



République Algérienne Démocratique et
Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Université des Frères Mentouri de Constantine



Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electrotechnique

N° de série :208/Ds/2018.
N° d'ordre :10/Electech/2018

Thèse

Pour l'Obtention du diplôme de
DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité: ELECTROTECHNIQUE

Option : Modélisation et commande des machines électriques

Présentée par :

CHERFIA Naim

Magister en Electrotechnique

Thème

Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne

Soutenue le : 07 / 11 / 2018

Devant le Jury :

<i>Président</i>	CHENNI Rachid	Professeur Univ. des Frères Mentouri Constantine
<i>Rapporteur</i>	KERDOUN Djallel	Professeur Univ. des Frères Mentouri Constantine
<i>Examineur</i>	HOUABES Mourad	Professeur ESTI Annaba
<i>Examineur</i>	BENOUDJIT Djamel	MCA Univ. Mostapha Benboulaïd Batna2

Remerciements

Avant tous, Nous remercions en premier lieu notre dieu de nous donner la santé et la patience pour avoir terminé ce travail.

Je remercie très vivement monsieur Kerdoun Djallel, Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine 1, de m'avoir confié le sujet, et de l'aide précieuse qu'il a toujours bien voulu m'apporter. Qu'il trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance.

J'adresse mes chaleureux remerciements également aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur Chenni Rachid, Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine1, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Monsieur HOUABES Mourad, Professeur à l'école supérieure des technologies industrielles Annaba, qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury en qualité d'examineur de thèse.

Monsieur Benoudjit Djamel, Maître de conférences à l'université Mostapha Benboulaïd Batna 2, qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury en qualité d'examineur de thèse.

Mes vifs remerciements vont également à l'ensemble des enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université Constantine 1 pour la formation qu'ils nous ont assurée au long de notre cursus universitaire.

Mes vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, en particulier.

Dédicaces

بِسْمِ اللَّهِ وَالصَّلَاةِ وَالسَّلَامِ عَلَى رَسُولِ اللَّهِ صَلَّى اللَّهُ عَلَيْهِ وَسَلَّمَ أَمَا بَعْدُ:

أهدي هذا العمل

إلى أمي رحمها الله

إلى والدي العزيز حفظهما الله

إلى زوجتي وأبني أنس.

إلى أختي وأخوتي

إلى جميع الأصدقاء والزلاء

لكم جميعاً الشكر الجزيل.

Sommaire

Sommaire.....	iv
Introduction générale	1
chapitreI Etat de l'art et généralités sur les systèmes éoliens.....	5
I.1 Introduction.....	6
I.2 Histoire de l'énergie éolienne	7
I.3 Situation actuelle et perspectives d'avenir.....	12
I.4 Formation du vent	15
I.5 Puissance récupérable par une turbine (Loi de Betz)	15
I.6 Définition de l'énergie éolienne	17
I.7 Classification des éoliennes	18
I.7.1 Éoliennes à axe vertical.....	18
I.7.2 Éoliennes à axe horizontal.....	19
I.7.3 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal.....	20
I.8 Classification des systèmes éoliens par rapport à la vitesse	22
I.8.1 Eoliennes à vitesse fixe	22
I.8.2 Eoliennes à vitesse variable.....	23
I.9 Conclusion	35
chapitreII Modélisation et commande d'un système éolien à base de la MADA.....	36
II.1 Introduction	37
II.2 Modélisation globale du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA	37
II.2.1 Description du système aérogénérateur	37
II.2.2 Modélisation du Vent.....	38
II.2.3 Modélisation du système éolien.....	39
II.2.4 Modélisation du Multiplicateur :	43
II.2.5 Modélisation de l'Arbre Mécanique :	44
II.2.6 Stratégie d'extraction du maximum de la puissance "MPPT"	48
II.2.7 Calcul d'un régulateur PI à avance de phase.....	48
II.2.8 Résultats de simulation	50
II.3 Modélisation dynamique de la MADA.....	52
II.3.1 Modèle de la MADA dans le repère triphasé- triphasé	52
II.3.2 Hypothèses simplificatrices	53
II.3.3 Mise en équations électriques	54
II.3.4 Utilisation de la transformée de PARK à la MADA	57
II.3.5 Équation de la MADA dans le repère de Park	59
II.3.6 Choix du référentiel biphasé	60
II.3.7 Référentiel lié au stator (α, β) :	60
II.3.8 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :	61
II.3.9 Equations de la puissance et du couple.....	61
II.3.10 Equation mécanique.....	63

II.3.11 Modèle de la machine en représentation d'état.....	63
II.3.12 Simulation et interprétation du système globale (MADA+Turbine).....	66
II.4 Conclusion.....	69
<i>chapitre III Contrôle et Réglage par des régulateurs PI de la puissance active et reactive de la MADA</i>	70
III.1 Introduction.....	71
III.2 Commande vectorielle de la génératrice MADA	71
III.2.1 Principes et objectifs de la commande vectorielle.....	71
III.2.2 Modélisation de la génératrice MADA avec orientation du flux statorique	72
III.2.3 Relation entre puissances statoriques et courants rotoriques	74
III.2.4 Expressions des tensions et courants rotoriques	75
III.3 Principe de Contrôle indépendant des puissances active et réactive	77
III.3.1 Commande vectorielle directe des puissances.....	77
III.3.2 Commande vectorielle indirecte des puissances.....	78
III.3.3 Synthèse et conception du régulateur (PI)	80
III.4 Association de la MADA avec le convertisseur d'alimentation	82
III.4.1 Modélisation du redresseur triphasé à diodes.....	83
III.4.2 Modélisation du filtre	84
III.4.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	86
III.4.4 Stratégie de commande par MLI	88
III.4.5 Résultats de simulation du système (MADA+l'onduleur +turbine)	97
III.5 Conclusion	106
<i>chapitre IV Contrôle et Réglage par mode glissant de la puissance active et reactive de la MADA.....</i>	107
IV.1 Introduction	108
IV.2 Bref historique et la théorie du mode glissant.....	108
IV.2.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :	109
IV.2.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	111
IV.2.3 Principe du mode glissant.....	112
IV.2.4 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase :	113
IV.2.5 Conception de la commande par mode de glissement.....	114
IV.2.6 Choix de la surface de glissement	114
IV.2.7 Condition de convergence	116
IV.2.8 Calcul de la commande	117
IV.2.9 Elimination du phénomène de CHATTERING.....	120
IV.3 Application de la commande par mode de glissement à la MADA.....	122
IV.3.1 Commande Indirecte par Mode Glissant de la GADA	122
IV.3.2 Résultats de Simulation du système	126
IV.4 Conclusion.....	131
<i>Conclusion générale</i>	132

Sommaire

Annexes135
Références.....137



Introduction générale

Vu le coût relativement faible, à ce jour, l'énergie éolienne est la plus prometteuse source d'énergie renouvelable [1]. La technologie du système de turbine éolienne (WTS) a commencé avec quelques dizaines de kilowatts de puissance dans les années 1980, alors qu'à nos jours, les éoliennes multi-mégawatts (MW) sont généralement installées et leur taille est encore en croissance [2-5]. Il y'a une utilisation généralisée des éoliennes dans les réseaux de distribution et de plus en plus les centrales éoliennes agissent comme des centrales électriques traditionnelles, qui sont reliées aux réseaux de transmission. Par exemple, le Danemark a une forte pénétration de l'énergie éolienne dans les principaux domaines du pays, et aujourd'hui, plus de 30% de la consommation d'énergie électrique par le vent est recouverte du pays [6].

Dans un premier temps, l'énergie éolienne n'a pas eu un impact sérieux sur le système de réseau électrique. La solution d'éolienne a été basée sur un générateur à induction à cage d'écureuil (SCIG) connecté directement au réseau et, par conséquent, les pulsations de puissance dans le vent étaient presque directement transférées dans les réseaux. De plus, il n'y avait pas de contrôlabilité pour les puissances actives et réactives générées, qui sont des paramètres de contrôle importants dans la régulation de la fréquence et de la tension du système de grille. De nos jours, suite à l'augmentation considérable du taux de pénétration et de la puissance des éoliennes, l'énergie éolienne a un impact significatif sur le fonctionnement du réseau.

Une grande partie des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est réduit par rapport à celui d'une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production de fortes puissances. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension de la génératrice au point de connexion [7-10].

Conformément à ce qui précède, ce présent travail de thèse est consacré à l'étude d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA), et améliorer l'efficacité de ce système ; le type de convertisseur ainsi que la technique de commande adoptée seront considérés.

La structure de ce travail comprend quatre chapitres, est organisée de la manière suivante.

Le premier chapitre est consacré à présenter l'état de l'art de l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Puis nous allons montrer la théorie des différents types d'aérogénérateurs. Ensuite, nous allons parler en détail de l'aérogénérateur à axe horizontal qui est l'objet de notre étude, de la technologie de son fonctionnement, ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur. Les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées afin de montrer les avantages inégalés de la machine asynchrone à double alimentation surtout en grande puissance et en vitesse variable.

Le second chapitre est consacré à la modélisation d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA.

Nous commencerons par la modélisation de la turbine et ses commandes pour maximiser et limiter la capture de la puissance pendant les faibles et les fortes vitesses du vent. Par la suite, on passera à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant. Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons la commande vectorielle en puissance de la MADA avec orientation du flux statorique, celle-ci est réalisée avec des régulateurs classiques à savoir le PI. Il sera alors possible de donner des valeurs de consignes indépendantes pour la puissance active et la puissance réactive, ceci nous offre la possibilité de régler en permanence la valeur de la puissance réactive que la machine va fournir au réseau. Ensuite, nous allons étudier les deux méthodes de commande de la MADA (directe et indirecte), alimentée en prenant compte de l'amélioration du facteur de puissance côté réseau et assurer le réglage du bus continu. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur le système seront présentés et commentés.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons en premier lieu l'aspect théorique de la technique de commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Cette commande consiste à remplacer les régulateurs proportionnel-intégral (PI) de la boucle de

courant rotorique utilisés dans la commande vectorielle par des régulateurs mode glissant. Enfin, les performances de cette technique de commande seront justifiées par des résultats obtenus par simulation.

À la fin, cette thèse sera clôturée par une conclusion générale, ainsi que par des suggestions et quelques perspectives pour les travaux de recherches futurs dans ce domaine.

chapitre I *Etat de l'art et
généralités sur les
systèmes éoliens*

I.1 Introduction

L'énergie électrique est un facteur essentiel pour le développement et l'évolution des sociétés humaines que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie que sur le développement des activités industrielles. Face à cette demande, toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures.

Face à ces problèmes, et de façon à limiter l'emploi de centrales nucléaires, plusieurs pays sont tournés vers une nouvelle forme d'énergie dite "renouvelable", cette énergie est l'énergie éolienne.

Une éolienne est une installation qui convertit la puissance du vent en énergie électrique, donc le maximum d'énergie émis ne dépend pas seulement de la machine mais aussi des limites de la vitesse du vent. Les éoliennes convertissent l'énergie du vent en énergie électrique. D'autre part, elles convertissent l'énergie éolienne en énergie mécanique. L'électricité produite par les éoliennes est utilisée pour les circuits de charge de batterie, les systèmes de production d'énergie résidentiels, les systèmes de production distribuée, et les grands réseaux de services publics. Les différents éléments des éoliennes sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique ; d'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable.

Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou axe horizontal), les structures de ces capteurs sont de plus en plus performantes.

Une éolienne doit comporter:

Un système de contrôle électrique (machine électrique associée à la commande).

Un système de contrôle mécanique (orientation des pales de l'éolienne, orientation de la nacelle).

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement aux différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi que les différents types des génératrices.

La dernière partie de ce chapitre illustre les différentes structures des machines asynchrones à double alimentation, leur principe de fonctionnement, leurs applications et leur intérêt.

I.2 Histoire de l'énergie éolienne

Les efforts humains pour exploiter le vent pour l'énergie remontent aux temps anciens, quand il utilisait des voiles pour propulser des bateaux. Plus tard, l'énergie éolienne a servi l'humanité en dynamisant ses broyeurs à grains et ses pompes à eau. Lors de la transformation de ces appareils primitifs et lourds en machines performantes et sophistiquées, la technologie a traversé différentes phases de développement. Il y'a désaccord sur l'origine du concept d'utilisation du vent pour la génération de la puissance mécanique. Certains croient que le concept est originaire de l'ancienne Babylonie. L'empereur babylonien Hammurabi prévoyait d'utiliser l'énergie éolienne pour son ambitieux projet d'irrigation au cours du XVIIe siècle av. [11]. D'autres soutiennent que le lieu de naissance des éoliennes est l'Inde. Dans Arthashastra, un travail classique en sanskrit était écrit par Kautilya au 4ème siècle avant notre ère, des références sont vues sur le levage de l'eau avec des dispositifs actionnés par le vent [12]. Cependant, il n'y a aucun enregistrement pour prouver que ces concepts ont été transformés en matériel réel.

La première conception documentée de moulin à vent remonte à 200 av. Les Perses utilisaient les moulins à vent pour broyer les grains pendant cette période. C'étaient des machines à axe vertical ayant des voiles faites avec des faisceaux de roseaux ou de bois. La meule a été fixée à l'arbre vertical. Les voiles ont été attachées à l'arbre central en utilisant des entretoises horizontales (figure I.1).



Figure I.1 Un ancien moulin à vent dans les îles britanniques [13]

La taille des voiles a été déterminée par les matériaux utilisés pour sa fabrication, habituellement 5 m de long et 9 m de haut.

Au 13ème siècle, les moulins à grain étaient populaires dans la plupart de l'Europe. Les Français ont adopté cette technologie en 1105 après JC., et les Anglais en 1191 après JC. Contrairement à l'axe vertical persan, les moulins européens avaient un axe horizontal. Ces postes ont été construits avec de belles structures. La tour était de section circulaire ou polygonale et construite en bois ou en brique. Le rotor était orienté manuellement vers le vent en ajustant la queue. Le moulin était protégé contre les vents violents en faisant tourner le rotor hors du vent ou en enlevant la toile recouvrant le rotor.

Les Néerlandais, avec le célèbre designer Jan Adriaenszoon, ont été les pionniers des moulins. Ils ont fait de nombreuses améliorations dans la conception et ont inventé plusieurs types de moulins. Comme exemple, on trouvait les moulins *tjasker* et *smock*. Les rotors ont été réalisés avec un profil aérodynamique brut pour améliorer l'efficacité. En dehors du broyage des grains, des moulins à vent ont été utilisés pour drainer les terres marécageuses en Hollande (figure I.2). Ces moulins à vent ont atteint l'Amérique vers le milieu du 17ème siècle, à travers les colons hollandais.



Figure I.2 Un ancien parc éolien espagnol [13]

Ceci est suivi par le moulin à vent de pompage d'eau, qui est toujours considéré comme l'une des applications les plus réussies de l'énergie éolienne. L'éolienne américaine appelée multi-lames est apparue dans l'histoire de l'énergie éolienne au milieu des années 1800. Des rotors relativement plus petits, de un à plusieurs mètres de diamètre, ont été utilisés pour cette application. Le motif principal était de pomper de l'eau à quelques mètres sous la surface à des fins agricoles. Ces pompes à eau, avec leurs lames métalliques et une meilleure conception technique, elles offraient de bonnes performances sur le terrain. Plus de six millions de ces unités ont été installées aux États-Unis seulement, entre 1850 et 1930. L'ère des générateurs électriques à vent a commencé près de 1900.

La première éolienne moderne, spécialement conçue pour la production d'électricité, a été construite au Danemark en 1890. Elle a fourni de l'électricité aux zones rurales. Au cours de la même période, un grand générateur d'énergie éolienne doté d'un rotor de 17 m a été construit à Cleveland, Ohio. Pour la première fois, une boîte de vitesses a été introduite dans la conception. Ce système a fonctionné pendant 20 ans générant une puissance évaluée de 12 kw.

Des méthodes plus systématiques ont été adoptées pour la conception technique des turbines durant cette période. Avec des rotors à faible solidité et des pales aérodynamiques, ces systèmes pourraient donner des performances impressionnantes sur le terrain. En 1910, plusieurs centaines de ces machines fournissaient de l'électricité aux villages danois. Vers 1925, les générateurs électriques à vent sont devenus disponibles sur le marché américain. De

même, des turbines à hélices à deux et trois pales allant de 0,2 à 3 kW en capacité étaient disponibles pour charger les batteries.

Des turbines de plus grande capacité ont également été développées durant cette période. Le premier système à échelle industrielle a été installé en Russie en 1931. Une turbine de 100 kW a été installée sur le littoral de la mer Caspienne, qui a fonctionné pendant deux ans et a généré environ 20 000 kW d'électricité. Des éoliennes expérimentales ont ensuite été construites dans d'autres pays comme les États-Unis, le Danemark, la France, l'Allemagne et la Grande-Bretagne. Le développement important dans les systèmes à grande échelle était la turbine de 1250 kW fabriquée par Palmer C. Putman. La turbine a été mise en service en 1941 au Grandpa Knob, près de Rutland, au Vermont [14]. Son rotor de 53 m était monté sur une tour de 34 m de haut. Cette machine pourrait atteindre une vitesse de rotor constante en changeant le pas de pale. La machine a fonctionné pendant 1100 heures au cours des cinq années suivantes, c'est-à-dire jusqu'à ce que les lames aient tombé en panne en 1945. Le projet est considéré comme un succès car il pourrait démontrer la faisabilité de la technique de production éolienne à grande échelle. Quelques conceptions intéressantes d'éoliennes ont été expérimentées durant cette période. Darrieus G.J.M, un ingénieur français, a mis au point la conception de la turbine Darrieus en 1920, qui a été breveté au États unis en 1931 [15]. Contrairement aux rotors à axes horizontaux, les éoliennes Darrieus avaient des pales étroites courbées tournant autour de leur axe vertical. Au cours de la même période, Julius D. Madaras a inventé une turbine travaillant sur l'effet Magnus. L'effet Magnus est essentiellement dérivé de la force sur un cylindre en rotation placé dans un courant d'air. Un autre développement important à cette époque a été le rotor Savonius en Finlande, inventé par S.J. Savonius. Ce rotor était constitué de deux moitiés d'un cylindre fendu longitudinalement et disposées radialement sur un arbre vertical. La section transversale du rotor ressemblait à la lettre «S» [16]. Le rotor était entraîné par la différence de forces de traînée agissant sur ses moitiés concaves et convexes, face au vent. Des recherches intensives sur le comportement des éoliennes ont eu lieu au cours des années 1950. Le concept des turbines à faible rapport de vitesse et à faible solidité a été introduit au cours de cette période. Par exemple, des rotors légers à vitesse constante ont été développés en Allemagne en 1968. Ils avaient des lames de fibre de verre attachées aux tours creuses simples soutenues par des cordes de hauban. La plus grande de cette série avait un diamètre de 15 m et une puissance nominale de 100 kW.

Dans les dernières années, l'électricité, moins chère et plus fiable, produite à partir de combustibles fossiles est devenue disponible. Lorsque l'électricité produite par le vent a coûté entre 12 et 30 cents / kWh en 1940, la même quantité produite à partir d'autres sources était disponible entre 3 et 6 cents / kWh [13]. Le coût de l'électricité issue des combustibles fossiles a encore baissé en dessous de 3 cents / kWh en 1970. Les combustibles fossiles étaient disponibles en abondance à un taux relativement moins élevé à cette époque. Plusieurs projets d'énergie nucléaire ont également été lancés, estimant que ce serait la source ultime des futurs besoins énergétiques. Ainsi, l'intérêt pour l'énergie éolienne a diminué progressivement, surtout en 1970. La crise pétrolière de 1973 a cependant obligé les scientifiques, les ingénieurs et les décideurs à réfléchir à la dépendance aux combustibles fossiles. Ils ont réalisé que la falsification politique peut restreindre la disponibilité et augmenter le coût des combustibles fossiles. De plus, on s'est rendu compte que la réserve de combustible fossile serait épuisée un jour ou l'autre. L'énergie nucléaire était inacceptable pour beaucoup, pour des raisons de sécurité. Ces facteurs ont provoqué le regain d'intérêt pour l'énergie éolienne. La recherche sur l'analyse des ressources, le développement du matériel et les techniques de réduction des coûts ont été intensifiées. Les États-Unis ont confié le développement des grandes éoliennes à leur administration nationale de l'aéronautique et de l'espace (NASA).



Figure I.3 L'éolienne MOD OA [13]

En conséquence, une série de turbines à axe horizontal nommées MOD-0, MOD-1, MOD-2 et MOD-5 (figure I.3) ont été développées [13]. Ces projets ont été arrêtés au milieu des années 1980 pour diverses raisons. Au cours de la même période, les scientifiques des

Laboratoires Sandia ont concentré leurs recherches sur la conception et le développement de la turbine Darrieus [17]. Ils ont fabriqué plusieurs modèles de la machine Darrieus avec différentes tailles au cours des années 1980. La recherche et le développement sur l'énergie éolienne sont intensifiés dans les dernières années. Quelques concepts innovants comme la turbine vortex, la conception augmentée de diffuseur, le rotor de Musgrove etc. ont également été proposés pendant cette période. Des prototypes de ces turbines ont été construits et testés. Cependant, seule la conception de l'hélice à axe horizontal pourrait émerger avec succès à l'échelle commerciale.

I.3 Situation actuelle et perspectives d'avenir

En raison de l'engagement à réduire les émissions de GES et à fournir une énergie adéquate au monde en développement, des efforts sont déployés pour compléter la base énergétique avec des sources renouvelables. Plusieurs pays ont déjà formulé des cadres politiques pour faire en sorte que les énergies renouvelables jouent un rôle impressionnant dans le futur scénario énergétique. Par exemple, l'Union européenne vise à répondre à 27% de sa demande en énergies renouvelables d'ici 2030. Le vent, étant source d'énergie renouvelable commercialement viable et économiquement compétitive, sera le principal acteur dans la réalisation de cet objectif.

L'éolienne est la source d'énergie qui croît le plus rapidement dans le monde, elle a conservé cette position les cinq dernières années consécutivement. Le nouveau total mondial installé pour l'énergie éolienne, à la fin de 2017 pour les statistiques 2017 du Global Wind Energy Council (GWEC) était de 539123 MW (487279MW fin 2016), d'une augmentation de 51844 MW en un an, ce qui représente une croissance du marché cumulé de plus de 10.64% (figure I.4). La Chine seule a installé 19660 MW, soit 37 % du total mondial en 2017 [18] .

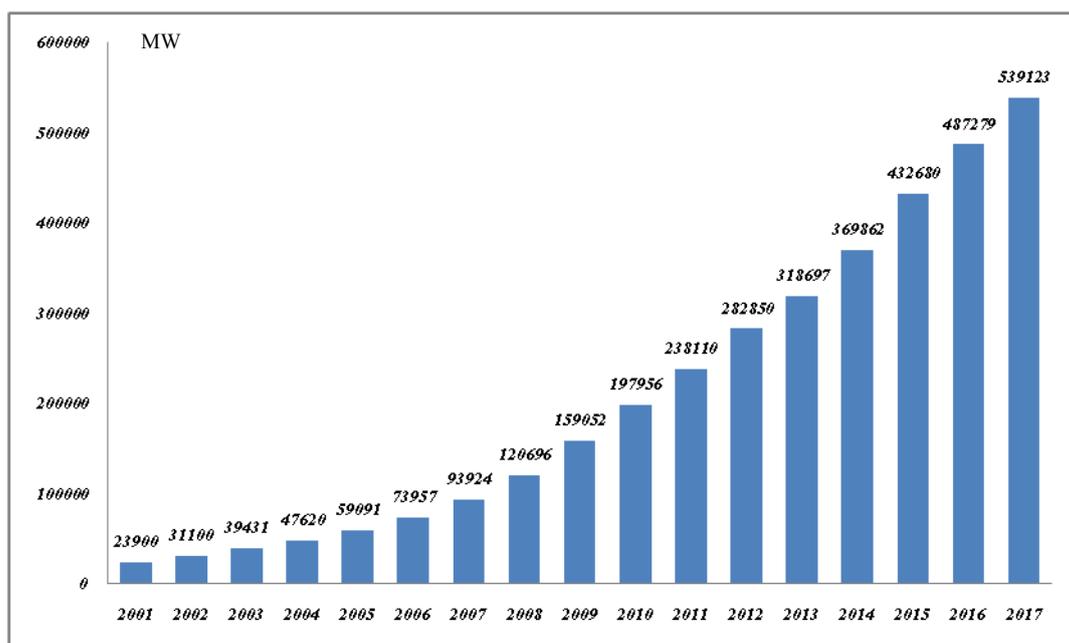


Figure I.4 Puissance des installations éoliennes (MW) à l'échelle mondiale [18]

On constate de fortes disparités, au niveau de la répartition de cette puissance installée dans les différents pays. En 2017, la Chine était le premier pays mondial avec une puissance éolienne installée de 188392 MW, puis les Etats Unis avec 89077MW. L'Allemagne en troisième position mondiale et le premier dans l'Union Européenne avec 56132 MW, et l'Inde avec 32848 MW à la fin de l'année 2017. Le reste de classement mondial des pays producteurs d'électricité par l'énergie éolienne est présenté sur la figure I.5 [18].

Tableau I.1. Le classement mondial des pays producteurs d'électricité au moyen de l'énergie éolienne [18].

	Puissance. électrique 2017 en MW	%
Chine	188392	35
États-Unis	89077	17
Allemagne	56132	10
Inde	32848	6
Espagne	23170	4
Royaume- Uni	18 872	4
France	13759	3
Brésil	12763	2
Canada	12239	2
Italie	9479	2
Reste du monde	82391	15
Top totale 10	456732	85
Mondial total	539123	100

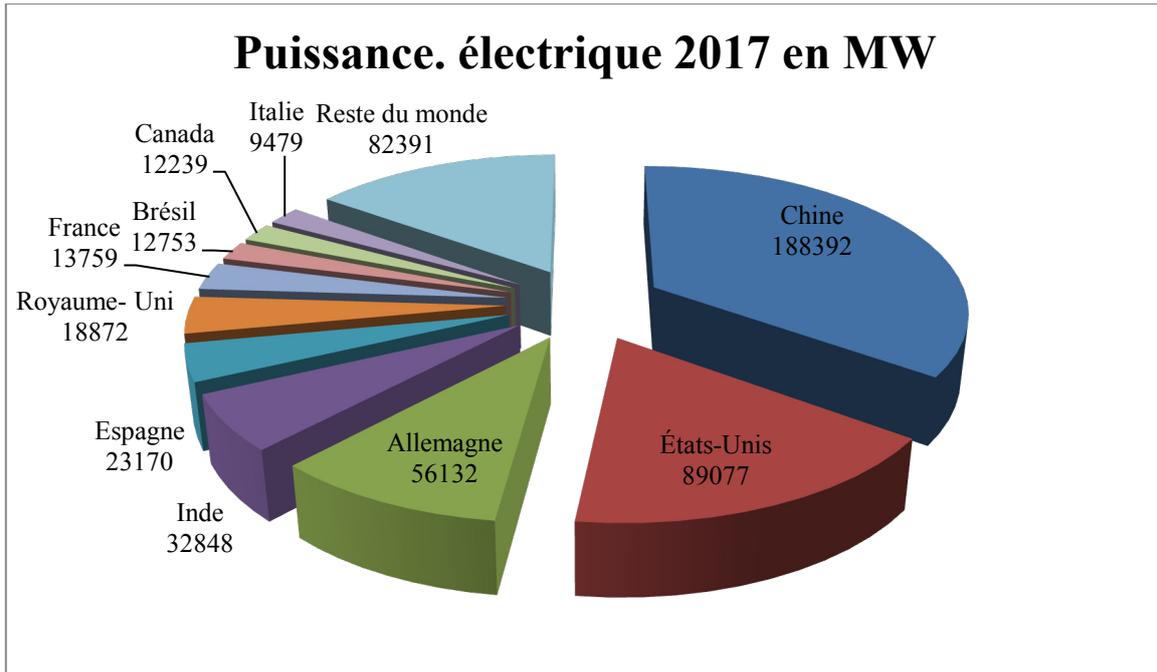


Figure I.5 Répartition de la puissance installée dans le monde [18]

En phase avec la croissance de l'industrie, la technologie de l'énergie éolienne est également en train de changer. Un changement apparent est le déplacement vers les installations offshore. Plusieurs projets offshore ambitieux sont en cours. Par exemple, 20 projets offshore étaient installés au Royaume-Uni en 2006, pour une capacité totale de 1400 MW [19].



Figure I.6 Une éolienne offshore [13]

En Allemagne, environ 30 projets offshore d'une valeur de 60 000 MW sont en cours de traitement. Aux États-Unis également, les activités offshore s'intensifient. Une autre tendance dans l'industrie est d'opter pour des machines plus grandes. Comme les turbines plus grandes coûtent moins cher sur une base de kW, l'industrie passe de MW à plusieurs MW. Plusieurs fabricants comme RE Power Systems AG proposent des turbines d'une puissance de 5 MW. Le modèle RE Power est équipé d'un énorme rotor de 125 m dont chaque pale pèse environ 19 tonnes [20]. Des efforts sont également déployés pour réduire la masse totale de la tête qui est la masse totale de la nacelle et du rotor. Cette réduction a un impact positif sur la dynamique du système. Pour un meilleur rendement, l'option de la vitesse variable est en faveur du générateur à induction à double alimentation (MADA) dans l'industrie. Un autre concept innovant qui pourrait s'avérer efficace est celui des machines à entraînement direct.

I.4 Formation du vent

Le vent vient du soleil, la variation de la température entre l'équateur et les pôles nord et sud conduit à la naissance des courants thermiques (vent), qui sont répartis à travers le monde, donc l'atmosphère est une machine thermique (machine pour la production du vent). La masse d'air circule entre les zones de basses et hautes pressions. Jusqu'à présent, on peut exploiter les vents jusqu'à 211 mètres au-dessus du niveau du sol par des éoliennes. La plus longue éolienne était créée en 2017, sa hauteur est de 230 mètres.

Les éoliennes peuvent produire de l'électricité à des vitesses de vent allant de 3 m / s à 30 m / s. Il y'a des turbines à air conçues spécialement pour fonctionner à des vitesses de vent inférieures ou supérieures à ces vitesses. Les éoliennes ne peuvent pas être utilisées dans les zones d'ouragan, où les tornades et les orages génèrent des vents inutiles très puissants qui peuvent causer de graves dommages pour les turbines éoliennes.

I.5 Puissance récupérable par une turbine (Loi de Betz)

L'énergie éolienne provient de l'énergie cinétique du vent. En effet, si nous considérons une masse d'air, m , qui se déplace avec la vitesse v , l'énergie cinétique de cette masse est :

$$E_c = \frac{1}{2} mV^2 \quad (I.1)$$

Si, pendant l'unité de temps, cette énergie pouvait être complètement récupérée à l'aide d'une hélice qui balaie une surface A , située perpendiculairement à la direction de la vitesse du vent, la puissance instantanée fournie serait, alors :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (I.2)$$

Où :

ρ - est la masse volumique de l'air.

Cependant, le dispositif de conversion extrait une puissance P_e inférieure à la puissance incidente P_v , à cause de la vitesse non nulle des masses d'air derrière l'aéromoteur [21]. On définit alors, le coefficient de puissance de l'aéromoteur par la relation :

$$C_p = \frac{P_e}{P_v}; \quad C_p < 1 \quad (I.3)$$

Ce coefficient caractérise l'aptitude de l'aérogénérateur à capter de l'énergie éolienne. La puissance correspondante est donc donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \rho \pi \cdot R^2 \cdot v^3 \cdot C_p \quad (I.4)$$

Où :

R - est le rayon de l'hélice.

On peut estimer la valeur maximale de ce coefficient, donc la puissance maximale qui peut être récupérée avec une turbine éolienne, en s'appuyant sur la théorie Rankine – Froude de l'hélice dans un fluide incompressible. C'est la valeur maximale de ce coefficient qui correspond à la limite dénommée la limite de Betz (théorie de Betz années 1920) du coefficient de puissance [22] :

$$C_{p \max} = \frac{16}{27} = 0,593 \quad (I.5)$$

La valeur du coefficient de puissance C_p dépend de la vitesse de rotation de la turbine et peut s'exprimer en fonction de la vitesse spécifique λ :

$$C_p = C_p(\lambda) \quad (I.6)$$

avec :

$$\lambda = \frac{R\Omega}{v} \quad (I.7)$$

Où :

$R\Omega$ - est la vitesse linéaire périphérique en bout de pale de l'hélice.

I.6 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur (figure I.7).

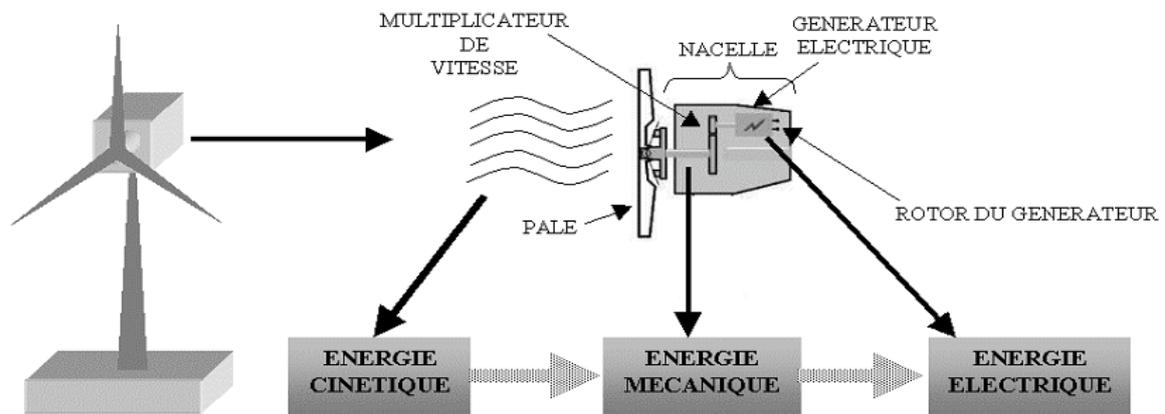


Figure I.7 Conversion de l'énergie cinétique du vent [23]

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffusée, de plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [24].

L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée proposant une alternative viable à l'énergie nucléaire sans pour autant prétendre la remplacer (l'ordre de grandeur de la quantité d'énergie produite étant largement plus faible).

Les installations peuvent être réalisées sur terre mais également de plus en plus en mer où la présence du vent est plus régulière. De plus, les éoliennes sont ainsi moins visibles et occasionnent moins de nuisances sonores[25].

I.7 Classification des éoliennes

Depuis le début de la technologie de l'énergie éolienne, des machines de plusieurs types et les formes ont été conçues et développées autour de différentes parties du monde. Certains d'entre eux sont des conceptions innovantes qui ne sont pas commercialement acceptées. Bien qu'il y'ait plusieurs façons de catégoriser les éoliennes, elles sont généralement classées en machines à axe horizontal et machines à axe vertical, en fonction de leur axe de rotation.

I.7.1 Éoliennes à axe vertical

L'axe de rotation de l'éolienne à axe vertical est vertical au sol et presque perpendiculaire à la direction du vent comme le montre la (figure I.8). Ce type d'éolienne a fait l'objet de nombreuses recherches. Il a l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et d'avoir une partie mécanique (multiplicateur et génératrice) au niveau du sol, facilitant ainsi les interventions de maintenance. En revanche, certaines de ces éoliennes doivent être entraînées au démarrage à cause des gabarits de leur mat qui subit de fortes contraintes mécaniques poussant ainsi les constructeurs à pratiquement abandonner ces aérogénérateurs (sauf pour les très faibles puissances) au profit d'éoliennes à axe horizontal [26].



Figure I.8 Darrieus éolienne [25]

I.7.2 Éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal, plus largement employées, nécessitent souvent un mécanisme d'orientation des pales, présentant un rendement aérodynamique plus élevé. Elles démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol. Dans ces types d'éolienne, l'arbre est parallèle au sol et presque parallèle au courant de vent (figure I.9). Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie entre 1 et 3. Le rotor tripale est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien. Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important[25, 27].



Figure I.9 Éolienne à axe horizontal [28]

I.7.3 Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal

Les principaux composants d'une éolienne sont le rotor, le système de train de transmission, génératrice, système d'orientation des pales et de la nacelle, la tour et la fondation, et les systèmes de contrôle (figure I.10). Le rotor est constitué d'un moyeu et des pales de l'éolienne. Le train d'entraînement se compose d'un axe à vitesse réduite, d'une boîte de vitesses, et de l'axe à grande vitesse du côté de générateur. Le train d'entraînement inclut également des roulements de soutien, des accouplements, et des freins mécaniques. Dans certains cas, le générateur est relié directement au rotor, donc la boîte de vitesse n'est pas utilisée. La nacelle est la couverture qui protège le train et le générateur d'entraînement contre les conditions météorologiques sévères. Le système de lacet (Écart système) garde l'arbre de rotor dans l'alignement du vent. Ce dernier est commandé par un système de contrôle automatique comprenant un capteur qui détecte la direction du vent, il utilise des moteurs électriques pour faire pivoter la nacelle afin qu'elle soit face au vent.

Le système de contrôle comprend des capteurs, des contrôleurs mécaniques, des circuits électriques, des ordinateurs, des pompes et des valves hydrauliques, et des actionneurs (moteurs, pistons, etc). Le système de contrôle est très important pour le fonctionnement de la machine et la production d'électricité, donc un contrôleur fiable est nécessaire pour faire fonctionner la turbine afin d'avoir la plus grande efficacité possible. D'autres composants électriques sont nécessaires pour le raccordement des éoliennes au réseau électrique, y compris les câbles, les appareillages, les transformateurs, les convertisseurs électroniques de puissance et dans certains cas des condensateurs de correction du facteur de puissance.

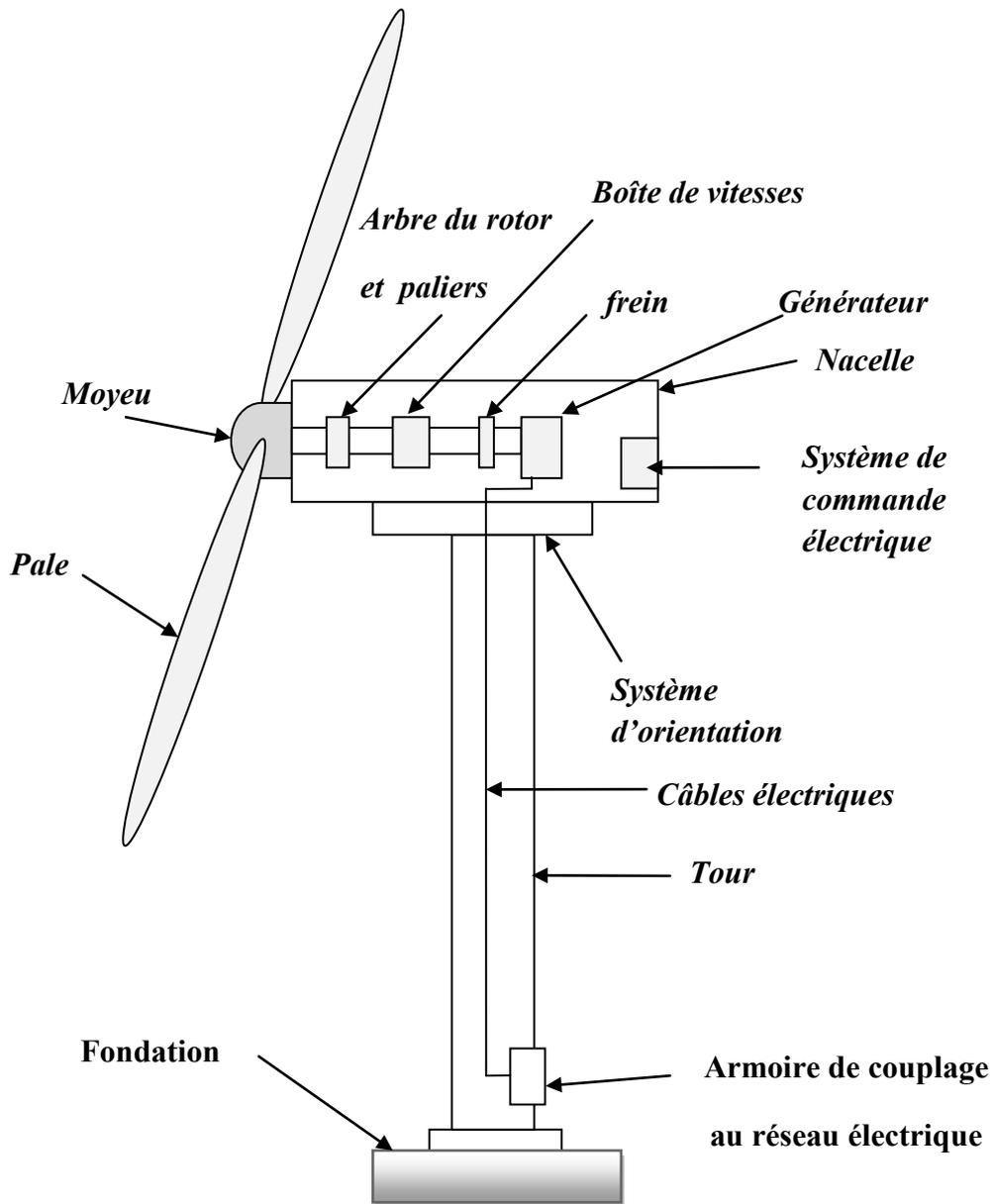


Figure I.10 Composants modernes d'éolienne

I.8 Classification des systèmes éoliens par rapport à la vitesse

I.8.1 Eoliennes à vitesse fixe

Il y'a deux types des machines à vitesse fixe :

I.8.1.1 Les génératrices synchrones (MS)

Ce type de machine est directement connecté au réseau (figure I.11), sa vitesse de rotation fixe et proportionnelle à la fréquence du réseau. En conséquence de cette grande rigidité de la connexion génératrice - réseau, les fluctuations du couple capté par l'aéroturbine se propagent sur tout le train de puissance, jusqu'à la puissance électrique produite.

Cette machine qui est utilisée dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité, notamment dans ceux de très grandes puissances (centrales thermiques, hydrauliques ou nucléaires). Les générateurs synchrones de 500 kW à 2 MW utilisés dans le domaine éolien, sont bien plus chers que les générateurs à induction de la même taille.

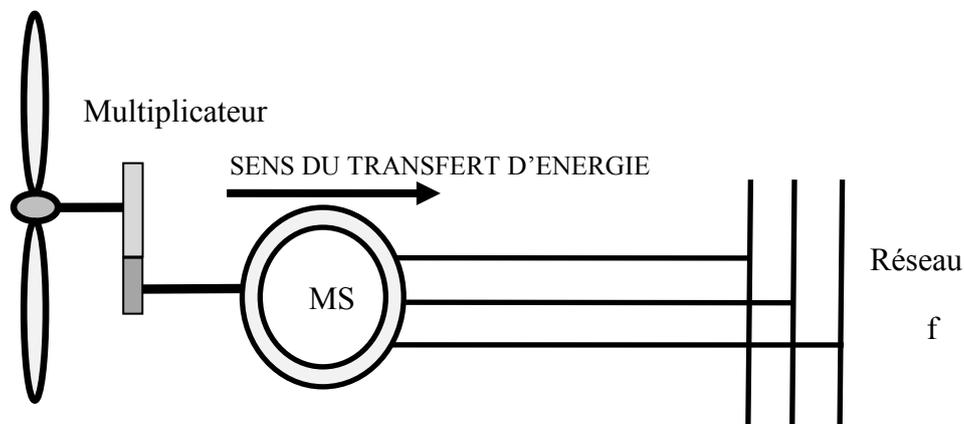


Figure I.11 Machine synchrone connectée directement au réseau

I.8.1.2 Les génératrices Asynchrones (MAS)

Ces éoliennes sont les premières à avoir reçues une technologie développée. La génératrice qui est généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil fonctionnant en hyper-synchronisme à une vitesse légèrement supérieure à celle du synchronisme est reliée

directement au réseau sans convertisseur de puissance (figure I.12). Sa vitesse mécanique fixe est imposée par la fréquence du réseau et par son nombre de paires de pôles.

Le contrôle de la puissance de ce type de système se fait au niveau de la turbine, soit par décrochage aérodynamique, soit par calage variable des pales de l'aérogénérateur pour s'approcher du fonctionnement synchrone. Il est doté d'un multiplicateur de vitesse pour s'adapter à la vitesse de la turbine et de la génératrice [29-31].

Ce type de convertisseur électromécanique est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance global du réseau. Celui-ci peut être toutefois amélioré par l'adjonction de capacités représentées sur (figure I.12) qui deviennent la seule source de puissance réactive dans le cas d'un fonctionnement autonome de l'éolienne.

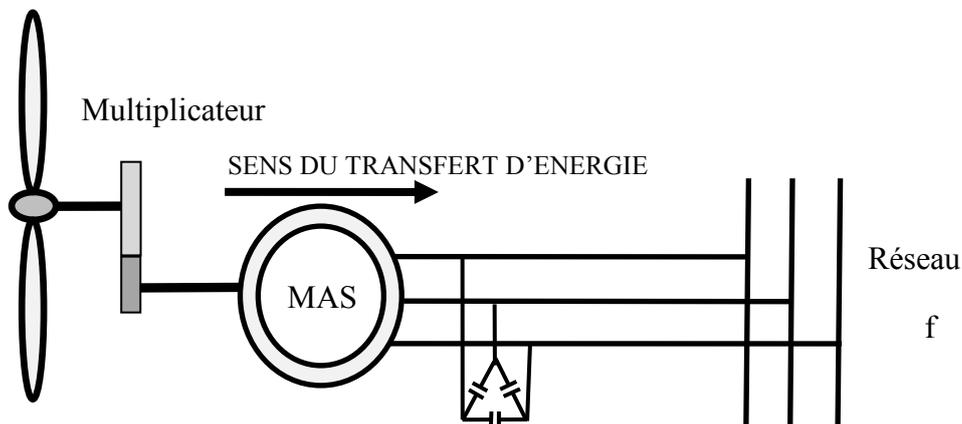


Figure I.12 Machine asynchrone connectée directement au réseau

I.8.2 Eoliennes à vitesse variable

A cause des inconvénients du système éolien à vitesse fixe, les industriels ont développé d'autres systèmes plus performants fonctionnant pour une gamme de vitesse plus large.

I.8.2.1 Machine synchrone à Rotor bobiné connectée au réseau par l'intermédiaire d'une Interface d'électronique de puissance

Les variations importantes des couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien peuvent causer une démagnétisation des aimants et une diminution de leur

durée de vie, car ces derniers sont constitués généralement d'un matériau peu fréquent, à cause de la difficulté et du coût de son extraction de la terre.

Pour limiter cet inconvénient, certains fabricants ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à rotor bobiné (figure I.13), le champ tournant rotorique est créé par un enroulement alimenté en courant continu (roue polaire) au moyen d'un redresseur connecté au réseau. Ce mode d'excitation exige la présence d'un contact glissant au rotor, ou par un système "Brushless" avec un redresseur tournant [23, 32].

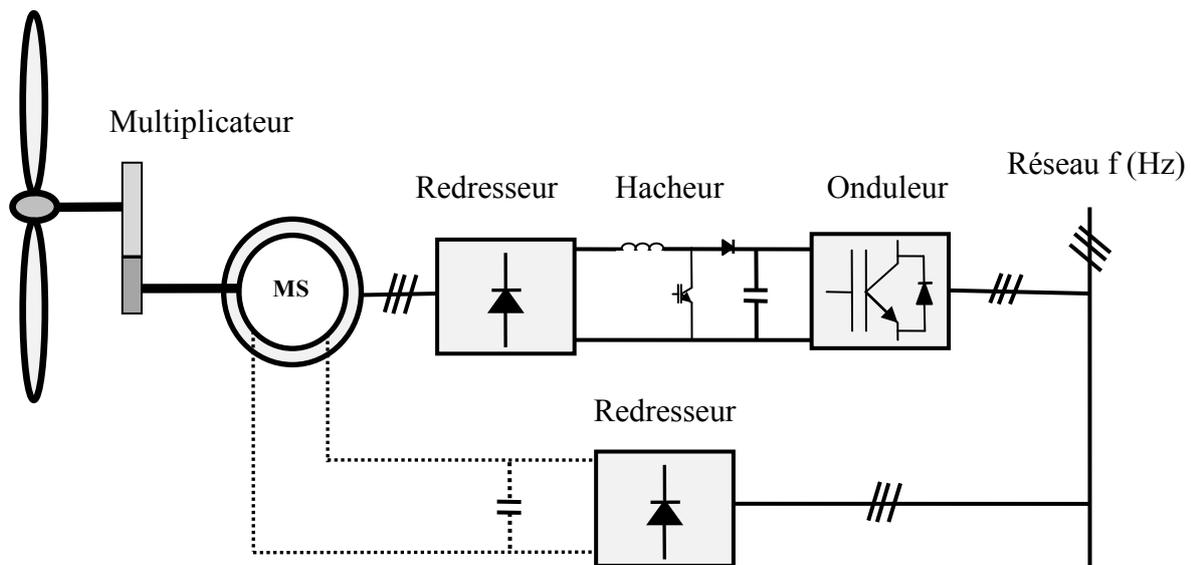


Figure I.13 Machine synchrone à rotor bobiné dans une chaîne de conversion éolienne

I.8.2.2 Machine synchrone à aimants permanents connectée au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance

Le développement des matériaux magnétiques a permis l'amélioration des machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs. Ce type de machine utilise un aimant permanent à rotor multi-pôles (figure I.14), ce qui donne l'avantage d'avoir un grand couple massique.

La suppression du système de balais - bagues et du multiplicateur de l'éolienne a minimisé les frais d'entretien du système. De plus, la machine ne consomme pas d'énergie réactive dans le rotor, ce qui lui permet de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement. Il existe plusieurs types de ces machines destinées aux applications éoliennes comme: les machines de construction standards (radiales), les génératrices discoïdes (champs axial) et les machines à rotor extérieur [10, 33, 34].

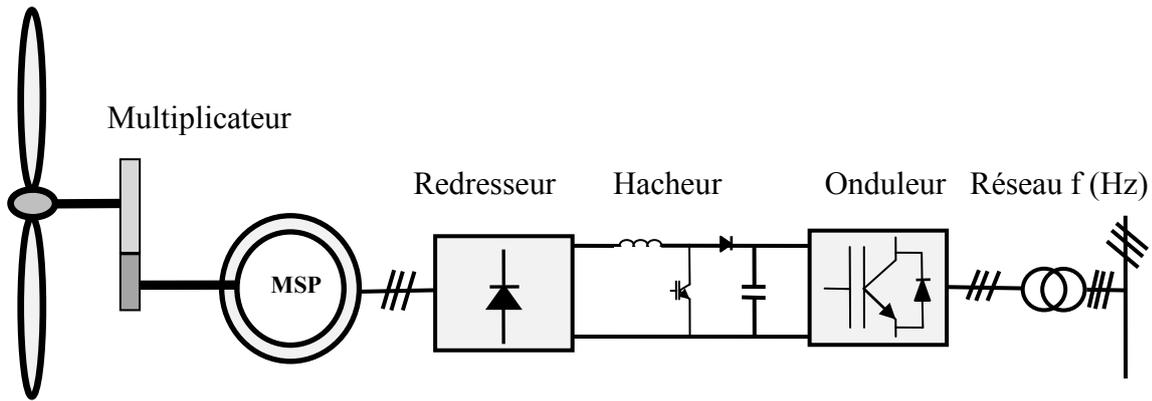


Figure I.14 Machine synchrone à aimants permanents dans une chaîne de conversion éolienne

I.8.2.3 Machine asynchrone à double stator

On réalise un double bobinage au stator (figure I.15), qui induit un nombre variable de paires de pôles, et donc deux plages de vitesses différentes. Il est en effet possible d'imposer deux vitesses de synchronisme en changeant le nombre de pôles.

On dispose alors d'un premier stator de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent. En effet, la puissance est donnée par [35]:

$$P_{tr} = \Gamma \cdot \Omega_s \quad (I.8)$$

Où : P_{tr} - est la puissance transmise par la génératrice, Γ - le couple électromagnétique,
 Ω_s - la vitesse de synchronisme. À une faible puissance correspond une faible vitesse, la vitesse étant liée au nombre de paires de pôles par :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (I.9)$$

Où : ω - est la fréquence du réseau (exprimée en cycles/seconde), p - le nombre de paires de pôles. À une faible vitesse correspond donc un nombre de paires de pôles élevé.

Un second stator, de forte puissance, correspond à une vitesse élevée. Il est alors associé à un faible nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent élevées.

Ce système reste intrinsèquement un dispositif à vitesse fixe mais possède deux points de fonctionnement différents. Le bruit ainsi engendré par l'éolienne est alors plus faible pour

les petites vitesses de vent car l'angle de calage nécessaire à l'orientation des pales atteint des valeurs moins élevées. La présence d'un deuxième stator rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble

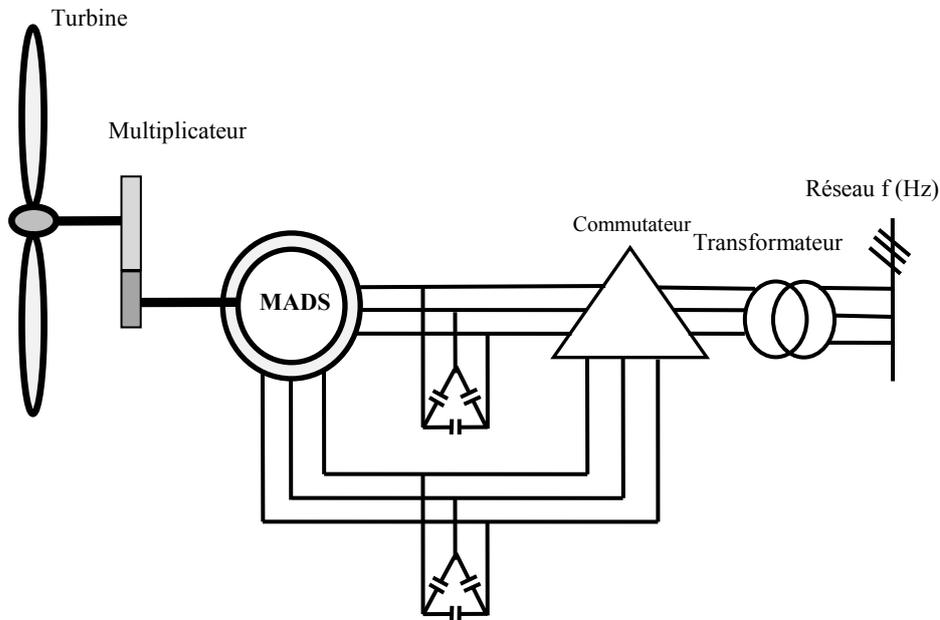


Figure I.15 Machine asynchrone à double stator

I.8.2.4 Machine asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance

Dans la configuration de la (figure I.16), une interface de puissance adapte la fréquence des courants du générateur à celle du réseau et permet ainsi de fonctionner à vitesse variable. Autrement dit, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique [36].

Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important, des pertes non négligeables (jusqu'à 3% de la puissance nominale de la machine) et entraînent des perturbations qui nuisent au rendement et à la qualité de l'énergie délivrée. De plus, la présence des capacités est indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la

magnétisation de la machine. Cette énergie ne peut pas être fournie par le réseau car le redresseur est unidirectionnel.

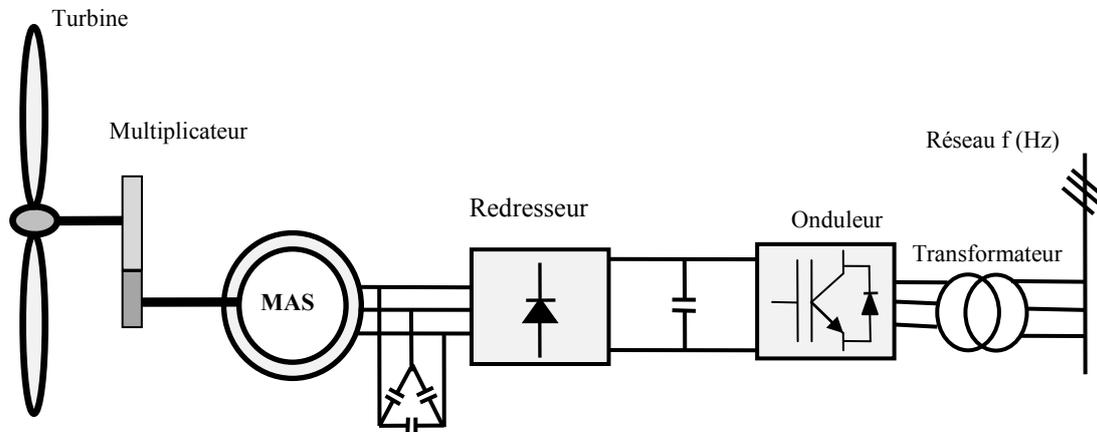


Figure I.16 Machine asynchrone connectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur – onduleur

I.8.2.5 Machine asynchrone à double alimentation type "brushless"

Pour éliminer l'inconvénient majeur du dispositif précédent (maintenance du système contact glissant), certains constructeurs utilisent un système à base de machine asynchrone à double alimentation sans balais type "brushless" (figure I.17). Cette machine a la particularité de fonctionner à vitesse variable, et possède deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator.

Le premier bobinage est directement connecté au réseau destiné aux grandes puissances, le second bobinage dont la section des conducteurs est moins élevée sert à faire varier le courant d'excitation de la machine au moyen d'un convertisseur bidirectionnel commandé. Le rotor de la machine possède une structure différente de celui de la machine à cage d'écureuil classique, mais aussi robuste, constitué de plusieurs boucles conductrices concentriques ayant un nombre de paires de pôles égal à la somme des nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques [10, 37, 38].

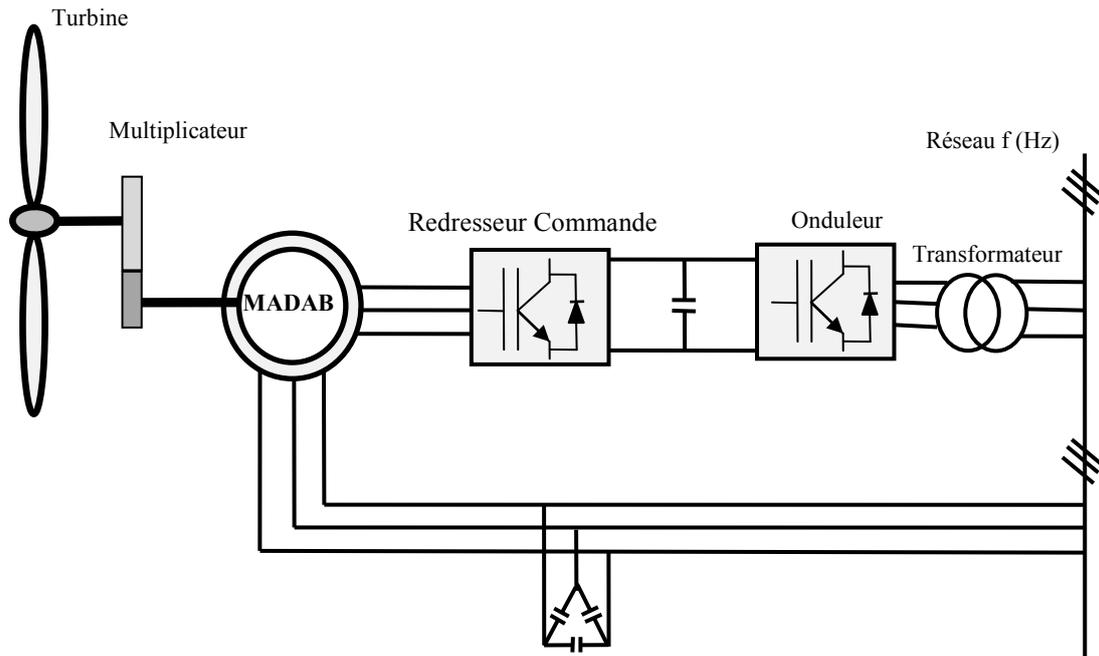


Figure I.17 Machine asynchrone à double alimentation type "brushless"

I.8.2.6 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobine"

La machine asynchrone à double alimentation joue un très grand rôle dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. L'utilisation d'une telle machine exige l'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau ce qui permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau. C'est la raison pour laquelle on trouve cette génératrice dans la production d'énergie électrique de grande puissance dans une grande gamme de vitesse du vent [39, 40].

Dans ce qui suit, nous allons présenter en détail la structure de cette machine, ses différents modes de fonctionnement, les configurations les plus utilisées, ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

I.8.2.6.1 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO (figure I.18). Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en

fonction de la vitesse de rotation de la machine. Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R [41].

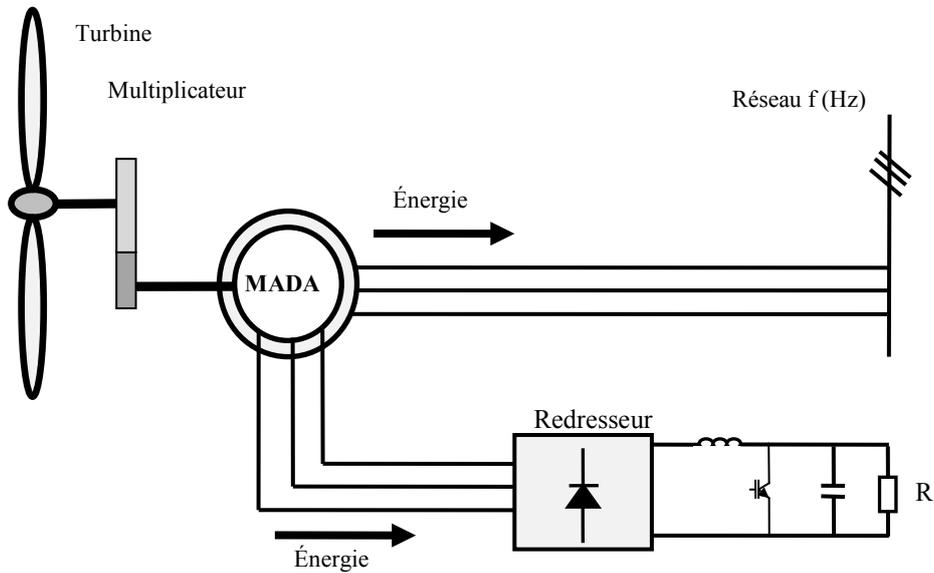


Figure I.18 MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée

I.8.2.6.2 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer, (Figure I.19)).

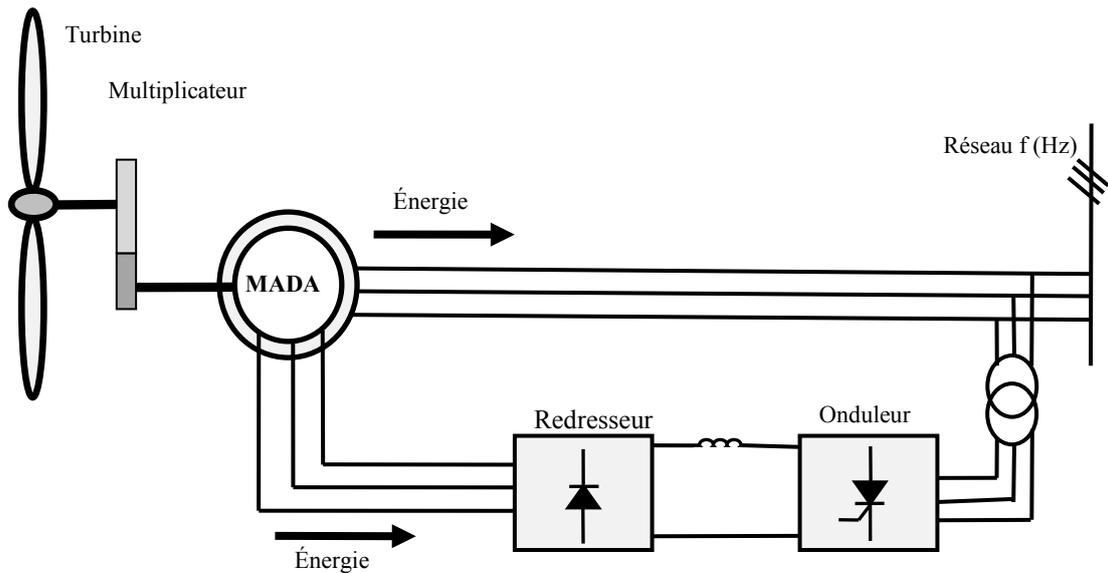


Figure I.19 MADA, structure Kramer

I.8.2.6.3 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.

Afin de permettre un flux d'énergie bidirectionnel entre le réseau et le rotor, on utilise un cycloconvertisseur (Figure I.20). L'ensemble est appelé structure Scherbius. L'utilisation des thyristors dans ce montage implique une présence de forts composants harmoniques nuisant ainsi à la qualité du facteur de puissance.

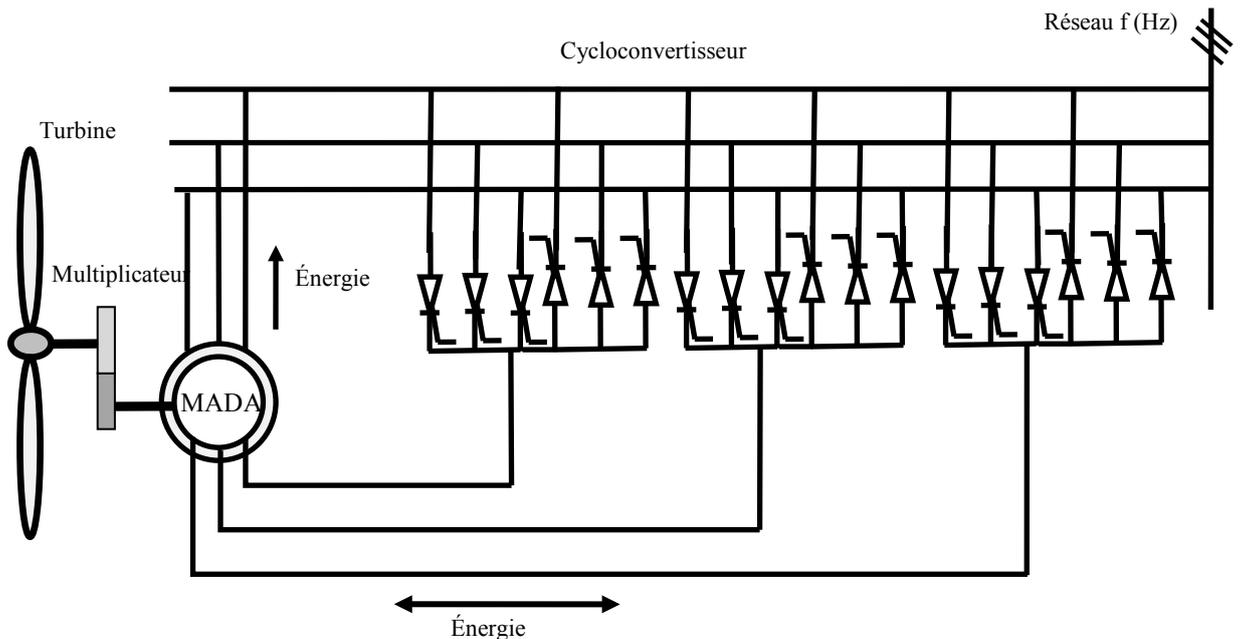


Figure I.20 Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

I.8.2.6.4 Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

L'utilisation de ce type de convertisseur (Figure I.21) permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premières harmoniques non nulles vers des fréquences élevées). Plusieurs études récentes confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau.

Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes

représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hyper-synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau.

La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire [23, 42].

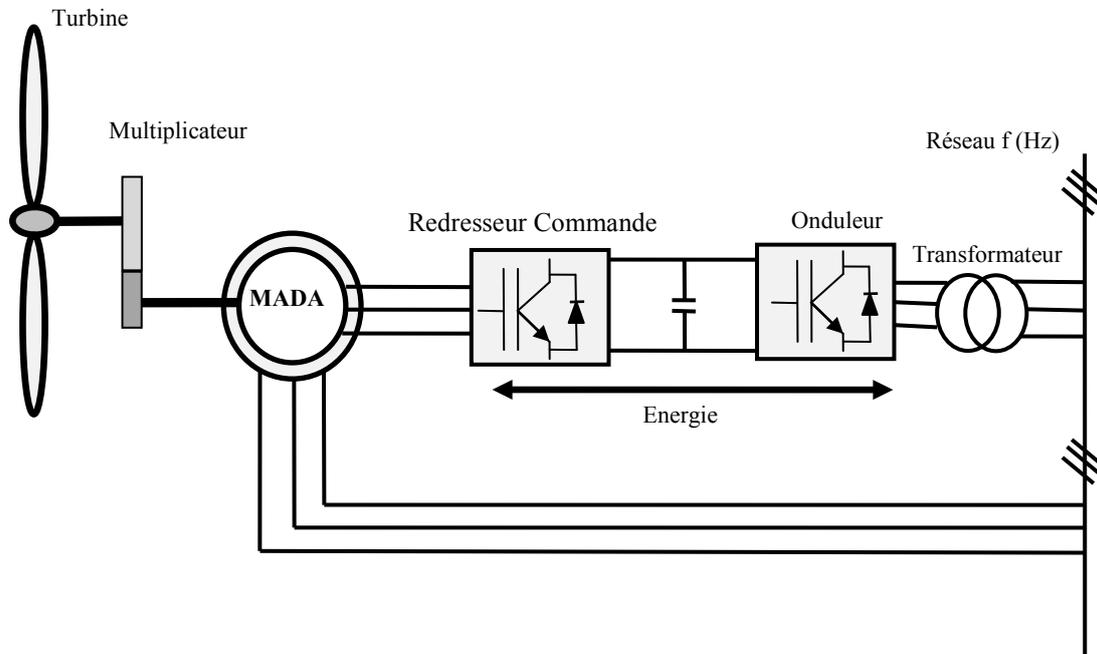


Figure I.21 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

I.8.2.6.5 Structure de la MADA

Elle possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone classique ou d'une machine synchrone. La différence réside dans le rotor composé d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques et connectés en étoile. Leurs extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des ballais (figure I.22), ce qui permet d'accéder aux grandeurs rotoriques [43].

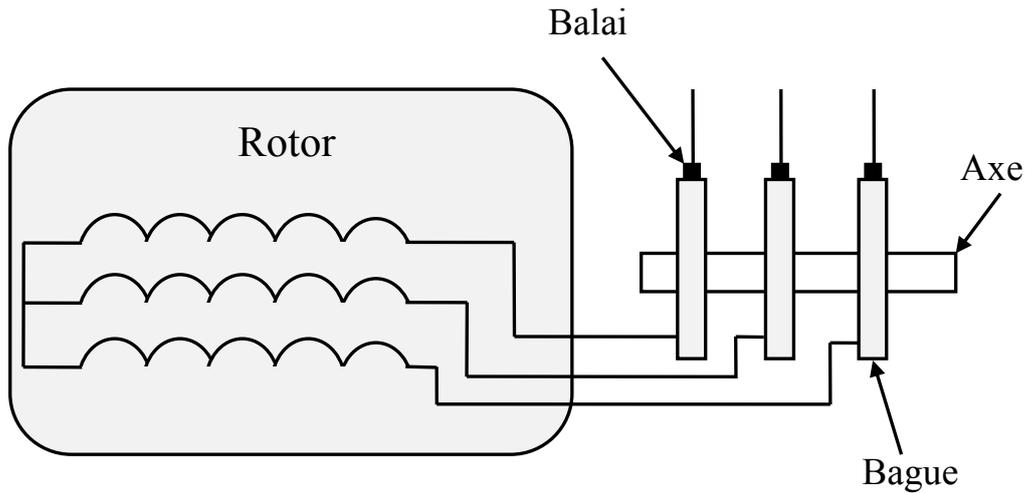


Figure I.22 Structure du rotor de la MADA

I.8.2.6.6 Modes de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants (figure I.23). C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur.

Lors du fonctionnement de la MADA en moteur, la puissance P_s est fournie par le réseau au stator de cette dernière. Durant le mode hypo-synchrone (figure 1.23.a), où la vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme, la puissance de glissement P_r transite à travers les deux convertisseurs pour être réinjectée au réseau. Pendant le mode hyper-synchrone (figure 1.23.b), le réseau fournit la puissance au stator et au rotor de la MADA. La puissance de glissement transite par les deux convertisseurs pour être absorbée par le rotor de la MADA entraînant par ceci un fonctionnement du moteur au dessus de la vitesse de synchronisme et le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator.

Les quadrants 3 et 4 sont intéressants pour une utilisation dans un système éolien. Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique P_m à la machine. En mode hypo-synchrone (figure 1.23.c), une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. Par contre, en mode hyper-synchrone (figure 1.23.d), la

totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $\frac{s}{1-s}P_m$ est transmise par l'intermédiaire du rotor [43].

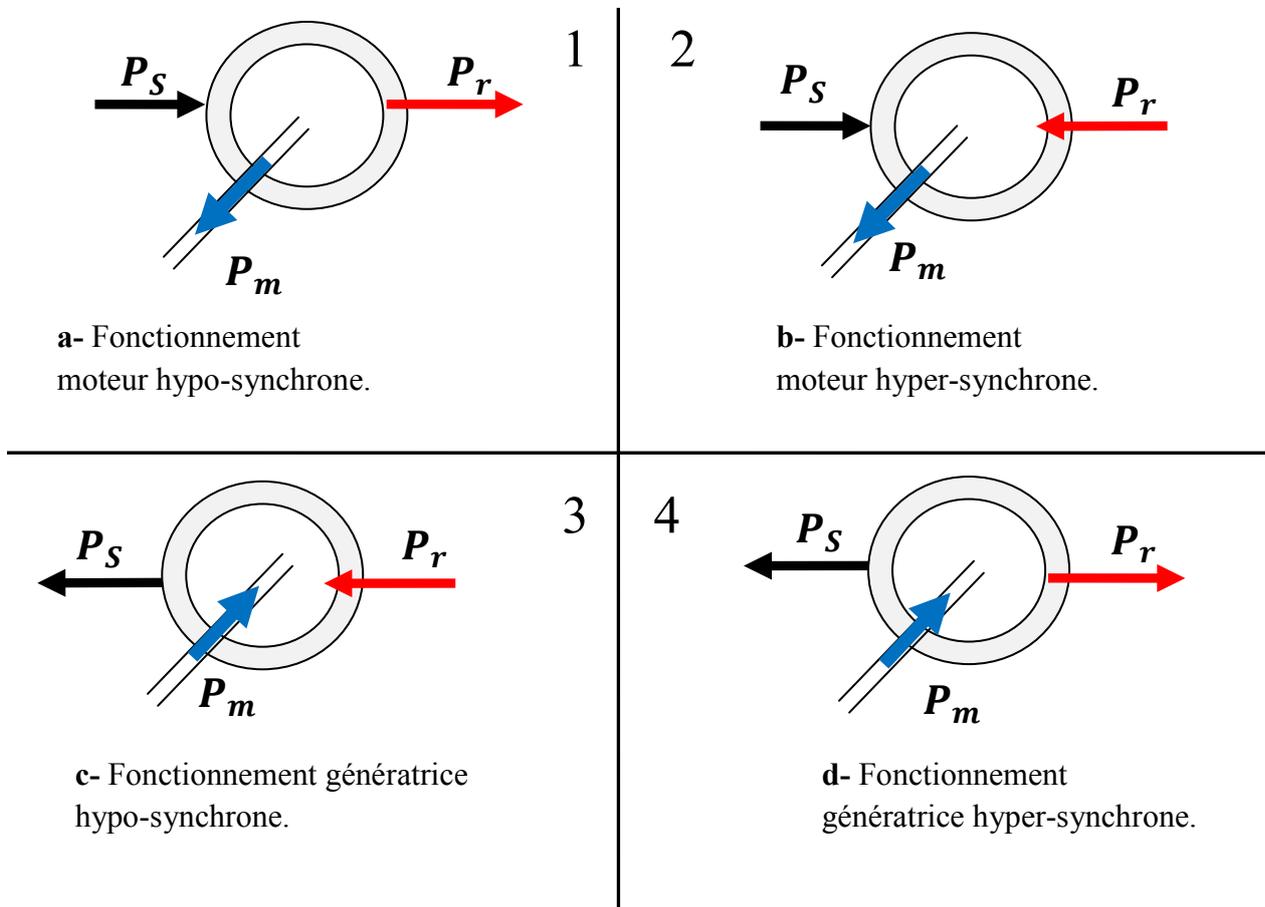


Figure I.23 Modes de fonctionnement de la MADA

I.8.2.6.7 Intérêt de la MADA

Le principal avantage de la MADA est la possibilité de fonctionner à vitesse variable. Les machines asynchrones à vitesse fixe doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme car la fréquence est imposée par le réseau. La vitesse du rotor est quasi constante.

Le système de la MADA permet de régler la vitesse de rotation du rotor en fonction de la vitesse du vent. En effet la MADA permet un fonctionnement en génératrice hypo synchrone et hyper synchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible.

L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent [44].

I.9 Conclusion

Une description de l'énergie éolienne a été présentée dans ce chapitre. Dans ce contexte, quelques notions principales au sujet de la technologie éolienne ont été données comme : les méthodes de description du gisement éolien ; les exemples d'architectures qu'on a commencé par les différents capteurs (à axe horizontal, vertical), et les caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal ; le rappel des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.

Les machines électriques, leurs applications ainsi que leur adaptation à un système éolien ont été présentées.

A la fin de ce chapitre, on s'est intéressé à la structure de la machine asynchrone à double alimentation, son application et son intérêt.

chapitreII *Modélisation et
commande d'un
système éolien à
base de la MADA*

II.1 Introduction

Durant les dernières années, les aérogénérateurs à vitesse variable sont de plus en plus utilisés par rapport à ceux à vitesse fixe, grâce à leur fonctionnement sur une large plage de vitesses, permettant ainsi une maximisation des puissances extraites pour de faibles vitesses du vent et le maintien d'une puissance constante pour des vitesses de vent élevées. Pour cela nous avons donc choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice électrique de type machine asynchrone à rotor bobiné, plus communément appelée Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) utilisée dans des sites de production supérieure à 1MW [43].

Ce deuxième chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.

II.2 Modélisation globale du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

II.2.1 Description du système aérogénérateur

Le système éolien à vitesse variable basé sur une MADA, est montré sur la figure II.1. La turbine, à travers un multiplicateur, entraîne la machine asynchrone à double alimentation, qui est reliée au réseau électrique directement par le stator ; par contre, le rotor est raccordé au réseau via des convertisseurs statiques triphasés à IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Les convertisseurs de puissance notés respectivement CCM et CCR, dans la suite de ce travail, seront commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

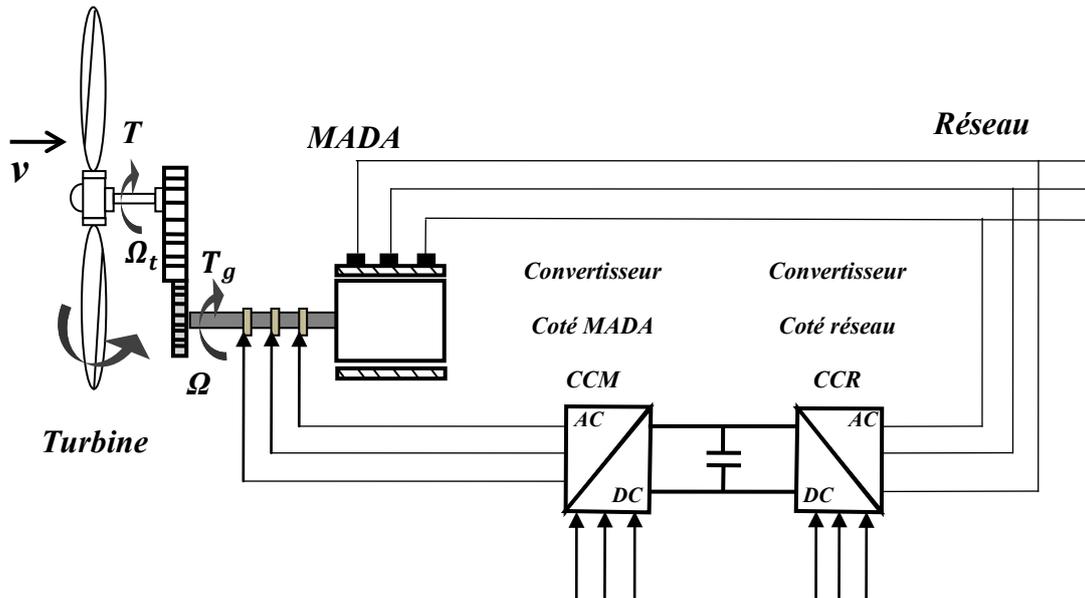


Figure II.1 Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA

II.2.2 Modélisation du Vent

Le vent est la source de l'énergie primaire des éoliennes parce que l'énergie cinétique contenue dans le vent est transformée en partie en énergie mécanique par la turbine, ensuite en puissance électrique par le générateur. Il convient à modéliser la variation du vent, car la précision des simulations dépendra de la qualité de son modèle. L'air est modélisé par plusieurs méthodes, mais en général, la plus utilisée c'est la caractéristique spectrale de **Van Der Hoven** : La grandeur de la vitesse du vent instantanée peut s'exprimer comme la somme d'une vitesse moyenne et d'une vitesse aléatoire [45, 46]:

$$V(t) = V_0 + V_T(t) \quad (\text{II.1})$$

Où:

$V_T(t)$: La vitesse de perturbation du vent ou (bruit blanc gaussien) est une opération aléatoire stationnaire (ne varie pas avec la vitesse moyenne du vent)

V_0 : La moyenne de la vitesse du vent variant régulièrement sur de plus longues périodes dans un site donné.

L'aéroturbine filtre les fluctuations de hautes fréquences. On reconstitue à cet effet un filtre passe bas à la composante de turbulence afin que celle-ci reproduise une caractéristique plus proche de la réalité dont la fonction de transfert est donnée par [45-47]:

$$H_f = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (\text{II.2})$$

La valeur de la constante de temps dépend du diamètre du rotor et également de l'intensité de turbulence du vent et de la vitesse du vent moyenne ($\tau = 4s$) [45].

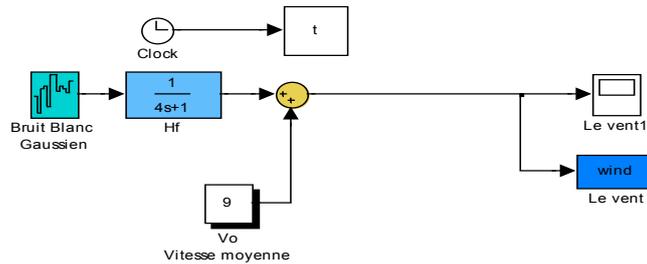


Figure II.2 Synoptique de reconstruction du vent sous Matlab-Simulink

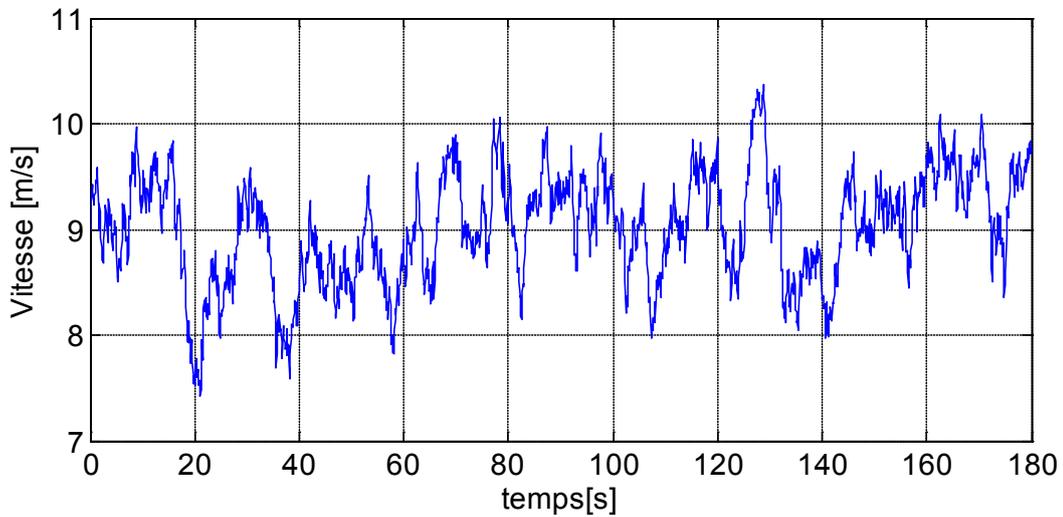


Figure II.3 Variation de la vitesse du vent sous Matlab-Simulink

II.2.3 Modélisation du système éolien

Trois facteurs déterminent le rapport entre l'énergie du vent et l'énergie mécanique récupérée par le rotor: la densité de l'air, la surface balayée par le rotor et la vitesse du vent.

La densité de l'air et la vitesse du vent sont des paramètres climatologiques qui dépendent du site [48, 49].

Le mécanisme, qui est étudié ici, est composé d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant un générateur à travers un multiplicateur de vitesse de gain G , comme le montre la figure II.4.

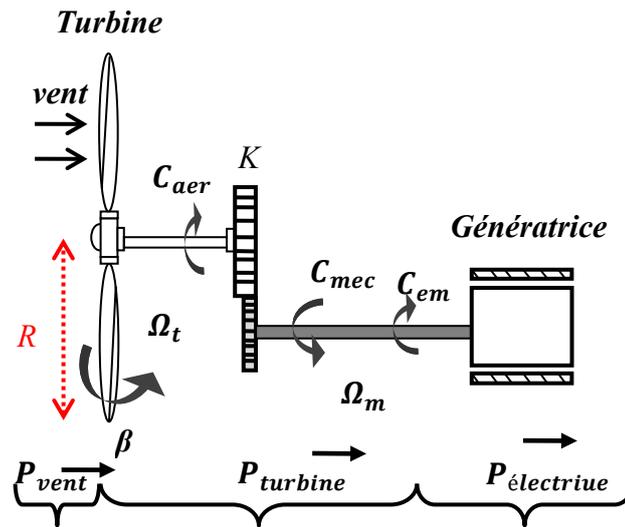


Figure II.4 Schéma de la turbine éolienne

La puissance du vent ou la puissance éolienne est définie par l'équation mathématique suivante [50]:

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

Où :

- $\rho = 1.25 \text{ kg/m}^3$: La densité d'air ou masse volumique de l'air dans les conditions normales de température et de pression.
- V : La vitesse du vent.
- R : La longueur de la pale.

La puissance aérodynamique, qui est convertie par une turbine du vent, $P_{turbine}$ dépend du coefficient de puissance C_p . Elle est donnée par [51, 52] :

$$P_{aer} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V^3 \quad (II.4)$$

Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{V} \quad (II.5)$$

Avec :

- λ : la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.
- Ω_t : la vitesse de rotation de la turbine.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine. La figure II.5 représente la variation de ce coefficient en fonction du rapport de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β [47, 52, 53].

En connaissant l'énergie aérodynamique du vent qui est convertie par la turbine, on peut calculer le couple aérodynamique C_{aer} en (N.m) par l'expression :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} \quad (II.6)$$

Dans le cadre de cette thèse, nous utilisons une approximation du coefficient de puissance par des fonctions analytiques en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pales β dont l'expression est [52]:

$$C_p = f(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) \exp\left(\frac{-C_5}{\lambda_i} \right) + C_6 \lambda \quad (II.7)$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad \text{et } C_1=0.5176; C_2=116; C_3=0.4; C_4=5; C_5=21; C_6=0.0068 \text{ [52, 54-56].}$$

La valeur maximale de C_p ($C_{pmax}=0.4353$) est atteinte pour $\beta=2$ et $\lambda=10.01$. Cette valeur particulière de λ est définie comme la valeur nominale λ_{nom} [54].

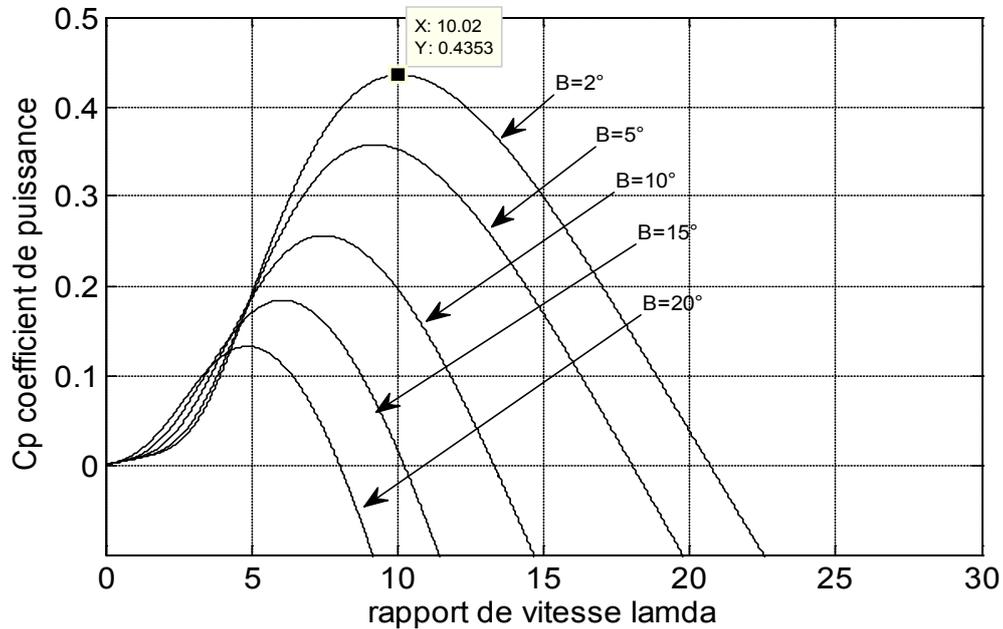


Figure II.5 Le coefficient de puissance pour des différents angles de calages

L'équation (II.5) montre que pour maintenir λ à sa valeur nominale ou optimale, et donc maximiser la puissance de la turbine éolienne, il faut varier la vitesse de rotation Ω_t de manière linéaire avec la vitesse du vent v . Dans ce cas, la vitesse de rotation nominale optimale Ω_{t_nom} pour la transmission mécanique maximale de la turbine éolienne est donné par :

$$\Omega_t^{nom} = \frac{\lambda_{nom}}{R} V \quad (II.8)$$

Cela nous conduit à tracer les caractéristiques de la puissance aérodynamique optimale de notre aérogénérateur fonctionnant à vitesse variable, en fonction de la vitesse de rotation du générateur et pour différentes vitesses du vent selon l'équation (II.4) qui deviendra :

$$P_{turbine}^{nom} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_P^{max}(\lambda_{nom}, \beta_{nom}) \quad (II.9)$$

On peut déterminer la caractéristique de puissance et du couple en fonction de la vitesse relative λ , pour des différentes vitesses de vent V donné figure II.6 et figure II.7.

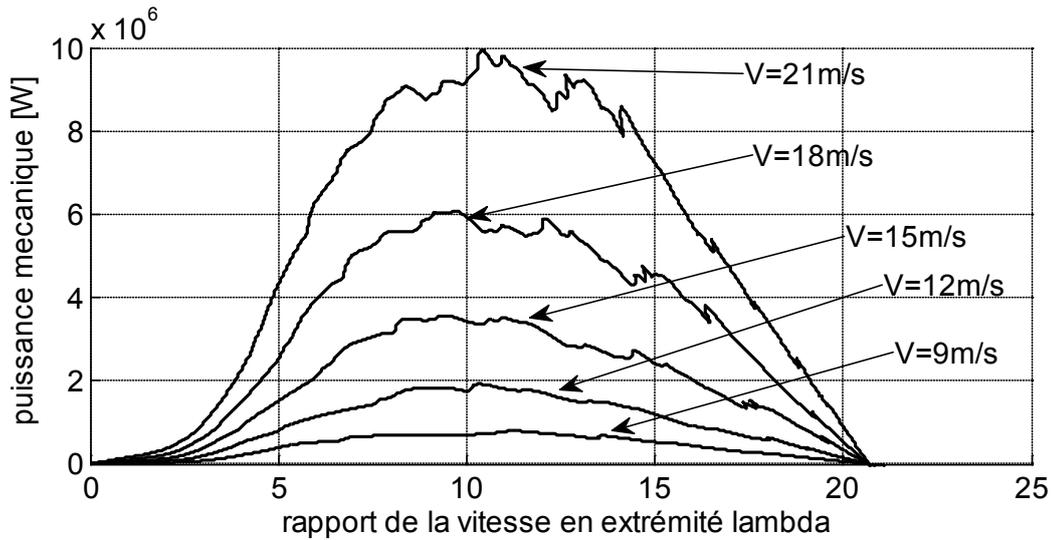


Figure II.6 Caractéristique du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ

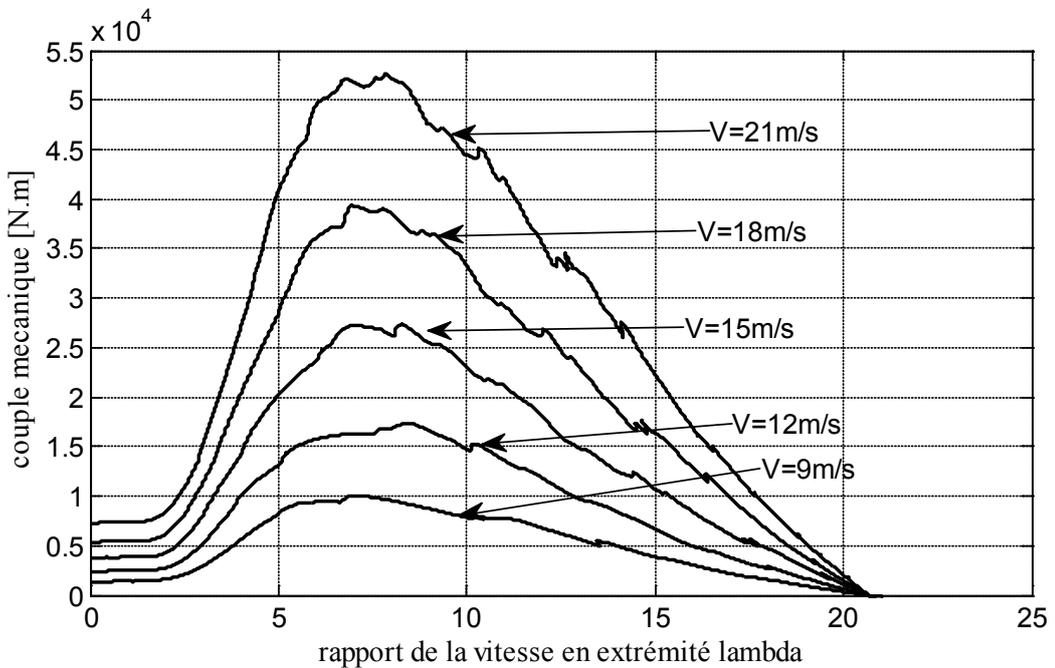


Figure II.7 Caractéristique du coefficient de couple en fonction de la vitesse relative λ

II.2.4 Modélisation du Multiplicateur :

Le multiplicateur est l'intermédiaire entre la turbine et le générateur. Il a pour but de régler la vitesse de la turbine Ω_t assez lente à la vitesse de la génératrice Ω_{mec} . Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain. L'élasticité et le frottement du multiplicateur sont négligés. Les pertes énergétiques dans le multiplicateur sont considérées nulles. Il s'agit d'un dispositif très complexe que nous avons modélisé très simplement par les deux équations suivantes :

$$C_g = \frac{1}{K} \cdot C_{aer} \quad (II.10)$$

$$\Omega_{mec} = K \cdot \Omega_t \quad (II.11)$$

Où :

- K : Rapport de multiplication.
- C_g : couple du multiplicateur de vitesse.
- Ω_{mec} : vitesse du générateur [rad/s].

II.2.5 Modélisation de l'Arbre Mécanique :

L'arbre est composé d'une masse correspondant à l'inertie du rotor de la turbine supportant les pales, le moyeu et une petite inertie représentant le rotor du générateur (Figure II.8).

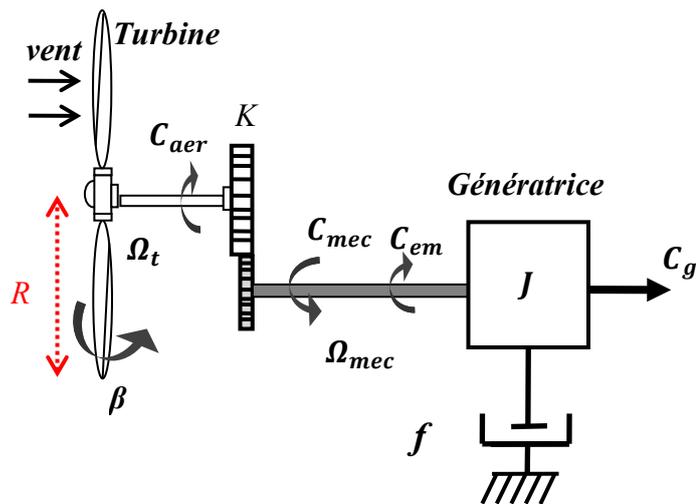


Figure II.8 Modèle de transmission mécanique à une masse ramené sur l'arbre rapide

Dans le modèle mécanique proposé, l'inertie totale J est celle du générateur J_g et l'inertie de la turbine J_t ramenée sur l'arbre rapide (au rotor du générateur) [43, 57], où :

$$J = J_g + J_t K^2 \quad (II.12)$$

L'évolution de la vitesse mécanique Ω_{mec} dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice C_{mec} qui est la résultante d'un couple électromagnétique produit par la génératrice C_{em} , d'un couple de frottement visqueux C_{vis} et d'un couple du multiplicateur de vitesse C_g [57].

$$C_{mec} = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} \quad (II.13)$$

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (II.14)$$

Le couple issu du frottement est modélisé par le coefficient de frottement visqueux f .

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad (II.15)$$

En remplaçant (II.14) et (II.15) dans (II.13), nous aurons :

$$C_g - C_{em} = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f\Omega_{mec} \quad (II.16)$$

Où :

- C_{em} est le couple électromagnétique de la MADA.

Le schéma bloc correspondant à la modélisation de la turbine éolienne se déduit facilement des équations ci-dessus qui sont représentées par la figure II.9.

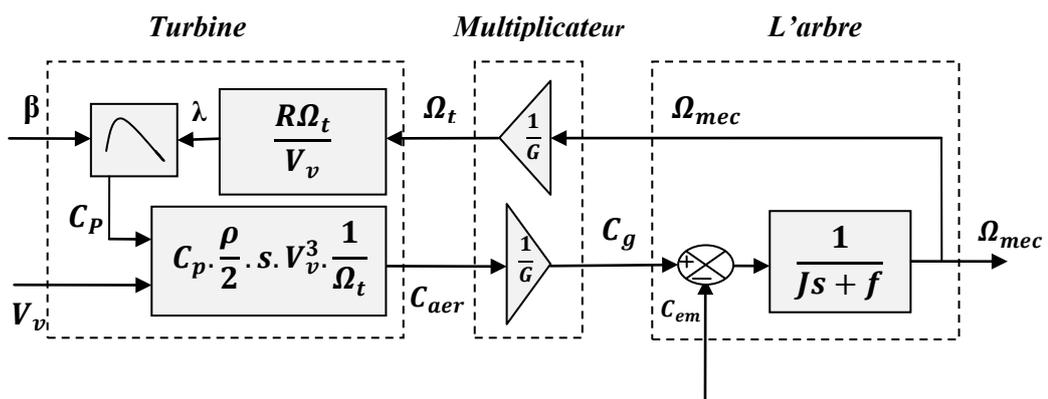


Figure II.9 Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne

La figure II.9 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de l'éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation Ω_{mec} de la génératrice, donc de la turbine, peut être commandée par action soit sur l'angle de calage des pales β , soit sur le

couple électromagnétique C_{em} de la MADA. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice au système [32, 53, 57, 58].

Dans le chapitre précédent on a vu que le processus de travail d'une éolienne à vitesse variable peut être déterminé selon quatre zones, on a jugé important de les rappeler dans cette partie pour contrôler la turbine:

Zone 1 : la vitesse du vent est faible, l'éolienne est en repos. La machine démarre lorsque la vitesse mécanique est supérieure à une certaine vitesse Ω_{cut-in} , (Figure II.10).

Zone 2 : Une fois la vitesse du vent atteint son seuil minimal pour démarrer la génératrice, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué pour avoir un fonctionnement optimal, jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique et de la vitesse de rotation.

Zone 3 : Une fois la vitesse nominale du vent est atteinte, l'éolienne tourne à vitesse constante. Dans cette partie, la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} .

Zone 4 : Au-delà de la vitesse $\Omega_{cut-out}$, un mécanisme d'urgence est déclenché pour éviter une rupture mécanique, une limitation de la puissance générée est effectuée grâce au contrôle de l'angle d'orientation des pales.

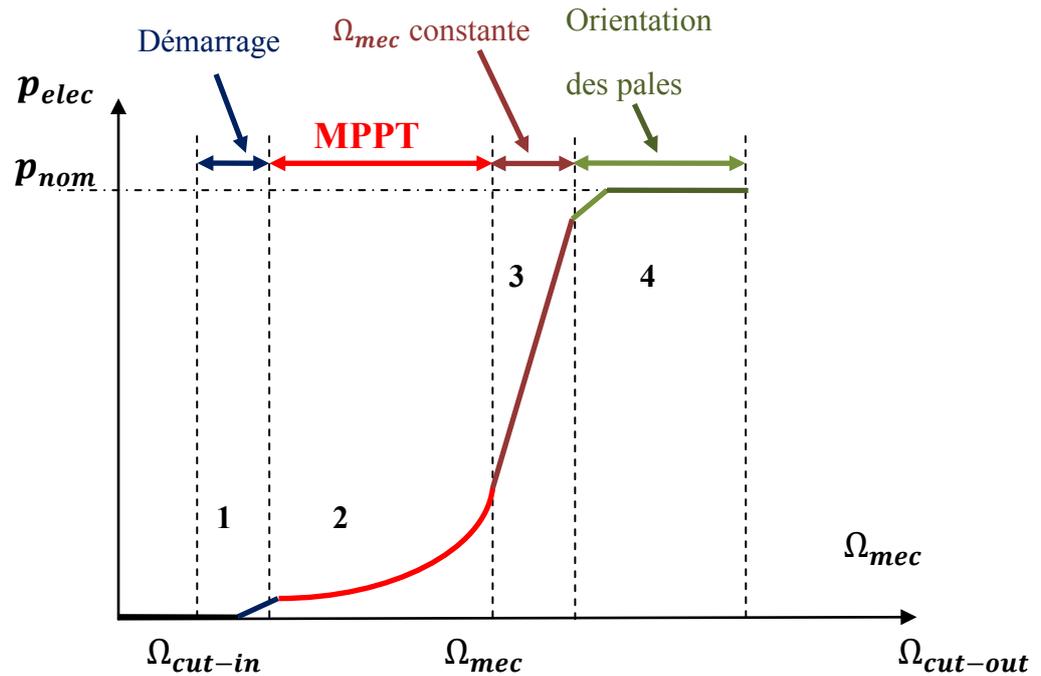


Figure II.10 Caractéristique puissance vitesse typique d'une éolienne de grande puissance

Ces obstacles peuvent être surmontés à l'aide de l'orientation des pales de l'éolienne afin de dégrader son rendement (augmentation de l'angle de calage des pales). Aussitôt que l'air arrive à sa valeur maximale V_{max} , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

Dans ce travail, Nous allons nous concentrer plus spécialement sur les points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En réalité, dans cette zone, nous considérerons que l'angle de calage des pales est constant et égale à deux. Pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA dans cette zone 2, il existe différentes stratégies de commande afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT (Maximum Power Point Tracking). On peut distinguer deux modes de contrôle: [57]

- le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation.
- le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation.

Pour le premier mode de contrôle, on supposera que la MADA et le CCM sont idéaux : quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique

développé par la MADA est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande.

II.2.6 Stratégie d'extraction du maximum de la puissance "MPPT"

Afin de capturer le plus grand maximum de puissance de l'énergie éolienne, il faut rectifier en continuation la vitesse de rotation de la turbine à celle du vent. La vitesse mécanique optimale de la turbine correspond à λ_{opt} et $\beta=2^\circ$. La vitesse de la génératrice est utilisée comme une grandeur de référence pour un régulateur PI. Ce dernier ajuste la consigne de commande qui est le couple électromagnétique C_{em} qu'on devrait appliquer pour faire tourner la génératrice à sa vitesse optimale. Le couple ainsi déterminé par le régulateur est utilisé comme grandeur de référence du couple du modèle de la turbine comme on peut le voir sur la Figure II.11.

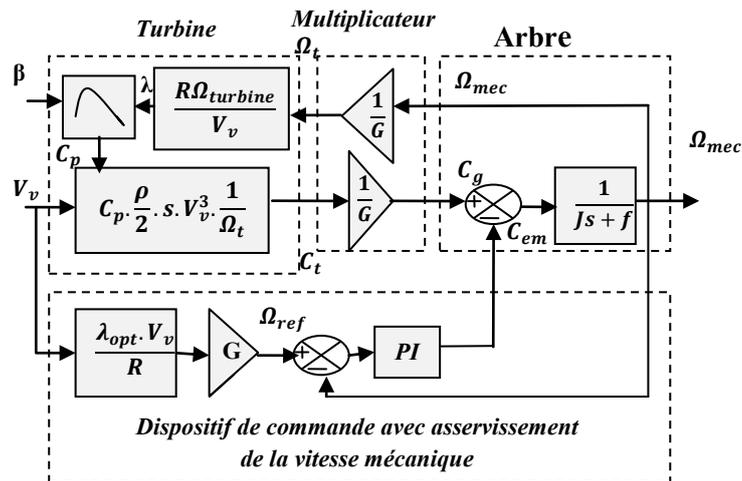


Figure II.11 Schéma bloc d'extraction du maximum de la puissance avec asservissement de la vitesse

II.2.7 Calcul d'un régulateur PI à avance de phase

On considère un schéma d'un correcteur (PI) pour réguler la vitesse de la turbine (Figure II.12).

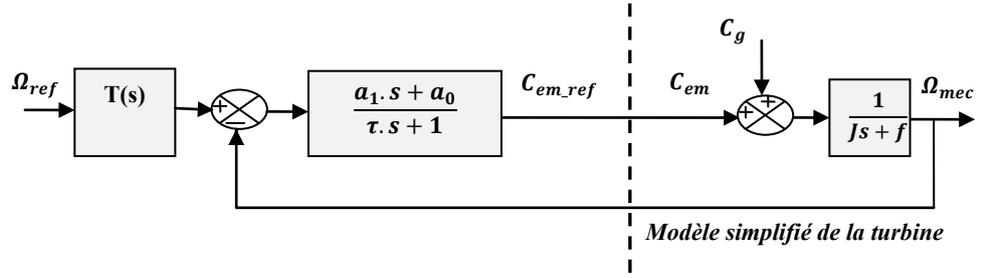


Figure II.12 Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase

D'après le schéma bloc on considère l'expression suivante :

$$C_{em_ref} = \frac{a_1.s + a_0}{\tau.s + 1} . (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (II.17)$$

Où : a_0 , a_1 et τ sont les paramètres du correcteur à déterminer et s est la grandeur de Laplace.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par la forme mathématique suivante :

$$\Omega_{mec} = F(s).\Omega_{ref} + P(s).C_g \quad (II.18)$$

Où : $F(s)$ - la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{a_1.s + a_0}{J.\tau.s^2 + (f.\tau + J + a_1).s + a_0 + f} \quad (II.19)$$

$P(s)$ - la fonction de transfert de la perturbation C_g

$$P(s) = \frac{\tau.s + 1}{J.\tau.s^2 + (f.\tau + J + a_1).s + a_0 + f} \quad (II.20)$$

L'atténuation de l'action du couple C_g est assurée par la fonction intégrale du régulateur, la pulsation naturelle et le coefficient d'amortissement sont déterminés par :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{a_0 + f}{J.\tau}} \\ \zeta = \frac{\tau + J + a_1}{a_0 + f} \cdot \frac{\omega_n}{2} \end{cases} \quad (II.21)$$

Où τ - la constante de temps : permet de régler la pulsation naturelle et le temps de réponse de l'asservissement de vitesse :

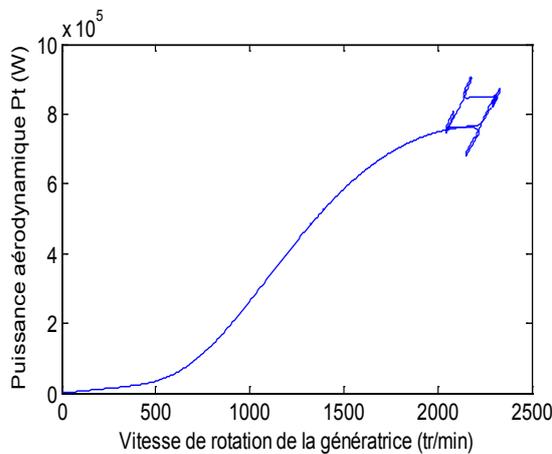
$$\begin{cases} a_0 = \omega_n^2 \cdot J \cdot \tau \\ a_1 = \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot (a_0 + f) - \tau - J \end{cases} \quad (II.22)$$

Le temps de réponse et 0.1s en boucle fermée est obtenu, en considérant la fonction de transfert anticipatrice (Figure II.12), pour limiter la génération de puissance au démarrage, [23, 32, 57] :

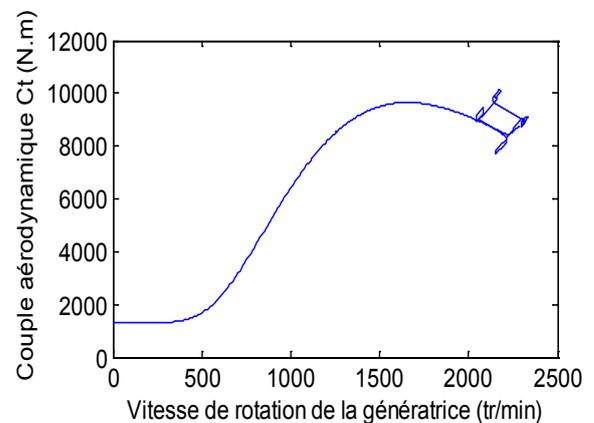
$$T(s) = \frac{J \cdot \tau \cdot s^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot s + a_0 + f}{(a_1 \cdot s + a_0) \left(\frac{0.05}{3} \cdot s + 1 \right)} \quad (II.23)$$

II.2.8 Résultats de simulation

Après la synthèse du régulateur PI à avance de phase, nous présentons dans cette section les résultats de commande du système éolien avec la stratégie de contrôle MPPT étudiée précédemment. La somme du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK, les paramètres de l'éolienne sont donnés dans l'annexe A. L'éolienne a été soumise au vent, dont son profil temporel est donné par la figure II.3. Les dépendances de la puissance et le couple aérodynamique de la turbine en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice sont présentées sur les figures II.13 (a,b) ; les courbes de vitesse de rotation du générateur et sa référence, ainsi que de la puissance, du couple et du coefficient de puissance de la turbine en fonction de temps sont montrées respectivement sur les figure II.13(c,d,e,f)



(a)



(b)

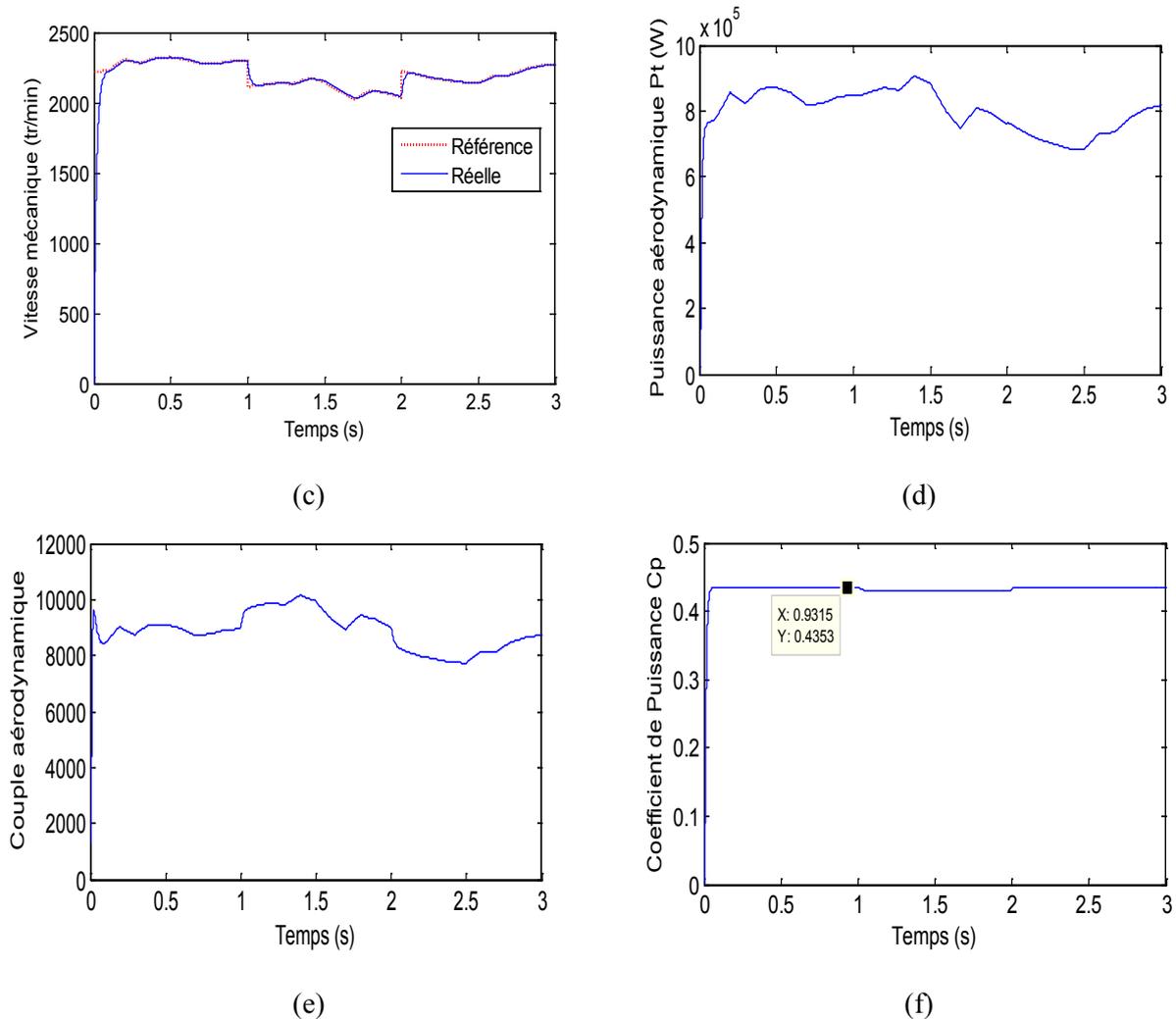


Figure II.13 Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de vitesse

Les résultats obtenus montrent les meilleures performances statiques et dynamiques, une poursuite meilleure de la consigne contrôlée de vitesse et un temps de réponse optimal offert par le régulateur PI à avance de phase.

Les figure II.13 (a,b) montrent que les valeurs de la puissance et du couple aérodynamique augmentent avec l'accroissement de la vitesse de rotation de la génératrice jusqu'à ce qu'elles arrivent à un pic élevé et restent stables grâce au contrôle MPPT.

La figure II.13(c) montre que la vitesse de la génératrice suit la référence de la vitesse grâce au bon dimensionnement du régulateur PI à avance de phase.

A partir des figures II.13 (d,e,f), on remarque qu'une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite, car elle est

proportionnelle au cube de la vitesse du vent, par contre on constate que la le coefficient de puissance reste quasiment constant avec le temps .

II.3 Modélisation dynamique de la MADA

Après avoir analysé la partie mécanique de l'aérogénérateur, nous allons modéliser la machine asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor liée à un convertisseur statique. Le modèle généralisé triphasé et biphasé de cette machine dans les différents repères sera rappelé et présenté sous la forme matricielle après pour mieux comprendre nous allons simuler le modèle de la MADA[59, 60].

II.3.1 Modèle de la MADA dans le repère triphasé- triphasé

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure II.14 [61, 62].

Les trois enroulements (bobinages) du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs S_a , S_b et S_c qui sont décalés de 120° , ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs R_a , R_b et R_c .

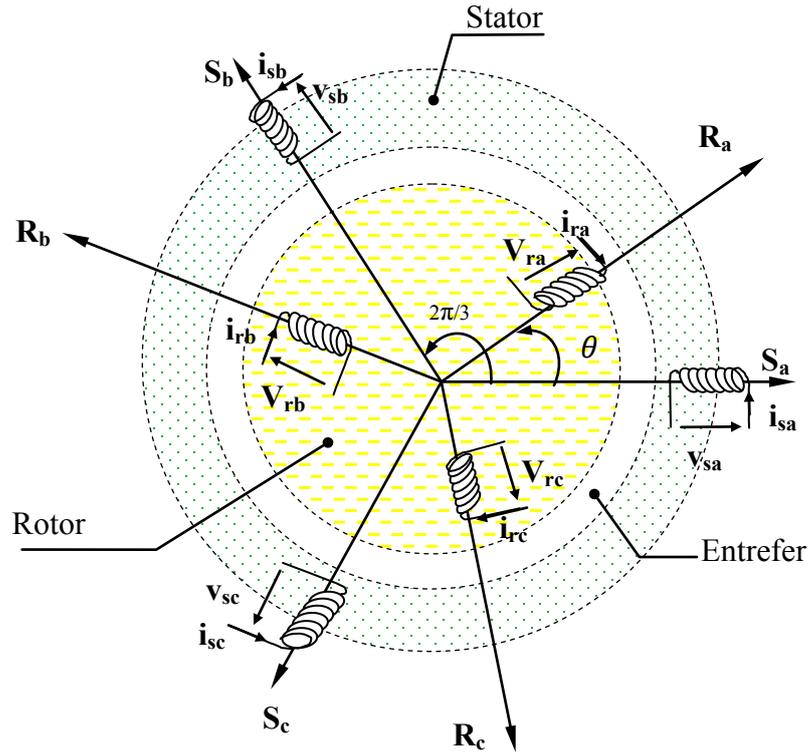


Figure II.14 Représentation spatiale des enroulements de la MADA

Où :

$(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}), (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc})$ - Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques et rotoriques.

$(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}), (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})$ - Les courants instantanés circulants dans les phases.

θ - L'angle électrique entre le repère statorique S_a et le repère rotorique R_a .

II.3.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MADA, est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation est sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.3.3 Mise en équations électriques

Chaque enroulement peut être représenté par un circuit électrique équivalent suivant le schéma de la figure II.15. Au stator, le circuit électrique se compose simplement d'une inductance en série avec une résistance [63].

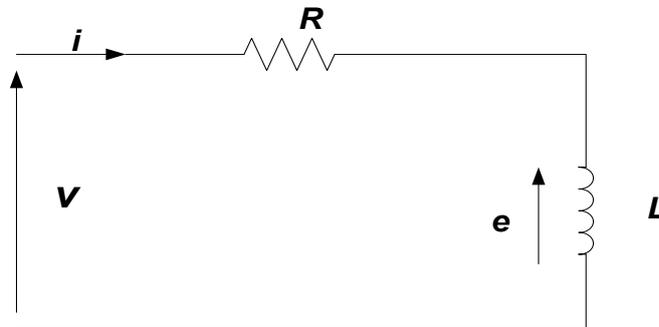


Figure II.15 Modèle électrique d'une phase

La relation entre le flux et la force électromotrice développée au niveau de l'inductance est donnée par la loi de Faraday : $e = -\frac{d\varphi}{dt}$

A partir de ce circuit on peut écrire l'équation :

$$v = Ri + e \tag{II.24}$$

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II.25})$$

De la même manière en appliquant la loi des mailles aux trois enroulements du stator, on obtient:

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

En matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{II.28})$$

Et pour le rotor, nous avons le même système

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

En matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II.31})$$

Où:

$(\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}), (\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc})$ - Les flux statoriques et rotoriques.

R_s, R_r : Représentent, respectivement, la résistance d'une phase statorique et rotorique.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme [64]:

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = l_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{aa} i_{ra} + M_{ab} i_{rb} + M_{ac} i_{rc} \\ \varphi_{sb} = l_s i_{sb} + M_s i_{sa} + M_s i_{sc} + M_{ba} i_{ra} + M_{bb} i_{rb} + M_{bc} i_{rc} \\ \varphi_{sc} = l_s i_{sc} + M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_{ca} i_{ra} + M_{cb} i_{rb} + M_{cc} i_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = l_r i_{ra} + M_r i_{rb} + M_r i_{rc} + M_{aa} i_{sa} + M_{ab} i_{sb} + M_{ac} i_{sc} \\ \varphi_{rb} = l_r i_{rb} + M_r i_{ra} + M_r i_{rc} + M_{ba} i_{sa} + M_{bb} i_{sb} + M_{bc} i_{sc} \\ \varphi_{rc} = l_r i_{rc} + M_r i_{ra} + M_r i_{rb} + M_{ca} i_{sa} + M_{cb} i_{sb} + M_{cc} i_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Où :

$$M_{aa} = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_{ab} = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3)$$

$$M_{ac} = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3)$$

Comme état général, on constate que :

$$M = M_{sr} \cos[\theta + (r - s)2\pi/3]$$

l_s - Inductance propre d'une phase statorique.

l_r - Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s - Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r - Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} - Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

Les équations de flux sous forme matricielles sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

En posant :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Les équations des flux statoriques s'écrivent sous une forme condensée :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.35})$$

En suivant les mêmes étapes, les flux rotoriques s'expriment sous la forme condensée :

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

En substituant les équations des flux (II-35) et (II-36) dans les équations des tensions (II-28) et (II-31), on obtient :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \quad (\text{II.37})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \} \quad (\text{II.38})$$

II.3.4 Utilisation de la transformée de PARK à la MADA

La transformation de Park est ancienne (1929) et découle de la diagonalisation des matrices inductances statoriques et rotoriques [64]. cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a,b,c) de la machine asynchrone sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal (d,q,0). Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des courants, des flux et des tensions par la matrice de Park qui est exprimée par [63, 64] :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Où :

θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice $[P]$ (écart angulaire entre l'axe "S_a" du système triphasé et l'axe "d" du système biphasé.

f : représente la variable tension, le courant, le flux.

Le facteur $2/3$ a été choisi de façon à obtenir des relations simples lorsqu'on exprime les grandeurs en valeurs réduites. Les grandeurs d'indice 0 existent seulement en présence de composants homopolaires, c'est-à-dire en cas de fonctionnement dissymétrique de la machine. Les grandeurs d'indice d et q peuvent être considérées comme les projections sur les deux axes quadrature de celles des axes a,b,c [63].

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ_{obs} la transformation de PARK est dite transformation de CLARK et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

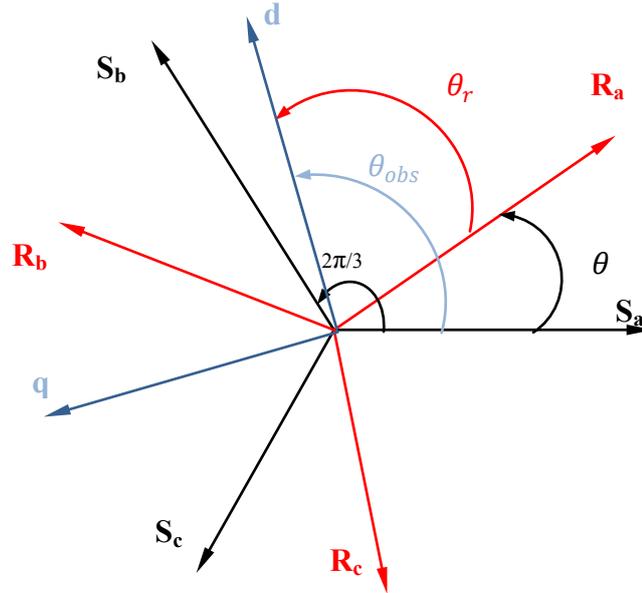


Figure II.16 Repère (d,q) de la machine MADA

II.3.5 Équation de la MADA dans le repère de Park

En appliquant la loi des mailles aux composantes des vecteurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park, ou tout simplement, en multipliant toutes les relations précédentes (II.26) et (II.29) par la matrice de Park, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque (ω_{obs}) par rapport au stator) est le suivant [65]:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_{obs} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_{obs} \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{obs} - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - (\omega_{obs} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.42)$$

Avec :

$$\omega_{obs} = \omega_r + \omega \quad \omega = \frac{d}{dt} \theta = p \cdot \Omega \quad \omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad \omega_{obs} = \frac{d}{dt} \theta_{obs}$$

De la même manière nous obtenons l'expression des flux statorique et rotorique en multipliant les équations (II.32) et (II.33) par la transformation de Park et après développement et arrangement, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \dot{i}_{sd} + L_m \dot{i}_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \dot{i}_{sq} + L_m \dot{i}_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \dot{i}_{rd} + L_m \dot{i}_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \dot{i}_{rq} + L_m \dot{i}_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Où :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

II.3.6 Choix du référentiel biphasé

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (d, q) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\theta_{obS} = 0$)
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\theta_{obS} = \theta_s$)
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\theta_{obS} = \theta$)

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant.

II.3.7 Référentiel lié au stator (α, β) :

Les équations de la MADA dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{II.44})$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.3.8 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant prennent la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.45})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs.

II.3.9 Equations de la puissance et du couple

Selon Park, la puissance électrique statorique instantanée s'écrit :

$$P_{abs} = (V_s)^T \cdot (I_s) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (\text{II.46})$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de tensions statoriques sont fournies par (II.45). La relation précédente devient [64] :

$$P_{abs} = \frac{3}{2} \left[R_s i_{sd}^2 + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} i_{sd} + R_s i_{sq}^2 + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} i_{sq} \right]$$

$$P_{abs} = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} i_{sq} \right) + \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (II.47)$$

$$P_{abs} = P_j + P_r + P_{el}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} P_j = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ P_r = \frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} i_{sq} \right) \\ P_{el} = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \end{cases} \quad (II.48)$$

P_j : représente la puissance perdue par effet joule au stator.

P_r : représente la puissance électromagnétique stockée dans le champ.

P_{el} : représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

Donc la puissance électrique peut se mettre sous la forme :

$$P_{el} = C_{em} \cdot \Omega_s = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (II.49)$$

On distingue l'expression du couple

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\Omega_s} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (II.50)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques (II.43)[66]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) i_{sq} - (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) i_{sd} \right) = \frac{3}{2} p \cdot L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (II.51)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (II.52)$$

Avec :

p : est le nombre de paires de pôles de la MADA.

II.3.10 Equation mécanique

D'après l'équation dynamique (II.16) nous pouvons écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \left(\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \right) = C_{mec} = C_g - \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - f_r \Omega \quad (II.53)$$

Où :

J : moment d'inertie des parties tournantes (du moteur avec la charge).

$f_r \Omega$: couple de frottement.

Notons que dans le cas d'un fonctionnement en génératrice, le couple électromagnétique possède une valeur négative.

II.3.11 Modèle de la machine en représentation d'état

La représentation d'état de la MADA dépend du repère et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (d, q) car c'est la solution la plus générale.

Le choix des variables d'état dépend des objectifs, soit pour la commande soit pour l'observation ; pour le modèle complet C_{em} est une variable d'état, pour les quatre variables électriques, notre choix pour la modélisation est le vecteur d'état suivant : $\left[i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq} \right]^T$.

Cette représentation d'état n'est pas unique pour la MADA. Nous pouvons envisager un vecteur d'état formé des flux au stator et des courants au rotor, des quatre courants au stator ou au rotor ou même des quatre flux au stator ou au rotor et aucune des représentations ne présente un avantage particulier par rapport aux autres [67].

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \\ \varphi_{sd} = L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \sigma i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{II.55})$$

En remplaçant φ_{sd} et φ_{sq} en fonction de φ_{rd} et φ_{rq} dans le système (II.45), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \left(L_s \sigma i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rq} \right) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_s \left(L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \right) \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = -R_r i_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} + v_{rd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = -R_r i_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + v_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

On écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Avec :

X : vecteur d'état du système $[i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T$

A : matrice d'état du système.

B : matrice de commande.

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

Y : vecteur de sortie.

C : matrice d'observation.

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{k}{T_r} & \omega_r k \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \lambda = \frac{1}{\sigma T_r}; k = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & k & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & k \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

La décomposition des équations d'état nous donne [66] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_r k \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + k v_{rd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \lambda i_{sq} - \omega_r k \varphi_{rd} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} + k v_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = -\frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_s \varphi_{rq} + v_{rd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_s \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} + v_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

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

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2}(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \\ Q_r = \frac{3}{2}(v_{rq}i_{rd} - v_{rd}i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

II.3.12 Simulation et interprétation du système globale (MADA+Turbine)

Les résultats de la simulation numérique du système éolien " Turbine + MADA" de la puissance 1.5MW (Annexe A), sont donnés par les figures suivantes :

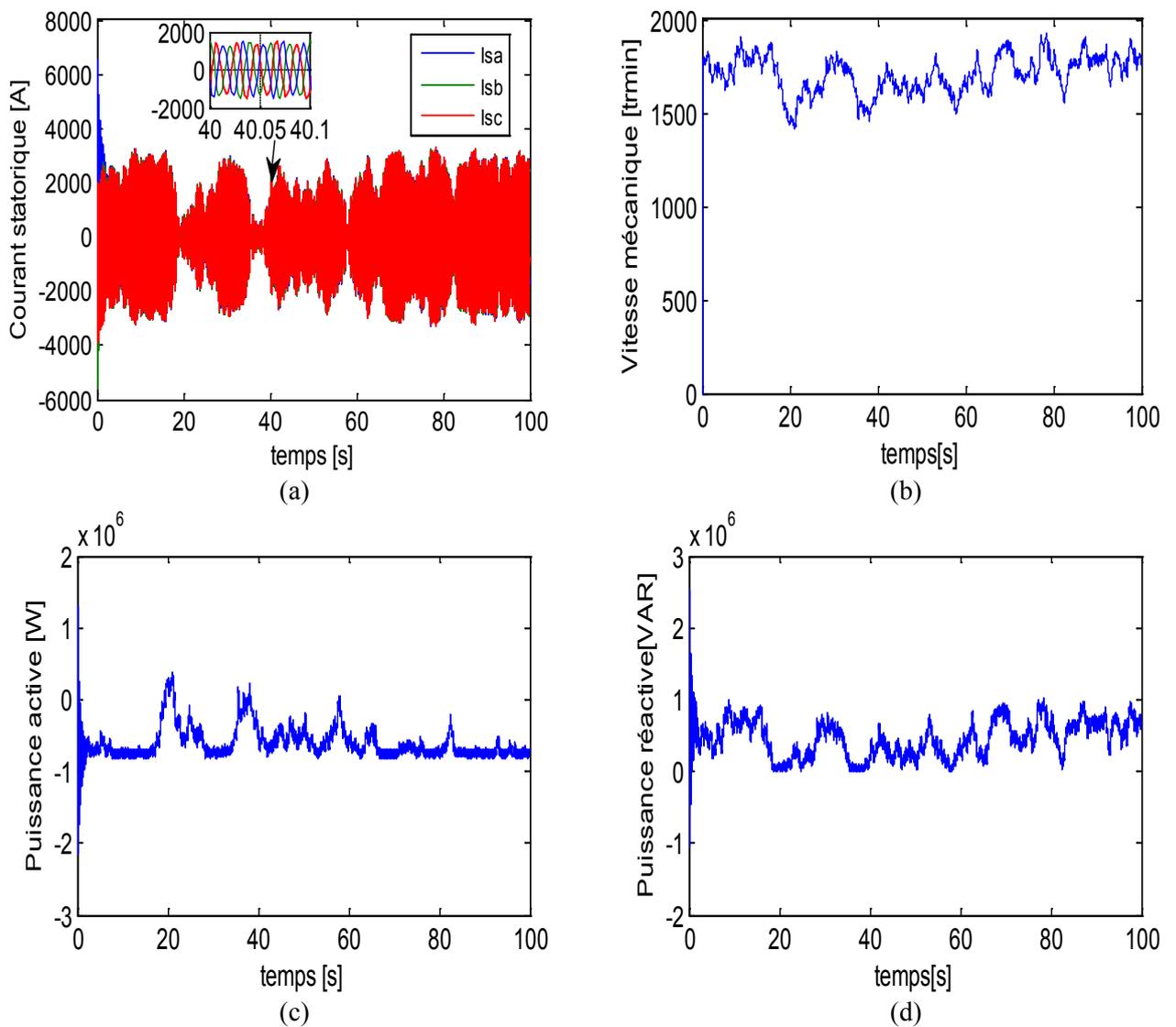


Figure II.17 Résultats de simulation de la génératrice éolienne

Les résultats de simulation obtenus montrent bien la réponse dynamique rapide de la vitesse. Cette dernière atteint une valeur un peu supérieure à la vitesse du synchronisme (1500 tr / min) à cause de plusieurs paramètres, spécifiquement à la vitesse du vent, l'angle de calage β et la tension rotorique.

Nous remarquons que la MADA génère plus de l'énergie réactive que l'énergie active ce qui donne un facteur de puissance plus loin de l'unité, ce qui dégrade le facteur de puissance global du réseau. Nous distinguons aussi le déphasage entre la tension et le courant d'une phase statorique (Figure II.18).

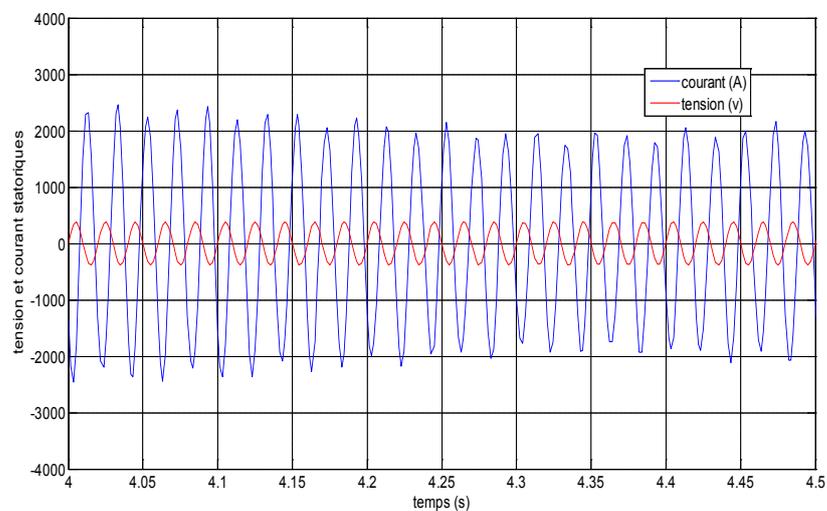


Figure II.18 Déphasage entre tension et courant d'une phase statorique

La Figure II.19 montre que, si on applique une chute de tension au niveau du stator entre le temps 6,5s et 11,5s, nous remarquons que les puissances active et réactive varient en même temps à cause de la non linéarité du système et couplage existant entre les différentes variables de la MADA.

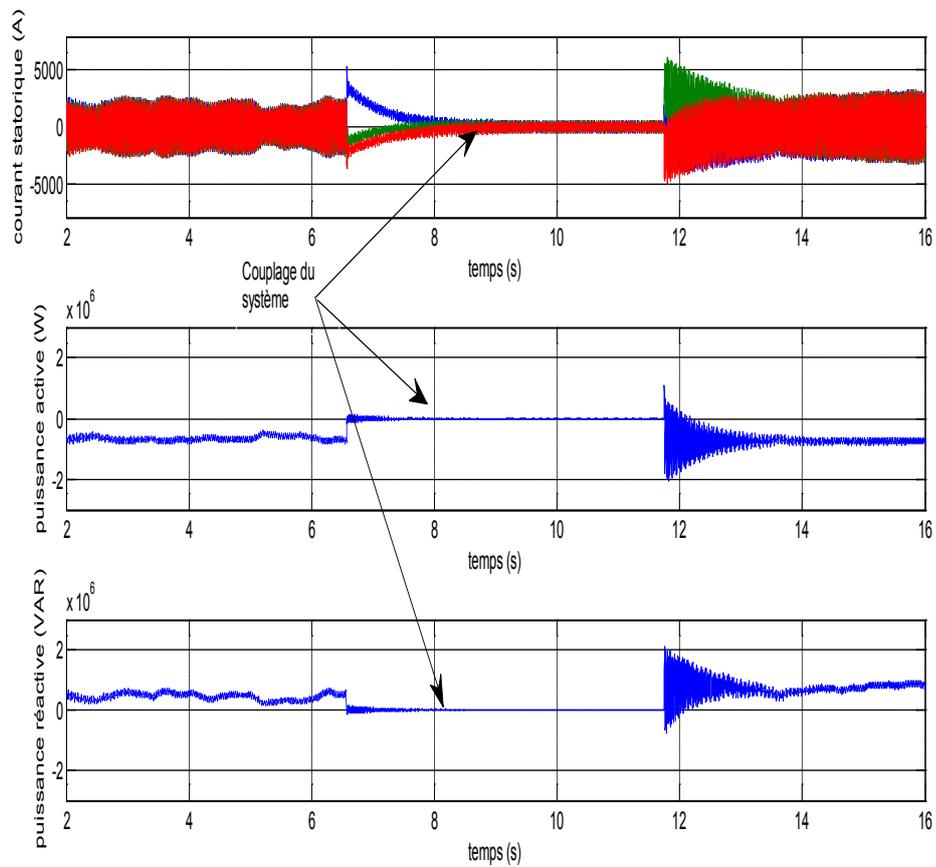


Figure II.19 Couplage de puissance active et réactive de la MADA

Dans ce cas, pour éliminer le couplage existant dans l'équation (II.63), on fait appel à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant de la puissance active et réactive et un contrôle du facteur de puissance.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la modélisation et la simulation d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur une MADA en mode générateur.

Dans un premier temps, nous avons commandé la turbine par la commande MPPT pour extraire le maximum de la puissance du vent appliqué sur les pales.

Ainsi, nous avons simplifié le modèle de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter.

À partir des résultats obtenus en simulation, le chapitre suivant sera dédié au découplage des puissances active et réactive par la commande vectorielle directe et indirecte basée sur la technique d'orientation du flux statorique, qui permettent un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

chapitreIII *Contrôle et Réglage
par des régulateurs
PI de la puissance
active et
réactive de la
MADA*

III.1 Introduction

Selon ce qui précède, dans ce chapitre, nous parlerons et présenterons l'adaptation des puissances statoriques de la machine liée à un onduleur de tension au rotor pour le réglage des puissances statoriques injectées au réseau électrique. Après avoir analysé la partie mécanique de l'aérogénérateur et voir le modèle mathématique simplifié de la MADA dans le deuxième chapitre, une commande vectorielle s'impose pour découpler les puissances actives et réactives afin de bien contrôler les puissances statoriques pour permettre un bon fonctionnement de la génératrice.

III.2 Commande vectorielle de la génératrice MADA

III.2.1 Principes et objectifs de la commande vectorielle

L'importance de la commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (*field-oriented control* en anglais), est d'arriver à commander la MADA de la même manière que d'une machine à courant continu à excitation indépendante dans laquelle où il y'a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Cette séparation approuvait de recevoir une réponse très rapide du couple, une vaste plage de contrôle de vitesse et une forte efficacité pour une haute plage de charge en régime permanent.

Pour obtenir un état équivalent à celle de la machine à C.C, on soumettra cette technique de la commande vectorielle.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est proposée par **Blaschke** et **Hasse** au début des années 70, cette méthode c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux éléments, le premier produit le flux, et le deuxième produit le couple [68].

Ce qui facile pour avoir un angle de 90° entre le flux statorique ou rotorique et courant statorique de la machine, et a reçu une caractéristique approchant à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

La figure III.1 montre l'égalité et l'équivalence entre la formule du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à C.C et la commande vectorielle d'une génératrice MADA.

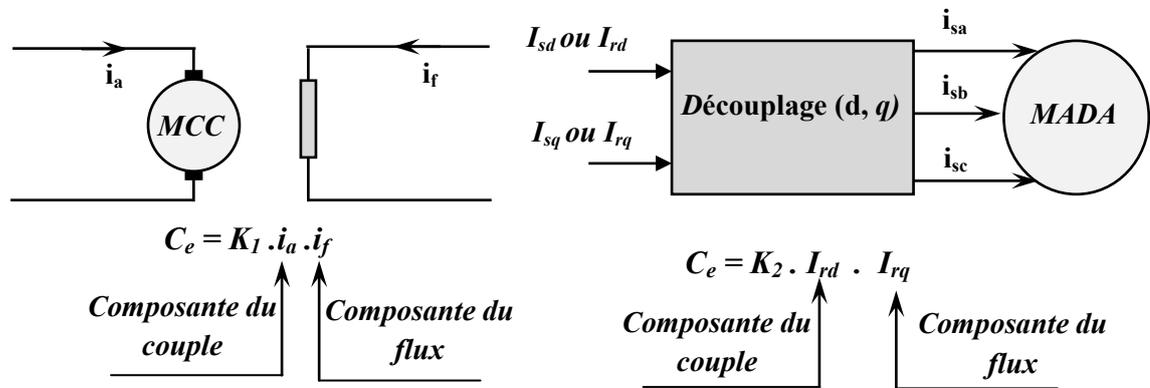


Figure III.1 Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone

A partir de la figure III.1, on remarque que pour la machine C.C, le courant d'induit i_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation i_f est la grandeur génératrice du flux. Dans une M.C.C, l'induit et l'inducteur sont découplés puisque le flux est commandé par le courant i_f et le couple par le courant i_a .

III.2.2 Modélisation de la génératrice MADA avec orientation du flux statorique

Pour commander la génératrice MADA par la méthode d'orientation du flux statorique, il est sage de choisir le repère $d-q$ lié au champ tournant statorique, qui est relatif à la fréquence de 50Hz (fréquence du réseau électrique). Ainsi, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique (Figure III.2) [69]. On a donc : $\varphi_{sq} = 0$ et par suite

$$\varphi_{sd} = \varphi_s .$$

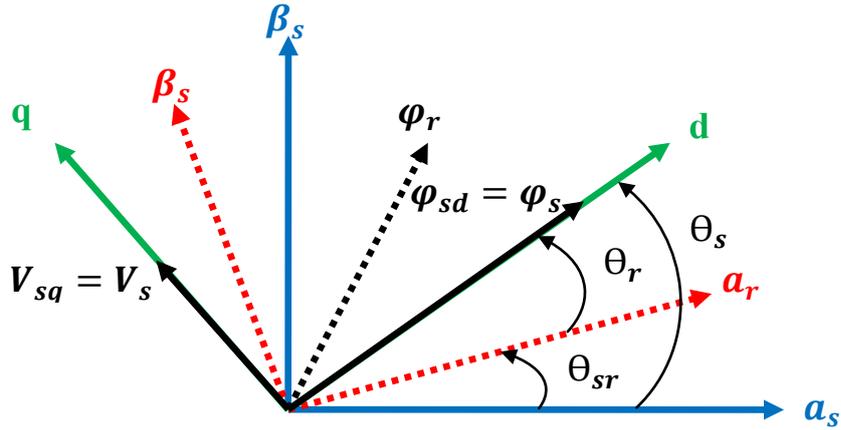


Figure III.2 Orientation du repère de Park

Nous allons donc revoir le modèle diphasé de la génératrice dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant que nous comptons utiliser par la suite pour la commande de la MADA.

A fin de réaliser l'orientation du flux statorique, on fait appel au modèle de la machine dans le repère de Park selon les équations (II.45) :

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

Si on oriente le flux statorique selon l'axe d pour que la composante suivant l'axe q soit constamment nulle ($\varphi_{sq} = 0, \varphi_{sd} = \varphi_s$), le modèle de la machine dans ce cas devient:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisées pour la production d'énergie éolienne les

équations des tensions de la machine en régime permanent se réduisent à la forme suivante [23, 58, 70] :

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = v_s = \omega_s \varphi_s \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Dans ce cas, on peut définir les courants statoriques en fonction des courants rotoriques comme suit [71]:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\varphi_{sd}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En remplaçant le flux $\varphi_{sd} = \varphi_s = \frac{v_s}{\omega_s}$ dans l'équation (III.4), on trouve :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{v_s}{\omega_s L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Par ailleurs, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} i_{rq} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{V_s}{\omega_s} i_{rq} \quad (\text{III.6})$$

III.2.3 Relation entre puissances statoriques et courants rotoriques

Les expressions des puissances active et réactive statoriques de la machine dans le repère de Park peuvent être exprimées par les équations (II.63) [71] :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \end{cases}$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté ($v_{sd} = 0$), ce système d'équations peut se simplifier sous la forme [58, 70, 72]:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}v_s i_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2}v_s i_{sd} \end{cases} \quad (III.7)$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions (III.5) dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2}v_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{v_s^2}{L_s \omega_s} - \frac{L_m}{L_s} v_s i_{rd} \right) \end{cases} \quad (III.8)$$

Il ressort de l'expression (III.8) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{v_s^2}{\omega_s L_s}$ imposée par le réseau [70].

III.2.4 Expressions des tensions et courants rotoriques

Exprimant d'abord les flux rotoriques d'après les équations (III.3), en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions dans les équations (III.5) :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m v_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{rq} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad (III.9)$$

En intégrant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques du système (III.2), donc on trouve :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{rd} - g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{rq} + g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{L_m v_s}{L_s} \end{cases} \quad (III.10)$$

En examinant les équations (III.8) et (III.10), on peut déterminer et élaborer un modèle pour contrôler les puissances (figure III.3).

La formule $g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$ désigne le terme de couplage entre l'axe direct et l'axe quadrature. En vue des faibles glissements, ce terme de couplage peut être rejeté pour avoir un découplage parfait entre les deux axes. Néanmoins, pour certaines applications de la MADA, la variation de la vitesse de rotation peut être importante et le glissement ne peut être négligé ; dans ce cas, il est important de considérer des termes de compensation pour avoir le contrôle de chaque axe indépendamment de l'autre.

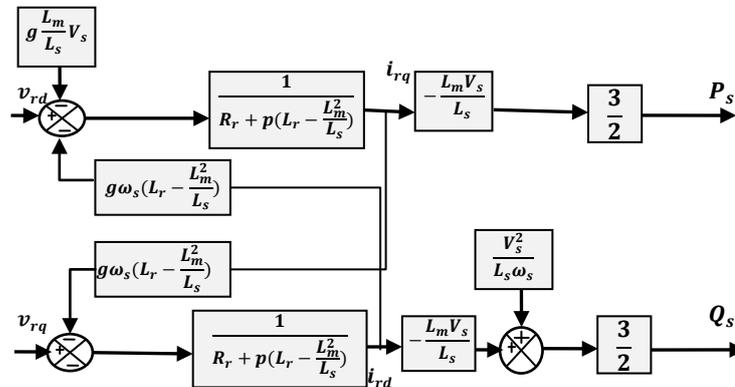


Figure III.3 Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA

III.3 Principe de Contrôle indépendant des puissances active et réactive

Nous avons vu ci-dessus la détermination du contrôle indépendant des puissances de la MADA à partir des tensions ; après nous avons inversé ses blocs pour déduire les tensions de référence de l'onduleur à partir des puissances active et réactive de références.

Nous résumerons deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette génératrice MADA [32]:

- La méthode 1 : consiste à rejeter les termes de couplage et à déposer en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette technique est appelée : méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la génératrice [73].
- La méthode 2 : consiste à estimer des termes de couplage et à les compenser pour obtenir un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette technique est appelée : méthode indirecte obtenue directement des équations (III.8) et (III.10).

III.3.1 Commande vectorielle directe des puissances

Cette stratégie de commande a été proposée par **Blaschke**. Donc, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué [74].

Si l'on remarque l'équation (III.8), on s'aperçoit que les courants rotoriques sont liés aux puissances actives et réactives par le terme $\frac{L_m v_s}{L_s}$. De même, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés dans le système (III.10) disparaissent en régime permanent. Donc ont écrit :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{L_m v_s}{L_s} \end{cases}$$

v_{rd} et v_{rq} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus [70].

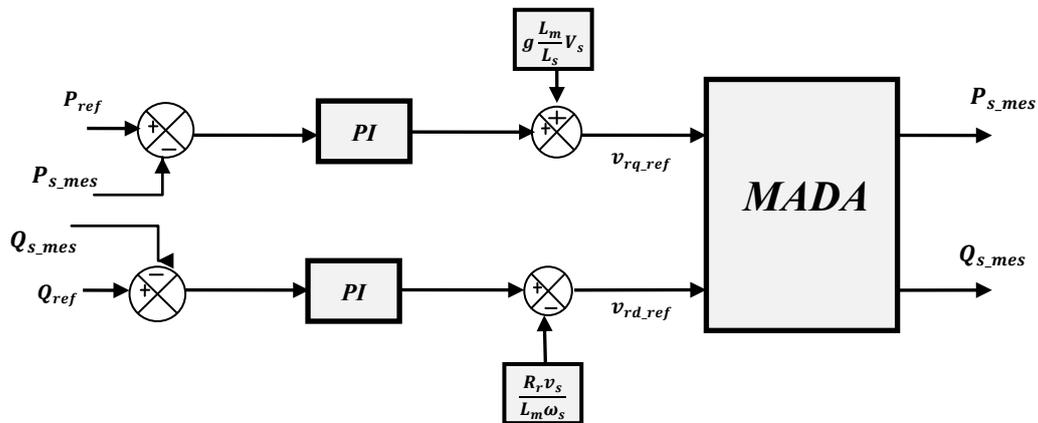


Figure III.4 Schéma bloc de la commande directe

L'effet du terme de couplage $g\omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$ est minime pour des faibles glissements et peut être compensé par une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande. En revanche, le terme $g \frac{L_m v_s}{L_s}$ représente une force électromotrice dont l'influence n'est pas négligeable, le système de contrôle devra donc compenser cette perturbation. Ainsi, on obtient un modèle plus simple permettant le contrôle direct et indépendant des puissances active et réactive en utilisant un seul régulateur sur chaque axe [70].

III.3.2 Commande vectorielle indirecte des puissances

Cette méthode consiste à récapituler l'opération de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler, pour établir les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator[23, 32, 75]. On recherche donc à former les équations des puissances active et réactive d'une côté et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte du modèle mathématique de la génératrice.

III.3.2.1 Commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte est fondamentalement basée sur la proposition d'un réseau stable en tension et en fréquence, elle comporte à asservir non plus les puissances mais plus précisément indirectement les courants rotoriques en n'utilisant pas non plus les

puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe d et q [70].

A partir des équations de la puissance active et réactive statoriques du système (III.8), on peut conclure les références des courants rotoriques direct et quadrature suivant les relations :

$$\begin{cases} i_{rq_ref} = -\frac{2L_s}{3L_m v_s} P_{sref} \\ i_{rd_ref} = -\frac{2L_s}{3L_m v_s} Q_{sref} + \frac{v_s}{\omega_s L_m} \end{cases} \quad (III.11)$$

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références des puissances active et réactive, telles qu'il est montré en Figure III.5.

Cette élaboration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc créer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive.

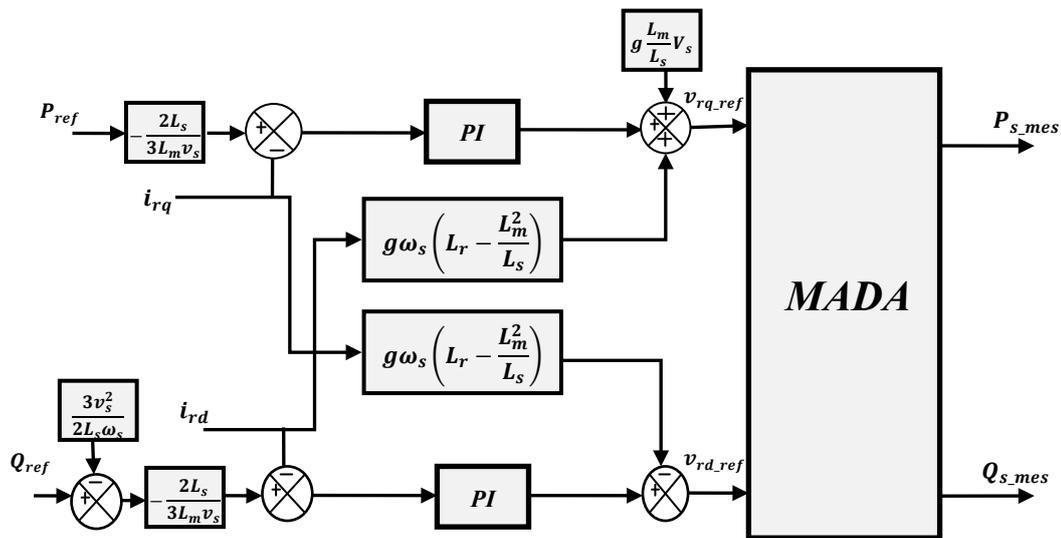


Figure III.5 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte

III.3.2.2 Commande en boucle fermée

Pour évoluer et corriger le système de commande précédent, nous allons mettre une boucle de régulation complémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc de

la figure III.5 de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre pour le courant rotorique (figure III.6) [75].

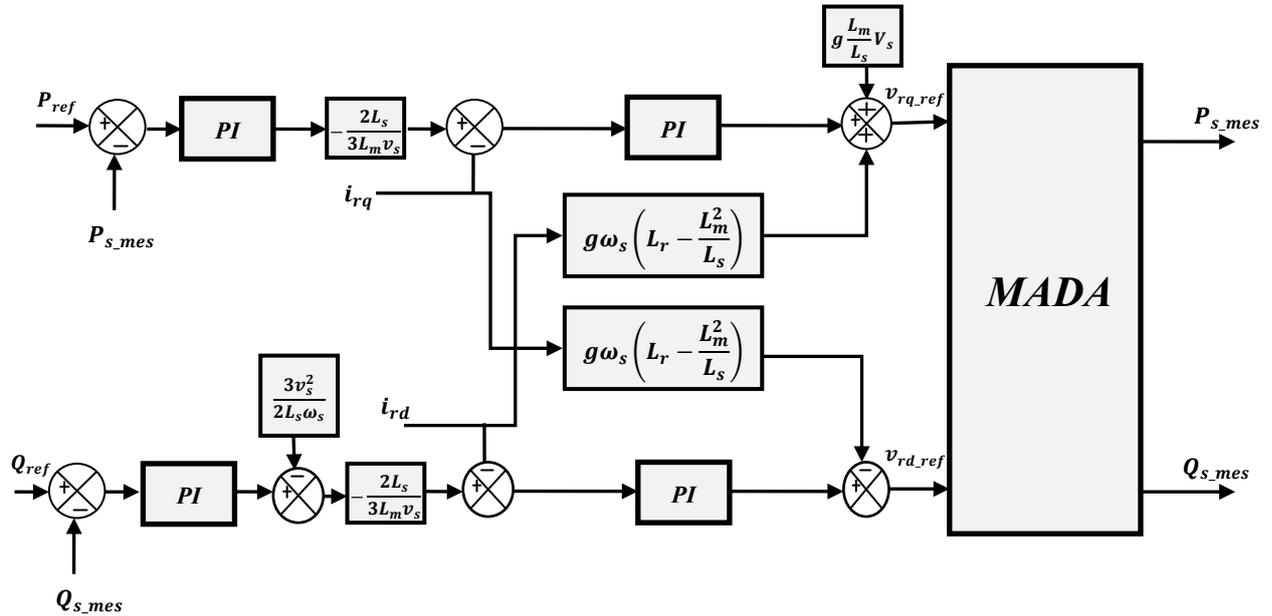


Figure III.6 Schéma bloc de la commande indirecte en boucle fermée

III.3.3 Synthèse et conception du régulateur (PI)

Si nous examinons le schéma bloc précédent de la figure III.5 et figure III.6 ; nous remarquons que l'élément PI qui est utilisé pour réguler et contrôler les puissances active et réactive, offre de nombreux avantages, y compris la vitesse et la simplicité à mettre en œuvre, en plus de fournir une performance acceptable pour réguler le système considéré [32].

En littérature, il existe plusieurs façons pour la conception des régulateurs PI. Dans ce but, nous nous intéressons à la formule de conception qui est basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler [32, 57].

La figure III.7 montre une partie de notre système de réglage qui consiste en la correction de chaque puissance au niveau du stator de la MADA en boucle fermée par un régulateur PI.

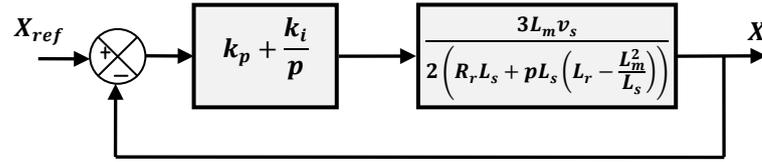


Figure III.7 Schéma bloc d'un système régulé par un PI

Dans cette optique, la fonction de transfert en boucle ouverte intégrant la présence des régulateurs est [57] :

$$FTBO = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} \cdot \frac{\frac{3L_m v_s}{2\sigma L_r L_s}}{p + \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s}} \quad \text{avec} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{III.12})$$

Pour éliminer le zéro présent dans la fonction de transfert, nous sélectionnons la formule de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \quad (\text{III.13})$$

On notera ici que l'intérêt de la compensation des pôles n'est apparent que si les paramètres du générateur sont déterminés avec précision car les gains k_p et k_i sont établis en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont divers de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{3L_m v_s}{2\sigma L_r L_s}}{p} \quad (\text{III.14})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p\tau_r} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{2\sigma L_r L_s}{3L_m v_s} \quad (\text{III.15})$$

Le terme τ_r montre ici la constante du temps du système. A partir de maintenant, on peut exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la génératrice et du temps de réponse :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{2\sigma L_r L_s}{3L_m v_s} \quad (III.16)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{2R_r L_s}{3L_m v_s} \quad (III.17)$$

Il convient de dire que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Mais, elle présente l'intérêt d'être rapide à mettre en oeuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

III.4 Association de la MADA avec le convertisseur d'alimentation

La chaîne de conversion d'énergie adoptée pour l'alimentation de la MADA est constituée d'un seul convertisseur au rotor composé d'un redresseur à diodes et un onduleur, qui sont connectés l'un à l'autre par intermédiaire d'un filtre passe bas (figure III.8). D'autre part le stator est relié directement à la source triphasée. Pour la commande d'onduleur en utilise la technique MLI triangulaire-sinusoidale (PWM : Pulse Width Modulation) en premier temps et après par la technique MLI vectorielle (SVM : Space vector Modulation).

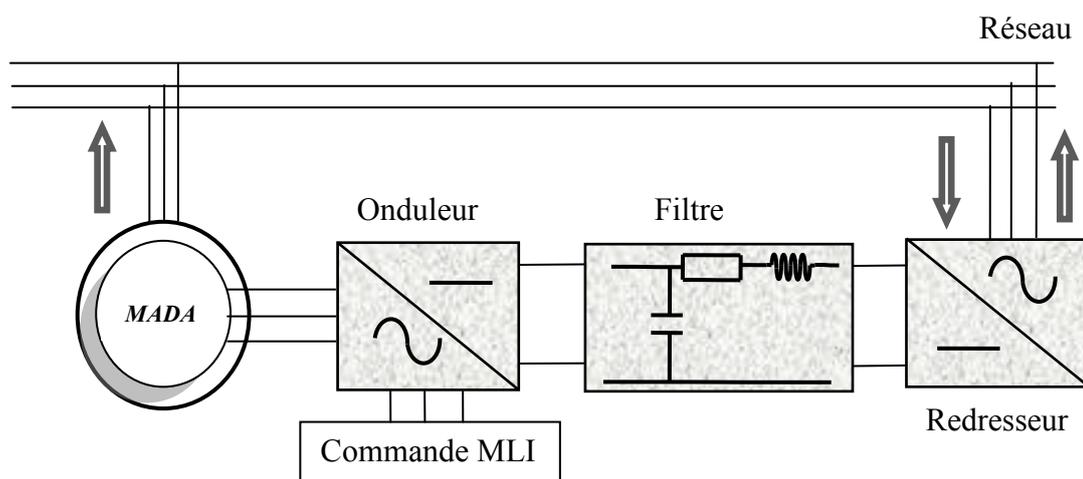


Figure III.8 Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA

III.4.1 Modélisation du redresseur triphasé à diodes

Le redresseur est un convertisseur statique de l'électronique de puissance assurant la transformation de l'énergie d'une source alternative en une source continue [76]. Donc l'entrée du redresseur est alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée, qui donne à la sortie une tension continue pour alimenter l'onduleur à travers le filtre.

Dans notre cas, nous étudions seulement le redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes figure III.9 [77].

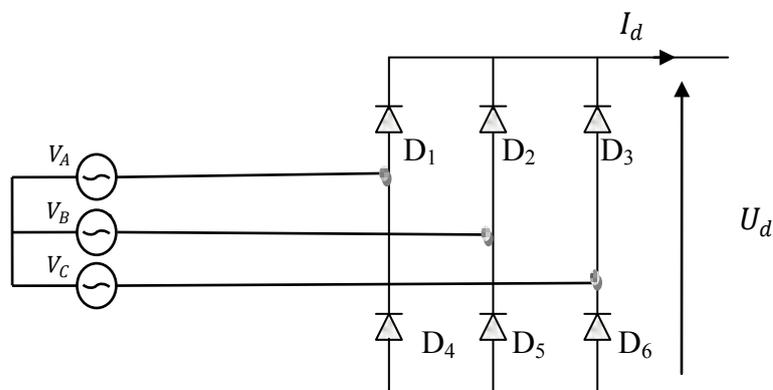


Figure III.9 Représentation du redresseur triphasé à diodes

- 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'empiètement et aux pertes dans les diodes [78]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{III.19})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{III.20})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{III.21})$$

La tension redressée est représentée sur la figure III.10.

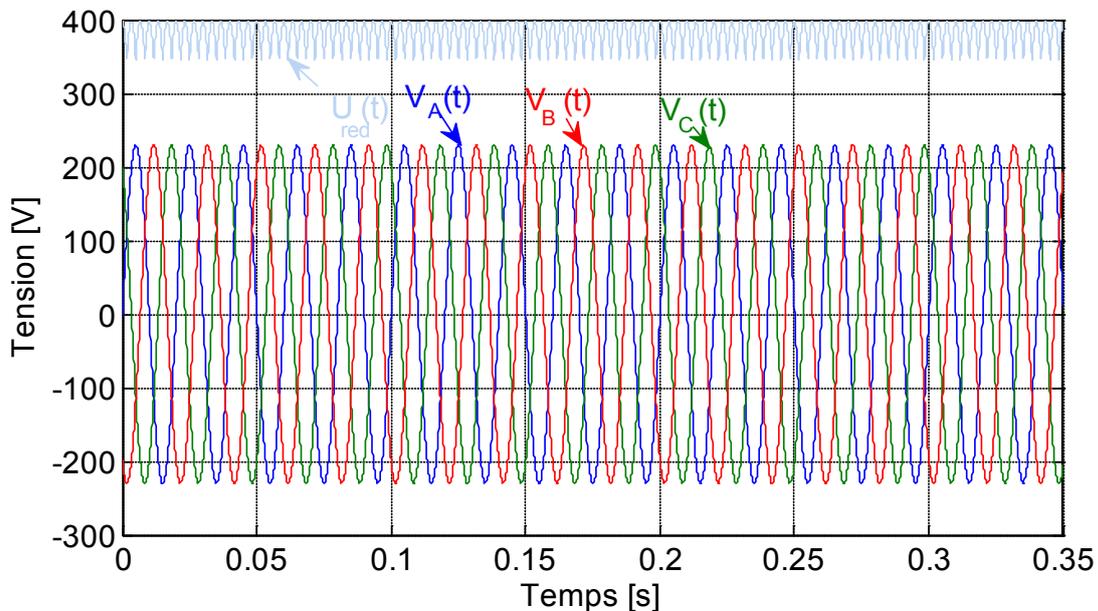


Figure III.10 Les tensions triphasées et la tension redressée

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations [77].

III.4.2 Modélisation du filtre

Nous complétons le même point ci-dessus, pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, nous mettons à la sortie du redresseur une capacité C en parallèle, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I et le courant I_d , donc elle supprime les brusques variations de U_{dc} lors de la commutation; toutefois, pour

réduire l'ondulation du courant I_d et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L avec une résistance interne R l'ensemble L-R-C constitue un filtre passe bas [79] figure III.11.

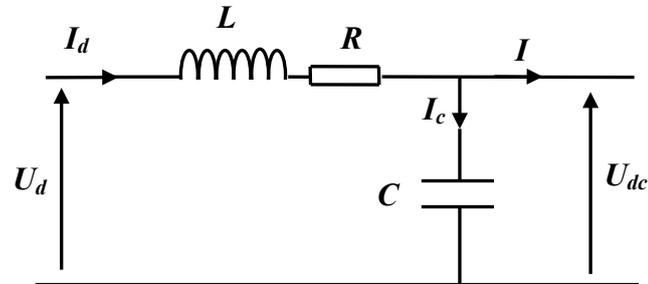


Figure III.11 Représentation du filtre passe-bas

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{III.22})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{III.23})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redrèséé}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (\text{III.24})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [80] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2.\pi.f_c \quad (\text{III.25})$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre

La simulation du filtre est représentée sur la figure III.12.

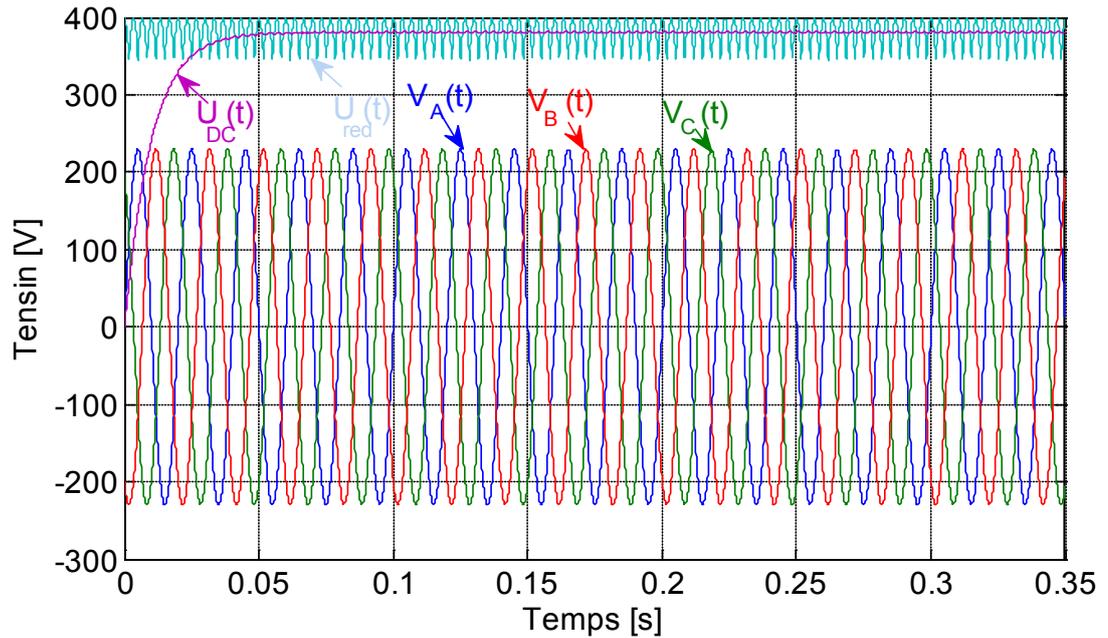


Figure III.12 Tension filtrée

III.4.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Après l'étude du redresseur et du filtre, on modélise maintenant l'onduleur de tension qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative pour alimenter le rotor de la MADA [80].

Ce dernier est composé de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

L'onduleur triphasé à deux niveaux est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (figure III.13).

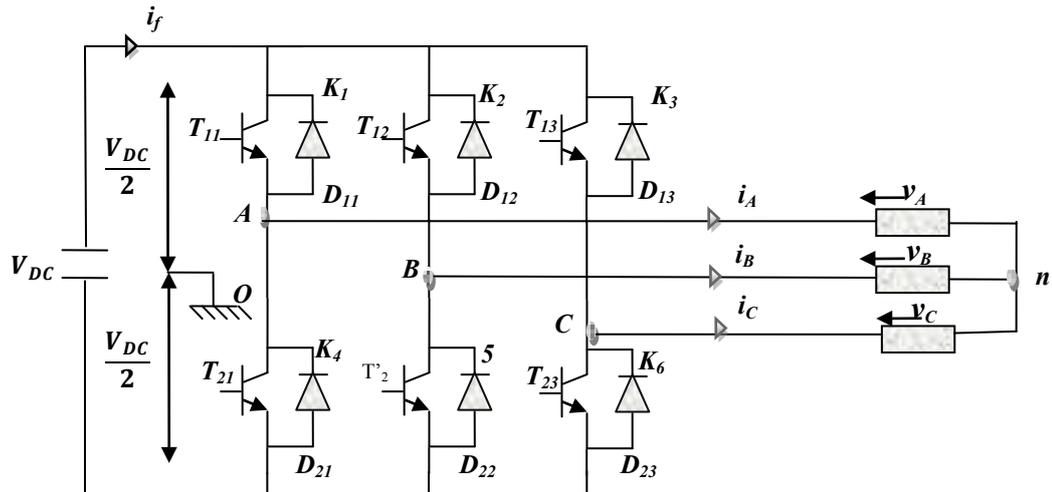


Figure III.13 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur étant complémentaires ; il en est de même pour les signaux associés de commande. On peut donc écrire :

$$K_4 = 1 - K_1 \quad K_5 = 1 - K_2 \quad K_6 = 1 - K_3 \quad (III.26)$$

Les tensions simples du moteur sont notées : $v_A(t)$, $v_B(t)$ et $v_C(t)$.

Les tensions composées du moteur sont notées : $u_{AB}(t)$, $u_{BC}(t)$ et $u_{CA}(t)$.

La tension v_{Ao} vaut $\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $K_1 = 1$ et $K_4 = 0$. Elle devient $-\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $K_1 = 0$ et $K_4 = 1$. Le même raisonnement est valable pour v_{Bo} en utilisant les commandes K_2 et K_5 d'une part et pour v_{Co} en utilisant les commandes K_3 et K_6 .

Les tensions v_{Ao} , v_{Bo} , v_{Co} sont données par les relations suivantes.

$$\begin{cases} v_{Ao} = (K_1 - K_4) \frac{V_{DC}}{2} = (2K_1 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{Bo} = (K_2 - K_5) \frac{V_{DC}}{2} = (2K_2 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{Co} = (K_3 - K_6) \frac{V_{DC}}{2} = (2K_3 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (III.27)$$

Les tensions composées s'expriment alors par :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{Ao} - v_{Bo} = (K_1 - K_2)V_{DC} \\ u_{BC} = v_{Bo} - v_{Co} = (K_2 - K_3)V_{DC} \\ u_{CA} = v_{Co} - v_{Ao} = (K_3 - K_1)V_{DC} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Le système de tensions v_A, v_B et v_C est équilibré; ce qui permet d'établir les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{u_{AB} - u_{CA}}{3} \\ v_B = v_A - u_{AB} = \frac{-2u_{AB} - u_{CA}}{3} \\ v_C = v_A + u_{CA} = \frac{u_{AB} + 2u_{CA}}{3} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

En faisant intervenir les relations (III-28), on tire finalement :

$$\begin{cases} v_A = (2K_1 - K_2 - K_3) \frac{V_{DC}}{3} \\ v_B = (2K_2 - K_1 - K_3) \frac{V_{DC}}{3} \\ v_C = (2K_3 - K_1 - K_2) \frac{V_{DC}}{3} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = a, b, c)$:

- $S_i = 1$, Le cas ou l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$, Le cas ou l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire Les tensions simples sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

III.4.4 Stratégie de commande par MLI

Deux méthodes de MLI seront développées dans ce paragraphe, MLI traingulo-sinusoidale et MLI vectorielle.

III.4.4.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence sinusoïdale de trois phase, avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance (figure III.14) [81].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation " m " qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (III.32)$$

- Taux de modulation " M " qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_{ref}) et celle de la porteuse (U_p) :

$$M = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (III.33)$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement :

$$V_{max} = M \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (III.34)$$

L'algorithme de commande de la stratégie triangle sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en 2 étapes:

- Etape 1 :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{DC} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{DC} \end{cases} \quad (III.35)$$

Tel que V_{dc} est la tension du bus continu.

- Etape 2 :

$$\begin{cases} V_k = V_{DC} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{DC} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

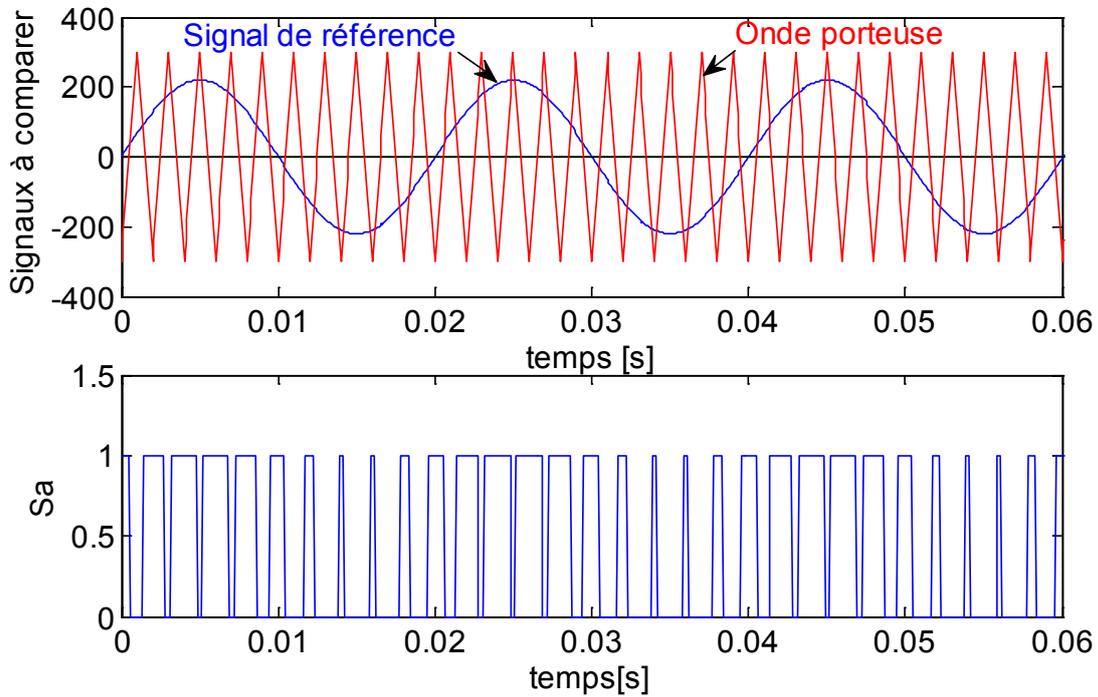


Figure III.14 Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulo sinusoïdale à une porteuse

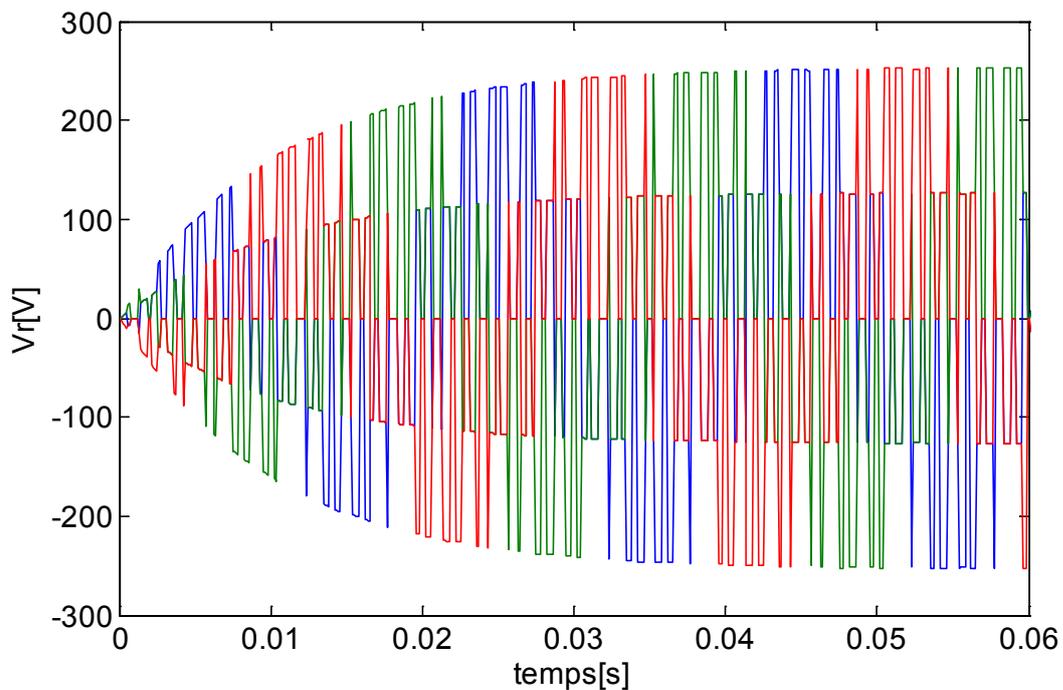


Figure III.15 Les tensions rotoriques à travers l'onduleur (La tensions modulée)

III.4.4.2 Modulation MLI Vectorielle « SVM »

le système de trois tensions v_A, v_B, v_C de l'équation (III.31) peut être remplacé par ses composantes v_α, v_β à l'aide de la transformation de **Clarke** normalisée [82] :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

Si l'on considère v_α et v_β comme les projections d'un vecteur \vec{V}_r sur deux axes perpendiculaires, ce vecteur suffit à représenter le système formé par les trois tensions.

On résume par le tableau III.1 les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions v_A, v_B, v_C , la valeur de leur composantes de Concordia v_α et v_β ainsi que le vecteur de référence \vec{V}_r représentatif de ces états. Deux de ces vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls[81]. Les six autres ont le même module égal à $E\sqrt{2/3}$ et $E = V_{DC}$.

Tableau III. 1 Calcul des vecteurs de tensions

S_a	S_b	S_c	v_{A0}	v_{B0}	v_{C0}	v_A	v_B	v_C	$V_{r\alpha}$	$V_{r\beta}$	\vec{V}_r
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2}E/\sqrt{3}$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	\vec{V}_2
0	1	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	\vec{V}_3

0	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{2}E/\sqrt{3}$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	\vec{V}_5
1	0	1	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	\vec{V}_6
1	1	1	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs constituant le convertisseur donne huit (2^3) combinaisons possibles dont six états actifs non nuls et deux restants des états de commutation nuls (figure III.16).

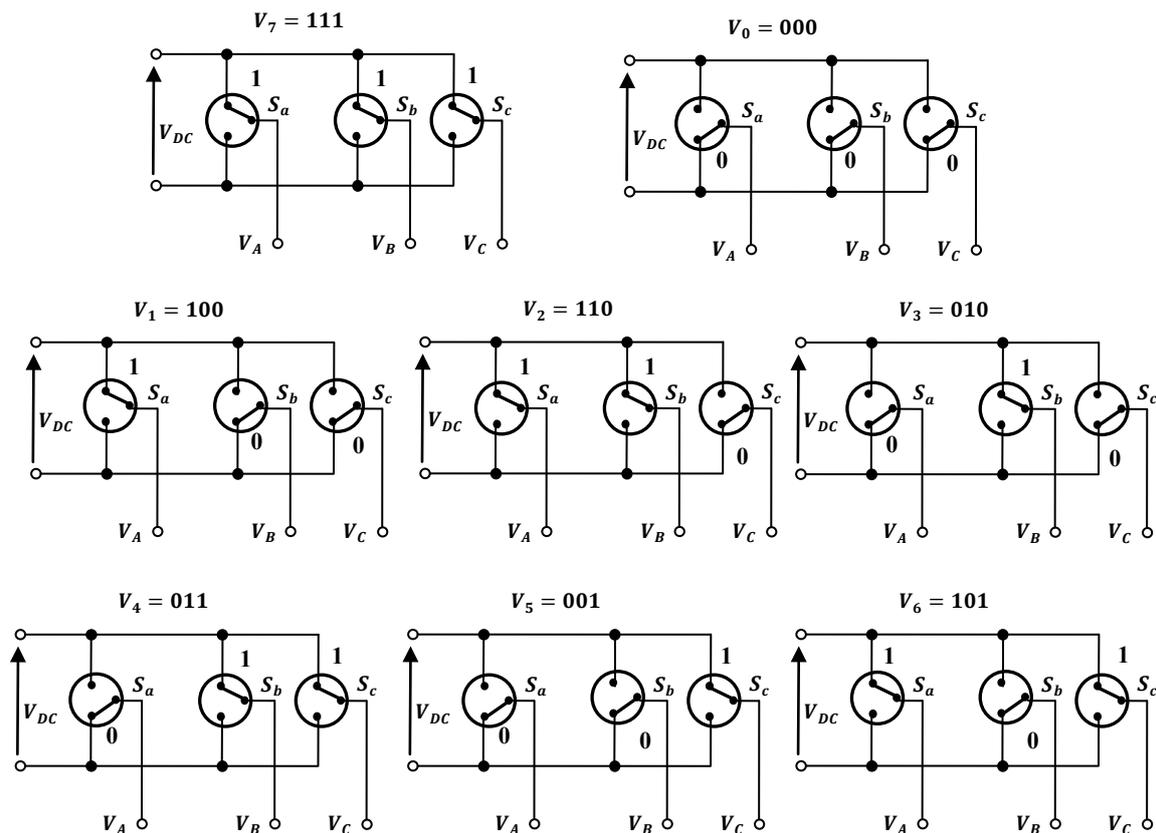


Figure III.16 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante :

$$\vec{V}_i = \begin{cases} \sqrt{2/3}V_{DC}e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & i = 1, \dots, 6 \\ 0 & i = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$ (figure III.17). Chacun des couples de vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i=1..6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation \vec{V}_{i+1} correspond au vecteur \vec{V}_i).

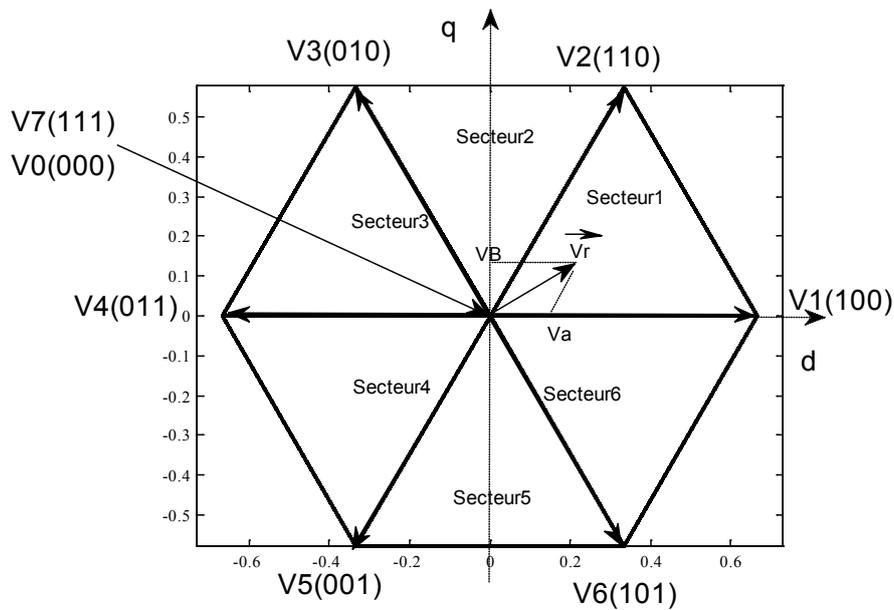


Figure III.17 Représentation du polygone de commutation

On peut définir un vecteur \vec{V}_r dont les coordonnées sont les composantes de Concordia, $V_{ra}, V_{r\beta}$ du système triphasé de tensions v_A, v_B, v_C qu'on désire obtenir en sortie. Si :

$$\begin{cases} V_{rA} = r \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \cos \omega t \\ V_{rB} = r \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rC} = r \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (III.39)$$

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \cos \omega t \\ V_{r\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (III.40)$$

avec :

r - taux de modulation ou coefficient de réglage.

Le vecteur \vec{V}_r est un vecteur d'amplitude égale à $r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{DC}}{2}$, tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur \vec{V}_r peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i=1..6$) qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de \vec{V}_r peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} . Pour déterminer le secteur 'i' on applique l'algorithme suivant.

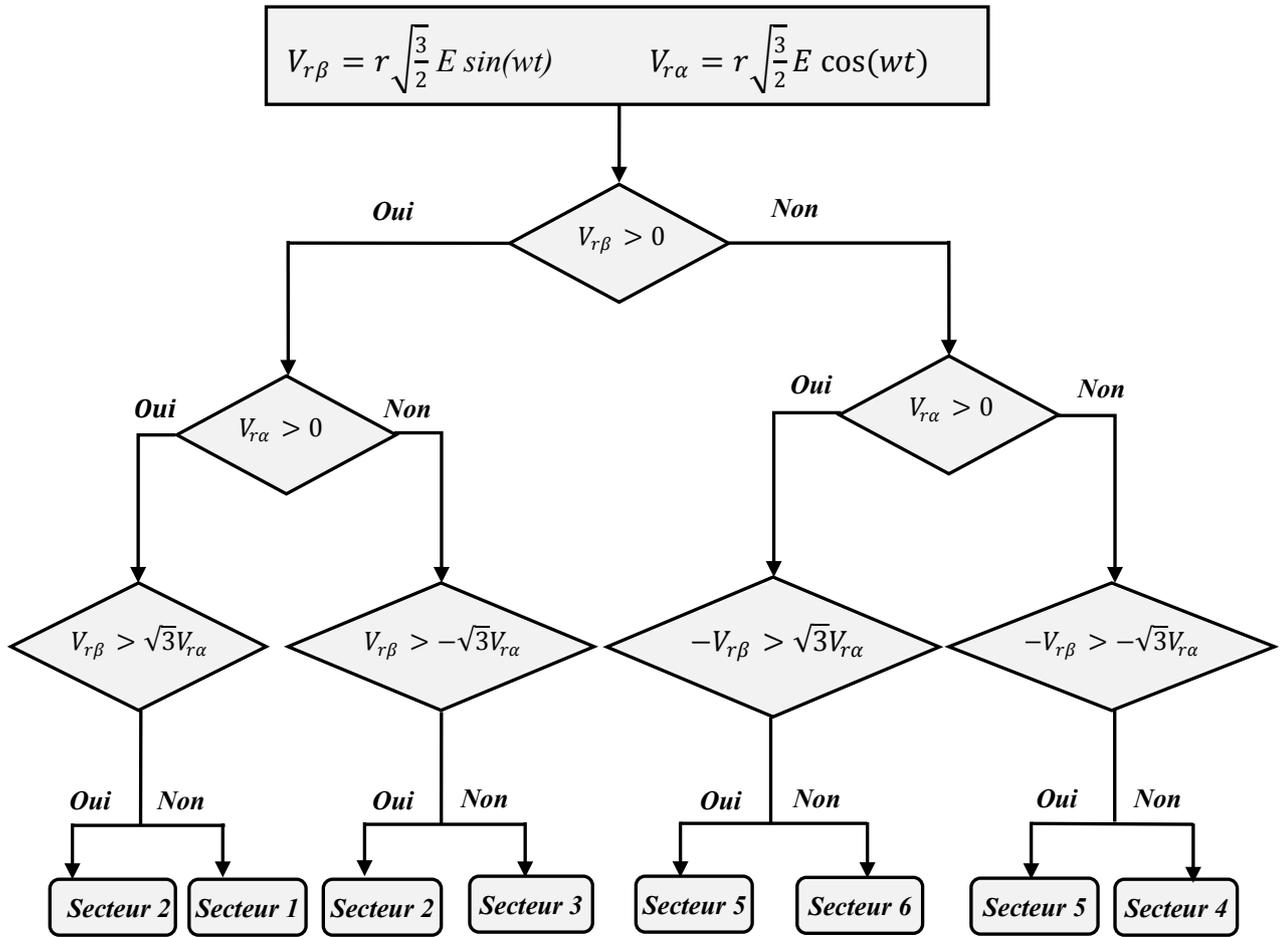


Figure III.18 Algorithme de détection des secteurs

D'une manière générale, le vecteur tension de contrôle \vec{V}_r est approché sur la période de modulation T, par la génération d'un vecteur de tension moyenne \vec{V}_{moy} élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 .

$$\vec{V}_{moy} = r\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{V_{DC}}{2}e^{j\theta} = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \int_0^{T/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T/2}^{T/2+T_i} \vec{V}_i dt + \int_{T/2+T_i}^{T/2+T_i+T_{i+1}} \vec{V}_{K+1} dt + \int_{T/2+T_i+T_{i+1}}^{T/2} \vec{V}_7 dt \quad (III.41)$$

$$T_0 + T_i + T_{i+1} = T/2 \quad (III.42)$$

La décomposition de (III.41) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{T}{2} \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \cdot \left[T_i \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{i+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III.43)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T}{2V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{i\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{i\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(i-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(i-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (III.44)$$

T_i : Intervalle de temps alloué au vecteur V_i

T_{i+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{i+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7

Le schéma suivant résume la méthode de calcul de la MLI vectorielle.

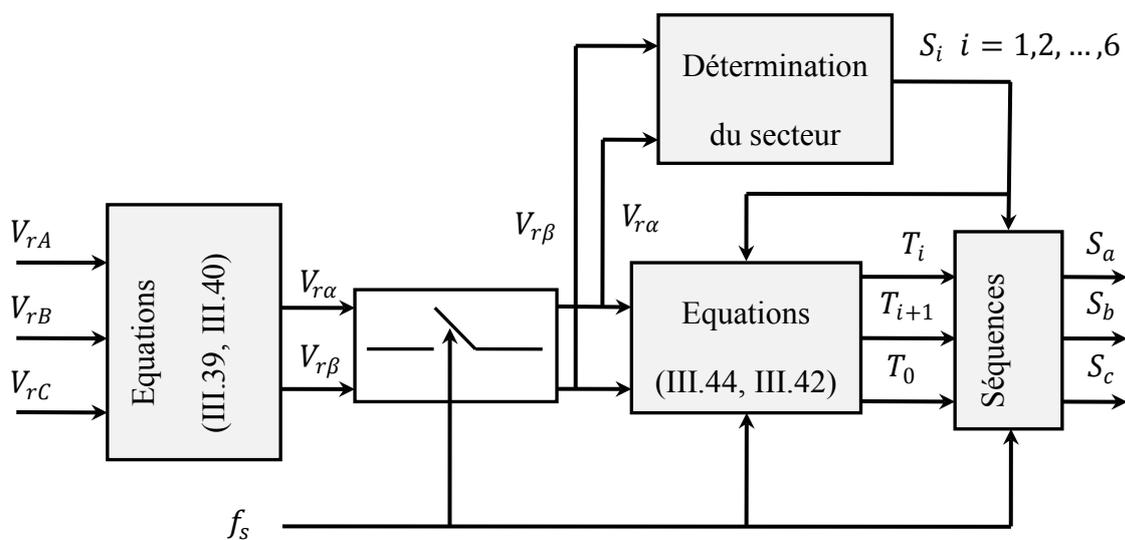
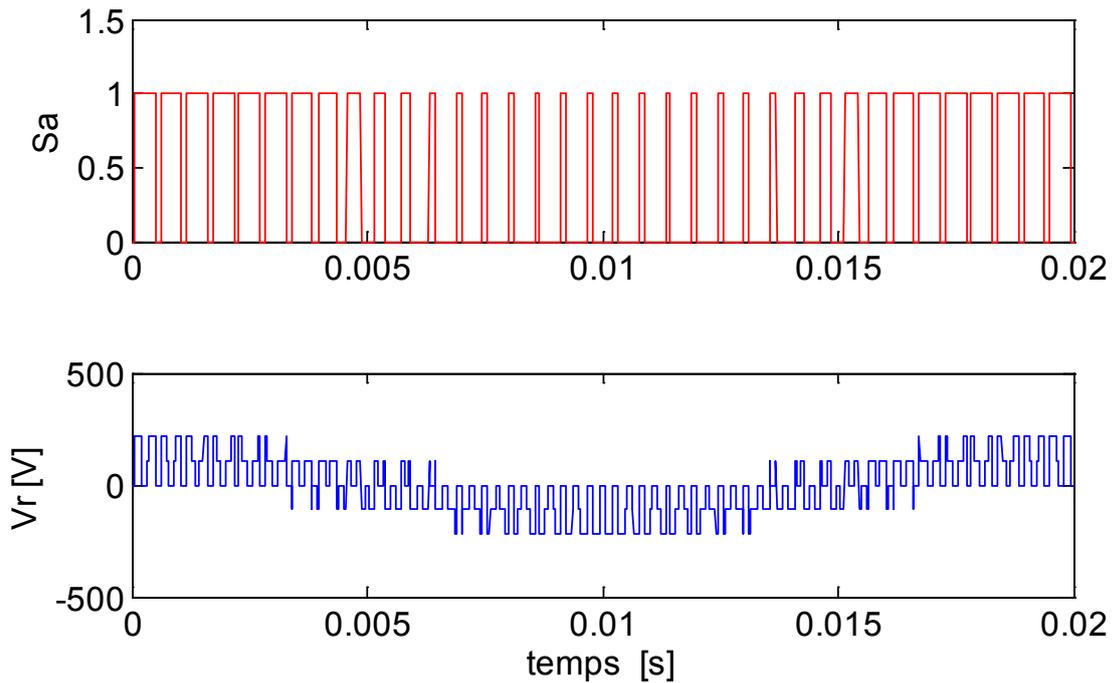


Figure III.19 Schéma de principe de la modulation vectorielle



FigureIII.20 Simulation de la commande MLI vectorielle

La figure III.20 montre la simulation de l'état S_a et la tension de sortie v_{rA} quand les tensions d'entrée sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude $r \cdot \frac{V_{DC}}{2}$.

III.4.5 Résultats de simulation du système (MADA+l'onduleur +turbine)

La simulation de la commande directe et indirecte de la MADA à 1.5 MW (paramètres donnés en Annexe A), a été implantée sous MATLAB/Simulink, en imposant la référence des puissances active et réactive (P_{ref} , Q_{ref}), tandis que la MADA est pilotée à vitesse variable, P_{ref} varie entre -500000 et -1000000 [Watts] et Q_{ref} varie entre -100000 et -400000, 0, 100000 [Var] et I_{sabc} varie entre 1000 et 2500 [A].

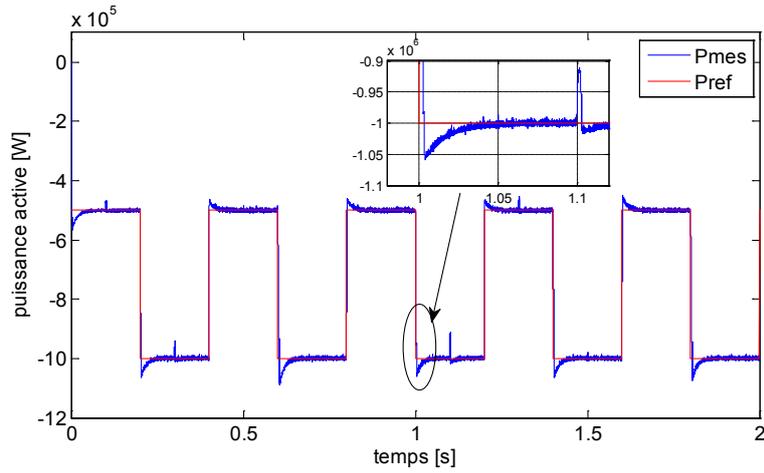


Figure III.21 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande directe (PWM, PI)

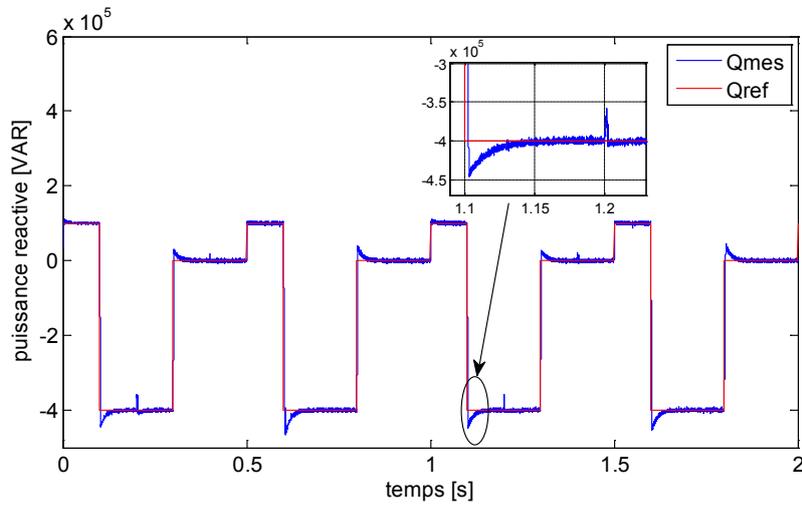


Figure III.22 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande directe (PWM, PI)

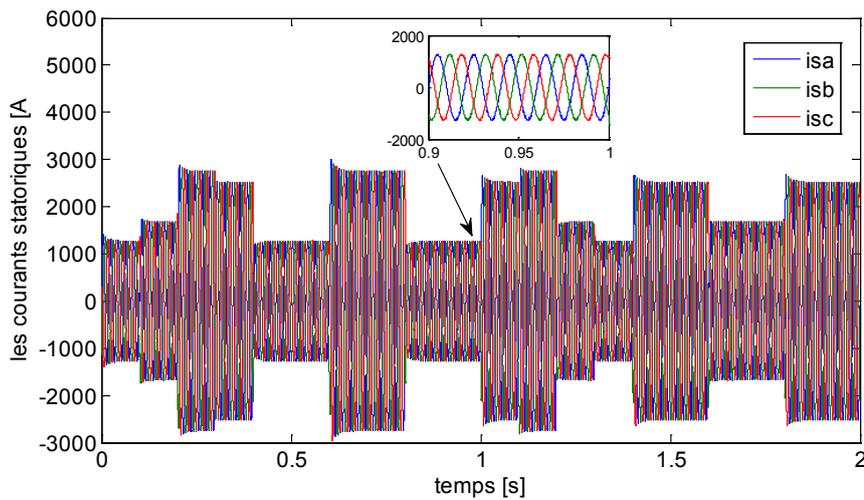


Figure III.23 Les courants statoriques à l'aide de la commande directe (PWM, PI)

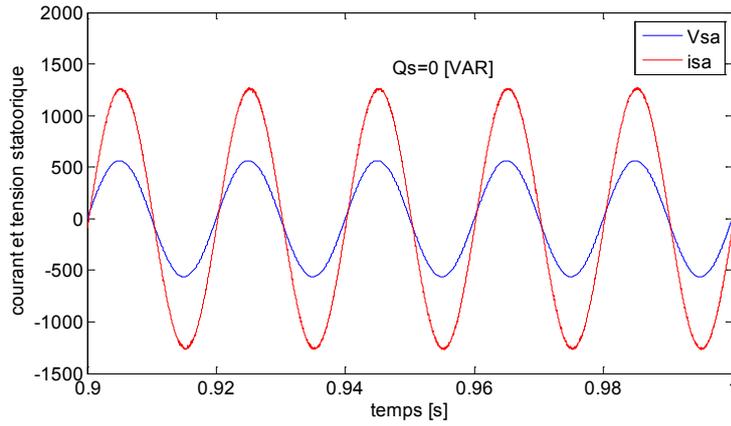


Figure III.24 Le courant et la tension statorique à l'aide de la commande directe (PWM, PI)

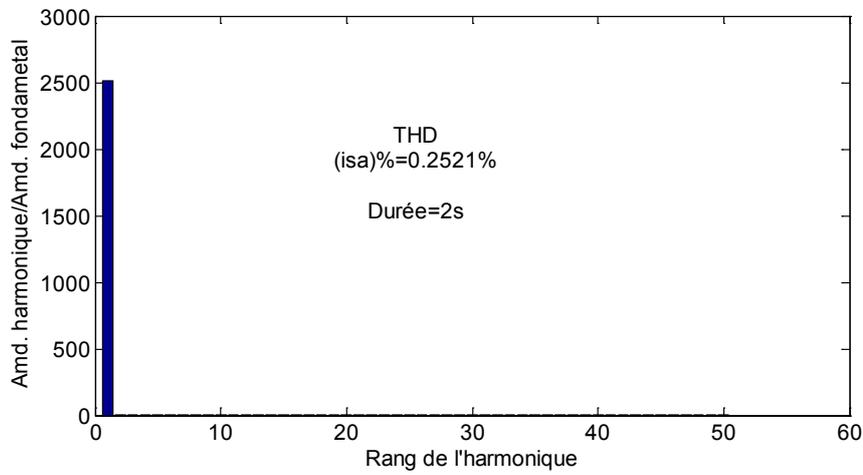


Figure III.25 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande directe (PWM, PI)

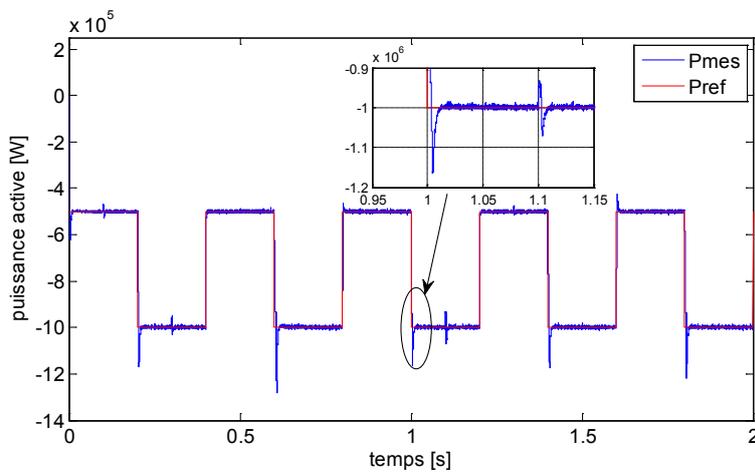


Figure III.26 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande indirecte (PWM, PI)

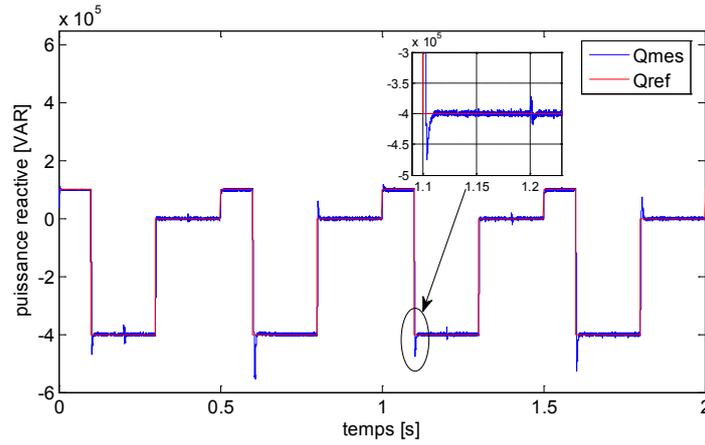


Figure III.27 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande indirecte (PWM, PI)

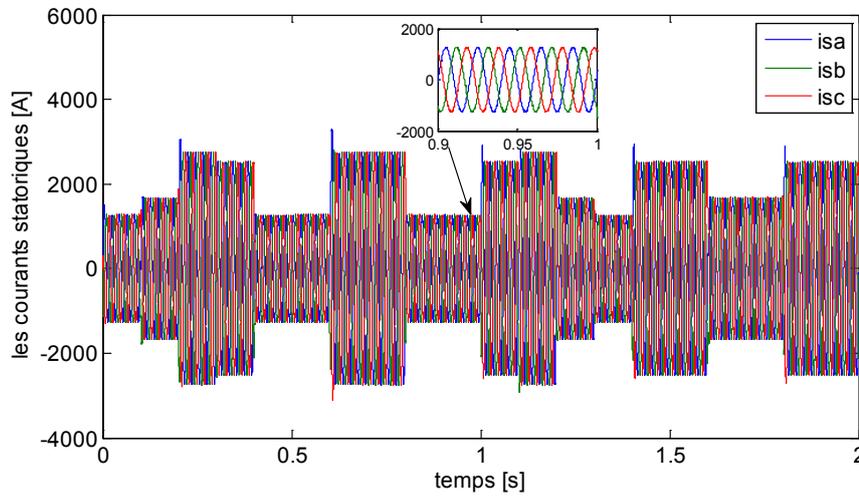


Figure III.28 Les courants statoriques à l'aide de la commande indirecte (PWM, PI)

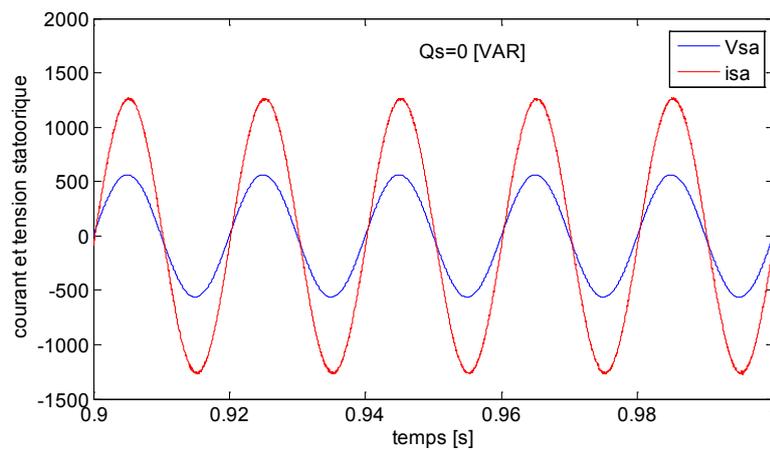


Figure III.29 Le courant et la tension statorique à l'aide de la commande indirecte (PWM, PI)

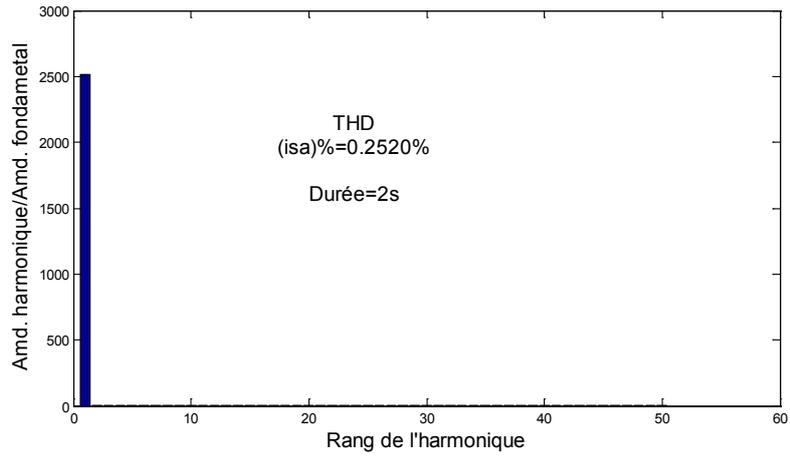


Figure III.30 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande indirecte (PWM, PI)

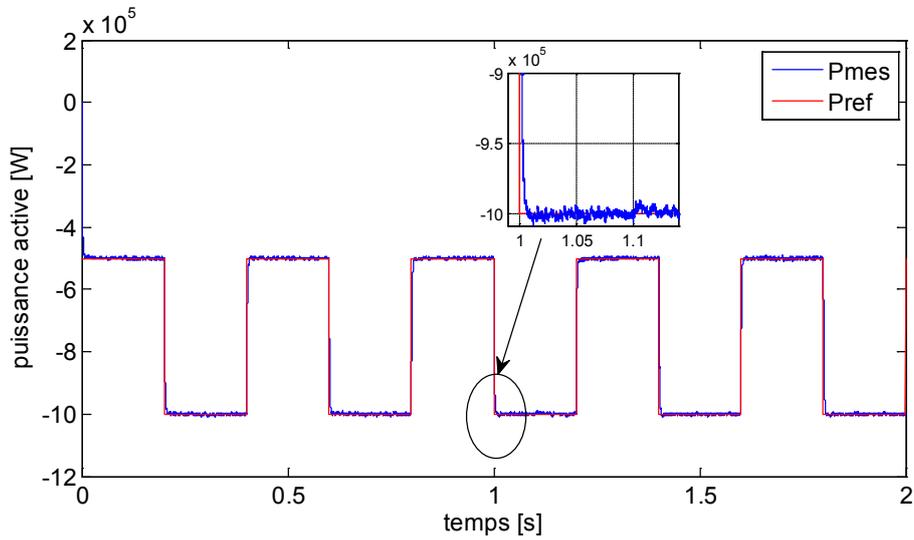


Figure III.31 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande directe (SVM, PI)

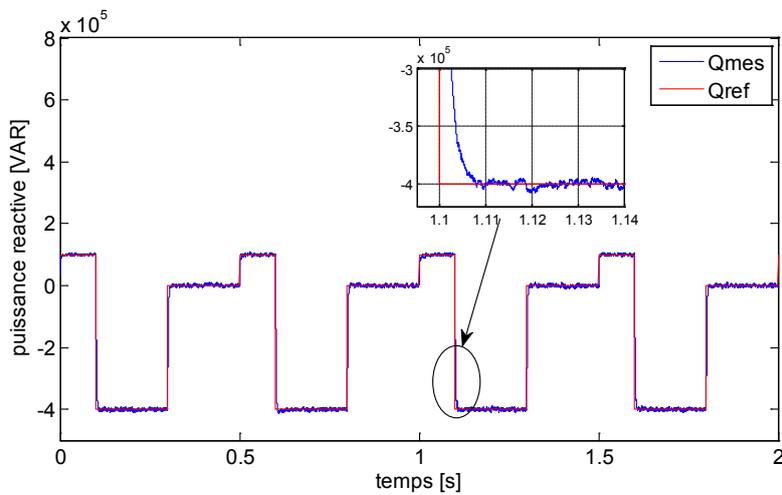


Figure III.32 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande directe (SVM, PI)

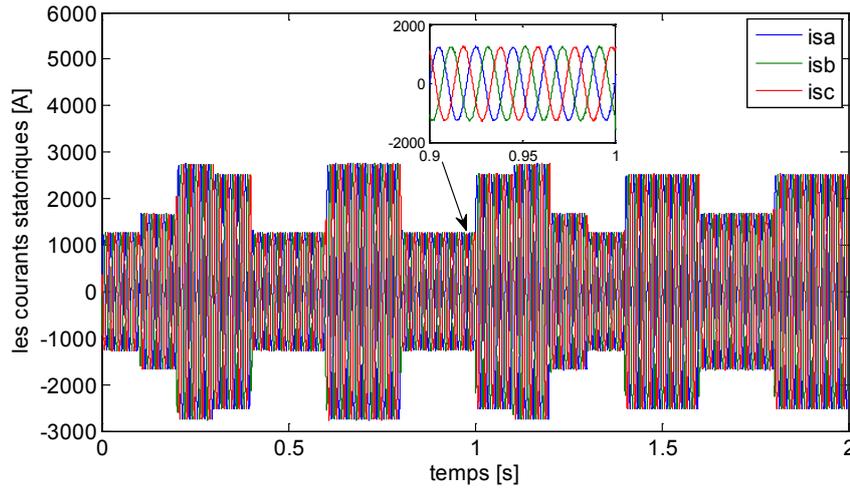


Figure III.33 Les courants statoriques à l'aide de la commande directe (SVM, PI)

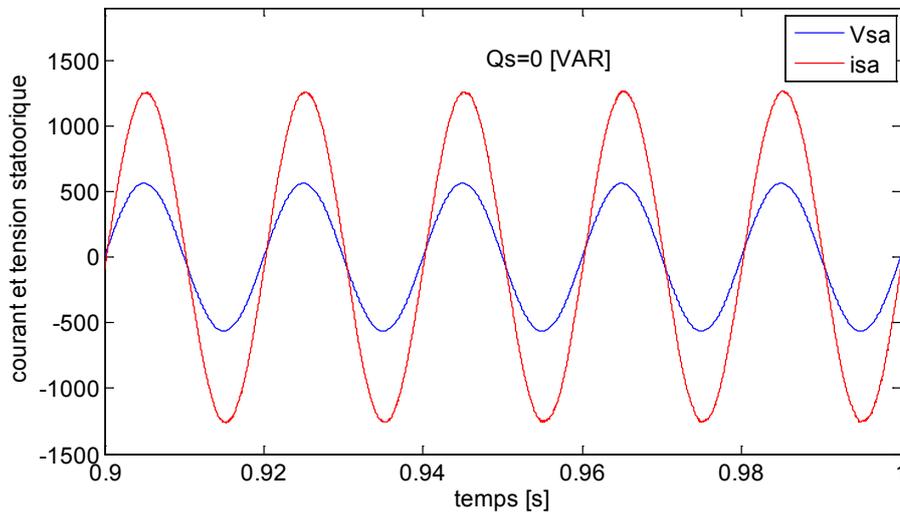


Figure III.34 Le courant et la tension statorique à l'aide de la commande directe (SVM, PI)

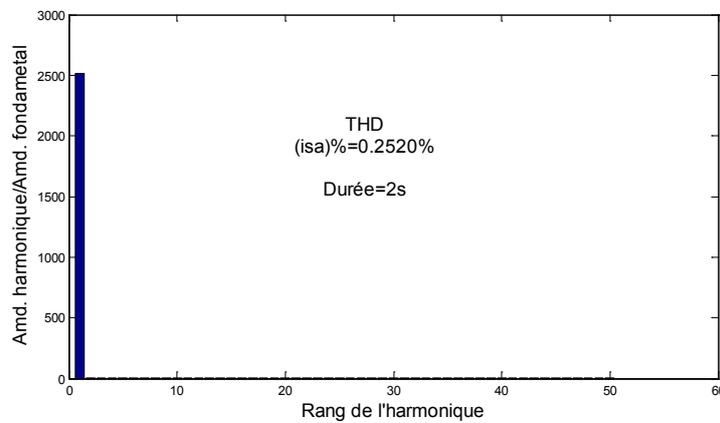


Figure III.35 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande directe (SVM, PI)

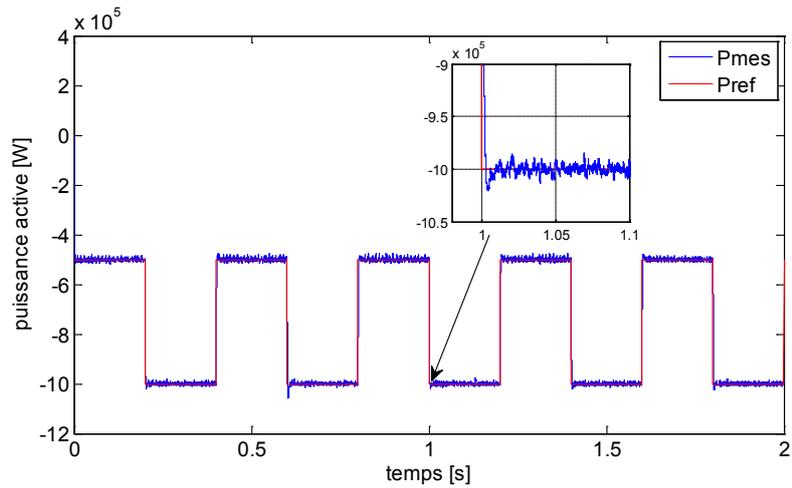


Figure III.36 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande indirecte (SVM, PI)

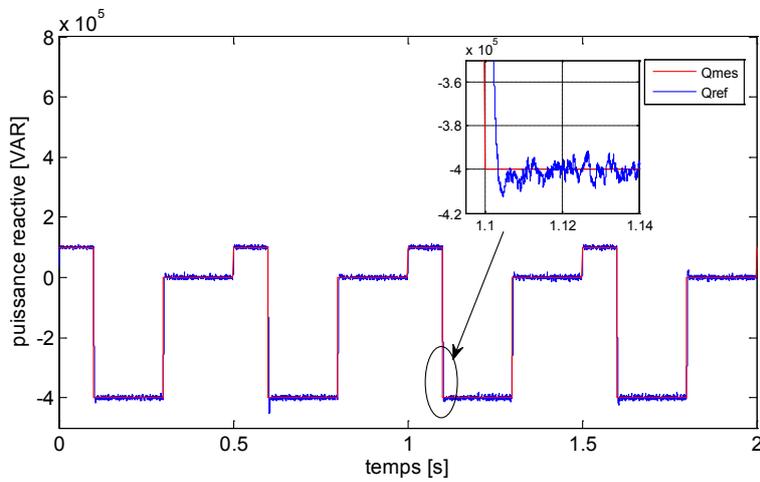


Figure III.37 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande indirecte (SVM, PI)

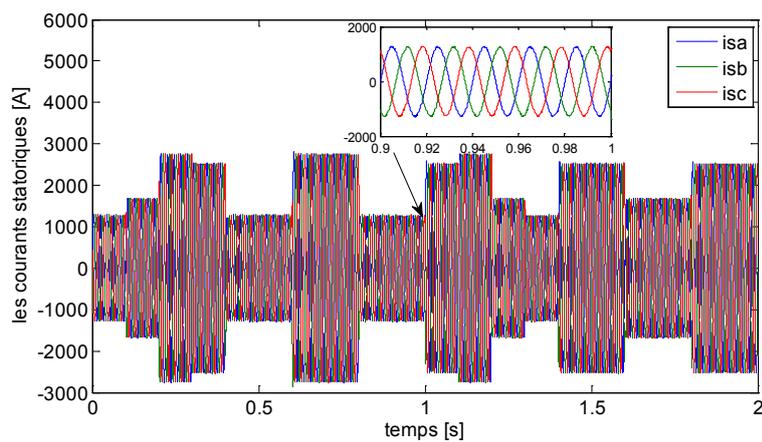


Figure III.38 Les courants statoriques à l'aide de la commande indirecte (SVM, PI)

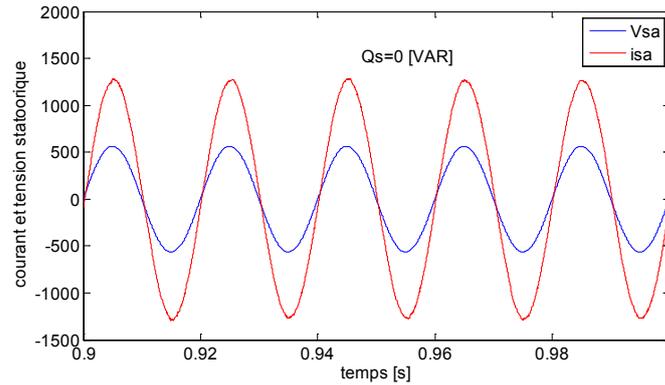


Figure III.39 Courant et la tension statorique à l'aide de la commande indirect (SVM, PI)

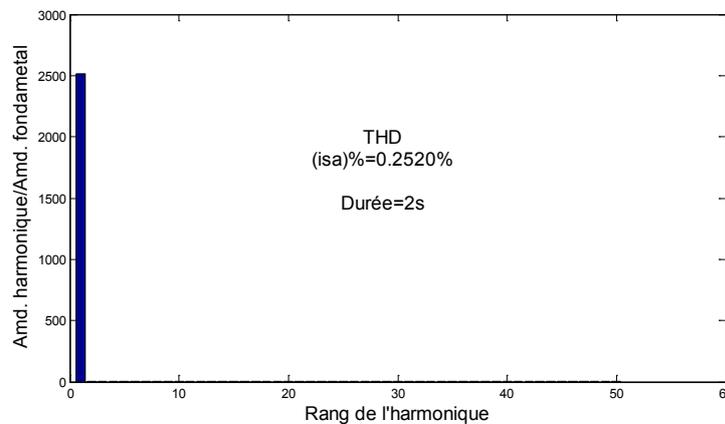


Figure III.40 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande indirect (SVM, PI)

D'après les résultats de la simulation présentés sur les figures (III-21, III-22, III-26, III-27, III-31, III-32, III-36, III-37), on remarque que :

Les puissances active et réactive délivrées par la MADA suivent bien les références correspondantes, mais il y'a des différences entre les résultats. On voit qu'à l'aide de la commande vectorielle indirecte, les puissances active et réactive suivent leurs références mieux que par la commande directe. Les mêmes figures montrent que l'utilisation de l'onduleur SVM améliore et diminue les ondulations et les pics des puissances chaque fois que les puissances active et réactive varient d'une valeur à l'autre.

La puissance active du côté statorique est négative, ce qui signifie que le réseau dans ce cas, est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA.

Les figures (III-23, III-28, III-33, III-38) montrent que les courants obtenus au stator sont aussi de formes sinusoïdales.

La partie où la puissance réactive est nulle, figures (III-24, III-29, III-34, III-39), correspond au facteur de puissance unitaire $\cos\phi=1$, condition de déphasage nul.

Les figures (III-25, III-30, III-35, III-40) montrent respectivement les spectres d'harmoniques d'une phase du courant statorique dans les deux cas (direct et indirect), avec l'utilisation de la PWM et la SVM. On constate que les deux méthodes donnent un résultat satisfaisant et un bon THD. Dans le cas de la SVM (THD = 0.2520% pour le cas direct et THD = 0.2520% pour le cas indirect), et dans le cas de la PWM (THD = 0.2521% pour le cas direct et THD = 0.2520% pour le cas indirect). Ce qui explique l'amélioration de la qualité des courants injectés au réseau par la diminution des harmoniques.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons examiné et évalué deux méthodes de commande vectorielle en puissance de la MADA en mode générateur, à savoir : la commande directe et la commande indirecte à l'aide des correcteurs PI. Dans ce sens, nous avons pu voir que la commande directe est la plus simple en vue de la mise en œuvre, mais ne donne pas les meilleurs résultats.

En contre partie, la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant pour un fonctionnement à vitesse variable de la MADA, et présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques, ce qui permet d'assurer la protection de la MADA en limitant les courants, et d'avoir un fonctionnement optimal du système de la conversion électrique en diminuant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres. Cependant, elle présente une complexité du point de vue mise en œuvre à cause des régulateurs PI supplémentaires.

Donc pour améliorer les performances obtenues par le régulateur PI et avoir un système plus fiable, on devra utiliser un régulateur plus robuste, à savoir le mode glissant. Ce dernier prend une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects du mode glissant et son application pour le réglage des puissances de la MADA à flux statorique orienté.

**chapitreIV *Contrôle et Réglage
par mode glissant
de la puissance
active et reactive
de la MADA***

IV.1 Introduction

Les régulateurs classiques PI donnent des excellents résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres non constants, ces lois de contrôle classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont exactes. Donc on doit faire appel à la méthode de “mode glissement” qui est insensible aux perturbations et aux cas non linéaires [83].

Dans ce qui suit, nous allons présenter la robustesse d’un algorithme de commande des puissances active et réactive de la MADA par des régulateurs en mode glissant, dans des conditions où les courants, les tensions et la vitesse du rotor sont des grandeurs mesurables. L’objectif principal apporté à ce type de commande est le réglage des puissances active et réactive d’une manière découplée à partir du réglage des courants statoriques par l’action sur l’alimentation du rotor qui se fait par un convertisseur MLI. Puis, nous allons présenter les résultats de simulation afin de mettre en évidence les performances apportées par cette technique de commande par rapport à celle de la commande précédente.

IV.2 Bref historique et la théorie du mode glissant

La théorie de ces systèmes non linéaires à été étudiée et développée en union soviétique, tout d’abord par le professeur Emelyanov, puis par d’autres collaborateurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. En suite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par Soltine, et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto[84-87]. L’action de commande force la trajectoire du système à intercepter l’espace d’état intitulé surface du glissement.

Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l’utilisation des commandes à une haute fréquence de commutation. L’avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène «chattering» associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur par ce qu’il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable[88].

Une approche emploie une couche limite autour de la commutation. Une autre méthode, remplace la commande du type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité avec une constante positive. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un dilemme chattering-robustesse[88].

En résumé, une commande par mode glissant est divisée en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(X,t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer un loi de commande (commutation), $U(X,t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface[10, 89-91].

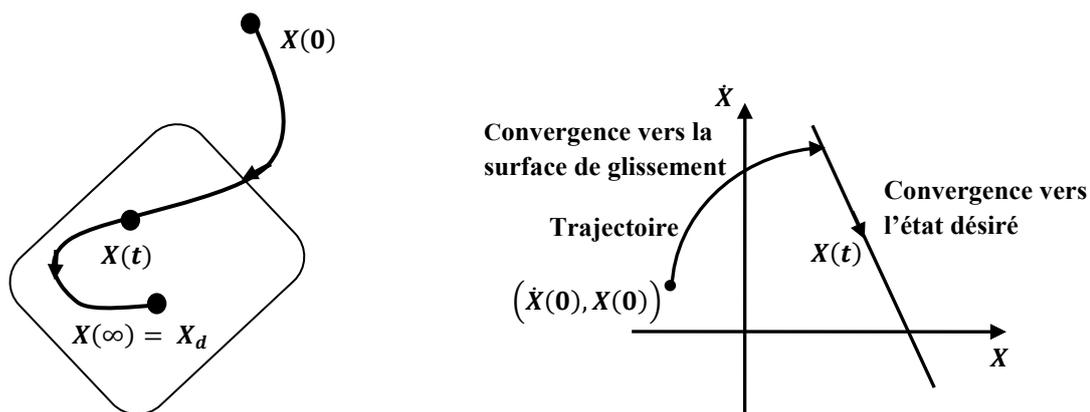


Figure IV.1 Convergence du système glissant

Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :

IV.2.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :

Le système à régler S possède une grandeur de commande « u » et une grandeur de sortie « y » (figure IV.2). Son comportement est décrit par le vecteur d'état « x_s ». Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne $-K_1^T$ soit par $-K_2^T$ selon la position d'un

commutateur. La tension de commande u_{cm} est amenée à l'organe de commande « OC » qui fournit la grandeur de commande « u », [92].

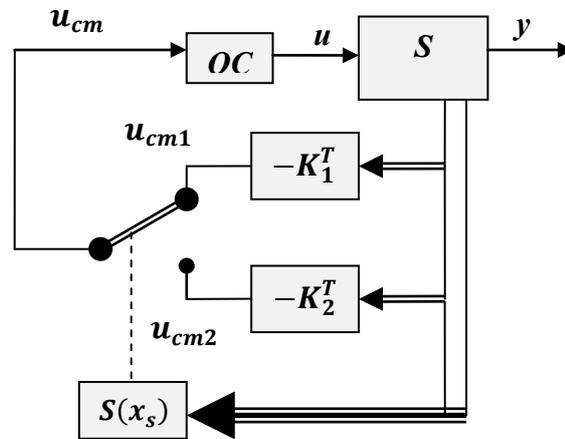


Figure IV.2 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable

Le choix de la contre-réaction d'état par $-K_1^T$ ou $-K_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x_s)$ également en fonction de vecteur d'état x_s . On a :

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} = -K_1^T x_s & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} = -K_2^T x_s & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec une stratégie de commande (loi de commutation) adéquate on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti même si les deux contre-réactions donnent un comportement instable ou à la limite de stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) le système travaille alors en mode de glissement (*Sliding Mode*). Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition.

$$s(x_s) = 0 \quad (\text{IV.2})$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux valeurs variables u_{cm1} et u_{cm2} , ce qui peut provoquer des fortes

sollicitations de l'organe de commande. Ce désavantage empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration [92].

IV.2.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas, l'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs constantes u_{\max} ou u_{\min} [92].

La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

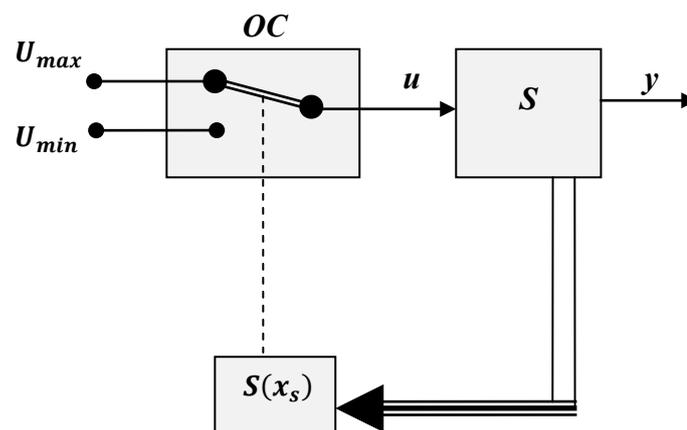


Figure IV.3 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Où :

Oc - Organe de commande.

S - Système à commande.

$S(X_s)$ - Surface de glissement.

U_{cm} - Tension de commande.

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Pour le comportement dynamique de système existe alors également la condition :

$$S(x_s) = 0 \tag{IV.4}$$

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante [92].

IV.2.3 Principe du mode glissant

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [93].

La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justifications dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, u^+) & \text{si } S(X, t) > 0; \\ f^-(X, u^-) & \text{si } S(X, t) < 0. \end{cases} \tag{IV. 5}$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(X, t) > 0; \\ u^- & \text{si } S(X, t) < 0. \end{cases} \tag{IV. 6}$$

Où $S(X, t)$ est la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{X(t) / S(X, t) = 0\} \tag{IV. 7}$$

Les trajectoires de f^+ et f^- associées à la fonction f qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement », figure IV.4.

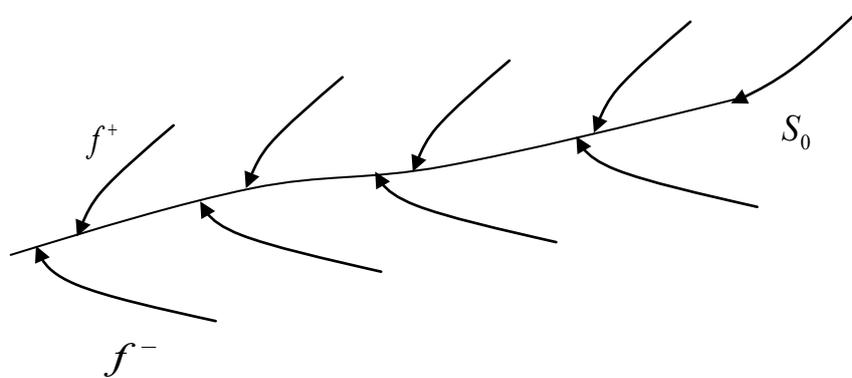


Figure IV.4 Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

IV.2.4 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase :

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre[93].

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes, figure IV.5 :

- **Mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation $\mathfrak{A}(x) = 0$.
- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [93].

- **Mode de régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

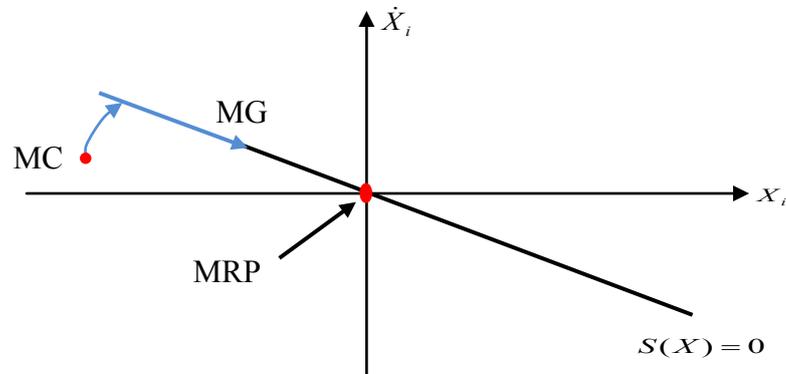


Figure IV.5 Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

IV.2.5 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface ;
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
3. La détermination de la loi de commande.

IV.2.6 Choix de la surface de glissement

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t) \cdot u(t) \\ y = C^t X, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{IV. 8})$$

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J.J.SLOTINE** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée telle que [93] :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(X) \quad (IV.9)$$

Avec :

$$e(X) = X_{réf} - X \quad (IV.10)$$

$e(X)$: L'écart de la variable à régler.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$; $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$; $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

$S(X) = 0$, est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(X)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence.

La linéarisation exacte de l'écart présentée par la figure IV.6 a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

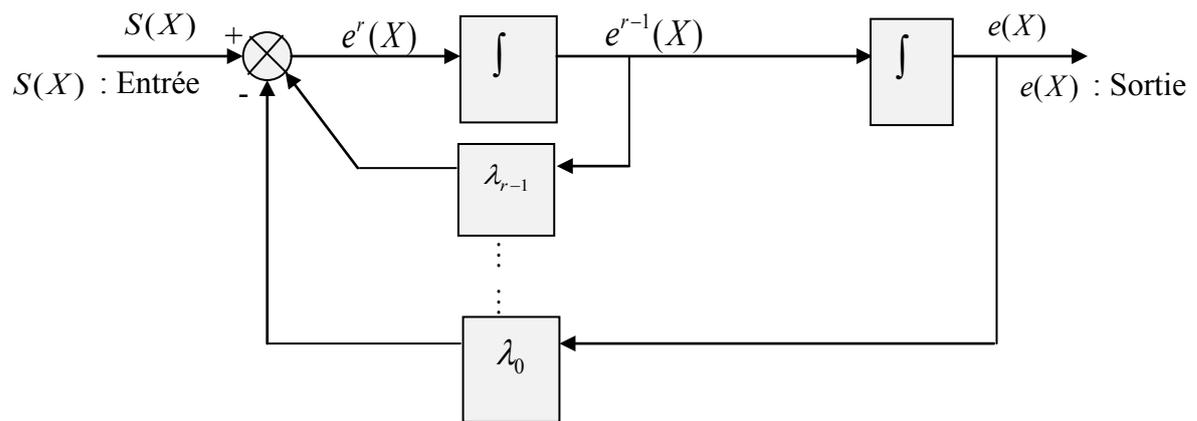


Figure IV.6 Linéarisation exacte de l'écart

IV.2.7 Condition de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

IV.2.7.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par UTKIN. Elle s'exprime sous la forme, [12]:

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.11})$$

IV.2.7.2 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [88, 92, 93].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{IV.12})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X) \quad (\text{IV.13})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ce ci est vérifié si :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.14})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S^2(X)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés figure IV.7.

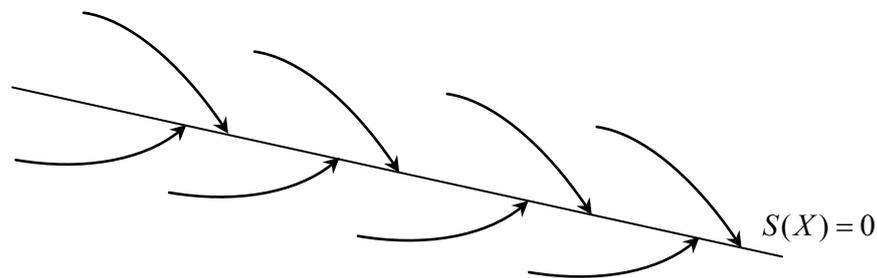


Figure IV.7 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

IV.2.8 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{\max} et u_{\min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure IV.8). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *droutement* » ou « *chattering* » apparaissent dans le mode glissant, [92, 93].

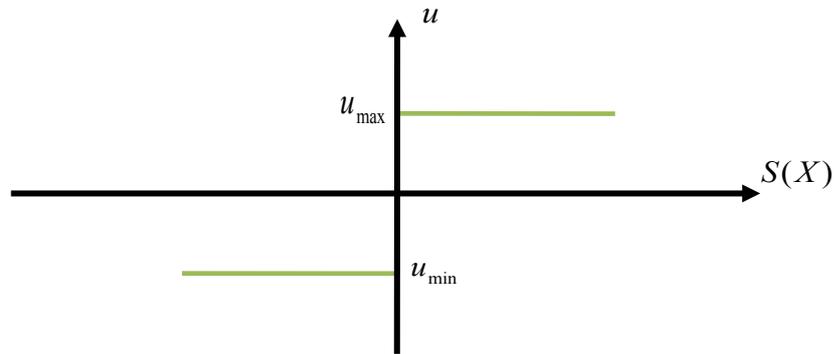


Figure IV.8 Commande appliquée aux systèmes à structure variable

IV.2.8.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface du glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité [61].

Par conséquent, la construction d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieurs.

Donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{non} \quad (IV.15)$$

$u_{eq}(t)$ - correspond à la commande équivalente, elle est décrite par : $\dot{S}(X) = 0$

u_{non} - est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(X)\dot{S}(X) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(X) = u_{non}$.

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée de grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{\max} et u_{\min} .

IV.2.8.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV-16).

$$\dot{X} = f(X, t) + g(X, t)u(t) \quad (IV.16)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_{non} , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (IV.17)$$

avec :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X, t) + g(X, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X} \{g(X, t)u_n\} \quad (IV.18)$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial S}{\partial X} g(X, t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial S}{\partial X} f(X, t)\right\}, \quad u_n = 0 \quad (IV.19)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (IV.19) dans l'équation (IV.18). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} \quad (IV.20)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X)\frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} < 0 \quad (IV.21)$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (figure IV.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \text{sign}(S(X)) \quad (\text{IV.22})$$

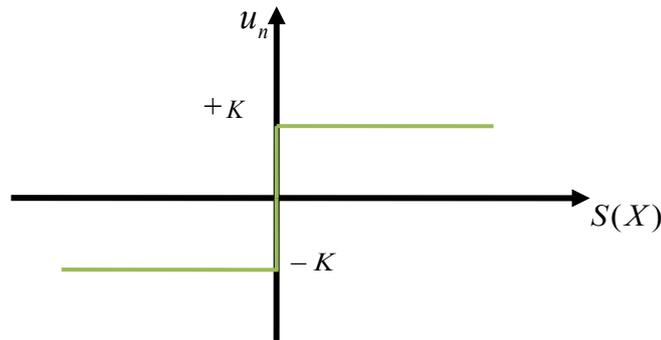


Figure IV.9 Représentation de la fonction ‘sign’

En remplaçant l’expression (IV.22) dans (IV.21), on obtient :

$$S(X) \dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} g(X,t) K |S(X)| < 0 \quad (\text{IV.23})$$

Où ; le facteur $\frac{\partial S}{\partial X} g(X,t)$ est toujours négatif.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (IV.23). Le choix de ce gain est très influent car, s’il est très petit le temps de réponse sera très long, et s’il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l’organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l’organe de commande.

IV.2.9 Elimination du phénomène de CHATTERING

Le phénomène de *chattering* est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composants de haute fréquence. Ces composants peuvent détériorer le système en excitant les modes élevés dont on n’a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes [93].

Le broutement (*phénomène de chattering*) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne par la suite des exemples des fonctions de saturation :

➤ **Fonction SAT :**

Elle est représentée sur la figure (IV-10), est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{lll} Sat(S) = 1 & \text{si} & S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si} & S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si} & |S| < \mu \end{array} \right. \quad (IV. 24)$$

Avec μ petit et positif.

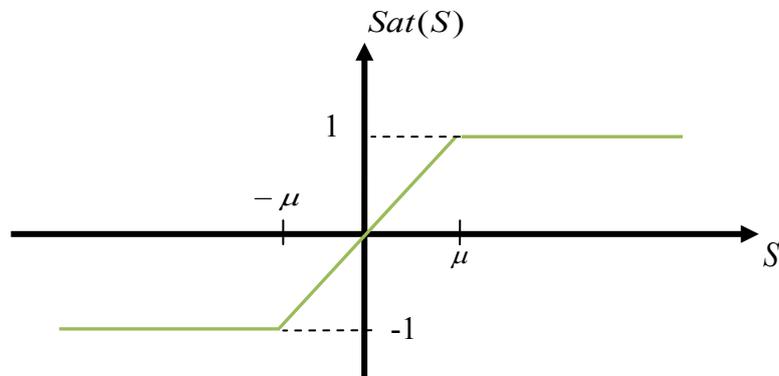


Figure IV.10 Fonction « Sat »

➤ **Fonction de lissage (SMOOTH) :**

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions (la figure IV.11), soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (IV. 25)$$

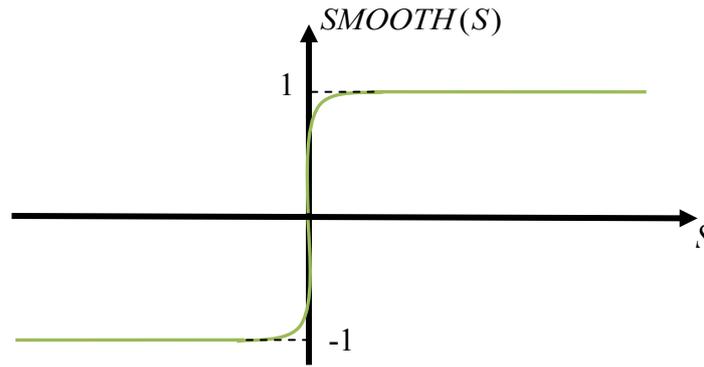


Figure IV.11 Fonction de lissage (SMOOTH)

IV.3 Application de la commande par mode de glissement à la MADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons utiliser la commande indirecte à l'aide de cette méthode pour contrôler la génératrice MADA car la commande par mode glissant est robuste et résout de nombreux problèmes liés aux incertitudes et aux variations du système à régler. L'objectif de ce travail est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté et de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Maintenant, à partir du troisième chapitre, on tire le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (IV. 26)$$

IV.3.1 Commande Indirecte par Mode Glissant de la GADA

IV.3.1.1 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Les expressions des puissances active et réactive statoriques et les références des courants rotoriques de la machine dans le repère de Park peuvent être exprimées par les équations (III.8) et (III.11).

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} v_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{v_s^2}{L_s \omega_s} - \frac{L_m}{L_s} v_s i_{rd} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{rq_ref} = -\frac{2L_s}{3L_m v_s} P_{sref} \\ i_{rd_ref} = -\frac{2L_s}{3L_m v_s} Q_{sref} + \frac{v_s}{\omega_s L_m} \end{cases}$$

IV.3.1.2 Equations des dérivées de courants rotoriques

Les expressions des dérivées de courants rotoriques peuvent être exprimées par l'équation (III.10).

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \dot{I}_{rd} = (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \dot{I}_{rq} = \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{L_m \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

IV.3.1.3 CHOIX DES SURFACES DE GLISSEMENTS

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d . Pour contrôler la puissance, on prend $n = 1$ [10].

Les expressions de la surface et sa dérivée pour contrôler les puissances active et réactive sont:

$$s(P) = I_{rq_ref} - I_{rq} \quad (IV.28)$$

$$\dot{s}(P) = \frac{d}{dt} (I_{rq_ref} - I_{rq}) = \dot{I}_{rq_ref} - \dot{I}_{rq} \quad (IV.29)$$

$$s(Q) = I_{rd_ref} - I_{rd} \quad (IV. 30)$$

$$\dot{s}(Q) = \frac{d}{dt}(I_{rd_ref} - I_{rd}) = \dot{I}_{rd_ref} - \dot{I}_{rd} \quad (IV. 31)$$

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{s}(P) = \dot{I}_{rq_ref} - \dot{I}_{rq} = 0 \\ \dot{s}(Q) = \dot{I}_{rd_ref} - \dot{I}_{rd} = 0 \end{cases} \quad (IV.32)$$

Quand les conditions de convergence sont satisfaites, les puissances active et réactive se rapprochent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapounov soit inférieure à zéro; c'est-à-dire $s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$ [10].

IV.3.1.4 Contrôle de la puissance active

Nous prenons l'équation (IV.29) et en remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rq_ref} et \dot{I}_{rq} par leurs expressions données par les équations (III. 11) et (IV. 27), on obtient :

$$\dot{s}(P) = \left(-\frac{2L_s}{3L_m V_s} \cdot \dot{P}_{sref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(-R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{L_m V_s}{L_s} \right) \right) \quad (IV. 33)$$

On prend :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (IV. 34)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $s(P) = 0, \dot{s}(P) = 0,$
 $V_{rq}^n = 0.$

Donc, la commande équivalente est donnée par:

$$V_{rq}^{eq} = -\frac{2L_s L_r \sigma}{3L_m V_s} \cdot \dot{P}_{sref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{L_m \cdot V_s}{L_s} \quad (IV.35)$$

Par conséquent :

$$V_{rq}^n = k_{V_{rq}} \text{sat}(s(P)) \quad (\text{IV. 36})$$

$k_{V_{rq}}$: Constante positive.

IV.3.1.5 Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que précédemment, Nous prenons l'équation (IV.31) et en remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{rd_ref} et \dot{I}_{rq} par leurs expressions données par les équations (III. 11) et (IV. 27), on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{\omega_s L_m} - \frac{2L_s}{3V_s L_m} \cdot \dot{Q}_{sref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rd} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq}) \right) \quad (\text{IV. 37})$$

On prend :

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (\text{IV. 38})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $s(Q) = 0, \dot{s}(Q) = 0,$
 $V_{rd}^n = 0.$

Donc, la commande équivalente est donnée par:

$$V_{rd}^{eq} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{\omega_s L_m} - \frac{2L_s}{3V_s L_m} \dot{Q}_{sref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \quad (\text{IV. 39})$$

Par conséquent :

$$V_{rd}^n = k_{V_{rd}} \text{sat}(s(Q)) \quad (\text{IV. 40})$$

$k_{V_{rd}}$: Constante positive.

Les équations (IV. 35), (IV. 36) et (IV. 39), (IV. 40) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone à double alimentation, figure IV.12.

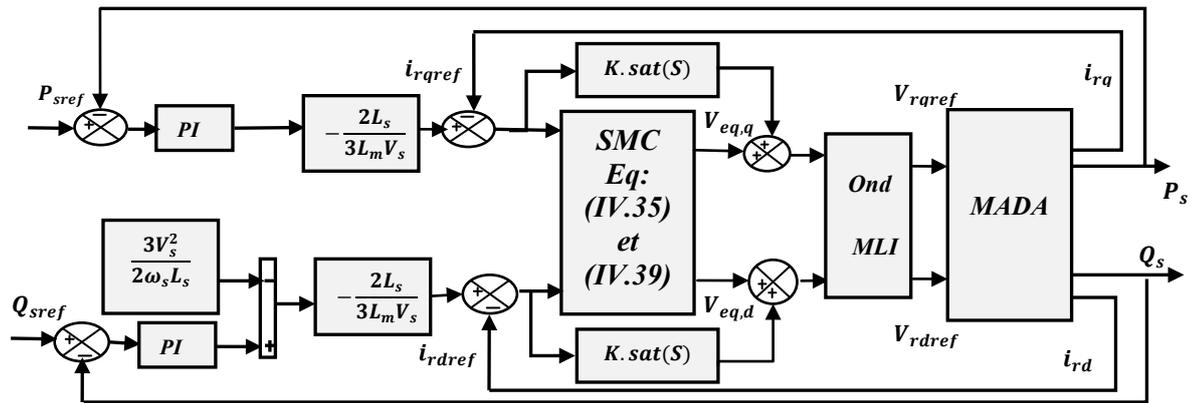


Figure IV.12 Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant

IV.3.2 Résultats de Simulation du système

Pour simuler la commande indirecte de la MADA à l'aide de SMC, on applique les mêmes échelons des puissances active et réactive statoriques (P_{ref} , Q_{ref}) qui ont été utilisés dans la commande indirecte à l'aide de PI dans le chapitre précédent.

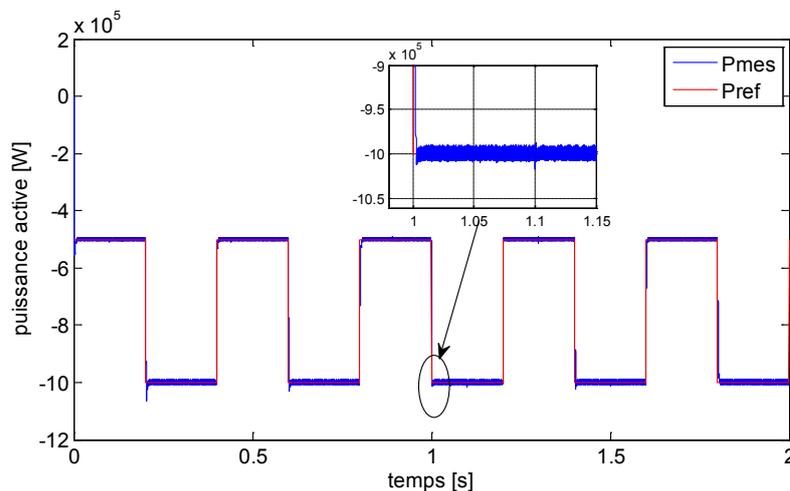


Figure IV.13 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande indirecte (PWM, SMC)

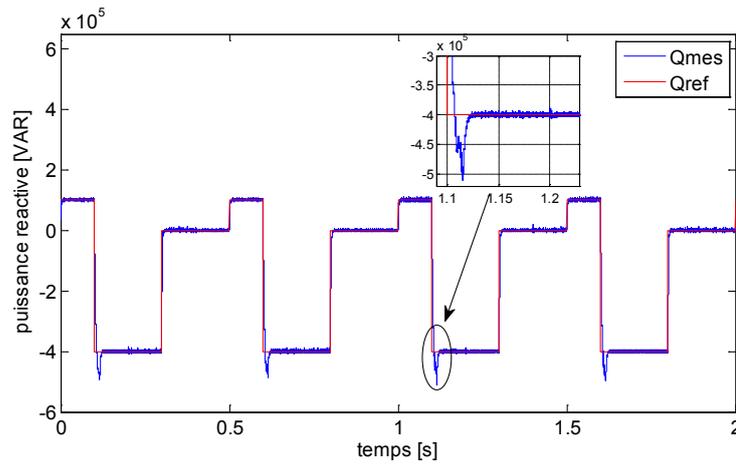


Figure IV.14 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande indirect (PWM, SMC)

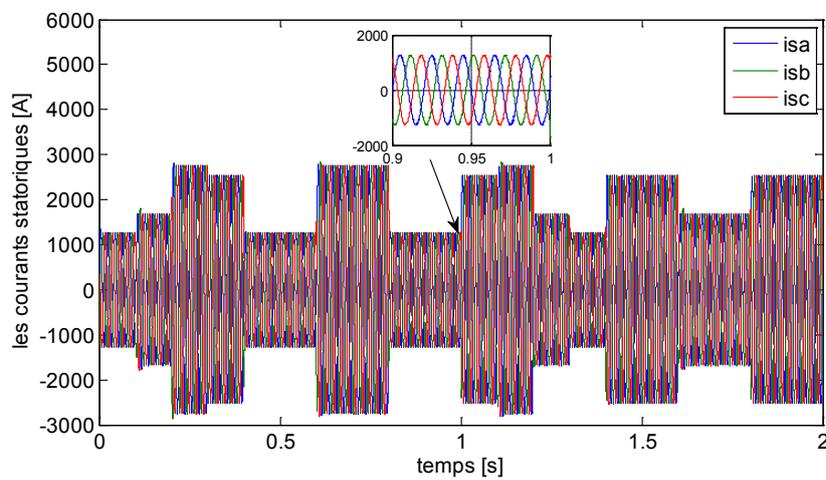


Figure IV.15 les courants statoriques à l'aide de la commande indirect (PWM, SMC)

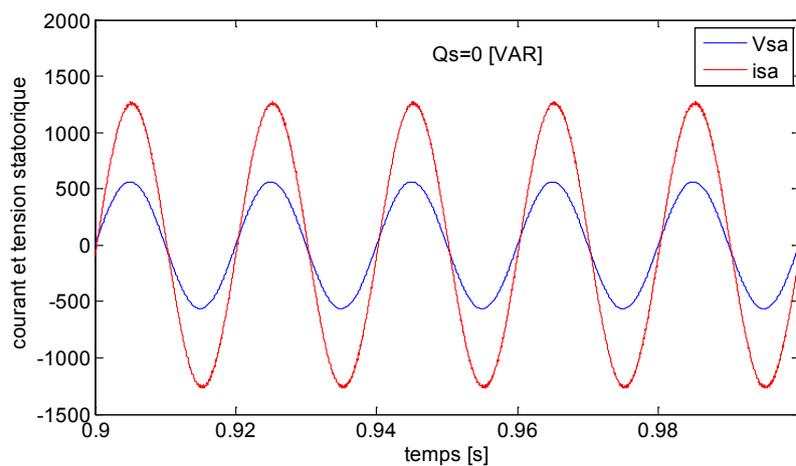


Figure IV.16 le courant et la tension statorique à l'aide de la commande indirect (PWM, SMC)

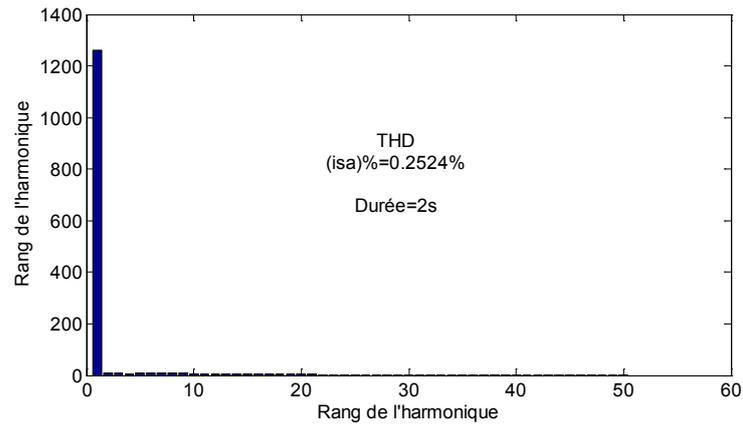


Figure IV.17 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande indirect (PWM, SMC)

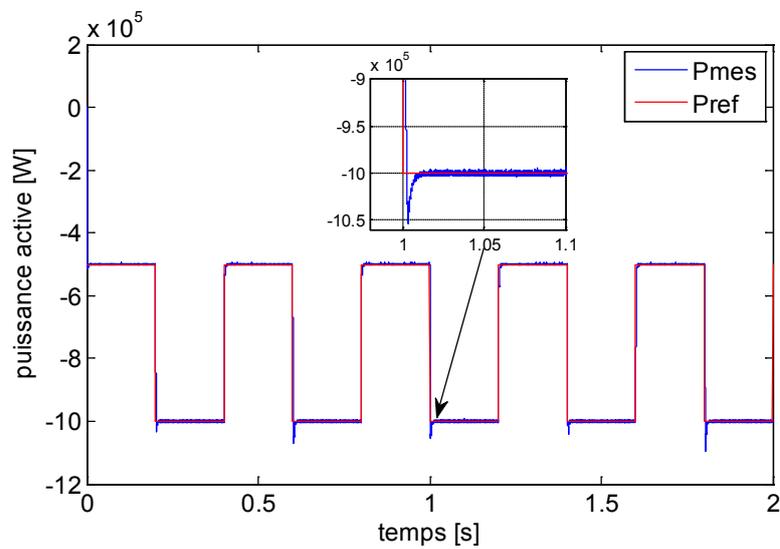


Figure IV.18 Puissance active statorique et sa référence à l'aide de la commande indirect (SVM, SMC)

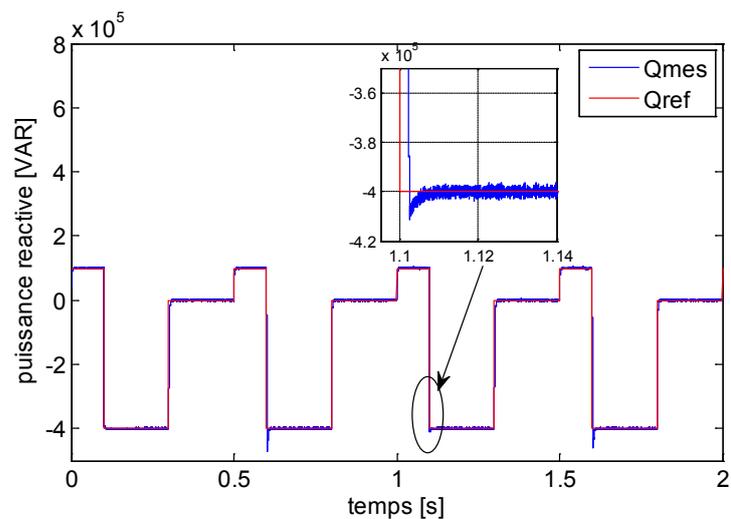


Figure IV.19 Puissance réactive statorique et sa référence à l'aide de la commande indirect (SVM, SMC)

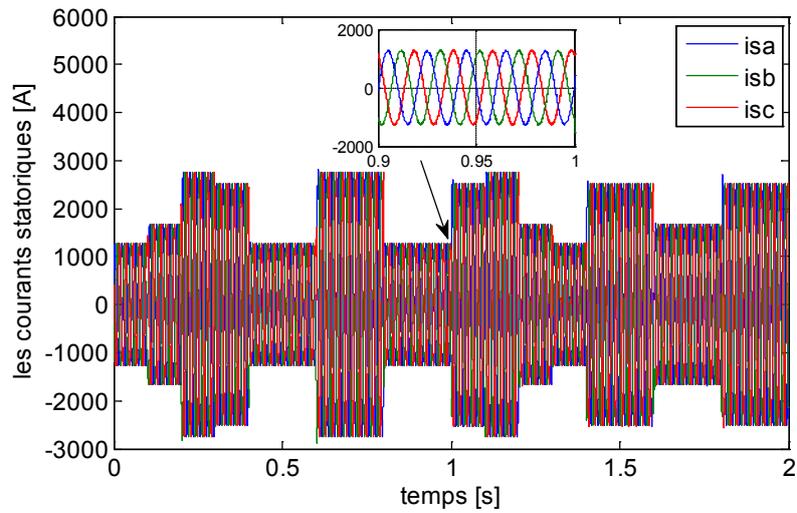


Figure IV.20 les courants statoriques à l'aide de la commande indirect (SVM, SMC)

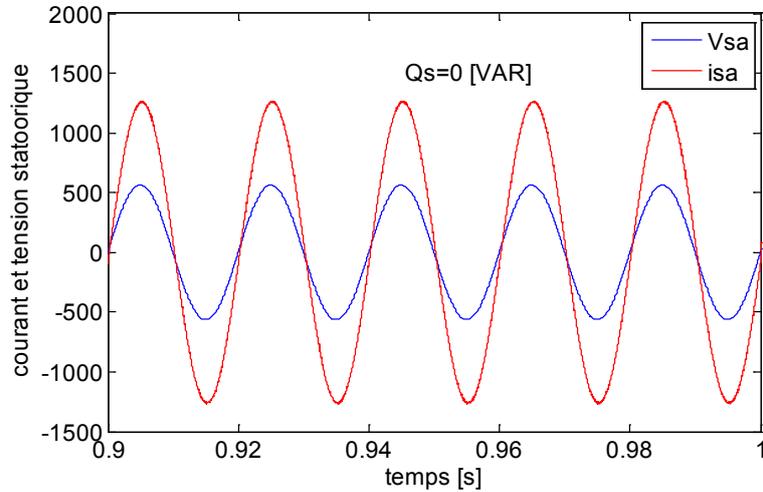


Figure IV.21 le courant et la tension statorique à l'aide de la commande indirect (SVM, SMC)

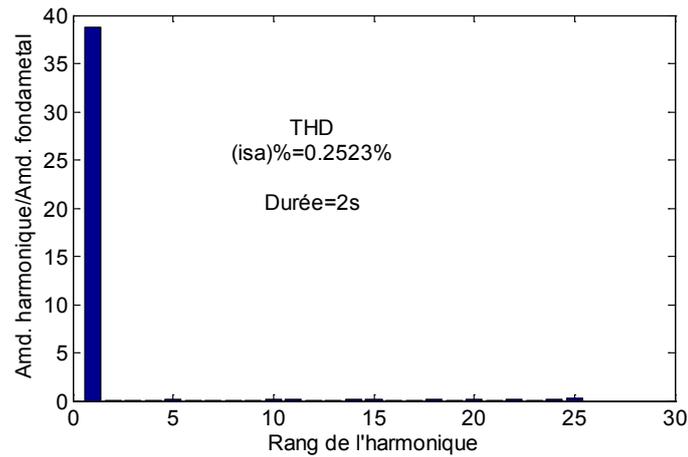


Figure IV.22 THD de courant i_{sa} à l'aide de la commande indirect (SVM, SMC)

Selon les résultats de la simulation donnés par les figures (IV.13, IV.14, IV.18, IV.19), on remarque que :

Les puissances active et réactive délivrées par la MADA, suivent les références correspondantes, mieux que les puissances dans le chapitre précédent. On remarque qu'il y'a une amélioration des variations des courbes des puissances et une diminution des pics et des ondulations lors de la variation des puissances active et réactive de référence d'une valeur à l'autre.

Les figures (IV.15, IV.20) montrent que les courants obtenus au stator sont aussi de formes sinusoïdales.

La partie où la puissance réactive est nulle, (figures IV.16, IV.21), correspond au facteur de puissance unitaire $\cos\phi=1$ donc un déphasage nul.

D'après les figures (IV.17, IV.22), qui montrent respectivement les spectres d'harmoniques d'une phase du courant statorique dans le cas indirect de la commande, avec l'utilisation de la PWM et la SVM ; on constate que ces courants ont THD satisfaisant, qui correspond à $THD = 0.2523\%$ pour le cas de la SVM et $THD = 0.2524\%$ pour le cas de la PWM. Ce qui explique l'amélioration de la qualité des courants injectés au réseau par la diminution des harmoniques.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu l'aspect théorique de la technique de commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Après on a procédé à son application dans la commande vectorielle du générateur asynchrone à double alimentation. Nous avons introduit une boucle de régulation supplémentaire des puissances active et réactive de telle sorte que chaque axe de régulation contient un régulateur PI, pour contrôler la puissance et l'autre un régulateur de mode glissant pour contrôler la boucle de courant rotorique. Les résultats de simulation ont montré la fiabilité et la robustesse de cette commande qui a donné une bonne poursuite de la puissance active statorique à sa référence, rapidement et sans dépassement avec une erreur presque négligeable.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse est de développer et d'étudier par la simulation de différentes commandes pour la régulation de la puissance active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation à travers l'exploitation de l'énergie éolienne.

Dans le premier chapitre de ce travail, nous avons présenté des notions générales sur l'énergie éolienne. La technologie des éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur ont été brièvement présentés. Les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne ont été étudiées, les modes de fonctionnement de la MADA ainsi que les différentes configurations des convertisseurs statiques ont été analysés et présentés brièvement dans ce chapitre. Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation et la simulation d'un système de conversion éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation. Nous avons proposé les modèles des différents éléments constituant la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne. Puis nous avons détaillé la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour extraire le maximum de la puissance générée. Dans un deuxième temps, la modélisation de la machine a été établie dans un repère diphasé à l'aide de la transformation de PARK, de façon à mettre en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations, nous ont permis de simplifier le modèle complexe de la MADA. Ensuite nous avons associé la machine à un convertisseur au rotor alors que le stator est lié directement au réseau (fonctionnement en générateur pour une application du type éolien). Le travail est prouvé par des résultats de simulations. Dans le troisième chapitre, nous avons montré les concepts de la commande vectorielle appliquée à la MADA fonctionnant en génératrice. Nous avons appliqué le principe d'orientation du flux statorique pour arriver à un modèle simple de commande vectorielle qui contrôle indépendamment les puissances active et réactive et en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau par deux méthodes de commande directe et indirecte à l'aide des régulateurs Proportionnel-Intégral (PI). Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. D'autre part, la structure choisie pour alimenter le rotor de la GADA constituée par deux convertisseurs électroniques réversibles, a été d'une grande importance dans le fonctionnement de la GADA à facteur de puissance unitaire, et a permis la bidirectionnalité de la conversion énergétique rotorique. Dans le quatrième chapitre, nous avons amélioré les

résultats des simulations obtenus dans le chapitre précédent. En premier lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la technique de commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Après, nous avons procédé à son application dans la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du dispositif MADA – convertisseur sont envisageables :

- L'intégration éventuelle d'un système de stockage et l'optimisation technique et économique de la chaîne de conversion.
- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux dans une chaîne de conversion éolienne.
- L'étude des perturbations de la production d'énergie éolienne vis à vis du déséquilibre du réseau, des creux de tension et des fluctuations.
- L'établissement d'un modèle de la MADA tenant compte de la saturation magnétique.
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant à deuxième degré et plus, etc...

Annexes

Annexe A

Paramètres du système éolien

<i>Nom et symbole des paramètres</i>	<i>Valeur numérique des paramètres</i>
<i>Puissance nominale P</i>	<i>1.5 MW</i>
<i>Rayon de l'éolienne R</i>	<i>35.25 m</i>
<i>Gain du multiplicateur de vitesse G</i>	<i>90</i>
<i>Tension nominale statorique V_s</i>	<i>398 / 690 V</i>
<i>Fréquence nominale statorique f</i>	<i>50 Hz</i>
<i>Tension nominale rotorique V_r</i>	<i>225 / 389 V</i>
<i>Fréquence nominale rotorique f_2</i>	<i>14 Hz</i>
<i>Résistance statorique R_s</i>	<i>0.012 Ω</i>
<i>Résistance rotorique R_r</i>	<i>0.021 Ω</i>
<i>Inductance statorique L_s</i>	<i>0.0137 H</i>
<i>Inductance rotorique L_r</i>	<i>0.0136 H</i>
<i>Inductance mutuelle L_m</i>	<i>0.0135 H</i>
<i>Inertie de l'arbre J</i>	<i>1000 kg.m²</i>
<i>Coefficient de frottement visqueux de la MADA f_r</i>	<i>0.0024 N.m.s⁻¹</i>
<i>Glissement g</i>	<i>0.03</i>
<i>Nombre de paires de pôles p</i>	<i>2</i>

Références

- [1] R. Ren21, "Global status report," *Renewable energy policy network for the 21st century*. <http://www.ren21.net>. Accessed, vol. 19, 2016.
- [2] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of multi-MW wind turbines and wind parks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 1081-1095, 2011.
- [3] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, pp. 1859-1875, 2009.
- [4] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.
- [5] A. D. Hansen, F. Iov, F. Blaabjerg, and L. H. Hansen, "Review of contemporary wind turbine concepts and their market penetration," *Wind Engineering*, vol. 28, pp. 247-263, 2004.
- [6] K. Richardson, D. Dahl-Jensen, J. Elmeskov, C. Hagem, J. Henningsen, J. Korstgård, *et al.*, "Green energy-the road to a Danish energy system without fossil fuels," *Danish Commission on Climate Change Policy*, 2010.
- [7] N. Taib, B. Metidji, and T. Rekioua, "Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, pp. 287-296, 2013.
- [8] R. Cárdenas, R. Pena, P. Wheeler, J. Clare, A. Munoz, and A. Sureda, "Control of a wind generation system based on a Brushless Doubly-Fed Induction Generator fed by a matrix converter," *Electric Power Systems Research*, vol. 103, pp. 49-60, 2013.
- [9] F. Valenciaga, "Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 3000-3008, 2010.
- [10] R. ROUABHI, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée," Université de Batna 2, 2016.
- [11] V. C. Nelson, *Wind energy: renewable energy and the environment*. CRC press, 2013.
- [12] B. Sorensen, "History of, and recent progress in, wind-energy utilization," *Annual review of energy and the environment*, vol. 20, pp. 387-424, 1995.

- [13] S. Mathew, *Wind energy: fundamentals, resource analysis and economics* vol. 1: Springer, 2006.
- [14] P. C. Putnam, *Power from the Wind*: Van Nostrand Company, 1948.
- [15] J. Ramler and R. Donovan, "Wind turbines for electric utilities-Development status and economics," in *Terrestrial Energy Systems Conference*, 1979, p. 965.
- [16] S. J. Savonius, "The S-rotor and its applications," *Mechanical engineering*, vol. 53, pp. 333-338, 1931.
- [17] R. E. Sheldahl and B. F. Blackwell, "Free-air performance tests of a 5-metre-diameter Darrieus turbine," Sandia Labs., Albuquerque, NM (USA)1977.
- [18] G. W. E. Council, "Global Wind Report: Annual market update 2010; 2011," *Relatório Anual de Energia Eólica*, 2017.
- [19] M. Zaaier and A. Henderson, "Offshore update-A global look at offshore wind energy," *Renewable Energy World*, vol. 6, pp. 102-119, 2003.
- [20] E. de Vries, "Wind turbine technology trends-review 2003," http://jxi.base10.ws/magsandj/rew/2003_04/wind_turbine.html, 2003.
- [21] D. M. Eggleston and F. Stoddard, "Wind turbine engineering design," 1987.
- [22] D. Le Gouirières, "Énergie éolienne: Théorie, conception et calcul pratique des installations," in *Energie eolienne: theorie, conception et calcul pratique des installations*, ed: Eyrolles, 1982.
- [23] F. Poitiers, "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," Université de Nantes, 2003.
- [24] B. Multon, "Production d'énergie électrique par sources renouvelables," *Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique*, 2003.
- [25] N. Cherfia, "Conversion d'énergie produite par des générateurs éoliens."
- [26] J. Martin, "Energies éoliennes," 1997.
- [27] O. Vries, "On the theory of the horizontal-axis wind turbine," *Annual review of fluid mechanics*, vol. 15, pp. 77-96, 1983.
- [28] E. Hau and H. von Renouard, *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*: Springer, 2003.
- [29] P. Monjean, "Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et onshore équipées de liaisons en continu," Arts et Métiers ParisTech, 2012.
- [30] Y. Wang, "Evaluation de la performance des réglages de fréquence des eoliennes à l'échelle du système électrique: Application à un cas insulaire," Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [31] V. Courtecuisse, "Supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique," Arts et Métiers ParisTech, 2008.

- [32] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.
- [33] S. Wen and F. Wang, "Sensorless direct torque control of high speed PMSM based on variable structure sliding mode," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 995-998.
- [34] Y. Errami, M. Maaroufi, and M. Ouassaid, "Variable Structure Direct Torque Control and grid connected for wind energy conversion system based on the PMSG," in *Complex Systems (ICCS), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [35] C. Dubois, *Le guide de l'éolien, techniques et pratiques*: éditions Eyrolles, 2009.
- [36] B. Beltran, "contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation: du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur," Université de Bretagne occidentale-Brest, 2010.
- [37] A. BENLAMOUDI, "Contribution a la commande de la génératrice asynchrone a cage entraînée par une turbine éolienne," doctorat, *E l e c t r o t e c h n i q u e*, Université de Batna2, Batna, Algeria, 1 Juillet 2013.
- [38] X. Wang, J. Yang, X. Zhang, and J. Wu, "Sliding mode control of active and reactive power for brushless doubly-fed machine," in *Computing, Communication, Control, and Management, 2008. CCCM'08. ISECS International Colloquium on*, 2008, pp. 294-298.
- [39] S. Abdeddaim, A. Betka, S. Drid, and M. Becherif, "Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine," *Energy Conversion and Management*, vol. 79, pp. 281-288, 2014.
- [40] Y. Zhang, J. Zhu, and J. Hu, "Model predictive direct torque control for grid synchronization of doubly fed induction generator," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, 2011, pp. 765-770.
- [41] T. Yamina, "Détection de Défauts de la génératrice asynchrone à double alimentation (DFIG)," Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2011.
- [42] H. Ihssen, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur," Ecole nationale supérieure polytechnique, 2008.
- [43] T. Ghennam, "Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation," Ecole Centrale de Lille; Ecole Militaire polytechnique Alger, 2011.
- [44] *Intérêt de la MADA*. Available: <https://www.google.dz/search?q=Int%C3%A9r%C3%AAt+de+la+MADA&client=firefox-b&source=Int&tbs=li:1&sa=X&ved=0ahUKEwia9YnA1NLbAhUD7RQKHbOOBO4QpwUIHg&biw=1366&bih=631>

- [45] J. Sloopweg, H. Polinder, and W. Kling, "Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 18, pp. 516-524, 2003.
- [46] N. Mekkaoui and M. Nait-Said, "Contribution à la modelisation et à la commande d'une mini-centrale eolienne à base de machines à induction simple et double alimentée ", Université de Batna, 2004.
- [47] K. Ferkous, "Etude d'une chaine de conversion d'énergie éolienne," Mémoire de Magister, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [48] F. Kendouli, K. Nabti, K. Abed, and H. Benalla, "Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation," *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 14, pp. 109-120, 2011.
- [49] Y. Bekakra, "Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation," Université Mohamed Khider, Biskra, 2014.
- [50] H. Semmache, A. Bounoua, R. Bausière, and N. Benramdane, "Développement des Performances des Systèmes Energétiques dans la Production d'Energie Eolienne," *Revue des Energies Renouvelables Valorisation*, 1999.
- [51] D. Aouzellag, K. Ghedamsi, and E. Berkouk, "Network power flux control of a wind generator," *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 615-622, 2009.
- [52] S. Heier, *Grid integration of wind energy: onshore and offshore conversion systems*: John Wiley & Sons, 2014.
- [53] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," Nancy 1, 2010.
- [54] Z. Lubosny and Z. Lubosny, *Wind turbine operation in electric power systems: advanced modeling*: Springer Heidelberg, 2003.
- [55] H. E. M. Lopez, "Maximum Power Tracking Control Scheme for Wind Generator Systems," Texas A&M University, 2007.
- [56] V. Perelmuter, *Electrotechnical Systems: Simulation with Simulink® and SimPowerSystems™*: CRC Press, 2012.
- [57] S. El Aimani, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [58] G. Aggoun, "Etude qualitative de l'association convertisseur machine pour l'entraînement électrique d'un système de génération éolienne," Université Mouloud Mammeri, 2011.
- [59] A. Dendouga, "Contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation (DFIM)," *PhD in electrical engineering, University of Batna, Algeria*, 2010.
- [60] K. Djilali, "Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien a Machine Asynchrone à Double Alimentation," usto, 2013.

- [61] Z. Yamina, "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone," *Electrotechnique*, Université Ferhat Abbas de Setif, 2010.
- [62] M. Pinard, *Commande électronique des moteurs électriques*: Dunod, 2004.
- [63] M. Smaili, "Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2013.
- [64] J. Chatelain, *Machines électriques* vol. 10: PPUR Presses polytechniques, 1989.
- [65] J. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques," *Livre publiée par Lavoisier*, 2004.
- [66] Y. Djeriri, "Commande Vectorielle d'une MADA Intégrée à un Système Eolien'," *Mémoire de magister*, 2009.
- [67] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [68] F. Blaschke, "A new method for the structural decoupling of AC induction machines," in *Conf. Rec. IFAC*, 1971, pp. 1-15.
- [69] B. Hopfensperger, D. Atkinson, and R. Lakin, "Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine: with and without position encoder," *IEE Proceedings-Electric power applications*, vol. 147, pp. 241-250, 2000.
- [70] S. Metatla, "Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA," Ecole nationale supérieure polytechnique, 2009.
- [71] B. TOUAL, "Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable," Université de Batna 2, 2010.
- [72] F. Merrahi, "Alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (Application à l'énergie éolienne)," Ecole nationale supérieure polytechnique, 2007.
- [73] F. Akel, "Etude et réalisation d'un emulateur de turbine eolienne," *Mémoire de Magister*, Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2009.
- [74] Y. Elbia, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté," Université de Batna 2, 2009.
- [75] A. Mehdary, "Etude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une aéro turbine," in *Conférence JDL6'09*, 2009.
- [76] M. SAOUDI, "Contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone," Université Mohamed Khider de Biskra, 2014.
- [77] A. S. A. El Mahdi, "Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation."
- [78] G. Séguier, F. Labrique, and P. Delarue, "Electronique de puissance," *Edition DUNOD*, année, 1999.

- [79] A. K. Djamilia, "Commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone à l'aide de régulateurs fractionnaire," Université Mouloud Maameri de Tizi Ouzou.
- [80] M. Abid, "Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI," Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [81] A. Meroufel, *Contrôle de la machine asynchrone*. Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [82] G. Séguier, P. Delarue, and F. Labrique, *Electronique de puissance-10e éd.: Structures, commandes, applications*: Dunod, 2015.
- [83] M. Bouharkat, "étude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone a cage en régime dynamique," *These de doctorat, Université de Batna, Faculté des sciences de l'Ingénieur*, 2006.
- [84] K.-K. D. Young, "Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 8, pp. 101-109, 1978.
- [85] F. Harashima, H. Hashimoto, and S. Kondo, "MOSFET converter-fed position servo system with sliding mode control," *IEEE Transactions on industrial electronics*, pp. 238-244, 1985.
- [86] H. Hashimoto, K. Maruyama, Y. Arai, and F. Harashima, "Practical realization of VSS controller for robotic arm," in *IEEE IECON'86*, 1986, pp. 34-40.
- [87] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa, and F. Harashima, "Brushless servo motor control using variable structure approach," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 24, pp. 160-170, 1988.
- [88] K. Benchaiba, "Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; apport de la logique floue pour la réduction du phénomène 'chattering' " Thèse de Magister, Université de Batna, 2003.
- [89] R. A. DeCarlo, S. H. Zak, and G. P. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, pp. 212-232, 1988.
- [90] V. Utkin, "Sliding modes in control and optimization, ser. Communications and Control Engineering Series," ed: Berlin: Springer Verlag, 1992.
- [91] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control* vol. 199: Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [92] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*: PPUR presses polytechniques, 1986.
- [93] A. AOUIFI, "Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage," Université Mohamed Khider-Biskra, 2011.

ملخص:

يعرض هذا العمل دراسة تحويل الطاقة الناتجة عن مولد حثي ثنائي التغذية ومتصل مباشرة بالشبكة من خلال الجزء الثابت وتتحكم فيه من خلال العضو الدوار بواسطة اثنين من المحولات أو عاكسات ثنائية الاتجاه. أولاً، قدمنا أحدث ما توصل إليه بشأن طاقة الرياح وأنظمة التحويل المستخدمة (أنواع المولدات، أكثر التكوينات استخداماً، إلخ...). ثم عرضنا النماذج الرياضية لكل عنصر من عناصر توربينة الرياح (توربينة الرياح تتحكم فيها بواسطة تقنية MPPT + المولد). ثم قمنا بتقييم وفحص طريقتين للتحكم الشعاعي في قدرة المحرك الحثي MADA لدى اشتغاله في وضع مولد لطاقة، أولاً تعرفنا على: التحكم المباشر والتحكم غير المباشر بمساعدة مصحح PI. ووفقاً لنتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها، فإن التحكم الشعاعي غير المباشر بحلقتين متسلسلتين يُظهر أداءً أفضل للنظام غير الثابت. وأخيراً، بالنسبة للأنظمة غير الخطية حيث أن بيانات المحرك غير ثابتة، قمنا بتطبيق النمط الانزلاقي للتحكم في الطاقة الفعالة والغير فعالة مع استخدام العاكس المتحكم فيه بتقنية SVM لتحسين جودة الطاقة الكهربائية لحقن هذه الطاقة في الشبكة الكهربائية حيث نلاحظ أن نتائج المحاكاة تظهر دقة ومثابرة هذا التحكم، الذي يعطي متابعة جيدة للإستطاعة الفعالة مع إشارة الدخل لا يكاد يذكر.

كلمات مفتاحية: توربينة الرياح، مولدة لاتزامنية مزدوجة التغذية، التحكم الشعاعي، PI، التحكم الانزلاقي.

Résumé :

On présente dans ce travail l'étude de la conversion d'énergie produite par une génératrice asynchrone à double alimentation connectée directement au réseau par son stator et pilotée par son rotor par deux convertisseurs bidirectionnels. Tout d'abord, nous avons présenté l'état de l'art sur l'énergie éolienne et les systèmes de conversion utilisés (les types des génératrices, les configurations les plus utilisés, etc...). Ensuite nous avons exposé les modèles mathématiques de chaque élément de l'aérogénérateur (la turbine éolienne et sa commande MPPT + le générateur). Puis nous avons évalué et examiné deux méthodes de commande vectorielle en puissance de la MADA en mode générateur, le premier à savoir : la commande directe et la commande indirecte à l'aide des correcteurs PI. D'après les résultats de simulation obtenus, la commande vectorielle indirecte avec deux boucles en cascades présente de meilleures performances pour un système invariant. Enfin, pour des systèmes non linéaires où ayant des paramètres non constants, nous avons appliqué la commande par mode glissant pour contrôler la puissance active et réactive avec l'utilisation d'un onduleur commandé par la technique SVM pour améliorer la qualité d'énergie électrique pour injecter cet énergie au réseau électrique où on remarque que les résultats de simulation montrent la fiabilité et la robustesse de cette commande qui est donnée un bon poursuivre de puissance active statorique sa référence avec une erreur près que négligeable.

Mots clés : éolienne, MADA, Commande vectorielle, PI, commande par mode glissant.

Abstract :

This work presents the study of the conversion of energy produced by Doubly Fed Induction generator connected directly to the network by its stator and driven by its rotor by two bidirectional converters. First, we presented the state of the art on wind energy and the conversion systems used (types of generators, most used configurations, etc ...). Then we exposed the mathematical models of each element of the wind turbine (the wind turbine and its command MPPT + the generator). Then we evaluated and examined two methods of vector control in power of the MADA in generator mode, the first to know: the direct command and the indirect command with the help of the correctors PI. According to the simulation results obtained, the indirect vector control with two cascade loops shows better performances for an invariant system. Finally, for nonlinear systems where with non-constant parameters, we applied the sliding mode control to control the active and reactive power with the use of an inverter controlled by the SVM technique to improve the electrical energy quality. to inject this energy into the electricity grid or we note that the simulation results show the reliability and robustness of this command which is given a good track of active stator power its reference with a negligible error.

Key words: wind turbine, DFIM, Vector control, PI, sliding mode control.
