



THESE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus
en vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR EN SCIENCES

En Génie Electrique, Option : Automatique
Par

Abdelhak DJOUDI

Ingénieur et Magister de l'ENP

Thème

Contribution à la Conduite Robuste d'une Eolienne Basée sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Connectée au Réseau Electrique

Soutenue publiquement le **11/05/ 2016** devant le jury composé de:

Président	BOUKHETALA Djamel	Pr. ENP
Directeurs de Thèse	CHEKIREB Hachemi	Pr. ENP
	BERKOUK El-Madjid	Pr. ENP
Examineurs	ILLOUL Rachid	MC/A. ENP
	HADJI Seddik	Pr. EPST d'Alger
	TALHA Abdelaziz	Pr. USTHB
	MESSAIF Iqbal	MC/A. USTHB
Invité	BACHA Seddik	Pr. UJF Grenoble

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mes directeurs de thèse Mr. H. CHEKIREB et Mr. E.M. BERKOUK. Je remercie aussi Mr. S. BACHA pour avoir accepté de m'accueillir au sein du Laboratoire G2Elab et pour son soutien précieux durant toute la période de mon séjour scientifique.

Je remercie particulièrement Mrs : D. BOUKHETALA, R. ILLOUL, S. HADJI, A. TALHA, I. MESSAIF, pour avoir accepté d'être les membres du jury de cette thèse et pour avoir consacré leur temps à sa lecture critique.

Je termine par le remerciement des membres du Laboratoire de Commande des Processus de l'E.N.P et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Table des Matières

Tables des Matières

Introduction Générale	1
------------------------------	----------

Chapitre I : Généralités sur les Systèmes Eoliens et les Perturbations du Réseau Electrique

I.I. Introduction	5
I.II. Les systèmes éoliens et ses composants	5
I.II.1. Définition de l'énergie éolienne	5
I.II.2. Principaux composants d'une éolienne	7
I.III. Les différentes structures d'éoliennes	7
I.III.1 Eoliennes à axe vertical	8
I.III.2. Eoliennes à axe horizontal	8
I.IV. Différentes types d'éoliennes suivant leur pilotage	9
I.IV.1. Les éoliennes non-pilotées	9
I.IV.1.1. Les éoliennes à décrochage aérodynamique	9
I.IV.1.2. Les éoliennes à pales orientables	9
I.IV.2. Les éoliennes pilotées	9
I.IV.2.1. Principe	9
I.IV.2.2. Intérêt des éoliennes pilotées	10
I.V. Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne	11
I.VI. Différents types de perturbations affectant le réseau électrique	12
I.VI.1. Les creux de tension	12
I.VI.2. Harmoniques et inter-harmoniques	13
I.VI.3. Les surtensions	14
I.VI.4. Variations et fluctuations de tension (Flicker)	16
I.VI.5. Déséquilibres	16
I.VII Conclusion	17

Chapitre II : Positionnement du Problème et Modélisation de la Chaine Eolienne

II.I. Introduction	18
II.II. Etat de l'art et positionnement du problème	18
II.II.1. Etat de l'art	18
II.II.2. Positionnement du problème	21
II.III. Modélisation la turbine Eolienne	22
II.III.1. Modélisation de la turbine	22
II.III.2. Modélisation du multiplicateur de vitesse	23
II.III.3. L'équation dynamique de l'arbre	23
II.IV. Production optimale d'énergie dans un système éolien	24
II.V. Le Modèle de la MADA	24

II.VI. La chaine éolienne considérée	25
II.VI. Conditions de simulations	27
II.VII. Conclusion	30

Chapitre III : Commande par les Modes Glissants à Faible Gain

III.I. Introduction	31
III.II. Modèles de la MADA	31
III.II.1. La représentation d'état	31
III.II.2. Modèle Discret de la machine	32
III.III. Procédure d'identification des paramètres de la MADA	32
III.III.1. Application de l'algorithme récursif des moindres carrées	33
III.III.2. Les paramètres identifiés de la MADA	33
III.IV. Première commande adaptative par les modes glissants	34
III.IV.1. Commande classique par les modes glissants	34
III.IV.2. Commande à faible gain par les modes glissants	36
III.V. Résultats de simulation	37
III.VI. Conclusion	40

Chapitre IV : Commande par les Modes Glissants à Nombre Réduit de Capteurs

IV.I. Introduction	41
IV.II. Représentation d'état et les flux nominaux de la MADA	41
IV.II.1. Modèle d'état de la MADA	41
IV.II.2. Dynamique de la sortie	42
IV.II.3. Détermination du flux rotorique nominal	43
IV.III. Elaboration de la commande des puissances à nombre réduit de capteurs	45
IV.III.1. Dans le cas idéal	45
IV.III.2. La loi de commande proposée	47
IV.III.3. Analyse de la stabilité et la robustesse	47
IV.IV. Bornitude des états électriques de la MADA	49
IV.IV.1. Bornitude des puissances statoriques et leurs trajectoires	49
IV.IV.2. Bornitude et trajectoires des composantes du flux rotorique	50
IV.IV.3. Bornitude du courant rotorique	52
IV.V. Résultats des simulations	52
IV.VI. Conclusion	54

Chapitre V : Commande par les Modes Glissants à Faible Gain et à Nombre Réduit de Capteurs

V.I. Introduction	56
V.II. Modèles de la MADA et flux nominal	56
V.II.1. Représentation d'état de la MADA	56
V.II.2. Dynamique des sorties	57
V.II.3. Flux statorique nominal	57
V.III. Commande par les modes glissants à nombre réduit de capteurs et analyse de la stabilité	58
V.III.1. Cas idéal	58
V.III.2. Loi de commande à nombre réduit de capteurs	60
V.III.3. Etude de stabilité	61

V.IV. La loi de commande proposée	63
V.V. Résultats de simulations et discussion	65
V.VI. Etude comparative	68
V.VII. Conclusion	69

Chapitre VI : Aspects Pratiques et Validation Expérimentale

VI.I. Introduction	71
VI.II. Présentation du banc d'essais	71
VI.II.1. Description générale	71
VI.II.1.1. La chaîne électromécanique	71
VI.II.1.2. Les baies de puissance	72
VI.II.1.3. Les interfaces Homme-Machine	75
VI.II.2. Schéma synoptique et autres fonctionnalités du banc d'essais	77
VI.III. Procédure de démarrage du banc d'essais et résultats expérimentaux	79
VI.IV. Conclusion	80

Conclusion Générale	81
----------------------------	-----------

Bibliographie	83
----------------------	-----------

Annexes	87
----------------	-----------

Introduction Générale

Introduction Générale

Durant ces dernières années et de par ses avantages économiques et écologiques, l'énergie éolienne est devenue de plus en plus une source d'énergie de base pour plusieurs pays. En effet, selon les données Baromètre Eolienne [1] et en fin 2015, une importante puissance éolienne, estimée à 432.56 GW, est installée dans le monde. L'importance de ce type d'énergie a orienté la recherche scientifique dans ce domaine vers l'amélioration de la conversion électromécanique. Dans ce but, un des axes de recherche concerne la robustesse de la production d'énergie éolienne en présence des perturbations du réseau électrique et le manque de connaissance partielle ou totale des paramètres de la chaîne éolienne.

Par ailleurs, les premières éoliennes utilisées sont à vitesse fixe (non-pilotées), contrairement à celles actuellement utilisées qui sont pilotées. Ces dernières sont en amélioration constante grâce au développement fulgurant qu'a connu la technologie dans différents domaines et particulièrement en électronique de puissance. En outre et de par ses avantages, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est actuellement la génératrice de choix des éoliennes pilotées. En effet, la MADA peut être pilotée via son rotor par un convertisseur statique dimensionné seulement pour 30% de la puissance maximale à produire, ce qui conduit à une réduction des coûts de fabrication et un meilleur rendement. Par contre, les machines synchrones, asynchrones, machines à reluctance variable sont pilotées via leur stator d'où l'inconvénient majeur d'un dimensionnement du convertisseur pour la puissance maximale à produire.

De nombreux travaux de recherche ont été dédiés au problème central relatif à l'amélioration de l'exploitation des éoliennes [2-13]. Il est connu que l'objectif, pour tout système de conversion éolienne entre autre celui basée sur la MADA, est d'extraire le maximum de puissance disponible au niveau de la turbine et de le transformé en puissance électrique en toute circonstance via une commande appropriée. Dans ce but, différentes méthodes ont été proposées dans la littérature. Parmi ces approches nous citons la commande directe des courants au rotor [2], la commande directe du couple [3-4], la commande directe

du couple et de la puissance réactive au stator [5-6], la commande de la puissance active et celle réactive du stator [7-12] et la commande de la vitesse de rotation [13].

De par ses avantages, la commande des puissances au stator est de loin celle la plus traitée dans la littérature. En effet, elle permet d'une part de limiter facilement la puissance active transmise au réseau en présence d'un excès de puissance du vent et d'autre part de pouvoir imposer la puissance réactive échangée avec le réseau de connexion.

Durant ces dernières années et afin d'améliorer les performances et la flexibilité de la conduite de la MADA, différentes lois de commande ont été proposées dans le cas d'un réseau électrique perturbé (tensions déséquilibrées et/ou déformées) [14-27]. En effet, étant donné que le stator est directement connecté au réseau, la MADA peut être sensible aux perturbations affectant ce réseau électrique. Par conséquent, dans le cas où ces perturbations ne sont pas suffisamment compensées, elles peuvent engendrer d'importantes oscillations de la puissance au stator et du couple électromagnétique pouvant conduire à des troubles mécaniques importants. Dans ces conditions, la déconnexion de la MADA peut être inévitable.

Malgré leur simplicité, les méthodes linéaires relatives aux références [14-19], présentent l'inconvénient majeur d'une déficience de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des erreurs de modélisation. De plus, ces méthodes nécessitent l'extraction des différentes composantes des états de la machine consommant ainsi un temps de calcul pouvant conduire à un temps de retard non négligeable où il faut noter que ce retard n'est pas pris en considération par le calcul de ces approches. Pour remédier à ce problème, d'autres approches de commandes, basées sur les méthodes non-linéaires directes et se dispensant de l'étape d'extraction, ont été développées. Ces méthodes se fondent essentiellement sur les commandes prédictives [20-23], les approches tabulaires [23] ainsi que les commandes par les modes de glissement [24-27].

Il est important de noter que dans le cas des méthodes prédictives [20, 22-23] et celles tabulaires, les lois de commandes proposées dépendent des paramètres de la MADA et lors des applications réelles ces lois sont déterminées uniquement sur la base des valeurs nominales de ces paramètres. Par conséquent, en cas d'une forte variation des paramètres du système, ces lois de commande peuvent être défaillantes dans leur mission de pilotage de la

MADA. Les commandes par les modes de glissement, déjà citées, ont la capacité d'assurer la robustesse dans une certaine mesure. Cependant, ces méthodes ont été développées pour répondre aux exigences d'un réseau idéal, déséquilibré et/ou déformé. Ajoutons à cela, que ces méthodes nécessitent l'estimation du flux de la MADA qui est obtenue le plus souvent par la méthode d'intégration classique. Il est à noter que cette méthode est très sensible aux variations des résistances et aux erreurs de mesure des états électriques de la machine.

Dans ce contexte, l'objectif de notre travail est d'élaborer des méthodes de conduite robustes d'une MADA connectée à un réseau électrique perturbé ou non, en prenant en considération non seulement les harmoniques et le déséquilibre mais aussi le Flicker, les surtensions, les creux de tension et les inter-harmoniques. Il est important de noter que nos approches ne nécessitent pas la connaissance du flux de la MADA. Ajoutons à cela que l'étude de la stabilité et de la robustesse est également traitée. Pour ce faire, cette thèse est organisée comme indiqué ci-dessous.

Le premier chapitre donne un aperçu général sur les systèmes éoliens à axe horizontal, où on rappelle les notions et les définitions de base permettant la représentation du fonctionnement d'une chaîne éolienne. Dans ce même chapitre, on présente aussi les différents types de perturbations affectant le réseau électrique.

Au deuxième chapitre, est exposé un état de l'art récent sur la commande des puissances au stator d'une MADA dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou déformé. Par ailleurs et après avoir signalé les faiblesses liés à ces méthodes, nous exposons brièvement notre contribution dans le cadre de cette thèse et, qui va dans le sens d'une réjection partielle ou complète de ces inconvénients. Ainsi, sont présentés le modèle de la MADA, celui de la turbine éolienne tripales et l'essai (**Test-A**) donnant les conditions dans lesquelles vont être effectuées les simulations dans le but de pouvoir valider et comparer les approches de commande proposées.

Le troisième chapitre est consacré à l'élaboration d'une commande adaptative par les modes glissants afin de réaliser une commande de la MADA à faible gain, ce qui doit permettre d'atténuer le phénomène de broutement. Cette approche adaptative est basée sur l'identification de tous les paramètres de la MADA en temps réel en exploitant l'algorithme

récuratif des moindres carrées suivi d'un filtrage. Les résultats de simulations, validant la méthode proposée, sont aussi exposés.

Au quatrième chapitre est développée une commande par les modes de glissement en se dispensant des capteurs de courant au rotor que nous qualifierons de commande à faible nombre de capteurs. Pour ce faire, nous considérons que les composantes du flux au rotor évoluent dans le voisinage de leurs valeurs nominales. De plus, la stabilité et la robustesse de cette loi de commande sont établies. Nous validons l'approche proposée par des résultats de simulation dans les conditions des données de l'essai dit « **Test-A** ».

Le cinquième chapitre est consacré à la commande adaptative des puissances au stator sans les capteurs du courant au rotor et à faible gain. Cette loi de commande est basée sur une représentation d'état faisant intervenir les grandeurs électriques du stator et la pulsation mécanique où le flux au stator est substitué par sa valeur nominale. Par ailleurs, le terme adaptatif de la loi de commande a pour but de diminuer l'effet du terme inconnu relatif à la dynamique des puissances et par là il doit pouvoir atténuer l'effet du broutement. L'approche proposée est validée par simulation en présence des variations paramétriques relatives au modèle de la MADA et des perturbations susceptibles d'affecter la tension du réseau électrique.

Afin d'enrichir la présente thèse, le dernier chapitre est dédié à la validation expérimentale des commandes proposées. Dans ce but, est exposée, en premier lieu, une description générale d'un banc d'essais à base d'une MADA. Par la suite, sont fournis les résultats expérimentaux relatifs à la loi de commande à faible nombre de capteurs.

Enfin, la conclusion générale résume les résultats principaux auxquels nous sommes parvenus et donne quelques perspectives liées à ce travail.

Chapitre I

***Généralités sur les Systèmes Eoliens et les
Perturbations du Réseau Electrique***

Chapitre I

Généralités sur les Systèmes Eoliens et les Perturbations du Réseau Electrique

I.I. Introduction

Les turbines éoliennes sont fondées sur le même principe régissant le fonctionnement des moulins à vent traditionnels où s'opère la conversion de l'énergie cinétique du vent en une énergie mécanique sous forme d'un mouvement de rotation. De nos jours, la technologie des capteurs éoliens a atteint un point de développement mature, qui permet d'avoir un grand rendement et de bonnes performances pour les différentes échelles de puissances. En effet, plusieurs types d'éoliennes sont commercialisées actuellement, ces types dépendant de la configuration de la turbine (axe vertical ou à horizontal), du genre de génératrice (synchrones, asynchrones) et de sa commande et enfin d'une éventuelle interface de connexion au réseau électrique.

Dans plusieurs régions du monde, l'énergie éolienne détient une part non négligeable de la puissance électrique disponible au niveau du réseau électrique. Par ailleurs, dans son fonctionnement, un réseau électrique peut être exposé à des perturbations en tension. De ce fait, plusieurs travaux de recherches ont été consacrés au problème de la réduction des effets de ces perturbations sur le fonctionnement d'un système éolien.

Dans le présent chapitre, nous exposons des généralités d'une part sur les systèmes éoliens [28-31] et d'autre part sur les perturbations en tension du réseau électrique [32].

I.II. Les systèmes éoliens et ses composants

I.II.1. Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne, ou énergie cinétique du vent, est une énergie renouvelable, non polluante. Même si cette énergie est aléatoire, la technologie permettant son exploitation est en évolution constante, grâce essentiellement à son grand gisement, son considérable rendement et à sa facile accessibilité.

Le principe de fonctionnement d'un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, consiste à transformer une partie de l'énergie cinétique du vent (captée par la turbine

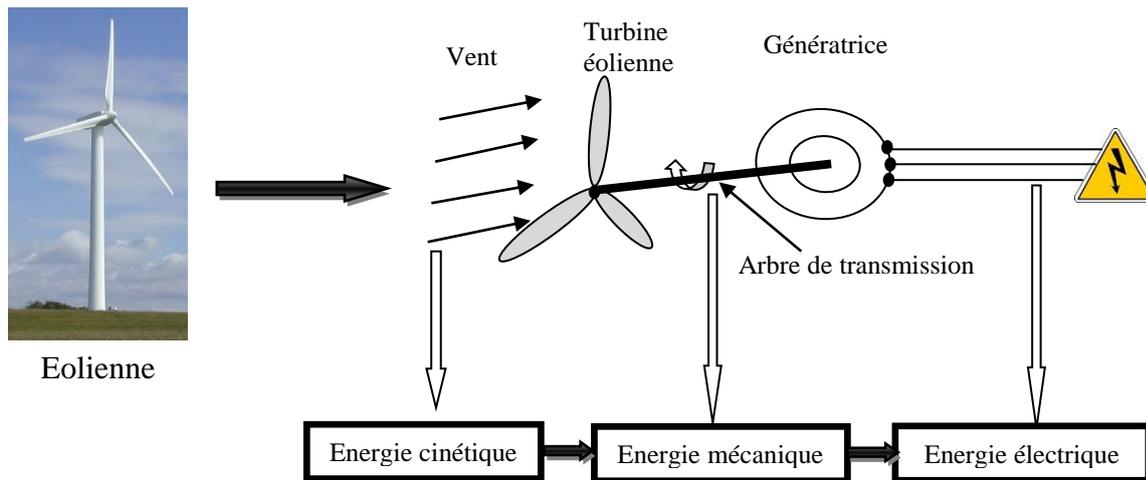


Fig.I.1 Conversion de l'énergie cinétique du vent

éolienne) en énergie mécanique, via l'arbre de transmission, puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (**Fig.I.1**).

Pour les éoliennes de grande puissance, les matériaux, utilisés pour la fabrication des différents éléments, doivent être performants afin d'assurer le bon fonctionnement du système.

Les installations peuvent être réalisées sur terre mais également de plus en plus en mer (fermes éoliennes offshore) où la présence du vent est plus régulière (pas d'obstacles, comme les montagnes etc.). Les éoliennes offshore permettent de réduire des impacts désagréables, comme les nuisances sonores. Néanmoins leurs installations et leurs entretiens nécessitent des ressources humaines et matérielles considérables.

On distingue les éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal. Les éoliennes à axe vertical ne disposent pas de systèmes d'orientation ni pour les pales ni pour la nacelle (assurant le suivi de la direction du vent dans le cas des éoliennes à axe horizontal). Elle présente l'avantage d'avoir la partie mécanique (multiplicateur et génératrice) au niveau du sol, ce qui facilite les interventions de maintenance, et minimise le poids supporté par l'éolienne. En revanche, ce type d'aérogénérateur présente un faible rendement, et provoque certaines contraintes au niveau du sol. Cela explique l'abandon de ce type au profit d'éoliennes à axe horizontal (sauf pour les applications domestiques).

Par contre, les éoliennes à axe horizontal sont les plus utilisées du fait qu'elles présentent un faible encombrement au niveau du sol et un rendement aérodynamique plus élevé que celui des éoliennes à axe vertical.



Fig.I.2 Les éléments principaux d'une éolienne

I.II.2. Principaux composants d'une éolienne

Les éoliennes à axe horizontal «standard» sont généralement constituées de quatre éléments principaux (**Fig.I.2**) : le mât, la nacelle, le moyeu et les pales.

Le mât : en d'autres termes c'est le pilonne qui supporte le système éolien, il est fabriqué par des matériaux permettant d'assurer la rigidité de cet élément. Il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol.

La nacelle : elle contient tous les éléments permettant le couplage de la turbine éolienne (les pales plus le moyeu), et la génératrice électrique. Ainsi que les autres éléments de protection. Elle peut contenir aussi un système d'orientation de la nacelle suivant la direction du vent.

Le moyeu permet d'assembler les trois pales et il est connecté directement à l'arbre de transmission. Il peut être équipé d'un système d'orientation des pales.

Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie et par leurs matériaux de fabrication. Ces caractéristiques ont un impact direct sur les performances aérodynamiques. De plus, le profilé des pales influence également les nuisances sonores.

I.III. Les différentes structures d'éoliennes

Du point de vue de leur structure, les éoliennes se divisent en deux grandes familles : celles à axe vertical et celles à axe horizontal.

I.III.1 Eoliennes à axe vertical

Ce sont les plus utilisées dans les applications domestiques (**Fig.I.3**) pour des faibles puissances, elles sont rarement utilisées à grande échelle à cause des raisons citées précédemment.



Fig.I.3 Petite éolienne à axe vertical

I.III.2. Eoliennes à axe horizontal

De par leur rendement aérodynamique élevé, les éoliennes à axe horizontal sont les plus utilisées pour la conversion de l'énergie éolienne à une grande échelle. Les dimensions des pales et celles du mât sont dépendantes de la puissance maximale qu'on voudrait extraire. La **Figure I.4** illustre une ferme éolienne à base d'éoliennes à axe horizontal.



Fig.I.4 Ferme d'éoliennes à axe horizontal

I.IV. Différentes types d'éoliennes suivant leur pilotage

I.IV.1. Les éoliennes non-pilotées

Les éoliennes non-pilotées ou éoliennes à roue libre sont les premières éoliennes à être conçues avant le recours, dans ce domaine, aux convertisseurs de l'électronique de puissance. Dans le cas de ces aérogénérateurs, la génératrice est directement couplée au réseau électrique sans aucune interface de commande. Sa vitesse est alors imposée par la fréquence du réseau, le nombre de paires de pôles de la génératrice et par le couple mécanique d'entraînement issu de la turbine.

On peut distinguer deux technologies d'éoliennes à vitesse fixe : les éoliennes à décrochage aérodynamique et les éoliennes à pales orientables.

I.IV.1.1. Les éoliennes à décrochage aérodynamique

Pour ce type d'éolienne, la caractéristique aérodynamique des pales de la turbine, donnant la puissance mécanique en fonction de la vitesse du vent, est en forme d'une courbe de Gauss. La valeur maximale de cette courbe correspond en général à la puissance nominale de la machine.

Cette caractéristique de puissance est obtenue en donnant aux pales (fixes) un profil spécifique assurant une décroissance brusque de la portance à partir de la vitesse du vent pour laquelle la puissance doit être diminuée. Par conséquent, au-delà de cette vitesse du vent, la puissance diminue très rapidement.

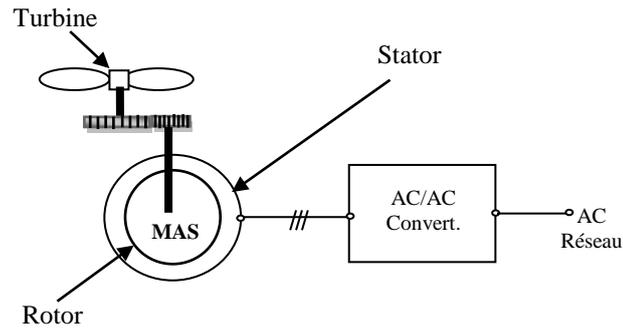
I.IV.1.2. Les éoliennes à pales orientables

L'utilisation d'un système d'orientation des pales permet, par une modification aérodynamique, de maintenir constante la puissance de la machine en fonction de la vitesse du vent même dans le cas où celle-ci est supérieure à celle nominale.

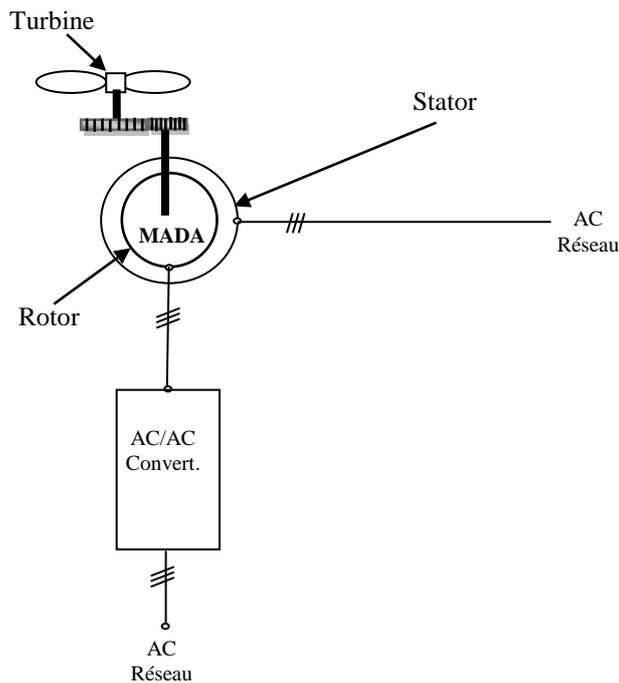
I.IV.2. Les éoliennes pilotées

I.IV.2.1. Principe

Ce sont des éoliennes qui ont comme objectif principal d'atteindre un coefficient de puissance maximal qui ne peut en aucun cas atteindre la limite de Betz (16/27). Cela est traduit par une extraction maximale de la puissance du vent disponible au niveau de la turbine éolienne. Cet avantage, par rapport aux éoliennes non-pilotée, est due à la présence d'un convertisseur statique d'électronique de puissance.



(a) : Eolienne piloté par une machine asynchrone connectée au réseau électrique.



(b) : Eolienne piloté par une MADA.

Fig.I.5 Eoliennes pilotées

Les éoliennes à vitesse variable et à base de la machine asynchrone sont exploitées selon les deux structures représentées à la **Figure I.5**. Pour ces deux structures, le contrôle du générateur est obtenu par un convertisseur statique qui est connecté soit au stator d'une machine asynchrone à cage (**Fig.I.5a**) soit au rotor d'une machine asynchrone à rotor bobiné (MADA) (**Fig.I.5b**).

I.IV.2.2.Intérêt des éoliennes pilotées

La caractéristique générale de la puissance convertie en puissance mécanique par une turbine éolienne, en fonction de la vitesse de son rotor et ayant pour paramètre la vitesse du vent, est représentée à la **Figure I.6**.

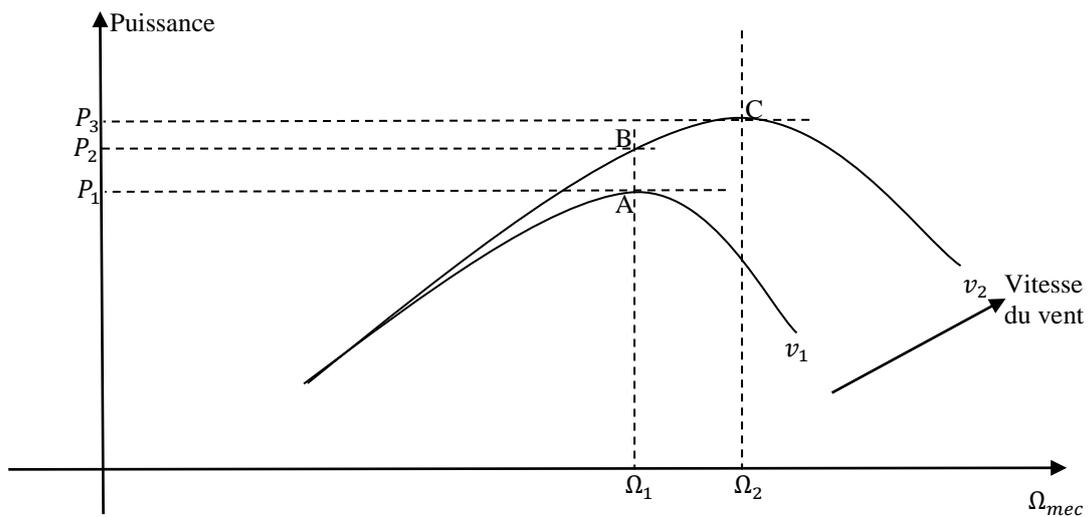


Fig.I.6 Caractéristique de la puissance mécanique générée en fonction de la vitesse du rotor et de celle du vent

Pour une vitesse v_1 du vent et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1 , on obtient une puissance P_1 (point A). Si la vitesse du vent passe de v_1 à v_2 et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), on obtient la puissance P_2 i.e. le point B situé sur la 2^{ème} caractéristique alors que la puissance maximale se trouve ailleurs sur cette 2^{ème} caractéristique (mais au point C). Si on désire extraire la puissance maximale dans le cas de la figure I.6, il est nécessaire de ramener par une commande directe ou indirecte la vitesse de la génératrice à une vitesse de valeur Ω_2 . Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée.

Les techniques d'extraction maximale de puissance consistent à ajuster le couple électromagnétique de la génératrice pour ramener la vitesse de la turbine à une valeur assurant la maximisation de la puissance extraite par la turbine.

I.V. Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne

Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice dans un système aérogénérateur. Trois types de machines sont principalement utilisés comme génératrice dans un système de conversion d'énergie éolien : la machine asynchrone à cage (MAS), la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et la machine synchrone à aimants ou à excitation (MS).

Actuellement, la MADA est la machine la plus utilisée dans une chaîne éolienne de grande puissance de par son avantage comparée aux autres types de machines électriques. En

effet pour sa conduite, elle nécessite un dimensionnement du convertisseur d'électronique de puissance pour seulement 30% de la puissance nominale de la machine. Son stator est directement couplé au réseau électrique, ce qui impose le flux de la machine, et la commande de ce dernier n'est plus nécessaire. Le rotor bobiné est aussi connecté au réseau via un convertisseur de fréquence, qui peut prendre plusieurs topologies. Ce dernier assure la conduite de la MADA, il permet donc à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable (**Fig.I.5b**).

I.IX. Différents types de perturbations affectant le réseau électrique

Le réseau électrique est soumis à différentes sources de perturbations : les charges non-linéaires et/ou non-triphasées et/ou non-équilibrées, les sources d'énergie électrique aléatoires et les défauts survenant dans les lignes de distribution...etc. On distingue les perturbations en courant et les perturbations en tension. Ces dernières peuvent être liées aux premières à cause des impédances importantes que présentent les lignes de distribution sur de longues distances.

Dans le cadre de notre travail, ne sont considérées que les perturbations en tension du réseau électrique pour lesquelles la MADA (en mode génératrice), est perçue comme une source de courant. Les tensions triphasées, d'un réseau perturbé en tension, se distinguent, des tensions idéales d'un système triphasé équilibré, par la variation de l'amplitude, la fréquence, l'asymétrie et la déformation de la forme d'onde. Nous rappelons, ci-dessous, les différentes perturbations et leurs définitions en se référant au manuel de Schneider Electric [32].

I.IX.1. Les creux de tension

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension, en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise (par convention) entre 90 % et 1% (selon la CEI 61000-2-1, CENELECEN 50160), ou entre 90 % et 10 % (selon la IEEE 1159 [33]) d'une tension nominale suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre la demi-période fondamentale du réseau (10 ms à 50 Hz) et une minute. L'exemple de la **Figure I.6**, représente le cas d'un creux de tension de 15% affectant une phase du réseau électrique.

La méthode habituellement utilisée, pour détecter et caractériser un creux de tension, consiste à calculer la valeur efficace du fondamental de la tension toutes les demi-périodes.

Dans le cas d'un système triphasé, les caractéristiques des perturbations peuvent être différentes sur les trois phases. C'est la raison pour laquelle un creux de tension doit être détecté et caractérisé séparément sur chacune des phases. Un système triphasé est considéré comme subissant un creux de tension si au moins une des phases est affectée par cette perturbation.

Les creux de tension sont principalement causés par des phénomènes conduisant à des courants élevés qui à leur tour provoquent à travers les impédances des éléments du réseau une chute de tension d'amplitude d'autant plus élevée que le point d'observation est électriquement éloigné de la source de la perturbation.

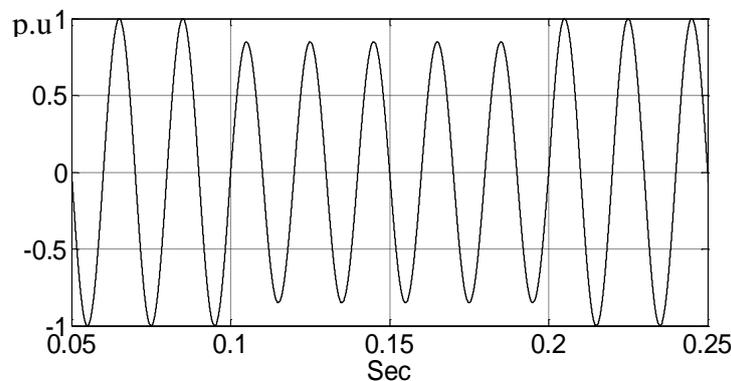


Fig.I.6 Creux de tension de 15% affectant une phase dans l'intervalle [0.1s 0.2s]

I.IX.2. Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques de tension proviennent principalement des charges non linéaires dont la caractéristique impose un courant non sinusoïdal pour une alimentation en tension de forme sinusoïdale. La **Figure I.7** montre la forme d'onde d'une tension triphasée formée par le fondamental (50Hz) et les harmoniques d'ordre 3 et 5 et d'amplitude respective de 5% et 7%. En effet, les charges non linéaires sont, en général, constituées par des éléments d'électronique de puissance qui imposent un courant riche en harmoniques et dont le spectre dépend de la nature exacte de la charge. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques qui peuvent perturber le fonctionnement des autres utilisateurs raccordés à la même source.

L'impédance de la source aux différentes fréquences harmoniques a donc un rôle fondamental dans la sévérité de la distorsion en tension. A remarquer que si l'impédance de la source est faible la distorsion en tension l'est également.

Les charges sont les principales sources d'harmoniques. Il est possible de les distinguer selon leur domaine industriel ou domestique.

- Sont classées comme charges industrielles les équipements d'électronique de puissance (variateurs de vitesse, redresseurs à diodes ou à thyristors, onduleurs, alimentations à découpage), les charges utilisant l'arc électrique (fours à arc, machines à souder et les équipements d'éclairage (lampes à décharge, tubes fluorescents).
- Sont classées comme charges domestiques celles équipées de convertisseurs ou d'alimentation à découpage : téléviseurs, fours à micro-ondes, plaques à induction, ordinateurs, imprimantes...etc. Elles sont de puissance unitaire bien plus faible que les charges industrielles mais, leur effet cumulé du fait de leur grand nombre et de leur utilisation simultanée sur de longues périodes en font des sources de distorsion harmonique importante.

Les niveaux d'harmoniques varient généralement selon le mode de fonctionnement de l'appareil, l'heure de la journée et la saison (climatisation). Ces sources génèrent, pour la plupart, des harmoniques de rangs impairs.

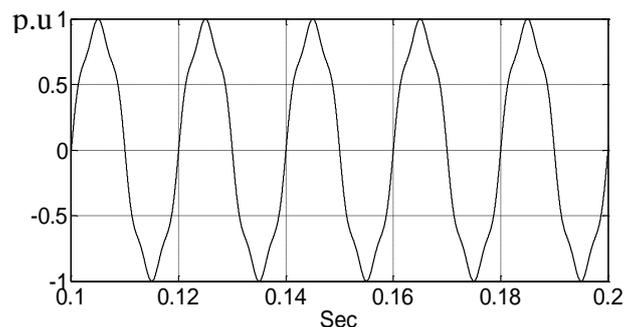


Fig.I.7 Forme d'onde d'une tension d'une phase en présence des harmoniques.

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental (donc situées entre les harmoniques). Elles sont dues à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par différents récepteurs tels que les fours à arc, les machines à souder et les convertisseurs de fréquences (variateurs de vitesse, cyclo-convertisseurs).

I.IX.3. Les surtensions

Toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification est une surtension.

Les surtensions sont de trois natures :

- Temporaires (à fréquence industrielle),
- De manœuvre,
- D'origine atmosphérique (foudre).

Elles peuvent apparaître :

- En mode différentiel (entre conducteurs actifs ph/ph – ph/neutre),
- En mode commun (entre un conducteur actif et la masse ou la terre).

Les surtensions temporaires sont par définition à la même fréquence que celle du réseau. Elles ont plusieurs origines :

- Un défaut d'isolement : lors d'un défaut d'isolement entre une phase et la terre dans un réseau à neutre impédant ou isolé, la tension des phases saines par rapport à la terre peut atteindre la valeur de la tension composée. Des surtensions sur les installations BT peuvent provenir des installations HT par l'intermédiaire de la prise de terre du poste HT/BT.
- La rupture du conducteur de neutre : les appareils alimentés par la phase la moins chargée voient leur tension augmenter (parfois jusqu'à la valeur de la tension composée).
- Les défauts du régulateur d'un alternateur ou d'un régleur en charge de transformateur.
- La surcompensation de l'énergie réactive : les condensateurs shunt produisent une augmentation de la tension depuis la source jusqu'au point où ils se trouvent. Cette tension est particulièrement élevée en période de faibles charges.

Les surtensions de manœuvre qui sont provoquées par des modifications rapides de la structure du réseau (ouverture d'appareils de protection...). On distingue :

- Les surtensions de commutation en charge normale,
- Les surtensions provoquées par l'établissement et l'interruption de petits courants inductifs,
- Les surtensions provoquées par la manœuvre de circuits capacitifs (lignes ou câbles à vide, gradins de condensateurs). Par exemple, la manœuvre d'une batterie de condensateurs provoque une surtension transitoire.
- Les surtensions atmosphériques : la foudre est un phénomène naturel apparaissant en cas d'orage. On distingue les coups de foudre directs (sur une ligne ou sur une

structure) et les effets indirects d'un coup de foudre (surtensions induites et montée en potentiel de la terre).

I.IX.4. Variations et fluctuations de tension (Flicker)

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale. Dans la **Figure I.8**, on donne l'allure d'une tension d'une phase en présence d'un flicker de fréquence de 5Hz et d'amplitude de 5%.

Les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude.

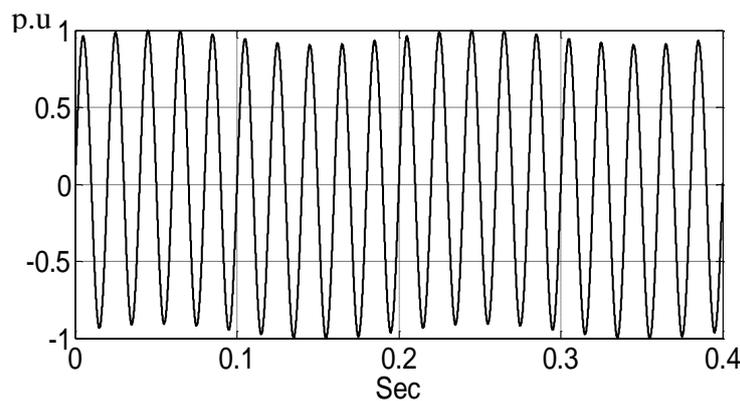


Fig.I.8 profil de tension d'une phase en présence de Flicker.

Les variations lentes de tension sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau. Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder et les fours à arc.

I.IX.5. Déséquilibres

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120° . Le degré de déséquilibre (ΔU_i ou ΔU_0) est défini, en utilisant la méthode des composantes de Fortescue, par le rapport de la composante inverse (U_{1i}) ou homopolaire (U_{10}) du fondamental à celui de la composante directe (U_{1d}) du fondamental.

$$\Delta U_i = \frac{\|U_{1i}\|}{\|U_{1d}\|} \Delta U_0 = \frac{\|U_{10}\|}{\|U_{1d}\|} \quad (I.1)$$

La formule approchée suivante peut être aussi utilisée :

$$\Delta U_i = \max \frac{V_i - V_{moy}}{V_{moy}} \quad (I.2)$$

Avec V_i = valeur efficace de la tension de la phase i et ;

$$V_{moy} = \frac{\sum_1^3 V_i}{3} \quad (I.3)$$

La tension inverse (ou homopolaire) est liée aux chutes de tension le long des impédances du réseau dues aux courants inverses (ou homopolaire) produits par les charges déséquilibrées. Ces dernières conduisent à des courants non identiques sur les trois phases (charges BT connectées entre phase et neutre, charges monophasées ou biphasées MT telles que les machines à souder et les fours à induction). Les défauts monophasés ou biphasés provoquent des déséquilibres jusqu'au fonctionnement des protections.

I.X. Conclusion

Ce premier chapitre a été consacré à une présentation générale des systèmes de conversion de l'énergie éolienne et des différentes perturbations pouvant affecter le réseau électrique. Après un rappel des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, nous avons passé en revue les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement. Par ailleurs, une partie de ce chapitre a été dédiée à une brève présentation des perturbations pouvant affecter un réseau électrique où on s'est limité aux perturbations en tension. Différents types de ces derniers sont exposées ainsi que leurs causes.

Chapitre II

Positionnement du Problème et Modélisation de la Chaine Eolienne

Chapitre II

Positionnement du Problème et Modélisation de la Chaîne Eolienne

II.I. Introduction

Notre thème de travail concerne la commande robuste des puissances au stator d'une MADA constituant le générateur électrique d'une chaîne éolienne. Afin de positionner notre thématique parmi les travaux proposés récemment dans le domaine, nous entamons ce chapitre par un état de l'art sur la commande des puissances au stator d'une MADA. De plus, pour les besoins du développement de nos approches, nous présentons une modélisation de la chaîne éolienne. En fin de chapitre, nous exposons les conditions des essais par simulations aux quelles seront soumises les approches de commande que nous nous proposons de développer aux chapitres qui vont suivre.

II.II. Etat de l'art et positionnement du problème

II.II.1. Etat de l'art

Afin de commander les puissances au stator dans le cas d'un réseau perturbé, différentes méthodes ont été développées [14-27]. Ces dernières peuvent être classées en deux principales catégories, la première est basée sur des lois de commande linéaires et la seconde sur les lois de commande non linéaires. Pour la première catégorie, les commandes sont synthétisées à partir du modèle de la MADA en considérant les composantes harmoniques des séquences positives, négatives et/ou cinquième, septième ordre dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou perturbé [14-19]. Dans [14-15] le cas du déséquilibre (de la tension du réseau électrique en amplitude et en phase) est traité. Pour traiter le déséquilibre, une solution consiste à utiliser deux contrôleurs à résonance [14], ayant un grand gain dans les fréquences des oscillations des puissances, suivis de deux autres contrôleurs de type Proportionnel-Intégral (PI). Pour cette même question, est proposée dans [15], une commande vectorielle du type PI (VPI). Le cas d'un réseau électrique déformé a été aussi abordé [16-17], où la

commande des puissances est fondée sur un régulateur PI et un compensateur à résonance d'harmonique ajusté à six fois la fréquence du réseau électrique. Cette approche se dispense de la connaissance des composantes des séquences cinquième, septième ordre des courants et des tensions.

Du fait que les harmoniques et le déséquilibre peuvent se manifester simultanément, les performances des méthodes citées ci-dessus peuvent se détériorer. Ceci a motivé d'autres auteurs comme dans [18-19] à traiter cette question en associant le régulateur PI conventionnel à un compensateur à résonance à double fréquence (DFR) de deux et de cinq fois la fréquence du réseau. Cette approche, nommée PI-DFR, est mise en œuvre pour commander simultanément les composantes harmoniques d'ordre un, cinq et sept.

Du fait que ces méthodes sont linéaires, par conséquent elles sont sensibles aux variations paramétriques et au temps de retard consommé pour extraire les composantes de séquence positive, négative du cinquième et du septième ordre. Pour remédier à ce problème de performance et éviter le recours à l'extraction des composantes déjà mentionnées, des lois de commande linéaires plus élaborées sont proposées. Parmi elles, on trouve la commande directe des puissances à modèle prédictive MPDPC [20-23], la commande directe des puissances basée sur un tableau de référence prédéterminée LUT-DPC [23], et la commande directe des puissances par les modes glissants SM-DPC [24-27].

La proposition exposée en [20] utilise les prédictions des puissances au stator, avec une période d'échantillonnage fixe, pour calculer directement les tensions au rotor pouvant éliminer les erreurs de commande des puissances à l'itération suivante. La solution, proposée dans [21], est issue de la linéarisation exacte entrées/sorties permettant d'écrire le modèle de la MADA sous sa forme linéaire par le recours à un changement de base. Ensuite de ce modèle, est déduite une commande prédictive assurant la minimisation d'un critère quadratique pour la conduite du système dans des conditions optimales. Néanmoins, cette approche nécessite la connaissance à priori des références des puissances au stator sur un intervalle du temps, ce qui n'est pas faisable du fait de la variation aléatoire de la vitesse du vent et de l'imprévision des échanges en puissance réactive avec le réseau. L'approche développée par les auteurs dans [22] consiste en la prédiction des puissances au stator tout en minimisant la dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine et en réduisant la taille du tableau de référence prédéterminée comparativement avec les méthodes conventionnelles

LUT-DPC [10-11, 34]. Dans [23], les puissances statoriques, prédites via un critère de minimisation, permettent de sélectionner la configuration adéquate de l'onduleur à deux niveau afin d'atteindre les objectifs de commande.

Il est important de noter que les inconvénients communs à ces méthodes MP-DPC sont dus à leurs dépendances aux paramètres de la MADA. Au fait, les calculs sont élaborés à partir des valeurs nominales des paramètres de la MADA et non des valeurs courantes. Ceci entrainera une certaine sensibilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Les méthodes LUT-DPC développée récemment [23] ont aussi comme objectif d'assurer une fréquence de commutation constante au convertisseur coté machine. Ceci est le principal problème des approches traditionnelles [10-11]. Bien que les méthodes LUT-DPC assurent une réponse dynamique rapide [24] néanmoins certains problèmes restent posés. En effet, cette méthode n'est applicable que dans le cas d'un onduleur à deux niveaux de plus en temps réel, elle nécessite des calculs compliqués et une fréquence d'échantillonnage élevée afin de garantir en régime transitoire et permanent des performances acceptables. Néanmoins, la robustesse et la stabilité ne sont pas prouvées analytiquement, ceci peut conduire, dans certaines situations, à une éventuelle défaillance de la loi de commande.

De par sa simplicité, sa robustesse, ses performances et la preuve de la stabilité, la méthode SM-DPC [24-27], permet d'éviter les inconvénients affectant les méthodes MP-DPC et LUT-DPC. De plus, la SM-DPC se dispense de l'opération d'extraction des composantes déjà mentionnées. En effet dans [24], deux boucles en cascade sont proposées où la boucle interne est mise en œuvre par les modes de glissement tant que la boucle externe exploite un simple régulateur PI pouvant altérer la robustesse. Les auteurs dans [25-26] développent une loi de commande par les modes de glissement en exploitant le modèle non linéaire de la MADA dans le repère de Concordia. Les tensions au rotor nécessaires pour la conduite de la machine sont calculées sans tenir compte de la position du rotor, cependant un capteur de position est utilisé pour estimer la vitesse de rotation. Pour ces commandes, le problème du broutement est atténué en utilisant la fonction de saturation à la place de la fonction «signe», malheureusement cela a pour conséquence une atténuation de la robustesse de la commande par les modes glissants. Pour remédier à ce problème, les auteurs dans [27] ont suggéré d'appliquer la commande par les modes de glissement d'ordre supérieur. Malheureusement cette méthode est contestée par l'un de ses propres fondateurs [35], où sont rapportés des problèmes concernant la robustesse et le temps de convergence.

Par ailleurs, les méthodes d'estimation du flux au stator/rotor, utilisées dans la majorité des travaux y compris ceux cités dans la bibliographie du présent travail, sont fondées sur une intégration directe dans le repère de Concordia. Cette intégration conduit à une forte sensibilité vis-à-vis des variations paramétriques (en autres les résistances du stator/rotor) et des erreurs de mesures. Par conséquent, les objectifs de conduite peuvent être non satisfaisants dans les conditions réelles où les erreurs d'estimations peuvent être importantes.

II.II.2. Positionnement du problème

En résumé, les méthodes citées ci-dessus et dédiées à la commande des puissances au stator, présentent les inconvénients suivants :

- Manque de robustesse pour le cas des commandes à base de PI, MP-DPC et LUT-DPC.
- Absence de preuves de stabilité et de robustesse pour des méthodes MP-DPC et LUT-DPC.
- Présence du phénomène de broutement, dans le cas de la commande par les modes de glissement du premier ordre. Etant donné que cette dernière commande est connue pour sa robustesse et la preuve de sa stabilité par conséquent elle peut remédier aux inconvénients cités aux deux points précédents.
- Ces broutements peuvent être atténués par le recours à une commande par les modes glissants d'ordre supérieur malheureusement ceux-ci peuvent conduire à une perte de robustesse.
- MP-DPC est applicable seulement lorsque le convertisseur coté machine est un onduleur à deux niveaux.
- Sensibilité des méthodes d'estimation du flux de la machine vis-à-vis de la variation des résistances et des erreurs de mesures.

De plus dans la majorité des travaux dédiés à la commande des puissances, le calcul des tensions de référence au rotor nécessite l'installation de capteurs de courants au stator et au rotor.

A la lumière de ces éléments, nous nous intéressons, dans le présent travail, à élaborer des lois de commande des puissances au stator de la MADA fondées sur les modes glissants du premier ordre. Ceci est réalisé dans le but de remédier aux inconvénients des méthodes rapportées récemment dans la littérature tout en assurant une fréquence d'échantillonnage fixe et ceci indépendamment du type de convertisseur utilisé côté machine.

Nos contributions sont résumées comme suit :

1. Développement d'une commande adaptative par les modes de glissement, en identifiant tous les paramètres de la machine en temps réel, afin d'atteindre une commande avec un faible gain, ce qui signifie un faible broitement. Dans cette approche, l'estimation du flux au stator/rotor n'est plus nécessaire.
2. Elaboration des différentes méthodes en réduisant le nombre de capteurs de courant de la machine et/ou avec faibles gains, et en évitant l'inconvénient des méthodes conventionnelles d'estimation du flux. Cet objectif est atteint soit via un observateur du flux soit en exploitant le fait que les flux de MADA, connectée au réseau électrique, varient autour de leurs valeurs nominales.
3. Pour toutes ces méthodes, l'étude de stabilité ainsi que les conditions de robustesse sont traitées.

II.III. Modélisation la turbine éolienne

II.III.1. Modélisation de la turbine

Le dispositif, qui est étudié ici, est constitué alors d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

La puissance du vent ou puissance éolienne est déterminée par :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (\text{II.1})$$

Où,

- ρ est la densité de l'air.
- S est la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale.
- v est la vitesse du vent.

La puissance aérodynamique P_{aer} apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_{aer} = C_p \cdot P_v = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (\text{II.2})$$

Le coefficient C_p utilisée dans la relation (II.2) est dit coefficient de puissance de la turbine. Il représente le rendement aérodynamique de la turbine mais aussi sa propre caractéristique. Cette dernière dépend du ratio de la vitesse λ et de l'angle de l'orientation des pales β .

Le ratio de vitesse est défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire de la pointe des pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{\Omega_{tb} \cdot R}{v} \quad (\text{II.3})$$

Où Ω_{tb} est la vitesse de rotation de la turbine.

II.III.2. Modélisation du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur a pour rôle d'adapter la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice. Dans l'hypothèse des pertes mécaniques négligeables, le multiplicateur peut être modélisé mathématiquement par les relations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} ; \Omega_{tb} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.4})$$

Où :

C_{aer} , C_g , Ω_{mec} et G sont respectivement le couple aérodynamique, couple mécanique coté génératrice, la vitesse de rotation de la génératrice et le gain du multiplicateur de vitesse.

II.III.3. L'équation dynamique de l'arbre

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie J_{tb} et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. L'inertie totale J vue par l'axe de la génératrice comprend l'inertie de la turbine J_{tb} reportée sur le rotor de la génératrice et l'inertie de la génératrice J_g d'où :

$$J = \frac{J_{tb}}{G^2} + J_g \quad (\text{II.5})$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice (J_g) est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée sur cet axe ($\frac{J_{tb}}{G^2}$). L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple résultant (C_{mec}) appliqué au rotor :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (\text{II.6})$$

Ce couple résultant C_{mec} comprend le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} et le couple issu de la turbine via le multiplicateur C_g .

$$C_{mec} = C_g + C_{em} - C_{vis} \quad (\text{II.7})$$

Le couple dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f_{rt} :

$$C_{vis} = f_{rt} \cdot \Omega_{mec} \quad (\text{II.8})$$

II.IV. Production optimale d'énergie dans un système éolien

Comme nous avons mentionné dans le chapitre précédent, les éoliennes pilotées (ou à vitesse variable) permettent l'avantage, par rapport aux éoliennes non-pilotées, d'extraire le maximum d'énergie cinétique du vent. Cela est réalisable en agissant sur la vitesse de rotation de la génératrice afin qu'elle coïncide avec les maximas de la caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse du rotor et la vitesse du vent (**Fig.I.6**).

Il existe plusieurs manières pour atteindre cet objectif. On peut agir directement en commandant la vitesse à sa référence correspondant au maxima de puissance, ou indirectement en agissant sur le couple électromagnétique de la machine permettant l'asservissement de la vitesse. Pour ces deux méthodes, le control du flux au stator ou au rotor est obligatoire lequel présente un problème réel vu la nécessité de disposer de la valeur courante du flux soit par une mesure adéquate soit par le recours à un observateur.

Pour la génératrice asynchrone à double alimentation, l'inconvénient qu'on vient de citer peut être surmonté en commandant les puissances électriques au stator lesquelles sont accessibles.

II.V. Le modèle de la MADA

Dans le repère de Park (d, q) arbitraire (de vitesse ω_a), le modèle de la MADA vérifie les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_a \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_a \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}; \quad \omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Avec les expressions suivantes des flux:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Où :

- R_s et R_r est respectivement la résistance du stator et du rotor ;
- L_s , L_r et L_m sont respectivement l'inductance statorique, rotorique, et mutuelle ;
- $i_{ds,r}$ et $i_{qs,r}$ sont les composantes d'axe d et d'axe q des courants au stator/rotor ;
- $\varphi_{ds,r}$, $\varphi_{qs,r}$ sont les composantes d'axe d et d'axe q du flux au stator/rotor ;
- ω_m est la pulsation mécanique de l'axe du rotor de la MADA.

II.VI. La chaîne éolienne considérée

Nous rappelons que la configuration de la chaîne éolienne utilisée est représentée à la **Figure II.1**, où le stator est directement connecté au réseau électrique et le circuit du rotor l'est également mais via un convertisseur de fréquence (cascade onduleur-redresseur à deux niveaux ou convertisseur matriciel). En outre, sous l'effet du vent, la turbine produit sur son propre axe un couple C_{aer} lequel conduit à une rotation de vitesse Ω_{tb} de ce même axe. En admettant que le multiplicateur de vitesse, de rapport G est parfait par conséquent, la vitesse de rotation de l'arbre du générateur Ω_{mec} est amplifiée et, le couple côté machine C_g est réduit tels que :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G}, \Omega_{mec} = G\Omega_{tb} \quad (\text{II.12})$$

Le couple C_{aer} peut être calculé par la relation suivante :

$$C_{aer} = P_{aer}/\Omega_{tb} \quad (\text{II.13})$$

Nous supposons que la référence de la puissance active au stator P_{ref} , permettant de maintenir le coefficient C_p à sa valeur maximale afin d'extraire le maximum de la puissance du vent, est supposé disponible. Cette référence peut être obtenue soit au moyen d'un algorithme du type « MPPT » (Maximum Power Point Tracking) ou autres. En effet, la référence de la puissance statorique peut être générée sans MPPT si on connaît la caractéristique de la voilure ou bien autrement afin de limiter la puissance injectée dans le réseau à cause de certaines contraintes dans le cas d'un excès de la puissance aérodynamique ou en respectant les exigences du gestionnaire du réseau. La référence de la puissance réactive

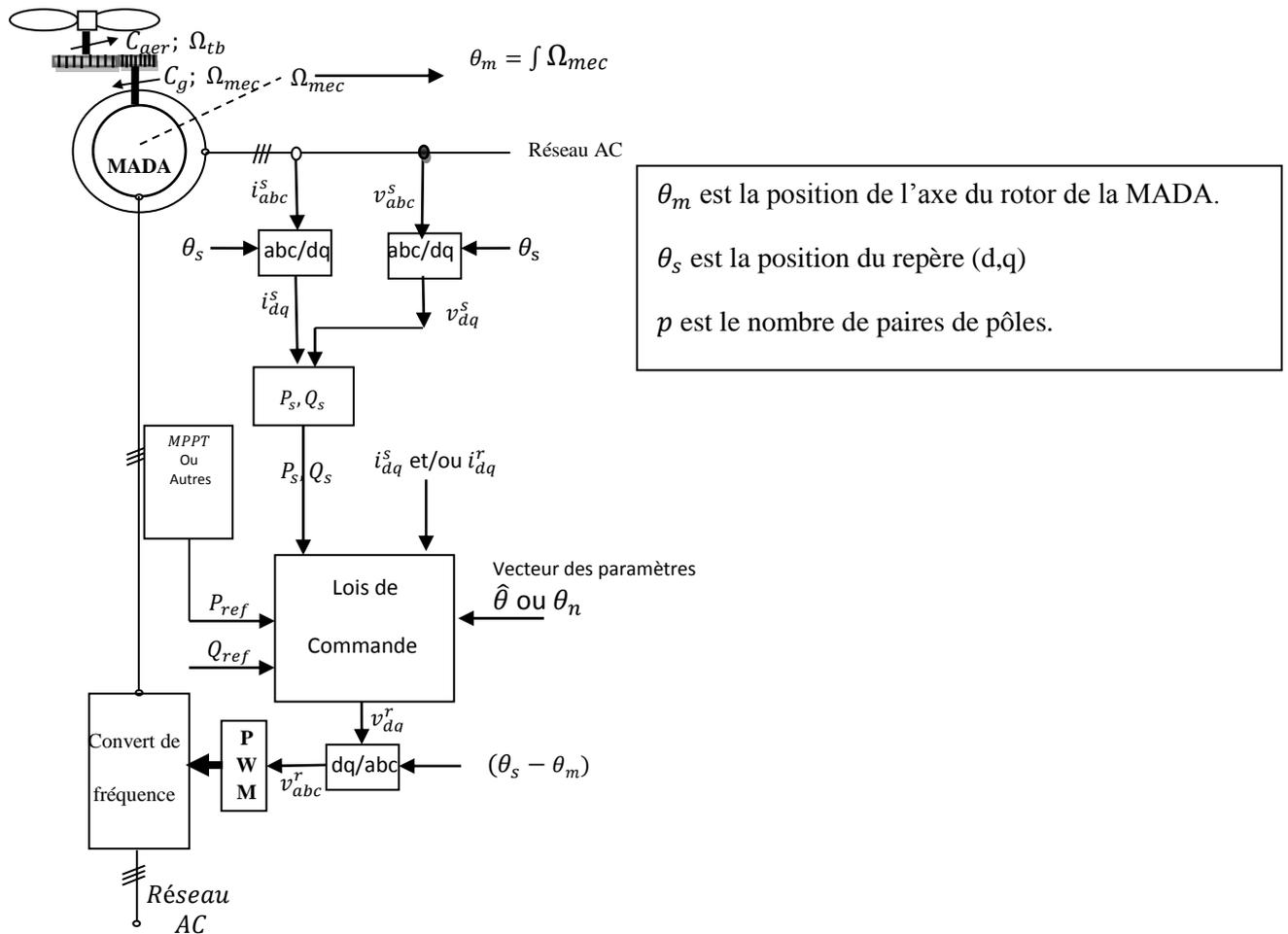


Fig.II.1 Configuration de la chaîne éolienne considérée.

au stator Q_{ref} est imposée en fonction de la demande exprimée par l'exploitant du réseau électrique.

Les lois de commande, que nous devons développer, doivent forcer les puissances au stator (P_s, Q_s) de suivre leurs références (P_{ref}, Q_{ref}). Nous considérons que les tensions triphasées du réseau électrique (v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) et les courants au stator (i_{as}, i_{bs}, i_{cs}) ou/et ceux du rotor (i_{ar}, i_{br}, i_{cr}) de la MADA sont mesurés et projetés sur le repère (d, q) attaché au vecteur des tensions du réseau électrique pour obtenir respectivement (v_{ds}, v_{qs}), (i_{ds}, i_{qs}) et (i_{dr}, i_{qr}).

Les lois de commande que nous nous proposons de développer sont calculées en fonction des composantes (d, q) des grandeurs électriques du stator ou /et du rotor de la MADA, de la vitesse Ω_{mec} de l'arbre de la génératrice et du vecteur des paramètres estimés $\hat{\theta}$ ou nominaux θ_n . Par conséquent, le calcul des commandes permet de générer les

composantes (d, q) des tensions au rotor (v_{dr}, v_{qr}) auxquelles correspondent les tensions triphasées de référence (v_{ar}, v_{br}, v_{cr}) . Ces dernières sont ensuite exploitées judicieusement par la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) adoptée dans le but de générer les ordres d'allumage des composants de puissance à semi-conducteur constituant le convertisseur de fréquence.

II.VII. Conditions de simulations

Afin de valider nos approches et de pouvoir comparer leurs performances, nous comptons tester ces commandes par simulation dans les mêmes conditions. Un essai dit « **Test-A** » est effectué sur une durée de 12 minutes pour une chaîne éolienne dont les paramètres de la turbine et ceux de la MADA sont fournis au **Tableau II.1**. Pour ce test, nous considérons que l'éolienne est située sur un site dont un relevé relatif au profil de la vitesse du vent sur une durée de 12 mn est indiqué à la **Figure II.1** où la valeur maximale de la vitesse correspond au plus à la puissance maximale pour laquelle la turbine est dimensionnée. En admettant que pour ce profil du vent, on dispose de la référence de la puissance maximale au stator que peut fournir la MADA (**Fig.II.2**), on peut alors déduire la référence de la puissance réactive au stator si le facteur de puissance au stator est bien connu (dans notre cas égal 1). La référence de la puissance réactive au stator est alors nulle.

Il est à noter que le convertisseur de fréquence connecté au rotor de la MADA est commandé en utilisant la modulation MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), avec une fréquence de modulation fixe.

De plus, le repère de Park (d, q) est choisi tel que l'axe (q) coïncide avec le vecteur des tensions du réseau électrique.

Dans ce test, l'influence de la variation des paramètres est aussi considérée, elle est simulée en introduisant des perturbations sur les valeurs des résistances et des inductances du modèle représentant la MADA. Il est à noter que le coefficient de dispersion est pratiquement constant ce qui conduit à un même taux de variation des inductances du stator, du rotor et mutuelle.

De plus dans ce Test, plusieurs scénarios de perturbations pouvant affectées simultanément le réseau électrique, sont simulés. Ces perturbations sont représentées par le creux de tension (de -15%), le déséquilibre des tensions, la déformation de la tension du réseau (présence des harmoniques) et le Flicker. Ces perturbations de la tension du réseau, d'une durée d'une minute, sont supposées affecter le réseau électrique dans les intervalles de temps suivants [250s, 300s], [450s, 500s], [550s, 600s] et [650s, 700s]. Pour cette

simulation, le déséquilibre est réalisé en considérant que l'amplitude d'une phase est de 115% ; la déformation de la tension est prise en compte par la présence des harmoniques d'ordre 3, 5 et 7 d'amplitude respective 5%, 7% et 4%. Finalement, le Flicker est émulé par la présence d'une infra-harmonique de fréquence de 5Hz, et d'amplitude 5% de celle nominale. Il est important de noter que toutes ces perturbations sont imposées selon le standard IEEE1159 [33]. Les variations des inductances, des résistances et les perturbations du réseau électrique sont introduites aux intervalles de temps selon le **Tableau II.2**. Ce tableau considère toutes les combinaisons possibles entre la présence des variations paramétriques et celle des perturbations du réseau électrique. Les variations des inductances et des résistances sont représentées respectivement par une diminution de 30% et une augmentation de 40% par rapport à leurs valeurs nominales.

SYMBOLE	QUANTITE	VALEUR NUMERIQUE
P_N	Puissance nominale	1.5 MW
R_{sN}	Résistance statorique nominale	0.012 Ω
R_{rN}	Résistance statorique nominale	0.021 Ω
L_{sN}	Inductance statorique nominale	0.0137 H
L_{rN}	Inductance rotorique nominale	0.0137 H
L_{mN}	Inductance mutuelle nominale	0.0135 H
f_{rt}	Coefficient de frottement	$7.1 \cdot 10^{-3}$
J	Inertie de la turbine	1000 Kg.m ²
$FreN$	Fréquence nominale du réseau	50 Hz
V_s	Amplitude nominale de la tension du réseau	$690\sqrt{2}$ V
Pal	Nombre de pales	3
R	Diamètre d'une pale	35.5 m
C_p	Caractéristique de la turbine	$0.5 \sin(\pi(\lambda + 0.1)/18.2)$
β	Angle d'orientation des pales	0
G	Gain du multiplicateur	65
$(\bar{\varphi}_{ds}, \bar{\varphi}_{qs})$	Flux statorique nominal	(3.8, 0) Wb
$(\bar{\varphi}_{dr}, \bar{\varphi}_{qr})$	Flux rotorique nominal	(3.8, 0) Wb

Tab. II.1 Paramètres de la chaîne éolienne [29].

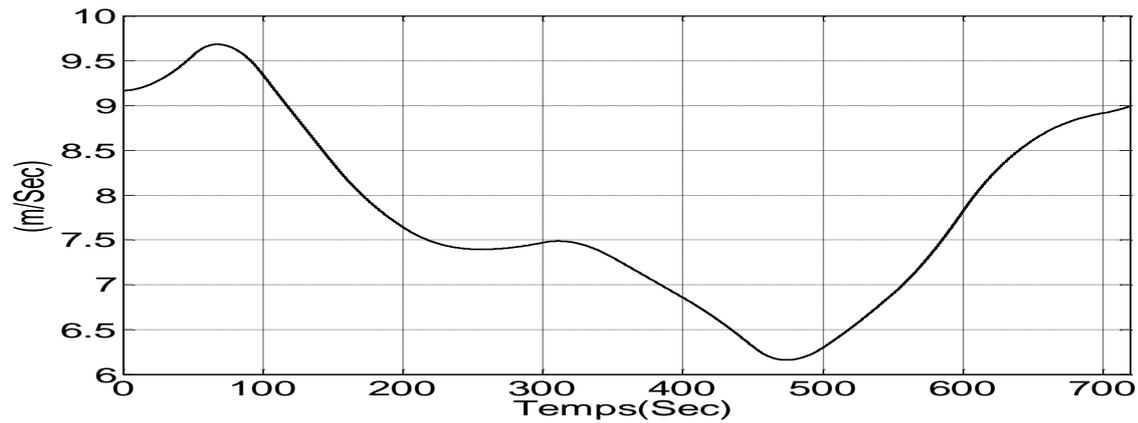


Fig. II.1 Profil de la vitesse du vent.

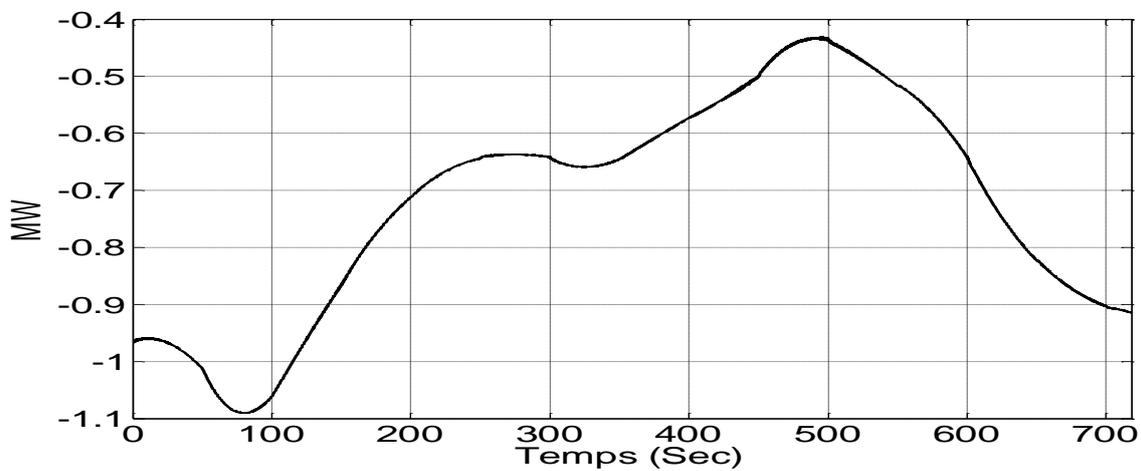


Fig. II.2 Référence de la Puissance active au stator

Temps (Sec)	[50,100]	[150,200]	[250,300]	[350,400]	[450,500]	[550,600]	[650,700]
Variation des inductances	X			X	X		X
Variation des Résistances		X		X		X	X
Perturbations au réseau			X		X	X	X

Tab.II.2 Intervalles de temps d'insertion des variations paramétriques et des perturbations du réseau.

II.VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons positionné notre thème de recherche dans le contexte globale de la commande des puissances au stator d'une MADA connecté au réseau électrique. Pour ce faire, nous avons tout d'abord exposé un état de l'art sur les méthodes déjà proposées dans la littérature dans ce contexte de recherche. Cela, nous a permis de dégager la possibilité

d'apporter notre contribution essentiellement sur trois points. Le premier point, sera traité au chapitre III, concerne la réduction du phénomène de broutement tout en préservant les performances et la robustesse de la commande par les modes de glissement de premier ordre. Le second point est consacré à la conduite à faible nombre de capteurs (sans les capteurs des courants au rotor) de la MADA ; ce point fera l'objet du chapitre IV. Le troisième point, présenté au chapitre v, exploite les avantages des deux dernières méthodes en synthétisant une loi de commande à faible nombre de capteurs et à faible gain qui doit permettre de réduire le phénomène de broutement. De plus et pour les besoins de la simulation, nous avons présenté le modèle de la chaîne éolienne (MADA et génératrice) qui servira de base pour développer par la suite les lois de commande des puissances au stator de la MADA. Enfin et dans le but de pouvoir comparer les performances des méthodes proposées, nous avons explicité les conditions de simulations relatives aux essais dits « **Test-A** ».

Chapitre III

Commande par les Modes Glissants à Faible Gain

Chapitre III

Commande par les Modes Glissants à Faible Gain

III.I. Introduction

Il est établi que la commande des puissances par les modes de glissement est privilégiée par rapport aux commandes LUT-DPC et MP-DPC. Par ailleurs, les méthodes DP-SMC sont développées [24-27] soit sur la base des modes glissants du première ordre où la fonction signe est remplacée par une fonction de saturation, soit sur la base des modes glissants d'ordre supérieur. Nous avons déjà exposé les problèmes de ces derniers au chapitre II. Pour remédier à ces inconvénients, nous proposons, dans ce chapitre, une commande adaptative par les modes de glissement du premier ordre, où les paramètres de la machine sont identifiés en temps réel. L'objectif est d'assurer les performances désirées tout en atténuant l'effet du phénomène de broutement.

III.II. Modèles de la MADA

III.II.1. La représentation d'état

Dans ce paragraphe, la MADA est représentée par un modèle d'état, où le vecteur d'état regroupe les composantes (d, q) des courants au stator et au rotor, ainsi que la pulsation mécanique. Le repère de Park (d, q) est supposé tourner à la pulsation mécanique $\omega_a = \omega_s$, où ω_s est la pulsation de la tension du réseau. Dans ces conditions, les deux systèmes d'équations (II.9) et (II.11) peuvent être réécrits sous la forme d'état (III.1). Ce modèle décrit le comportement dynamique de la machine où le vecteur d'état est représenté par les courants et la pulsation mécanique :

$$X = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5)^T = (i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega_m)^T$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(X) - b_2 v_{rd}; f_1 = -a_{1s} x_1 + \omega_s x_2 + a_{2s} x_3 + a_{3s} x_2 x_5 + a_{4s} x_4 x_5 + b_{1s} v_{ds} \\ \dot{x}_2 = f_2(X) - b_2 v_{rq}; f_2 = -\omega_s x_1 - a_{1s} x_2 + a_{2s} x_4 - a_{3s} x_1 x_5 - a_{4s} x_3 x_5 + b_{1s} v_{qs} \\ \dot{x}_3 = f_3(X) - b_2 v_{rd}; f_3 = a_{2r} x_1 - a_{1r} x_3 + \omega_s x_4 - a_{4r} x_2 x_5 - a_{3r} x_4 x_5 + b_{1r} v_{ds} \\ \dot{x}_4 = f_4(X) - b_2 v_{rq}; f_4 = a_{2r} x_2 - \omega_s x_3 - a_{1r} x_4 + a_{4r} x_1 x_5 + a_{3r} x_3 x_5 + b_{1r} v_{qs} \\ \dot{x}_5 = f_5(X) + c_2(\tau_{vis} + \tau_G); f_5 = c_1(x_2 x_3 - x_1 x_4) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec:

$$\begin{aligned}
 a_{1s} &= \frac{1}{\sigma T_s}, a_{2s} = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}, a_{3s} = \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, a_{4s} = \frac{L_m}{\sigma L_s}, b_{1s} = \frac{1}{\sigma L_s}, b_2 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\
 a_{1r} &= \frac{1}{\sigma T_r}, a_{2r} = \frac{L_m}{\sigma L_r T_s}, a_{3r} = \frac{1}{\sigma}, a_{4r} = \frac{L_m}{\sigma L_r}, b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_r}, c_1 = \frac{P^2 L_m}{J}, c_2 = \frac{P}{J}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

III.II.2. Modèle discret de la machine

L'intégration du système d'équations (III.1), par la méthode d'Euler du premier ordre avec une période d'échantillonnage T , permet de déduire le modèle discret suivant de la MADA :

$$\begin{cases}
 x_1(k+1) - T\omega_s x_2(k) = \alpha_{1s} x_1(k) + \alpha_{2s} x_3(k) + \alpha_{3s} z_1(k) + \alpha_{4s} z_3(k) + \beta_{1s} v_{ds}(k) - \beta_2 v_{dr}(k) \\
 x_2(k+1) + T\omega_s x_1(k) = \alpha_{1s} x_2(k) + \alpha_{2s} x_4(k) - \alpha_{3s} z_2(k) - \alpha_{4s} z_4(k) + \beta_{1s} v_{qs}(k) - \beta_2 v_{qr}(k) \\
 x_3(k+1) - T\omega_s x_4(k) = \alpha_{2r} x_1(k) + \alpha_{1r} x_3(k) - \alpha_{4r} z_1(k) - \alpha_{3r} z_3(k) + \beta_{1r} v_{ds}(k) - \beta_2 v_{dr}(k) \\
 x_4(k+1) + T\omega_s x_3(k) = \alpha_{2r} x_2(k) + \alpha_{1r} x_4(k) + \alpha_{4r} z_2(k) + \alpha_{3r} z_4(k) + \beta_{1r} v_{qs}(k) - \beta_2 v_{qr}(k) \\
 k \geq 0, T > 0, z_1(k) = x_2(k)x_5(k), z_2(k) = x_1(k)x_5(k), z_3(k) = x_4(k)x_5(k), z_4(k) = x_3(k)x_5(k)
 \end{cases} \tag{III.3}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 \alpha_{1s} &= (1 - T a_{1s}), \alpha_{2s} = T a_{2s}, \alpha_{3s} = T a_{3s}, \alpha_{4s} = T a_{4s}, \beta_{1s} = T b_{1s}, \beta_2 = T b_2 \\
 \alpha_{1r} &= (1 - T a_{1r}), \alpha_{2r} = T a_{2r}, \alpha_{3r} = T a_{3r}, \alpha_{4r} = T a_{4r}, \beta_{1r} = T b_{1r}
 \end{aligned}$$

III.III. Procédure d'identification des paramètres de la MADA

Dans la littérature, deux travaux fondamentaux ont été dédiés à l'estimation en temps réel des paramètres de la MADA [36-37]. Dans la publication [36], deux méthodes sont proposées et comparées où, la première est basée sur un modèle adaptative de référence. En outre, cette méthode est sensible aux bruits de mesures du fait que les expressions des paramètres dépendent des dérivées des états de la machine. La deuxième méthode permet d'estimer uniquement les inductances de la MADA.

Le reste des méthodes d'estimation sont essentiellement fondées sur le filtre de Kalman [37]. Le problème principal de ces techniques réside dans le fait que le régime transitoire de convergence des paramètres vers leurs valeurs réelles est fortement dépendant des paramètres du filtre. Dans cette situation, les paramètres identifiés de la MADA risquent de dévier fortement de leurs valeurs courantes. De ce fait, la loi de commande, calculée en exploitant ces paramètres estimés, est complètement faussée et les objectifs attendus ne seront plus assurés.

La méthode d'identification en temps réel, développée dans ce chapitre, a pour but d'identifier les paramètres de la MADA, où le problème du régime transitoire est surmonté via l'utilisation de l'algorithme récursif des moindres carrés suivi d'un filtrage passe-bas adéquat.

III.III.1. Application de l'algorithme récursif des moindres carrés

Dans une première étape, nous réécrivons la seconde et la quatrième équation du système (III.3) sous la forme suivante:

$$\begin{cases} y_1(k+1) = x_2(k+1) + T\omega_s x_1(k) = \theta_1^T(k)\varphi_1(k) \\ y_2(k+1) = x_4(k+1) + T\omega_s x_3(k) = \theta_2^T(k)\varphi_2(k) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec:

$$\begin{aligned} \theta_1(k) &= (\alpha_{1s} \alpha_{2s} \alpha_{3s} \alpha_{4s} \beta_{1s} \beta_2)^T, \theta_2(k) = (\alpha_{2r} \alpha_{1r} \alpha_{4r} \alpha_{3r} \beta_{1r} \beta_2)^T \\ \varphi(k) &= \left(x_2(k) \ x_4(k) \ z_2(k) \ z_4(k) \ v_{qs}(k) \ v_{qr}(k) \right)^T \end{aligned}$$

En seconde étape, les paramètres identifiés non filtrés $\hat{\theta}_{1NF}$ et $\hat{\theta}_{2NF}$ de θ_1 et θ_2 peuvent être obtenus en appliquant l'algorithme récursif des moindres carrés [38] au système (III.4), donc on obtient :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{iNF}(k+1) = \hat{\theta}_{iNF}(k) + F_i(k+1)\varphi(k)\varepsilon_i^0(k+1) \\ F_i(k+1) = F_i(k) - \frac{F_i(k)\varphi(k)\varphi^T(k)F_i(k)}{1+\varphi^T(k)F_i(k)\varphi(k)}, i = 1,2 \\ \varepsilon_i^0(k+1) = y_i(k+1) - \hat{\theta}_{iNF}^T(k)\varphi(k), k = 1,2,.. \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.III.2. Les paramètres identifiés de la MADA

Il est bien établi qu'en régime transitoire, l'estimation des paramètres par la méthode de Kalman peut conduire à des valeurs de paramètres beaucoup plus grandes que les valeurs courantes. Pour surmonter ce problème, nous proposons d'utiliser un filtre passe-bas à gain unitaire. Par conséquent, ce filtre vérifie l'équation suivante :

$$\hat{\theta}_i(k+1) = \hat{\theta}_i(k) + \frac{T}{\tau} \left(\hat{\theta}_{iNF}(k) - \hat{\theta}_i(k) \right), \hat{\theta}_i(0) = \bar{\theta}_{iN} \quad (\text{III.6})$$

Où;

$\hat{\theta}_i$ est le vecteur identifié relatif à θ_i après filtrage.

$\bar{\theta}_{iN}$ est le vecteur des valeurs nominales des composantes de θ_i .

τ représente la constant de temps du filtre.

Les estimés \hat{R}_s/\hat{R}_r des résistances stator/rotor, \hat{L}_s/\hat{L}_r des inductances au stator/rotor et de l'inductance \hat{L}_m sont déduits des coefficients estimés comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{L}_m(k) &= \frac{\hat{\alpha}_{4s}(k)}{\hat{\beta}_2(k)}, \quad \hat{L}_r(k) = \hat{L}_m(k) \frac{\hat{\beta}_2(k)}{\hat{\beta}_{1s}(k)}, \quad \hat{L}_s(k) = \hat{L}_m(k) \frac{\hat{\beta}_2(k)}{\hat{\beta}_{1r}(k)}, \\ \hat{R}_r(k) &= \hat{L}_r(k) \frac{\hat{\alpha}_{2s}(k)}{\hat{\alpha}_{4s}(k)}, \quad \hat{R}_s(k) = \hat{L}_s(k) \frac{\hat{\alpha}_{2r}(k)}{\hat{\alpha}_{4r}(k)} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Notons que :

$$\hat{\theta}_1 = (\hat{\alpha}_{1s} \hat{\alpha}_{2s} \hat{\alpha}_{3s} \hat{\alpha}_{4s} \hat{\beta}_{1s} \hat{\beta}_2)^T, \quad \hat{\theta}_2 = (\hat{\alpha}_{1r} \hat{\alpha}_{2r} \hat{\alpha}_{3r} \hat{\alpha}_{4r} \hat{\beta}_{1r} \hat{\beta}_2)^T \quad (\text{III.8})$$

III.IV. Première commande adaptative par les modes glissants

Dans cette section, nous développons une commande adaptative par les modes glissants, qui doit permettre d'atteindre les objectives désirées avec un faible gain. Cette approche est développée en se basant sur la fonction de Lyapunov. Afin de mettre en lumière l'avantage de la méthode proposée, nous exposons en parallèle la commande classique par les modes de glissement des puissances d'une MADA.

III.IV.1. Commande classique par les modes glissants

Afin de forcer la puissance active P_s et la puissance réactive Q_s au stator à suivre respectivement leurs références P_{sref} et Q_{sref} , deux surfaces de glissement S_P et S_Q sont considérées comme suit :

$$\begin{cases} S_P = P_s - P_{sref}, & P_s = v_{qs} i_{qs} \\ S_Q = Q_s - Q_{sref}, & Q_s = v_{qs} i_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Les composantes (d, q) des tensions au rotor (v_{rd}, v_{rq}) sont déterminées par la résolution de l'équation (III.10.a).

$$\begin{cases} \dot{S}_P = -k_1 \text{sign}(S_P) \text{ et } k_1 > 0 \\ \dot{S}_Q = -k_2 \text{sign}(S_Q) \text{ et } k_2 > 0 \end{cases} \quad (\text{III.10.a})$$

Où ;

$$\begin{cases} \dot{S}_P = (v_{qs}f_2(X) - b_2v_{rq}) - \dot{P}_{sref} \\ \dot{S}_Q = (v_{qs}f_1(X) - b_2v_{rd}) - \dot{Q}_{sref} \end{cases} \quad (\text{III.10.b})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} v_{rd} = \frac{f_{1N}}{b_{2N}} + \frac{-\dot{Q}_{sref} + k_2 \text{sign}(S_Q)}{b_{2N}v_{qs}} \\ v_{rq} = \frac{f_{2N}}{b_{2N}} + \frac{-\dot{P}_{sref} + k_1 \text{sign}(S_P)}{b_{2N}v_{qs}} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

f_{1N}, b_{2N} Et f_{2N} sont respectivement les valeurs de f_1, b_2 et f_2 calculées à partir des valeurs nominales des paramètres de la MADA.

Le gain k de la commande par les modes de glissement est déterminé en exploitant la condition nécessaire pour assurer la convergence des surfaces de glissement vers zéro. Dans ce but, nous considérons les deux fonctions de Lyapunov suivantes ;

$$\begin{cases} V_P = \frac{1}{2} S_P^2 \\ V_Q = \frac{1}{2} S_Q^2 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Leurs dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{V}_P = S_P \dot{S}_P \\ \dot{V}_Q = S_Q \dot{S}_Q \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

En exploitant (III.13), (III.11) et (III.1), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} \dot{V}_P = S_P \left(v_{sq} \left(f_2 - \frac{b_2}{b_{2N}} f_{2N} \right) + \left(\frac{b_2}{b_{2N}} - 1 \right) \dot{P}_{sref} \right) - \frac{b_2}{b_{2N}} k_1 |S_P| \\ \dot{V}_Q = S_Q \left(v_{sq} \left(f_1 - \frac{b_2}{b_{2N}} f_{1N} \right) + \left(\frac{b_2}{b_{2N}} - 1 \right) \dot{Q}_{sref} \right) - \frac{b_2}{b_{2N}} k_2 |S_Q| \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Du fait que $b_2 > 0$ et $b_{2N} > 0$ par conséquent, pour que \dot{V}_P et \dot{V}_Q restent négatives il suffit d'imposer aux gains k_1 et k_2 les conditions suivantes :

$$k_1 > \frac{b_2}{b_{2N}} \left| v_{sq} \left(f_2 - \frac{b_2}{b_{2N}} f_{2N} \right) + \left(\frac{b_2}{b_{2N}} - 1 \right) \dot{P}_{sref} \right| \quad (\text{III.15.a})$$

$$k_2 > \frac{b_2}{b_{2N}} \left| v_{sq} \left(f_1 - \frac{b_2}{b_{2N}} f_{1N} \right) + \left(\frac{b_2}{b_{2N}} - 1 \right) \dot{Q}_{sref} \right| \quad (\text{III.15.b})$$

III.IV.2. Commande à faible gain par les modes glissants

En exploitant les paramètres estimés de la MADA, on peut aussi déterminer les estimées de f_1, b_2 et f_2 que nous notons respectivement par \hat{f}_1, \hat{b}_2 et \hat{f}_2 . Dans ce cas, les tensions de commande au rotor sont déterminées par (III.16) et les fonctions de Lypounov prennent la forme (III.17).

$$\begin{cases} v_{rd} = \frac{\hat{f}_1}{\hat{b}_2} + \frac{-\dot{Q}_{sref} + k_1 \text{sign}(S_Q)}{\hat{b}_2 v_{qs}} \\ v_{rq} = \frac{\hat{f}_2}{\hat{b}_2} + \frac{-\dot{P}_{sref} + k_2 \text{sign}(S_P)}{\hat{b}_2 v_{qs}} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} \dot{V}_P = S_P \left(v_{sq} \left(f_2 - \frac{b_2}{\hat{b}_2} \hat{f}_2 \right) + \left(\frac{b_2}{\hat{b}_2} - 1 \right) \dot{P}_{sref} \right) - \frac{b_2}{\hat{b}_2} k_1 |S_P| \\ \dot{V}_Q = S_Q \left(v_{sq} \left(f_1 - \frac{b_2}{\hat{b}_2} \hat{f}_1 \right) + \left(\frac{b_2}{\hat{b}_2} - 1 \right) \dot{Q}_{sref} \right) - \frac{b_2}{\hat{b}_2} k_2 |S_Q| \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Dans le cas idéal, lorsque les paramètres estimés de la MADA, obtenus via la relation (III.7), convergent vers leurs valeurs courantes par conséquent on a : $\hat{b}_2 \rightarrow b_2, \hat{f}_1 \rightarrow f_1$ et $\hat{f}_2 \rightarrow f_2$ et donc la relations (III.17) se réduit alors à :

$$\begin{cases} \dot{V}_P \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} -k_1 |S_P| \\ \dot{V}_Q \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} -k_2 |S_Q| \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

La relation (III.18) signifie que de faibles valeurs de k_1 et k_2 permettent de rendre \dot{V}_P et \dot{V}_Q négatives :

$$\begin{cases} \dot{V}_P < 0 \\ \dot{V}_Q < 0 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

En conséquence, la relation (III.16) constitue la commande adaptative par les modes de glissement à faible gain.

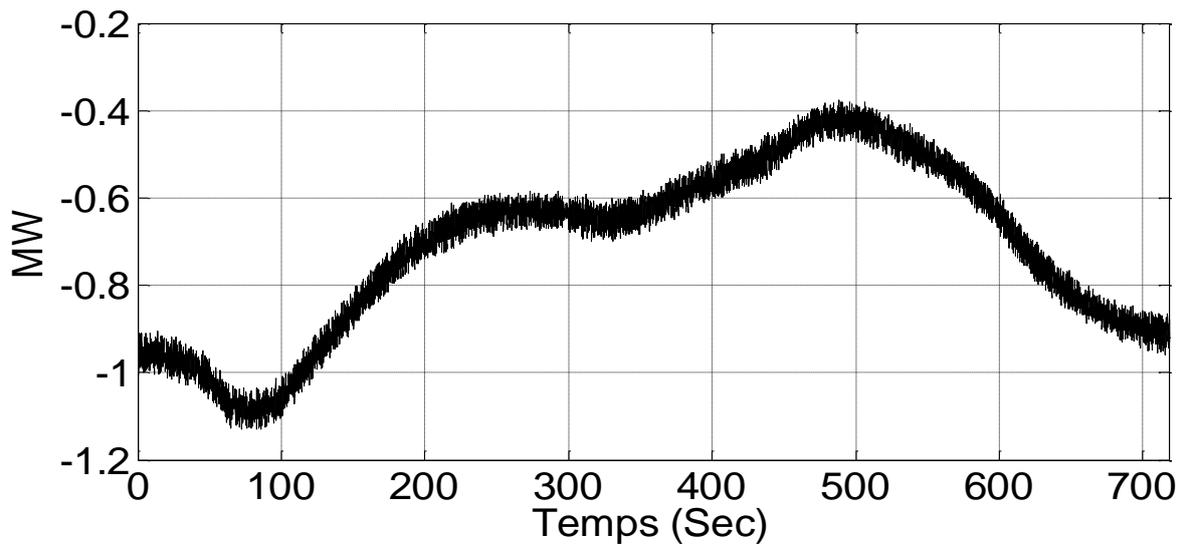
III.V. Résultats de simulation

Ce paragraphe a pour but de valider par simulation la faisabilité de la loi de commande proposée. La simulation est effectuée dans les conditions de l'essai « **Test-A** » et la réponse de la MADA apparait à la **Figure III.1** dans le cas où les gains de la commande sont imposés tels que : $k_1 = k_2 = 10^4$ avec $T = 10^{-4}$ s et $\tau = 1$. Les conditions initiales de l'algorithme d'identification sont prises telles que ;

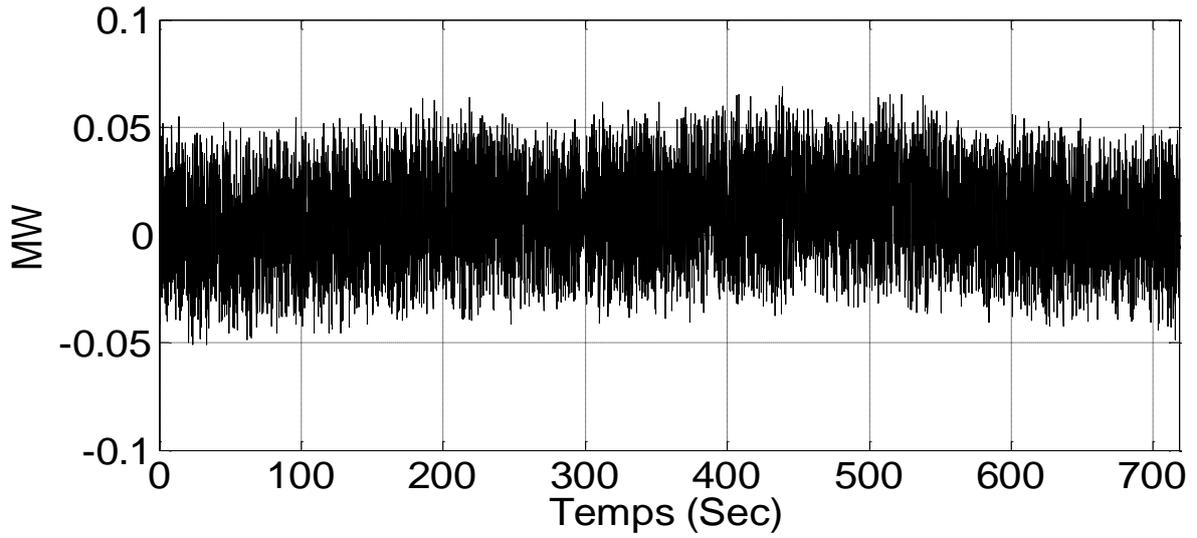
$$F_i(1) = 100 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, i = 1,2$$

$$\begin{aligned} \theta_1(1) = \theta_{1NF}(1) &= \left((1-Ta_{1sN}) Ta_{2sN} Ta_{3sN} Ta_{4sN} Tb_{1sN} Tb_{2N} \right)^T, \\ \theta_2(1) = \theta_{2NF}(1) &= \left(Ta_{2rN} (1-Ta_{1rN}) Ta_{4rN} Ta_{3rN} Tb_{1rN} Tb_{2N} \right)^T. \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

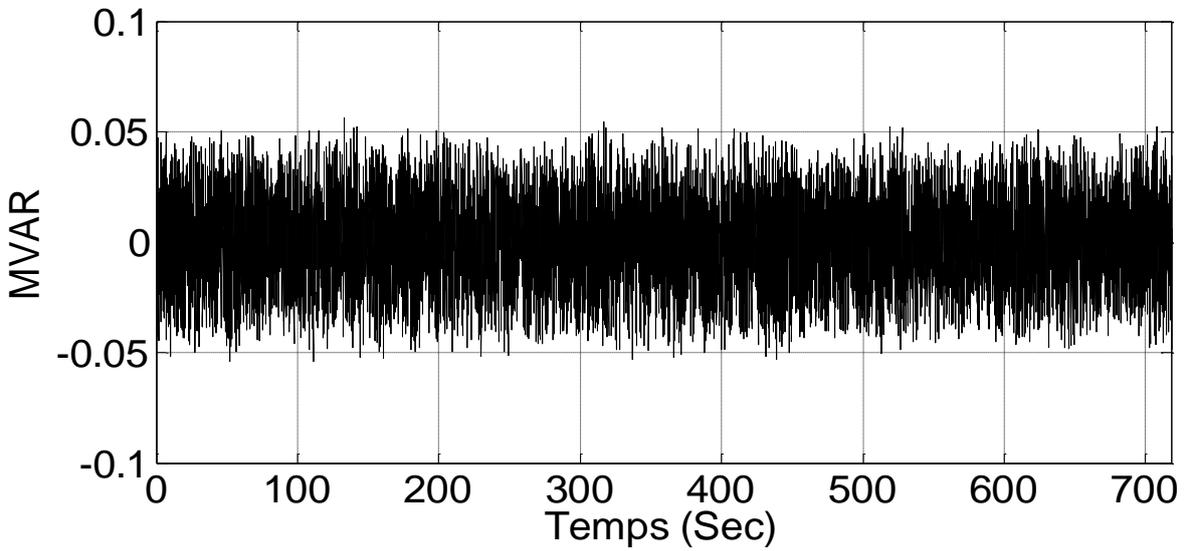
Où a_{1sN} , a_{2sN} , a_{3sN} , a_{4sN} , b_{1sN} , b_{2N} et a_{1rN} , a_{2rN} , a_{3rN} , a_{4rN} , b_{1rN} correspondent respectivement aux valeurs nominales des coefficients a_{1s} , a_{2s} , a_{3s} , a_{4s} , b_{1s} , b_2 et a_{1r} , a_{2r} , a_{3r} , a_{4r} , b_{1r} calculées en utilisant les paramètres nominaux de la MADA du tableau II.1.



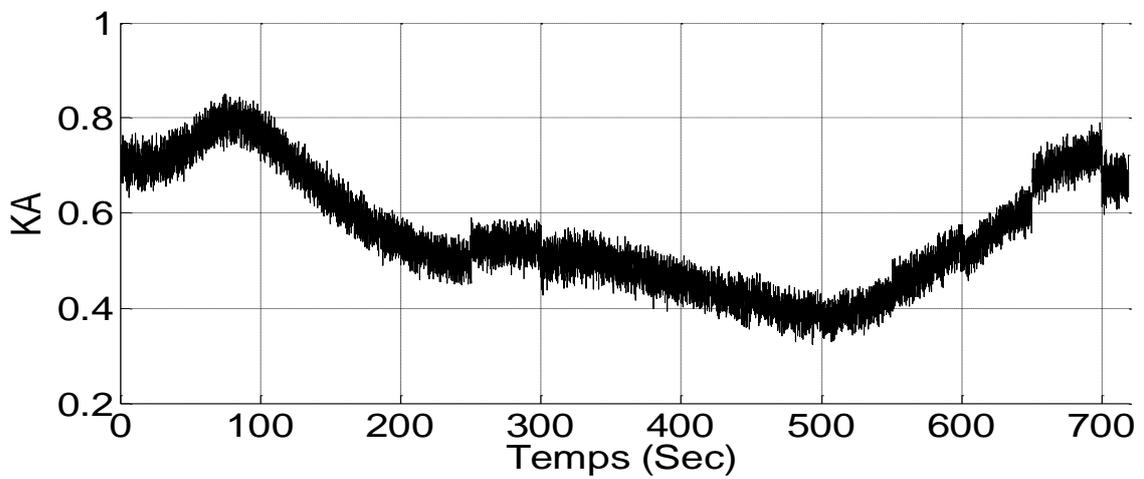
a) Puissance active au stator



b) Erreur de commande de la puissance active au stator



c) Puissance réactive au stator.



d) Amplitude du courant au rotor

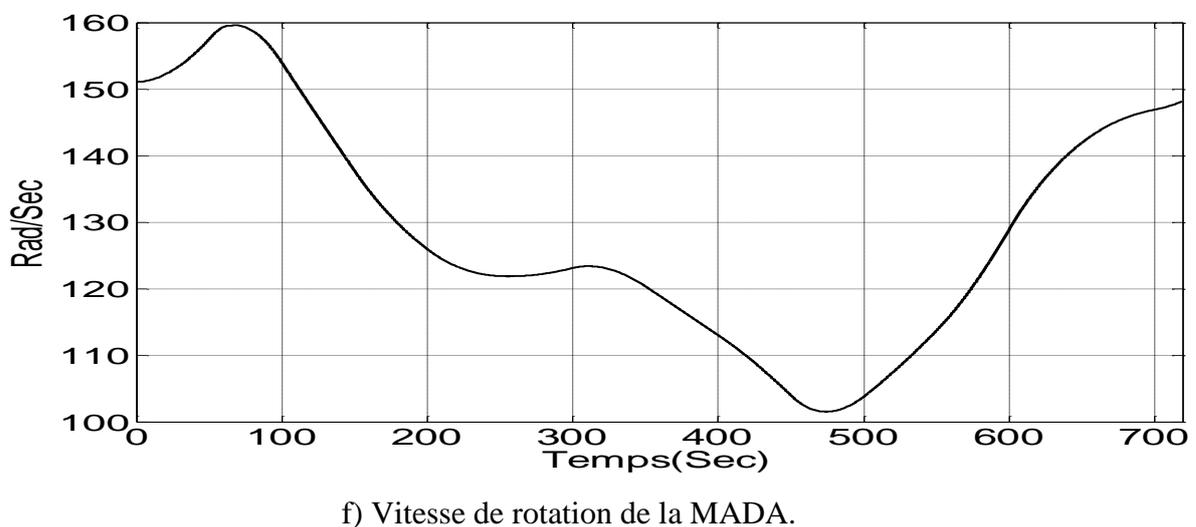
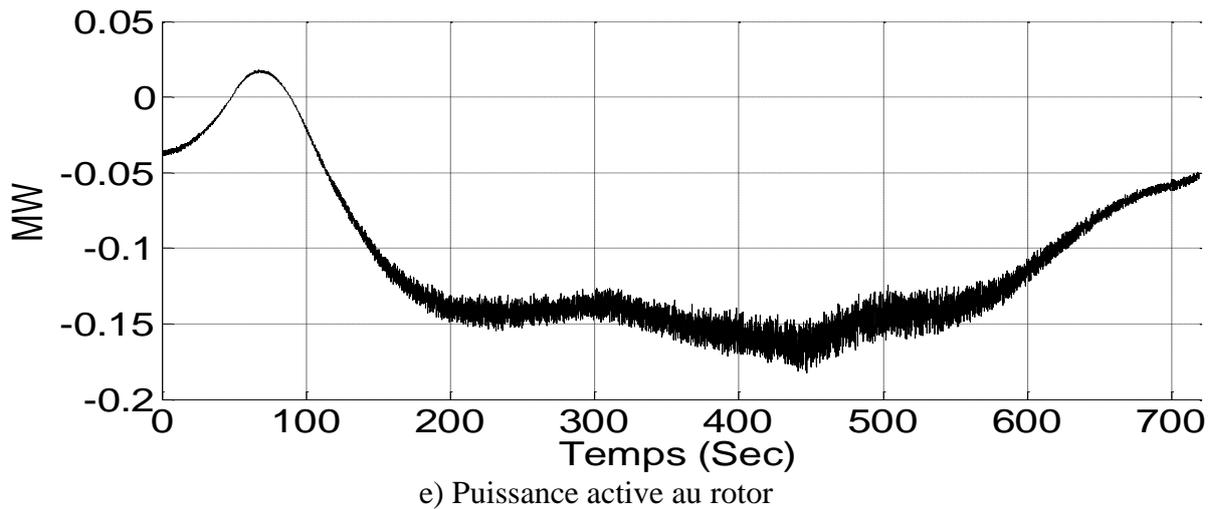


Fig. III.1 Réponse de la MADA, au Test-A, pilotée par la loi de commande (III.16)

Des résultats obtenus, nous relevons que les puissances au stator suivent leurs références avec des erreurs de poursuite relativement négligeables devant la puissance nominale de la MADA, comme l'illustrent les **Figures III.1b & III.1c**. Nous constatons que l'amplitude du courant au rotor, représentée à la **Figure III.1d**, évolue dans sa limite acceptable. De même, la puissance active au rotor reste inférieure à 30% de la puissance nominale de la MADA. La **Figure III.1f** montre l'évolution de la vitesse de rotation de la MADA correspondant à la réponse mécanique de l'éolienne sous l'effet du profil du vent considéré et dans la condition d'une extraction maximale de la puissance au niveau de la turbine. Il est à noter que ces erreurs de commandes restent satisfaisantes malgré la présence des variations paramétriques et des perturbations du réseau considérées dans le **TestA**. Ces résultats sont atteints en

utilisant un gain de glissement relativement faible ce qui a conduit à une réduction notable du phénomène de broutement.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une commande adaptative par les modes glissants des puissances au stator d'une MADA [40], et cela afin de dépasser les problèmes liés à l'application de la commande par les modes de glissement de premier ordre à grand gain. La procédure de commande proposée comporte trois étapes à savoir :

- l'élaboration d'un modèle discret de la MADA via la méthode d'Euler ;
- l'identification en temps réel des paramètres de la MADA en se basant sur l'algorithme récursif des moindres carrées suivi d'un filtrage passe bas avec un gain unitaire ;
- la synthèse de la loi de commande fondée sur la stabilité au sens de Lyapunov.

La différence entre notre méthode et la commande à structure variable traditionnel est traitée mathématiquement dans le paragraphe III.VI. Enfin, la réalisabilité de la méthode développée est vérifiée via la simulation de la réponse de la MADA dans les conditions du **Test-A**.

Chapitre IV

Commande par les Modes Glissants à Nombre Réduit de Capteurs

Chapitre IV

Commande par les Modes Glissants à Nombre Réduit de Capteurs

IV.I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons développer une commande des puissances à nombre réduit de capteurs d'une MADA connectée au réseau. Celle-ci représente la génératrice de l'éolienne faisant l'objet de notre étude. Il est important de noter que cette commande, fondée à nouveau sur les modes de glissement, ne nécessite ni capteurs de courant au rotor ni estimation des flux de la machine. Par ailleurs, la commande est développée à partir d'un modèle non linéaire et couplé de la MADA. De plus, un effort est dévolu à établir analytiquement la stabilité globale et la bornitude des états de la machine soumise à la commande proposée. Nous prouvons que les composantes (dq) du flux au rotor évoluent au voisinage de leurs valeurs nominales. Finalement, la loi de commande développée est validée par simulation en présence des variations paramétriques et des perturbations susceptibles d'affecter le réseau électrique auquel est connectée la MADA.

IV.II. Représentation d'état et les flux nominaux de la MADA

IV.II.1. Modèle d'état de la MADA

Dans ce chapitre, la commande de la MADA est établie à partir du modèle d'état où le vecteur d'état considéré est formé des composantes (d, q) des courant rotoriques (i_{dr}, i_{qr}) et celles du flux rotorique ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) en plus, de la pulsation de rotation ω_m de l'axe de la MADA. Par ailleurs, les composantes des tensions au rotor (v_{dr}, v_{qr}) forment le vecteur de commande.

Le vecteur d'état X et le vecteur de commande U sont donc, respectivement donnés par :

$$X = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5)^T = (i_{dr} \ i_{qr} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \omega_m)^T \text{ et } U = (v_{dr} \ v_{qr})^T$$

En utilisant cette dernière notation, le modèle de la MADA peut s'écrire sous la forme ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = f_1(X) + a_3 v_{dr}; f_1 = -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 - a_3 x_5 x_4 - a_4 v_{ds} \\ \dot{x}_2 = f_2(X) + a_3 v_{qr}; f_2 = -\omega_s x_1 - a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_5 x_3 - a_4 v_{qs} \\ \dot{x}_3 = f_3(X) + v_{dr}; f_3 = -b x_1 + \omega_s x_4 - x_5 x_4 \\ \dot{x}_4 = f_4(X) + v_{qr}; f_4 = -b x_2 - \omega_s x_3 + x_5 x_3 \\ \dot{x}_5 = f_5(X) + c_2(\tau_{vis} + \tau_G); f_5 = c_1(x_4 x_1 - x_3 x_2) \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

Avec :

$$a_1 = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_r T_s}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_r},$$

$$a_4 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m}, b = R_r, c_1 = \frac{P^2}{J}, c_2 = \frac{P}{J}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Rappelons que l'axe (q) coïncide parfaitement avec le vecteur de la tension au stator ($v_{ds}=0$) par conséquent, les puissances actives et réactives de la MADA prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} P_s = -d_1 x_2 + d_2 x_4 \\ Q_s = -d_1 x_1 + d_2 x_3 \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où les coefficients d_1 et d_2 sont donnés par :

$$d_1 = \frac{L_r}{L_m} v_{qs}, d_2 = \frac{v_{qs}}{L_m} \quad (IV.3)$$

IV.II.2 Dynamique de la sortie

En exploitant, le modèle d'états (IV.1), nous pouvons déduire le modèle de commande suivant :

$$\begin{cases} \dot{Z} = g(Z, U); Z = (P_s \ Q_s \ x_3 \ x_4 \ x_5)^T, U = (v_{dr} \ v_{qr})^T \\ Y = h(Z); Y = (P_s \ Q_s)^T \end{cases} \quad (IV.4)$$

En effet et en exploitant la relation (IV.2) des puissances au stator, il est possible d'exprimer les courants au rotor en fonction des puissances au stator comme suit :

$$\begin{cases} x_2 = \frac{d_2 x_4 - P_s}{d_1} \\ x_1 = \frac{d_2 x_3 - Q_s}{d_1} \end{cases} \quad (IV.5)$$

La dérivée temporelle des puissances (P_s, Q_s) , données par (IV.2), conduit à :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = -d_1 \dot{x}_2 + d_2 \dot{x}_4 \\ \dot{Q}_s = -d_1 \dot{x}_1 + d_2 \dot{x}_3 \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Pour construire le modèle d'état (IV.7), en premier lieu la dynamique des puissances au stator est établie en fonction de la variable Z à partir de la relation (IV.6) où $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3$ et \dot{x}_4 sont remplacées par leurs expressions issues de (IV.1) et les états (x_1, x_2) sont substitués par leurs expressions (IV.5). En second lieu, les dynamiques de x_3, x_4 et x_5 sont obtenues en fonction du vecteur d'état Z , en remplaçant (x_1, x_2) par leurs expressions (IV.5) au niveau des trois dernières équations de (IV.1).

Finalement, la représentation d'état basée sur le vecteur d'état Z s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{P}_s = -\xi_1 P_s - \omega_s Q_s - \xi_2 x_5 x_3 + \xi_3 x_4 + \xi_4 v_{qs} - \xi_2 v_{qr} \\ \dot{Q}_s = \omega_s P_s - \xi_1 Q_s + \xi_3 x_3 + \xi_2 x_5 x_4 + \xi_4 v_{ds} - \xi_2 v_{dr} \\ \dot{x}_3 = \gamma_1 Q_s - \gamma_2 x_3 + (\omega_s - x_5) x_4 + v_{dr} \\ \dot{x}_4 = \gamma_1 P_s - \gamma_2 x_4 - (\omega_s - x_5) x_3 + v_{qr} \\ \dot{x}_5 = \frac{c_1}{d_1} (x_3 P_s - x_4 Q_s) + c_2 (\tau_{vis} + \tau_G) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Où les coefficients positifs du système d'équations (IV.7) sont liés aux paramètres de la MADA par :

$$\xi_1 = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}; \xi_2 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} v_{qs}; \xi_3 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} v_{qs}; \xi_4 = \frac{(1-\sigma) L_r}{\sigma L_m^2} v_{qs}; \gamma_1 = \frac{L_m}{T_r v_{qs}}; \gamma_2 = \frac{1}{T_r}$$

Notons que le modèle d'état (IV.7) est indépendant des courants au rotor.

IV.II.3. Détermination du flux nominal au rotor

Dans la présente section, nous déterminons les valeurs nominales $(\bar{\varphi}_{dr}, \bar{\varphi}_{qr})$ des composantes du flux au rotor. En effet, lors de la détermination ultérieure de la loi de commande proposée, les valeurs courantes des composantes du flux au rotor (x_3, x_4) vont être substituées par leurs valeurs nominales $(\bar{\varphi}_{dr}, \bar{\varphi}_{qr})$.

Pour cela, nous considérons que le système (IV.7) est en régime permanent dans la condition où la MADA fonctionne à vide sous la tension nominale au stator tandis que son rotor est en court-circuit. Dans ce cas, le système d'équation (IV.7) se réduit à la forme suivante :

$$\begin{cases} -\xi_1 P_s - \omega_s Q_s - \xi_2 x_5 x_3 + \xi_3 x_4 + \xi_4 v_{qs} = 0 \\ \omega_s P_s - \xi_1 Q_s + \xi_3 x_3 + \xi_2 x_5 x_4 + \xi_4 v_{ds} = 0 \\ \gamma_1 Q_s - \gamma_2 x_3 + (\omega_s - x_5) x_4 = 0 \\ \gamma_1 P_s - \gamma_2 x_4 - (\omega_s - x_5) x_3 = 0 \\ x_5 = \omega_s \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Le système (IV.8) peut encore s'écrire sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} -\xi_2 \omega_s x_3 + \xi_3 x_4 = \xi_1 P_s + \omega_s Q_s - \xi_4 v_{qs} \\ \xi_3 x_3 + \xi_2 \omega_s x_4 = -\omega_s P_s + \xi_1 Q_s \\ \gamma_2 x_3 = \gamma_1 Q_s \\ \gamma_2 x_4 = \gamma_1 P_s \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Les deux premières équations du système (IV.9) permettent de tirer directement les expressions des puissances (P_s, Q_s):

$$\begin{pmatrix} P_s \\ Q_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \xi_1 & \omega_s \\ -\omega_s & \xi_1 \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} -\xi_2 \omega_s & \xi_3 \\ \xi_3 & \xi_2 \omega_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \xi_4 v_{qs} \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{IV.10})$$

En remplaçant (P_s, Q_s), par leurs expressions (IV.10), dans les deux dernières équations de (IV.9), il vient :

$$\begin{pmatrix} \gamma_2 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi_1 & \omega_s \\ -\omega_s & \xi_1 \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} -\xi_2 \omega_s & \xi_3 \\ \xi_3 & \xi_2 \omega_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \xi_4 v_{qs} \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{IV.11})$$

La solution du système (IV.11) par rapport à (x_3, x_4) nous permet de déterminer les valeurs nominales des composantes du flux au rotor :

$$\bar{\varphi}_{dr} = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{(\gamma_{2N} - H_{1N}) \gamma_{1N} \xi_{4N} |v_s|}{\gamma_{2N}^2 - H_{1N}^2 - H_{2N}^2}} \quad \text{et} \quad \bar{\varphi}_{qr} = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{-H_{2N} \gamma_{1N} \xi_{4N} |v_s|}{\gamma_{2N}^2 - H_{1N}^2 - H_{2N}^2}} \quad (\text{IV.12})$$

Où les coefficients $\gamma_{1N}, \gamma_{2N}, \xi_{4N}, H_{1N}$ et H_{2N} correspondent respectivement aux valeurs de $\gamma_1, \gamma_2, \xi_4, H_1$, et H_2 relatives aux paramètres nominaux de la MADA. De plus, les coefficients H_1 et H_2 représentent :

$$H_1 = \frac{\omega_s \gamma_1 (\xi_1 \xi_2 + \xi_3)}{\xi_1^2 + \omega_s^2} \text{ et } H_2 = -\frac{\gamma_1 (\xi_1 \xi_3 - \xi_2 \omega_s^2)}{\xi_1^2 + \omega_s^2} \quad (\text{IV.13})$$

IV.III. Elaboration de la commande des puissances à nombre réduit de Capteurs

IV.III.1. Dans le cas idéal

Dans cette section et en se basant sur le modèle d'état (IV.7), nous développons une commande des puissances par les modes glissants afin de forcer les sorties P_s et Q_s de suivre respectivement les références P_{ref} et Q_{ref} . En premier lieu, cette loi de commande est établie dans le cas idéal (i.e. en absence des perturbations et des variations paramétriques).

Le vecteur des surfaces de glissement $S = (S_1, S_2)^T$ est pris comme étant l'erreur de commande du vecteur de sortie [39] :

$$\begin{cases} S_1 = P_s - P_{ref} \\ S_2 = Q_s - Q_{ref} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Nous admettons que (P_{ref}, Q_{ref}) et leurs dérivées temporelles $(\dot{P}_{ref}, \dot{Q}_{ref})$ sont bornées et connues. Utilisant (IV.14), la dynamique du vecteur des surfaces de glissement S est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s - \dot{P}_{ref} \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s - \dot{Q}_{ref} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Ou encore

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\xi_1 P_s - \omega_s Q_s - \xi_2 x_5 x_3 + \xi_3 x_4 + \xi_4 v_{qs} \\ \quad \quad \quad - \dot{P}_{ref} - \xi_2 v_{qr} \\ \dot{S}_2 = \omega_s P_s - \xi_1 Q_s + \xi_3 x_3 + \xi_2 x_5 x_4 + \xi_4 v_{ds} \\ \quad \quad \quad - \dot{Q}_{ref} - \xi_2 v_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

On pose

$$\begin{cases} B_1 = -(-\xi_1 P_s - \omega_s Q_s - \xi_2 x_5 x_3 + \xi_3 x_4 + \xi_4 v_{qs} - \dot{P}_{ref}) \\ B_2 = -(\omega_s P_s - \xi_1 Q_s + \xi_3 x_3 + \xi_2 x_5 x_4 + \xi_4 v_{ds} - \dot{Q}_{ref}) \end{cases} \quad (IV.17)$$

En exploitant (IV.17), la dynamique des surfaces (IV.16) prend la forme compacte suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -B_1 - \xi_2 v_{qr} \\ \dot{S}_2 = -B_2 - \xi_2 v_{dr} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Les dynamiques (\dot{S}_1, \dot{S}_2) des surfaces de glissement sont forcées telles que :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -k_{s1} \text{sign}(S_1) - G_{s1} S_1 \\ \dot{S}_2 = -k_{s2} \text{sign}(S_2) - G_{s2} S_2 \end{cases} \quad (IV.19)$$

Où k_{s1}, k_{s2}, G_{s1} et G_{s2} représentent les gains positifs de la commande.

En exploitant la relation (IV.18), la condition (IV.19) est vérifiée si les tensions de commande sont imposées telles que :

$$\begin{cases} v_{qr} = \frac{B_1 - k_{s1} \text{sign}(S_1) - G_{s1} S_1}{-\xi_2} \\ v_{dr} = \frac{B_2 - k_{s2} \text{sign}(S_2) - G_{s2} S_2}{-\xi_2} \end{cases} \quad (IV.20)$$

Nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_c = \frac{1}{2} S^T S \quad (IV.21)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_c = \dot{S}^T S \quad (IV.22)$$

Utilisant (IV.19) pour \dot{S} , \dot{V}_c devient :

$$\dot{V}_c = -\sum_{i=1}^2 (k_{si} |S_i| + G_{si} S_i^2) \quad (IV.23)$$

Par conséquent :

$$\dot{V}_c < 0, \forall S_i \neq 0 \text{ et } i=(1,2) \quad (\text{IV.24})$$

La relation (IV.24) signifie que la loi de commande (IV.20) assure la convergence de S_i vers zéro, et donc les sorties P_s et Q_s suivent leurs références respectives P_{ref} et Q_{ref} .

IV.III.2. La loi de commande proposée

La loi de commande proposée est déduite en modifiant la loi de commande (IV.20) comme suit :

$$\begin{cases} v_{qr} = \frac{B_{10}(\hat{Z}) - k_{s1} \text{sign}(S_1) - G_{s1} S_1}{-\xi_{20}} \\ v_{dr} = \frac{B_{20}(\hat{Z}) - k_{s2} \text{sign}(S_2) - G_{s2} S_2}{-\xi_{20}} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Avec,

$$\begin{cases} B_{10}(\hat{Z}) = -(-\xi_{10} P_s - \omega_s Q_s - \xi_{20} x_5 \bar{\varphi}_{dr} + \xi_{30} \bar{\varphi}_{qr} + \xi_{40} v_{qs} - \dot{P}_{sref}) \\ B_{20}(\hat{Z}) = -(\omega_s P_s - \xi_{10} Q_s + \xi_{30} \bar{\varphi}_{dr} + \xi_{20} x_5 \bar{\varphi}_{qr} + \xi_{40} v_{ds} - \dot{Q}_{sref}) \\ \hat{Z} = (P_s, Q_s, \bar{\varphi}_{dr}, \bar{\varphi}_{qr}, x_5)^T \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Les éléments ξ_{10} , ξ_{20} , ξ_{30} , ξ_{40} , B_{10} et B_{20} correspondent aux valeurs respectivement de ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 , B_1 et B_2 dans le cas où :

$$(R_s \ R_r \ L_s \ L_r \ L_m) = (R_{sN} \ R_{rN} \ 2L_{sN} \ 2L_{rN} \ 2L_{mN}) \quad (\text{IV.26.I})$$

Notons que la loi de commande (IV.25)-(IV.26) ne fait intervenir que les tensions et les courants du stator. Par conséquent, les capteurs des tensions et des courants au rotor ne sont plus nécessaires.

IV.III.3. Analyse de la stabilité et de la robustesse

Dans cette section, nous nous proposons d'établir que la loi de commande (IV.25) assure la convergence du vecteur des surfaces de glissement S même en présence des perturbations (erreurs de modélisation et les perturbations externes).

Nous considérons que sous l'effet de toutes les perturbations, les termes B_1 , B_2 et ξ_2 dévient respectivement de leurs valeurs connues par les variations $\Delta B_1, \Delta B_2$ et $\Delta \xi_2$ donc B_1, B_2 et ξ_2 peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} B_1 &= B_{10} + \Delta B_1; \quad \Delta B_1 = \varepsilon_{B1} B_{10} \\ B_2 &= B_{20} + \Delta B_2; \quad \Delta B_2 = \varepsilon_{B2} B_{20} \\ \xi_2 &= \xi_{20} + \Delta \xi_2; \quad \Delta \xi_2 = \varepsilon_{\xi_2} \xi_{20} \end{aligned} \quad (\text{IV.27})$$

Où ε_{B1} , ε_{B2} et ε_{ξ_2} sont les taux de déviation représentés chacun par le rapport entre la variation de la grandeur considérée et sa valeur nominale.

En utilisant la relation (IV.27) et la loi de commande (IV.25), la dynamique des surfaces de glissement (IV.18) devient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -(1 + \varepsilon_{B1})B_{10} + (1 + \varepsilon_{\xi_2})(B_{10}(\hat{Z}) - k_{s1} \text{sign}(S_1) - G_{s1}S_1) \\ \dot{S}_2 = -(1 + \varepsilon_{B2})B_{20} + (1 + \varepsilon_{\xi_2})(B_{20}(\hat{Z}) - k_{s2} \text{sign}(S_2) - G_{s2}S_2) \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Cette dernière relation peut être mise sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (\varepsilon_{\xi_2} - \varepsilon_{B1})B_{10} - (1 + \varepsilon_{\xi_2})k_{s1} \text{sign}(S_1) - (1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s1}S_1 \\ \dot{S}_2 = (\varepsilon_{\xi_2} - \varepsilon_{B2})B_{20} - (1 + \varepsilon_{\xi_2})k_{s2} \text{sign}(S_2) - (1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s2}S_2 \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Associons à la dynamique (IV.29), la fonction de Lyapunov $V_{or} = \frac{1}{2}S^T S$. Sa dérivée temporelle est donnée par $\dot{V}_{or} = \dot{S}^T S$. En exploitant (IV.29), \dot{V}_{or} prends la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{or} &= (\varepsilon_{\xi_2} - \varepsilon_{B1})B_{10}(\hat{Z})S_1 + (\varepsilon_{\xi_2} - \varepsilon_{B2})B_{20}(\hat{Z})S_2 - (1 + \varepsilon_{\xi_2})(k_{s1}|S_1| + k_{s2}|S_2|) - \\ &\quad (1 + \varepsilon_{\xi_2})(G_{s1}S_1^2 + G_{s2}S_2^2) \end{aligned} \quad (\text{IV.30})$$

Nous admettons que les taux de déviation ε_{B1} , ε_{B2} et ε_{ξ_2} sont bornés tels que :

$$\bar{\varepsilon}_{B1} = \max(|\varepsilon_{B1}(t)|), \quad \bar{\varepsilon}_{B2} = \max(|\varepsilon_{B2}(t)|) \quad \text{et} \quad \bar{\varepsilon}_{\xi_2} = \max(\varepsilon_{\xi_2}(t))$$

De plus $\varepsilon_{\xi_2} > 0$ (voir Annexe1), donc, \dot{V}_{or} vérifie l'inégalité suivante:

$$\dot{V}_{or} \leq (\bar{\varepsilon}_{\xi_2} + \bar{\varepsilon}_{B1})|B_{10}(\hat{Z})||S_1| + (\bar{\varepsilon}_{\xi_2} + \bar{\varepsilon}_{B2})|B_{20}(\hat{Z})||S_2| - (k_{s1}|S_1| + k_{s2}|S_2|) - (G_{s1}S_1^2 + G_{s2}S_2^2) \quad (IV.31)$$

Si les gains de commande k_{s1} et k_{s2} sont imposés tels que :

$$\begin{aligned} k_{s1} &\geq (\bar{\varepsilon}_{\xi_2} + \bar{\varepsilon}_{B1})|B_{10}(\hat{Z})| + T_{s1} \\ k_{s2} &\geq (\bar{\varepsilon}_{\xi_2} + \bar{\varepsilon}_{B2})|B_{20}(\hat{Z})| + T_{s2} \end{aligned} \quad (IV.32)$$

Où T_{s1} et T_{s2} sont des constantes positives par conséquent il en découle :

$\dot{V}_{or} \leq -(G_{s1}S_1^2 + G_{s2}S_2^2) < 0$, $\forall S_1 \neq 0$ et $\forall S_2 \neq 0$. Ceci signifie que S_i ($i = 1, 2$) convergent asymptotiquement vers zéro. La stabilité globale et la robustesse de la commande proposée sont alors établies dans la condition où la relation (IV.32) est vérifiée.

IV.IV. Bornitude des états électriques de la MADA

Dans cette section, notre objectif est de vérifier la bornitude des états lorsque la MADA est pilotée par la loi de commande (IV.25)-(IV.26).

IV.IV.1. Bornitude des puissances statoriques et leurs trajectoires

Sous la condition (IV.32), il est clair que :

$$k_{s1} \geq T_{s1} \text{ et } k_{s2} \geq T_{s2} \quad (IV.33)$$

Nous sélectionnons deux constantes positives F_{s1} et F_{s2} comme suit :

$$\begin{cases} F_{s1} = \min((1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s1}) \\ F_{s2} = \min((1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s2}) \end{cases} \quad (IV.34)$$

Alors ;

$$\begin{cases} F_{s1} \leq (1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s1} \\ F_{s2} \leq (1 + \varepsilon_{\xi_2})G_{s2} \end{cases} \quad (IV.35)$$

Prenant en considération (IV.33), (IV.35) et (IV.29), le régime de glissement est donné par :

$$\begin{cases} \dot{S}_i \leq -T_{si} \text{sign}(S_i) - F_{si} S_i; S_i \geq 0 \\ \dot{S}_i \geq -T_{si} \text{sign}(S_i) - F_{si} S_i; S_i \leq 0 \end{cases}, i = 1,2 \quad (\text{IV.36})$$

Le système d'inégalité (IV.36) implique que :

$$\begin{cases} S_i(t) \leq (S_i(0) + (T_{si}/F_{si}))e^{-F_{si}t} - (T_{si}/F_{si}); S_i \geq 0 \\ S_i(t) \geq (S_i(0) - (T_{si}/F_{si}))e^{-F_{si}t} + (T_{si}/F_{si}); S_i \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

Utilisant (IV.37) et en partant de $S_i(0)$, les temps de convergence t_{ci} de $S_i(t)$ vers zéro sont bornés tels que :

$$t_{ci} \leq t_{mi} \text{ avec, } t_{mi} = \frac{1}{F_{si}} \ln \left(|S_i(0)| \frac{F_{si}}{T_{si}} + 1 \right) \text{ et } i = 1,2 \quad (\text{IV.38})$$

Dans le cas où les références des puissances au stator sont constantes durant un intervalle de temps supérieure à t_{mi} , ($i = 1,2$), les puissances statoriques sont alors bornées et leurs trajectoires sont donnée par :

$$\begin{cases} P_s(t) \leq \left((P_s(0) - P_{ref}) + (T_{s1}/F_{s1}) \right) e^{-F_{s1}t} - (T_{s1}/F_{s1}) + P_{ref}; P_s(0) \geq P_{ref}; t \leq t_{c1} \\ P_s(t) \geq \left((P_s(0) - P_{ref}) - (T_{s1}/F_{s1}) \right) e^{-F_{s1}t} + (T_{s1}/F_{s1}) + P_{ref}; P_s(0) \leq P_{ref}; t \leq t_{c1} \\ P_s(t) = P_{ref}; t \geq t_{c1} \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

$$\begin{cases} Q_s(t) \leq \left((Q_s(0) - Q_{ref}) + (T_{s2}/F_{s2}) \right) e^{-F_{s2}t} - (T_{s2}/F_{s2}) + Q_{ref}; Q_s(0) \geq Q_{ref}; t \leq t_{c2} \\ Q_s(t) \geq \left((Q_s(0) - Q_{ref}) - (T_{s2}/F_{s2}) \right) e^{-F_{s2}t} + (T_{s2}/F_{s2}) + Q_{ref}; Q_s(0) \leq Q_{ref}; t \leq t_{c2} \\ Q_s(t) = Q_{ref}; t \geq t_{c2} \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

IV.IV.2. Bornitude et trajectoires des composantes du flux rotorique

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à l'évolution des composantes (d, q) du flux rotorique lorsque la loi de commande à nombre réduit de capteurs est appliquée.

Rappelons que dans le repère de Park (d, q) , le modèle de la MADA est donnée par :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Et,

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

Exploitant la relation (IV.42), nous pouvons écrire les composantes du flux rotorique sous la forme :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.43})$$

En négligeant les termes $R_s i_{ds}$ et $R_s i_{qs}$ dans les deux premières équations de (IV.41), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds} \cong \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} \cong \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

Dans la condition où l'axe (q) est attaché au vecteur de la tension statorique ($v_{ds} = 0$), les composantes du flux statorique sont approximées par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} \cong \frac{v_{qs}}{\omega_s} \\ \varphi_{qs} \cong 0 \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

En utilisant les expressions des composantes du flux rotorique nominal (IV.12), et en tenant compte des valeurs des paramètres de la MADA (donné au **Tableau II.1**), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} \cong \bar{\varphi}_{dr} \\ \varphi_{qs} \cong \bar{\varphi}_{qr} \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

Et (IV.43) devient :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} \cong \frac{L_r}{L_m} \begin{pmatrix} \bar{\varphi}_{dr} \\ \bar{\varphi}_{qr} \end{pmatrix} - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.47})$$

Tenant en considération l'ordre de grandeur des paramètres de la machine ($\frac{L_r}{L_m} \cong 1, \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \ll 0.001$), les relations (IV.47) confirme bien que les composantes du flux rotorique évoluent autour de leurs valeurs nominales. En conséquence, la bornitude du flux rotorique, en régime transitoire et permanent, est bien établie.

IV.IV.3. Bornitude du courant rotorique

Nous avons déjà établi que les puissances statoriques et le flux rotorique sont bornées si de plus, les termes $\left| \frac{1}{d_1} \right|$ et $\left| \frac{d_2}{d_1} \right|$ sont finis (le terme d_1 est non-nul et d_2 est borné est fini, d'après (IV.3)) par conséquent, en se basant sur la relation (IV.2), les composantes du courant rotorique peuvent être bornées comme suit :

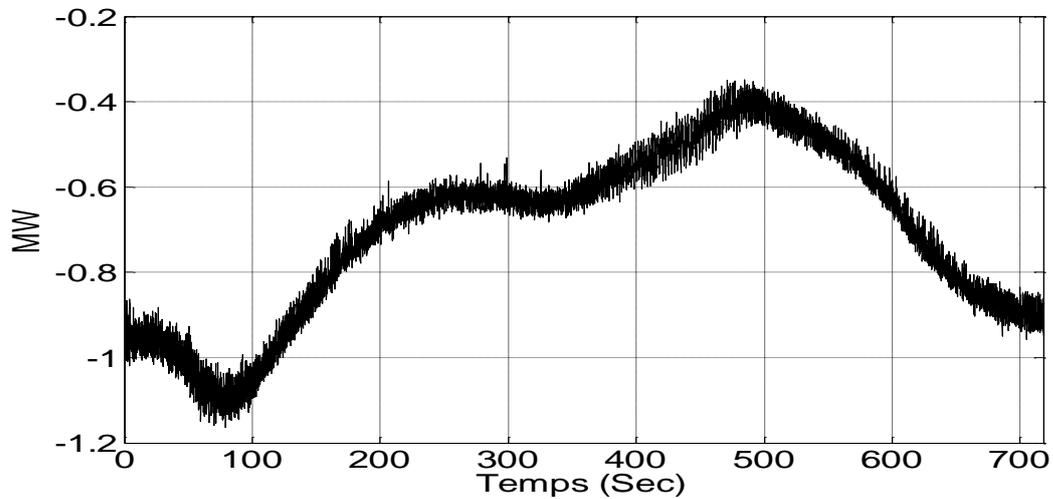
$$\begin{cases} |x_1| \leq \left| \frac{1}{d_1} \right| \text{Max}(|Q_s(0)|, |Q_{ref}|) + \left| \frac{d_2}{d_1} \right| |x_3| \\ |x_2| \leq \left| \frac{1}{d_1} \right| \text{Max}(|P_s(0)|, |P_{ref}|) + \left| \frac{d_2}{d_1} \right| |x_4| \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

Donc, nous pouvons conclure que la loi de commande proposée assure la bornitude de tous des états électriques de la MADA aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. Nous rappelons que ces états concernent les puissances au stator, les composantes du flux et celles du courant au rotor.

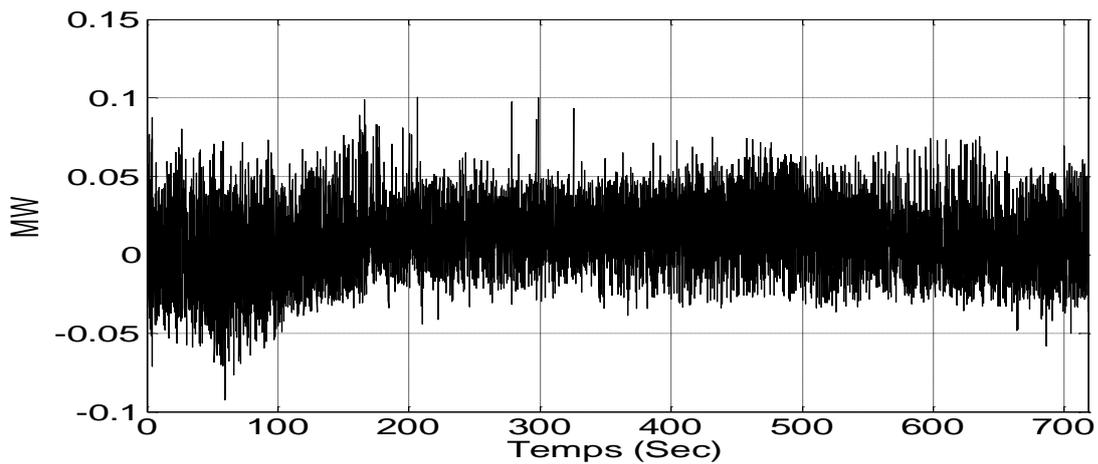
IV.V. Résultats des simulations

Les résultats de la simulation de la chaîne éolienne proposée à l'étude, représentée à la **Figure IV.1**, sont obtenus dans les conditions des données issues du **Test-A** où la MADA est pilotée par la loi de commande par les modes glissants à nombre réduit de capteurs (IV.25). Les résultats ont été obtenus en imposant les gains de commande suivants $k_{s1} = k_{s2} = 5 \cdot 10^6$ et $G_{s1} = G_{s2} = 100$. La puissance active au stator suit sa référence (**Fig. IV.2a & IV.2b**) de même, la puissance réactive au stator varie autour de sa référence (**Fig. IV.2c**). De

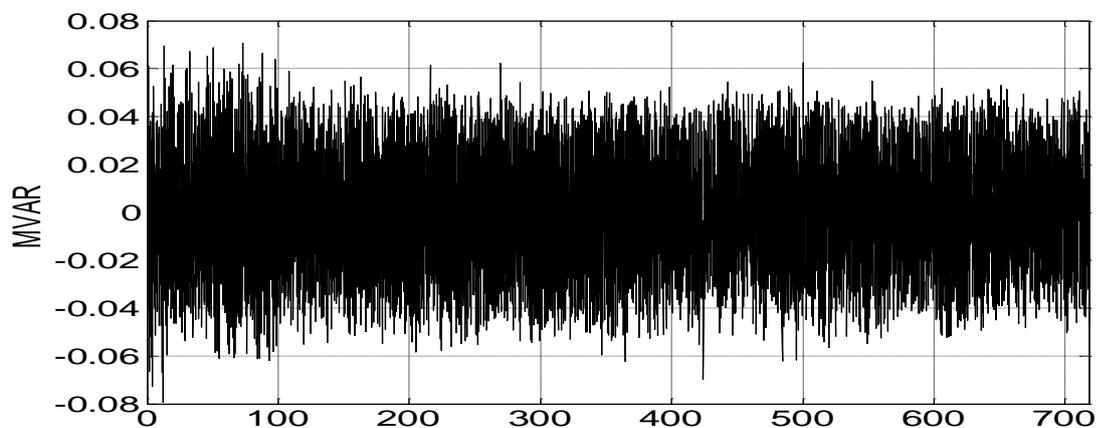
plus, le courant au rotor évolue dans une limite acceptable pour cette puissance de la machine (**Fig. IV.2d**). La puissance active au rotor reste toujours inférieure à 30% de la puissance nominale de la machine pour laquelle le convertisseur est dimensionné (**Fig. IV.2e**).



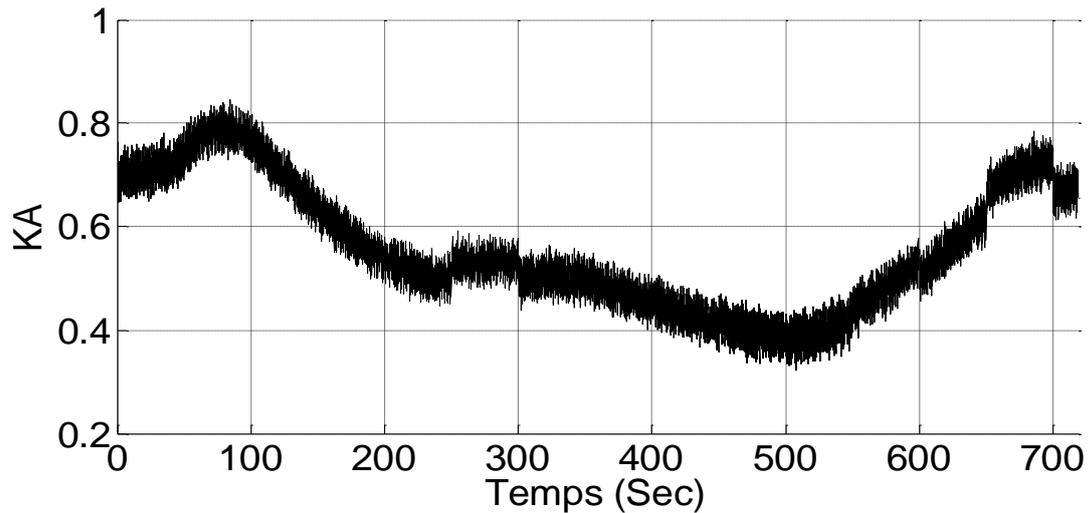
a) Puissance active statorique.



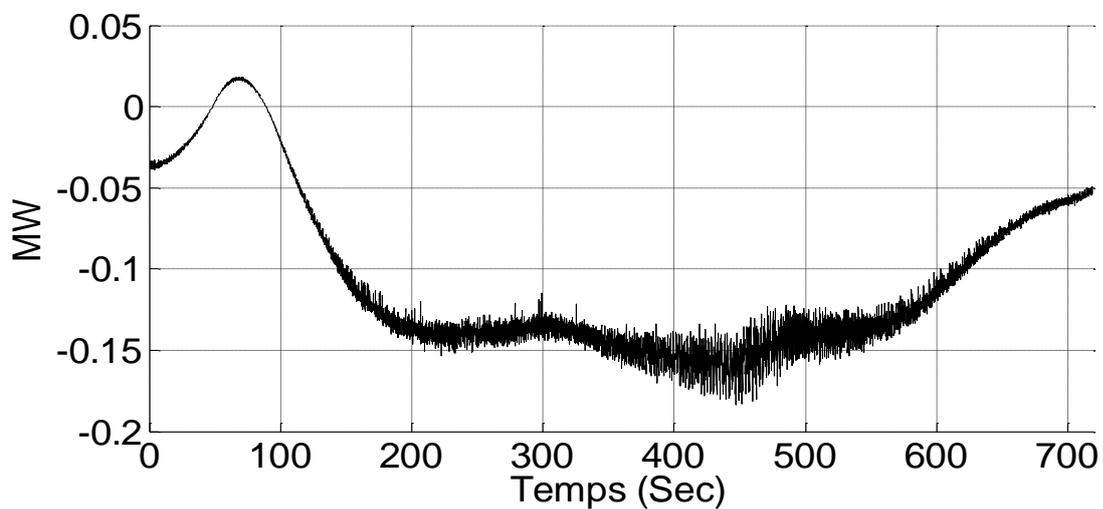
b) Erreur de commande de la puissance active statorique.



c) Puissance réactive statorique.



d) Amplitude du courant au rotor.



e) La puissance active au rotor.

Fig. IV.2. Réponse de l'éolienne au Test-A où la MADA est pilotée par la loi de commande (IV.25)

IV.VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une commande par les modes glissants des puissances au stator produites par une éolienne à base d'une MADA. L'intérêt de cette commande réside dans le fait qu'elle s'affranchit de l'estimation du flux et de la mesure des courants au rotor contrairement [41] aux lois de commande proposées dans la littérature. Par conséquent, les inconvénients des commandes classiques, ayant recours à l'estimation du flux, sont complètement dépassés. Notre méthode peut être qualifiée par commande à nombre réduit de capteurs. L'approche proposée est fondée sur un modèle non linéaire de la MADA.

En premier lieu, nous avons développé notre approche en se basant sur un modèle d'état de la MADA faisant appel au courant du stator, le flux au rotor et la pulsation mécanique ; le courant au rotor n'est pas utilisée (i.e ; les capteurs du courant au rotor ne sont pas nécessaires). En second lieu, nous avons établi la stabilité globale de la loi de commande en présence des perturbations (i.e., erreur d'estimation du flux, erreurs de modélisation et perturbation du réseau). Enfin, nous avons vérifié la bornitude des états électriques de la machine suite à l'application de la loi de commande proposée et entre autre, nous avons prouvé que les composantes du flux au rotor évoluent au voisinage de leurs valeurs nominales. La simulation de la méthode proposée est mise en œuvre dans le cas d'une éolienne sous les conditions du **Test-A**. Les résultats obtenus sont satisfaisants, même en présence des perturbations, ce qui confirme la faisabilité de la loi de commande proposée.

Chapitre V

*Commande par les Modes Glissants à Faible Gain
et à Nombre Réduit de Capteurs*

Chapitre V

Commande par les Modes Glissants à Faible Gain et à Nombre Réduit de Capteurs

V.I. Introduction

Une commande des puissances au stator à faibles gains a été déjà proposée au premier chapitre afin de remédier au problème du broutement, mais cette méthode nécessite la mesure des courants au stator et au rotor. Nous avons remédié en partie à ces inconvénients en proposant au quatrième chapitre une commande à nombre réduit de capteurs (i.e. se passant de la mesure des courants et des tensions au stator), cependant les gains de glissement imposés sont élevés. Pour préserver les avantages de la commande précédente et éviter en même temps ces inconvénients, nous proposons d'élaborer dans ce chapitre une commande des puissances par les modes de glissement à faible gain et à nombre réduit de capteurs. Cette commande est du type adaptatif par les modes de glissement, sans capteurs de courant au rotor. En effet, cette commande est synthétisée à partir d'un modèle non linéaire de la machine de plus la valeur du flux nominal est utilisée à la place de la valeur courante du flux. De ce fait, l'estimation du flux n'est plus nécessaire, ce qui élimine complètement les problèmes des méthodes d'estimation classiques. Cependant, un terme adaptatif est ajouté à la loi de commande afin d'atténuer l'effet du broutement. La faisabilité de notre méthode est validée par simulation, dans le cas d'une éolienne, à base d'une MADA, de puissance de 1.5 MW. Les performances et la robustesse sont évaluées en présence des variations paramétriques, et des différentes perturbations pouvant affecter le réseau électrique. Par ailleurs à la fin du présent chapitre, on trouve une étude comparative entre les différentes méthodes développées dans cette thèse.

V.II. Modèles de la MADA et flux nominal

V.II.1. Représentation d'état de la MADA

Le modèle d'état, est établi dans le repère (d, q) , en modifiant le modèle de la MADA établi au deuxième chapitre de manière à l'exprimer en fonction du courant au stator (i_{ds}, i_{qs}) , du flux au stator $(\varphi_{ds}, \varphi_{qs})$ et de la pulsation mécanique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -a_1 i_{ds} + a_2 \varphi_{ds} + \omega_s a_3 \varphi_{qs} - g \omega_s i_{qs} \\ \quad + a_3 \omega_s g \varphi_{qs} + a_3 v_{ds} - \xi v_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -a_1 i_{qs} - \omega_s a_3 \varphi_{ds} + a_2 \varphi_{qs} + g \omega_s i_{ds} \\ \quad - a_3 \omega_s g \varphi_{ds} + a_3 v_{qs} - \xi v_{qr} \\ \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -R_s i_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + v_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -R_s i_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + v_{qs} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = b_1 (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) + b_2 (\tau_{vis} + \tau_G) \end{array} \right. \quad (V.1)$$

Où :

$$a_1 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_s T_r}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_s}, \xi = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} b_1 = \frac{P^2}{J}, b_2 = \frac{P}{J}, g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}.$$

V.II.2. Dynamique des sorties

Rappelons que les expressions des puissances au stator de la MADA sont données dans le repère (d, q) par :

$$P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (V.2)$$

$$Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (V.3)$$

En exploitant le système dynamique (V.1) et les expressions des puissances (V.2) et (V.3), la dynamique des sorties (P_s, Q_s) et celle du flux au stator peuvent être explicitées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP_s}{dt} = -a_1 P_s + a_2 (\varphi_{ds} v_{ds} + \varphi_{qs} v_{qs}) + a_3 \omega_s (1 + g) (\varphi_{qs} v_{ds} - \varphi_{ds} v_{qs}) + g \omega_s Q_s \\ \quad + \dot{v}_{ds} i_{ds} + \dot{v}_{qs} i_{qs} - \xi v_{ds} v_{dr} - \xi v_{qs} v_{qr} + a_3 (v_{ds}^2 + v_{qs}^2) \\ \frac{dQ_s}{dt} = -a_1 Q_s - a_2 (\varphi_{qs} v_{ds} - \varphi_{ds} v_{qs}) + a_3 \omega_s (1 + g) (\varphi_{qs} v_{qs} + \varphi_{ds} v_{ds}) - g \omega_s P_s \\ \quad + \dot{v}_{qs} i_{ds} - \dot{v}_{ds} i_{qs} - \xi v_{qs} v_{dr} + \xi v_{ds} v_{qr} \\ \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -R_s i_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + v_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -R_s i_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + v_{qs} \end{array} \right. \quad (V.4)$$

V.II.3. Flux statorique nominal

Dans cette section, nous déterminons la valeur nominale du flux au stator représentées par les composantes $(\bar{\varphi}_{ds}, \bar{\varphi}_{qs})$, qui va se substituer à la valeur courante du flux au stator dans le calcul de la loi de commande proposée. Dans ce but, nous considérons que le système (V.1) est en régime permanent où le couple de charge est nul de plus le rotor de la MADA est en court-circuit. Dans cette situation, les quatre premières équations du système (V.1) prennent alors la forme suivante :

$$\begin{cases} 0 = -a_1 i_{ds} + a_2 \varphi_{ds} + \omega_s a_3 \varphi_{qs} + a_3 v_{ds} \\ 0 = -a_1 i_{qs} - \omega_s a_3 \varphi_{ds} + a_2 \varphi_{qs} + a_3 v_{qs} \\ 0 = -R_s i_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + v_{ds} \\ 0 = -R_s i_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + v_{qs} \end{cases} \quad (V.5)$$

Les valeurs nominales des composantes du flux au stator sont déduites de (V.5) comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{ds} = \left(\frac{1}{T_{sN}} v_{ds} + \omega_{sN} v_{qs} \right) / \left(\frac{1}{T_{sN}^2} + \omega_{sN}^2 \right) \\ \bar{\varphi}_{qs} = \left(\frac{1}{T_{sN}} v_{qs} - \omega_{sN} v_{ds} \right) / \left(\frac{1}{T_{sN}^2} + \omega_{sN}^2 \right) \end{cases} \quad (V.6)$$

Où ω_{sN} représente la valeur nominale de la pulsation du réseau et T_{sN} représente la constante de temps du stator T_s calculée pour les valeurs nominales des paramètres de la MADA.

V.III. Commande par les modes glissants à nombre réduit de capteurs et analyse de la stabilité

V.III.1. Cas idéal

Dans cette section, la commande par les modes glissants est élaborée dans le cas idéal, où les paramètres de la MADA ainsi que le flux au stator sont considérés comme étant bien connus. Cette loi de commande doit assurer la convergence des puissances au stator P_s et Q_s vers leur référence respective P_{ref} et Q_{ref} .

Le vecteur des surfaces de glissement $S = (S_1, S_2)^T$ est pris comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = P_s - P_{ref} \\ S_2 = Q_s - Q_{ref} \end{cases} \quad (V.7)$$

Nous supposons que les valeurs P_{ref} et Q_{ref} et leurs dérivées \dot{P}_{ref} et \dot{Q}_{ref} sont connues, la dynamique du vecteur des surfaces de glissement S est donné par la relation (V.8) et elle est explicitées en (V.9):

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s - \dot{P}_{ref} \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s - \dot{Q}_{ref} \end{cases} \quad (V.8)$$

Ou encore explicitement :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = M_1 - \xi v_{ds} v_{dr} - \xi v_{qs} v_{qr} \\ \dot{S}_2 = M_2 - \xi v_{qs} v_{dr} + \xi v_{ds} v_{qr} \end{cases} \quad (V.9)$$

Avec ;

$$\begin{cases} M_1 = -a_1 P_s + a_2 (\varphi_{ds} v_{ds} + \varphi_{qs} v_{qs}) + a_3 \omega_s (1 + g) (\varphi_{qs} v_{ds} - \varphi_{ds} v_{qs}) + g \omega_s Q_s \\ \quad + \dot{v}_{ds} i_{ds} + \dot{v}_{qs} i_{qs} + \frac{3}{2\sigma L_s} V_s^2 - \dot{P}_{ref} \\ M_2 = -a_1 Q_s - a_2 (\varphi_{qs} v_{ds} - \varphi_{ds} v_{qs}) + a_3 \omega_s (1 + g) (\varphi_{qs} v_{qs} + \varphi_{ds} v_{ds}) - g \omega_s P_s \\ \quad + \dot{v}_{qs} i_{ds} - \dot{v}_{ds} i_{qs} - \dot{Q}_{ref} \end{cases} \quad (V.10)$$

V_s étant l'amplitude de la tension du réseau, elle est donnée par :

$$V_s = \sqrt{2/3} \sqrt{(v_{ds})^2 + (v_{qs})^2}:$$

Nous imposons une dynamique aux surfaces de glissement (\dot{S}_1, \dot{S}_2) telle que :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -k_{s1} \text{sign}(S_1) \\ \dot{S}_2 = -k_{s2} \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (V.11)$$

Où k_{s1} et k_{s2} représentent les gains positifs de la commande. Tenant compte de la relation (V.9), la condition (V.11) ne peut être vérifiée que si la loi de commande est imposée comme suit :

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{M_1 v_{ds} + M_2 v_{qs} + k_{s1} \text{sign}(S_1) v_{ds} + k_{s2} \text{sign}(S_2) v_{qs}}{3/2 \xi (V_s)^2} \\ v_{qr} = \frac{M_1 v_{qs} - M_2 v_{ds} + k_{s1} \text{sign}(S_1) v_{qs} - k_{s2} \text{sign}(S_2) v_{ds}}{3/2 \xi (V_s)^2} \end{cases} \quad (V.12)$$

L'existence de loi de commande (V.12) est assurée du fait que $\xi > 0$ et $V_s \neq 0$.

Nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_c = \frac{1}{2} S^T S \quad (\text{V.13})$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{V}_c = \dot{S}^T S \quad (\text{V.14})$$

Exploitant (V.11), \dot{V}_c prends la forme:

$$\dot{V}_c = -\sum_{i=1}^2 (k_{si} |S_i|) \quad (\text{V.15})$$

D'où:

$$\dot{V}_c < 0, \forall S_i \neq 0 \quad (\text{V.16})$$

La relation (V.16) implique que S_i convergent asymptotiquement vers zéro, et donc les sorties P_s et Q_s suivent leurs références P_{ref} et Q_{ref} .

V.III.2. Loi de commande à nombre réduit de capteurs

Dans le sous-paragraphe précédent, la loi de commande a été synthétisée dans le cas où les paramètres de la MADA et le flux au stator sont bien connus. En pratique, cela n'est pas réalisable, du fait que les paramètres sont variables et leurs variations dépendent de plusieurs facteurs de plus, les méthodes traditionnelles d'estimation du flux au stator peuvent introduire d'importantes erreurs pouvant conduire à une divergence de la loi de commande.

Comme le flux au stator de la MADA évolue autour de sa valeur nominale, et afin de surmonter le problème de sensibilité des méthodes habituelles d'estimation du flux au stator, nous proposons de remplacer la valeur courante du flux au stator par sa valeur nominale représentée par les composantes (V.6). Pour obtenir la loi de commande par les modes glissants à nombre réduit de capteurs, nous modifions la loi (V.12) de manière à ce qu'elle soit calculée uniquement en fonction des valeurs nominales des paramètres de la MADA et de

la valeur nominale du flux au stator. Cette modification conduit à la loi de commande suivante :

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{\bar{M}_1 v_{ds} + \bar{M}_2 v_{qs} + k_{s1} \text{sign}(S_1) v_{ds} + k_{s2} \text{sign}(S_2) v_{qs}}{3/2 \xi_0 (V_s)^2} \\ v_{qr} = \frac{\bar{M}_1 v_{qs} - \bar{M}_2 v_{ds} + k_{s1} \text{sign}(S_1) v_{qs} - k_{s2} \text{sign}(S_2) v_{ds}}{3/2 \xi_0 (V_s)^2} \end{cases} \quad (\text{V.17})$$

Avec,

$$\begin{cases} \bar{M}_1 = -a_{10} P_s + a_{20} (\bar{\varphi}_{ds} v_{ds} + \bar{\varphi}_{qs} v_{qs}) + a_{30} \omega_{sN} (1 + \bar{g}) (\bar{\varphi}_{qs} v_{ds} - \bar{\varphi}_{ds} v_{qs}) \\ \quad + \bar{g} \omega_{sN} Q_s + \frac{3}{2} a_{30} (V_s)^2 + \dot{v}_{ds} i_{ds} + \dot{v}_{qs} i_{qs} - \dot{P}_{ref} \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

$$\begin{cases} \bar{M}_2 = -a_{10} Q_s - a_{20} (\bar{\varphi}_{qs} v_{ds} - \bar{\varphi}_{ds} v_{qs}) + a_{30} \omega_{sN} (1 + \bar{g}) (\bar{\varphi}_{qs} v_{qs} + \bar{\varphi}_{ds} v_{ds}) - \bar{g} \omega_{sN} P_s \\ \quad + \dot{v}_{qs} i_{ds} - \dot{v}_{ds} i_{qs} - \dot{Q}_{ref} \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

$$\bar{g} = \frac{\omega_{sN} - \omega}{\omega_{sN}}$$

Il est à noter que les coefficients ξ_0 , a_{10} , a_{20} et a_{30} apparaissant dans les relations (V.18) et (V.19), correspondent respectivement aux coefficients ξ , a_1 , a_2 et a_3 calculés uniquement en fonction des paramètres nominaux de la MADA.

Le coefficient de dispersion σ est sensiblement constant car l'inductance du stator, celle du rotor et l'inductance mutuelle subissent le même taux de variation.

V.III.3. Etude de stabilité

Dans ce paragraphe, une étude est consacré à la stabilité et la robustesse de la loi de commande à nombre réduit de capteurs (V.17) afin d'établir les conditions nécessaires pour assurer la convergence des surfaces de glissement vers zéro. Par ailleurs, sous l'effet des variations paramétriques, des erreurs de modélisation et des erreurs d'estimation du flux au stator, les termes M_1 , M_2 et ξ sont susceptibles de dévier autour de leurs valeurs connues respectivement \bar{M}_1 , \bar{M}_2 , ξ_0 par des variations notées respectivement ΔM_1 , ΔM_2 et $\Delta \xi$. De ce fait, les termes M_1 , M_2 et ξ peuvent être écrits sous la forme :

$$\begin{aligned} M_1 &= \bar{M}_1 + \Delta M_1; \quad \Delta M_1 = \varepsilon_{M1} \bar{M}_1 \\ M_2 &= \bar{M}_2 + \Delta M_2; \quad \Delta M_2 = \varepsilon_{M2} \bar{M}_2 \end{aligned}$$

$$\xi = \xi_0 + \Delta\xi ; \Delta\xi = \varepsilon_\xi \xi_0 \quad (\text{V.20})$$

En utilisant les relations (V.20) et la loi de commande (V.17), la dynamique des surfaces de glissement (V.8) peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(1 + \varepsilon_{M1} - \frac{\xi}{\xi_{20}}\right) \bar{M}_1 - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s1} \text{sign}(S_1) \\ \dot{S}_2 = \left(1 + \varepsilon_{M1} - \frac{\xi}{\xi_{20}}\right) \bar{M}_2 - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s2} \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Nous associons à la dynamique (V.21), la fonction de Lyapunov $V_{or} = \frac{1}{2} S^T S$. Sa dérivée est donnée par $\dot{V}_{or} = \dot{S}^T S$ et en exploitant (V.21), \dot{V}_{or} prends la forme :

$$\begin{cases} \dot{V}_{or} = \left(1 + \varepsilon_{M1} - \frac{\xi}{\xi_0}\right) \bar{M}_1 S_1 - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s1} |S_1| \\ \quad + \left(1 + \varepsilon_{M2} - \frac{\xi}{\xi_0}\right) \bar{M}_2 S_2 - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s2} |S_2| \end{cases} \quad (\text{V.22})$$

Nous supposons que ε_{M1} , ε_{M2} , ε_ξ et ξ sont bornés comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{M1} &= \max_{t \geq 0} (|\varepsilon_{M1}(t)|), \bar{\varepsilon}_{M2} = \max_{t \geq 0} (|\varepsilon_{M2}(t)|) \\ \bar{\varepsilon}_\xi &= \max_{t \geq 0} (|\varepsilon_\xi(t)|), \underline{\xi} = \min_{t \geq 0} (|\xi(t)|) \end{aligned}$$

Comme, $\frac{\xi}{\xi_0} > 0$, donc la dynamique \dot{V}_{or} peut-être bornée telle que :

$$\begin{cases} \dot{V}_{or} \leq \left(1 + \bar{\varepsilon}_{M1} + \frac{\xi}{\xi_0}\right) |\bar{M}_1| |S_1| - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s1} |S_1| \\ \quad + \left(1 + \bar{\varepsilon}_{M2} + \frac{\xi}{\xi_0}\right) |\bar{M}_2| |S_2| - \frac{\xi}{\xi_0} k_{s2} |S_2| \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

Afin de rendre la dynamique \dot{V}_{or} négative, les coefficients k_{s1} et k_{s2} peuvent être imposés comme suit :

$$\begin{aligned} k_{s1} &> \frac{\xi_0}{\underline{\xi}} (2 + \bar{\varepsilon}_{M1} + \bar{\varepsilon}_\xi) |\bar{M}_1| \\ k_{s2} &> \frac{\xi_0}{\underline{\xi}} (2 + \bar{\varepsilon}_{M2} + \bar{\varepsilon}_\xi) |\bar{M}_2| \end{aligned} \quad (\text{V.24})$$

Dans ce cas $\dot{V}_{or} < 0$, $\forall S_1 \neq 0$ et $\forall S_2 \neq 0$, ce qui signifie que $S_i (i = 1, 2)$ convergent asymptotiquement vers zéro, et le mode de glissement est consistant malgré les effets de toutes les perturbations pouvant affectées le système. De ce fait, la stabilité et la robustesse de la loi de commande à nombre réduit de capteurs sont établies sous la condition (V.24).

V.IV. Loi de commande proposée

Nous avons développé, dans la section précédente, une commande par les modes glissants à nombre réduit de capteurs, sans capteurs de courant au rotor et sans aucun modèle dynamique d'estimation du flux au stator. Néanmoins, pour maintenir le régime de glissement, les gains de commande k_{s1} et k_{s2} , comme indiquée par la relation (V.24), peuvent être importants dans la situation où les bornes supérieures $(\bar{\varepsilon}_{M1}, \bar{\varepsilon}_{M2}, \bar{\varepsilon}_\xi)$ prennent de fortes valeurs. De plus, Il est bien établi que des gains élevés provoquent un important broutement. Dans le but d'obtenir une commande par les modes de glissement à nombre réduit de capteurs et à faible gain assurant l'atténuation du broutement, nous proposons de modifier la commande (V.17) par l'ajout d'un terme adaptatif.

Nous proposons de réécrire la dynamique (V.10) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \bar{M}_1 - \xi_0 v_{ds} v_{dr} - \xi_0 v_{qs} v_{qr} + \Delta R_1 \\ \dot{S}_2 = \bar{M}_2 - \xi_0 v_{qs} v_{dr} + \xi_0 v_{ds} v_{qr} + \Delta R_2 \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Il est à noter que dans la relation (V.25), $\bar{M}_1, \bar{M}_2, \xi_0$ représentent les termes bien connus et ΔR_1 et ΔR_2 correspondent aux termes inconnus. Ces derniers sont supposés continus et bornés. Nous proposons donc, de reconstituer ΔR_1 et ΔR_2 sous la forme :

$$\Delta R_1 = W_1^T \theta_1^* + \varepsilon_1; \Delta R_2 = W_2^T \theta_2^* + \varepsilon_2 \quad (\text{V.26})$$

Où $(W_1^T, W_2^T), (\theta_1^*, \theta_2^*)$ et $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ sont respectivement les vecteurs de régression, les vecteurs des paramètres idéaux et les erreurs inévitables de reconstruction.

En introduisant (V.26) dans (V.25), il vient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \bar{M}_1 - \xi_0 v_{ds} v_{dr} - \xi_0 v_{qs} v_{qr} + W_1^T \theta_1^* + \varepsilon_1 \\ \dot{S}_2 = \bar{M}_2 - \xi_0 v_{qs} v_{dr} + \xi_0 v_{ds} v_{qr} + W_2^T \theta_2^* + \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

À ce stade, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_a = \frac{1}{2} S^T S + \frac{1}{2\eta_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\eta_2} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 \quad (\text{V.28})$$

Avec: $\eta_j > 0$; $\tilde{\theta}_j = \theta_j^* - \hat{\theta}_j$, $j = (1,2)$ et $\hat{\theta}_j$ est l'estimé du vecteur des coefficients idéaux θ_j^* .

La dérivée temporelle de V_a conduit à :

$$\dot{V}_a = S^T \dot{S} - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\hat{\theta}}_2 \quad (\text{V.29})$$

Utilisant (V.27), la relation (V.29) devient :

$$\begin{cases} \dot{V}_a = S_1 (\bar{M}_1 - \xi_0 v_{ds} v_{dr} - \xi_0 v_{qs} v_{qr} + W_1^T \theta_1^* + \varepsilon_1) + \\ S_2 (\bar{M}_2 - \xi_0 v_{qs} v_{dr} + \xi_0 v_{ds} v_{qr} + W_2^T \theta_2^* + \varepsilon_2) - \\ \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\hat{\theta}}_2 \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

Nous proposons d'imposer les commandes v_{qr} et v_{dr} telles que :

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{(\bar{M}_1 + k_{s1} \text{sign}(S_1) - W_1^T \hat{\theta}_1) v_{ds} + (\bar{M}_2 + k_{s2} \text{sign}(S_2) - W_2^T \hat{\theta}_2) v_{qs}}{3/2 \xi_0 (V_s)^2} \\ v_{qr} = \frac{(\bar{M}_1 + k_{s1} \text{sign}(S_1) - W_1^T \hat{\theta}_1) v_{qs} - (\bar{M}_2 + k_{s2} \text{sign}(S_2) - W_2^T \hat{\theta}_2) v_{ds}}{3/2 \xi_0 (V_s)^2} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

En remplaçant dans (V.30), v_{dr} et v_{qr} par leurs expressions (V.31), \dot{V}_a devient :

$$\dot{V}_a = \left(-k_{s1} |S_1| + S_1 W_1^T \tilde{\theta}_1 - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 + S_1 \varepsilon_1 \right) + \left(-k_{s2} |S_2| + S_2 W_2^T \tilde{\theta}_2 - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\hat{\theta}}_2 + S_2 \varepsilon_2 \right) \quad (\text{V.32})$$

Nous proposons d'adapter les paramètres selon les lois ci-dessous :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \eta_1 S_1 W_1 \quad \text{et} \quad \dot{\hat{\theta}}_2 = \eta_2 S_2 W_2 \quad (\text{V.33})$$

En substituant dans (V.32), $\hat{\theta}_1$ et $\hat{\theta}_2$ par leurs expressions (V.33), \dot{V}_a se réduit à :

$$\dot{V}_a = (-k_{s1}|S_1| + S_1\varepsilon_1) + (-k_{s2}|S_2| + S_2\varepsilon_2) \quad (\text{V.34})$$

En considérant que les erreurs de reconstruction ε_j et $j = (1,2)$ sont bornées telles :

$$\bar{\varepsilon}_j = \max_{t \geq 0}(|\varepsilon_j(t)|) \text{ et } j = (1,2)$$

Par conséquent, \dot{V}_a vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_a \leq (-k_{s1}|S_1| + |S_1|\bar{\varepsilon}_1) + (-k_{s2}|S_2| + |S_2|\bar{\varepsilon}_2) \quad (\text{V.35})$$

Si de plus les gains k_{s1} et k_{s2} vérifient la condition (V.36):

$$k_{sj} > \bar{\varepsilon}_j \quad (\text{V.36})$$

Par conséquent \dot{V}_a est rendu négative et de ce fait S_1 et S_2 convergent asymptotiquement vers zéro.

Comme conséquence, la loi de commande (V.31) avec adaptation des paramètres selon la loi (V.33) représente la commande adaptative par les modes de glissement, à nombre réduit de capteurs et à faible gain. La stabilité de la loi de commande proposée est établie et garantie sous la condition (V.36).

V.V. Résultats de simulations et discussion

La loi de commande proposée (V.31)-(V.33) est validée par simulation dans le cas d'une éolienne à base d'une MADA dans la situation du **Test-A**.

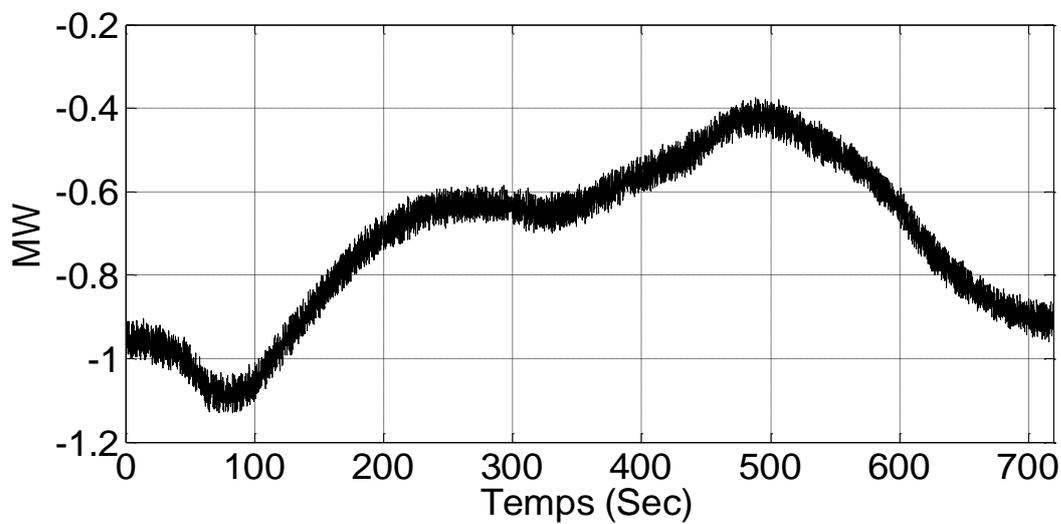
Les vecteurs de régression, W_1^T et W_2^T , intervenant dans la loi de commande (V.31), sont imposés tels que :

$$\begin{cases} W_1^T = (P_s \bar{g} Q_s \ i_{ds} \ i_{qs} \ v_{ds} \ v_{qs}) \\ W_2^T = (\bar{g} P_s \ Q_s \ i_{ds} \ i_{qs} \ v_{ds} \ v_{qs}) \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

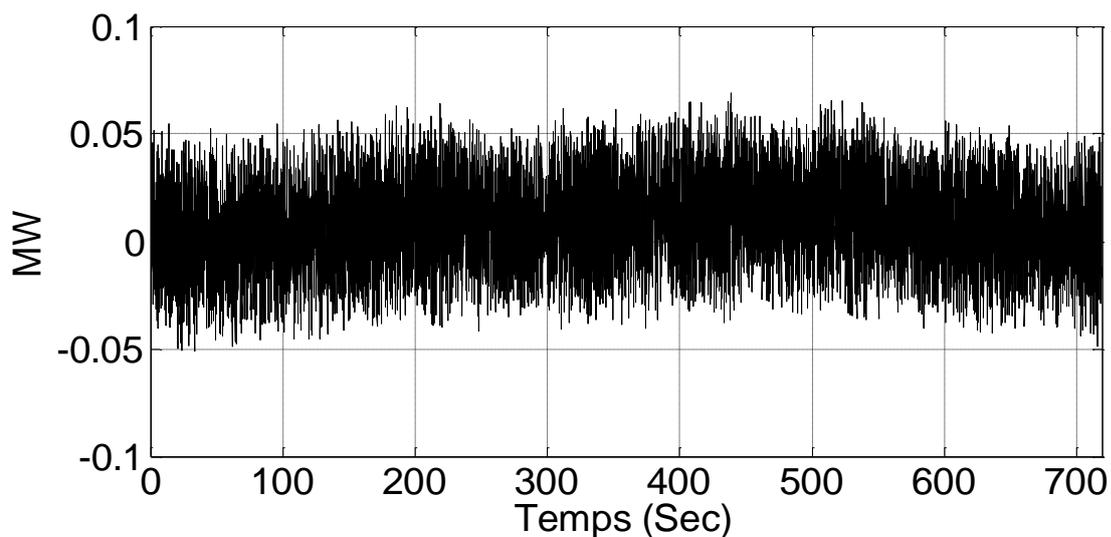
Les gains d'adaptation ainsi que ceux de la commande par les modes de glissement, qui ont donné satisfaction, sont imposés comme suit :

$$\eta_1 = 10^{-5}, \eta_2 = 10^{-3}, k_{s1} = 5 \cdot 10^4, k_{s2} = 5 \cdot 10^4 \quad (\text{V.38})$$

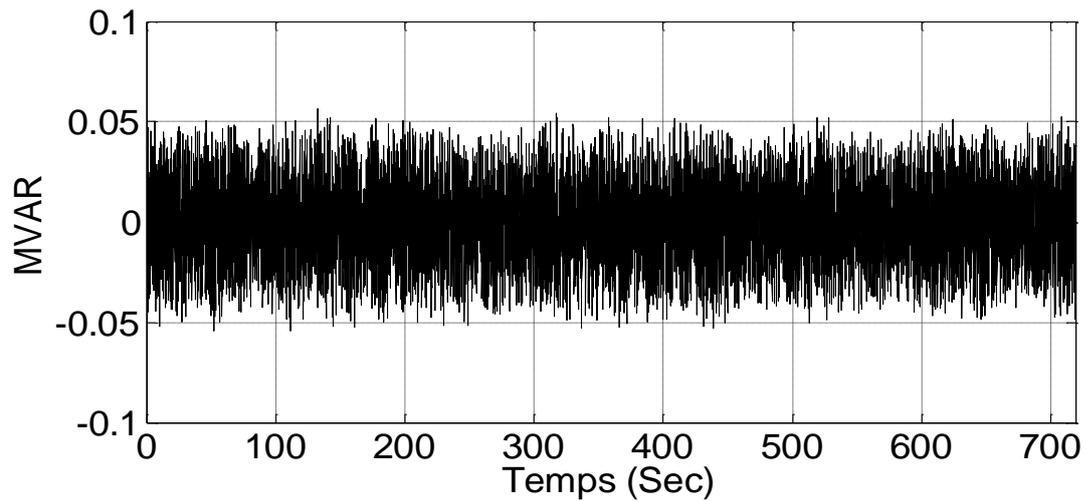
Comme il est montré à la **Figure V.1a**, la puissance active au stator suit sa référence avec une erreur maximale d'environ 8% (**Figure V.1b**). De la **Figure V.1c**, nous remarquons que la puissance réactive au stator varie autour de sa référence, avec une erreur maximale d'environ 0.05 MVAR qui est négligeable devant la puissance nominale de la machine (MADA).



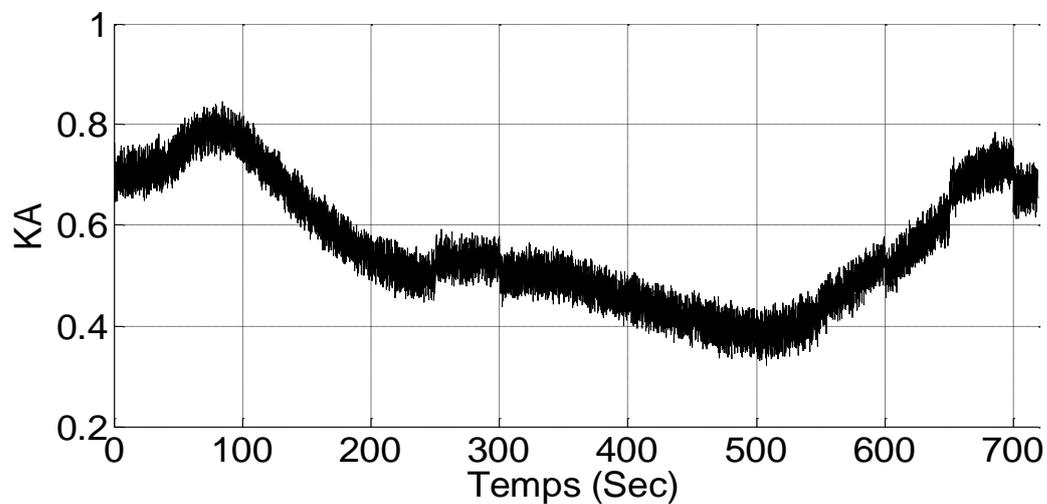
a) Puissance active a stator.



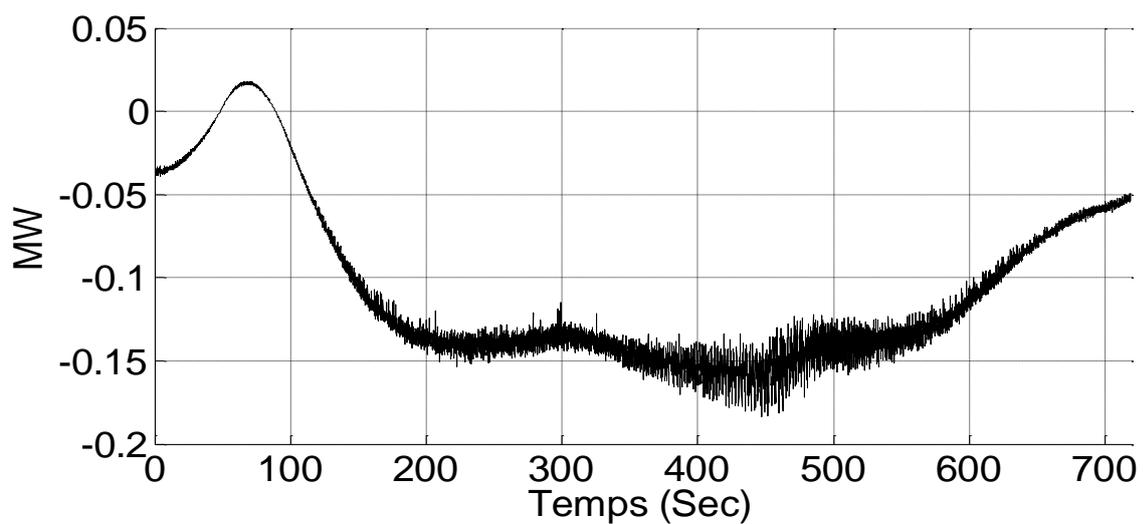
b) Erreur de la commande de la puissance active au stator.



c) Puissance réactive statorique et son erreur de commande.



d) Amplitude du courant au rotor.



e) Puissance active au rotor.

Fig.V.1 Réponse de l'éolienne au Test-A dans le cas où la MADA est pilotée par la loi de commande (V.31)

De plus, malgré la présence des variations paramétriques et des perturbations du réseau électrique considérées dans le **Test-A**, les erreurs de commande restent satisfaisantes et les signaux relatifs aux puissances au stator ne comportent pas de pointes saillantes traduisant l'inefficacité de la commande.

D'après les **Figures V.1d**, représentant l'amplitude du courant au rotor, Il est clair que les courants évoluent dans leurs limites acceptables.

La puissance au rotor reste acceptable. Il est à noter que ces résultats sont obtenus avec un faible gain, malgré le régime perturbé introduit dans le **Test-A**. Ces résultats confirment que la commande SM-DPC proposée permet d'atteindre les objectifs attendus.

Ces résultats montrent que notre commande, à faible gain et à nombre réduit de capteurs, peut assurer la commande des puissances au stator tout en respectant les limites de variation des états de la machine, malgré la présence de différentes perturbations.

V.VI. Etude comparative

Nous nous intéressons dans ce paragraphe à l'étude comparative entre les différentes méthodes développées pour la commande par les modes de glissement des puissances au stator de la MADA à savoir, la commande à faible gains (CFG), la commande à nombre réduit de capteurs (CNRC), et la commande à faible gain et à nombre réduit de capteurs (CFGNRC). Pour ce faire, sont regroupés, au **Tableau V.1**, les éléments pris en considération pour mener cette étude comparative. Ces éléments concernent le nombre de capteurs utilisés, les valeurs efficaces des erreurs de poursuite relatives à la commande de la puissance active et celle réactive au stator. Les valeurs efficaces des erreurs de poursuite ($E_{P_{eff}}, E_{Q_{eff}}$), sont calculées comme suit :

$$E_{P_{eff}} = \frac{1}{t_f} \sqrt{\int_0^{t_f} (P_{ref}(t) - P_s(t))^2 dt} \quad (V.39)$$

$$E_{Q_{eff}} = \frac{1}{t_f} \sqrt{\int_0^{t_f} (Q_{ref}(t) - Q_s(t))^2 dt} \quad (V.40)$$

Où t_f est la durée de simulation, qui est dans notre cas de $12mn$.

	Nombre de capteurs de courant au rotor	E_{peff} (KW)	E_{qeff} (KVA)	$Max(i_r)$ (KA)	$\frac{Max(P_r)}{P_N}$
CFG	2	0.82	0.75	0.82	11.95%
CNRC	0	1.04	0.92	0.83	12.05%
CFGNRC	0	0.87	0.79	0.83	12.01%

Tableau V.1 : Performances des commandes proposées

D'après le **Tableau V.1**, l'approche CFG permet de réaliser la commande des puissances au stator avec la plus faible erreur de commande. Néanmoins cette méthode exige l'utilisation des capteurs de tension et de courant au rotor de la MADA. Afin de se dispenser de l'utilisation des capteurs au rotor, on peut recourir à l'approche CNRC, cependant celle-ci conduit à des erreurs importantes de la commande des puissances. Les données du **Tableau V.1** montrent que l'approche CFGNRC est franchement intéressante car elle permet de réaliser la commande avec un nombre réduit de capteurs (sans les capteurs au rotor) tout en assurant des erreurs de commande satisfaisantes et proches de celles de la CFG. A la lumière de ces résultats, l'approche CFGNRC peut être distinguée parmi les autres approches.

La faisabilité des commandes proposées est aussi confirmée par les valeurs acceptables des composantes du courant au rotor comme le montre le **Tableau V.1**. De plus, la puissance active au rotor nécessaire pour le pilotage de la MADA reste inférieure à 30% de la puissance nominale.

Pour toutes ces commandes, nous relevons que la poursuite n'est pas parfaite mais satisfaisante, et cela est due essentiellement à la présence du convertisseur de fréquence dans le système de commande. Le comportement des erreurs de commandes de la puissance active et réactive donne la preuve que la stabilité du système en boucle fermée est assurée avec une marge satisfaisante malgré la présence de fortes perturbations.

V.VII. Conclusion

Dans ce chapitre, une commande directe et améliorée des puissances au stator par les modes de glissement (SM-DPC) a été proposée. En se basant sur un modèle d'état non linéaire de la MADA, nous avons proposé une commande adaptative par les modes de glissement opérant à fréquence de commutation constante. L'application de la commande proposée se dispense des capteurs de courant au rotor et de l'estimation du flux. De plus et de par son aspect adaptatif, cette commande est à faible gain, ceci a conduit à une atténuation

notable du phénomène de broutement. Il est à noter que cette loi de commande ne nécessite aucune extraction des différentes séquences des composantes (d, q) des tensions au stator et des états de la machine contrairement aux approches proposées dans la littérature [14-19].

Nous avons également établi la preuve de la stabilité et de la robustesse de la commande proposée en présence de fortes perturbations pouvant affecter la dynamique des puissances au stator de la MADA. La faisabilité a été validée par des simulations dans des conditions sévères de perturbations considérées dans le **Test-A**. Les résultats obtenus ont montré qu'il est possible d'atteindre les objectifs assignés de commande tout en maintenant dans leurs limites tolérées l'évolution des états de la MADA.

Nous avons aussi présenté une étude comparative entre les différentes approches proposées dans cette thèse et cela en se basant sur les résultats de simulation. Nous avons relevé que la commande à faible gain à nombre réduit de capteurs est satisfaisante.

Chapitre VI

Aspects Pratiques et Validation Expérimentale

Chapitre VI

Aspects Pratiques et Validation Expérimentale

VI.I. Introduction

Nous avons présenté dans les trois derniers chapitres des méthodes de commande robustes des puissances au stator d'une MADA et qui sont distinguées par rapport aux autres méthodes dédiées dans la littérature. Afin de confronter ces résultats théoriques à la réalité pratique, nous présentons dans ce dernier chapitre les résultats expérimentaux relatifs à la loi de commande à nombre réduit de capteurs développée au quatrième chapitre. Ces résultats expérimentaux sont obtenus en exploitant un banc d'essais à base d'une MADA de 7.5kW. En premier lieu est donnée une présentation de ce banc.

VI.II. Présentation du banc d'essais

VI.II.1. Description générale

Le banc d'essais, utilisé pour l'émulation de la chaîne éolienne, est celui du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab) [42]. Il est constitué de trois parties principales : la chaîne électromécanique, les baies de puissance et les interfaces homme-machine.

VI.II.1.1. La chaîne électromécanique

Comme le montre la **Figure VI.1**, la chaîne électromécanique du banc est constituée de trois parties essentielles. La première partie, émulant la turbine, sert à générer une puissance mécanique sous forme d'un couple mécanique de référence ou d'une vitesse de référence au niveau de l'arbre de transmission. Cette émulation de la turbine est mise en œuvre par une machine à courant continu (MCC) asservie en couple ou en vitesse. Cette machine ventilée (de marque Siemens) est d'une puissance nominale de 5.5 kW (la machine noire à droite).

La deuxième partie représente une génératrice, qui est dans notre cas une MADA (la machine verte à gauche), de marque LEROY SOMER, et de puissance 7.5 kW. Les paramètres de cette machine sont donnés à l'annexe 2.



Fig. VI.1. La chaîne électromécanique du banc d'essais.

La troisième partie est le réducteur de vitesse à engrenages (le composant vert au milieu) de marque LEROY SOMER d'un rapport de $\frac{1}{1.41}$ (coté génératrice). Le réducteur permet aussi de coupler la MADA à la MCC.

Par ailleurs, cette chaîne est équipée de capteurs de positions de marque DHM510 (coté MCC et coté MADA) et d'un capteur de vitesse coté MCC.

VI.II.1.2. Les baies de puissance

Deux baies indépendantes de puissance sont à distinguer, une pour le pilotage de la MCC et l'autre pour la MADA.

A. Baie de la MCC

Cette baie contient les éléments nécessaires pour la commande de la machine à courant continu. La **Figure VI.2** montre la baie en question.

Parmi ces éléments on trouve essentiellement :

- Un hacheur quatre quadrants de marque SEMICRON, alimenté par une tension continue qui est obtenue via un redresseur triphasé et un filtre.
- La génération de l'alimentation continue pour le circuit d'inducteur de la MCC.

- Un tableau à la façade de la baie pour maîtriser manuellement l'arrêt, le démarrage de la machine et l'arrêt d'urgence. Ce tableau comporte aussi des afficheurs de la vitesse de rotation et de son sens de plus, on trouve des afficheurs du courant d'induit et de la tension du bus continu à l'entrée du hacheur. La façade de la baie comporte également des indicateurs de présence de tension, d'état de la machine et d'éventuel défaut.
- La carte de conditionnement analogique COND-MUS sert à la mesure du courant d'induit, de la tension du bus continu ainsi que de la vitesse de rotation. Cette carte permet également d'adapter les niveaux de tensions avec la carte DSP.
- Une carte VISU-COMMANDE assurant l'interface entre les commandes des IGBT calculées par le processeur et les drivers du convertisseur.
- Différents disjoncteur sont été prévus afin de se prémunir de l'effet des surtensions et des sur-courants.
- Un capteur du courant de l'induit de type LEM LA 55P.
- Un capteur de la tension du bus continu de type LEM LV 25P.
- Une carte DSP de Texas Instruments TMS 320F240 et différentes cartes d'acquisitions et de conditionnement.

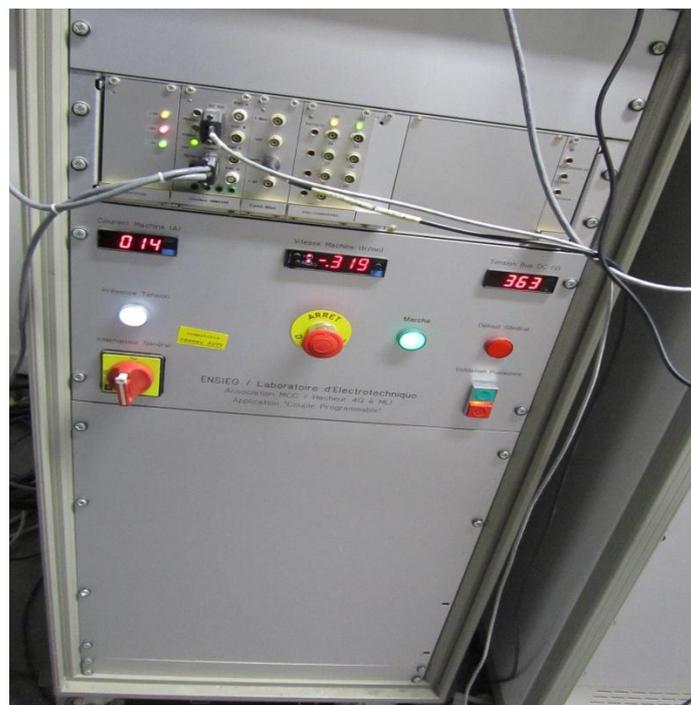


Fig.VI.2. Baie de puissance de la MCC.

B. Baie de la MADA

Cette baie est dédiée à l'alimentation et la commande de la MADA. En effet, le stator est connecté au réseau via un transformateur de tension. Le rotor est connecté aussi au stator de la MADA par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/DC/AC dimensionné pour une puissance de 7.5 kW (le bus continu comporte quatre capacités de 2.2mF supportant 450V chacune). Ce convertisseur Back-to-Back est réalisé en mettant en cascade deux onduleurs à IGBT du type SKM 50GAL123D de SEMIKRON. La protection de chacun des deux onduleurs est également prévue. Cette baie comporte également :

- Un filtre triphasé RL série, placé à l'entrée du redresseur AC/DC, permettant la commande du bus continu et donc la puissance réactive injectée au réseau électrique.
- Un système dSPACE RTI 1005 qui est composé de :
 - Une carte mère de processeur DS1005 PPC board.
 - Une carte d'acquisition des mesures DS2003.
 - Une carte de visualisation DS2101.
 - Une carte DS3002 dédiée pour les codeurs incrémentaux.
 - Une carte de 96 entrées/sorties logiques DS4003.
 - Une carte de 16 sorties PWM DS5101.
- Sur la face de la baie, est donné un schéma synoptique de l'alimentation des différentes parties du système. On trouve des LED lumineuses pour témoigner de l'état des différents contacteurs. On trouve également des boutons pour l'alimentation et la validation de la puissance, bouton pour l'arrêt d'urgence. Cette face est équipée d'afficheurs analogiques de la tension du bus continu et du courant.
- Possibilité de mesurer les courants et les tensions en différents points du système, par l'intermédiaire des :
 - Capteurs de tension continue LEM AV 100-500.
 - Capteurs de tension alternative LEM AV 100-250.
 - Capteurs de courant LEM LA 55P.
- Des cartes d'adaptation sont insérées entre les capteurs et le système dSPACE.

La baie est montrée à la **Figure VI.3**. Le système dSPACE est situé au milieu de la partie gauche de la baie (PC noir).



Fig. VI.3. Baie de puissance dédiée au pilotage de la MADA.

VI.II.1.3. Les interfaces Homme-Machine

Le banc d'essais est muni de deux ordinateurs permettant d'introduire des consignes et des commandes afin de piloter le système en question. Un ordinateur est dédié à la communication avec la baie de la MCC via une interface TESTPOINT qui permet de dialoguer avec la DSP. Cette interface donne la possibilité de changer les paramètres de commande du hacheur et de fournir les références relatives à la commande de la MCC. Trois références sont possibles :

- La référence du couple qui peut être générée directement ou donnée par le système dSPACE via une communication entre les deux baies.
- La référence du vent est aussi programmable.
- La référence de la vitesse de rotation.

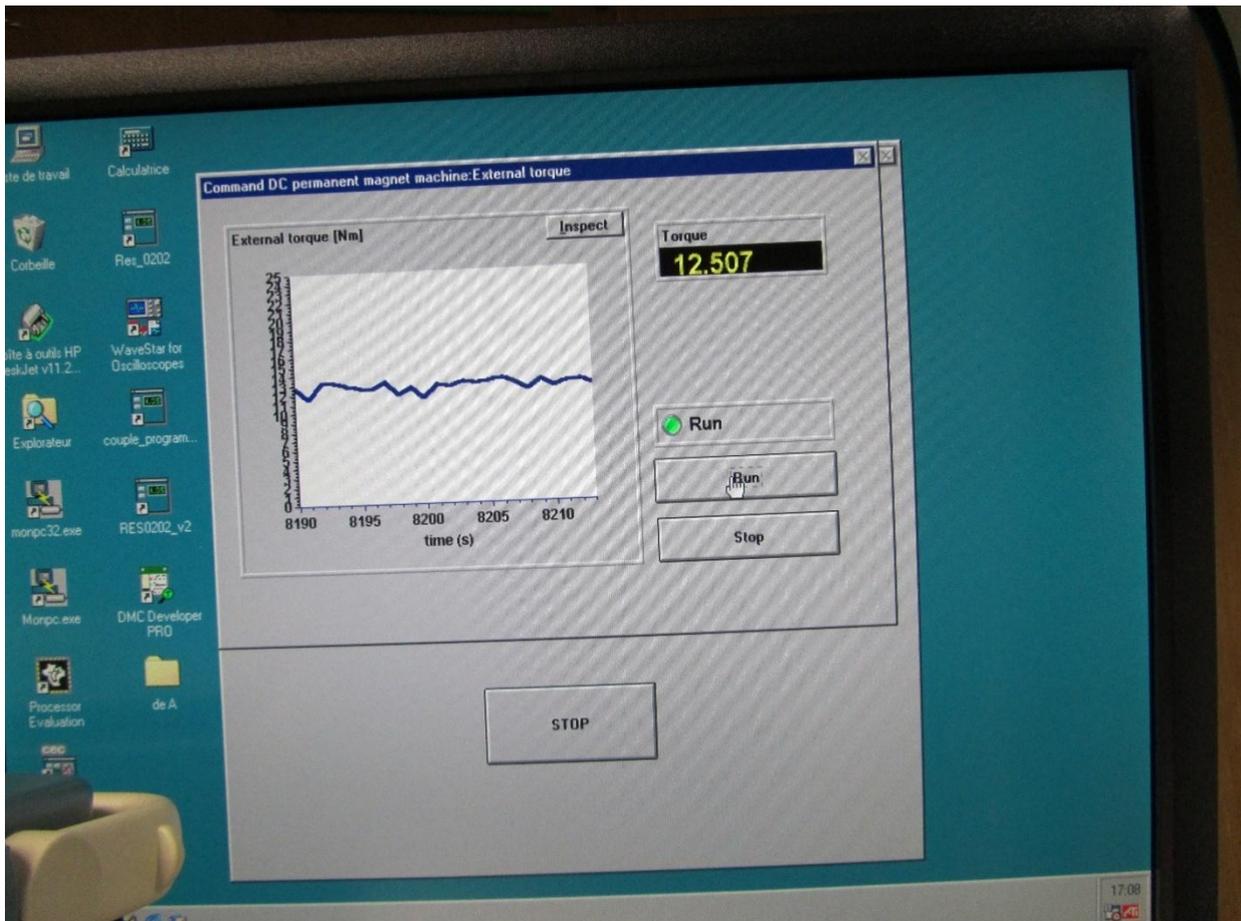


Fig. VI.4. Référence de couple de la MCC via TESTPOINT.

La **Figure VI.4** montre un exemple de la référence du couple issue du système dSPACE.

Un autre ordinateur intégré dans le système dSPACE est dédié à l'implémentation des lois de commande, des méthodes d'observation, d'estimation et d'identification ou autres approches. Cet ordinateur est muni de MATLAB-SIMULINK permettant la communication avec toutes les cartes du système dSPACE. L'environnement MATLAB-SIMULINK permet de :

- a. Récupérer les différents signaux mesurés.
- b. Introduire l'approche de commande.
- c. fournir les commandes MLI nécessaires pour le pilotage du convertisseur AC/DC/AC.
- d. Visualiser les différents signaux via un oscilloscope TEKTRONIX.

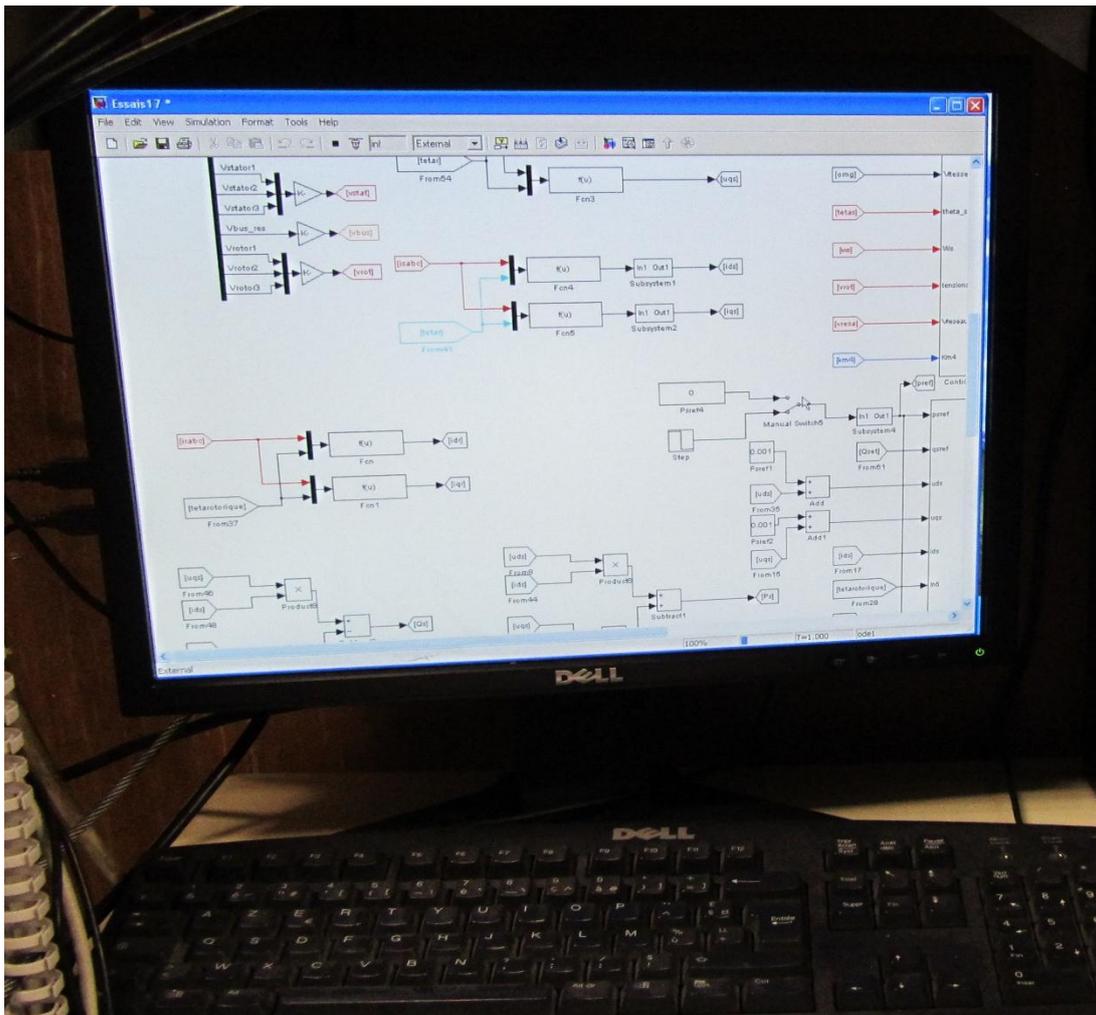


Fig. VI.5. Fenêtre SIMULINK d'une procédure de commande en cours d'exécution.

Il permet aussi de gérer l'arrêt et le démarrage du pilotage, comme il offre la possibilité de gérer les contacteurs afin de démarrer graduellement le banc d'essais. La **Figure VI.5** illustre une fenêtre SIMULINK d'une procédure de commande en cours d'exécution.

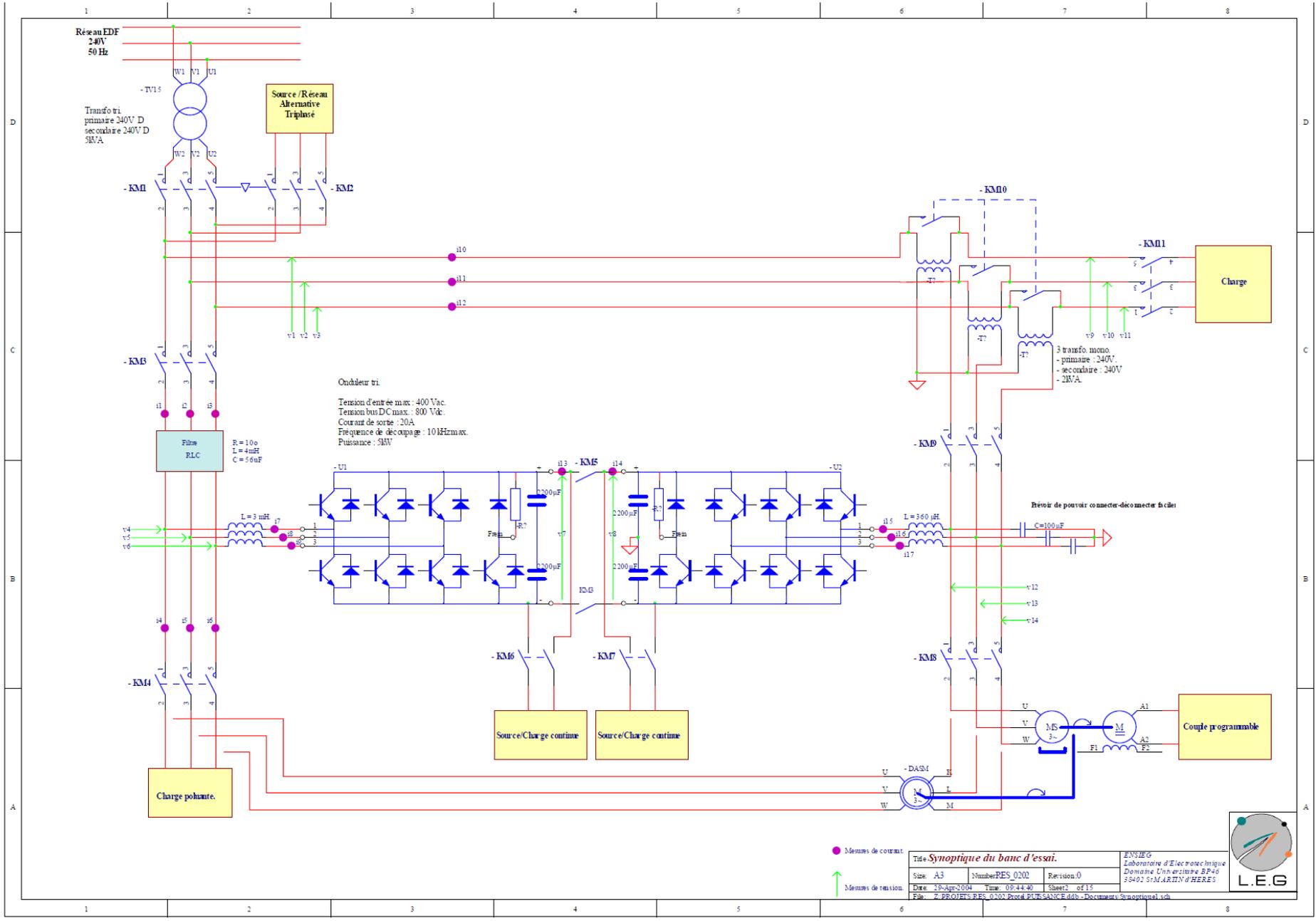
VI.II.2. Schéma synoptique et autres fonctionnalités du banc d'essais

La **Figure VI.6** montre le schéma synoptique de la distribution électrique de la baie relative à la MADA. Cette distribution électrique peut prendre plusieurs configurations en actionnant les différents contacteurs $KM_i, i = 1, 2, \dots, 11$ qui sont commandés directement via SIMULINK.

D'après le schéma synoptique, plusieurs fonctionnalités du banc peuvent être réalisées. On cite :

- Observation, estimation, identification, et commande des machines asynchrones et

Fig. VI.6. Schéma synoptique de la distribution électrique de la baie MADA[42]



- synchrone à aimant permanent, en mode génératrice ou moteur, et cela en raccordant les circuits statoriques et/ou rotoriques à leurs places appropriées par une action séquentielle sur les contacteurs adéquats.
- Visualiser le comportement des génératrices asynchrones ou synchrone à aimants permanents face à différentes charges (éoliennes, hydroliennes, centrales nucléaires, machines à vapeur etc.).
- Plusieurs configurations de filtrage actif.
- La possibilité d'émuler le fonctionnement en régime équilibré ou déséquilibré des tensions d'un réseau électrique.
- Possibilité d'introduire des nouvelles méthodes pour le pilotage d'un onduleur ou d'un redresseur à deux niveaux.
- Possibilité de travailler sur un système de production d'énergies hybrides, en insérant un émulateur photovoltaïque au bus continu du convertisseur back-to-back.
- L'extension de ce banc est toujours faisable afin d'ajouter d'autres fonctionnalités.

VI.III. Procédure de démarrage du banc d'essais et résultats expérimentaux

Dans le but de valider la loi de commande, à nombre réduit de capteurs, développée au quatrième chapitre, nous avons utilisé le banc d'essais à base d'une MADA décrit dans le présent chapitre. Pour cela on suit successivement les étapes suivantes :

- Fermeture des contacteurs KM_1 et KM_3 .
- Démarrage du convertisseur coté réseau en réglant la tension du bus continu pour une référence de 350 Volt.
- Fermeture du contacteur KM_8 .
- Fermeture du contacteur KM_5 et démarrage du convertisseur coté machine afin de synchroniser les tensions du stator avec celles du réseau électrique.
- Une fois la synchronisation est atteinte, on connecte le stator au réseau électrique en fermant le contacteur KM_4 . Il est à noter que le stator et le rotor sont alimentés respectivement via KM_4 et KM_8 .
- Mise en route du programme de commande (loi de commande (IV.25)). Les gains ont été fixés à $k_{s1} = k_{s2} = 1000$, $G_{s1} = G_{s2} = 10$ afin que les puissances au stator puissent suivre leurs références.
- Les résultats expérimentaux obtenus sont montrés à la **Figure VI. 7** où la réponse de la MADA est représentée par la puissance active et celle réactive au stator ainsi que

l'amplitude du courant au rotor. La référence de la puissance réactive est zéro. Par contre, les références de la puissance active au stator sont représentées par des échelons filtrés via un filtre passe-bas de fonction de transfert $\frac{1}{1+10s}$ (s est l'opérateur de Laplace).

Les échelles utilisées au niveau de la **Figure VI. 7** correspondent à :

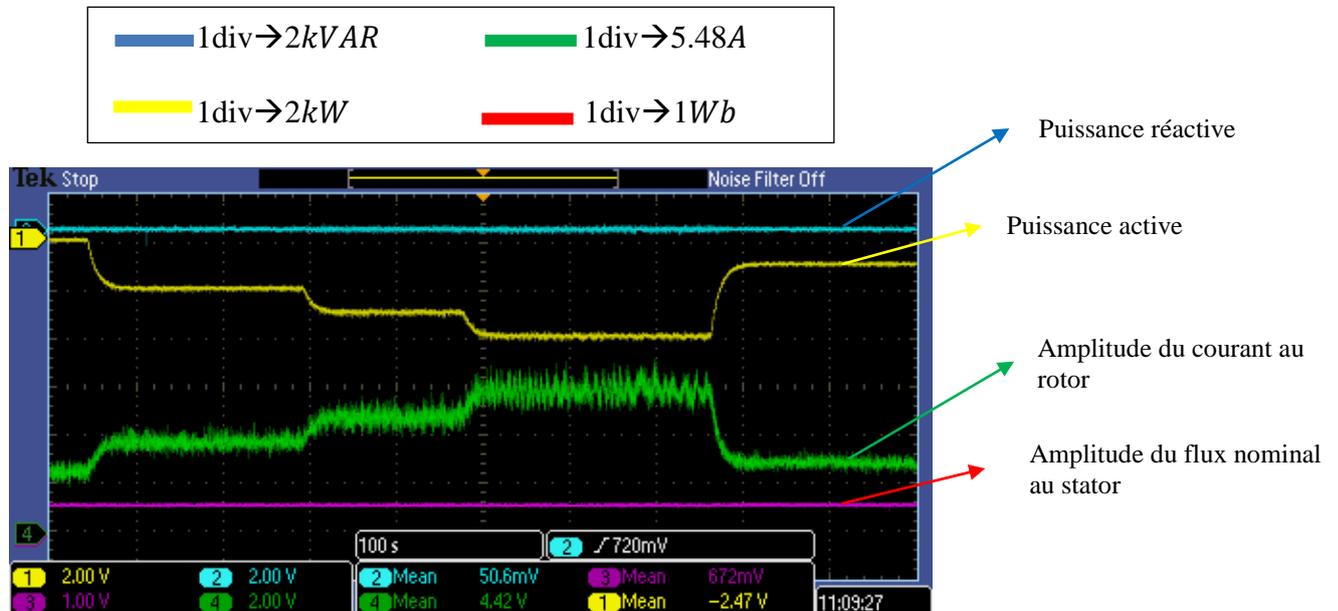


Fig.VI.7. Réponse de la MADA face à notre commande.

La puissance active et celle réactive au stator suit chacune sa référence tout en assurant au courant du rotor d'évoluer dans les limites tolérées. Par ailleurs, le module du flux reste pratiquement constant. Ces résultats confirment expérimentalement la faisabilité de cette loi de commande.

La robustesse, faces aux variations paramétriques, de la loi de commande a été testée pour une variation de 30% des résistances et une variation de -40% des inductances. Ces variations des paramètres ont été émuloées en calculant la loi de commande à faible coût avec ces nouvelles valeurs des paramètres.

VI.IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale d'un banc d'essais à base d'une machine asynchrone à double alimentation en mode génératrice afin de tester expérimentalement la faisabilité de la loi de commande à nombre réduit de capteurs présentée au quatrième chapitre. Les résultats expérimentaux montrent clairement la validité de la loi

commande sans aucune connaissance des valeurs du courant au rotor pour différentes références de la puissance active au stator.

La validation expérimentale était effectuée en présence des erreurs de modélisation. Celles-ci ont été émulées en calculant la loi de commande (IV.25) sur la base de paramètres ayant subis des variations par rapport à ceux de la MADA. De plus, les références utilisées, de la puissance active et réactive au stator, s'étalent sur une durée de 17 minutes. Les résultats obtenus de cet essai, nous ont permis de conclure que la loi de commande, à nombre réduit de capteurs, est pratiquement faisable.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche menés au Laboratoire de Commande de Processus (LCP) sous la direction des professeurs H. CHEKIREB et E.M. BERKOUK. La partie expérimentale de ce travail a été réalisée au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab) sous la direction du professeur S. BACHA. Elle constitue une contribution relative à la commande des puissances au stator d'une MADA couplée à une éolienne à axe horizontal. Il est à noter que la MADA est connectée à un réseau électrique supposé idéal ou perturbé à contrario des méthodes dédiées dans la littérature qui ne sont valables que pour le cas d'un réseau idéal, déséquilibré et/ou déformé (par des harmoniques).

Avant de développer notre contribution, nous avons entamé cette thèse par un exposé succinct relatif aux généralités concernant les systèmes éoliens et aux différentes perturbations pouvant affecter un réseau électrique. Il s'en est suivi d'un état de l'art des travaux de recherche récents traitant de la même problématique dans le but de situer concrètement nos travaux dans cet ensemble. Nous avons également présenté le modèle mathématique de la turbine éolienne ainsi que celui de la MADA lesquels ont été ensuite exploités pour les besoins de la simulation des commandes proposées.

Trois lois de commande des puissances au stator ont été élaborées ; la première est la commande adaptative par les modes de glissement à faible gain où tous les paramètres de la MADA sont identifiés en temps réel et substitués dans l'expression de la loi de commande afin de tenir compte des éventuelles variations paramétriques. Cette procédure a permis de réduire les valeurs des gains nécessaires à la persistance du régime de glissement même en présence des perturbations.

Certes, la commande à faible gain conduit à un faible broutement à l'inverse des méthodes classiques à grand gain, néanmoins cette méthode nécessite des capteurs de courant au stator et au rotor. Dans le but de réduire le nombre de capteurs de courant, nous avons développé une deuxième loi de commande basée sur la connaissance des courants au stator.

C'est une procédure où la valeur courante du flux est substituée par sa valeur nominale. Il est à noter que celle-ci s'apparente à une commande par les modes de glissement à grand gain dont l'inconvénient majeur est l'apparition du phénomène de broutement.

Afin d'éliminer les inconvénients des deux lois de commande précédemment présentées, nous avons élaboré une commande adaptative nécessitant des gains réduits et se dispensant des capteurs de courant au rotor. L'idée consiste tout d'abord à établir un modèle d'état de la MADA fonction uniquement des grandeurs du stator, et puis d'élaborer une loi de commande en utilisant les composantes nominales du flux à la place des composantes courantes. Par ailleurs, l'effet sur la loi de commande de tous les termes inconnus du modèle de la MADA et des perturbations externes a été pris en charge via l'adjonction à loi de commande d'un terme d'adaptation approprié.

La stabilité et la robustesse des méthodes développées dans cette thèse ont été vérifiées analytiquement via le principe de stabilité au sens de Lyapunov et, par simulations dans les mêmes conditions. L'éolienne considérée dans ces essais est à base d'une MADA de 1.5 MW. La comparaison, effectuée entre les différentes approches, a révélé que la méthode à faible gain et à nombre réduit de capteurs offre de réels avantages.

Nous avons terminé notre thèse par une validation expérimentale de la loi de commande à nombre réduit de capteurs développée au quatrième chapitre. Dans ce but, nous avons exploité un banc d'essais à base d'une MADA de 7.5 kW où la charge est émulée par un moteur de 5.5 kW commandé en couple ou en vitesse. Les résultats expérimentaux obtenus ont bien montré la faisabilité de cette méthode pour différentes références de la puissance active au stator.

Comme perspectives, le présent travail peut être amélioré en proposant une méthode de pilotage à nombre réduit de capteurs en utilisant uniquement les courants au rotor. Ces derniers peuvent s'avérer indispensables, dans certains cas, à la supervision du convertisseur coté rotor. Il y a lieu également d'explorer la possibilité de développer une commande des puissances au stator à nombre réduit de capteurs sans aucun capteur de courant et sans capteur mécanique. Cette thèse peut être complétée par des essais expérimentaux sur site des différentes méthodes développées.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] *Wind power barometer-EUROBSEER'ER*. 2016.
- [2] Jiabing H, Yikang H, Lie X. *Improved rotor current control of wind turbine driven doubly-fed induction generators during network voltage unbalance*. Electr Pow Syst Res 2010; 80: 847–856.
- [3] Chen SZ, Cheung NC, Wong KC, Wu J. *Integral variable structure direct torque control of doubly fed induction generator*. IET Renew Power Gen 2011; 5: 18–25.
- [4] Si-Zhe C, Cheung NC, Ka-Chung W, Jie W. *Integral sliding-mode direct torque control of doubly-fed induction generators under unbalanced grid voltage*. IEEE T Energy Conver 2010; 25: 356-368.
- [5] Martinez MI, Tapia G, Susperregui A, Camblong H. *Sliding-mode control for DFIG rotor- and grid-side converters under unbalanced and harmonically distorted grid voltage*. IEEE T Energy Conver 2012; 27: 328-339.
- [6] Hua G, Cong L, and Geng Y. *LVRT capability of DFIG-based WECS under asymmetrical grid fault condition*. IEEE T Ind Electron 2013; 60: 2495- 2509.
- [7] Djoudi A, Chekireb H, Saheb-Koussa D. Berkouk EM. *Exploitation robuste d'une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation*. Revue des Energies Renouvelables 2012; 15: 629–637.
- [8] Djoudi A, Chekireb H, Berkouk EM, Bacha S. *Stability analysis of DFIG stator powers control based on sliding mode approach*. Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2014 Ninth International Conference on.
- [9] Djoudi A, Chekireb A, Berkouk EM. *Commande NL par les modes de glissement d'une éolienne à base d'une MADA Connectée au réseau électrique*. Second international days on renewable energy and sustainable development. Laghouat 3-4 June 2012.
- [10] Djoudi A, Chekireb H, Bacha S, Berkouk EM, Saheb-Koussa D. *Application de la commande adaptative par les modes glissants sur une MADA pilotée par un convertisseur direct AC/AC*. Third international conference on power electronics and electrical drives. ICPEED'14. USTO-MB. Oran Algeria December 10-11 2014.

- [11] Nian H, Cheng P, Zhu ZQ. *Independent operation of DFIG-based WECS using resonant feedback compensators under unbalanced grid voltage conditions*. IEEE T Power Electr 2014; 99: 1-12.
- [12] Susperregui A, Martinez MI, Zubia I, Tapia G. *Design and tuning of fixed-switching-frequency second-order sliding-mode controller for doubly fed induction generator power control*. IET Electr Power Appl 2012; 06: 696-706.
- [13] Evangelista C, Puleston P, Valenciaga F, Fridman LM. *Lyapunov-designed super-twisting sliding mode control for wind energy conversion optimization*. IEEE T Ind Electron 2013; 60: 538-548.
- [14] Nian H, Song Y, Zhou P, Yikang He. *Improved direct power control of a wind turbine driven doubly fed induction generator during transient grid voltage unbalance*. IEEE Transactions on Energy Conversion 2011; 26(3): 976-986.
- [15] Mwasilu J, Justo KS, Jung R. *Improvement of dynamic performance of doubly fed induction generator-based wind turbine power system under an unbalanced grid voltage condition*. IET Renew Power Gener 2012; 6(6): 424-434.
- [16] Hu J, Nian H, Xu H, He Y. *Dynamic modeling and improved control of DFIG under distorted grid voltage conditions*. IEEE Transactions on Energy Conversion 2011; 26(1): 163-175.
- [17] Xu H, Hu J, He Y. *Operation of wind-turbine-driven DFIG systems under distorted grid voltage conditions: analysis and experimental validations*. IEEE Transactions on Power Electronics 2012; 27(5), 2354 - 2366.
- [18] Hu J, Xu H, He Y. *Coordinated control of DFIG's RSC and GSC under generalized unbalanced and distorted grid voltage conditions*. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2013; 60(7): 2808- 2819.
- [19] Xu H, Hu J, He Y. *Integrated modeling and enhanced control of DFIG under unbalanced and distorted grid voltage conditions*. IEEE Transactions on Energy Conversion 2012, 27(3), 725-736.
- [20] Zhi D, Xu L, Barry W. *Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators*. IEEE Transactions on Power Electronics 2010; 25(2), 341-351.
- [21] Liu X, Kong X. *Nonlinear model predictive control for DFIG-Based wind power generation*. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering 2014.
- [22] Zhang Y, Hu J, Zhu J. *Three-Vectors-Based predictive direct power control of the doubly fed induction generator for wind energy applications*. IEEE Transactions on Power Electronics 2014; 29(7): 3485-3500.

- [23] Hu J, Zhu J, Dorrell DG. *Model-predictive direct power control of doubly-fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions in wind energy applications*. IET Renew Power Gener 2014; 8(6): 687–695.
- [24] Chwa D, Lee KB. *Variable structure control of the active and reactive powers for a DFIG in wind turbines*. IEEE Transactions on Industry Applications 2010; 46(6): 2545-2555.
- [25] Hu J, Nian H, Hu B, He Y, Zhu ZQ. *Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach*. IEEE Transactions on Energy Conversion 2010; 25(4): 1028-1039.
- [26] Susperregui A, Martinez MI, Zubia I, Tapia G. *Design and tuning of fixed-switching-frequency second-order sliding-mode controller for doubly fed induction generator power control*. IET Electr Power Appl 2012; 6(9): 696–706.
- [27] Shang L, Hu J. *Sliding-Mode-Based direct power control of grid-connected wind-turbine-driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions*. IEEE Transactions on Energy Conversion 2012; 27(2): 362-373.
- [28] Boyette A, *Commande-Control d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation Avec Système de Stockage Pour La Production Eolienne*. Thèse de Doctorat de L'Université Henri Poincaré, Nancy.
- [29] El Aimani S, *Modélisation de Différentes Technologies D'éoliennes Intégrées Dans Un Réseau De Moyenne Tension*. Thèse De Doctorat De L'Ecole Centrale de Lille France.
- [30] Poitiers F, *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones Pour L'utilisation de L'énergie Eolienne*. Thèse de Doctorat de L'université de Nantes, 2003.
- [31] Djoudi A, *Commandes non linéaires d'une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel*. Mémoire de Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique.
- [32] Ferracci P, *La qualité de l'énergie électrique*. Cahier technique n°199, Schneider Electric 2001.
- [33] *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. IEEE Standard 1159-2009.
- [34] Xu L, Cartwright P. *Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation*. IEEE Trans Energy Conversion 2006; 21(3): 750-758.
- [35] Utkin V. *On convergence time and disturbance rejection of super-twisting control*. IEEE Transactions on Automatic Control 2013; 58(8): 2013-2017.

- [36] Thomsen S, Rothenhagen K, Fuchs FW. ***Online parameter identification methods for doubly fed induction generators***. Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008: 2735 – 2741.
- [37] Azad SP, Tate JE. ***Parameter Estimation of Doubly Fed Induction Generator Driven by Wind Turbine***, Power Systems Conference and Exposition (PSCE) (2011).
- [38] Boukhetala D. ***Note Cours d'identification des processus***, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [39] Slotin JJE. ***Sliding controller design for non-linear systems***. Int. J. Control 1984; 43(6): 421–434.
- [40] Djoudi A, Chekireb H, Bacha S, Berkouk EM. ***Lower gain adaptive Sliding Mode Control of DFIG stator powers***. Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 3rd.
- [41] Djoudi A, Chekireb H, Berkouk EM, Bacha S. ***Low-cost sliding mode control of WECS based on DFIG with stability analysis***. Turk J Electr Eng Co 2015; 23 (6): 1698-1714.
- [42] Laverdure N. ***Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires***. Thèse de doctorat à l'institut polytechnique de Grenoble.

Annexes

Annexe 1**Démonstration**

Rappelons que $\xi_2 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} v_{sq}$, et prends la valeur $\xi_{20} = \frac{(1-\sigma_0)}{2\sigma_0 L_{mN}} v_{sq}$ sous (IV.26.I).

Où σ_0 est la valeur de σ sous la condition (IV.26.I).

Comme l'inductance mutuelle, statorique et rotorique variant avec le même taux par rapport à leurs valeurs nominales.

Cela implique que $\sigma = \sigma_0$, $\xi_{20} = \frac{(1-\sigma)}{2\sigma L_{mN}} v_{sq}$ et $\Delta\xi_2 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \left(\frac{1}{L_m} - \frac{1}{2L_{mN}} \right)$.

Le taux de déviation $\varepsilon_{\xi_2} = \frac{\Delta\xi_2}{\xi_{20}} = \frac{2L_{mN}}{L_m} - 1$.

Lorsque $L_m < 2L_{mN}$, nous obtiendrons: $\varepsilon_{\xi_2} > 0$.

Annexe 2**Paramètres identifiées de la MADA de 7.5 kW**

Puissance nominale : 7.5kW

Résistance au stator : 0.5Ω

Résistance au rotor : 1.2Ω

Inductance de fuite au stator : 4.71mH

Inductance de fuite au rotor : 1.13mH

Inductance magnétisante : 57.71mH

Nombre de paires de pôle : 2

Tension d'alimentation du stator est : $140\sqrt{2}$ V.

ملخص- أطروحة الدكتوراه الحالية، هدفها التحكم في استطاعة الجزء غير متحرك لماكنة لا متزامنة ثنائية التغذية لنظام تحويل طاقة الرياح موصولة بشبكة التوليد الكهربائي. لهذا الهدف قمنا باقتراح ثلاثة طرق تستند على نظرية البنى المتغيرة. قمنا أولاً بتطوير طريقة تحكم متكيفة باستخدام خوارزمية الأخطاء التربيعية ومرشح التمرير المنخفض. يسمح هذا بتقليص معامل التحكم وكذا ظاهرة الاحتكاك. ولكن هذه الطريقة تعتمد على قياسات شدة التيار الكهربائي في الجزئين المتحرك وغير المتحرك. ولهذا قمنا باقتراح طريقة ثانية لا تعتمد على معرفة شدة التيار الكهربائي في الجزء المتحرك وكذا التدفق. إلا ان هذه الطريقة تحتاج الى معامل تحكم كبير. إيجابيات هاتين الطريقتين تبقى محفوظة في الاقتراح الثالث الذي يعتمد على التحكم المتكيف بدون استعمال ملتقطات شدة التيار الكهربائي في الجزء المتحرك وكذا استعمال معامل تحكم صغير. جميع الطرق المقترحة هنا صالحة لجميع اضطرابات شبكة التوليد الكهربائي عكس تلك المقترحة من قبل. نتائج المحاكاة الرقمية تؤكد نجاعة الطريقة الثالثة بالمقارنة مع الطريقتين الأخرين. قمنا أيضاً بالتحقق من صلاحية الطريقة الثانية تجريبياً.

كلمات مفتاحية: ماكنة لا متزامنة ثنائية التغذية، نظام تحويل طاقة الرياح، التحكم في استطاعة الجزء غير متحرك بنظرية البنى المتغيرة، اضطرابات شبكة التوليد الكهربائي.

Résumé- La présente thèse est dédiée à la commande des puissances au stator d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) connectée à un réseau électrique et équipant une chaîne éolienne. Dans ce but, nous avons proposé trois approches de commande par les modes de glissement. En premier lieu, nous avons développé une commande adaptative où les paramètres de la MADA sont estimés en temps réel via un algorithme récursif des moindres carrés avec filtrage. Ceci a permis de réduire les gains de commande et en conséquence l'effet du broutement. Cependant, cette méthode nécessite la mesure ou l'estimation des courants au rotor et des courants au stator de la MADA. De ce fait et afin de réduire les coûts de mise en œuvre de la commande, nous avons développé une deuxième commande en se dispensant de la mesure ou de l'observation des courants au rotor et du flux. Néanmoins, celle-ci s'apparente à une commande par les modes glissants à grand gain conduisant au phénomène de broutement. Afin de préserver les avantages de ces deux méthodes, nous avons proposé en dernier lieu une commande adaptative à faible nombre de capteurs et à faible gain. Il est important de noter que les commandes proposées assurent la robustesse face aux différentes perturbations pouvant affecter les tensions d'un réseau électrique. Par contre, la robustesse des commandes proposées dans la littérature n'est valide que dans le cas d'un réseau idéal, déséquilibré et/ou déformé. Par ailleurs, les résultats des simulations ont révélé que la dernière commande présente un avantage certain sur les deux autres. De plus dans le cadre de cette thèse, une validation expérimentale a été effectuée dans le cas de la commande à faible nombre de capteurs.

Mots clé : Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Eolienne, Commande des puissances par les Modes de Glissement, Réseau Perturbé.

Abstract- This thesis deals with stator powers control of doubly fed induction generator (DFIG)-based wind energy conversion system connected to the grid. For this target, we have proposed three control approaches based on variable structure theory. Firstly, we have developed an adaptive control where all DFIG parameters estimated by using the least square algorithm and a low-pass filter. This allowing reducing the control gain and the chattering effect, but it requires the measurement of currents into the stator and rotor. Therefore and in order to reduce the cost related to the control implementation, we developed a second control law independent of the measurement or observation related to the rotor currents and flux. Nevertheless, this one is similar to a high gain control based on sliding modes leading to the chattering phenomenon. Finally and in order to preserve the advantages of these two methods, we proposed an adaptive control at low gain and low number of sensors. The proposed control laws are robust in the presence of voltage disturbances that could affect the electrical network contrary to those proposed in the literature which are only valid for the case of an ideal voltage network, unbalanced and/or distorted. Furthermore, the simulation results showed that the final control law is the best given the desired objectives. Furthermore, as a part of this thesis, an experimental validation carried out in the case of the low-cost control law.

Key Words: Doubly Fed Induction Generator (DFIG), Wind Energy Conversion System, Sliding Mode Control of Powers, Non-Ideal Grid.