienté.

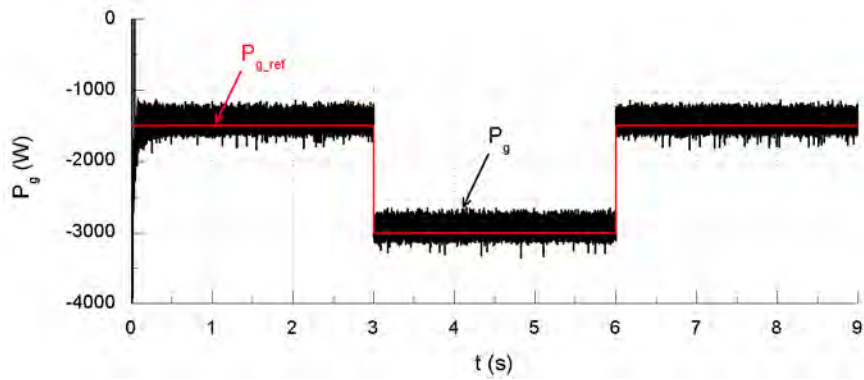


Figure III.21 Puissance active envoyée au réseau électrique (P_g)

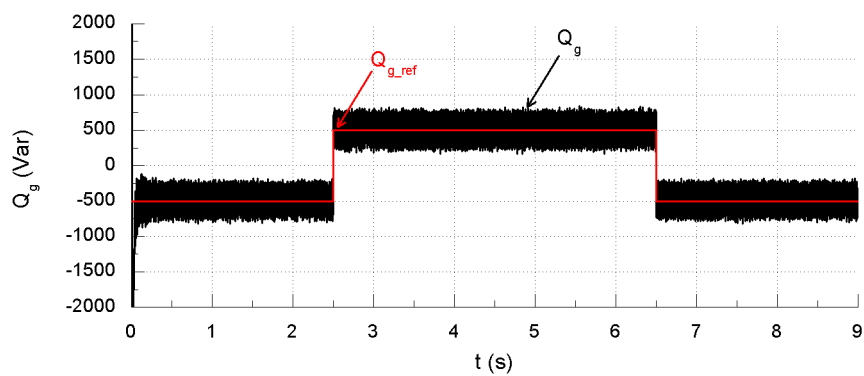


Figure III.22 Puissance réactive envoyée au réseau électrique (Q_g)

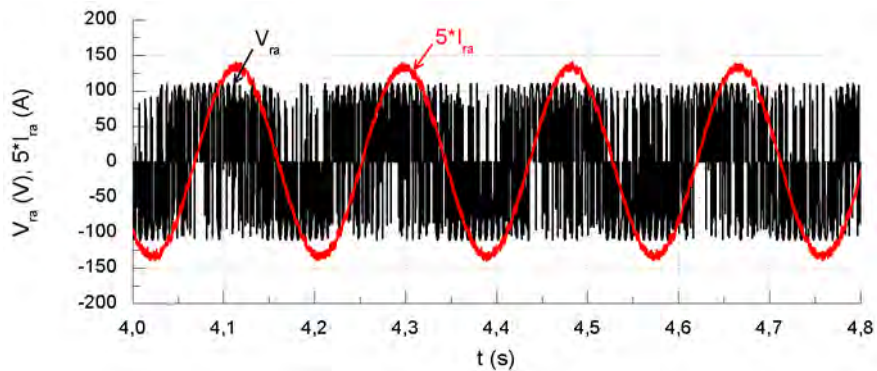
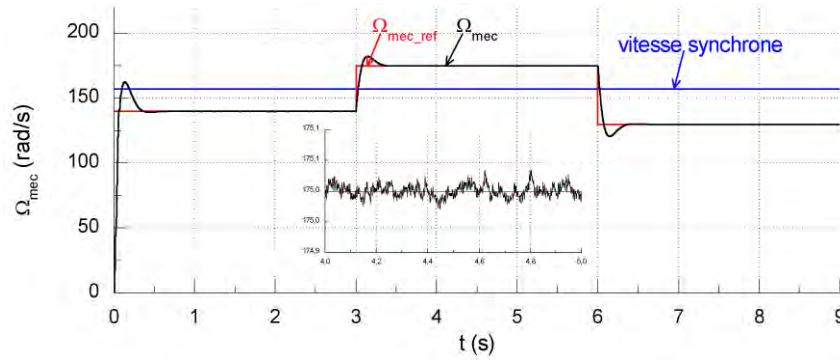
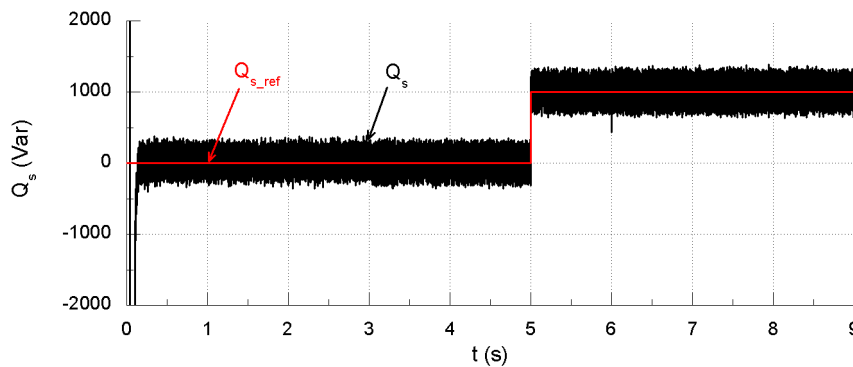


Figure III.23 Courant et tension d'une phase rotorique

Le courant et la tension d'une phase rotorique, présentés sur la figure (III.23), valident le contrôle du cycloconvertisseur.

Figure III.25 Vitesse de rotation mécanique de la MADA (Ω_{mec})Figure III.26 Puissance réactive statorique de la MADA (Q_s)

La tension et le courant statorique de la première phase et leurs zooms ont une fréquence constante de 50 Hz (Figure (III.27)). Les formes d'ondes des courants rotoriques et leurs zooms sont montrés sur la figure (III.28). La figure (III.29) illustre le zoom de la tension et du courant d'une phase rotorique. La dernière figure (Figure (III.30)) présente la puissance active rotorique.

Dans les figures (III.25) et (III.26), on remarque que la vitesse de rotation et la puissance réactive statorique de la machine suivent leurs références correctement, par conséquent le contrôle indépendant de ces deux grandeurs en utilisant la commande vectorielle à flux statorique orienté a été accompli. En outre, la figure (III.25) montre que la machine fonctionne en mode moteur hypo-synchrone et hyper-synchrone (le mode hypo-synchrone $w < w_s$: $0 < t < 3$ et $6 < t < 9$, et le mode hyper-synchrone $w > w_s$: $3 < t < 6$).

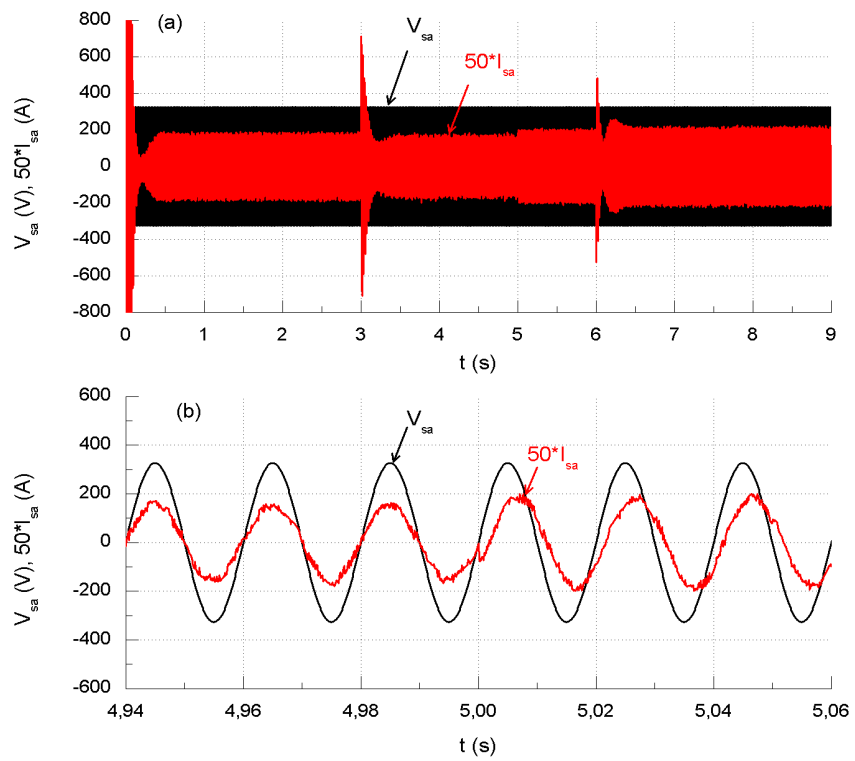


Figure III.27 Tension et courant d'une phase statorique avec leurs zooms

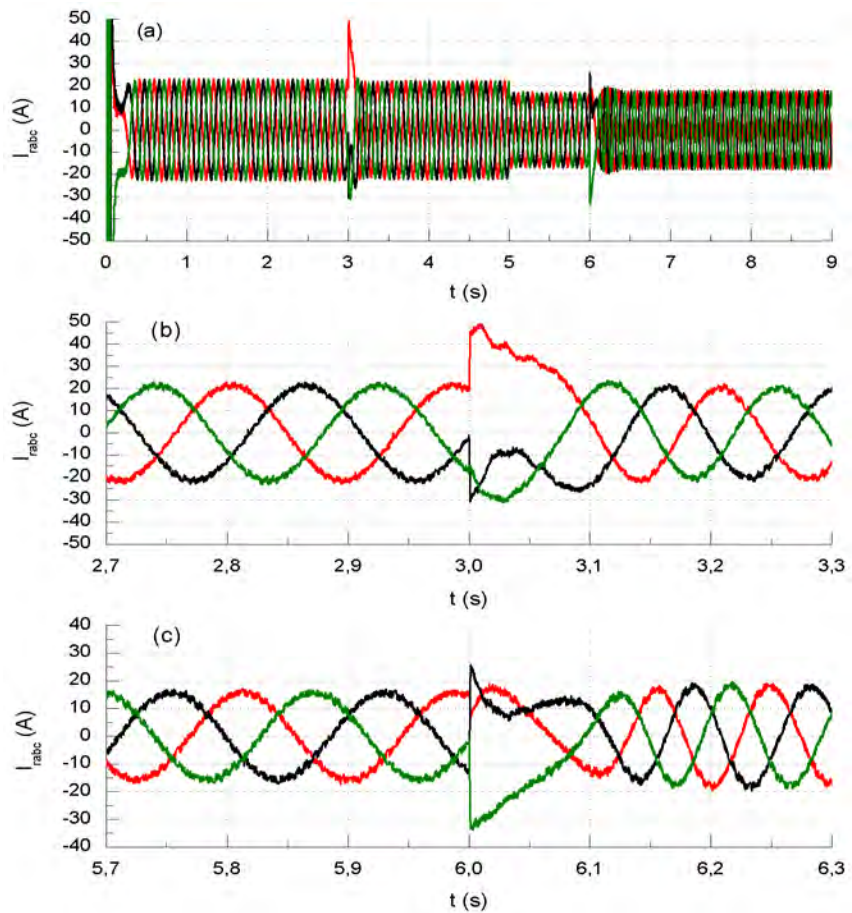


Figure III.28 Courants rotoriques avec leurs zooms

Il est clair que la phase entre la tension et le courant d'une phase statorique varie en fonction de la variation de la puissance réactive statorique (à $t = 5s$, $Q_s = 1000 \text{ Var}$) (Figure III.27b).

Dans la figure (III.28), la fréquence des courants rotoriques est faible et varie en fonction de la variation de la vitesse de rotation. La figure (III.28b) montre la première transition à partir du mode hypo-synchrone en mode hyper-synchrone, et la figure (III.28c) montre la seconde transition à partir du mode hyper-synchrone en mode hypo-synchrone. Le courant et la tension d'une phase rotorique montrés sur la figure (III.29) valident le contrôle du cycloconvertisseur.

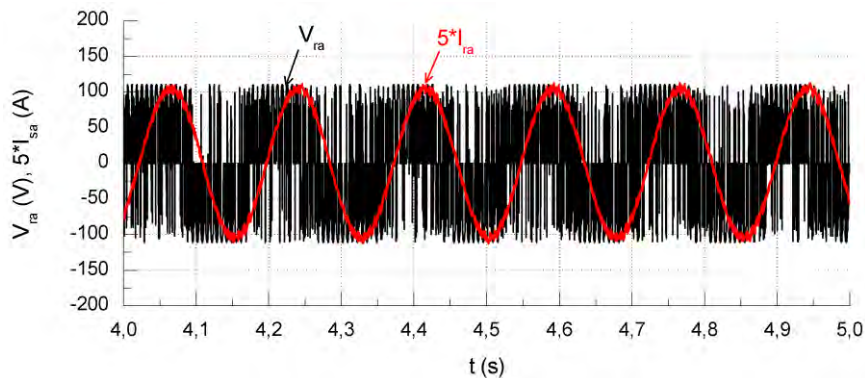


Figure III.29 Zoom de la tension et du courant d'une phase rotorique

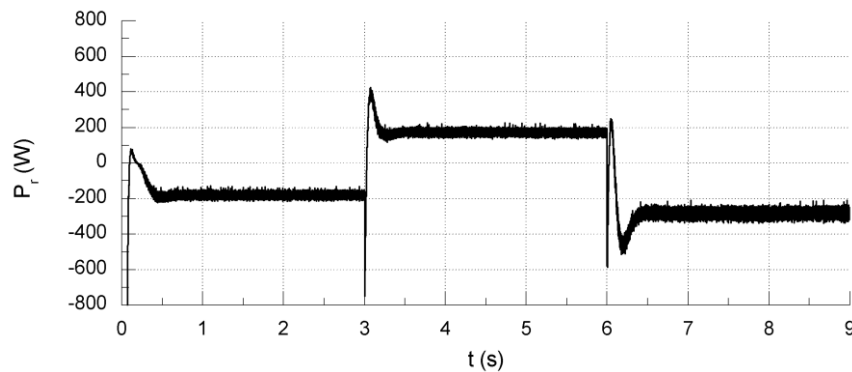


Figure III.30 Puissance active rotorique

La figure (III. 30) valide le fonctionnement des deux modes (hypo-synchrone et hyper-synchrone). Dans cette figure, la puissance active rotorique est négative dans le premier mode ($0 < t < 3$ et $6 < t < 9$), car le rotor fournit l'énergie au réseau électrique et dans le second mode ($3 < t < 6$) cette puissance est positive parce que le rotor absorbe l'énergie à partir du réseau électrique.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude de modélisation et de simulation d'un cycloconvertisseur triphasé d'indice trois et six ainsi que leur contrôle en utilisant des angles d'amorçage fixes et variables. Nous avons choisi la technique CWCC pour contrôler le cycloconvertisseur de telle sorte qu'on aura une forme d'onde plus sinusoïdale à la sortie.

Nous avons vu que l'inconvénient majeur d'un cycloconvertisseur réside à la faible fréquence de la sortie, tandis que l'ensemble MADA et cycloconvertisseur nous a donné la solution de cet inconvénient parce que comme mentionné précédemment, la variation de la vitesse de la MADA est 30% (ou 33%) autour de la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire que nous allons avoir une faible fréquence dans le côté rotorique, donc nous n'avons plus besoin d'une fréquence élevée à la sortie du cycloconvertisseur.

Les résultats de simulation présentés dans la section précédente montrent une très bonne performance du fonctionnement de la MADA en mode moteur et générateur qui est commandée par le cycloconvertisseur en utilisant la commande vectorielle à flux statorique orienté et la technique CWCC.

Dans le prochain chapitre, nous allons exposer la modélisation, la commande et la simulation d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de l'ensemble MADA et cycloconvertisseur.

CHAPITRE IV

Modélisation, Commande et Simulation de la chaîne globale

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons réaliser un système éolien qui est constitué d'une turbine éolienne, d'une machine asynchrone à double alimentation, d'un cycloconvertisseur et d'un bloc de commande. Le stator de cette machine fonctionnant en générateur est connecté directement au réseau électrique alors que le rotor est connecté par l'intermédiaire d'un cycloconvertisseur qui permet de contrôler tout le système éolien. Après la présentation des différents composants constituant le générateur éolien, le réseau doit recevoir une puissance maximale. La technique d'orientation du flux statorique, la commande par mode de glissement, la technique CWCC (Cosine-Wave Crossing Control) et la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) ont été appliquées sur le bloc de commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique par le générateur ainsi que pour extraire le maximum de puissance. Des résultats de simulation ont été présentés pour valider et interpréter le fonctionnement global du système proposé pour deux modes de fonctionnement, hypo-synchrone et hyper-synchrone.

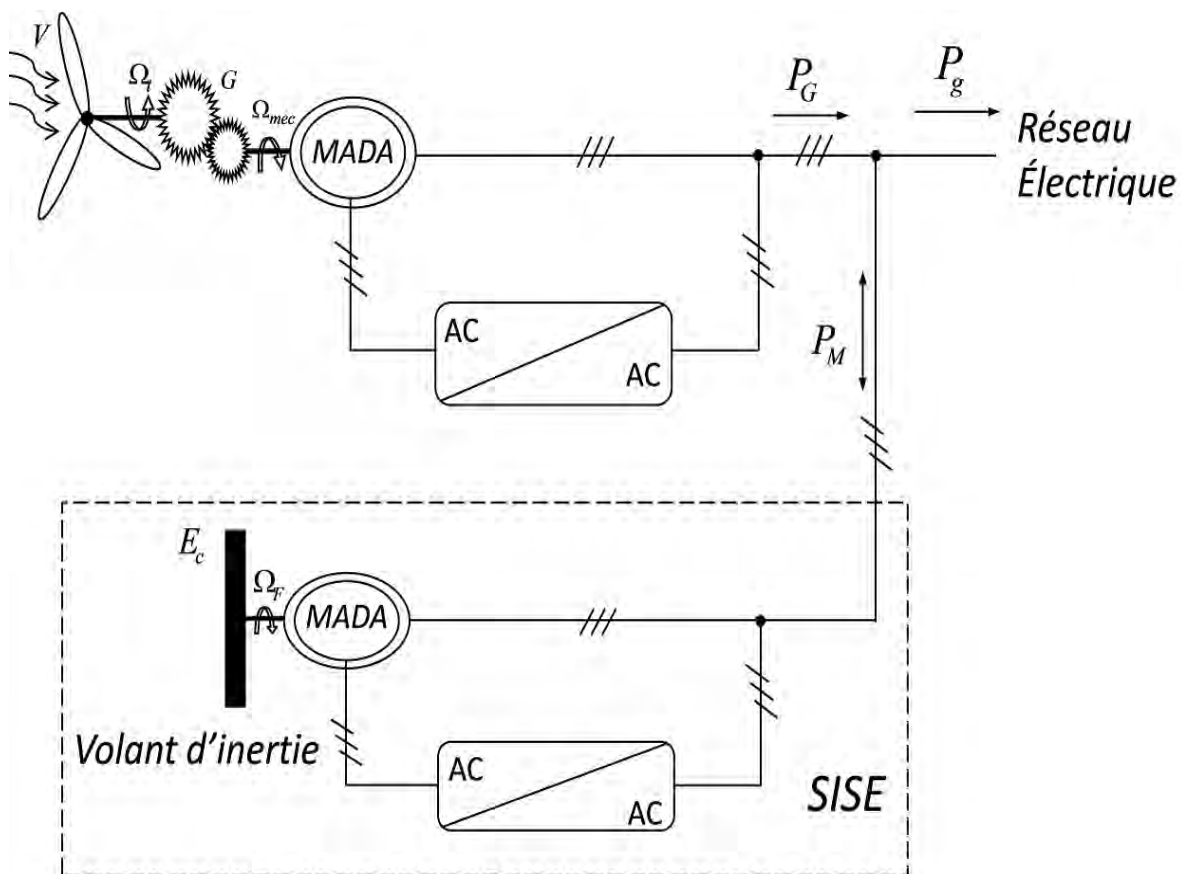


Figure IV.1 Schéma du système proposé

Cependant, la puissance électrique qui sera fournie au réseau est très fluctuante à cause de l'instabilité du vent, alors nous allons intégrer un système de stockage d'énergie dans le système proposé pour rendre la puissance envoyée au réseau constante. Donc, nous allons voir aussi dans ce chapitre le modèle d'un système de stockage d'énergie à base d'un volant d'inertie ainsi que sa commande. La figure (IV.1) montre le système proposé global de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne.

IV.2 Modèle de la turbine éolienne

La turbine éolienne étudiée (Figure (IV.2)) contient trois pales (qui sont considérées comme la norme pour les grandes éoliennes de l'industrie) permettant de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Les trois pales sont montées sur le moyeu du rotor qui est installé sur l'arbre principal, également connu sous l'arbre à basse vitesse, et celui-ci est relié à un multiplicateur à travers lequel l'énergie mécanique est transmise au générateur.

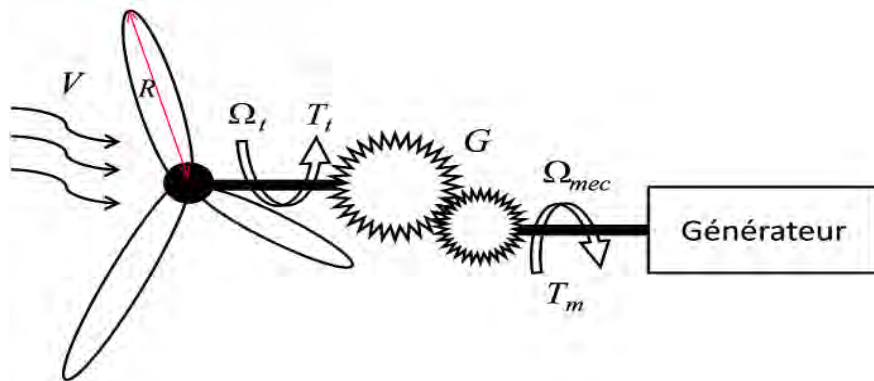


Figure IV.2 Modèle de la turbine éolienne

IV.2.1 Modèle aérodynamique

La turbine est un dispositif qui permet de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. La puissance cinétique du vent peut être donnée par l'équation suivante [12, 13, 16, 41, 47, 49] :

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (IV.1)$$

ρ : La masse volumique de l'air ($\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$)

S : La surface balayée par les pales de l'éolienne, $S = \pi \cdot R^2$.

R : La longueur d'une pale de l'éolienne.

V : La vitesse du vent.

L'éolienne ne peut récupérer qu'une partie de la puissance cinétique du vent (P_v). La puissance extraite par l'éolienne ou la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine peut s'exprimer comme suit:

$$P_t = C_p \cdot P_v \quad (IV.2)$$

C_p est le coefficient de puissance qui représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. D'après Betz, ce coefficient possède une limite théorique appelé limite de Betz égale à 16/27. Ce coefficient, qui diffère pour chaque éolienne, dépend de l'angle d'orientation des pales (β) et du ratio de vitesse (λ) (la vitesse relative). Il est issu de mesures pratiques [12].

Donc, la puissance aérodynamique (ou mécanique) de la turbine éolienne s'écrit comme suit [5, 75, 76]:

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V^3 \quad (IV.3)$$

Le ratio de vitesse (λ) est le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine et la vitesse du vent. Il est défini par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V} \quad (IV.4)$$

Ω_t : La vitesse de rotation mécanique de la turbine.

L'expression du coefficient de puissance, pour une éolienne de 3MW, utilisé dans cette thèse est donnée par l'équation suivante [48] :

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.00167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3 \cdot (\beta - 2)}\right) - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (IV.5)$$

Le couple mécanique disponible à la sortie de la turbine (ou le couple aérodynamique) est défini par :

$$T_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2 \cdot \Omega_t} \cdot \rho \cdot S \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot V^3 \quad (IV.6)$$

La figure (IV.3) représente le coefficient de puissance (C_p) calculé à partir de l'équation (IV.5) en fonction du ratio de vitesse (λ) pour différents angles d'orientation des pales (β).

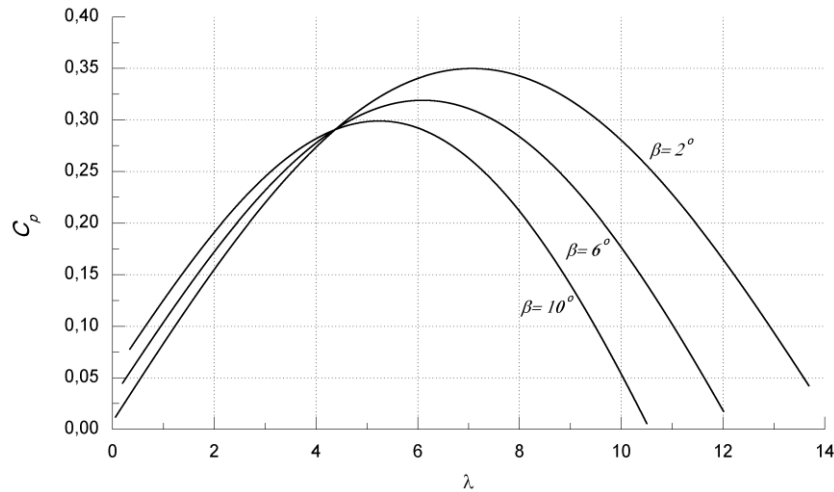


Figure IV.3 Coefficient de puissance (C_p) en fonction de λ pour différents β

La figure (IV.3) possède un point optimal $C_{p_max} = 0,35$ ($\lambda = 7,1$ et $\beta = 2^\circ$) correspondant au rendement maximal de la turbine. Le maximum de la puissance mécanique, sur ce point, peut être récupéré à partir de la puissance disponible dans le vent.

IV.2.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur de vitesse est la liaison entre l'arbre de la turbine et l'arbre du générateur. Il est nécessaire pour adapter la faible vitesse du rotor de la turbine à la vitesse élevée du générateur. Le multiplicateur est supposé rigide ainsi que son élasticité et ses frottements sont négligés [49]. Également, les pertes mécaniques dans le multiplicateur sont considérées comme étant nulles [48].

Le multiplicateur peut être modélisé mathématiquement par un simple gain (G). Ceci nous permettra de déduire les expressions du couple et de la vitesse mécaniques de la turbine rapportés au côté du générateur par :

$$\begin{cases} T_m = \frac{T_t}{G} \\ \Omega_{mec} = G \cdot \Omega_t \end{cases} \quad (IV.7)$$

IV.2.3 Modèle de l'arbre mécanique

La transmission de puissance est composée de l'inertie du rotor de la turbine et de l'inertie du générateur [77]. L'équation fondamentale de la dynamique est exprimée alors par l'équation différentielle du premier ordre comme suit :

$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = T_m - T_{em} - f_v \cdot \Omega_{mec} \quad (IV.8)$$

T_{em} : Le couple électromagnétique du générateur.

J représente l'inertie totale du système éolien. Elle est constituée de l'inertie de la turbine (J_t), du coefficient de multiplicateur (G) et de l'inertie du générateur (J_g) :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (IV.9)$$

Dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) : $J_g = J_M$.

f_v est le coefficient de frottement visqueux totale du système éolien.

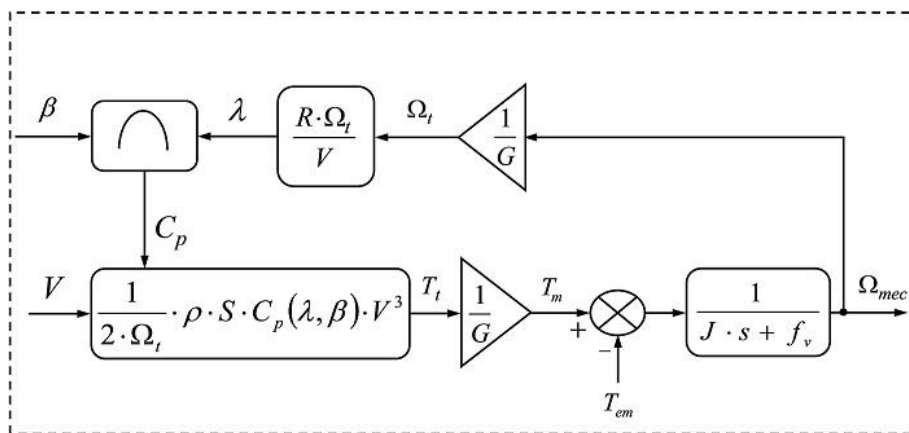


Figure IV.4 Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne

Le schéma bloc correspondant à la modélisation de la turbine éolienne est présenté sur la figure (IV.4). Cette figure montre que la turbine produit à partir de la puissance aérodynamique au niveau du rotor de la turbine un couple aérodynamique (T_t) qui est appliqué au multiplicateur. Ce multiplicateur transforme, d'une part le couple T_t en couple de multiplicateur (T_m) (couple rapporté au générateur) et d'autre part la vitesse mécanique du générateur (Ω_{mec}) en vitesse de la turbine (Ω_t).

IV.3 Extraction du maximum de la puissance du vent

La figure (IV.5) présente le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable qui peut se décomposer en trois zones [6, 48] :

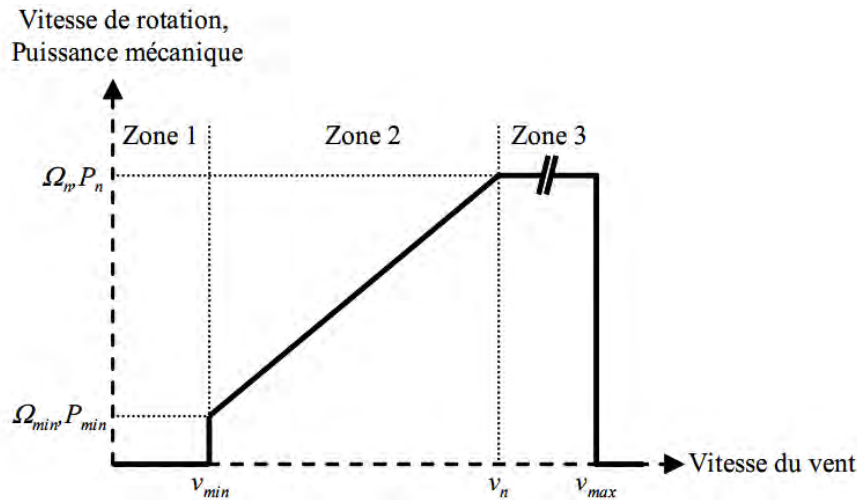


Figure IV.5 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable [48]

- Zone 1 : la vitesse du vent est faible et insuffisante pour mettre l'éolienne en rotation, c'est-à-dire que la vitesse de rotation et la puissance mécanique égales à zéro.
- Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale (v_{min}) pour permettre le démarrage de l'éolienne. Une fois ce démarrage est effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale (v_n) correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique (P_n) et de la vitesse de rotation (Ω_n).
- Zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale. La vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leurs valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Dès que le vent a atteint sa valeur maximale (v_{max}), une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

Dans le cadre notre travail, nous sommes intéressé à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En effet, dans cette zone, la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale et l'angle de calage est maintenu constant à une valeur optimale (β_{opt}).

La puissance aérodynamique (mécanique) de la turbine éolienne en fonction de la vitesse mécanique du générateur s'écrit comme suit :

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{R^3}{G^3 \cdot \lambda^3} \cdot \Omega_{mec}^3 \quad (IV.10)$$

L'expression ci-dessus permet d'établir un ensemble de caractéristiques qui donne la puissance disponible en fonction de la vitesse mécanique du générateur pour différentes vitesses de vent (Figure (IV.6)).

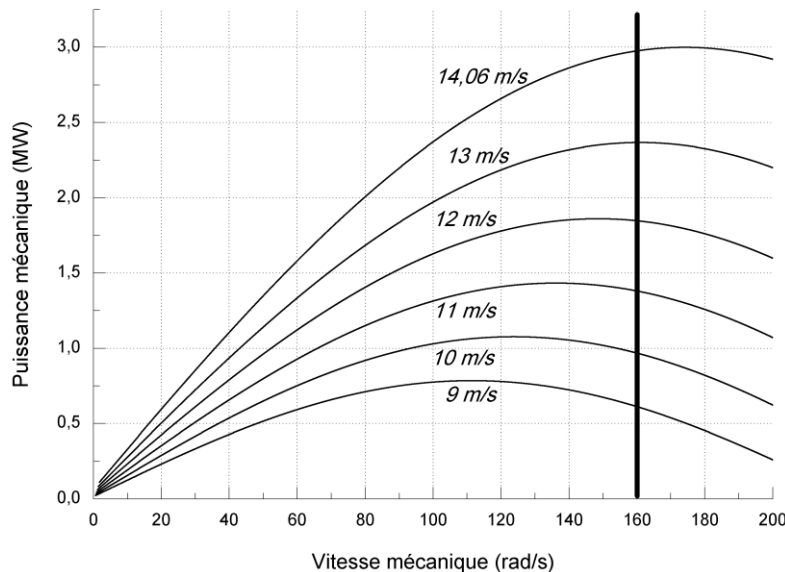


Figure IV.6 Caractéristiques de la puissance de la turbine en fonction de la vitesse mécanique du générateur

Au vu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent le générateur fonctionne à vitesse fixe (par exemple 160 rad/s sur la figure (IV.6)), les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités.

Un fonctionnement idéal du système éolien nécessite un suivi parfait des sommets de ces caractéristiques (Figure IV.6). C'est-à-dire, pour chaque vitesse du vent, le système doit trouver la puissance maximale de ce qui équivaut à la recherche de la vitesse mécanique optimale.

Pour réaliser ce but, une commande spécifique connue sous la terminologie *Maximum Power Point Tracking (MPPT)* doit être utilisée. La stratégie de cette commande consiste de contrôler le couple électromagnétique du générateur afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée.

Pour effectuer ce contrôle, un asservissement de la vitesse mécanique du générateur doit être réalisé. La figure (IV.7) représente le schéma de principe de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

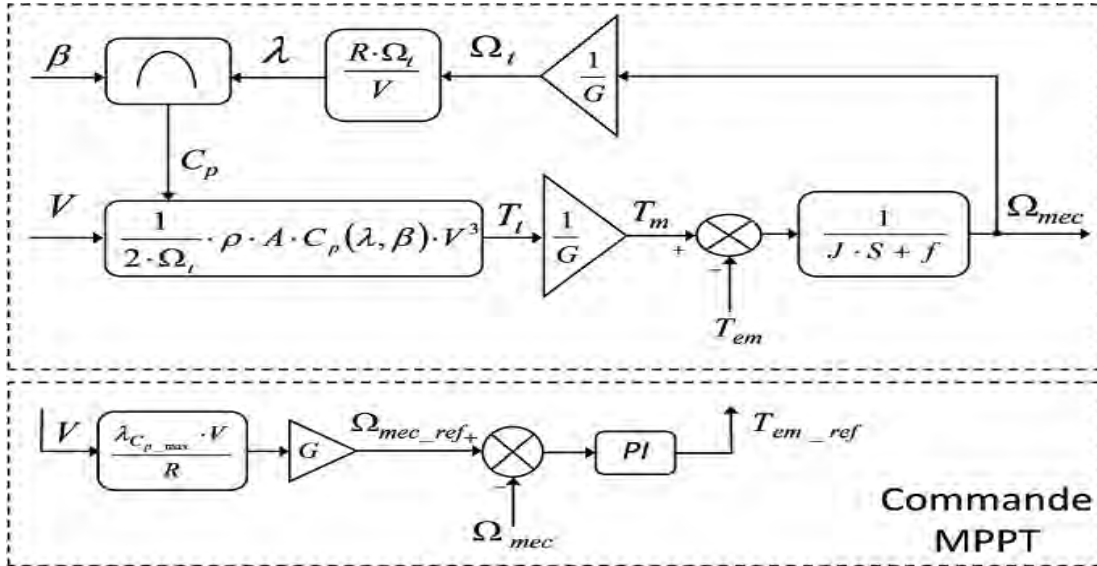


Figure IV.7 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

La figure (IV.7) montre que le couple électromagnétique de référence (T_{em_ref}) est obtenu en sortie d'un régulateur de vitesse (une vitesse mécanique (Ω_{mec}) comparé avec une vitesse de référence (Ω_{mec_ref})) de type Proportionnel Intégral (PI).

Pour un point de fonctionnement donné, on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale du coefficient de puissance (C_{p_max}). Celle-ci est obtenue si la vitesse relative (λ) est égale à sa valeur optimale (λ_{opt}) et β constant ($\beta = 2^\circ$).

Selon l'équation (IV.4), la vitesse mécanique de la turbine est égale à:

$$\Omega_t = \frac{\lambda \cdot V}{R} \tag{IV.11}$$

À partir de cette expression, la vitesse mécanique de référence de la turbine est définie par :

$$\Omega_{t_ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R} \tag{IV.12}$$

La vitesse mécanique de référence du générateur est obtenue à partir de l'équation (IV.7) comme suit :

$$\Omega_{mec_ref} = \Omega_{t_ref} \cdot G \quad (IV.13)$$

L'ensemble des modèles de la turbine, du multiplicateur de vitesse et de l'arbre mécanique, commandé par la stratégie MPPT a été simulé sous Matlab/Simulink. Les différents paramètres mécaniques du système éolien étudié sont résumés dans l'Annexe B.

Considérons dans cette simulation que le couple électromagnétique du générateur est à tout instant égale sa valeur de référence ($T_{em} = T_{em_ref}$), ainsi que l'angle d'orientation des pales est fixé à une valeur constante égale à 2° . Également, la valeur initiale de la vitesse mécanique est calculée à partir de la valeur initiale de la vitesse du vent.

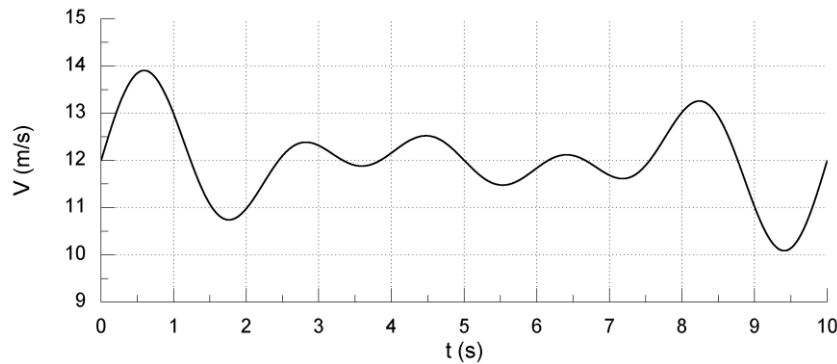


Figure IV.8 Variation de la vitesse du vent

Cette simulation a été effectuée en utilisant le profil du vent montré sur la figure (IV.8). La vitesse mécanique du générateur et sa référence sont illustrées sur la figure (IV.9). La puissance mécanique disponible au niveau de la turbine ainsi que la vitesse de celle-ci sont montrées sur la figure (IV.10). La figure (IV.11) présente la variation de la vitesse relative (λ) et le coefficient de puissance (C_p) en fonction du temps.

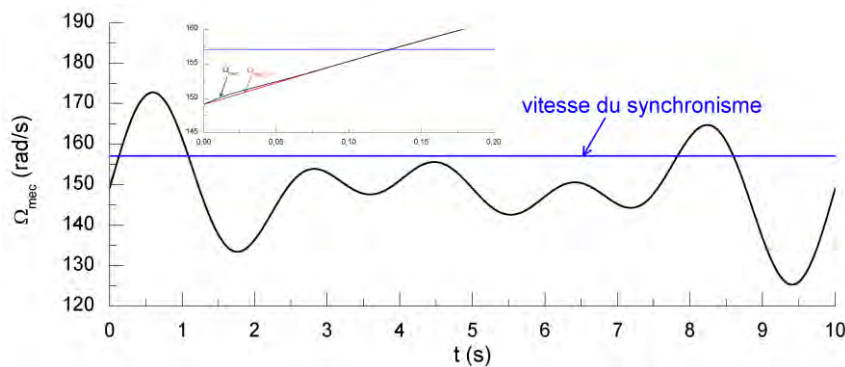


Figure IV.9 Vitesse mécanique du générateur

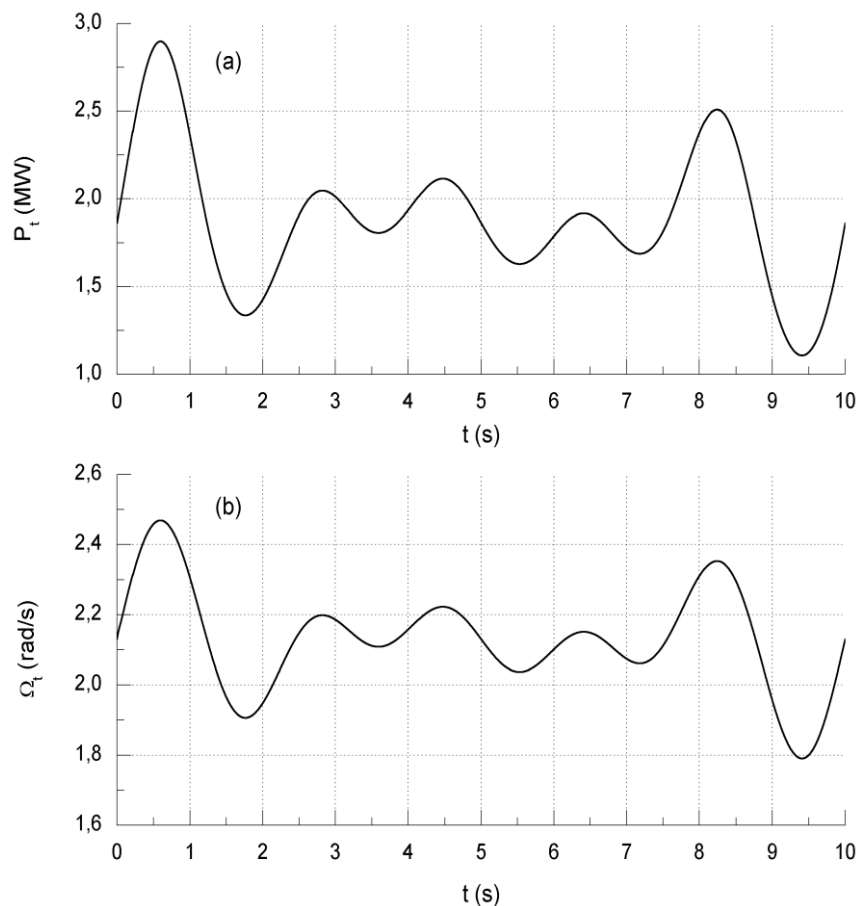


Figure IV.10 Puissance et vitesse mécanique de la turbine éolienne

À tout instant, la vitesse mécanique du générateur, passant par les deux modes de fonctionnement hypo-synchrone et hyper-synchrone, suit sa référence correctement, de plus, la puissance mécanique produite par la turbine est maximale. La vitesse relative (λ) et le coefficient de puissance (C_p) maintiennent leurs valeurs optimales. Donc, le générateur est parfaitement commandé à sa vitesse de référence optimale permettant d'extraire le maximum de puissance.

Il est déjà mentionné que les pertes mécaniques dans le multiplicateur sont négligées, donc la puissance mécanique du générateur est égale à la puissance mécanique produite par la turbine.

D'après ces résultats, on peut conclure que la stratégie de commande MPPT, qui présente de très bonnes performances, permet effectivement d'extraire le maximum de puissance du vent par rapport aux variations de la vitesse de celui-ci dans le temps.

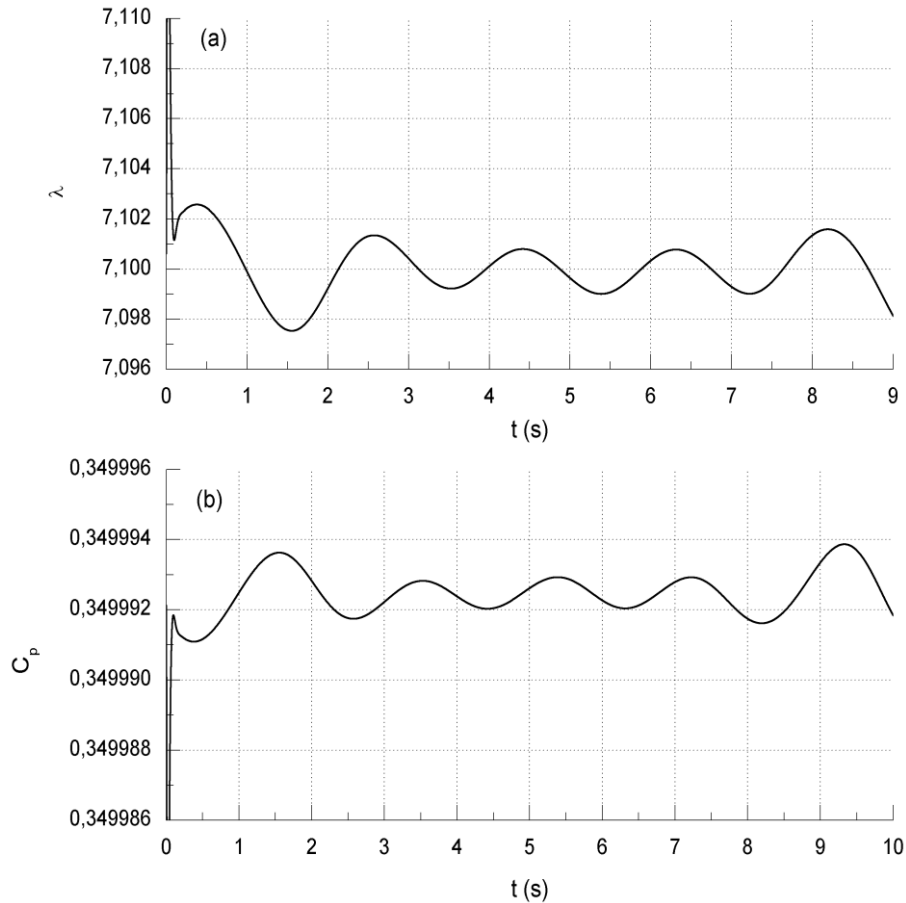


Figure IV.11 La vitesse relative (λ) et le coefficient de puissance (C_p)

IV.4 Commande par mode de glissement

Les principaux arguments en faveur de la commande par mode de glissement sont le découplage des procédures de conception, le rejet de la perturbation, la sensibilité aux variations des paramètres, et la simple mise en œuvre au moyen de convertisseurs de puissance [78]. Ces avantages rendent cette commande utile dans plusieurs documents et applications.

Le principe de la commande par mode de glissement est de conduire la trajectoire d'état d'un système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus et aux perturbations externes. En fait, cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface et ensuite le glissement le long de celle-ci (Figure (IV.12)) [79].

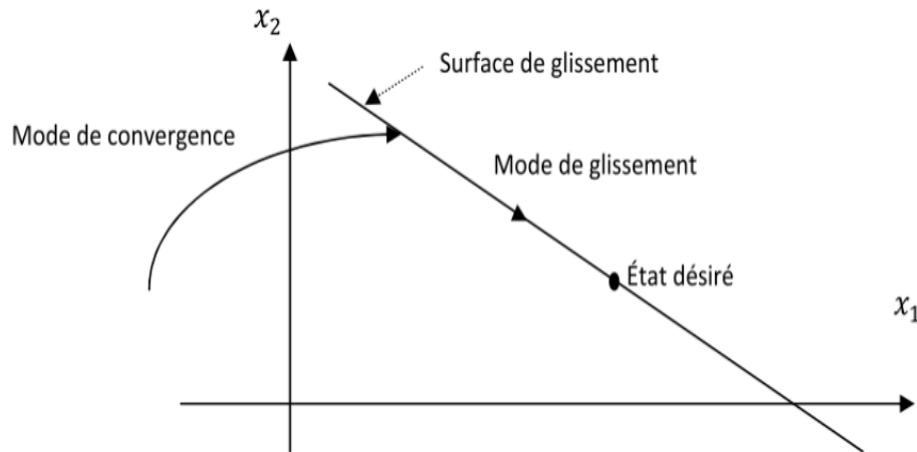


Figure IV.12 Principe de la commande par mode de glissement [79]

-Conception de la commande par mode de glissement :

Soit un système de commande représenté par le système d'état suivant [81] :

$$\dot{[X]} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

$[X]$: Le vecteur d'état du système.

$[U]$: Le vecteur de commande du système.

La première phase de la conception de la commande par mode de glissement consiste à choisir la fonction de la surface de glissement ($S(x)$) et son nombre. En général, son nombre est égal à la dimension du vecteur de commande. Afin d'assurer la convergence de la variable d'état (x) à sa valeur de référence (x_{ref}), J.J. Slotine et Li W propose une fonction générale de la surface de glissement ($S(x)$) [80-82] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{IV.15})$$

Avec :

$e(x)$: L'erreur entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x_{ref} - x$.

λ : Une constante positive.

r : Un degré relatif du système.

La deuxième phase, après avoir effectué le choix de la fonction de la surface de glissement, consiste à concevoir une loi de commande pouvant amener le vecteur d'état à converger vers la surface.

Deux parties doivent être distinguées dans la procédure de conception de cette loi de commande. La première, concerne l'attractivité de la trajectoire de l'état à la surface de

glissement et la seconde représente la réponse dynamique du point représentatif en mode de glissement. La dernière est très importante car elle élimine les effets d'imprécision et de perturbations externes sur le modèle. Alors, la structure du dispositif de commande par mode de glissement comprend deux termes [82] :

$$U_c = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.16})$$

Avec :

U_{eq} est appelé la commande équivalente. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

U_n est utilisé lorsque le système d'état est dans le mode de glissement. Elle est déterminée à partir de la condition d'attractivité suivante [81, 82] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.17})$$

Si la condition (IV.17) est vérifiée, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire et le zéro est un centre attracteur pour S (Figure (VI.13)). Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de glissement [83].

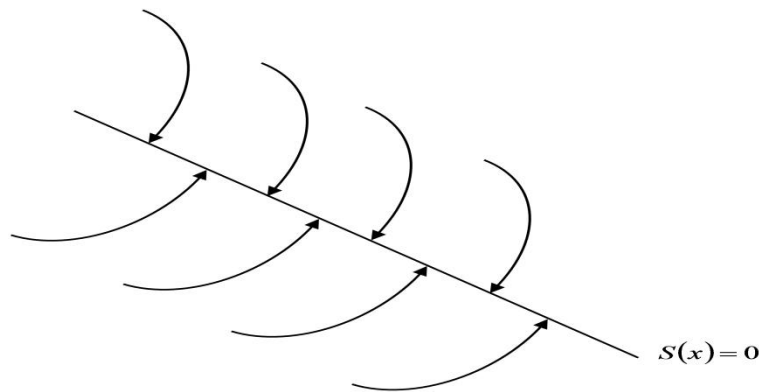


Figure IV.13 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface [83]

La forme la plus simple que peut prendre le deuxième terme de commande (U_n) est celle d'un relais. C'est une forme discontinue donnée par:

$$U_n = -K \cdot \text{sgn}(S(x)) \quad (\text{IV.18})$$

K est une constante. Elle doit être positive pour satisfaire la condition d'attractivité.

IV.5 Application de la commande par mode de glissement au contrôle des puissances de la MADA

Après la présentation de la technique dite commande par mode de glissement dans la partie précédente, nous allons voir dans cette partie l'application de cette commande au générateur éolien pour le contrôle des puissances active et réactive délivrées au réseau électrique.

On reprend le modèle des tensions rotoriques (Equation (II.62)) :

$$\begin{cases} V_{rd} = \frac{R_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot Q_g + \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \frac{dQ_g}{dt} - \frac{R_r \cdot V_s}{\omega_s \cdot (s-1) \cdot M} + e_q \\ V_{rq} = \frac{R_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot P_g + \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \frac{dP_g}{dt} + e_d + e_\phi \end{cases} \quad (IV.19)$$

À partir des deux expressions ci-dessus, en remplaçant les termes e_d , e_q et e_ϕ par leurs expressions qui prennent en considération P_g et Q_g , les puissances active et réactive délivrées au réseau électrique peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dQ_g}{dt} = -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g + \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rd} + \frac{V_s^2}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r \cdot \omega_s} + s \cdot \omega_s \cdot P_g \\ \frac{dP_g}{dt} = -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g + \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rq} + \frac{s \cdot V_s^2}{L_s} - s \cdot \omega_s \cdot Q_g - s \cdot \frac{(s-1) \cdot M^2 \cdot V_s^2}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s^2} \end{cases} \quad (IV.20)$$

$$\begin{cases} \dot{Q}_g = -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g + \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rd} + Q_1 \\ \dot{P}_g = -\frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g + \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rq} + P_1 \end{cases} \quad (IV.21)$$

Avec :

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{V_s^2}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r \cdot \omega_s} + s \cdot \omega_s \cdot P_g \\ P_1 = \frac{s \cdot V_s^2}{L_s} - s \cdot \omega_s \cdot Q_g - s \cdot \frac{(s-1) \cdot M^2 \cdot V_s^2}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s^2} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Ce modèle d'équation possède deux vecteurs de contrôle (V_{rd} et V_{rq}), donc nous allons définir deux surfaces de glissement (pour $r=1$) : la première est réservée à la puissance active (P_g) et la deuxième concerne la puissance réactive (Q_g) :

$$\begin{cases} S(P_g) = e(P_g) = P_{g_ref} - P_g \\ S(Q_g) = e(Q_g) = Q_{g_ref} - Q_g \end{cases} \quad (IV.23)$$

En dérivant les surfaces $S(P_g)$ et $S(Q_g)$, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(P_g) = \dot{e}(P_g) = \dot{P}_{g_ref} - \dot{P}_g \\ \dot{S}(Q_g) = \dot{e}(Q_g) = \dot{Q}_{g_ref} - \dot{Q}_g \end{cases} \quad (IV.24)$$

En remplaçant les puissances \dot{P}_g et \dot{Q}_g par leurs expressions (IV.21) dans l'équation précédente, on trouve:

$$\begin{cases} \dot{S}(P_g) = \dot{e}(P_g) = \dot{P}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g - \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rq} - P_1 \\ \dot{S}(Q_g) = \dot{e}(Q_g) = \dot{Q}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g - \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rd} - Q_1 \end{cases} \quad (IV.25)$$

En remplaçant les tensions V_{rq} et V_{rd} par les tensions de commande $V_{rq} = V_{rreq} + V_{rqn}$ et $V_{rd} = V_{rdeq} + V_{rdn}$ dans l'équation (IV.25), on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(P_g) = \dot{P}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g - \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot (V_{rreq} + V_{rqn}) - P_1 \\ \dot{S}(Q_g) = \dot{Q}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g - \frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot (V_{rdeq} + V_{rdn}) - Q_1 \end{cases} \quad (IV.26)$$

Durant le mode de glissement, les surfaces sont nulles ($S(P_g) = 0$ et $S(Q_g) = 0$), et par conséquent $\dot{S}(P_g) = 0$, $\dot{S}(Q_g) = 0$, $V_{rqn} = 0$ et $V_{rdn} = 0$. Donc, les expressions de commandes équivalentes à partir de l'équation (IV.26) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{rreq} = \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \left(\dot{P}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g - P_1 \right) \\ V_{rdeq} = \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \left(\dot{Q}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g - Q_1 \right) \end{cases} \quad (IV.27)$$

En remplaçant les commandes équivalentes par leurs expressions dans (IV.26), on obtient les nouvelles expressions qui expriment les dérivées de surfaces comme suit:

$$\begin{cases} \dot{S}(P_g) = -\frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rqn} \\ \dot{S}(Q_g) = -\frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rdn} \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

À partir de la condition d'attractivité exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$, on peut écrire :

$$\begin{cases} -\frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rqn} \cdot S(P_g) < 0 \\ -\frac{(s-1) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_{rdn} \cdot S(Q_g) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Afin de satisfaire ces conditions, le signe de V_{rqn} et V_{rdn} doit être opposé à celui de $\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(P_g)$ et $\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(Q_g)$ respectivement. Donc on peut adopter la commande d'un relais ayant la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{rqn} = -K_1 \cdot \text{sgn}\left(\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(P_g)\right) \\ V_{rdn} = -K_2 \cdot \text{sgn}\left(\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(Q_g)\right) \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Les expressions globales des vecteurs de contrôle des puissances active et réactive envoyées au réseau électrique sont données finalement par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_{rq_ref} = \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \left(\dot{P}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot P_g - P_1 \right) - K_1 \cdot \text{sgn}\left(\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(P_g)\right) \\ V_{rd_ref} = \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{(s-1) \cdot M \cdot V_s} \cdot \left(\dot{Q}_{g_ref} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \cdot Q_g - Q_1 \right) - K_2 \cdot \text{sgn}\left(\frac{(1-s) \cdot M \cdot V_s}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot S(Q_g)\right) \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

On peut résumer l'équation (IV.31) par la figure (IV.14) :

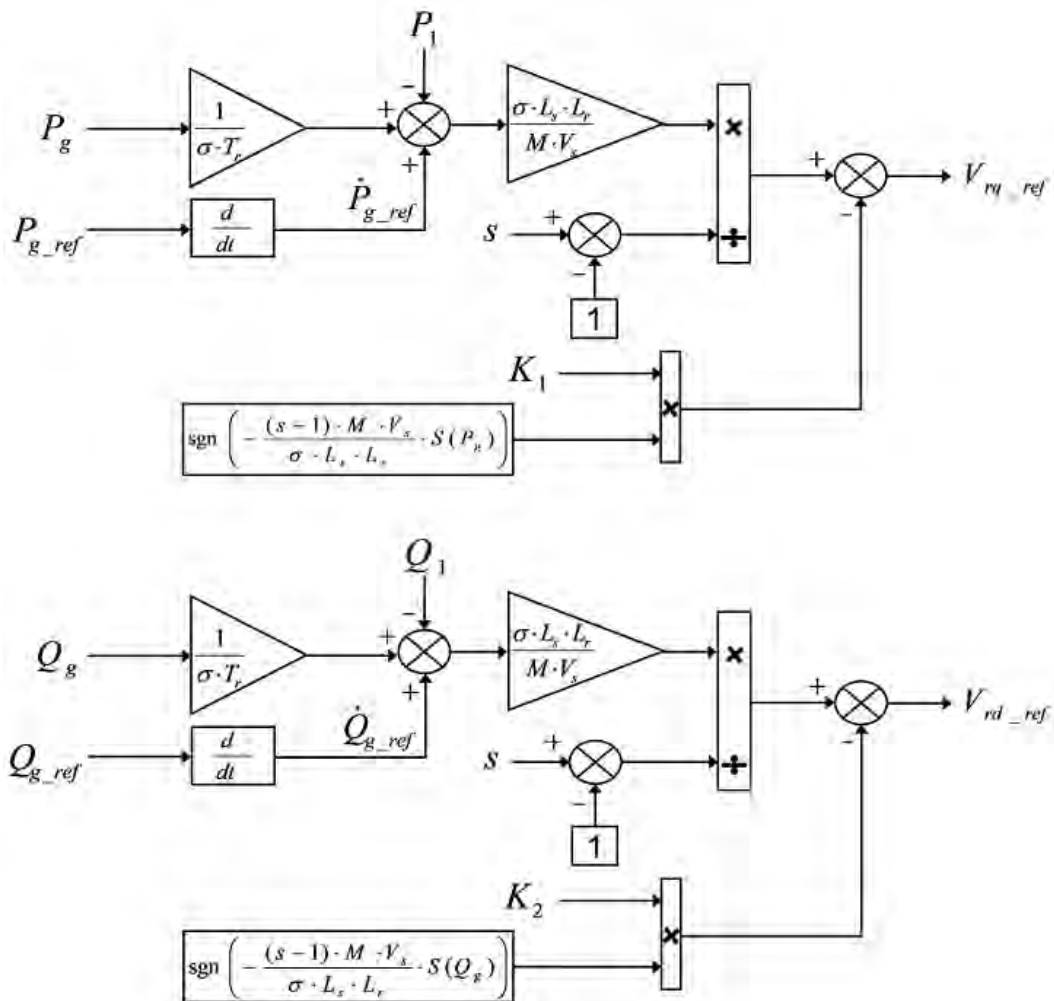


Figure IV.14 Schémas blocs de la structure de la commande par mode de glissement appliquée aux puissances P_g et Q_g

IV.6 Résultats de simulation et interprétation

Le système éolien proposé (Figure (IV.15)) a été implémenté et simulé sous Matlab/Simulink. Les différents paramètres du système éolien étudié sont résumés dans l'Annexe B. La MADA fonctionnant en mode générateur est connectée directement au réseau électrique à travers son stator tandis que son circuit rotorique est connecté à ce réseau à l'aide d'un cycloconvertisseur d'indice trois de pulsation égale à trois.

Nous allons présenter dans cette partie les résultats de simulation d'un système éolien qui contient une turbine éolienne, une MADA, un cycloconvertisseur et un bloc de commande. D'une part, nous avons utilisé la stratégie de contrôle dite MPPT dans le système éolien proposé afin d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. D'autre part,

la technique de l'orientation du flux statorique a été appliquée afin de contrôler les puissances échangées entre le générateur éolien et le réseau électrique indépendamment. De plus, la commande par mode de glissement et la technique CWCC ont été appliquées afin de réaliser et de compléter le contrôle des puissances.

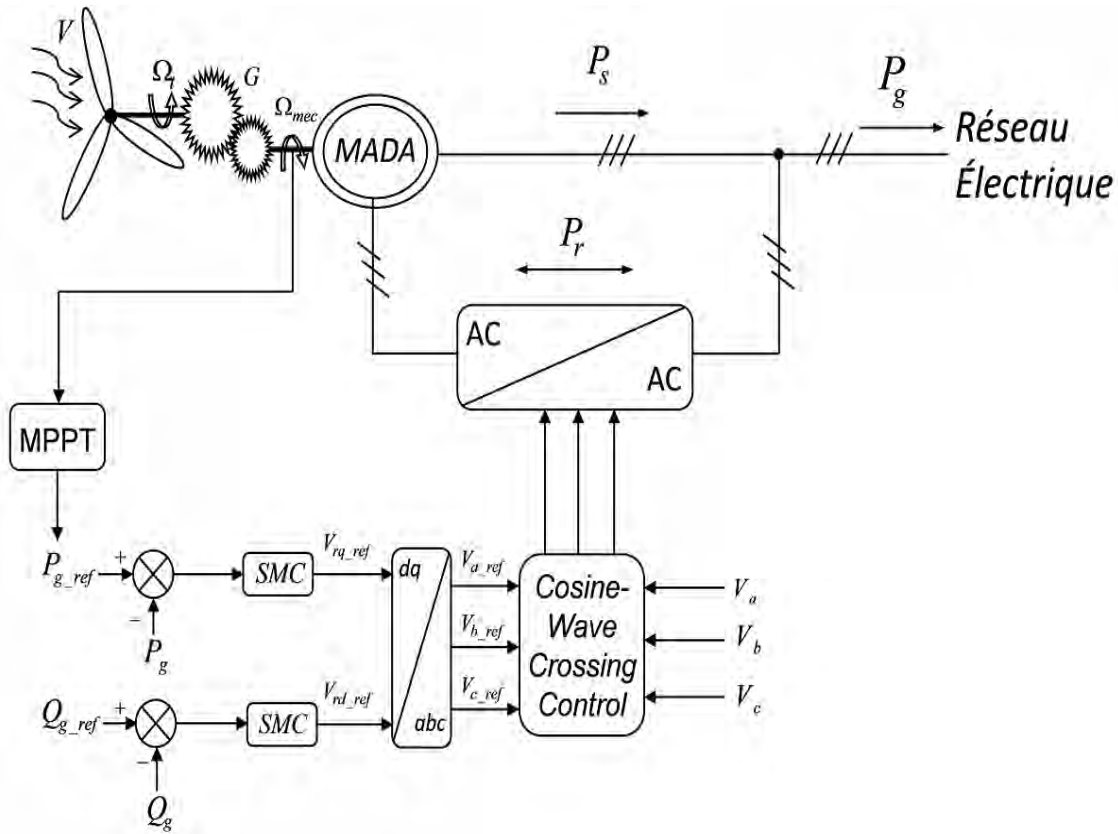


Figure IV.15 Le générateur éolien proposé

La valeur de la puissance réactive de référence (Q_{g_ref}) est fixée à zéro au premier temps jusqu'à l'instant $t=5s$, puis elle prend la valeur $-1MVar$. Tandis que la valeur de la puissance active de référence (P_{g_ref}) est déterminée à partir de la technique MPPT (Figure (IV.7)) où son expression est donnée comme suit :

$$P_{g_ref} = T_{em_ref} \cdot \Omega_{mec} \tag{IV.32}$$

Les figures de simulation illustrent respectivement, la vitesse du vent (V), la vitesse mécanique du générateur et sa référence (Ω_{mec} et Ω_{mec_ref}), la tension et le courant d'une phase du réseau électrique et leurs zooms (V_{ga} et I_{ga}), les puissances active et réactive envoyées au réseau électrique et leurs références (P_g , P_{g_ref} , Q_g et Q_{g_ref}), les puissances actives statorique et rotorique (P_s et P_r), les courants statoriques et rotoriques ainsi que leurs

zooms (I_{sabc} et I_{rabc}) et enfin la tension et le courant d'une phase rotorique et leurs zooms (V_{ra} et I_{ra}).

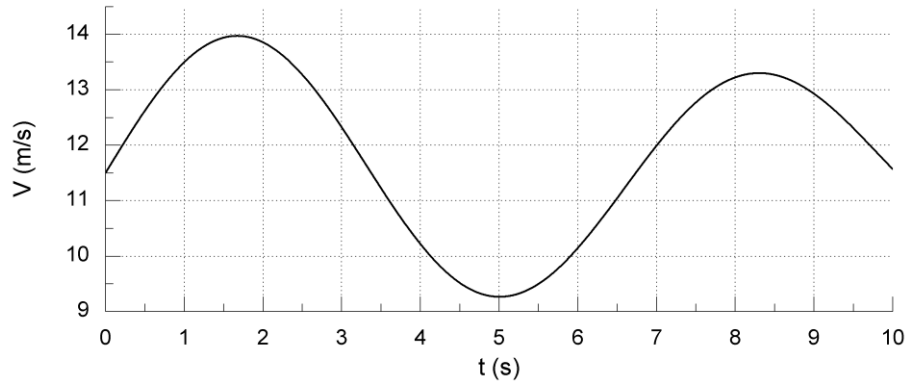


Figure IV.16 Variation de la vitesse du vent

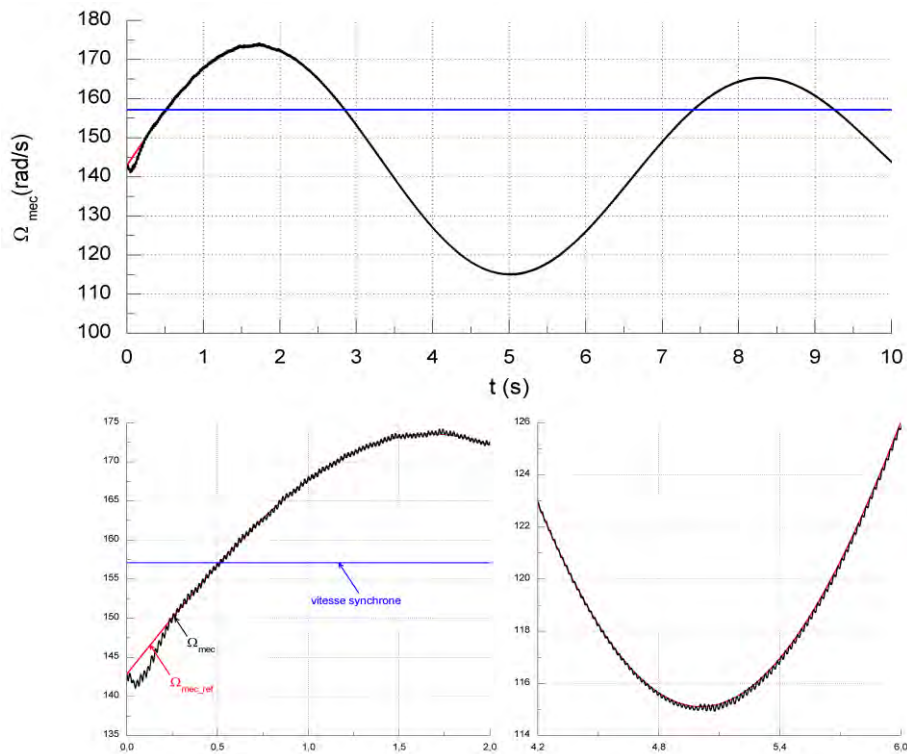


Figure IV.17 Vitesse mécanique de la MADA

Les différentes performances de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne proposée (Figure (IV.15)) ont été obtenues grâce à une application d'un profil du vent (Figure (IV.16)) qui permet de passer par des vitesses au-dessous et au-dessus de la vitesse du synchronisme du générateur pour mettre en évidence les deux modes de fonctionnement (hypo-synchrone et hyper-synchrone).

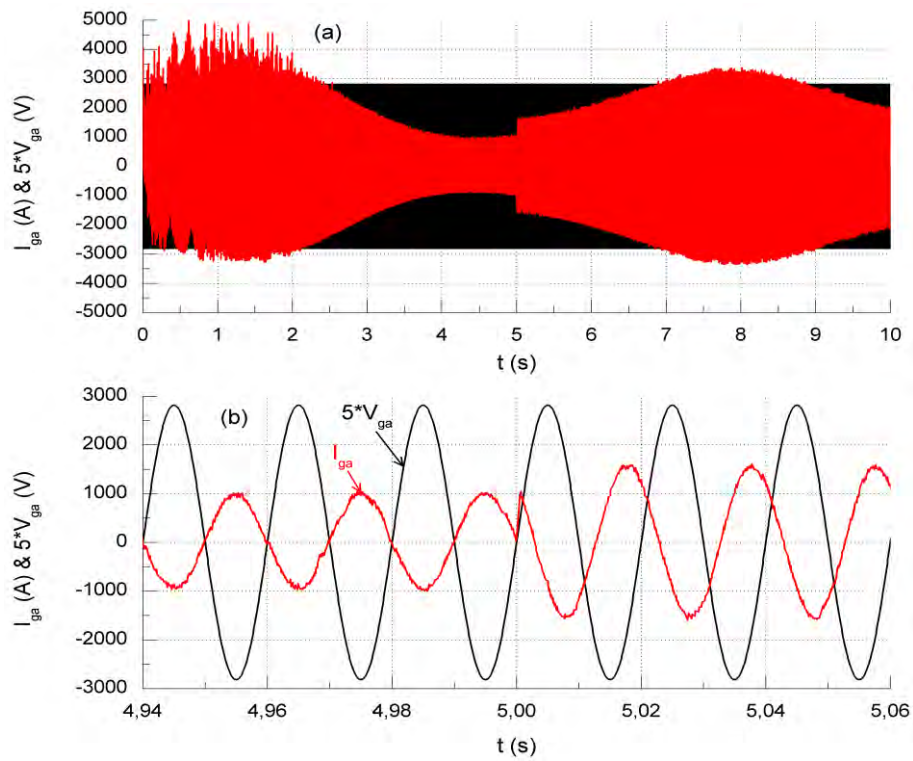


Figure IV.18 Tension et courant d'une phase du réseau électrique

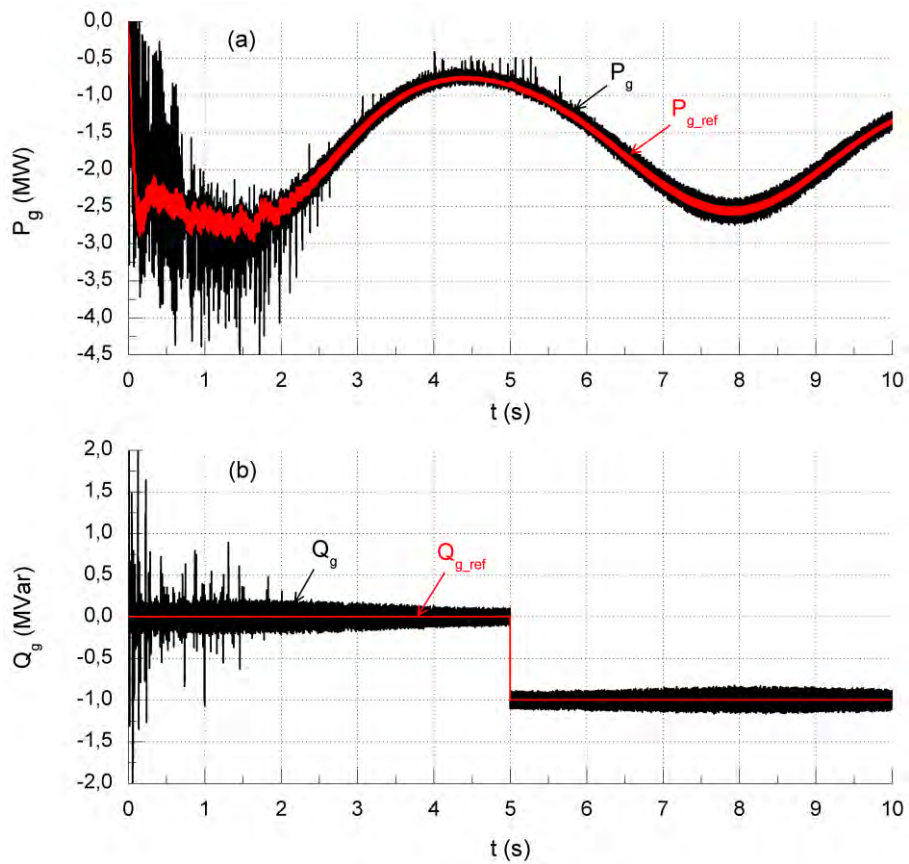


Figure IV.19 Puissances active et réactive envoyées au réseau électrique

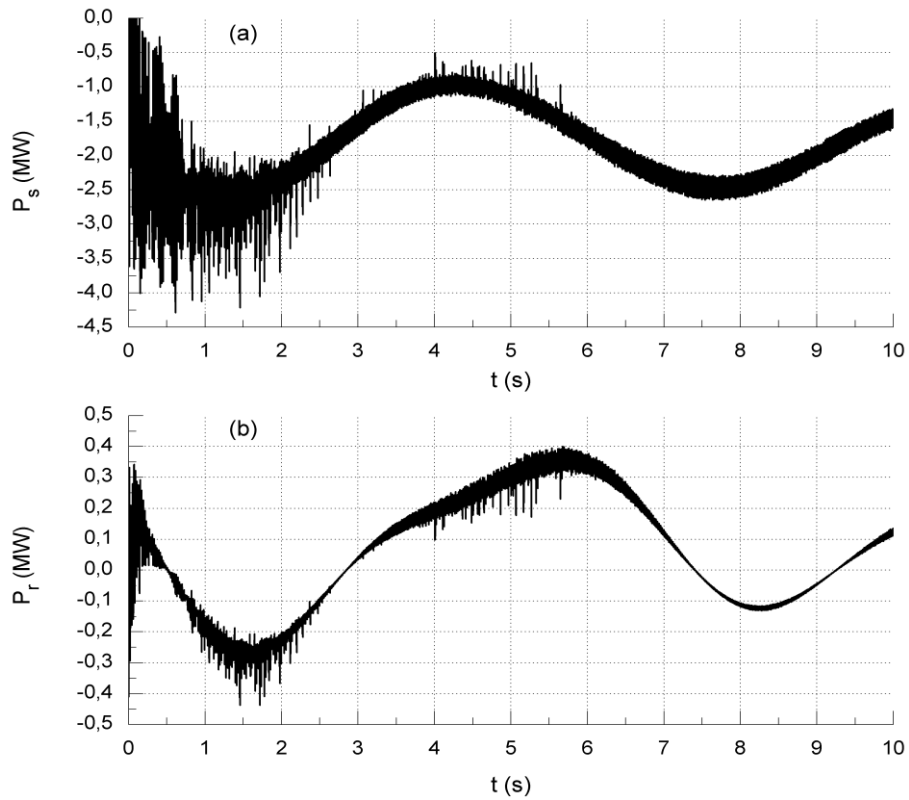


Figure IV.20 Puissances statorique et rotorique

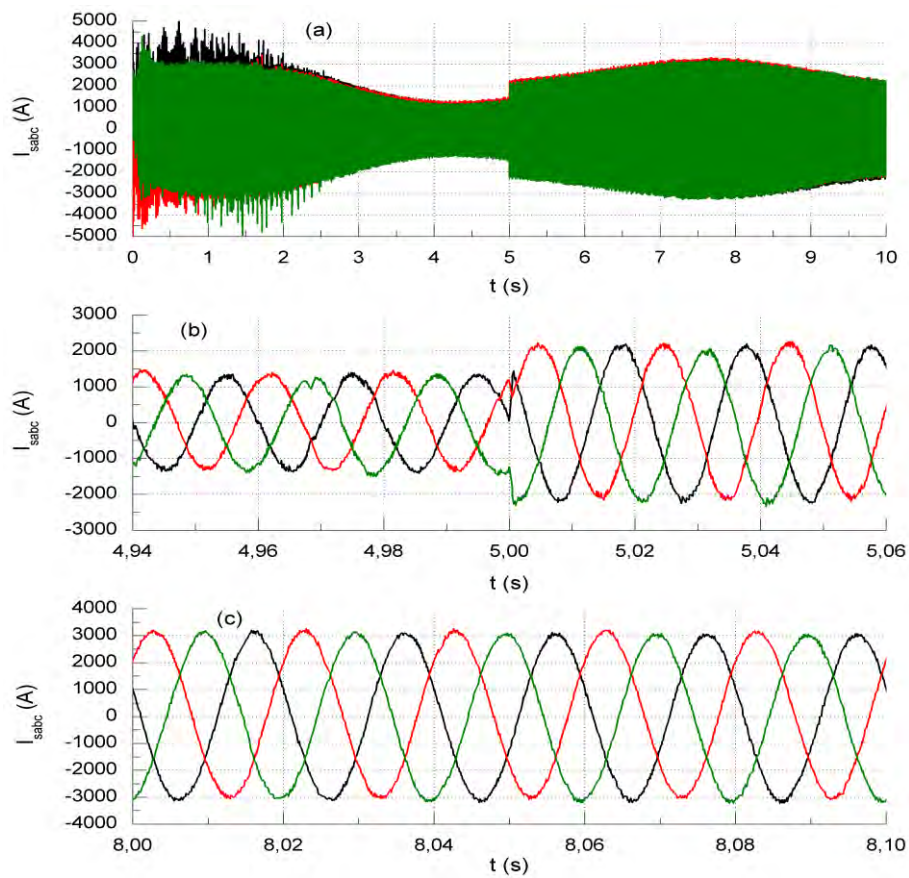


Figure IV.21 Courants statoriques

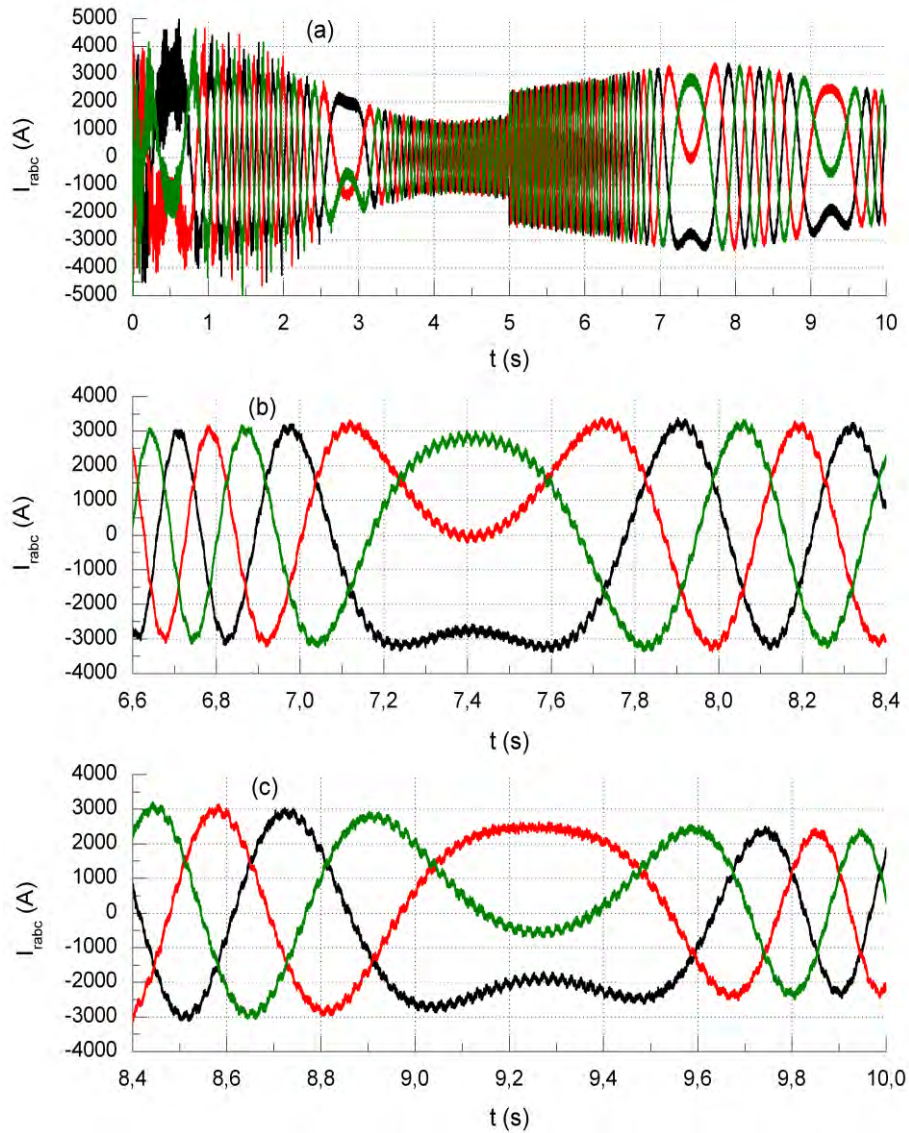


Figure IV.22 Courants rotoriques

La vitesse mécanique illustrée dans la figure (IV.17) suit sa référence correctement et varie avec la variation de la vitesse du vent, cela signifie que le générateur fonctionne à la vitesse optimale et la puissance électrique convertie à travers le générateur éolien est toujours en maximum. Donc, cette figure valide la commande de la technique MPPT. De plus, le générateur (MADA), dans la même figure, fonctionne dans les deux modes : hypo-synchrone (Ω_{mec} est inférieure à la vitesse de synchronisme) et hyper-synchrone (Ω_{mec} est supérieure à la vitesse de synchronisme).

La figure (IV.19) valide le contrôle indépendant des puissances active et réactive, envoyées au réseau électrique en utilisant la technique du flux statorique orienté. Ainsi, les puissances active et réactive suivent leurs références correctement grâce à la commande par mode de glissement.

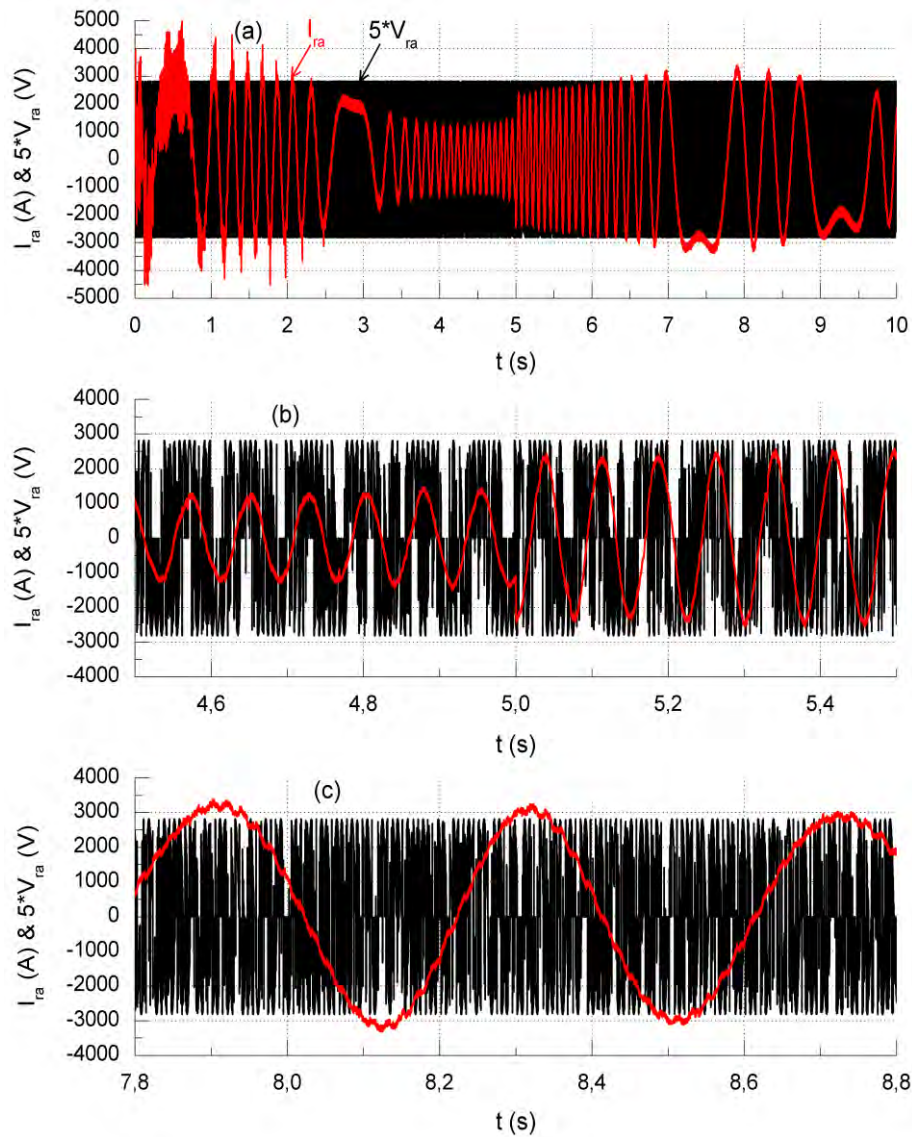


Figure IV.23 Tension et courant d'une phase rotorique

Jusqu'à l'instant $t=5s$, le système éolien fonctionne à un facteur de puissance unitaire car la puissance réactive envoyée au réseau est nulle, c'est-à-dire que le réseau électrique dans cet intervalle de temps ne reçoit que de la puissance active. Ce résultat a été validé par la figure (IV.18) car le courant du réseau électrique est en opposition de phase par rapport à la tension. À partir de l'instant $t=5s$, la puissance réactive prend une valeur de $-IMVar$ ce qui fait varier la phase entre le courant et la tension.

Durant le mode de fonctionnement hypo-synchrone, la puissance active statorique illustrée dans la figure (IV.20a) est négative parce qu'elle est générée par le générateur et délivrée au réseau électrique tandis que la puissance active rotorique (Figure (IV. 20b)) est positive car le rotor de la MADA absorbe une partie de la puissance statorique envoyée au réseau.

Durant le mode de fonctionnement hyper-synchrone, la puissance active statorique (figure (IV.20a)) reste toujours négative parce qu'elle est toujours générée à partir du générateur et délivrée au réseau électrique et la puissance active rotorique (Figure (IV.20b)) est aussi négative (le rotor de la MADA fournit lui aussi une puissance au réseau).

Dans la figure (IV.22), la fréquence des courants rotorique est faible et varie avec les variations de la vitesse du vent. La figure (IV.22b) illustre la transition du mode hypo-synchrone en mode hyper-synchrone, tandis que la transition du mode hyper-synchrone en hypo-synchrone a été illustrée dans la figure (IV.22c).

La figure (IV.23), valide les résultats précédents concernant les deux modes de fonctionnement, du fait que le courant rotorique dans la figure (IV.23b) est en phase avec la tension et ça signifie que le rotor de la MADA absorbe une partie de la puissance statorique envoyée au réseau ($P_r > 0$; fonctionnement hypo-synchrone), tandis que le courant rotorique dans la figure (IV.23c) est en opposition par rapport à la tension, ce qui signifie que le rotor de la MADA fournit lui aussi une puissance au réseau ($P_r < 0$; fonctionnement hyper-synchrone).

IV.7 Association d'un Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE) au générateur éolien

IV.7.1 Introduction

La structure du système de stockage d'énergie est donnée dans la figure (IV.24). Ce système contient un volant d'inertie, une machine asynchrone à double alimentation et un cycloconvertisseur. Ce convertisseur de puissance, qui alimente le circuit rotorique de la MADA, est contrôlé afin d'assurer une transformation réversible d'énergie, c'est-à-dire que le fonctionnement de cette machine électrique en moteur ou en générateur est imposé par le cycloconvertisseur. Donc, lorsque la machine du SISE fonctionne en moteur, l'énergie électrique est convertie à travers celle-ci en énergie mécanique ensuite elle est stockée dans le volant d'inertie sous forme d'énergie cinétique. Ainsi, lorsque la machine fonctionne en générateur, l'énergie mécanique qui est stockée sous forme cinétique est reconvertie à travers cette machine en énergie électrique.

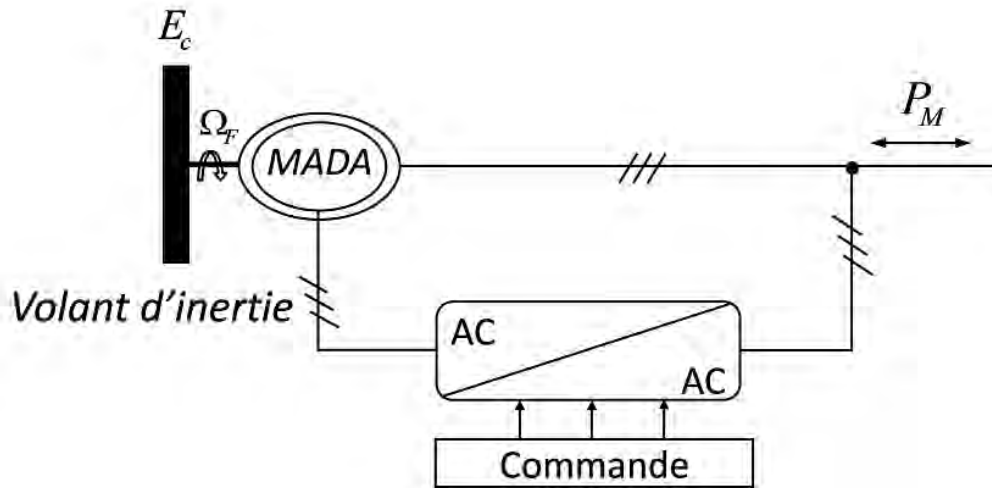


Figure IV.24 Structure du Système Inertiel de Stockage d'Énergie (SISE)

IV.7.2 Volant d'inertie

Le fonctionnement du système inertiel de stockage d'énergie est basé sur l'énergie cinétique E_c du volant d'inertie [84] :

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot J_F \cdot \Omega_F^2 \quad (\text{IV.33})$$

Où :

J_F : Le moment d'inertie du volant.

Ω_F : La vitesse mécanique du volant d'inertie (c'est la même de la machine).

La relation qui lie la puissance à l'énergie est la suivante [35] :

$$P_M = \frac{dE_c}{dt} \quad (\text{IV.34})$$

P_M : La puissance électrique du SISE.

À partir de l'équation (IV.33), on peut écrire :

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2} \cdot J_F \cdot \frac{d\Omega_F^2}{dt} \quad (\text{IV.35})$$

En substituant l'équation (IV.34) dans (IV.35), on obtient la relation entre la puissance électrique, l'inertie et la vitesse mécanique :

$$P_M = \frac{1}{2} \cdot J_F \cdot \frac{d\Omega_F^2}{dt} \quad (\text{IV.36})$$

On peut résumer la transmission mécanique par l'équation fondamentale de la dynamique comme suit:

$$J_{FM} \cdot \frac{d\Omega_F}{dt} + f_F = T_{emM} \quad (IV.37)$$

Avec :

J_{FM} : Le moment d'inertie du volant et de la MADA.

T_{emM} : Le couple électromagnétique de la MADA du SISE.

Pour calculer l'inertie du volant, on souhaite que le SISE fournisse une puissance maximale (égale à la puissance nominal de la MADA (P_{Mn})) durant un temps Δt . D'après la référence [35], on a :

$$P_{Mn} = \frac{1}{2} \cdot J_F \cdot \frac{\Delta\Omega_F^2}{\Delta t} \quad (IV.38)$$

$$2 \cdot P_{Mn} \cdot \Delta t = J_F \cdot \Delta\Omega_F^2 \quad (IV.39)$$

$$J_F = \frac{2 \cdot P_{Mn} \cdot \Delta t}{\Delta\Omega_F^2} \quad (IV.40)$$

$$J_F = \frac{2 \cdot P_{Mn} \cdot \Delta t}{\Omega_{F_max}^2 - \Omega_{F_min}^2} \quad (IV.41)$$

Ω_{F_max} : La vitesse mécanique maximale du volant.

Ω_{F_min} : La vitesse mécanique minimale du volant.

IV.7.3 Machine électrique et Convertisseur de puissance du SISE

La machine électrique et le convertisseur de puissance qu'on va utiliser pour le système inertielle de stockage d'énergie sont les mêmes utiliser pour le générateur éolien, c'est-à-dire qu'on va utiliser une machine asynchrone à double alimentation dont le stator est connecté entre le générateur éolien et le réseau électrique, et un cycloconvertisseur qui alimente le circuit rotorique de cette machine et qui doit être contrôlé pour assurer une transformation réversible d'énergie.

IV.7.4 Commande du SISE

Dans la partie précédente concernant le générateur éolien, la puissance fournit par celui-ci au réseau électrique était toujours variable, dû aux variations de la vitesse du vent. La

figure (IV.25) montre que la puissance fournie par le générateur éolien est lissée par un système de stockage qui stocke ou restitue de l'énergie afin que le réseau reçoive une puissance constante.

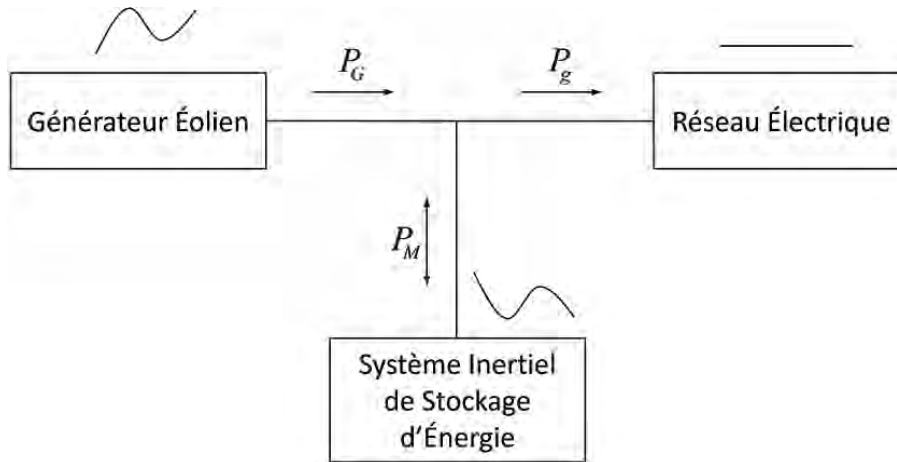


Figure IV.25 Association d'un système inertiel de stockage d'énergie

En fait, pour atteindre le but de notre système proposé où le réseau électrique ne doit recevoir qu'une puissance constante (Figure (IV.25)), il faut réaliser le contrôle des puissances échangées entre le générateur éolien, le SISE et le réseau électrique.

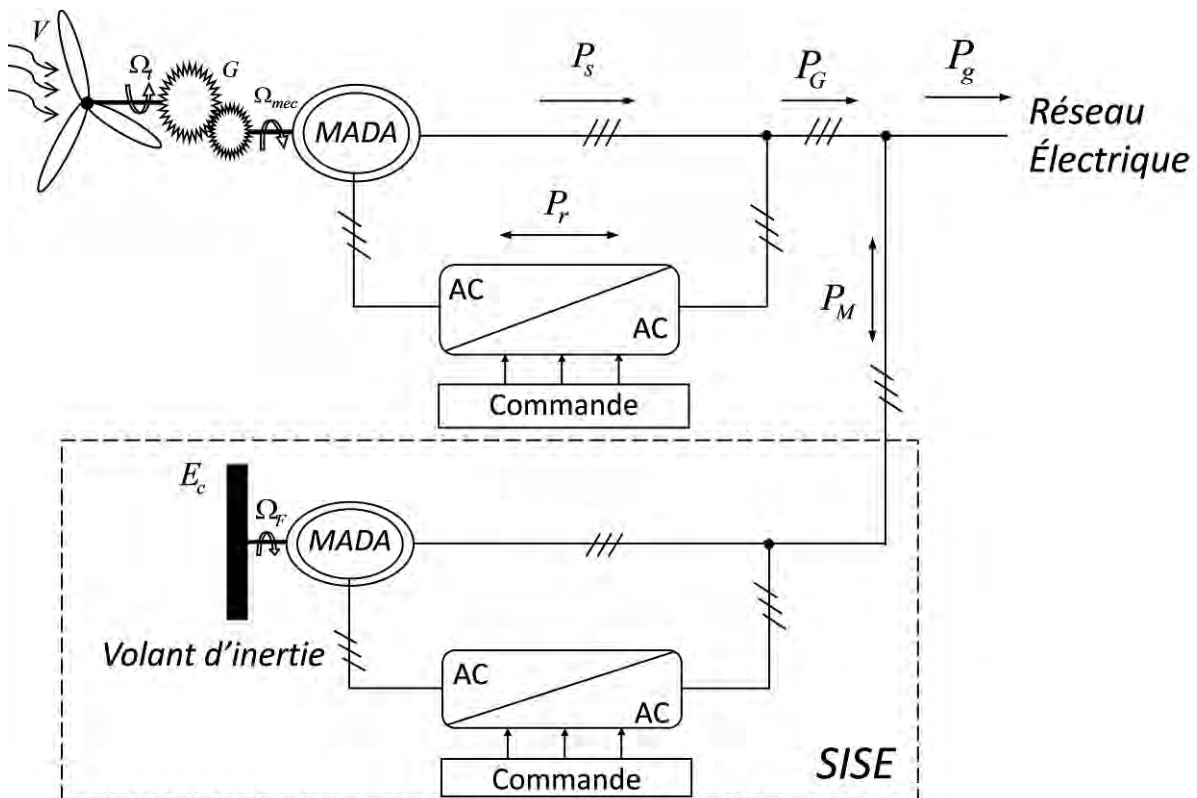


Figure IV.26 Commande du système proposé

Le système proposé, voir la figure (IV.26), contient deux blocs de commande : le bloc de commande du générateur éolien et le bloc de commande du SISE. Le premier bloc est consacré pour le contrôle de la puissance délivrée par le générateur éolien au l'ensemble réseau électrique et SISE, c'est-à-dire que si la puissance envoyée au réseau à partir de ce générateur éolien est plus que celle que le réseau doit recevoir, le reste de cette puissance est transféré directement au SISE (pour le stocker dans le volant d'inertie). Le deuxième bloc est consacré pour le contrôle de la puissance échangée entre le SISE et le générateur éolien/réseau électrique, c'est-à-dire que ce SISE stocke le surplus de la puissance qui provient du générateur éolien, puis il l'enverra au réseau lorsque la puissance désirée de celui-ci n'est pas assez.

Le système inertiel de stockage d'énergie doit s'accoupler avec le générateur éolien afin de réaliser la commande globale de notre système. Précédemment, nous avons réalisé la modélisation et la commande du générateur éolien ainsi que la modélisation du SISE. Donc, il ne nous reste que la commande du SISE.

La commande du SISE est liée au contrôle de la puissance électrique (puissance active) échangée entre le générateur éolien et le réseau électrique.

La valeur de la puissance électrique de référence du SISE utilisée pour le contrôle est calculée à partir de la différence entre la puissance qu'il faut délivrer au réseau électrique et la puissance générée par le générateur éolien. Donc, l'expression de cette puissance de référence est déterminée comme suit :

$$P_{M_ref} = P_{g_ref} - P_G \quad (IV.42)$$

La réalisation de cette commande sera basée sur le contrôle de la vitesse du volant d'inertie afin de contrôler la puissance électrique du SISE échangée entre le générateur éolien et le réseau électrique.

À partir de l'équation (IV.34), l'énergie est l'intégrale de la puissance électrique en fonction du temps :

$$E_c = \int P_M \cdot dt \quad (IV.43)$$

Donc, l'expression de l'énergie de référence est donnée comme suit [84]:

$$E_{c_ref} = E_c^{t_1} + \int_{t_1}^{t_2} P_{M_ref} \cdot dt \quad (IV.44)$$

E^{t_1} : L'énergie initiale du volant d'inertie.

À partir de l'équation (IV.33), on peut écrire :

$$\Omega_F = \sqrt{\frac{2 \cdot E_c}{J_F}} \tag{IV.45}$$

La vitesse de référence utilisée dans le contrôle s'écrit donc en fonction de l'énergie de référence comme suit :

$$\Omega_{F_ref} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{c_ref}}{J_F}} \tag{IV.46}$$

La figure (IV.27) montre la structure et le principe de la commande en vitesse du SISE contenant un volant d'inertie, une MADA et un cycloconvertisseur.

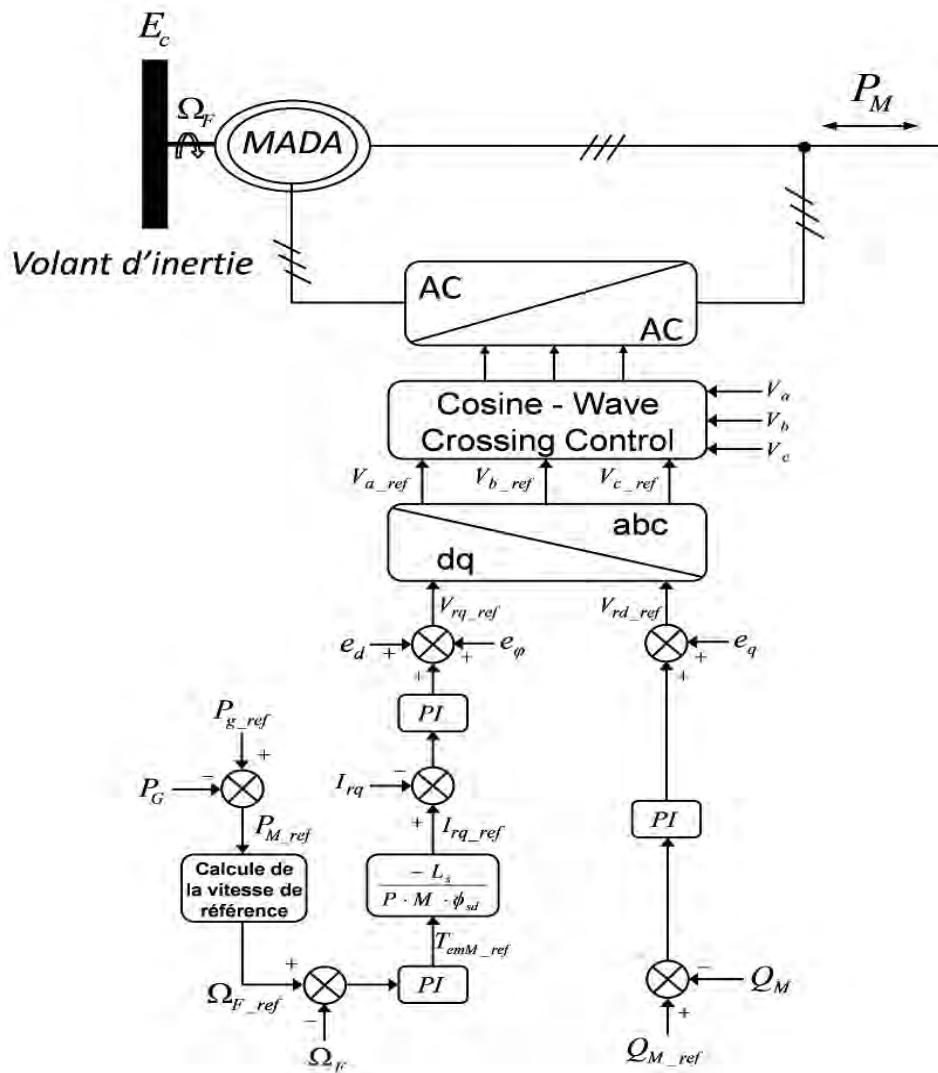


Figure IV.27 Schéma bloc de la commande en vitesse du SISE

IV.8 Résultats de simulation et interprétation

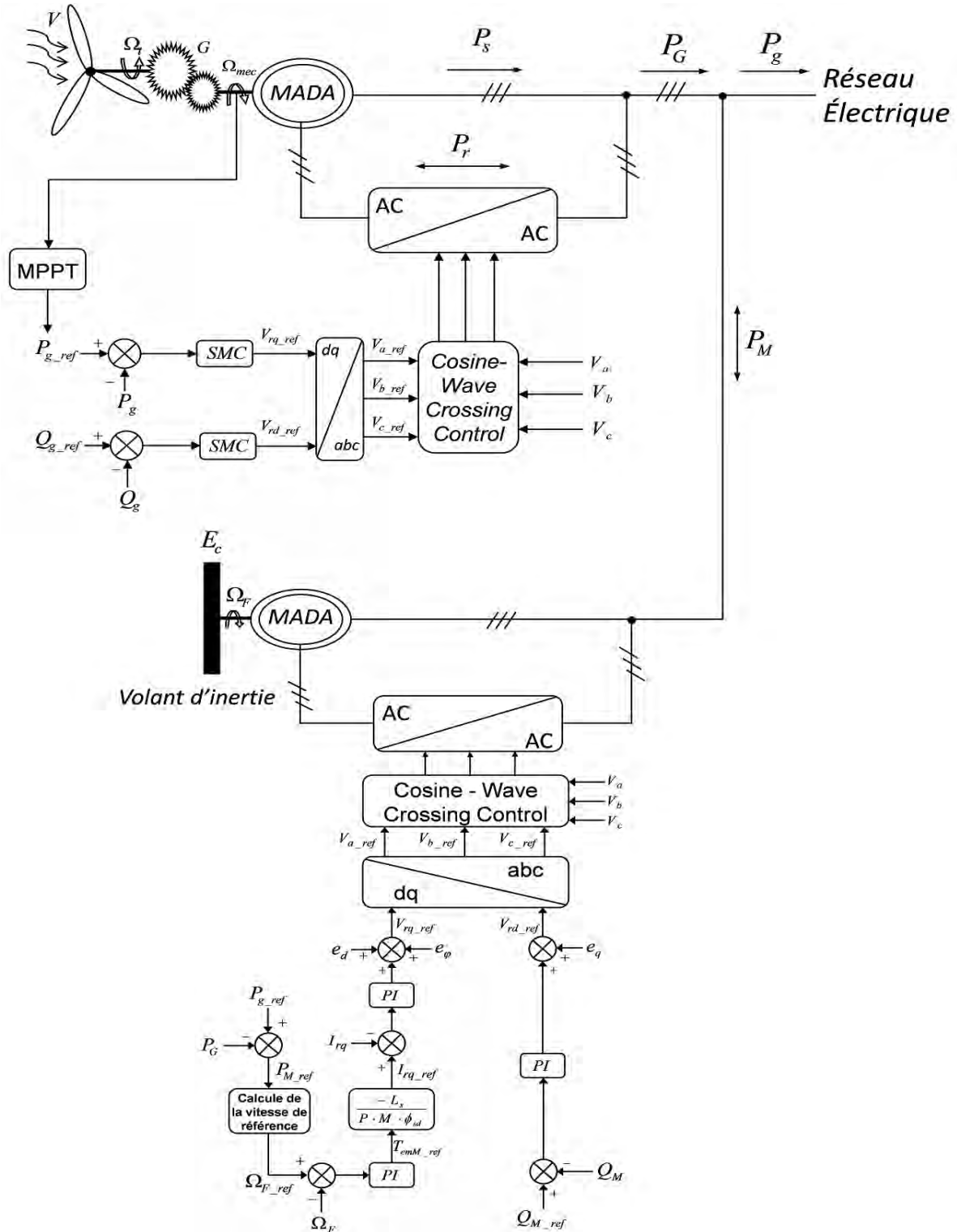


Figure IV.28 Chaîne globale de la conversion d'énergie éolienne

La chaîne de conversion de l'énergie éolienne globale (Figure (IV.28)) a été implémentée et simulée sous Matlab/Simulink. Les différents paramètres du système éolien étudié sont résumés dans l'Annexe B.

Le réseau électrique nécessite une puissance constante de $-1.5MW$ (la valeur négative indique que le réseau reçoit une puissance).

La valeur du moment d'inertie du volant a été calculée pour une plage de vitesse comprise entre 120 rad/s et 190 rad/s pendant cinq secondes ($5s$) et pour une puissance nominale (P_{Mn}) égale à 1.5 MW ($J_F \approx 553 \text{ kg.m}^2$).

Le profil du vent illustré dans la figure (IV.29) a été choisi de façon à obtenir les différentes performances du système éolien proposé (Figure (IV.28)), c'est à dire pour des puissances inférieures et supérieures à la puissance que le réseau électrique doit recevoir et cela pour mettre en évidence les deux modes de fonctionnement du SISE (en charge et en décharge).

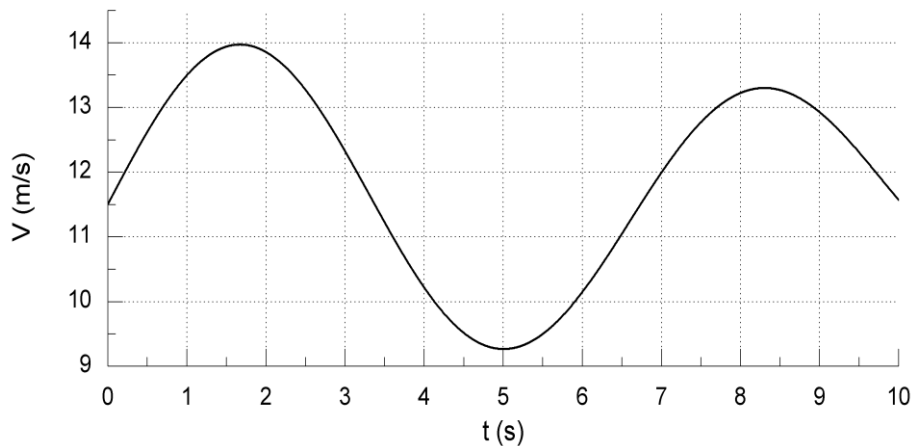


Figure IV.29 Variation de la vitesse du vent

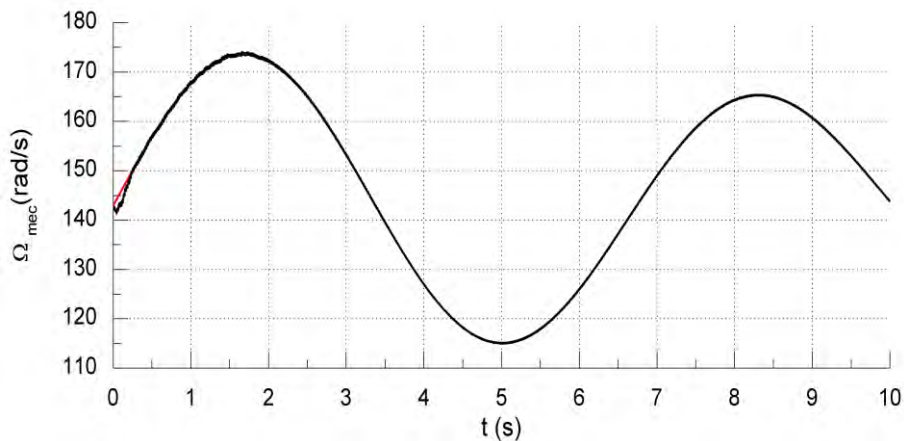


Figure IV.30 Vitesse mécanique du générateur éolien

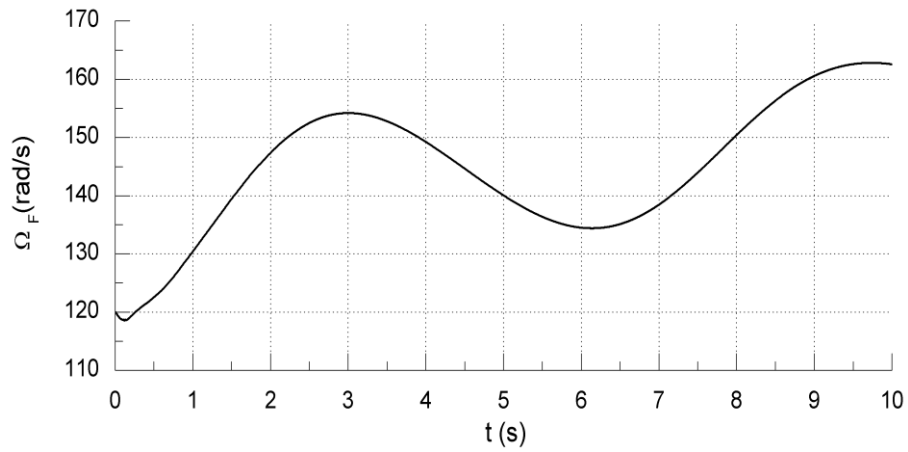


Figure IV.31 Vitesse mécanique du volant d'inertie

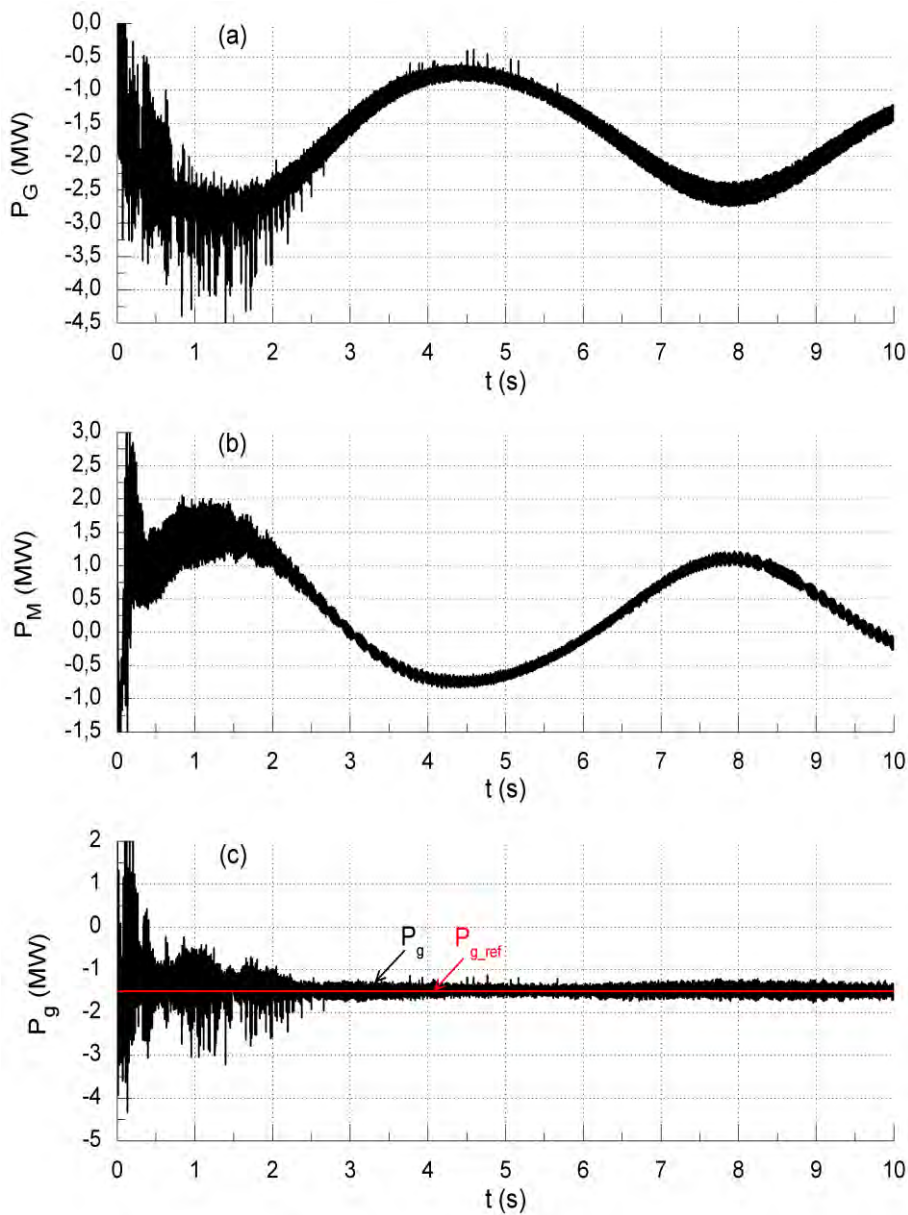


Figure IV.32 Puissance active du générateur éolien, du SISE et celle envoyée au réseau électrique

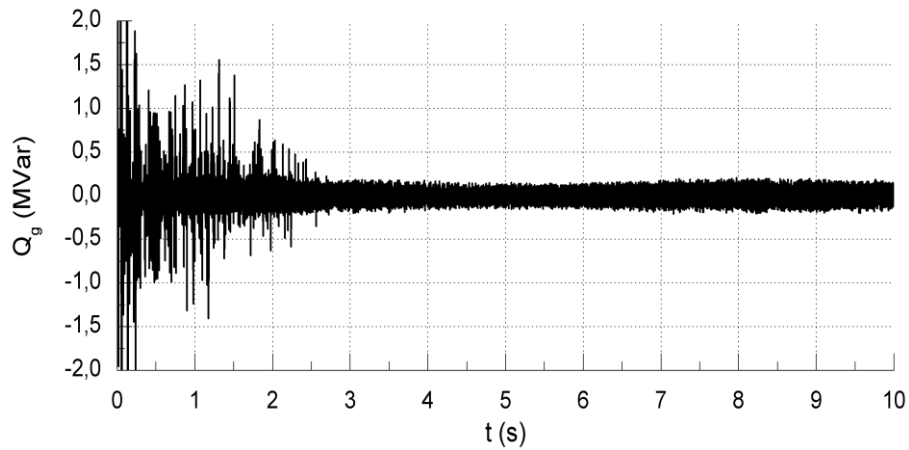


Figure IV.33 Puissance réactive envoyée au réseau électrique

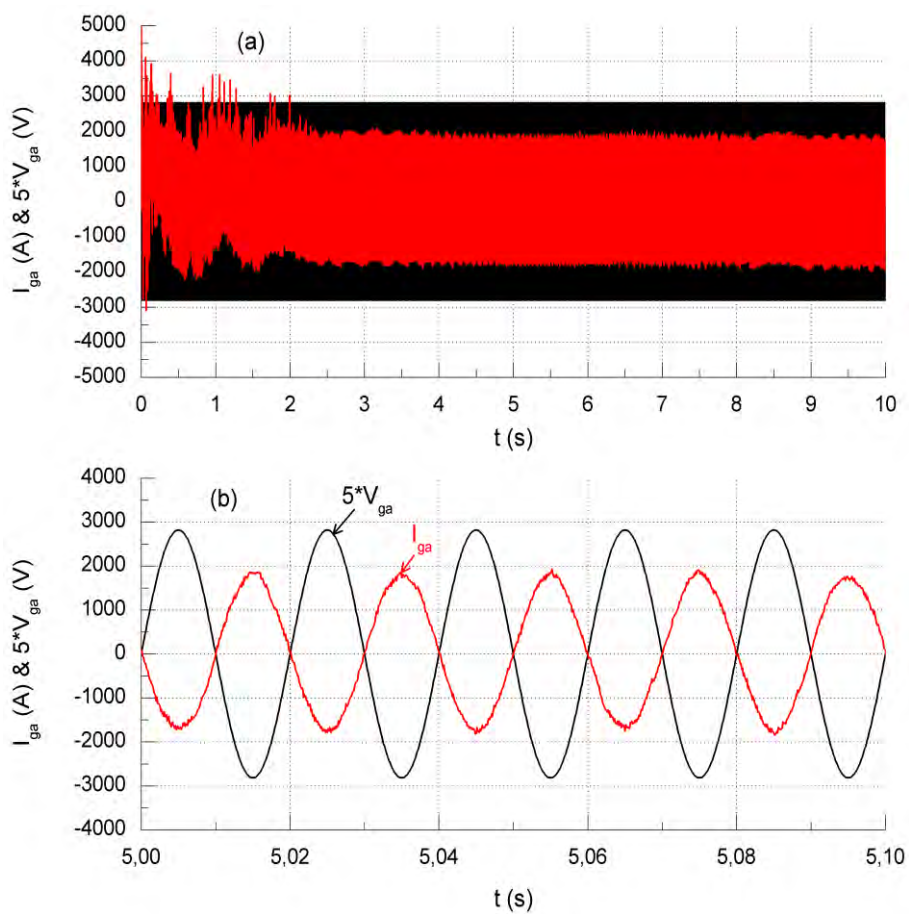


Figure IV.34 Tension et courant d'une phase du réseau électrique

La variation de la vitesse mécanique du générateur éolien et du volant d'inertie ainsi que leurs références sont données respectivement dans les figures (IV.30) et (IV.31). La figure (IV.32) montre la puissance active du générateur éolien, du SISE et celle envoyée au réseau électrique respectivement.

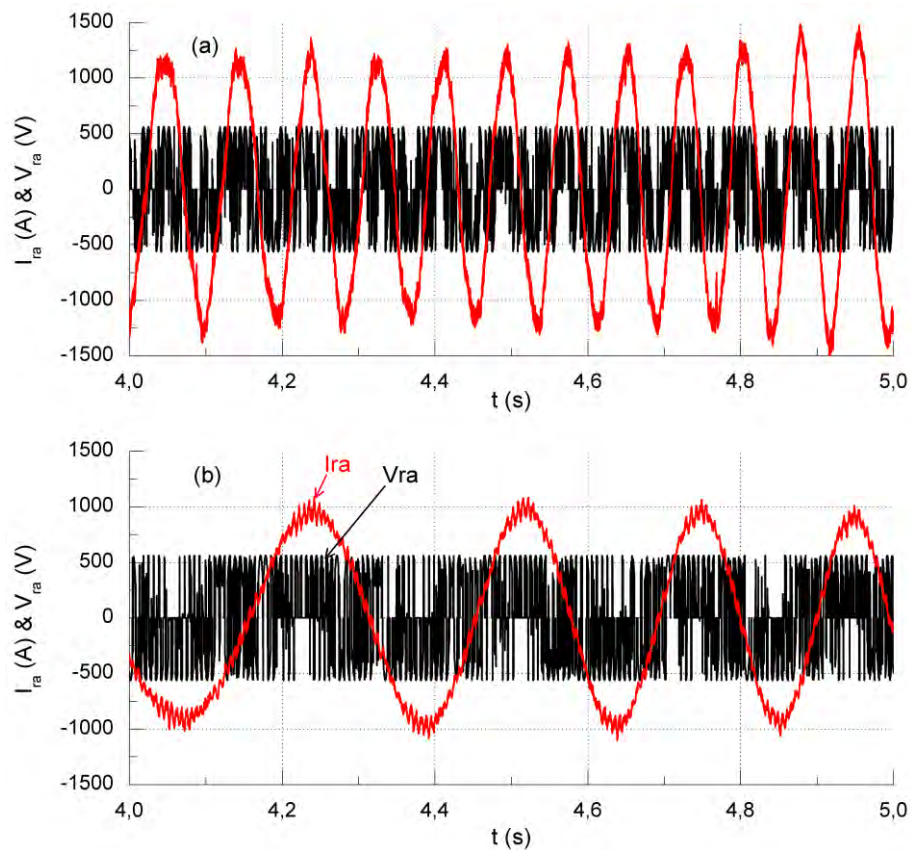


Figure IV.35 Tension et courant d'une phase rotorique ; (a) : côté générateur éolien et (b) : côté SISE

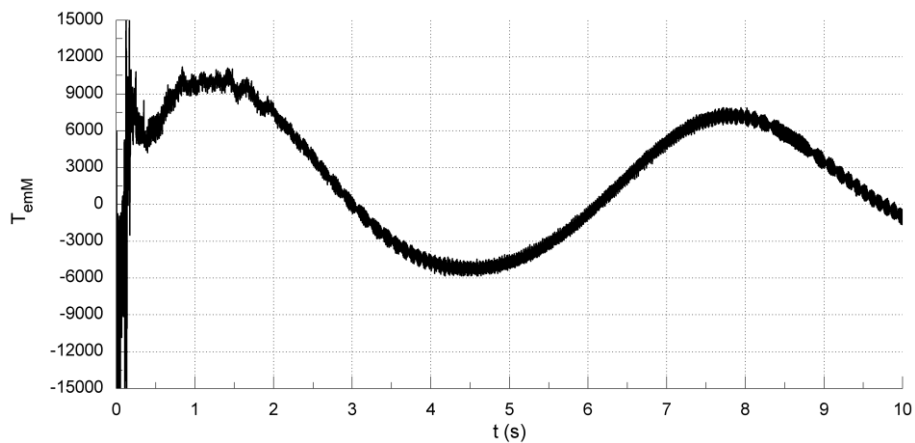


Figure IV.36 Couple électromagnétique de la machine côté SISE

Le courant et la tension d'une phase du réseau électrique ainsi que leurs zooms sont représentés dans la figure (IV.34). Le courant et la tension d'une phase rotorique de la MADA utilisée dans le générateur éolien et dans le SISE ainsi que leurs zooms sont illustrés dans la figure (IV.35).

Les figures (IV.36) et (IV.37) montrent le couple électromagnétique de la machine du SISE et l'énergie stockée dans le volant d'inertie respectivement.

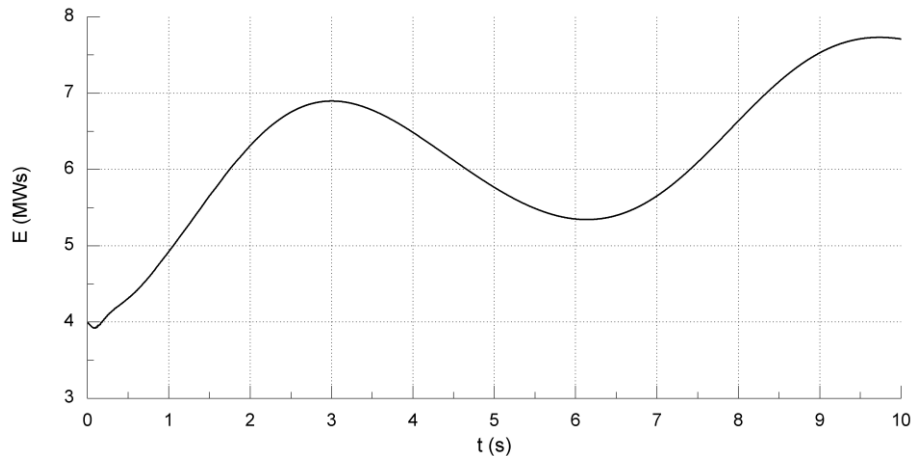


Figure IV.37 Énergie stockée dans le volant

La technique MPPT a été bien exploitée, voir la figure (IV.30), car le générateur éolien fonctionne à la vitesse optimale donc la puissance électrique de celui-ci est toujours maximale.

La vitesse mécanique du volant d'inertie illustrée dans la figure (IV.31) suit sa référence correctement. Cette figure valide le contrôle en vitesse de la puissance électrique du SISE échangée entre le générateur éolien et le réseau électrique.

Les puissances actives données dans les figures (IV.32a) et (IV.32b) sont très fluctuantes alors que la puissance active fournie au réseau électrique présentée dans la figure (IV.32c) est constante ($-1.5MW$).

On remarque que dans l'intervalle $t \in [0, 3]$, la puissance générée par le générateur éolien dépasse la puissance que le réseau électrique doit recevoir, c'est-à-dire qu'il y a un excédent d'énergie qui doit être stocké dans le SISE. Tandis que dans l'intervalle $t \in]3, 6.1]$, la puissance générée par le générateur éolien est inférieure à la puissance que le réseau électrique doit recevoir, c'est-à-dire qu'il y a un manque d'énergie qui doit être couvert par l'énergie stockée dans le SISE. On remarque aussi que la puissance du SISE est positive lors du stockage de l'énergie et elle est négative lors de la décharge de cette dernière.

La puissance réactive du réseau électrique est nulle (Figure (IV.33)), ça signifie que le système éolien fonctionne à un facteur de puissance unitaire et le réseau ne reçoit que la puissance active. Ce résultat a été vérifié par la figure (IV.34) car le courant est en opposition avec la tension.

Les fréquences rotoriques illustrées sur la figure (IV.35) sont très faibles. Les courants rotoriques montrés dans cette figure, ont des formes sinusoïdales et cela valide le contrôle des cycloconvertisseurs.

IV.9 Conclusion

En premier lieu de ce chapitre, nous avons présenté les modèles de la turbine éolienne, de la machine asynchrone à double alimentation avec l'orientation du flux statorique et du cycloconvertisseur. Nous avons présenté également la stratégie de commande MPPT qui permet d'extraire le maximum de puissance du vent. Ensuite, la commande par mode de glissement appliquée à la MADA a été bien développée. Les résultats de simulation obtenus du générateur éolien prouvent les performances de la commande MPPT. Ils montrent aussi l'efficacité de la commande indépendante des puissances active et réactive envoyées au réseau électrique en utilisant la technique d'orientation du flux statorique, la commande par mode de glissement et la technique CWCC. De plus, l'ensemble du générateur et du cycloconvertisseur a été capable de fonctionner dans les deux modes (hypo-synchrone et hyper-synchrone).

En second lieu de ce chapitre, nous avons associé au générateur éolien un système inertiel de stockage d'énergie. Ce système de stockage est constitué d'un volant d'inertie, d'une MADA et d'un cycloconvertisseur. La commande de la puissance du SISE a été faite par le contrôle de la vitesse mécanique du volant d'inertie. Les résultats de simulation de la chaîne éolienne globale montrent que le SISE a été capable de stocker et de fournir l'énergie afin d'assurer que la puissance envoyée au réseau soit constante.

Conclusion générale

Actuellement, plusieurs pays sont tournés de plus en plus vers l'utilisation des ressources renouvelables et propre qui ne produisent aucun problème de pollution ou de déchets radioactifs tels que le soleil, le vent et l'eau. Les énergies renouvelables constituent donc une alternative aux énergies fossiles, en particulier l'énergie éolienne qui s'est largement avérée être une des plus concurrentielles et efficaces sources d'énergie renouvelable et, en conséquence, son utilisation augmente sans interruption.

L'objectif de cette thèse est de réaliser une chaîne de conversion de l'énergie éolienne comportant un bon compromis entre le coût, le rendement énergétique, les performances du système et la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique. Dans ce cadre, nous avons commencé notre thèse par une présentation globale sur l'énergie éolienne en montrant la définition de cette énergie et son évolution dans le monde durant ces dernières années, ainsi que les différents machines et convertisseurs les plus exploités dans les systèmes éoliens notamment pour les éoliennes à axe horizontal à vitesse variable connectées au réseau électrique qui sont devenues le type le plus utilisé dans les parcs éoliens. Toujours dans le cadre de notre objectif, la machine asynchrone à double alimentation a été sélectionnée pour réaliser notre chaîne, elle semble bien adaptée à l'utilisation dans un système éolien à vitesse variable spécifiquement pour les éoliennes de forte puissance. Cette machine est connectée directement au réseau électrique par son stator, tandis que son rotor est connecté et contrôlé par l'intermédiaire d'un cycloconvertisseur qui est dimensionné seulement pour une partie de la puissance nominale de la machine, et cela permet de réduire les pertes et le coût de ce convertisseur. De plus, grâce au cycloconvertisseur qui fait directement la conversion de puissance (alternative-alternative), nous n'avons plus besoin d'un condensateur de liaison: la durée de vie du système augmente et le coût diminue. Ensuite, pour augmenter le rendement énergétique de notre chaîne, la commande MPPT a été appliquée et les résultats de simulation montrent que cette commande a permis de contrôler et de mettre la vitesse du générateur (MADA) à une valeur optimale afin d'atteindre et d'extraire le maximum de puissance à des vitesses de vent différentes. En outre, les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôle indépendant des puissances active et réactive envoyées au réseau électrique par le générateur éolien a été réalisé avec succès tout en utilisant l'orientation du flux statorique, la commande par mode de glissement et la technique CWCC. De plus, l'ensemble MADA et

Conclusion générale

cycloconvertisseur a été capable de fonctionner dans les deux modes de fonctionnement : hypo-synchrone et hyper-synchrone. Afin de terminer notre objectif, les résultats de simulation montrent que le contrôle du cycloconvertisseur en utilisant la technique CWCC a permis d'obtenir des formes de courants plus sinusoïdales, ainsi que l'association d'un SISE entre le générateur éolien et le réseau, a permis d'améliorer la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique tout en envoyant une puissance constante.

Références

- [1] A. Mirecki, „Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance“, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [2] B. Bhandari, K.-T. Lee, G.-Y. Lee, Y.-M. Cho, et S.-H. Ahn, „Optimization of hybrid renewable energy power systems: A review“, International Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technology, vol. 2, n° 1, p. 99–112, 2015.
- [3] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, et J. R. Saenz, „Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator“, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, n° 2, p. 194-204, juin 2003.
- [4] <http://www.gwec.net/publications/global-wind-report-2/>
- [5] R. Pena, J. C. Clare, et G. M. Asher, „Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation“, IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 143, n° 3, p. 231-241, mai 1996.
- [6] F. Poitiers, „Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone à cage autonome-machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau. Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2003.
- [7] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, et M. Machmoum, „Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation“, Renewable Energy, vol. 34, n° 6, p. 1545-1553, juin 2009.
- [8] M. Verij Kazemi, A. Sadeghi Yazdankhah, et H. Madadi Kojabadi, „Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation“, Renewable Energy, vol. 35, n° 5, p. 1033-1042, mai 2010.
- [9] M. Lopez, „Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée“, Thèse de doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, 2008.
- [10] O. Gergaud, „Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur“, Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2002.
- [11] H. S. Kim et D. D.-C. Lu, „Review on wind turbine generators and power electronic converters with the grid-connection issues“, in Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010 20th Australasian, 2010, p. 1–6.
- [12] L. Moreau, „Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse“, Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [13] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, et S. Kouro, „Power conversion and control of wind energy systems“, John Wiley & Sons, 2011.
- [14] M. R. Altmanian, „Modeling of doubly-fed induction generators connected to distribution system based on eMEGASim® real-time digital simulator“, 2014.
- [15] A. Boyette, „Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne“, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.

- [16] T. Ghennam, „„Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation““; Thèse de doctorat, École Centrale de Lille; École Militaire polytechnique Alger, 2011.
- [17] L. Abdelhamid, „„Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement““; Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2012.
- [18] P. Leconte, M. Rapin et E. Szechenyi, Techniques de l'Ingénieur, traité Génie mécanique, Réf : BM 4 640.
- [19] K. Idjdarene, „„Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes““; Thèse de doctorat. Lille 1, 2010.
- [20] H. Camblong, „„Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable““; Thèse de doctorat, Paris, ENSAM, 2003.
- [21] T. Ackermann, „„Wind power in power systems““, Chichester, UK, Vol. 140: John Wiley, 2005.
- [22] A. Melloul, „„Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne““; Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2011.
- [23] A. Telli, „„Étude et commande d'une éolienne à vitesse variable intégrée au réseau MT““, Thèse de Magister, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2012.
- [24] Ganti, Vijay Chand, Singh, Bhim, Aggarwal, Shiv Kumar, et al., „„DFIG-based wind power conversion with grid power leveling for reduced gusts““, Sustainable Energy, IEEE Transactions on, vol. 3, no 1, p. 12-20, 2012.
- [25] Iov, Florin, Ciobotaru, Mihai, et Blaabjerg, Frede, „„Power electronics control of wind energy in distributed power systems. In: Optimization of Electrical and Electronic Equipment““, OPTIM 2008, 11th International Conference on. IEEE. p. XXIX-XLIV, 2008.
- [26] H. Li, et Z. Chen, „„Overview of different wind generator systems and their comparisons““, IET Renewable Power Generation, vol. 2, no 2, p. 123-138, 2008.
- [27] M. Tazil, M., V. Kumar, R. C. Bansal, et al. „„Three-phase doubly fed induction generators: an overview““, Electric Power Applications, IET, 2010, vol. 4, no 2, p.75-89.
- [28] Xu, Longya et Cheng, Wei, „„Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme““, Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 31, no 3, p. 636-642, 1995.
- [29] HANSEN, Lars Henrik, HELLE, Lars, BLAABJERG, Frede, et al., „„Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines, 2002.
- [30] Suresh, Anjana, Resmi, R., et Vanitha, V. „„Mathematical Model of Brushless Doubly Fed Induction Generator Based Wind Electric Generator““, In: Power Electronics and Renewable Energy Systems. Springer India, p. 1477-1487, 2015.

- [31] M. T. Latreche, „„Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien““, Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2012.
- [32] M. Malki et S. A. Belarbi, „„Étude et Simulation d'un aérogénérateur connecté au réseau (Turbine + MADA + Réseau) en mode continu et discret““, Thèse de Master, Université Aboubekr Belkaid Tlemcen, 2014.
- [33] Z. Tir, et R. Abdessemed, „„Hybrid fuzzy logic proportional plus conventional integrator-derivation controller of a novel BDFIG for wind energy conversion““, JEE, vol. 12, p. 1-6, 2014.
- [34] W. Chen, „„Comparison of doubly-fed induction generator and brushless doubly-fed reluctance generator for wind energy applications ““, 2014.
- [35] A. Davigny, „„Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie““, Thèse de doctorat, Hautes Études d'Ingénieur, 2007.
- [36] S. Mokrane, „„modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération““, Thèse d'ingénieur, Université du Quebec en abitibi-temiscamingue, 2013
- [37] X. Jing, „„Modeling and control of a doubly-fed induction generator for wind turbine-generator systems ““, 2012.
- [38] Jin, Zhiqiang. „„Control Studies of DFIG based Wind Power Systems““, 2013.
- [39] A. Dendouga, „„Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM)““, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [40] F. Bonnet, „„Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur““, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [41] A. Tenenge, „„Participation aux services système de parcs éoliens mixtes: application en milieu insulaire““, Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2009.
- [42] A. Chaiba, „„Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle « »“, Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2010.
- [43] R. Azaizia, „„Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux““, Thèse de Magister, Université M'hamed Bougara de Boumerdes, 2008.
- [44] L. Benalia, „„Commande en tension des moteurs à induction double alimentés““, Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2010.
- [45] D. Ben Attous et Y. Bekaka, „„Speed control of a doubly fed induction motor using fuzzy logic techniques““, International Journal on Electrical Engineering and Informatics, vol. 2, no 3, p. 179-191, 2010.
- [46] P-E. Vidal, M. Pietrzak-David, et F. Bonnet, „„Mixed control strategy of a doubly fed induction machine““, Electrical Engineering, vol. 90, no 5, p. 337-346, 2008.
- [47] S. El Aimani, „„Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension““, Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, 2004.

- [48] A. Gaillard, „„Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service““, Thèse de doctorat, Nancy 1, 2010.
- [49] A. Bechouche, „„Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone: application à une éolienne““, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [50] F. Poitiers, T. Bouaouiche, et M. Machmoum, „„Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion““, *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no 7, p. 1085-1096, 2009.
- [51] K. Ghedamsi, et D. Aouzellag, „„Improvement of the performances for wind energy conversions systems““, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 32, no 9, p. 936-945, 2010.
- [52] N. Taib, Nabil, B. Metidji, et T. Rekioua, „„Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter““, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, p. 287-296, 2013.
- [53] Y. Liu, G. T. Heydt, et R. F. Chu, „„The power quality impact of cycloconverter control strategies““, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, no 2, p. 1711–1718, 2005.
- [54] A. K. Chattopadhyay, „„Cycloconverters and cycloconverter-fed drives: A review““, *Journal of the Indian Institute of Science*, vol. 77, no 5, p. 397, 1997.
- [55] B.R. Pelly, „„Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters: Operation, Control, and Performance““, 1 edition. ISBN: 978-0-471-67790-1, np.434, New York: Wiley, 1971.
- [56] H. U. Wurgler, „„The World's First Gearless Mill Drive““, *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-6, n° 5, p. 524-527, sept. 1970.
- [57] E. A. E. Rich, „„Concepts of Gearless Ball-Mill Drives““, *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-5, n° 1, p. 13-17, janv. 1969.
- [58] J. A. Allan, W. A. Wyeth, G. W. Herzog, et J. A. I. Young, „„Electrical Aspects of the 8750 hp Gearless Ball-Mill Drive at St. Lawrence Cement Company““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-11, n° 6, p. 681-687, nov. 1975.
- [59] H. W. Weiss, „„Adjustable Speed AC Drive Systems for Pump and Compressor Applications““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, n° 1, p. 162-167, janv. 1974.
- [60] L. J. Jacovides, M. F. Matouka, et D. W. Shimer, „„A Cycloconverter-Synchronous Motor Drive for Traction Applications““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, n° 4, p. 407-418, July/August 1981.
- [61] T. Saijo, S. Koike, et S. Tadakuma, „„Characteristics of Linear Synchronous Motor Drive Cycloconverter for Maglev Vehicle ML-500 at Miyazaki Test Track““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, n° 5, p. 533-543, sept. 1981.
- [62] W. Timpe, „„Cycloconverter Drives for Rolling Mills““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-18, n° 4, p. 400-404, juill. 1982.
- [63] T. Nakano, H. Ohsawa, et K. Endoh, „„A High-Performance Cycloconverter-Fed Synchronous Machine Drive System““, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, n° 5, p. 1278-1284, sept. 1984.

- [64] R. Hagmann, „AC-cycloconverter drives for cold and hot rolling mill applications“; in, Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1991, 1991, p. 1134-1140 vol.2.
- [65] K. M. Chirgwin et L. J. Stratton, „Variable-speed constant-frequency generator system for aircraft“; American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Transactions of the, vol. 78, n° 5, p. 304-310, nov. 1959.
- [66] A. K. Chattopadhyay, „An Adjustable-Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-Type Thyristor-Commutator in the Rotor“; IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-14, n° 2, p. 116-122, mars 1978.
- [67] G. A. Smith, „Static Scherbius system of induction-motor speed control“; Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 124, n° 6, p. 557-560, juin 1977.
- [68] V. K. Madiseti et M. A. Ramlu, „Trends in the Electronic Control of Mine Hoists“; IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, n° 6, p. 1105-1112, nov. 1986.
- [69] W. A. Hill, R. A. Turton, R. J. Dungan, et C. L. Schwalm, „A Vector-Controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker“; IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, n° 6, p. 1036-1042, nov. 1987.
- [70] B. K. Bose, „Ore-Grinding Cycloconverter Drive Operation and Fault: My Experience with an Australian Grid“; IEEE Industrial Electronics Magazine - IEEE IND ELECTRON MAG, vol. 5, n° 4, p. 12-22, 2011.
- [71] T. Xu, „New hybrid cycloconverters: an evaluation of their performance“; Thèse de doctorat, Université de Nottingham, 2009.
- [72] A. Boumassata et D. Kerdoun, „Modeling, simulation and control of wind energy conversion system based on doubly fed induction generator and cycloconverter“; Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 14, n° 2, p. 43-48, 2014.
- [73] A. Boumassata, D. Kerdoun, M. Madaci, et N. Cherfia, „Variable Speed WECS based on a DFIG and a six-pulse bridge cycloconverter“; International Conference on Control, Engineering and Information Technology, (CEIT), Tunisie, 2014.
- [74] G. P. Hunter, „Low cost cycloconverter induction motor drives using new modulation techniques“; Thèse de doctorat, Université de Technologie, Sydney, 1997.
- [75] C. Y. Tang, Y. Guo, et J. N. Jiang, „Nonlinear dual-mode control of variable-speed wind turbines with doubly fed induction generators“; Control Systems Technology, IEEE Transactions on, vol. 19, n° 4, p. 744-756, 2011.
- [76] T. Lei, M. Barnes, et M. Ozakturk, „Doubly-fed induction generator wind turbine modelling for detailed electromagnetic system studies“; Renewable Power Generation, IET, vol. 7, n° 2, p. 180-189, 2012.
- [77] L. Peng, „Reconfiguration du dispositif de commande d’une éolienne en cas de creux de tension“; Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [78] V. I. Utkin, „Sliding mode control design principles and applications to electric drives“; Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 40, n° 1, p. 23-36, 1993.
- [79] D. Imen, „commande des systemes non lineaires par mode glissant d’ordre superieur“; Thèse de Magister, Université Constantine 1, 2013.

- [80] M. F. Benkhoris et A. Gayed, „Discrete sliding control technique of DC motor drive“; in *Power Electronics and Variable Speed Drives, Sixth International Conference on* (Conf. Publ. No. 429), p. 81–86, 1996.
- [81] J.-J. E. Slotine, W. Li, et others, „Applied nonlinear control“; Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, Vol. 199, 1991.
- [82] A. Reama, F. Mehazzem, et A. Cel, „Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Motors with Varying Parameters“; in *Sliding Mode Control*, A. Bartoszewicz, Éd. InTech, 2011.
- [83] B. Cherif, „Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d’une chaîne éolienne à base d’une machine asynchrone à double alimentation“; Thèse de Magister Université Mohamed Khider – Biskra, 2012.
- [84] G.-O. Cimuca, „Système inertiel de stockage d’énergie associé a des générateurs éoliens“; Thèse de doctorat, Lille, ENSAM, 2005.

Annexe

Annexe A :

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (4 kW) [46]:

$$U_s = 400 V ; U_r = 135 V ; R_s = 1.417 \Omega ; R_r = 0.163 \Omega ; L_s = 0.163 H ; L_r = 0.021 H ;$$

$$M = 0.055 H ; J = 0.0471 \text{ kg.m}^2 ; f = 0.0058 \text{ N.m.s} ; p = 2$$

Annexe B :

➤ Les paramètres du générateur éolien [7]:

▪ La turbine éolienne :

$$\text{Nombre de pales} = 3 ; R = 40 \text{ m} ; G = 70$$

▪ La machine asynchrone à double alimentation (3MW):

$$U_s = U_r = 690 V ; R_s = 2.97 \text{ m}\Omega ; R_r = 3.82 \text{ m}\Omega ; L_s = 12.241 \text{ mH} ; L_r = 12.177 \text{ mH} ;$$

$$M = 12.12 \text{ mH} ; J = 116 \text{ kg.m}^2 ; p = 2$$

➤ Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (1,5MW) [47], utilisée dans le SISE:

$$U_s = 690 V ; R_s = 0.012 \Omega ; R_r = 0.021 \Omega ; L_s = 0.0135 + 2.0372E^{-4} H ;$$

$$L_r = 0.0135 + 1.7507E^{-4} H ; M = 0.0135 H ; p = 2$$