

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE

Département de Génie Eléctrique et Electronique



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Électrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par : **KHOUANI Abdelhamid**

Étude et simulation d'un convertisseur multiniveau d'une génératrice asynchrone à double alimentation

Soutenu publiquement, le 30 /09/2020, devant le jury composé de :

S.M MELIANI	Président	Maitre de Conférences	U.A. B -Tlemcen
M.C. BENHABIB	Co-Encadreur	Maitre de Conférences	U.A. B - Tlemcen
M.A. BRIKCI NIGASSA	Encadrant	Maitre-Assistant	U.A. B – Tlemcen
B. YACOUBI	Examineur	Maitre-Assistant	U.A. B – Tlemcen

Année universitaire 2019-2020

Remerciement

Avant tout, nous remercions Dieu le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études et que grâce à lui que ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à mon encadreur Monsieur M. A. BRIKCI NIGASSA, pour le choix de la thématique en plus de son aide et soutien tout au long de ce mémoire.

Je tiens à remercier également Monsieur M. C. BENHABIB, d'avoir accepté de participer à mon encadrement. Ma reconnaissance pour sa disponibilité, son soutien, son suivi qui m'a permis de concrétiser mon projet de fin d'étude.

Mes remerciements à tous les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail : Mr. S. M. MELIANI, maitre de conférence à l'Université de Tlemcen et, pour nous avoir honoré par sa présence en qualité de président de jury. Sans oublier Mr. B. YACOUBI, maitre-assistant à l'Université de Tlemcen pour m'avoir honoré d'examiner mon travail.

Mes remerciements et ma reconnaissance à mes enseignants depuis le primaire jusqu'à l'université avec qui j'ai évolué et acquis des connaissances qui m'ont permis d'être ce que je suis actuellement.

Sans oublier mes amis et camarades avec qui on a partagé tant de moments inoubliables, en nous soutenant mutuellement tout au long de notre formation universitaire.

Dédicace

J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail

A mes très chers parents, qui me donne toujours l'espoir de vivre et qui n'ont jamais cessé de prier pour moi.

A mes frères et mes sœurs

A toute la famille KHOUANI grand et petit.

A mes amis qui m'ont aidé principalement :
Anes Saffa, Zaim Imane, Merabti Med el amine, Kaid Slimane
El Mansour, Dahmani Othman

Sans oublier:
Kamel, Abed Allah, Sidi Mohammed, Abdel Rahim,

A toute l'équipe « C.S.go »

*Khouani
Abdelhamid*

Liste des figures

Chapitre I : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION DE LA MADA

Figure. I.1	Structure du stator et des contacts rotorique de la MADA.....	6
Figure. I.2	Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)	7
Figure. I.3	Modes et régimes de fonctionnement de la MADA	8
Figure. I.4	Evolution des puissances de la MADA (mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant).....	9
Figure. I.5	Représentation schématique d'une MADA.....	12
Figure. I.6	Représentation de la MADA dans le système triphasé.....	13
Figure.I.7	Transformation de Park	16
Figure.I.8	Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.....	21
Figure I.9	Représentation du redresseur triphasé commandé.....	21
FigureI.10	Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé.....	23
FigureI.11	Schéma de principe de la commande MLI.....	25
FigureI.12	M.L.I à échantillonnage naturel.....	26
Figure I.13	Principe de la commande du CCM	27
Figure I. 14	Orientations de l'axe d sur le flux statorique	28
Figure I.15	Schéma bloc du système à réguler.....	30
Figure I. 16	Système régulé par un PI classique	32
Figure I.17	Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA...	33
Figure I.18	Connexion du CCR au réseau.....	34
Figure I.19	Commande de Convertisseur coté réseau.....	34
Figure I.20	Filtre coté réseau.....	36
Figure I.21	La simulation de MADA.....	38
Figure I.22	(a)puissance active-(b)zoom dans une période.....	38
Figure I.23	puissance réactive.....	39
Figure I.24	Le couple électromagnétique T_{em} (N.m).....	39
Figure I.25	la vitesse.....	40
Figure I.26	la tension V_s	40
Figure I.27	le courant I_s	41
Figure I.28	le courant I_{abr}	42
Figure I.29	la tension de bus continue.....	42

Chapitre II : etude et simulation de convertisseur multiniveau

FigureII.1	Diode.....	46
FigureII.2	Transistor IGBT.....	47
FigureII.3	Interrupteur bidirectionnel en courant.....	47
Figure.I4	Ondulation de courant en fonction du rapport cyclique pour différents convertisseurs multiniveaux.....	48
FigureII.5	(a) onduleur trois niveaux (b) onduleur cinq niveaux.....	50

Figure II.6	Structure d'un bras d'onduleur multicellulaire : (a) onduleur trois niveaux (b) onduleur cinq niveaux.....	51
Figure II.7	Structure d'un bras d'onduleur en cascade à cinq niveaux.....	52
Figure II.8	Schéma électrique de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.....	53
Figure II.9	Schéma synoptique de la M.L.I.....	54
Figure.II.10	Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	55
Figure.II.11	Structure de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux.....	57
Figure.II.12	le schéma de simulation.....	58
Figure.II.12.1	la courant de charge.....	59
Figure.II.12.2	la tension de sortie de l'onduleur.....	59
Figure.II.12.3	la tension de charge après le filtrage.....	59
Figure.II.12.4	une phase de la tension de sortie de l'onduleur.....	60
Figure.II.12.5	une phase de la tension et courant de charge.....	60
Figure II.13	schémas de simulation.....	60
Figure.II.13.1	les tension de sortie de l'onduleur.....	61
Figure.II.13.2	les tension de sortie de l'onduleur après le filtrage.....	61
Figure.II.13.3	une phase de la tension a la sortie de l'onduleur.....	61
Figure.II.13.4	le courent de la charge.....	62
Figure.II.13.5	la tension redressée.....	62

Chapitre 3 : Etude et simulation d'une GADA dotée de convertisseurs multiniveaux

Figure.III.1.	le schéma de simulation.....	64
Figure.III.2.	le couple électromagnétique.....	65
Figure III.3	la vitesse.....	65
Figure III.4.	le courent de rotor.....	66
Figure III.5.	le courant de stator.....	67
Figure III.6	puissance active.....	67
Figure III.7	puissance réactive.....	68
Figure III.8.	Interconnexion des deux convertisseurs du bus continu.....	68
Figure III.9.	couple électromagnétique.....	69
Figure III.10	la vitesse.....	69
FigureIII.11.	la courant statorique.....	70
FigureIII.12.	la courant rotorique.....	71
FigureIII.13.	la tension de bus continue.....	71

List des tableaux

Tableau I.1	Les conditions mathématiques pour le fonctionnement de la MADA.....	10
Tableau II.1	THD pour les courants de sortie d'un convertisseur à deux et à trois niveaux NPC de caractéristiques semblables.....	48
Tableau.II.2	Algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	55
Tableau.II.3	Algorithme de commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	56
Tableau.III.1	variation de THD de I_{ar} entre deux modèle.....	71
Tableau III.2	variation de THD de V_{ar} entre deux modèle.....	71
Tableau III.3	variation de puissance active entre deux modèle.....	72
Tableau III.4	variation de puissance réactive entre deux modèle.....	72
Tableau III.5	variation de la vitesse entre deux modèle.....	73

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Etude et modélisation de la MADA	
I.1.Introduction.....	5
I.2. Machine asynchrone à double alimentation.....	6
I. 2.2.Description du moteur asynchrone à double alimentation(MADA).....	6
I.1.2 Structure de la MADA.....	6
I.3. Description du fonctionnement de la MADA.....	7
I.4. Le principe de fonctionnement de la MADA.....	7
I.5. les modes de Fonctionnement de la MADA.....	8
I.6. Domaines d'Application de la MADA.....	10
I.7. Avantages et inconvénients de la MADA.....	11
I.8. Modélisation de la MADA.....	12
I.8.1. Modèle Mathématique de la MADA.....	13
I.8.2. Hypothèses simplificatrices.....	13
I.8.2.1. Equations électriques.....	13
I.8.2.2. Equations magnétiques.....	14
I.8.2.3. Equation mécanique.....	15
I.8.2.4. Transformation de Park.....	15
I.8.2.5 Application de la transformation de Park à la MADA.....	17
I.8.3. Le choix du référentiel	19
I.8.3.1.Référentiel lié au stator.....	19
I.8.3.2. Référentiel lié au rotor.....	20
I.8.3.3.Référentiel lié au champ tournant.....	20
I.9. Modélisation de l'alimentation de la MADA.....	21
I.9.1 Modélisation du redresseur.....	21
I.9.2. Modèle de l'onduleur de tension deux niveaux.....	22
I.9.3.Contrôle du courant par M.L.I.....	25
I.10. Modélisation et stratégie de commande de la MADA.....	26
I.10.1.Description du système Aérogénérateur (éolien).....	26
I.10.2 .Commande vectorielle du système éolien.....	26
I.10.2.1 .Commande du convertisseur côté MADA.....	27
I.10.2.2.Choix du référentiel pour le modèle de la MADA.....	27

I.10.2.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	28
I.10.2.4. Commande directe en puissance active et réactive de la MADA.....	30
I.10.2.4.1. Schéma bloc en boucle ouverte.....	31
I.10.2.4.2. Régulation avec un correcteur PI classique.....	32
I.10.2.4.2.1 Synthèse du régulateur PI classique.....	32
I.10.2.5. Commande du Convertisseur Côté Réseau « CCR »	34
I.11. Contrôle de la tension du bus continu.....	34
I.11.1. Modélisation du bus continu.....	36
I.12 Commande des courants du filtre.....	37
I.13. Simulations et résultats des modèles en boucle fermé.....	37
I.14. Conclusion.....	43

Chapitre II. Etude et simulation de convertisseur multiniveau

II.1. Introduction	45
II.2. Les composants semi-conducteurs utilisés.....	45
II.2.1. La diode.....	45
II.2.2. Le transistor IGBT.....	45
II.3. Intérêt des onduleurs multiniveau	46
II.4. Tendances des futurs convertisseurs statiques.....	49
II.5. Les types des onduleurs multiniveaux	49
II.5.1. Onduleur clampé par le neutre (NPC)	49
II.5.2. Onduleur multicellulaire ou (onduleur à condensateur flotteur).....	51
II.5.3 Onduleur cascade.....	52
II.6. topologie d'Onduleur clampé par le neutre (NPC).....	53
II.6.1 description.....	53
II.7. Onduleurs multiniveau structure NPC à commande MLI.....	54
II.7.1. Onduleur à trois niveaux NPC (MLI).....	54
II.7.2. Onduleur à cinq niveaux type NPC (MLI).....	56
II.8. Résultats de la simulation.....	57
II.9. Conclusion	61

Chapitre III : Etude et simulation d'une GADA dotée de convertisseurs multiniveaux

III.1. Introduction.....	64
III.2.validation de modèle.....	64
III.3.etude et simulation	67
III.4.etude comparative.....	71
III.5. Conclusion.....	73
Conclusion générale.....	74
Bibliographie.....	76
Notion des symboles.....	79
ANNEXE.....	81

INTRODUCTION GENERALE

Face à l'épuisement prévu des ressources énergétiques fossiles et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre, le recours aux ressources énergétique renouvelables est devenue un enjeu important et primordial, ça représente une alternative intéressante qui offre la possibilité de produire de l'électricité propre et surtout dans une moindre dépendance à condition de s'adapter avec leurs ressources naturelles, aléatoires et fluctuantes.

Aujourd'hui, l'énergie éolienne se développe de plus en plus et cela grâce au niveau important de la puissance produite par les aérogénérateurs et aux incitations financières importantes des différents pays avec des politiques ambitieux de rénovation énergétique et environnementale. Après l'hydraulique, la source éolienne devient compétitive en termes de coûts et de production, c'est une énergie d'avenir qui a un rôle majeur à jouer pour répondre aux défis climatiques actuels et futurs.

En Algérie, le développement des énergies renouvelables reste très modeste par rapport à d'autres pays africains et européens. Aujourd'hui, la part des énergies renouvelables dans le bilan énergétique national est médiocre par rapport au potentiel énergétique national. L'Algérie dispose actuellement de tous les atouts nécessaires pour le développement des énergies éoliennes nécessitant une politique énergétique adoptée. Par conséquent, un usage massif des énergies éoliennes peut être envisagé après l'identification récente de 21 zones sur le sol algérien disposant d'un fort potentiel éolien. L'Algérie prévoit d'atteindre à l'horizon 2030 près de 40% de la production nationale d'électricité à partir de sources renouvelables. Bien que le choix de l'énergie solaire en Algérie soit prédominant, l'énergie éolienne représente la deuxième source nouvelle de production de ce programme à l'horizon 2030. [31]

L'utilisation de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est devenue une solution majeure grâce à l'accessibilité au stator et au rotor qui offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance. [32] Un des avantages de la double alimentation est le pilotage du circuit du rotor par un convertisseur de faible puissance relativement par rapport au stator.

Grâce aux progrès contemporains dans le domaine des semi-conducteurs et l'apparition de nouveaux composants de puissance commandés à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTOs (Gate Turn Off), les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor), l'informatique et le développement des algorithmes de commande, des convertisseurs statiques à haute fréquence des commutations pourront être employé au niveau du rotor afin de réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de réduction d'harmoniques, d'amélioration de rendement et surtout assurer la variation de la tension en amplitude et en fréquence nécessaires au fonctionnement des actionneurs électriques à courant alternatif de la chaîne de conversion éolienne.

Alors, pour le cas de l'éolienne, qui demande de la haute tension, l'alimentation peut être obtenue par des onduleurs de tension multiniveaux, ce qui permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Les axes de recherches dans ce domaine considèrent plusieurs aspects notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des techniques de commande. Ce mémoire traite principalement le contrôle de la puissance de l'éolienne, en associant cette dernière coté rotor à des différents convertisseurs statiques. Le travail, consiste essentiellement à la modélisation, la commande, la régulation et la simulation d'une chaîne éolienne à base de la GADA alimentée par onduleurs multiniveaux triphasés de structure NPC à commande MLI.

Mon mémoire se subdivise en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. Ainsi on a fait l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation rotorique. Un modèle mathématique biphasé de la MADA sera introduit. Après on a s'est intéressé à la commande vectorielle direct de puissance instantané pq. Des hypothèses simplificatrices nous faciliteront sa mise en équation pour ensuite valider son modèle par la simulation sous l'environnement Simulink/MATLAB SimPowerSystem

Dans le second chapitre, on a présenté une brève synthèse du fonctionnement des convertisseurs multiniveaux ainsi que leurs topologies. Ensuite nous avons cherché à valider notre modèle par la simulation sous l'environnement Simulink /MATLAB SimPower System.

Dans le troisième chapitre on étudiera l'association de notre MADA avec le convertisseur multiniveau qu'on a étudié. Un intérêt particulier est donné à son comportement lorsqu'elle est alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande MLI vectorielle direct. Nous avons modélisé et simulé leurs principes de fonctionnement, présenté la comparaison les performances de chaque convertisseur étudié.

Enfin, une synthèse des travaux réalisés et des perspectives de recherche concluront notre mémoire.

Chapitre I

Etude et modélisation

de la MADA

I.1 INTRODUCTION

La machine à double alimentation (MADA) ou « *doubly-fed induction machine* » est comme son nom l'indique, une machine asynchrone triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de à travers ces enroulements. Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable. Le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association de convertisseurs de puissance.

Ainsi la modélisation est d'un apport précieux, nous permettant d'ans un premier lieu de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et en second de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Pour obtenir le modèle d'un système; on doit passer par trois phases :

- Choisir le modèle,
- Déterminer ses paramètres
- Vérifier sa validité.

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées - sorties sous la forme de fonction de transfert ou encore généraux qui conduisent à des équations dont le développement nécessite souvent des calculs importants, mais qui rendent compte correctement du comportement des machines tournantes dans la plupart des cas

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude sur la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et pour ensuite en établir un modèle pour effectuer sa simulation dans le but final de validé le model.

I.2 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I. 2.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

La machine à double alimentation en anglo-saxon « doubly Fed induction machine (DFIM) » est comme son nom l'indique, un moteur triphasé à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessible, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements. [1][2]

I.2.2 Structure de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements [3][4].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [5]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques comme la montre la figure (I.1) .[6]

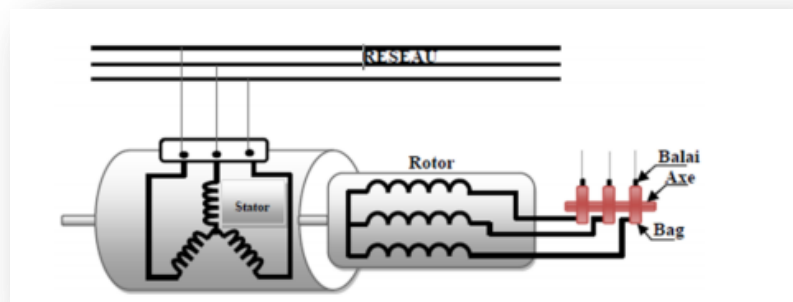


Figure. I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.[6]

I.3. Description du fonctionnement de la MADA

La MADA à une double accessibilité au stator et au rotor. Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de "machine synchrone excitation alternative [1].

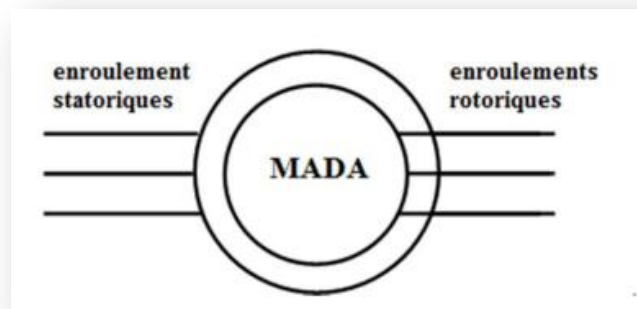


Figure. I.2 Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).[7]

I.4. Le principe de fonctionnement de la MADA

En admettant que l'enroulement statorique de la machine à double alimentation est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = p\Omega_m \quad (I.1)$$

Avec :

- Ω_m : la vitesse mécanique du rotor ;
- ω_m et ω_r : les pulsation statoriques et rotoriques respectivement
- p : le nombre de paires de pôle.

Le signe positive (+) dans l'équation (1. 1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ($\omega_m < \omega_s$), (en régime hypo-synchrone). Le signe négative (-) signifie que le champ tournant créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés et que la

machine fonctionne en régime hyper-synchrone. D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor est donnée par : [4]

$$f_s = f_r + p f_m \quad (I.2)$$

Avec :

f_m : fréquence de rotation du rotor. Dans ce cas le glissement est défini par

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (I.3)$$

I.5. LES MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

Contrairement à la machine asynchrone classique, qui ne peut fonctionner en moteur qu'en dessous de sa vitesse de synchronisme et ne peut être en générateur qu'au-dessus de cette vitesse, dans la MADA 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 hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. On a donc quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

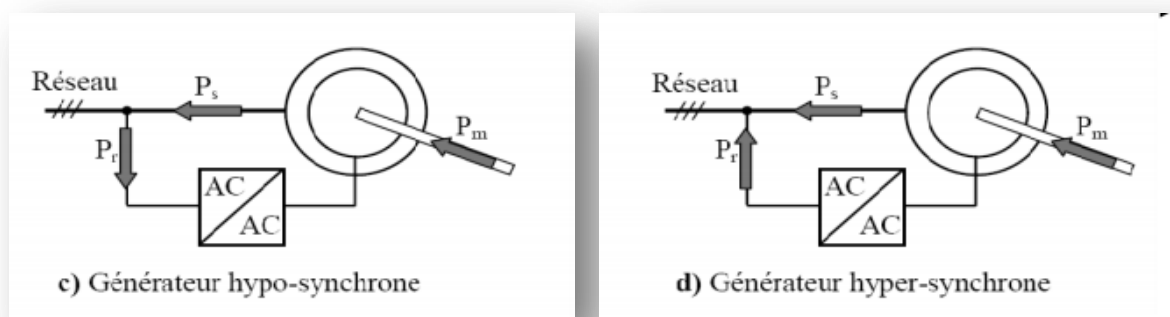


Figure. I.3 Modes et régimes de fonctionnement de la MADA [13]

La figure (I.3) montre bien que, lorsque la MADA fonctionne en mode générateur, et si elle est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance P_r est absorbée par le rotor de celle-ci (figure I.3.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), la puissance P_r change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure I.3.d).

La figure (I.4), montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (MADA en mode générateur). A l'arrêt ($g=1$), la machine se comporte comme un transformateur. Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ($g=0$), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au-delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire.

On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la MADA ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme. Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme, la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 20% de la puissance du stator. [13].

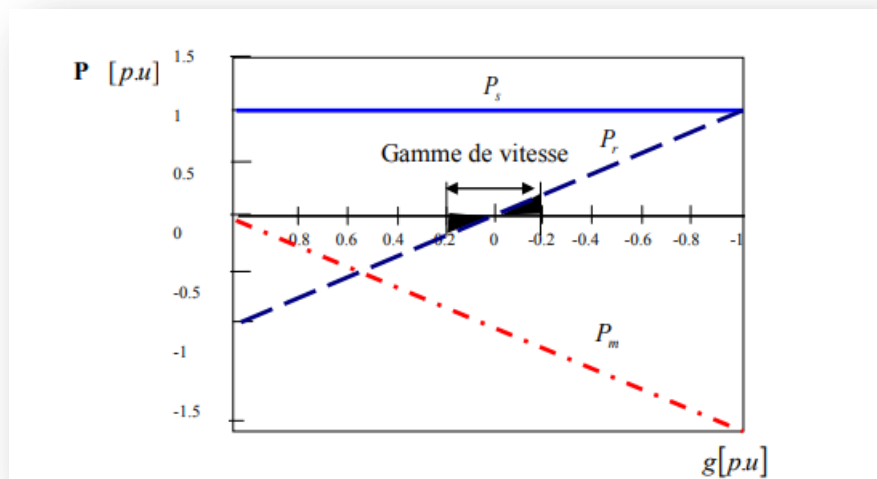


Figure I.4 Evolution des puissances de la MADA (Mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)).

Le tableau suivant résume bien le fonctionnement de la MADA en mode générateur :

Tableau I.1 Les conditions mathématiques pour le fonctionnement de la MADA en mode générateur [9].

Glissement g	hypo synchrone g<0	Hyper synchrone g>0
Génératrice	$p_s < 0$ $p_{mec} < 0$ $p_r = gp_s < 0$ $p_s < 0$	$p_s < 0$ $p_{mec} > 0$ $p_r =$ $gp_s > 0$ $p_s < 0$

I.6. DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens, [14]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que, [10] :

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant. La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... . On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

I.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

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

Parmi ses nombreux avantages, nous citons : [11]

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.

- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement.

- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.

- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important au réseau.

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.

- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).

- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

Pour ce qui est des inconvénients, la complexité de sa commande vue que la MADA est une machine asynchrone qui possède une structure non-linéaire. Ainsi que d'autres inconvénients :

- Elle est plus longue à causes des balais.
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire.
- Nous utilisons deux convertisseurs (redresseurs et onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

I.8. MODELISATION DE LA MADA

Comme tous les systèmes physiques qui nécessitent une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente un rotor contenant un bobinage triphasé accessible via des collecteurs comme la montre la figure (I.5) ci-dessous :

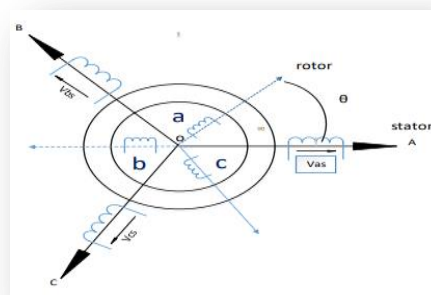


Figure. I.5 Représentation schématique d'une MADA [13]

I.8.1 Modèle Mathématique de la MADA

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs.

I.8.2. Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes: [1]

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

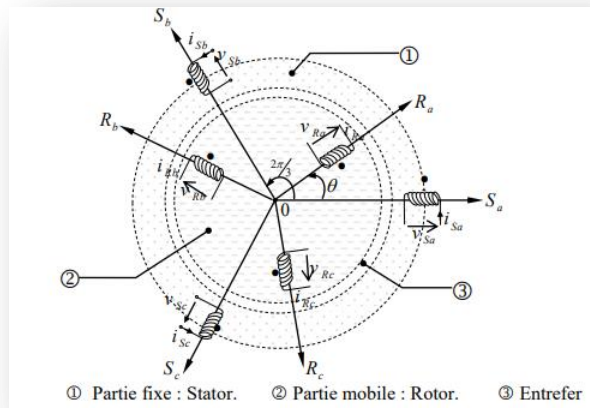


Figure. I.6 Représentation de la MADA dans le système triphasé

I.8.2.1 Equations électriques

Dans les conditions précédentes, les équations sous forme matricielle s'écrivent: [12]

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

d'où :

$$[v_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_{abcs}] \quad (\text{I-5})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

d'où :

$$[v_{abcs}] = [R_r] \cdot [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_{abcr}] \quad (\text{I-7})$$

I.8.2.2. Equations magnétiques

Le flux total par phase résulte de l'action de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases. Nous pouvons exprimer les équations matricielles des flux évalués au stator et rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = [L_s] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

avec :

$[L_s]$: est la matrice d'inductances propre statoriques donnée par

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = [L_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$[L_r]$: est la matrice d'inductances propre rotorique donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot M \quad (\text{I-10})$$

$[M]$: est la matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

Avec :

- Ms : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- Mr : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- θ : Angle entre une phase statorique et une phase rotorique.
- M : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour $\theta=0$.

Le coefficient Msr représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique. Les matrices [Msr] et [Mrs] sont dites circulantes.

I.8.2.3. Equation mécanique

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I-11})$$

où :

- Ω : Vitesse mécanique de la machine.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- f : Coefficient de frottement visqueux.
- C_r : Couple résistant.
- j : Moment d'inertie.

Nous constatons la complexité des équations électriques et l'équation mécanique de la machine asynchrone qui ne peuvent être facilement exploitées à cause des dimensions des matrices entrant dans les calculs et de la dépendance de la matrice inductance vis à vis de la position de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique, qui est variable dans le temps. [15]

I.8.2.4. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphase suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α , β , O), puis (d, q, O). Le référentiel (α , β , O) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C), par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α , β , O) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [13].

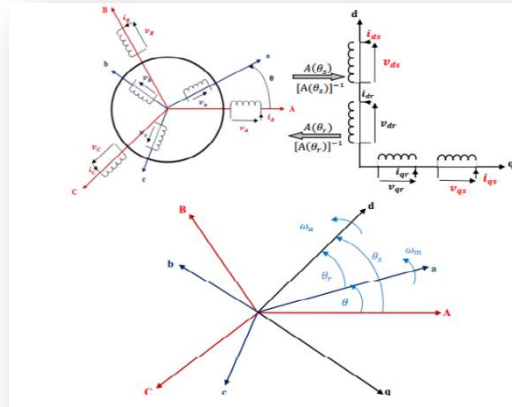


Fig. I.7 Transformation de Park.

La transformation de R.H. Park appelée aussi transformation des deux axes, donnée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

avec :

- X_d : est la composante directe.
- X_q : est la composante quadratique.
- X_0 : est la composante homopolaire (et elle est nulle).
- $[P(\theta)]$: est la matrice de Park.

Ou :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Et sa transformation inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

$[P(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park.

d'où :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

La composante homopolaire (O) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [15]

I.8.2.5 Application de la transformation de Park à la MADA

En passant par la matrice de transformation de « Park », les grandeurs statorique et rotorique du repère triphasé seront transformées comme suit : [10]

- Pour les tensions :

$$\begin{cases} [V_{dqs}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{abcs}] \\ [V_{dqr}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [V_{abcr}] \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

- Pour le flux :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqs}] = [P(\theta_s)] \cdot [\Phi_{abcs}] \\ [\Phi_{dqr}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [\Phi_{abcr}] \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Les relations liant le flux et les courants sont :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_r = l_r - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Les équations des tensions statoriques et rotorique de la MADA dans le repère de Park sont définies par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

Avec :

- v_{ds} et v_{qs} : les tensions statoriques dans le repère de Park.
- v_{dr} et v_{qr} : les tensions rotorique dans le repère de Park.
- i_{ds} et i_{qs} : les courants statoriques dans le repère de Park.
- i_{dr} et i_{qr} : les courants rotorique dans le repère de Park.
- Φ_{ds} et Φ_{qs} : les flux statoriques dans le repère de Park.
- Φ_{dr} et Φ_{qr} : les flux rotorique dans le repère de Park.
- R_s et R_r : les résistances respectives des bobinages statorique et rotorique.
- θ_s et θ_r : les angles de Park respectifs des grandeurs statoriques et rotorique.

Les puissances actives et réactives statoriques et rotorique s'expriment par :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} \cdot i_{ds} - V_{ds} \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad (I-22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_r = V_{dr} \cdot i_{dr} + V_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = V_{qr} \cdot i_{dr} - V_{dr} \cdot i_{qr} \end{array} \right. \quad (I-23)$$

Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} peut être exprimé, à partir des flux et des courants statoriques, par :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (I-24)$$

Il peut également s'exprimer en fonction des courants rotorique et des flux statoriques par :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_s} (\varphi_{ds} \cdot i_{qr} + \varphi_{qs} \cdot i_{dr}) \quad (I-25)$$

Enfin, pour compléter le modèle, la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation est ajoutée pour tenir compte de l'influence des différents couples exercés sur l'arbre du rotor :

$$C_{em} = j \frac{d\Omega}{dt} + b \cdot \Omega + C_r \quad (I-26)$$

I.8.3. Le choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels, le choix d'un référentiel se fait selon le problème étudié. [17] Il existe trois choix possible on peut fixer le référentiel (d q) :

- Au stator ;
- Au rotor ;
- Au champ tournant ;

I.8.3.1. Référentiel lié au stator

En choisissant un référentiel d-q lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique avec l'axe d, le flux Φ_0 est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple

électromagnétique de la génératrice constant et par conséquent la puissance active uniquement dépendante du courant rotorique suivant l'axe q.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (\text{I-27})$$

Les équations de tensions deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I-28})$$

I.8.3.2. Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{I-29})$$

Les équations de tensions deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I-30})$$

I.8.3.3. Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel on a : $\omega = \omega_s - \omega_r$ alors :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I-31})$$

Les équations de tensions sont données alors par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.32)$$

Dans notre cas d'étude on va choisir un référentiel lié au champ tournant, ce qui permet d'avoir les grandeurs constantes dans le régime permanent.

I.9 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MADA

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension, figure (I.8). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [17].

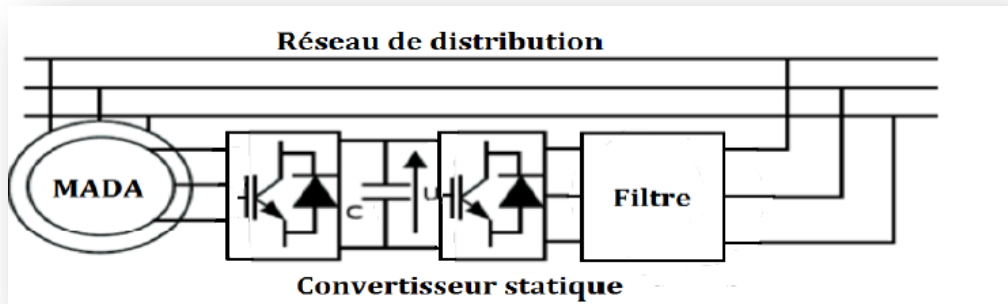


Fig. I.8 Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension

I.9.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. [8]

Dans notre cas, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes (Figure I.9). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

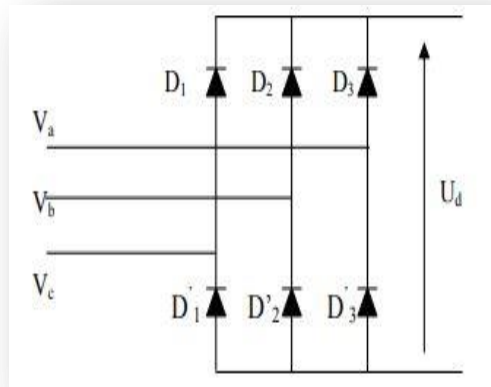


Figure I.9 Représentation du redresseur triphasé non commandé

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d . Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d . On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empîement et aux pertes dans les diodes [8]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = V_m \cdot \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C = V_m \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (I.33)$$

Et si on néglige l'effet d'empîement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \text{Max}[V_A(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (I.34)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{\pi}{3} \int_0^{\pi/3} V_m \left[\sin(\omega t) - \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi \cdot V_m} \quad (I.35)$$

La tension obtenue à partir de ce redresseur présente des ondulations importantes. Pour diminuer ces ondulations, on utilise un filtre.

I.9.2. Modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux [13]

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques capables de transformer l'énergie d'une source continue en une source alternative. La forme d'onde de tension de sortie d'un onduleur est périodique mais non sinusoïdale et contient des harmoniques ce qui nécessite un réglage pour bien filtré, mais cette onde peut être très proche de la forme d'onde désirée avec une fréquence souhaitée. La partie mobile de notre générateur est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux équipé avec des dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

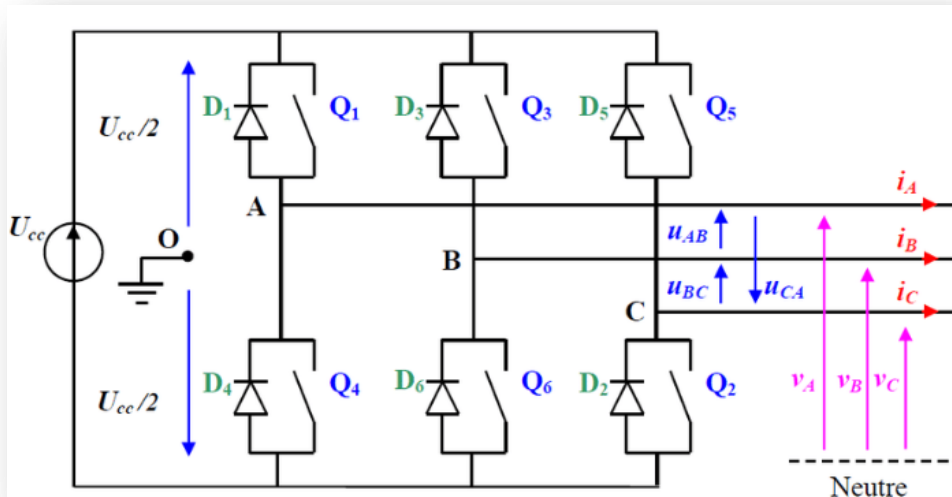


Figure I.10 Schéma structurel d'un convertisseur de tension triphasé

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{AB} = u_{A0} - u_{B0} \\ u_{BC} = u_{B0} - u_{C0} \\ u_{CA} = u_{C0} - u_{A0} \end{array} \right. \quad (I-36)$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{AB} = v_A - v_B \\ u_{BC} = v_B - v_C \\ u_{CA} = v_C - v_A \end{array} \right. \quad (I-37)$$

et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{AB} - u_{AC} = 2. v_A - (v_B + v_C) \\ u_{BC} - u_{AB} = 2. v_B - (v_A + v_C) \\ u_{CA} - u_{BC} = 2. v_C - (v_A + v_B) \end{array} \right. \quad (\text{I-38})$$

Sachant que les tensions v_A, v_B, v_C forment un système triphasé équilibré, on peut écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{AB} - u_{AC} = 3. v_A \\ u_{BC} - u_{AB} = 3. v_B \\ u_{CA} - u_{BC} = 3. v_C \end{array} \right. \quad (\text{I-39})$$

D'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = \frac{1}{3} (u_{AB} - u_{AC}) \\ v_B = \frac{1}{3} (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} (u_{CA} - u_{BC}) \end{array} \right. \quad (\text{I-40})$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O sont alors donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = \frac{1}{3} (2. v_{A0} - v_{B0} - v_{C0}) \\ v_B = \frac{1}{3} (-v_{A0} + 2. v_{B0} - v_{C0}) \\ v_C = \frac{1}{3} (-v_{A0} - v_{B0} + 2. v_{C0}) \end{array} \right. \quad (\text{I-41})$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{A0} \\ v_{B0} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (\text{I-42})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs, on peut par conséquent associer à chacun deux une valeur binaire de commande avec ($i = A, B, C$) et telle que : [13]

- $S_i = +1$: si l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert.
- $S_i = -1$: si l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{A0} \\ v_{B0} \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-43})$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-44})$$

I.9.3 Contrôle du courant par M.L.I :

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) à partir d'une source de tension continue, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que la fondamentale de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale.

La M.L.I. est obtenue par la comparaison de deux signaux: Un signal triangulaire de haute fréquence (F_p) appelé "porteuse" et un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence $F_m \ll F_p$. Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Figure I.11

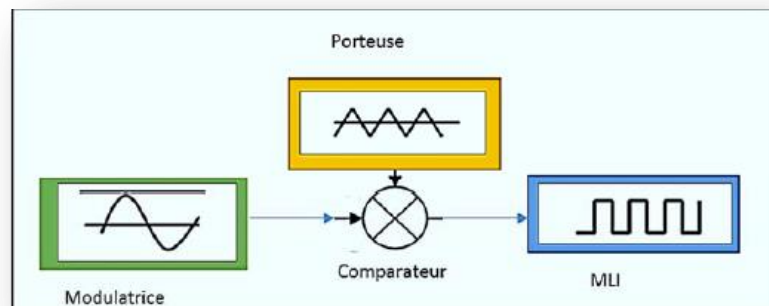


Figure I.11 Schéma de principe de la commande MLI.

Ces deux signaux sont définis comme étant :

- L'onde porteuse: qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- L'onde modulatrice: qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (En général une onde sinusoïdale).

Deux principaux paramètres caractérisant la MLI, sont.

- L'indice de modulation ML : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celle de l'onde porteuse :

$$M_L = \frac{v_m}{v_p} \tag{I-45}$$

• Le rapport de modulation M_r : qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice:

$$M_r = \frac{f_p}{f_m} \tag{I-46}$$

MLI à échantillonnage naturel :

L'échantillonnage naturel, est un processus de sélection naturelle des points échantillonnés, c'est la technique la plus utilisée et la plus simple, consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (Modulateur). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs.

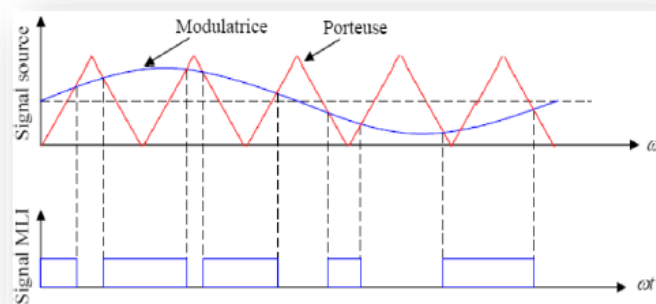


Figure I.12 M.L.I à échantillonnage naturel

I.10. Modélisation et stratégie de commande de la MADA

I.10.1 Description du système Aéro-générateur (éolien)

Suite aux forces exercées par le vent, la turbine et via un multiplicateur, entraîne la MADA. Les enroulements du stator sont directement raccordés au réseau électrique, contrairement à ceux du rotor qui sont raccordé à travers des convertisseurs statiques triphasés. Le raccordement de ces convertisseurs qui sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), est nommé :

- CCM : commende coté MADA
- CCR : commende côtés Réseau

I.10.2 Commande vectorielle du système éolien

Pour la commande de la MADA à rotor bobiné alimentée à travers un onduleur de tension, nous utilisons la commande vectorielle. Elle nous permet d'établir un mode de fonctionnement découplé en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu qui a l'avantage d'avoir un découplage naturel entre les flux et les courants. Pour cela, nous appliquons une commande par orientation du flux. Les stratégies de commande de la MADA reposent sur deux approches différentes [15] :

- Le contrôle du flux en boucle fermée, où la fréquence et la tension sont considérées variables (réseau instable).
- Le contrôle du flux en boucle ouverte lorsque la tension et la fréquence sont constantes (réseau stable).

Nous choisissons un référentiel diphasé (d,q) lié au champ tournant. Le flux statorique ϕ_s est orienté suivant l'axe d

I.10.2.1 Commande du convertisseur côté MADA

Le principe de fonctionnement de cette commande est illustré sur la figure I.13

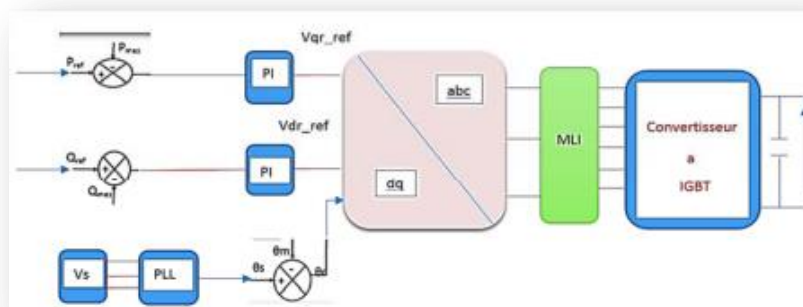


Figure I. 13 Principe de la commande du CCM [16]

Supposons le réseau électrique est stable, ayant pour tension simple V_s , ce qui donne un flux statorique constant le couple électromagnétique C_{em} produit par la machine et par conséquent la puissance active est uniquement dépendante du courant rotorique I_{qr} . De plus, pour les génératrices de moyenne et forte puissance utilisées dans les éoliennes, on peut négliger la résistance statorique. Afin de contrôler le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique, il suffit de contrôler les courants rotorique d'axes (d q) de la MADA. [30]

I.10.2.2. Choix du référentiel pour le modèle de la MADA

Trois types de référentiels q sont utilisés :

- Référentiel fixé par rapport au stator : $\omega = \omega_s$.
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega = \omega_r$.
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega = 0$. Avec ω la vitesse angulaire d'un système d'axe (d-q).

Dans notre cas d'étude, nous choisissons de fixer le repère d-q au champ tournant, ce qui permet d'avoir des grandeurs constantes dans le régime permanent, et donc une régulation plus aisée.

I.10.2.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

Pour permettre le contrôle facile de la production d'électricité par une éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques. Cela nous conduit à choisir un référentiel lié au champ tournant ce qui donne un flux statorique orienté sur l'axe d comme le montre la figure I.14

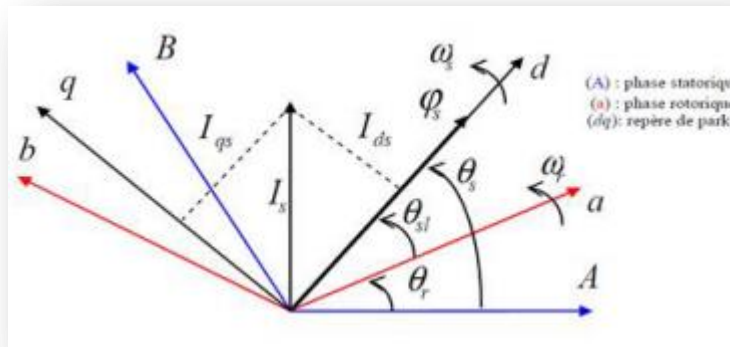


Figure I. 14 Orientations de l'axe d sur le flux statorique [8]

On a alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = \Phi_s = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = 0 = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{array} \right. \quad (I-47)$$

De cette équation les courants seront donnés par [15]:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = \frac{M \cdot i_{dr} - \phi_{ds}}{L_s} \\ i_{qs} = \frac{M \cdot i_{qr}}{L_s} \end{array} \right. \quad (I-48)$$

Si on remplace cette équation, le couple est donné alors par

$$C_{em} = \frac{-p \cdot M}{L_s} \phi_{ds} \cdot i_{qs} \quad (I-49)$$

Dans le repère triphasé, la tension aux bornes d'une phase k ($k \in \{1, 2, 3\}$) du stator de la MADA s'exprime par :

$$v_{sk} = R_s \cdot i_{sk} + \frac{d\phi_{sk}}{dt} \quad (I-50)$$

Si on néglige la résistance du bobinage statorique R_s , ce qui constitue une hypothèse réaliste pour les génératrices de fortes puissances utilisées dans les systèmes éoliens, l'équation précédente devient

$$v_{sk} \approx \frac{d\phi_{sk}}{dt} \quad (I-51)$$

Remplaçons dans l'équation de puissance, on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = -V_s \frac{M \cdot i_{qr}}{L_s} \\ Q_s = \frac{V_s \phi_{ds}}{L_s} - \frac{V_s M \cdot i_{dr}}{L_s} \end{array} \right. \quad (I-52)$$

L'expression du flux est donnée par :

$$\phi_{ds} = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (I-53)$$

Remplaçons cette expression dans l'équation de la puissance réactive, on obtient :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M \cdot i_{dr}}{L_s} \quad (I-54)$$

L'expression des flux rotorique peut être exprimée, en remplaçant les courants statorique, par:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r \cdot \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r \cdot \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \end{cases} \quad (I-55)$$

Si on remplace cette expression dans les équations des tensions rotorique d'axes d-q, alors on obtient :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rq} \\ v_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (I-56)$$

Où

g : correspond au glissement de la machine asynchrone.

A partir de tous ces équations que nous venons de mettre en place, on établit les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statorique que cela engendre. Il est donc possible maintenant de reproduire le schéma bloc de la machine asynchrone à double alimentation figure I.15 qui sera le bloc à réguler par la suite

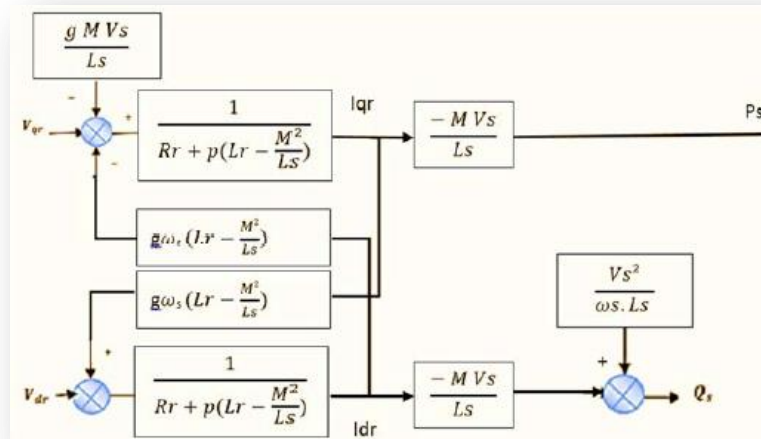


Figure I.15 Schéma bloc du système à réguler

Pour ce schéma bloc, nous considérons les tensions rotorique comme variables de commande et les courants rotorique comme variables d'état intermédiaires. Il existe deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotorique de la machine.

- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotorique. Cette méthode appelée méthode indirecte. Dans notre cas d'étude on s'intéresse seulement à la méthode directe.

I.10.2.4 Commande directe en puissance active et réactive de la MADA

Dans cette méthode, le principe de la régulation consiste à commander indépendamment et directement les puissances actives et réactive de la MADA

I.10.2.4.1 Schéma bloc en boucle ouverte

En posant les f_{em} , suivantes [16]:

$$\begin{cases} f_{em,d} = -g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ f_{em,q} = g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (I-57)$$

Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} + f_{em,d} \\ v_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + f_{em,q} \end{cases} \quad (I-58)$$

Utilisons-la transformé de Laplace on obtient :

$$\begin{cases} (R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot S) \cdot I_{rd} = v_{rd} - f_{em,d} \\ (R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot S) \cdot I_{rq} = v_{rq} - f_{em,q} \end{cases} \quad (I-59)$$

Où

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{(R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot S)} \cdot (v_{rd} - f_{em,d}) \\ I_{rq} = \frac{1}{(R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot S)} \cdot (v_{rq} - f_{em,q}) \end{cases} \quad (I-60)$$

Si on remplace I.60 dans I.59 on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} \frac{1}{(R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot s)} \cdot (v_{rq} - f_{em,q}) \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} \frac{1}{(R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot s)} \cdot (v_{rd} - f_{em,d}) + \frac{V_s \phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (I-61)$$

D'après l'expression I-61, pour le contrôle des puissances de la MADA il suffit alors de contrôler les deux puissances P_s et Q_s par les deux composantes v_{rd} et v_{rq} . Nous pouvons remarquer aussi qu'il y a un grand couplage entre les puissances statorique et les tensions rotorique selon la même expression. A partir de cette expression nous pouvons établir le schéma bloc réduit de la MADA (Figure I-16) :

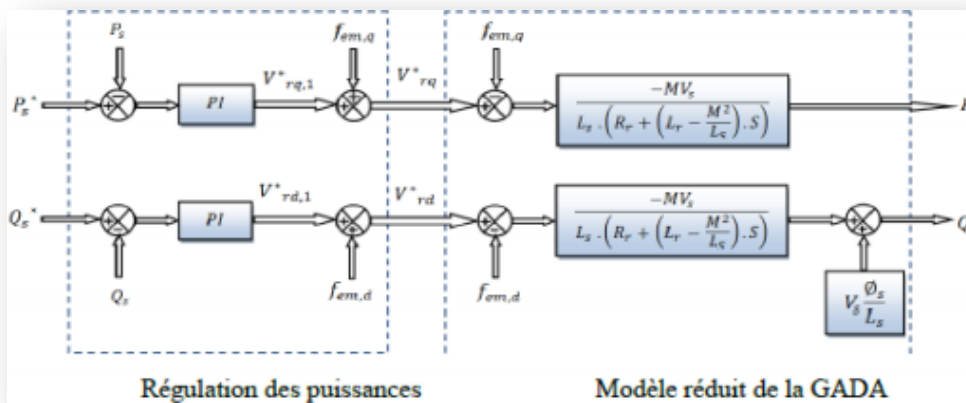


Figure I. 16 : Contrôle des puissances statorique de la GADA ou MADA [47].

I.10.2.4.2 Régulation avec un correcteur PI classique

La figure I.16 montre une partie du système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $k_p + \frac{k_i}{s}$ correspondant aux deux régulateurs utilisés dans la figure I.16.1

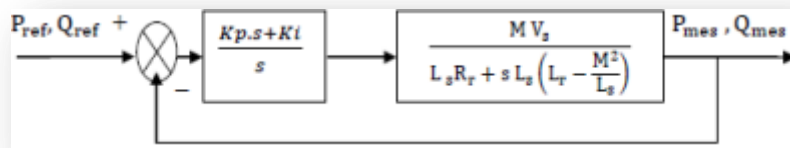


Figure I. 16.1 Système régulé par un PI classique [15].

I.10.2.4.2.1. Synthèse du régulateur PI classique

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante:

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p} \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{\frac{s}{K_p} s + \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (I-62)$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (I-63)$$

Si l'on effectue la compensation des pôles, on obtient la FTBO suivante :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{s} \quad (I-64)$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r \cdot s} \quad (I-65)$$

Avec

$$\tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \quad (I-66)$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on fixe à l'ordre de 200 ms [15], correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes. On peut exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s R_r}{MV_s} \end{array} \right. \quad (I-67)$$

Le schéma bloc de la commande directe est donné sur la figure I.17

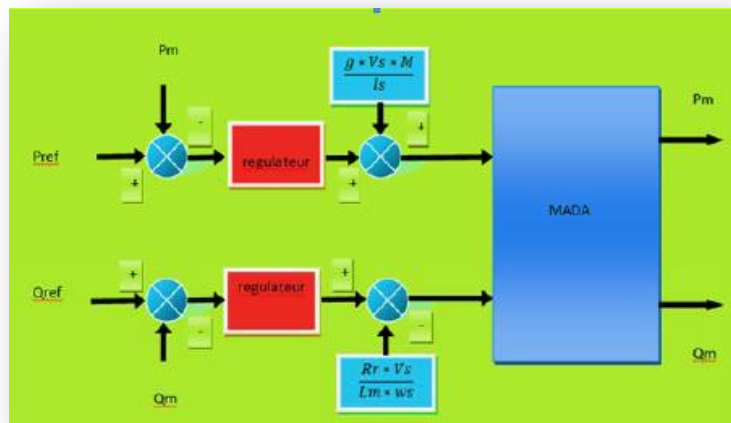


Figure I.17 Schéma de principe de la commande directe des puissances de la MADA

I.10.2.5. Commande du Convertisseur Côté Réseau « CCR » :

Le CCR est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL. Ce convertisseur a deux rôles : le maintien de la tension constante DC indépendamment de l'amplitude et de la direction du flux d'énergie rotorique dans MADA. La Figure I.41 illustre le contrôle CCR.

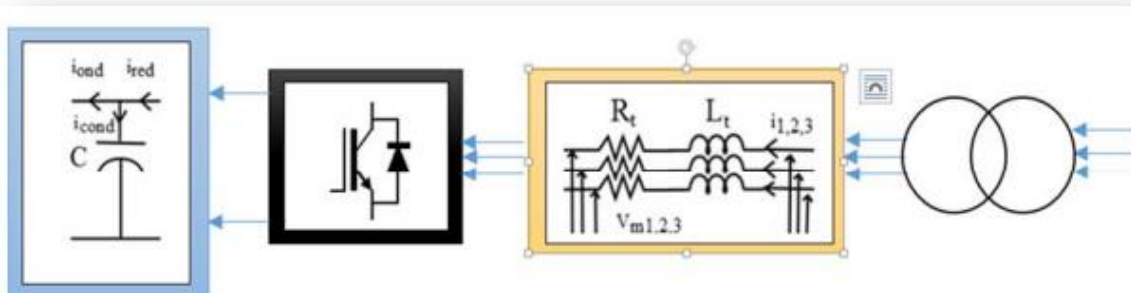


Figure I.18 Connexion du CCR au réseau

Cette commande exécute les fonctions suivantes :

- Contrôle des courants circulant dans le filtre RL,
- Contrôle de la tension du bus continu.

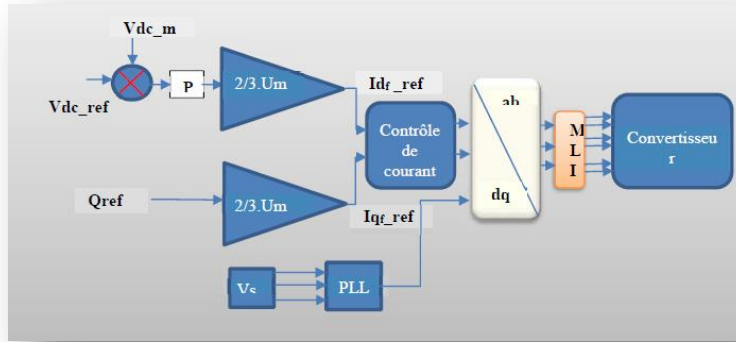


Figure I.19 Commande de Convertisseur coté réseau

I.11. CONTROLE DE LA TENSION DU BUS CONTINU

Afin d'assurer le bon fonctionnement du système, la tension de connexion DC doit être constante quelle que soit la taille et la direction de la puissance du rotor. Les expressions de puissance actives et réactives (le côté réseau) et le courant circulant à travers le filtre (côté grille) vérifie l'expression de la puissance active et réactive (côté alternatif) tel que : [7]

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \\ Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \end{cases} \quad (I-68)$$

En alignant le vecteur tension de référence sur l'axe d :

$$\begin{cases} v_d = U \\ v_q = 0 \end{cases} \quad (I-69)$$

Avec :

U : Amplitude de la tension de phase du réseau.

Les équations I.65 deviennent alors:

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} v_d i_d \\ Q = -\frac{3}{2} v_d i_q \end{cases} \quad (I-70)$$

En remplaçant I.68 dans I.70 on obtient :

$$\begin{cases} p = \frac{3}{2} U i_d \\ Q = -\frac{3}{2} U i_q \end{cases} \quad (I-71)$$

À partir de l'équation on obtient l'expression des puissances (côté continu) suivante :

$$\begin{cases} P_{dc} = P_1 - P_2 \\ P_1 = P_{dc} + P_2 \\ P = v_{dc} \cdot i_{dc} \\ P_2 = v_{dc} \cdot i_2 \\ P_1 = v_{dc} \cdot i_1 \end{cases} \quad (I-72)$$

I.11.1. Modélisation du bus continu

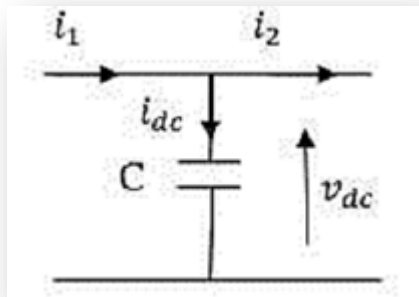


Figure I.20 : Schéma électrique du bus continu

Le schéma électrique de la Figure I.31 permet d'établir les relations suivantes :

Le courant dans le condensateur est exprimé par l'équation suivante :

$$i_{cond} = c \cdot \frac{dv}{dt} \quad (I-73)$$

La loi des nœuds nous donne la relation suivante :

$$i_{dc} = i_1 - i_2 \quad (I-74)$$

- i_{dc} : Le courant de charge du condensateur.
- i_1 : Le courant redressé
- i_2 : Le courant ondulé

I.12 Commande des courants du filtre

Le filtre reliant le convertisseur de partie CCR au réseau est constitué d'une inductance « L » et résistance « R », comme indiqué sur la Figure. I.20

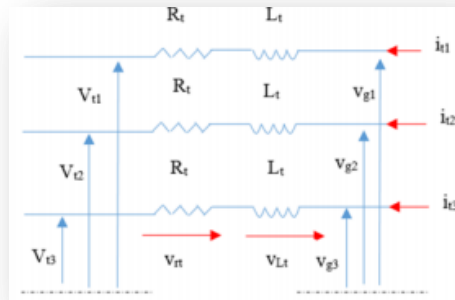


Figure I.20 Filtre coté réseau

La fonction de transfert du filtre (L, R) est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{1}{R_t + L_t s} \quad (I-75)$$

En appliquant les lois de Kirchoff, nous obtenons :

$$[V_s] = R_t [i_t] + L_t \frac{d}{dt} [i_t] + [V_{mt}] \quad (I-77)$$

Avec: k=1, 2, 3. Dans le repère diphasé d-q, l'équation s'écrit :

$$\begin{cases} V_{dt} = R_t i_d + L_t \frac{d}{dt} i_d - L_t \omega_s i_q + V_{md} \\ V_{qt} = R_t i_q + L_t \frac{d}{dt} i_q + L_t \omega_s i_d + V_{mq} \end{cases} \quad (I-78)$$

En supposant que:

$$\begin{cases} V_{dt} = R_t i_d + L_t \frac{d}{dt} i_d \\ V_{qt} = R_t i_q + L_t \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (I-79)$$

A partir des deux équations précédentes, on obtient :

$$\begin{cases} V_{md} = V_{sd} + L_t \omega_s i_q - V_{td} \\ V_{mq} = V_{sq} + L_t \omega_s i_d - V_{tq} \end{cases} \quad (I-80)$$

I.13.Simulations et résultats des modèles en boucle fermé :

Voici le schéma de simulation obtenue avec des paramètres d'ANNEXE 1 :

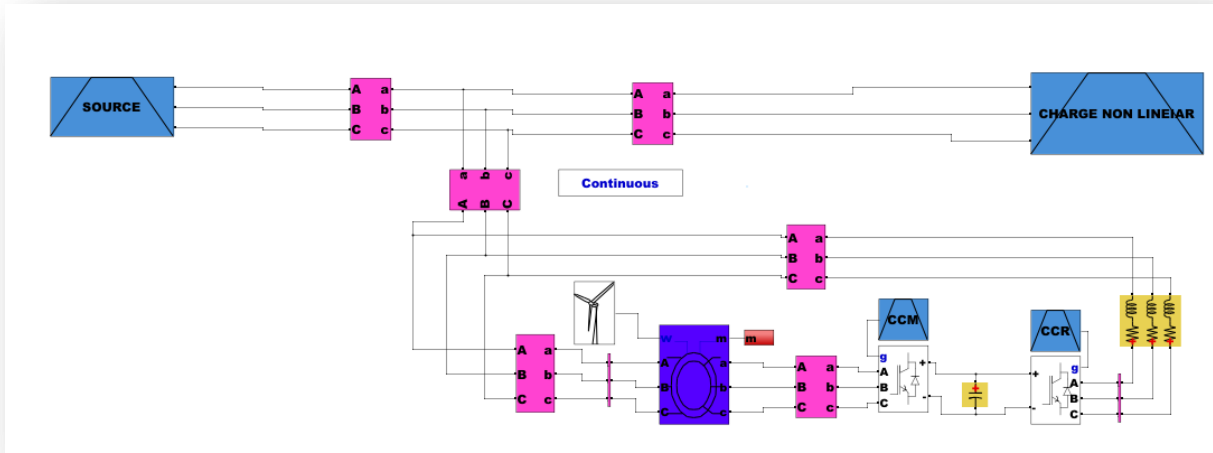


Figure I.21 : la simulation de MADA

(a) (b)
Figure I.22 : (a)puissance active-(b)zoom dans une période

On remarque que la puissance active présente un régime transitoire qui est fixé après une durée de 3s avec des pics, à l'application d'échelon (step) à $t = 6$ s au système tel que la puissance passe de 0 à -2 MW, remarquons aussi un suivie de consigne sur la même figure montre que la puissance débitée par la MADA atteint bien la valeur désirée de - 2MW seulement elle présente des perturbations avec un dépassement dû à l'application d'une variation puissance réactive à $t=4$ s.

Figure I.23 puissance réactive

On remarque que la puissance réactive présente un régime transitoire qui est fixé après une durée de 3s avec des pics, à l'application d'échelon (step) à $t = 4$ s au système tel que la puissance passe de 0 à -2 MW, remarquons aussi un suivie de step sur la même figure montre que la puissance débitée par la MADA atteint bien la valeur désirée -2MW sauf une perturbation (dépassement) dû à l'application d'une puissance active à $t=6$ s.

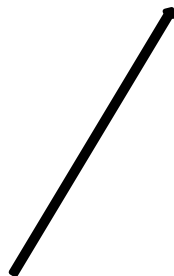


Figure I.24 : Le couple électromagnétique T_{em} (N.m)

On remarque l'évolution de couple électromagnétique de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance réactive de -2 MVAR à $t=4$ s et la variation de puissance active de -2 MW à $t=6$ s pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif, il atteint au démarrage une valeur maximale de 6.10^3 (N.m).

Figure I.25 la vitesse

la MADA fonctionne en hypo-synchrone dans 0 à 0.4s, et de 6 à 10 s, la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse de synchronisme, notre MADA fonctionne en mode hyper-synchrone.

Figure I.26la tension Vs

On remarque La tension est sinusoïdal dans la période de fonctionnement de la machine, la tension atteindre $1.7.10^{-3}$

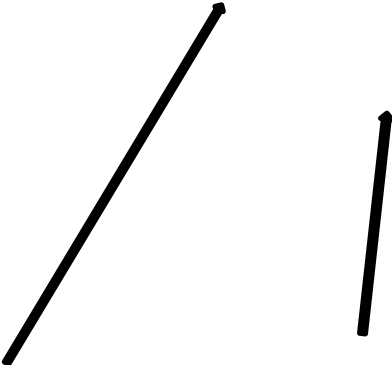


Figure I.27 le courant Is

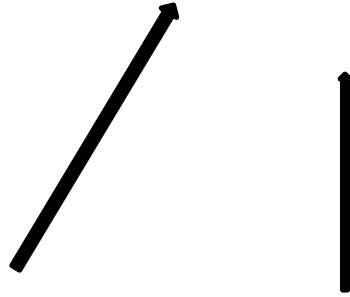


Figure I.28 le courant I_{abc}

La figure I.28 Représente les courants rotorique sinusoïdaux, on a une variation qui représente l'évolution des courants de notre système, qui suite à l'application d'une variation de puissance réactive de -2 MW à $t=4$ s, notre signale de courant présente une augmentation d'amplitude de 5630 A. et a $t=6$ s. à l'application une variation de puissance activé de -2 MW, notre signale de courant présente une augmentation d'amplitude de 7400 A

Figure I.29 la tension de bus continue

I.14. Conclusion :

Dans ce chapitre un aperçu général sur le moteur asynchrone à double alimentation et leur application a été donné ainsi que la description de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière ont été présentés. La seconde partie a été consacré à la génératrice asynchrone à double alimentation. Nous avons présenté les équations électriques, magnétiques et mécaniques régissant la MADA. L'écriture de ces équations dans le repère de Park a été exploitée pour effectuer la commande vectorielle qui permet d'assimiler la MADA afin de faciliter son étude et notamment sa simulation sous Matlab-Simulink. Ce qui nous a permis de valider notre model.

Chapitre II
Etude et simulation
d'un convertisseur multiniveau

II.1. INTRODUCTION :

L'électronique de puissance connaît un essor très important. Cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

Dans le principe des convertisseurs continu-alternatif présentes des structures naturellement réversibles en puissance instantanée, donc en puissance moyenne, autorisant ainsi des marches en onduleur lorsque la source continue fournit une puissance moyenne non nulle à la source alternative, mais aussi en redresseur dans le cas contraire.

Dans ce chapitre, nous allons effectuer l'étude de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC avec la présentation de sa stratégie de commande.

II.2 LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS UTILISENT

II.2.1. La diode : C'est un interrupteur à deux segments : [19]

- conditions d'amorçage : spontané dès que la tension applique V_{ak} décroît jusque zéro, On parle de blocage au zéro de tension ($V_{ak}=0$ et $(dV_{ak}/dt)>0$) ;
- conditions de blocage : spontané dès que le courants I_{ak} qui la traverse décroît jusqu'à zéro. N parle de blocage au zéro de courant.

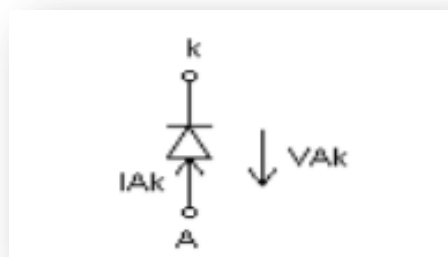


Figure II.1 structure d'une Diode

II.2.2. Le transistor IGBT

C'est un interrupteur à deux segments commandable à la fermeture et à l'ouverture :

- condition d'amorçage : tension de commande $V_{GE}>0$ et $V_{KE}>0$.

- condition de blocage : tension de commande $V_{GE}=0$.

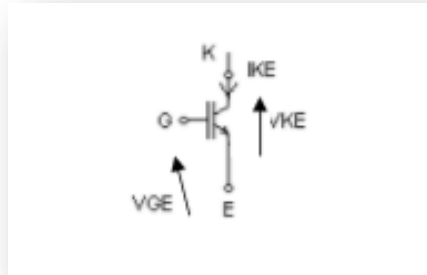


Figure II.2 structure d'un Transistor IGBT

L'association des deux semi-conducteurs=interrupteur bidirectionnel en courant

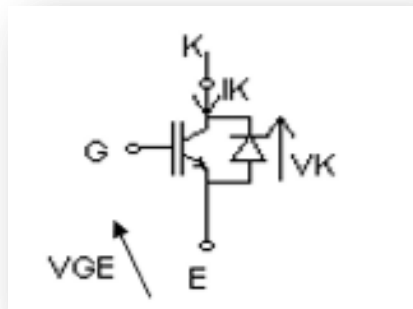


Figure II.3 Interrupteur bidirectionnel en courant.

$I_K > 0$, pris en charge par IGBT.

$I_K < 0$, pris en charge par la diode.

II.3 INTERET DES ONDULEURS MULTINIVEAU [20][21][22][23]

Les convertisseurs à deux niveaux de tension pour le cas des cas des aérogénérateurs à base de GADA permettent de transiter la puissance produite de s'écouler au réseau électrique basse tension par le biais du courant car la tension de sortie de ces convertisseurs est limitée par la tension de blocage de ses composants à semi-conducteurs.

Une alternative, mentionnée précédemment, consiste à utiliser la structure modulaire des convertisseurs à deux niveaux de tension pour permettre le transit d'une puissance élevée en la partageant sur le nombre des convertisseurs (back-to-back) mis en parallèle. Cependant, plusieurs inconvénients sont présents :

- Impossibilité d'augmenter la puissance par le biais d'une tension plus élevée que la limite supportée par les composants à semi-conducteurs,
- Multiplication du nombre des convertisseurs (back-to-back) utilisés qui implique l'augmentation du nombre d'interrupteurs ce qui rend cette configuration coûteuse,
- Augmentation des pertes par commutation ce qui réduit ainsi le rendement de l'éolienne,
- Multiplication des filtres de connexion au réseau ce qui rend cette solution encombrante,
- Nécessité d'un transformateur élévateur pour se connecter aux réseaux de moyenne ou haute tension,
- Augmentation des pertes dans les lignes à cause du fort courant traversant celles-ci. La meilleure solution pour augmenter la puissance transitée par les convertisseurs est d'augmenter la tension en limitant les courants et réduire ainsi les pertes. C'est pour cela que les convertisseurs multi-niveaux de moyenne et haute tension semble être une bonne alternative, où les convertisseurs NPC à trois niveaux occupent une place privilégiée grâce aux compromis entre performance et prix. Les avantages que procure cette solution sont :
 - L'augmentation de la puissance par le biais de la tension car la tension de blocage de chaque interrupteur correspond à la moitié de la tension du bus continu,
 - La possibilité de connexion aux réseaux de moyenne tension grâce à l'augmentation de la tension de sortie des convertisseurs en éliminant ainsi le transformateur élévateur de couplage.
 - La réduction du contenu harmonique des courants de sortie comparativement aux convertisseurs à deux niveaux (Tableau I.2)

Tableau II.1 : THD pour les courants de sortie d'un convertisseur à deux et à trois niveaux NPC de caractéristiques semblables.

Pourcentage de la puissance nominale	THD des courants de sortie du convertisseur à 2 niveaux	THD des courants de sortie du convertisseur NPC à 3 niveaux
100%	0.81%	0.7%
70%	1%	0.85%
50%	1.6%	1.35%
25%	2.9%	2.3%
15%	5.5%	4.1%

- La réduction de l'ondulation de courant en choisissant des convertisseurs avec un nombre élevé de niveaux de tension (Figure. II.4).

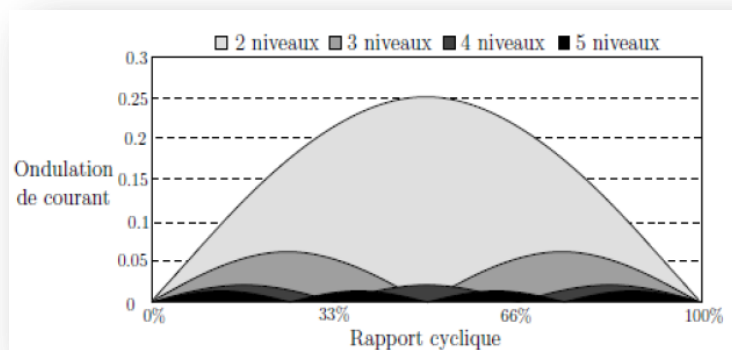


Figure. II.4 : Ondulation de courant en fonction du rapport cyclique pour différents convertisseurs multiniveaux.

Contrairement, La structure de conversion multiniveau offre d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle basée sur un convertisseur à deux niveaux, parmi les plus importants on mentionne:

- génération de tensions proches de la forme sinusoïde permet d'améliorer la qualité des formes d'ondes, qui se traduira par une réduction de la distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation de la durée de vie des isolants.
- le courant qui circule est lui aussi à faible taux de distorsion ;
- réduction des tensions du mode homopolaire et par conséquent des contraintes dans les paliers des moteurs électriques. En plus, l'utilisation de techniques de modulation sophistiquées peut totalement annuler ces tensions.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs multiniveau présentent Ilya certains inconvénients tels que [26] :

- l'accroissement du nombre de niveaux de tension, plus compliquée dévient la structure du convertisseur ;
- la complexité de sa commande rend son coût élevé et sa fiabilité réduite.

II.4. TENDANCE DES FUTURS CONVERTISSEURS STATIQUES : [27]

La technologie des convertisseurs statiques du futur utilisés pour la génération éolienne de forte puissance doit adapter leur puissance à celle des aérogénérateurs futurs (5 à 10MW). En effet, des travaux de recherche récents ont déjà montré la possibilité d'augmenter la densité de puissance . L'industrie des futurs convertisseurs repose sur le compromis performances-prix. Deux créneaux de recherche et de développement sont envisageables. Le premier consiste à développer de nouveaux composants de puissance qui peuvent augmenter la densité de puissance, à titre d'exemple « l'IGBT à inversion de conduction (reverse-conducting bimode IGBT) » qui permet d'augmenter la densité de puissance jusqu'à 50%. Le second repose sur le développement de nouvelles topologies de convertisseurs. Dans ce contexte, un convertisseur hybride à cinq niveaux a été développé dans pour le but d'augmenter la densité de puissance, dont des résultats expérimentaux sont obtenus avec une puissance de 6MW.

II.5. LES TYPES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX :

II.5.1 Onduleur clampé par le neutre (NPC)

L'onduleur clampé par le neutre (aussi appelé NPC : Neutral Point Clamped Converter) a été proposé, la première fois en 1981 par A Nabae et H. Akagi . L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur. Le bras d'onduleur à trois niveaux et cinq niveaux est donné par la Figure (II.5).

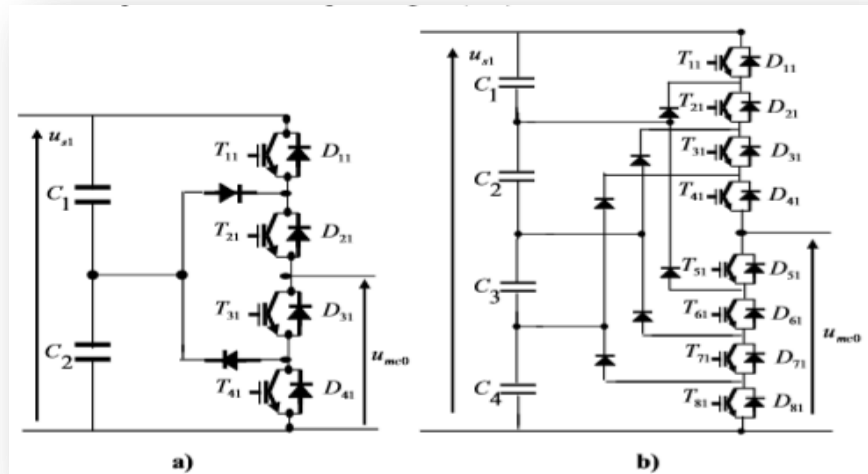


Figure (II.5): Structure d'un bras d'onduleur NPC :
(a) onduleur trois niveaux (b) onduleur cinq niveaux

Cette topologie présente plusieurs avantages dans quelques-unes sont énumérés ci-dessous :

- La forme d'onde de trois niveaux résultante à une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes.
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $U_{s1} / (n-1)$, où U_{s1} est la tension totale du bus continu et n est le nombre de niveaux.

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs limitations, parmi lesquelles.

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieure à trois, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs dévient très complexe, care il est intimement lié au facteur de puissance de la charge.
- Pour plus de trois niveaux, les diodes de blocage (clamping diodes) sont soumises à des tensions directes élevées, donc, une mise en série des diodes est nécessaire ; ce qui complique la conception et pose des problèmes de fiabilité et le coût du montage.
- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieure de la structure par rapport aux autres.

II.5.2. Onduleur multicellulaire ou (onduleur a condensateur flotteur) [19],[23]

Cette structure a été introduite en 1992 par T Meynard et H. Foch. Elle est également connue sous l'appellation (flying capacitor multilevel inverter) dans la littérature anglo-saxonne. Dans cette topologie plusieurs cellules (condensateur et paire d'interrupteurs) sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la Figure II.6.

Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie NPC et qu'elle présente plusieurs avantages, notamment:

- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- Cette topologie élimine le problème des diodes de bouclages présent dans les topologies des onduleurs NPC.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif- alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnelle.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisée des stratégies de commande un nombre élevé de niveaux.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre deux niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

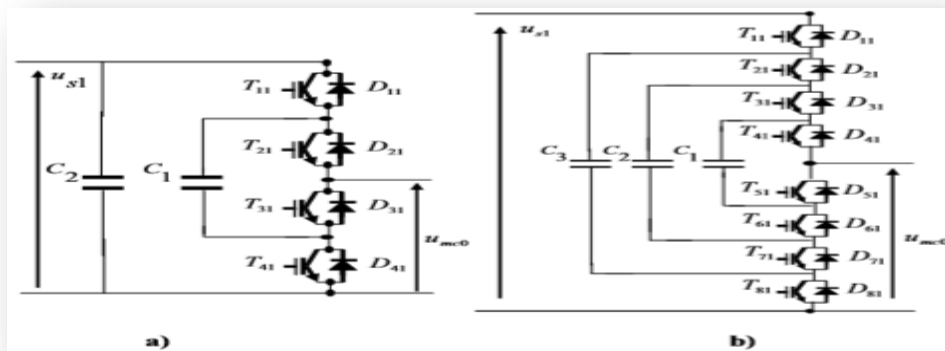


Figure II.6 : Structure d'un bras d'onduleur multicellulaire : (a) onduleur trois niveaux (b) onduleur cinq niveaux

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif et le contrôle de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.

II.5.3. Onduleur cascade [20],[24],[25]

L'onduleur cascade a été proposé en 1988 par A Nabae et H. Akagi . Cette structure est basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont H, ou cellule partiel) comme l'illustre la figure (II.7).

Chaque onduleur monophasé produit trois tensions dc $-v_{dc}$, 0 et $+v_{dc}$.

La tension de sortie u_{mc0} aura cinq niveaux de tension possible $-2v_{dc}$ a $+v_{dc}$. Dans cette topologie le nombre de niveaux de la tension modulée est défini par $n=(2s+1)$ où s est le nombre de sources continues. Cette topologie présente plusieurs avantages, parmi lesquels .

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire
- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, si bien que la commande des interrupteurs en devient aisée.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple piles à combustible, batteries, cellules photovoltaïques, centrales éoliennes...)

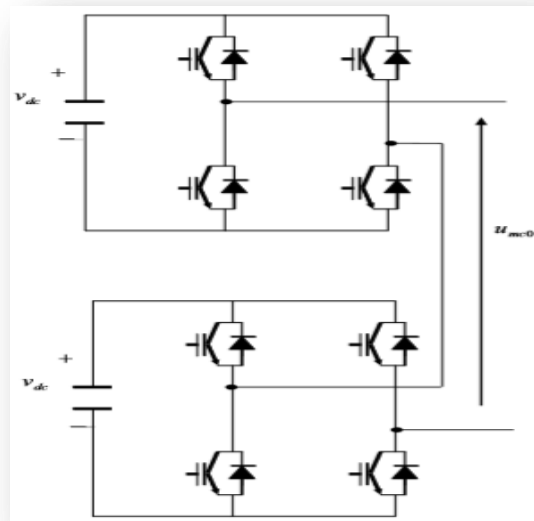


Figure II.7: Structure d'un bras d'onduleur en cascade

Le seul inconvénient dans cette structure étant que les échanges de puissance entre phases n'est pas possible, ce qui a pour effet d'augmenter les fluctuations de tension (par rapport à une structure permettant ces échanges) .

II.6. TOPOLOGIE D'ONDULEUR CLAMPE PAR LE NEUTRE (NPC)

II.6.1 description [28]

La structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC est représentée par la figure (II.8). Elle est composée de trois bras symétriques. A partir de la source principale de tension continue C_1 et C_2 à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune un potentiel à demi tension $u_{s1}/2$.

Cette structure crée alors un point neutre O entre les condensateurs C_1 et C_2 .

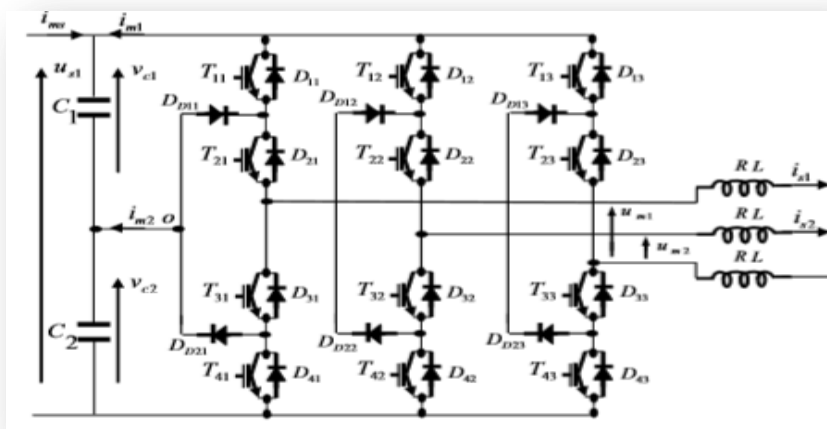


Figure II.8 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Chaque bras de l'onduleur est composé de deux étages d'interrupteurs. Chaque étage comporte deux transistors IGBT en série avec un point en commun relié par une diode au point neutre O. des diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants de la charge.

Plusieurs stratégies de commande sont applicables pour l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

- Commande MLI à une porteuse.
- Commande MLI à une porteuse avec injection d'harmonique trois.
- Commande MLI à deux porteuses.
- Commande par hystérésis en courant.
- Modulation vectorielle.
- Modulation vectorielle directe.

Dans notre cas on s'intéresse Commande MLI à une porteuse. Cette technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur,

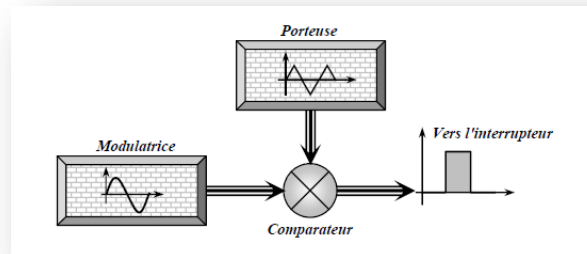


Figure II.9 Schéma synoptique de la M.L.I

II.7.Onduleurs multiniveau structure NPC à commande MLI

Dans cette section on va présenter pour chaque niveau les structures des onduleurs multiniveaux, leurs algorithmes de commande et finalement les résultats des simulations. toutes les simulations sont réalisées avec un indice de réglage $r = A_{ref}/A_{port} = 0.85$ et un indice de modulation $m = f_p/f_r = 10000$.

Où,

A_r : amplitude de la tension de référence (V);

A_p : amplitude de la tension de porteuse (V);

f_r : fréquence de la référence (Hz);

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

Dans le but de compléter l'analyse des résultats obtenus et de donner une interprétation Judicieuse, une analyse d'harmonique pour la tension de sortie U_{ab} est effectuée. on finalise avec un tableau comparatif des THD de tous les niveaux des onduleurs étudiés.

II.7.1. Onduleur à trois niveaux NPC (MLI)

La figure II.10 représente la structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

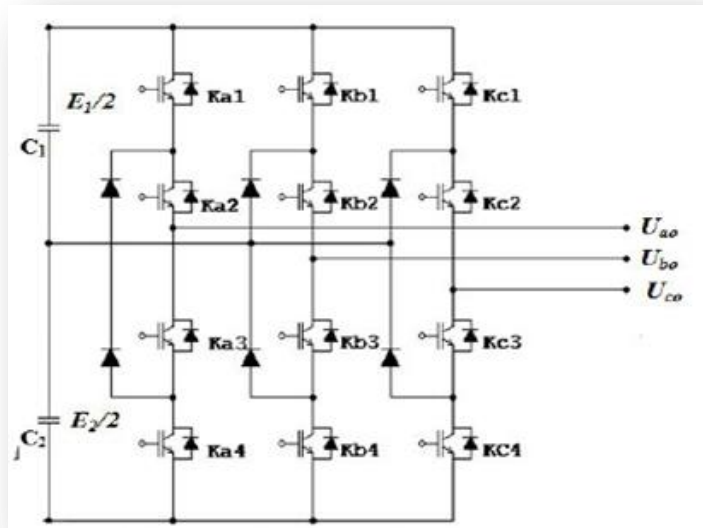


Figure.II.10. Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

Avec C_i : $C_i = -1$; $C_i = 0$ où $C_i = 1$.

L'onduleur de tension à trois niveaux délivre en sortie trois niveaux de tensions $-E/2$, 0, et $E/2$.

Elle est obtenue en utilisant l'expression ci-dessous :

$$U_{i0} = C_i \cdot \frac{E}{2} \quad (II.1)$$

Et, les tensions simples sont déterminées par la relation :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et la porteuse. L'algorithme de commande triangulo- sinusoïdal pour les trois niveaux se résume pour un bras selon le Tableau.II.2 [29].

Tableau.II.2. Algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux

Test	$U_{refi} \geq 0$		$U_{refi} < 0$	
	$U_{refi} \geq U_{port}$	$U_{refi} < U_{port}$	$U_{refi} \geq U_{por}$	$U_{refi} < U_{port}$
U_{i0}	$E/2$	0	0	$-E/2$

II.7.2. Onduleur à cinq niveaux type NPC (MLI)

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC est montré par la Figure.II.11. se compose de trois bras symétriques chacun constitué de huit interrupteurs en série. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Vu la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à structure NPC à cinq niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

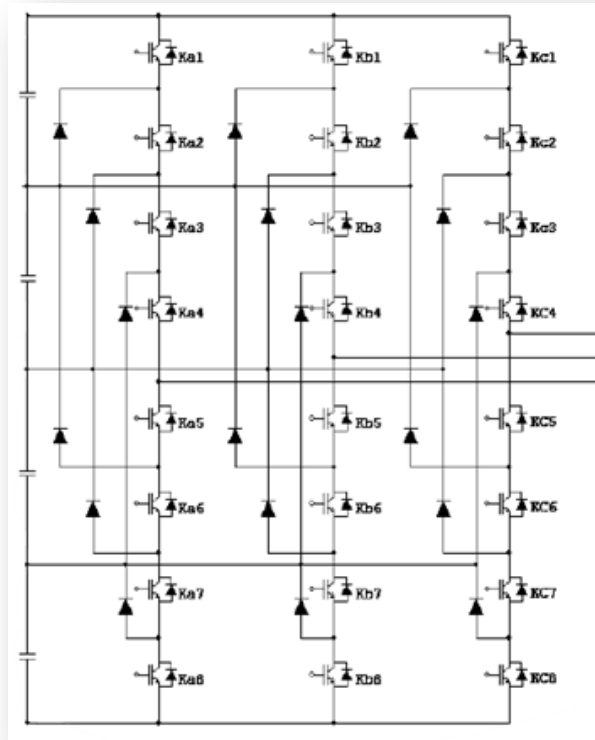


Figure. II.11. Structure de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux supérieurs à trois, la technique sinusoïdale classique avec un signal triangulaire unique ne permet pas la génération de tous les signaux de commande nécessaires. Alors, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Pour commander l'onduleur à cinq niveaux par la modulation de largeur d'impulsion, on utilise une stratégie de commande permettant de générer une tension,

la plus sinusoïdale possible. Il s'agit de la commande triangulo- sinusoïdale à quatre porteuses dont l'algorithme est défini par le Tableau.II.3. [29].

Tableau.II.3. Algorithme de commande de l'onduleur à cinq niveaux

Test	$U_r \geq U_{p1}$	$U_r < U_{p1}$	$U_r \geq U_{p2}$	$U_r < U_{p2}$	$U_r \geq U_{p3}$	$U_r < U_{p3}$	$U_r \geq U_{p4}$	$U_r < U_{p4}$
U_{KM}	$E/2$	0	$E/4$	0	0	$-E/4$	0	$-E/2$

II.8. RESULTATS DE LA SIMULATION

II.8.1.avec charge linéaire (purement résistive) :

Les figures ci-dessous représente le résultat de modèle de convertisseur multiniveaux (NPC) à trois niveau on bibliothèque SIMULINK/SIMPOWERSYSTEME avec une charge résistive (3 résistance couplé en étoile, $R=10\Omega$, les paramètres de source de tension $U_e = 511\text{V}$ et $f=50\text{hz}$ avec un filtre RL à côté de charge et la fréquence de modulation 10KHz (voir ANNEXE 2) :

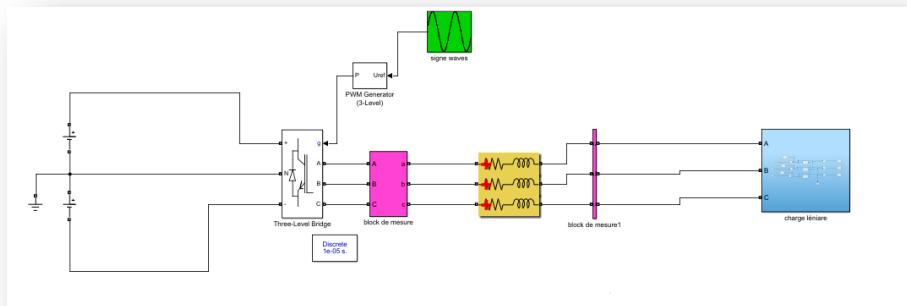


Figure.II.12.Model de simulation

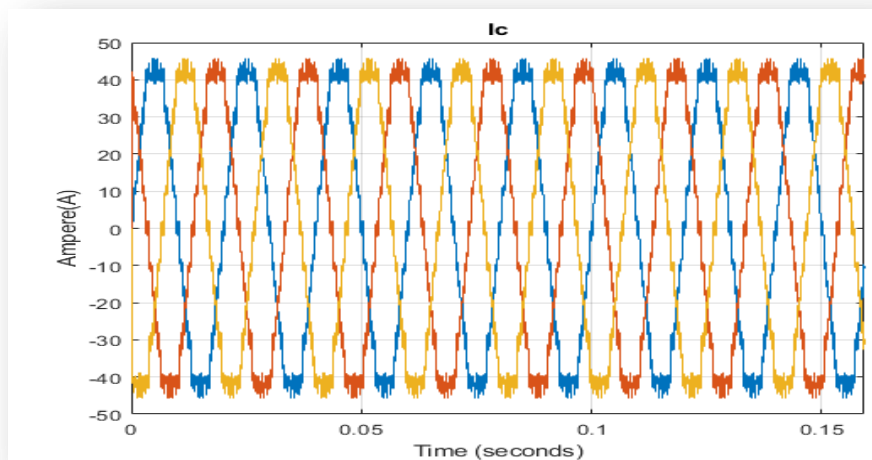


Figure.II.12.1.la courant de charge

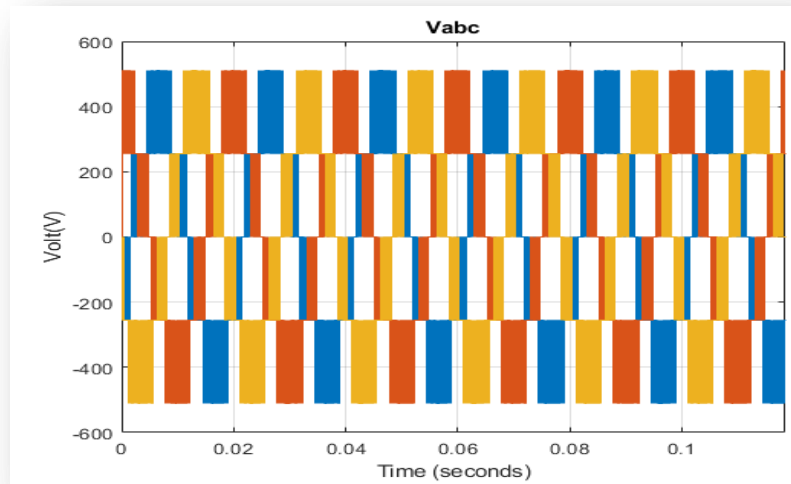


Figure.II.12.2.la tension de sortie de l'onduleur

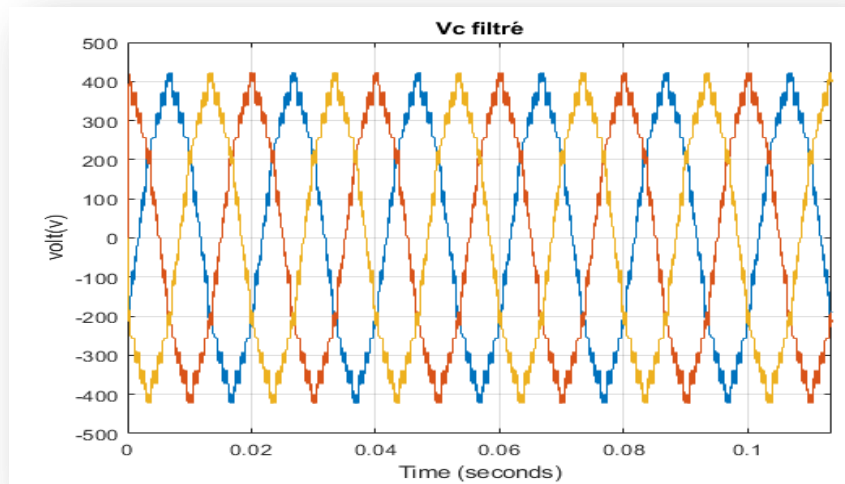


Figure.II.12.3.la tension de charge après le filtrage

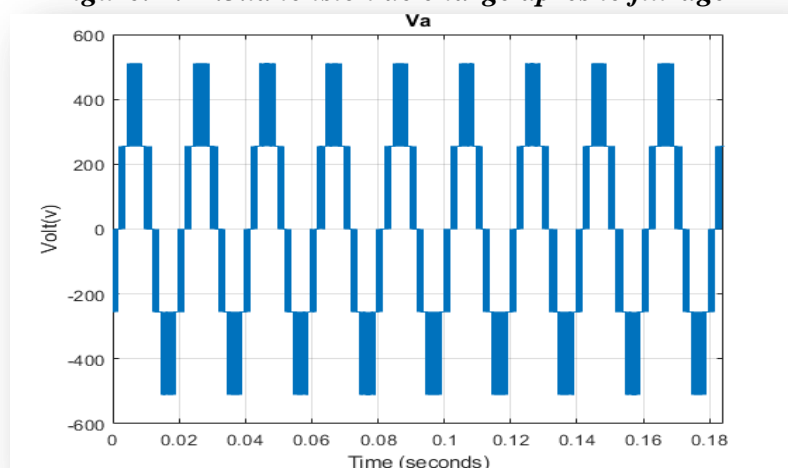


Figure.II.12.4.une phase de la tension de sortie de l'onduleur

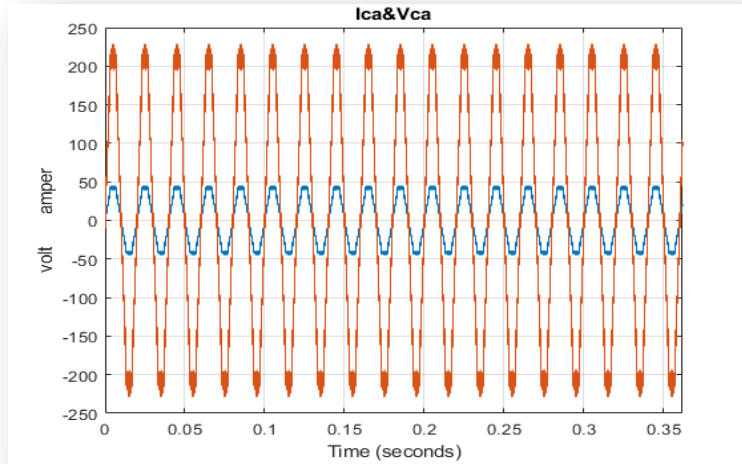


Figure.II.12.5.une phase de la tension et courant de charge

II.8.2.Résultats de la simulation avec charge non linéaire :

Pour valider le modèle on a injecté une charge non linéaire RL avec un filtre à côté de charge et la tension de source 511V, la fréquence de modulation 10KHz (voir ANNEXE 3)

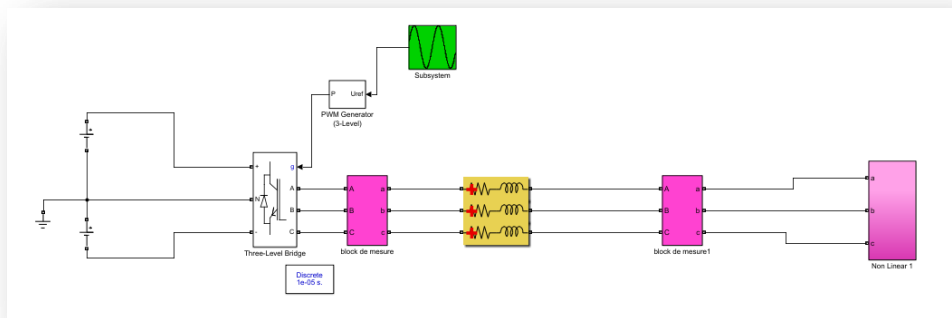


Figure II.13.shémas de simulation

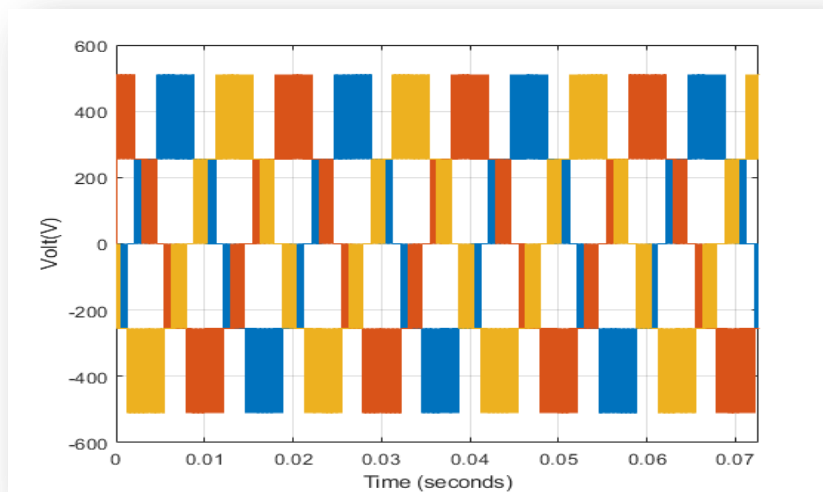


Figure.II.13.1.les tension de sortie de l'onduleur

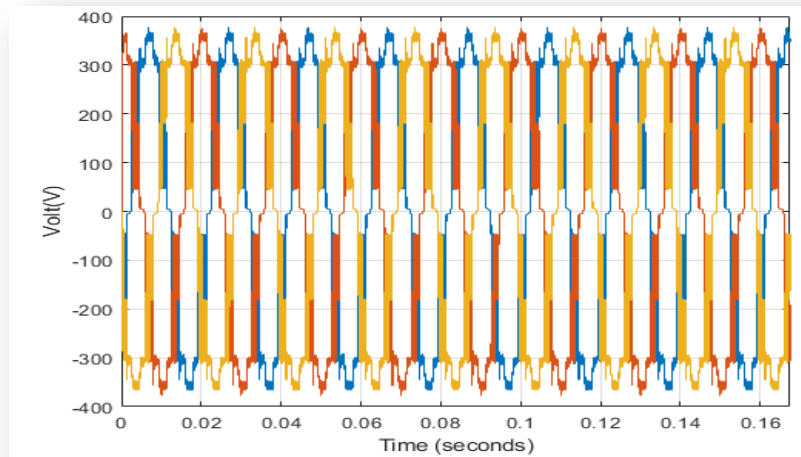


Figure.II.13.2.les tension de sortie de l'onduleur après le filtrage

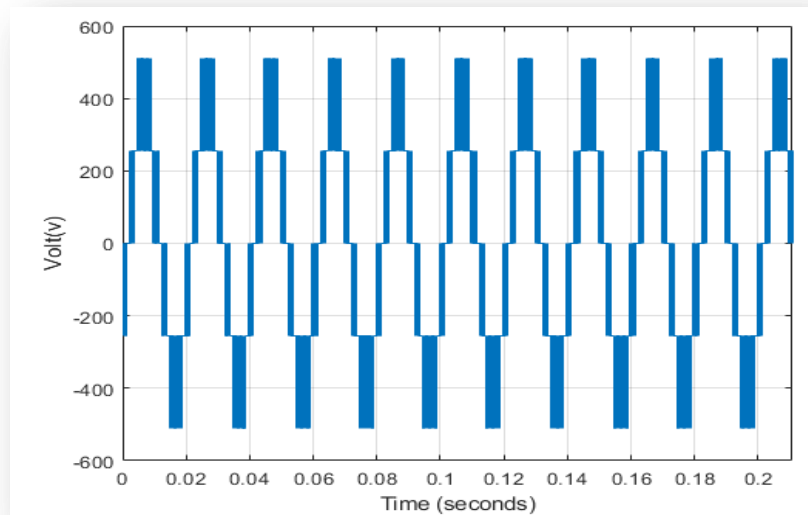


Figure.II.13.3.une phase de la tension a la sortie de l'onduleur

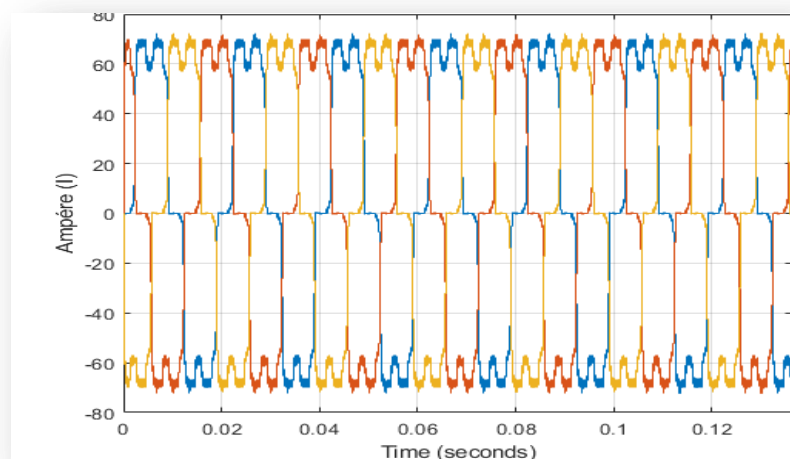


Figure.II.13.4.le courent de la charge

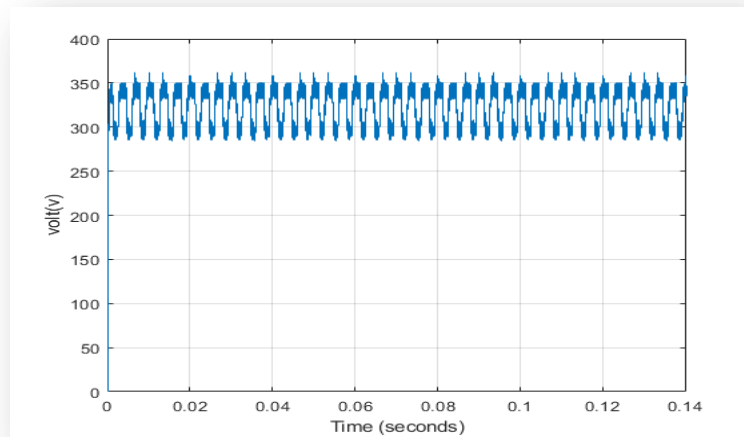


Figure.II.13.5 la tension redressée

II.9. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons établi une étude sur les onduleurs multiniveau où nous avons représenté leurs différentes topologies ; leurs principes de fonctionnement et leurs stratégie de commande et ces type de commande. Notre choix d'étude s'est porté sur les topologies à structures NPC pour un seul type de commande, la commande à MLI sinusoïdale (porteuse), La validation de cette commande a été vérifié par simulation pour un NPC a trois niveaux .nous avons montré, par simulation, que la stratégie MLI sinusoïdale présente des performances meilleures, elle permet de garantir une meilleure qualité du signal et l'avantage d'augmenter leur durée de vie, D'où le choix de cette stratégie dans la commande d'un onduleur multiniveau alimentant une machine asynchrone de forte puissance.

Alors, dans le chapitre suivant on associer le convertisseur multiniveau avec MADA et étudier leur performance.

Chapitre III

Etude et simulation d'une GADA dotée de convertisseurs multiniveaux

III.1. INTRODUCTION :

Dans le premier chapitre nous avons étudié la MADA et validé son modèle par MATLAB simulink SiùmPower System, et aussi dans le chapitre deux on a étudié le convertisseur multiniveaux et on a validé le modèle.

Afin de réduire les couts des composent de l'électronique de puissance utiliser le control des performances de la commande de la MADA et travailler avec des courant et des tensions plus faible. Nous avons fait une étude avec simulation d'une machine asynchrone à double alimentation associe avec deux convertisseur multiniveaux.

Alors, dans ce chapitre on a associer à la MADA deux convertisseurs multiniveaux de type NPC à trois niveaux

III.2.VALIDATION DE MODELE

Dans notre étude nous avons ajouté deux sources continues entre deux convertisseurs multiniveaux De type NPC à trois niveaux ($V_{dc1}=255.5V$ et $V_{dc2}=255.5V$)

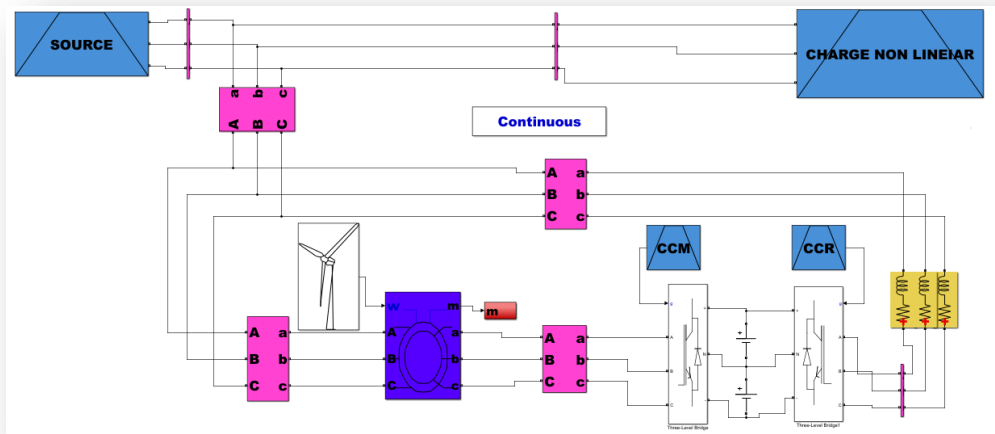


Figure.III.1.le shémas de simulation

Le résultat de simulation donne :

Figure.III.2.le couple électromagnétique

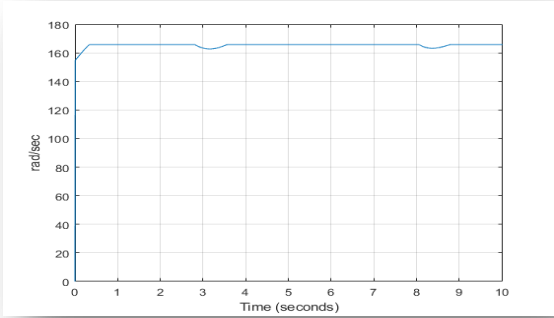


Figure III.3 la vitesse

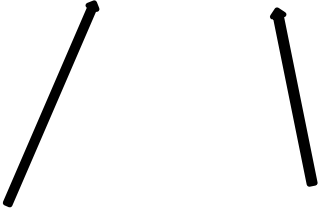


Figure III.4.le courent de rotor

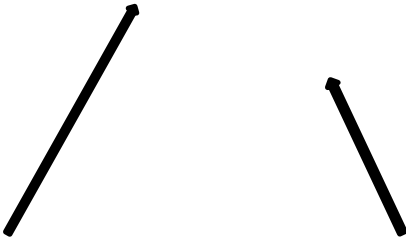


Figure III.5.le courant de stator

Figure III.6 puissance active

Figure III.7 puissance réactive

II.3.ETUDE ET SIMULATION :

Dans cette étude on remplace deux source de tension par deux condensateurs de la valeur $C_1 = (80 \cdot 10^{-4})/2$ F, $C_2 = (80 \cdot 10^{-4})/2$ F et on avoir le comportement lorsqu'elle est alimentée par des onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandés par modulation de largeur d'impulsion (MLI) , Les résultats obtenus par simulations seront comparés et présenter :

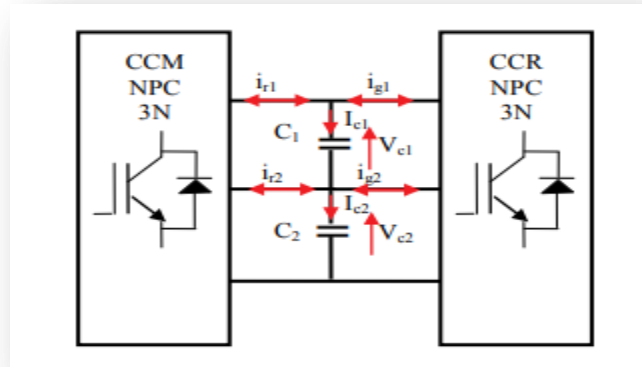


Figure III.8. Interconnexion des deux convertisseurs du bus continu.

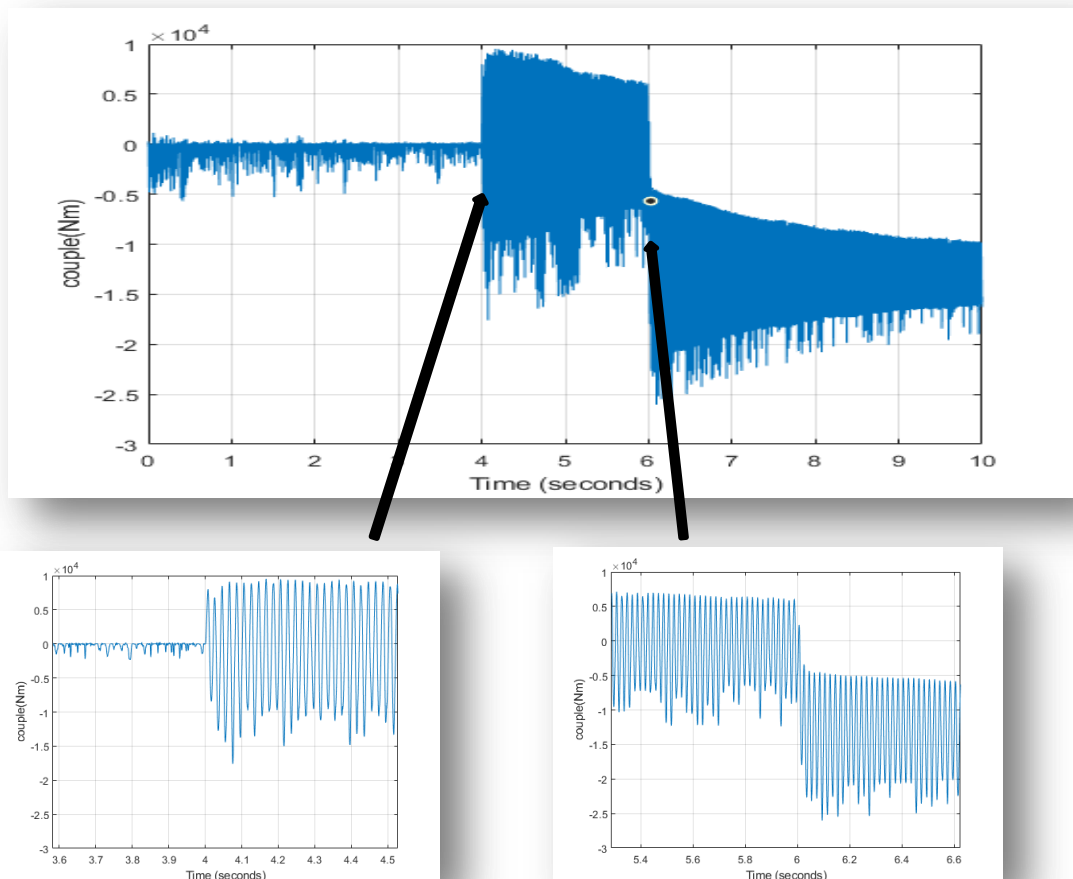


Figure III.9. couple électromagnétique

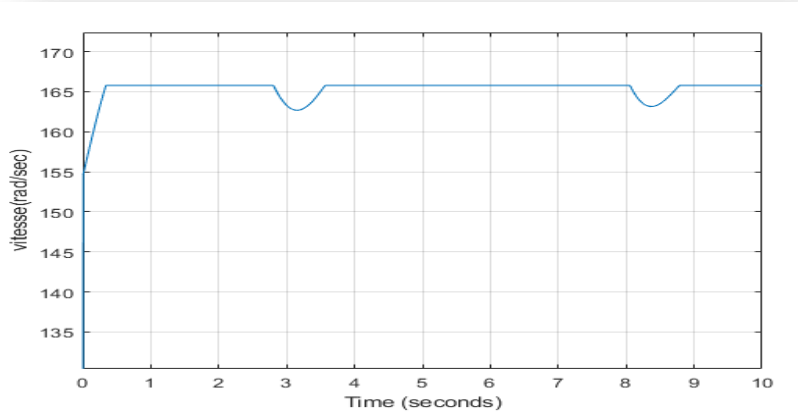


Figure III.10.la vitesse

Figure III.11.la courant statorique

Figure III.12.la courant rotorique

Figure III.13.la tension de bus continue

III.4.ETUDE COMPARATIVE :

Dans cette part on a comparé les deux modèle de simulation (MADA avec convertisseur 2 niveau et MADA avec multiniveaux) on voir les courbe dans le tableau ci-dessous

Donc, le paramètre de MADA avec convertisseur deux niveau ce qui nos utilisent un condensateur de bus continue $C=80 * 10^{-3}F$, et MADA avec convertisseur multiniveau nous utilise 2 condensateur de bus continue avec sa valeur $C=\frac{80}{2} * 10^{-4}F$.

- THD de courant rotorique

Tableau III.1.variation de THD de Iar entre deux modèle

Variable	MADA avec convertisseur simple	MADA avec convertisseur multiniveau
THD de Iar		

Dans FFT de powergui on remarque que le THD de MADA avec simple niveau elle est inférieur de THD de MADA avec multiniveau donc le convertisseur multiniveau réduire la THD par rapport le convertisseur a deux niveau donc la simulation vérifier l'étude.

- THD de tension rotorique :

Tableau III.2.variation de THD de Var entre deux modèles

Variable	MADA avec convertisseur simple	MADA avec convertisseur multiniveau
THD de Var		

On remarque que la THD de tension rotorique de la MADA avec convertisseur deux niveau elle est inférieure

- dynamique de la puissance active :

Tableau III.3.variation de puissance active entre deux modèles

Variable	MADA avec convertisseur simple	MADA avec convertisseur multiniveau
Puissance active		

On remarque que les variations des pic c'est le même sauf que avant le l'échelon de puissance active il ya un variation des pic déferent entre deux modèle .

- dynamique de Q :

Tableau III.4.variation de puissance réactive entre deux modèles

Variable	MADA avec convertisseur simple	MADA avec convertisseur multiniveau
Lapissance réactive		

On voir les même des variation des pic sauf que avant l'échelon de puissance réactive ,on remarque un peu déferent de variation des pic entre deux modèle .

- l'effet sur la vitesse

Tableau III.5.variation de la vitesse entre deux modèles

Variable	MADA avec convertisseur simple	MADA avec convertisseur multiniveau
La vitesse		

On remarque que la vitesse n'est pas changer entre deux model donc c'est même effet sur la vitesse.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre on étudier de l'association de MADA avec convertisseur multiniveau en premier état on a validé le modèle par utiliser deux source continue entre deux convertisseur, en deuxième étape nous avons changé les deux sources continue avec deux condensateur et réaliser de notre modèle, après on a comparé les performances de MADA avec convertisseur deux niveau et avec multiniveau (dans cette cas on a limité à 3 niveau NPC) et interpréter les résultat ,donc la convertisseur multiniveau c'est meilleur choisis pour utiliser avec la MADA

Conclusion

Générale :

L'objectif préalablement défini dans ce travail consistait à rechercher un moyen pour améliorer les performances de la commande en puissance de la GADA

La solution proposée consistait à utiliser un système MLI multiniveau pour alimenter le circuit rotorique de la GADA. Le but du travail qui nous a été assigné était de modéliser ce système, de le tester par simulation et de comparer ses performances avec le même système mais qui utilise un convertisseur multiniveau.

Nous avons commencé par le premier chapitre qui définit modélisé la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans un repère diphasé à l'aide de la transformation de Park et développé sa commande vectorielle afin de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la MADA et le réseau. Un régulateur de type proportionnel intégral (PI) est testé afin d'analyser ses performances vis à vis du suivi de consigne et du rejet des perturbations. On a présenté aussi la modélisation du CCR et du CCM simple niveau ainsi que la simulation de l'ensemble convertisseur à MLI simple niveau-MADA. Cette étude a montré que la forme de la puissance instantanée comporte des fluctuations dues aux harmoniques et notre but est de chercher à les réduire en utilisant des convertisseurs multiniveaux.

Dans le second chapitre on a présenté la modélisation de convertisseur multiniveau de topologie NPC avec un MLI sinusoïde multiniveau cette étude est basé pour valider le modèle

L'objectif du troisième chapitre était de reprendre le même modèle que celui du troisième chapitre et de remplacer dans un premier temps l'onduleur à deux niveaux par un onduleur multiniveaux (nous nous sommes limités à trois niveaux). Ensuite, nous remplaçons le convertisseur à deux niveaux par un convertisseur trois niveaux. Nous avons comparé les performances de ces nouveaux systèmes de ce chapitre entre eux pour montrer l'influence et aussi avec celles du système du première chapitre (convertisseur à deux niveaux), en termes de fluctuations de la puissance générée par la MADA. Nous avons trouvé que le système proposé répondait bien aux objectifs assignés et permettait également de remplir certaines fonctions qui peuvent être

Notations et symboles

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
NPC	neutre clamping diod
<i>DFIG</i>	Double Fed Induction Generator
F.A.P	Filtre Actif Parallèle
PWM	Pulse-width modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
CCM	Convertisseur Coté MADA
CCR	Convertisseur Coté Réseau
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
THD	Total Harmonique Distorsion
Ω	La vitesse angulaire mécanique en [Rad/S].
C_{em}	Couple électromagnétique : [N. m]
J	Inertie totale : [kg. M ²]
fr	Frottement visqueux : [N. M.S/Rad]
Cr	Le couple résistant [N.m]
S	Opérateur dérivé de Laplace
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator : [Rad]
θ_r	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement rotorique : [Rad]
θ_s	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique : [Rad]
ϕ	Flux : [Wb]
s_a, s_b, s_c	Correspondent aux trois phases du stator.
r_a, r_b, r_c	Correspondent aux trois phases du rotor.
$\tau\%$	Taux d'ondulation [%]
I_s, I_r	Courants statorique et rotorique : [A]
V_s, V_r	Tensions statorique et rotorique : [V]
ω	Pulsation électrique : [Rad/S]
ω_s	Pulsation électrique statorique : [Rad/s]
ω_r	Pulsation électrique rotorique : [Rad/s]
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique et rototrique : [Wb]
P_s, P_r	Puissances actives statorique et rototrique : [W]
Q_s, Q_r	Puissances réactives statorique et rototrique : [Var]
P_s	Puissance active statorique : [W]
Q_s	Puissance réactive statorique : [Var]
P	Nombre de paires de pôles
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique : [Ω]
L_s, L_r	Inductances propres statoriques et rotoriques : [H]
M	Inductance mutuelle : [H]
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques : [H]
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques : [H]
M_{sr}	Inductance mutuelle entre les phases du stator et du rotor : [H]
$[V_{abc}]$	Système de tension dans le repère (abc) : [V]

$[V_{dqo}]$	Système de tension dans le repère (d-q) / [V]
$[\Phi_{abc}]$	Système de flux dans le repère (abc): [Wb]
$[\Phi_{dqo}]$	Système de flux dans le repère (d – q) : [Wb]
$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$	Tensions statoriques et rotoriques dans le repère (d-q) :[V]
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Flux dans le repère (d-q) : [Wb]
$I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$	Courants statorique et rotorique dans le repère (d-q) : [A]
g	Glissement
K_p, K_i	Constantes du régulateur PI
$[I_{abc}]$	Système de courant dans le repère (abc) : [A]
$[I_{dqo}]$	Système de courant dans le repère (d – q): [A]
τ	Temps de réponse du système : [s]
$[P]$	Matrice de transformation de Park
$[P]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park
V_m	Valeur max de la tension
\bar{U}_d	Valeur moyen de la tension redressée
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	Les tensions composées de l'onduleur
V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}	Les tensions simples de l'onduleur
m	L'indice de modulation
f_p	La fréquence de la porteuse
f_m	La fréquence du modulante
V_m	la tension de référence
V_p	la tension de la porteuse
r	Le taux de modulation
C_{bus}	La capacité du bus continu [F]
$u_c(t)$	La tension du bus continu
u_0	la tension initiale de condensateur
r	réglage
m	la modulation
A_r :	amplitude de la tension de référence (V);
A_p :	amplitude de la tension de porteuse (V);
f_r :	fréquence de la référence (Hz);
f_p :	fréquence de la porteuse (Hz).

Recherche bibliography

- [1] : Belkacem, T. O. U. A. L. (2010). Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [2] :M. Lindholm, " Doubly fed drives for variable speed wind turbines",Thèse de doctorat, Université Technique de (Denmark), 2003.
- [3] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drivemodel for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [4] F. Poitiers,« Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation del'energie eolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à doublealimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, EcolePolytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [5] P. É. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à doubleAlimentation » (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse), (2004).
- [6] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentationavec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génieélectrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [7] Poitiers, F. (2003). Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau (Doctoral dissertation, Université de Nantes).
- [8] Abderrahim, (2015),Amélioration de la qualité d'énergie d'un système deconversion d'énergie éolienneà base de machine asynchrone à double alimentation et connecté au réseau électrique (Doctoral dissertation, École de technologie supérieure).
- [9] R.Abdessamed, M. Kadjoudj, “Modélisation des machines électriques,” presses, Université deBatna 1997
- [10] F.Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France,2003.

- [11] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation »,Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National PolytechniqueToulouse,France, 2004.
- [12] B.Tariq, « Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA,2019
- [13] **L Bilal**, « Commande vectorielle et transfert des puissances de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SKIKDA,2011..
- [14] **A. Doria-Cerezo**,« Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine cont- rolled by a back-to-back converter »,PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [15] Mr. Abderrahim ZEMMIT , « Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE,Msila.
- [16] Hicham BOUREGBA, « Etude et simulation d'un aérogénérateur (Turbine + MADA) avec différents régulateurs », diplôme de MASTER, univ_tlemcen
- [17] Dahmani othman. « etude et modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentaion »,master , univ_tlemcen.
- [18] OSMANI Ilyes. MALTI Omar. Modélisation et commande indirect des puissances de la génératrice asynchrone à double alimentation dédié à un système éolien. Thème présentée pour l'obtention du diplôme de Master, Université de Tlemcen, 21 / 06 / 2017
- [19] A.cunière /G.feld / M.lavabre « Electronique de puissance de la cellule de commutation aux application industrielles» september 2012.
- [20] H. Djeghloud, “Filtrage actif de puissance”, Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, Décembre 2007.
- [21] E. Cengelci, S.U. Sulistijo, B.O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerger, “A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 3, pp. 628– 637, May/June 1999.

- [22] C. D. A. Martins, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multiniveaux à fréquence imposée”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2000.
- [23] T. Ghennam, “Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, apports des convertisseurs multiniveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Doctorat, Ecole Militaire Polytechnique d’Alger, Septembre 2011.
- [24] A. Ouari, N. Mesbahi, and A. Omeiri, “High selectivity filter based reference current generation method for three-level shunt active power filters under adverse source voltage conditions”, International Journal of Systems Assurance Engineering and Management, 2014.
- [25] J.S. Mariéthoz, “Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [26] J.S. Mariéthoz, “Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005
- [27] F. Defaÿ, «Commande prédictive directe d’un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif», Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2008
- [28] B. Abdelhalim, Etude et Réalisation d’un Onduleur Multiniveaux à Topologie Cascade, Mémoire de Magister, Université A.MIRA-BEJAIA, 17/ 11 / 2013.
- [29] Ghoudelbourk Sihem. « Etude et modélisation des convertisseurs statiques dans une chaîne éolienne à base de la GADA », UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA, Année 2016.
- [30] Mr. AZZOUZ Said. « Contrôle des puissances actives et réactives de la MADA par les réseaux de neurones artificiels », INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES, UNIVERSITE DE M’SILA
- [31] <http://www.andi.dz/index.php/fr/les-energies-renouvelables> Secteur des Energies renouvelables, “ Perspectives d’investissement,”
- [32] G.sihem. « Etude et modélisation des convertisseurs statiques dans une chaîne éolienne à base de la GADA », UNIVERSITE BADJI MOKHTAR –ANNABA, 05/05/2016.

ANNEXE 01 : le paramètre MADA

Frequence [Hz]	50
Puissance actif statorique [W]	$2*10^{-6}$
Vitesse [tr/min]	1500
Courant actif statorique [A]	1760
Tension [V]	690
Couple électro magnétique [N/m]	12732
Nombre de pole	2
U	1/3
Tension rotorique	2070
Smax	1/3

Résistance statorique [Ω]	$2.6*10^{-3}$
Inductance si [H]	$0.087*10^{-3}$
Inductance mutuel [H]	$2.5*10^{-3}$
Résistance rotorique [Ω]	$2.9*10^{-3}$
Vitesse nominale [tr/min]	250
J	127
D	10^{-3}
Résistance [Ω]	42
G	100
Ro	1.225
Fréquence de Switch [Hz]	$4*10^{-3}$
Tau_n	0.05
Cp_max	0.44
Lamda_opt	7.2
Tension bus	1150
Condensateur bus	$80*10^{-4}$
Résistance de filtre	$20*10^{-6}$
inductance de filtre	$400*10^{-6}$
wnig	$60*2*pi$
Kp_y	-40000
Ki_y	-30000000

ANNEXE 2 : Convertisseur multiniveau avec charge linéaire

Source DC (V)	255.5
Fréquence [Hz]	50
Fréquence de modulation [Hz]	10000
Résistance de charge [Ω]	10
Résistance de filtre [Ω]	$20 \cdot 10^{-6}$
Inductance de filtre [H]	$400 \cdot 10^{-6}$

ANNEXE 3 : convertisseur multiniveau avec charge non linéaire

Résistance de charge [Ω]	5
Inductance de charge [H]	$2.6 \cdot 10^{-6}$

Résumer :

Ce mémoire porte sur l'étude et commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), alimentée au rotor par un convertisseur triphasé à trois niveaux

Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB. L'alimentation de la MADA est assurée par un convertisseur triphasé à trois niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de la commande. Le problème de découplage entre la puissance active et réactive a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

Mots clés : Aérogénérateur –Machine asynchrone à double alimentation - convertisseur multiniveau

ملخص:

تعتمد هذه الأطروحة على الدراسة و تحكم مولد مزدوج غير متزامن للطاقة, يتغذى على الدوار بواسطة محول ثلاثي المراحل.

للقيام بذلك ، قمنا أولاً بإعداد دراسة آلية حديثة ، ثم قدمنا نموذج الرياضيات الذي قمنا بمحاكاته MATLAB. باستخدام

يتم تزويد الماكينة بمحول ثلاثي الطور على ثلاثة مستويات قدمنا لها نموذج المعرفة وكذلك إستراتيجيتها الخاصة في التحكم.

كانت مشكلة الفصل بين القوة النشطة والقوة التفاعلية أيضاً , كما تمت دراسة مشكلة الفصل بين القوة النشطة والقوة التفاعلية.

تظهر نتائج المحاكاة أن الهدف المحدد قد تحقق.

كلمات مفتاحية : مولد الرياح - آلة تغذية مزدوجة غير متزامنة - محول متعدد المستويات

Abstract:

This thesis focuses on the study and commission of a doubly-fed induction generator (DFIG), fed to the rotor by a three-phase by three-level converter.

To do this, we first established a state of the art machine study, then we presented his mathematical model that we simulated using MATLAB. The MADA is supplied by a three-phase converter at three levels for which we have given its knowledge model as well as its control strategy. the problem of decoupling between active and reactive power has also been studied. The simulation results show that the assigned objective has been achieved.

Key words: Wind generator - Asynchronous double feed machine - multilevel converter