



UNIVERSITE ABDELHAMID IBN BADIS DE MOSTAGANEM

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



N° D'ORDRE : M.../2011

MEMOIRE
Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MAGISTER
SPECIALITE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : ENERGIE ELECTRIQUE ET DEVELOPPEMENT DURABLE

Par
AMARI Ahmed

**COMMANDE LINEAIRE ET NON LINEAIRE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE
ALIMENTATION (MADA)**

Soutenu le 15 Novembre 2011 devant le jury composé de :

Président :	MIMI.M	PROFESSEUR	université de Mostaganem
Examineurs:	BOUZBOUDJA.H	MAITRE DE CONFERENCE A	université USTO d'Oran
	ALLALI.A	MAITRE DE CONFERENCE A	université USTO d'Oran
	GHOMRI.L	MAITRE DE CONFERENCE B	université de Mostaganem
Rapporteur :	BEKKOUCHE .B.M	MAITRE DE CONFERENCE A	université de Mostaganem

REMERCIEMENTS

Tout d'abord merci au bon dieu le tout puissant, de m'avoir donné la force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

Le présent travail a été réalisé sous la direction de Monsieur BEKOUICHE Maître de Conférences à l'Université de Mostaganem, qui m'a fait l'honneur de diriger ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour son aide, ses conseils précieux, ses sacrifices, malgré ses obligations, ainsi que pour la confiance qu'il m'a prodiguée durant la réalisation de ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à Mr BENTOUMI, Mme BEKOUICHE ainsi qu'à tous le staff des enseignants qui ont participé à notre enseignement dans notre option .

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance composé de

Sans oublier mes collègues dans le domaine de la recherche et durant les années d'étude, je tiens à les remercier vivement.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

DEDICACES

A ma chère mère, la personne qui a beaucoup sacrifié pour moi sans elle je n'aurais pas eu la volonté d'atteindre ce niveau ;

A mon cher père et à toute ma famille ;

A mon épouse qui m'a tellement soutenu ;

A ma fille CHAHINEZ ;

A tous mes frères ,sœurs et mes amis ;

A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour ;

...je dédie ce modeste travail.

A.AMARI

RESUME

Thème :

**COMMANDE LINEAIRE ET NON LINEAIRE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION**

Résumé :

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'étude des machines électriques utilisées pour la production de l'énergie électrique en utilisant l'énergie éolienne, nous nous intéressons dans notre thèse à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation(MADA), parce que ce type de machine est très populaire pour son utilisation à vitesse variable dans les aérogénérateurs. .

A cet effet, nous étudierons les capacités de la MADA pour différentes commandes et pour cela, il faut faire la modélisation de cette machine qui sera soumise à la commande linéaire dont on va utiliser la technique de la commande vectorielle, et puis à la commande non linéaire dont on utilisera la commande par le mode de glissement.

Dans notre étude nous ne négligerons pas la résistance statorique, contrairement a la majorité des travaux de recherches effectués sur ce type de machine, d'où le modèle utilisé reflète bien la réalité.

Et tout au long de ce travail nous nous intéresserons aux performances de la MADA dans différentes utilisations autant que génératrice par plusieurs techniques que nous évoquerons dans la thèse par détail.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA); Commande Linéaire ; Commande Non Linéaire ; Commande Vectorielle ; Commande par Mode de Glissement.

العنوان:

التحكم الخطي و اللاخطي للمكنة اللامتزامنة مزدوجة التغذية

ملخص:

يندرج هذا العمل في إطار دراسة المكنات الكهربائية المستعملة لإنتاج الطاقة الكهربائية باستعمال طاقة الرياح، نهتم في أطروحتنا بدراسة المكنة اللامتزامنة مزدوجة التغذية، لأنها معروفة لاستعمالها بسرعات متغيرة في المولدات الهوائية.

لهذا الغرض، سندرس قدرات (م ل م ت) بمختلف التحكمات، لهذا لا بد من إيجاد النموذج الرياضي الذي سنخضعه للتحكم الخطي حيث سنستعمل تقنية التحكم الشعاعي وبعد ذلك سنخضعه للتحكم اللاخطي باستعمال تقنية أسلوب الانزلاق .

في دراستنا سوف لا نهمل مقاومة الساكن، خلافا لأعمال الأبحاث التي سبقت على هذا النوع من المكنات، وبهذا يكون لدينا نموذج، نستعمله، يكون قريبا من الحقيقة.

خلال هذا العمل سنهتم بنتائج و قدرات مقاومة المكنة أثناء استعمالها في حالات مختلفة كمولد، بتقنيات عديدة سنعرضها بإسهاب في أطروحتنا.

الكلمات المفاتيح: المكنة اللامتزامنة مزدوجة التغذية (م ل م ت)؛ التحكم الخطي؛ التحكم اللاخطي؛ التحكم الشعاعي؛ التحكم بأسلوب الانزلاق

Title:

**LINEAR AND NON-LINEAR COMMAND OF THE
DOUBLY FED INDUCTION MACHINE**

Abstract :

Our work relates to the study of electric machines used for the production of electricity by using wind energy, we are interested in our thesis in the study of the doubly fed induction machine (DFIM) because this type of machines is one of the most popular variable speed wind turbines used nowadays.

For this purpose, we will study the DFIM capacities for various types of control and for this reason, it must be modelled which will be subjected to a linear control which we will use the vector control technique, and then with the nonlinear control which we will use the sliding mode strategy.

In our study we did not neglect stator resistance, contrary in the majority of work carried out by the researchers on this type of machines, this so that the model used reflects well the reality.

Throughout this work, we will be interested in the DFIM performances in various uses as much as generator by several techniques which we will evoke in this thesis.

Keywords: Doubly Fed Induction Machine (DFIM); Linear Control; Non-Linear Control; Vector Control; Sliding Mode Control.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	01
CHAPITRE I : PRESENTATION DES MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	
1. MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	04
2. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	04
2.1. Fonctionnement En Moteur Hypo-Synchrone	04
2.2. Fonctionnement en Moteur Hyper-Synchrone	05
2.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone	05
2.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone	06
3. CONFIGURATION DU MODE DE FONCTIONNEMENT ET ETAT DE L'ART DES STRATEGIES DE COMMANDE DE LA MADA	07
3.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur	07
3.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	08
3.3. Fonctionnement en génératrice	10
4. Conclusion	12
CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MADA	
1. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA) DANS LE PLAN ABC	13
2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	14
3. ÉQUATIONS ELECTRIQUES	14
3.1. Equations des tensions	15
3.2. Equations des flux	15
3.3. Equation du couple électromagnétique	16
4. EQUATION MECANIQUE	16
5. MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN DE PARK	16
5.1. La transformation de Park	16
5.2. Application de la transformation de Park à la MADA	16
5.3. Choix du référentiel	18
5.3.1 Référentiel lié au stator	18
5.3.2. Référentiel lié au rotor	18
5.3.3. Référentiel lié au champ tournant	18
6. MODELISATION TYPE COURANT	19
7. MODELISATION TYPE FLUX	22
8. CONCLUSION SUR LES DEUX TYPES DE MODELISATIONS	26

CHAPITRE III : LA COMMANDE LINEAIRE DE LA MADA	
1. INTRODUCTION	28
2. COMMANDE VECTORIELLE	28
3. APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE A LA MADA	28
4. COMMANDE DIRECTE	31
5. COMMANDE INDIRECTE	32
6. SYNTHESE DES REGULATEURS	33
6.1. Régulateur PI	33
6.2. Régulateur IP	35
7. SIMULATION ET ANALYSE DES PERFORMANCES	37
7.1. Suivi de référence	37
7.2. Sensibilité aux perturbations	41
7.3. Robustesse	46
8. CONCLUSION	49
CHAPITRE IV : COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MADA	
1. INTRODUCTION	51
2. DEFINITION DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE	51
2.1. Définition	51
2.2. Exemple de système à structure variable	52
3. GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT	54
3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	54
3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état	54
3.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	55
4. PRINCIPE DE LA COMMANDE NON-LINEAIRE A STRUCTURE VARIABLE	56
4.1. Systèmes non linéaires à structure variable	56
4.2. Systèmes non linéaires à structure variable	58
4.3. Modes de trajectoire d'une variable d'état	59
4.4. Conception de la commande par mode de glissement	60
4.4.1. Choix de la surface de glissement	61
4.4.2. Conditions de convergence	62
4.4.2.1. Fonction directe de commutation	62
4.4.2.2. Fonction de Lyapunov	63
4.4.3. Calcul de la commande	64
5. ELIMINATION DU PHENOMENE DE CHATTERING	67
6. APPLICATION DU MODE DE GLISSEMENT SUR LA MADA	70

6.1. Modèle d'état de la machine asynchrone	70
6.2. Synthèse des lois de commande	70
7. SIMULATION ET ANALYSE DES PERFORMANCES	72
7.1. Suivi de consigne	72
7.2. Sensibilité aux perturbations	73
7.3. Robustesse	74
8. Conclusion	75
CONCLUSION GENERALE	77
ANNEXE	79
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	80

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle [59], la MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrés dès lors l'ont fait abandonner pour un temps [60-45].

Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

Dés le début du siècle ; ce problème a été résolu à partir des moteurs à courant continu. En effet, à cette époque le seul moteur électrique capable de transmettre une énergie notable avec une vitesse de rotation variable était le moteur à courant continu. Le moyen le plus simple de modifier sa vitesse de rotation de zéro à la valeur maximale est alors d'agir sur la tension d'induit en gardant constant le flux d'induction. Cependant cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteur, ce qui l'empêche d'être utilisée dans les milieux explosifs et corrosifs. En plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées. Les avantages des machines à induction par rapport au moteur à courant continu, sont importants : coût de fabrication moindre, poids plus faible à puissance égale ; absence du collecteur donc entretien réduit. Alors l'utilisation des moteurs à courant alternatif devient une nécessité.

Grâce au progrès contemporain des technologies modernes, l'utilisation de la MADA semble devenir une solution plus indiquée pour les applications où le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse (pompes et ventilateurs) [61]. L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert

des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou injection d'énergie dans les enroulements de la machine [62]. En effet, le développement des composants de l'électronique de puissance a fait qu'actuellement, seuls les convertisseurs statiques sont utilisés pour la variation de vitesse.

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses recherches principalement dans son fonctionnement en génératrice pour des applications d'énergie renouvelable. Une étude bibliographique regroupant l'ensemble des travaux de recherche, en articles et en thèses sur le comportement électromagnétique de la MADA-Convertisseurs. Nous remarquons que dans tous les travaux précédents les auteurs négligent la résistance statorique.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'étude des machines électriques utilisées pour la production de l'énergie électrique en utilisant l'énergie éolienne, nous nous intéressons dans notre thèse à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

A cet effet nous étudierons les capacités de la MADA pour différentes commandes et pour cela, il faut faire la modélisation de cette machine qui sera soumise à la commande linéaire dont on va utiliser la technique de la commande vectorielle, et puis à la commande non linéaire dont on utilisera la commande par le mode glissant .

Notre plan de travail est reparti comme suit :

Première partie nous positionnons notre travail par une introduction situant notre contribution.

Deuxième partie nous trouverons un modèle mathématique de la MADA utilisée comme génératrice par différentes modélisations tout en tenant compte de la résistance statorique.

Troisième partie nous appliquerons la commande linéaire en utilisant la commande vectorielle classique

Quatrième partie nous appliquerons la commande non linéaire par le mode glissant, on s'intéresse à la stabilité de la MADA

Le travail est conclu par une analyse et une interprétons les résultats de la simulation.

Notre contribution :

Le travail effectué le long de ce mémoire est consacré à la familiarisation et l'étude approfondie de la commande de la MADA en fonctionnement génératrice et détermination d'un modèle mathématique de cette machine en tenant compte de la résistance statorique .

CHAPITRE I:
PRESENTATION
DES MODES DE
FONCTIONNEMENT
DE LA MADA

CHAPITRE I :

PRESENTATION DES MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

1. MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION :

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine, [47].

En comparaison avec la machine asynchrone à cage, la MADA permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variable de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme.

2. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA :

2.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone :

La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme, (Figure I-1). La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

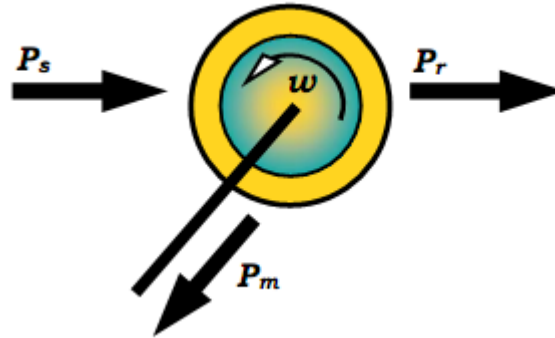


Figure I-1 : Fonctionnement de la MADA en moteur hypo-synchrone

2.2. Fonctionnement en moteur hyper-synchrone :

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme, (Figure I-2). La machine à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

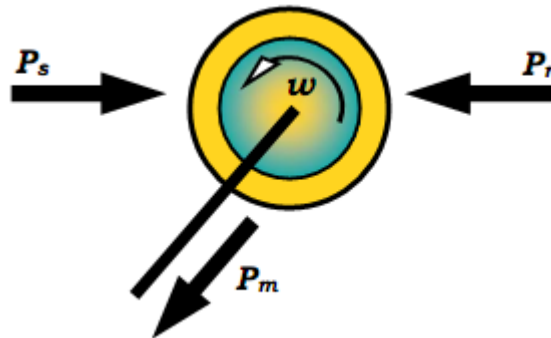


Figure I-2 : Fonctionnement de la MADA en moteur hyper-synchrone

2.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone :

La puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme, (Figure I-3). La machine asynchrone à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

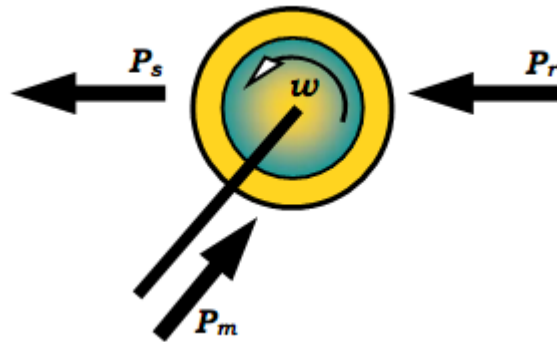


Figure I-3 : Fonctionnement de la MADA en génératrice hypo-synchrone

2.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone :

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme, (Figure I-4). La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor, [2-3].

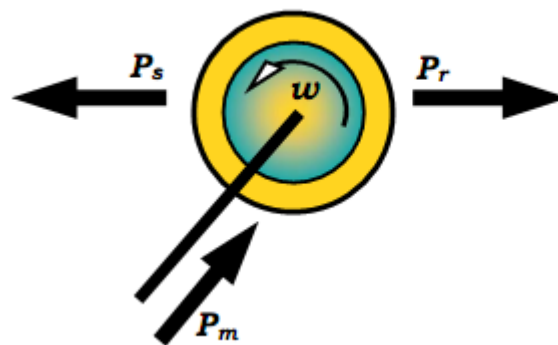


Figure I-4 : Fonctionnement de la MADA en génératrice hyper-synchrone

Avant d'aborder l'étude et la commande de la machine asynchrone à double alimentation, un état de l'art des travaux effectués s'intéressant à cette machine sera présenté. Le bilan de cette synthèse bibliographique dégage les principaux points d'étude de la MADA et permet de situer ce travail par rapport à ceux déjà effectués et de définir les voies de recherche vers lesquelles il s'oriente.

Les catégories d'étude qui nous intéressent sont les études traitant la stratégie de commande pour chaque configuration et construction de la MADA.

3. CONFIGURATION DU MODE DE FONCTIONNEMENT ET ETAT DE L'ART DES STRATEGIE DE COMMANDE DE LA MADA :

Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations du mode de fonctionnement de la MADA. Pour chaque configuration nous allons exposer les travaux de recherches des auteurs concentrés sur le type d'alimentation et la stratégie de commande utilisée.

3.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cycloconvertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La Figure I-5 présente le schéma de principe de cette catégorie de MADA.

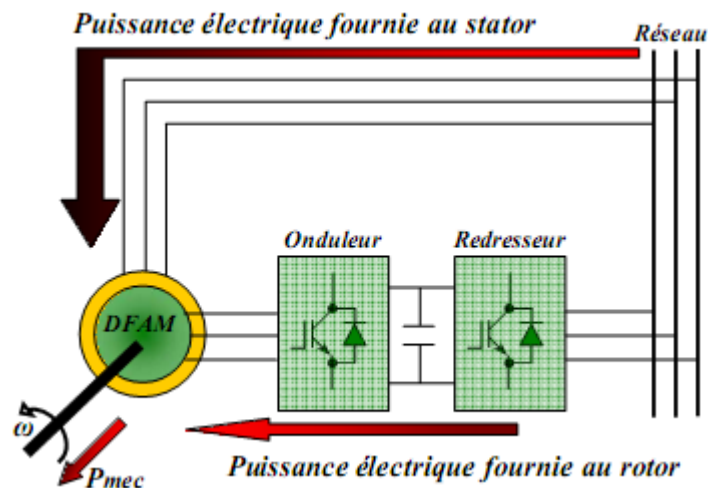


Figure I-5 : Schéma d'un système utilisant une DFAM en moteur alimenté par un seul convertisseur.

Dans [63], HELLER présente la MADA comme étant la solution du futur pour les industries de pompage. Il évalue la stabilité de la MADA à l'aide de la méthode des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Cette approche lui permet de tracer le lieu des pôles du système.

Le mode de fonctionnement retenu est un fonctionnement moteur (Figure I-5) dont le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur dont le contrôle est assuré par l'orientation du flux statorique. Il présente ensuite des résultats expérimentaux réalisés avec une machine de 33 kW.

Dans [64-65], MOREL assure que le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner la puissance du convertisseur utilisé au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. Il effectue un contrôle du type champ orienté. Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesse variable, il propose de passer par trois étapes : mode 1, démarrer le moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit ; mode 2, connecter le stator au réseau ; mode 3, alimenter la MADA à tension et fréquence fixes au stator et par un convertisseur au rotor. Le fonctionnement du système durant les différents modes est démontré avec validation par les résultats expérimentaux.

Dans [66], HOPFENSPERGER propose l'étude d'une MADA dans un fonctionnement en mode moteur et vise des applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation. Dans le cas de l'absence du capteur de position, il propose deux façons pour déterminer l'angle de rotation du repère tournant (orienté suivant le flux au stator) : une première basée sur la mesure et l'expression des courants statoriques dans le repère tournant, la seconde nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques. Son étude est validée par des résultats expérimentaux.

Dans [67], l'auteur reprend la même étude mais en appliquant, cette fois-ci, la théorie du champ orienté au flux rotorique commun. Des nouveaux résultats expérimentaux sont présentés.

3.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la Figure I-6;
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;
- Deux cycloconvertisseurs.

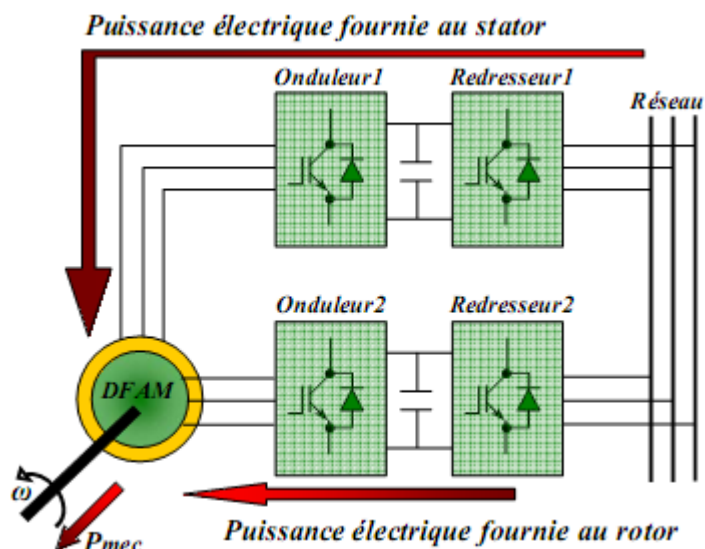


Figure I-6 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs.

Dans [68-70], l'étude que présente LECOCQ concerne le cas où le rotor et le stator sont connectés à deux onduleurs indépendants (Figure I-6). Il préfère la théorie du champ orienté appliqué au flux statorique et impose la vitesse, le flux, le facteur de puissance et le glissement.

Dans [69], l'auteur part du principe que la MADA offre quatre degrés de liberté : le flux, le couple, la fréquence et le facteur de puissance et procède à un contrôle indirect du flux d'entrefer en introduisant un courant magnétisant. La régulation des courants est effectuée par la suite. Il présente par la suite les résultats expérimentaux de cette étude.

Dans [46], VIDAL reprend la commande vectorielle présentée par LECOCQ. Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la MADA en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale (Figure I-6). Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs de fonctionnement. Pour la commande linéaire, il conclue, que la modélisation par flux présente de meilleurs résultats. Quant au cas non linéaire, il opte pour la commande par modes glissants. En

conclusion, il affirme que cette stratégie donne de très bons résultats vis-à-vis de la commande linéaire.

MASMOUDI dans son article [71], considère une MADA avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

Dans [40], DRID présente une nouvelle approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique. L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Par la suite l'auteur présente les résultats de simulations de son étude.

RAMUZ dans sa thèse [72], propose d'utiliser une configuration de la MADA pour un fonctionnement moteur dans des applications telles que la traction où la "première transformation de l'acier". Les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA sont alimentés par deux onduleurs indépendants. Il utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le moteur a une puissance de 1.5 kW.

3.3. Fonctionnement en génératrice :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la Figure I-7. Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse. Dans ce cas la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par le convertisseur de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux, [73-74].

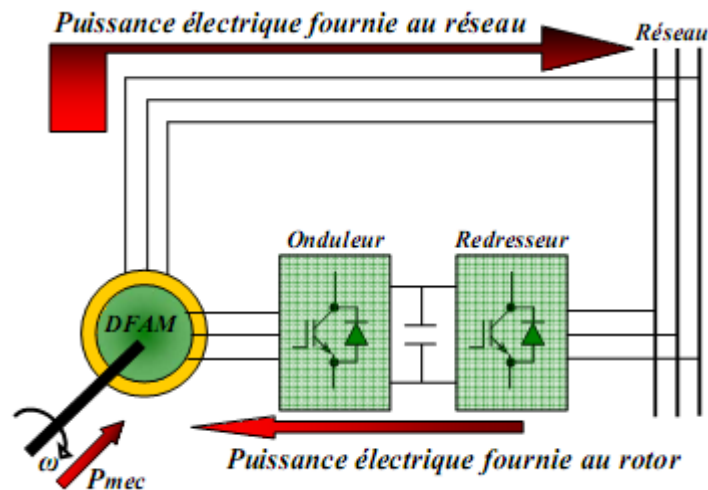


Figure I-7 : Schéma d'un système utilisant une MADA en alternateur alimenté par un seul convertisseur

Dans [75], PERESADA place son étude dans le contexte d'un fonctionnement en mode générateur de la MADA. Les enroulements statoriques sont reliés au réseau, le rotor est connecté à un onduleur de tension. Il propose de faire une régulation "asymptotique" des puissances active et réactive statoriques par le biais d'une régulation des courants actif et magnétisant statoriques. Il se place dans un repère tournant lié à la tension statorique. Pour rester dans le cas le plus général possible, il précise qu'il ne négligera pas les termes résistifs. Il démontre à travers des tests expérimentaux et des simulations que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor.

PENA dans [76-77], présente l'étude de la MADA en fonctionnant génératrice associée à une éolienne. Les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, une association redresseur MLI- onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

Dans [78], HOFMANN propose une application éolienne de la MADA en fonctionnement générateur dont les enroulements statoriques sont connectés au réseau tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. Il présente une courbe de couple mécanique en fonction de la vitesse. Il part de l'hypothèse que sa machine est pilotée par un

contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Il analyse par les simulations des variations des courants, des pertes et des flux. Il démontre que son contrôle, qui doit minimiser les pertes, est performant.

KELBER, dans son article [79], étudie le fonctionnement de la MADA en génératrice entraînée par une turbine hydraulique et en moteur, entraînant une pompe. Il présente une étude de la stabilité de la machine ainsi que le principe de commande en courant des deux onduleurs. L'auteur conclut que la MADA en génératrice possède des pôles à faible amortissement avec une pulsation propre proche de la fréquence du réseau, toutefois le choix d'une faible bande passante pour les boucles de courant élimine ce problème. Il montre qu'avec la MADA en génératrice, il est possible de travailler dans les quatre quadrants avec une commande découplée de la vitesse et des puissances. Des résultats expérimentaux sont présentés.

Dans un second article [80], l'auteur présente les différentes structures adoptées pour la génération de l'énergie électrique avec un entraînement éolien ou hydraulique. Cette comparaison l'amène à opter pour la MADA comme solution optimale.

POITIERS dans sa thèse [47], étudie une MADA où le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur. Il établit une commande du type vectorielle avec un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte sur la comparaison entre un correcteur PI classique et un correcteur adaptatif type RST. Ces correcteurs visent les régulations du flux statorique et du couple. Les réponses temporelles données par les deux types de correcteurs sont ensuite comparées. Les critères sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale et la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les conclusions prouvent que le régulateur RST donne des résultats meilleurs en terme de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.-

4. CONCLUSION :

Notre travail est positionné à étudier la MADA en génératrice et de trouver un modèle tenant compte de la résistance statorique, puis la contrôler par une commande linéaire qui set la commande vectorielle ;et la commande non linéaire d'où on va choisir la commande par mode de glissement .

CHAPITRE II:
MODELISATION DE LA
MADA

CHAPITRE II: MODELISATION DE LA MADA

1. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA) DANS LE PLAN ABC

La machine asynchrone à double alimentations se compose principalement de deux parties, une partie fixe qui est le stator et une partie mobile appelée rotor. Le rotor tourne à une vitesse différente de la vitesse du synchronisme d'où on tire le nom asynchrone pour cette machine à la différence d'une machine asynchrone qui au rotor court-circuité, dans notre machine le rotor est alimenté et la tension est non nulle (Figure II-1).

En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator (A, B et C) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoidalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre (Figure II-2).

La Figure II-2 illustre la distribution des enroulements dans une machine asynchrone à rotor bobiné à une paire de pôle $P=1$. Souvent la machine sera construite avec plusieurs paires de pôles en reliant les enroulements en parallèle et les bobines seront décalées de $120/P$. Dans ce cas la machine donne un couple plus grand et une vitesse de rotation réduite.

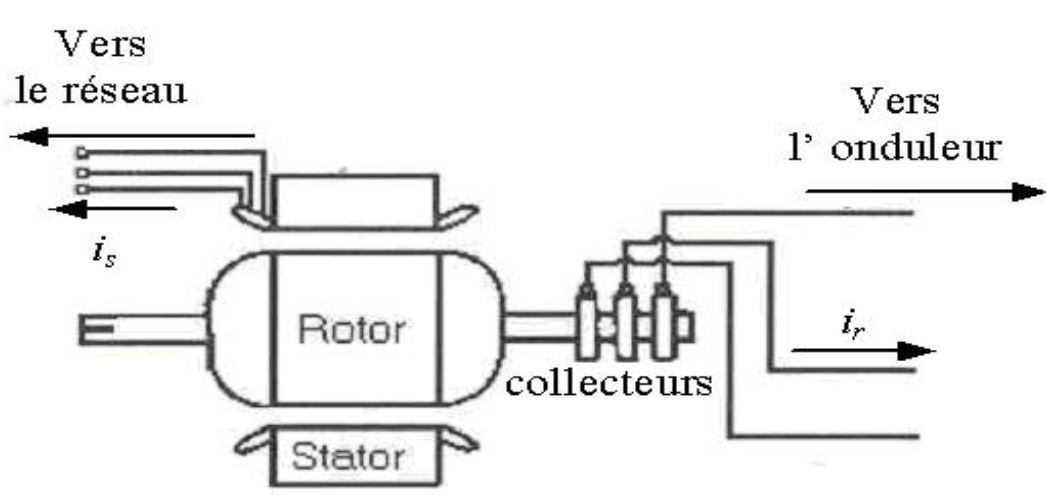


Figure II-1 : Machine Asynchrone à Double Alimentation

Pour faire l'étude d'une machine électrique il faut donner son modèle mathématique décrivant son évolution dans le temps. Ce modèle est caractérisé par des équations différentielles reliant les paramètres électriques qui découlent des équations de Maxwell.

Afin de mettre notre machine en équations, nous avons besoin de faire des hypothèses simplificatrices afin d'étudier notre machine.

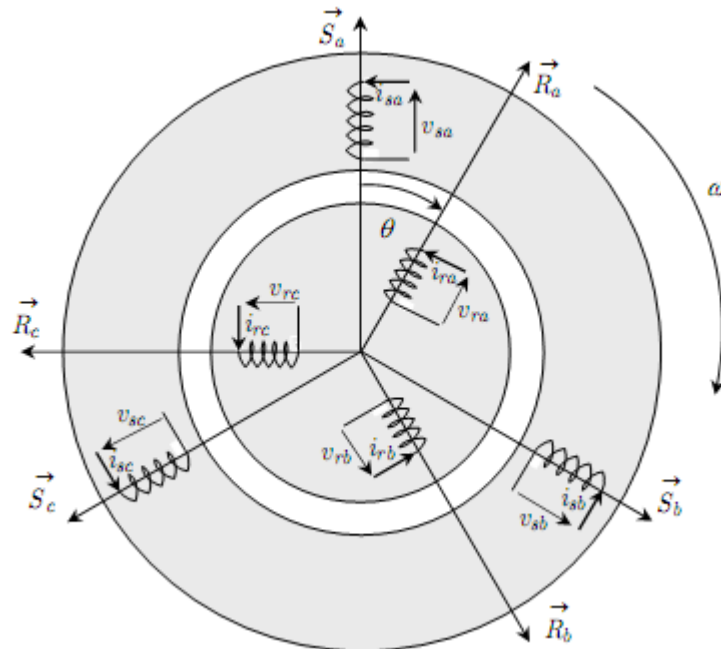


Figure II-2 : MADA dans le plan abc

2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

- La machine est symétrique ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On néglige la saturation de la machine ;
- On néglige l'effet des ouvertures d'encoches ;
- Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

3. ÉQUATIONS ELECTRIQUES

En appliquant les équations de Maxwell à notre machine on obtient les équations suivantes.

3.1. Equations des Tensions

$$\begin{cases} [V_s] = -[R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

avec :

Tous les paramètres portant l'indice s sont liés au stator et l'indice r représente les paramètres du rotor

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix};$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}.$$

3.2. Equations des Flux

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

l_s, l_r : inductances de fuites ;

M_s, M_r : inductances mutuelles ;

La matrice des inductances mutuelles entre stator et le rotor est:

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t.$$

3.3. Equation du Couple Electromagnétique

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_r]) \quad (\text{II-3})$$

4. EQUATION MECANIQUE :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - \Omega fr \quad (\text{II-4})$$

avec :

C_m : Couple mécanique produit par la turbine

fr : Coefficient de frottement

5. MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN DE PARK

5.1. La Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin de simplifier le modèle de la machine décrit par les équations (II-1, II-2, II-3, II-4).

la matrice de transformation est définie par :

$$P(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\alpha) & \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle α est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps. Le fait que $[P(\alpha)]$ soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée.

$$[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^T.$$

5.2. Application de la Transformation de Park à la MADA

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_e)] \cdot [V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_e - \theta)] \cdot [V_{r,abc}] \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

$$\begin{cases} [I_{s,dq}] = [P(\theta_e)] \cdot [I_{s,abc}] \\ [I_{r,dq}] = [P(\theta_e - \theta)] \cdot [I_{r,abc}] \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

$$\begin{cases} [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_e - \theta)] \cdot [V\Phi_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Tel que :

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator- rotor.

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_e \Phi_{qs} \\ V_{qs} = -R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_e \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

5.3. Choix du Référentiel :

5.3.1. Référentiel lié au Stator

$$\frac{d\theta_e}{dt} = 0 \rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

5.3.2. Référentiel lié au Rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \omega$$

5.3.3. - Référentiel lié au Champ Tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines.

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = -R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

et le couple électromagnétiques et l'équation mécaniques deviennent :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ \frac{J d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f_r \Omega \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

6. MODÉLISATION TYPE COURANT :

Le vecteur d'état dans cette modélisation est représenté par les équations des courants statoriques et rotoriques.

Nous exprimons les équations générales en utilisant la transformation de Laplace avec S l'opérateur de Laplace et $\omega_r = (\omega_s - \omega)$.

$$\begin{cases} V_{ds}(s) = -R_s I_{ds}(s) + s\Phi_{ds}(s) - \omega_s \Phi_{qs}(s) \\ V_{qs}(s) = -R_s I_{qs}(s) + s\Phi_{qs}(s) + \omega_s \Phi_{ds}(s) \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

$$\begin{cases} V_{dr}(s) = +R_r I_{dr}(s) + s\Phi_{dr}(s) - \omega_r \Phi_{qr}(s) \\ V_{qr}(s) = +R_r I_{qr}(s) + s\Phi_{qr}(s) + \omega_r \Phi_{dr}(s) \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

on peut écrire les fonctions de la transformée de Laplace $X(s)=X$

nous définissons des tensions intermédiaires telles que :

$$\begin{cases} V_{ds} - \frac{M}{L_r} V_{dr} + 2R_s I_{ds} = V_{dsr\acute{e}f} \\ V_{qs} - \frac{M}{L_r} V_{qr} + 2R_s I_{qs} = V_{qsr\acute{e}f} \\ V_{dr} - \frac{M}{L_s} V_{ds} = V_{drr\acute{e}f} \\ V_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{qs} = V_{qrr\acute{e}f} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

Des termes de couplage à compenser apparaissent $P_{ds}, P_{qs}, P_{dr}, P_{qr}$. Ces expressions particulières, nous permettent d'obtenir des relations directes entre les tensions intermédiaires et les courants statoriques et rotoriques dans les axes d ou q .

il vient :

$$\begin{cases} V_{dsr\acute{e}f} = R_s(1 + sT_s\sigma)I_{ds} + P_{ds} \\ V_{qsr\acute{e}f} = R_s(1 + sT_s\sigma)I_{qs} + P_{qs} \\ V_{drr\acute{e}f} = R_r(1 + sT_r\sigma)I_{dr} + P_{dr} \\ V_{qrr\acute{e}f} = R_r(1 + sT_r\sigma)I_{qr} + P_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

où :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: est la constante de temps électrique statorique ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: est la constante de temps électrique rotorique;

$\sigma = (1 - \frac{M^2}{L_s L_r})$, est le coefficient de dispersion.

Dans ce cas les termes de couplage, associés à chaque axe du repère dq, peuvent être exprimés comme suit:

$$\begin{cases} P_{ds} = -\frac{M}{L_r} R_r I_{dr} - \omega_s \Phi_{qs} + \omega_r \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \\ P_{qs} = -\frac{M}{L_r} R_r I_{qr} + \omega_s \Phi_{ds} - \omega_r \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ P_{dr} = -\frac{M}{L_s} R_s I_{ds} - \omega_r \Phi_{qr} + \omega_s \frac{M}{L_s} \Phi_{qs} \\ P_{qr} = -\frac{M}{L_s} R_s I_{qs} + \omega_r \Phi_{dr} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

Ces expressions contiennent des termes témoignant de l'interaction entre les axes et les cotés de la machine. Ainsi dans le terme P_{ds} associé au courant statorique direct I_{ds} , interviennent, le courant direct rotorique et des termes liés aux flux statoriques et rotoriques l'axe en quadrature Φ_{qs}, Φ_{qr} . Remarquons la présence des pulsations précédemment définies.

Des fonctions de transfert peuvent être définies .elles sont communes par coté de la machine .c'est à dire que l'on utilisera la même fonction de transfert pour traiter l'axe direct d et l'axe en quadrature q .ces transmittances mettent en jeu des tensions en fonction des courants direct et en quadrature telles que:

$$\begin{cases} T_I^S(s) = \frac{I_{is}}{V_{isr\text{éf}} - P_{is}} = \frac{I_{is}}{V_{isr\text{éf}1}} \\ T_I^R(s) = \frac{I_{ir}}{V_{ir\text{ r}\text{éf}} - P_{ir}} = \frac{I_{ir}}{V_{ir\text{ r}\text{éf}1}} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Elles sont de type premier ordre :

$$\begin{cases} T_I^S(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{(1+sT_s\sigma)} \\ T_I^R(s) = \frac{\frac{1}{R_r}}{(1+sT_r\sigma)} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Le gain est $\frac{1}{R_s}$ et la constante de temps est σT_s pour le stator et le gain est $\frac{1}{R_r}$ et la constante de temps est σT_r pour le rotor.

Les expressions des puissances pour le stator :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

Pour le rotor nous pouvons établir :

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \\ Q_r = V_{qr} I_{dr} - V_{dr} I_{qr} \end{cases} \quad (II-24)$$

Les schémas bloc des modes électriques révélant les interactions entre les axes et les cotés de la machine est exprimée sur la Figure II-3.

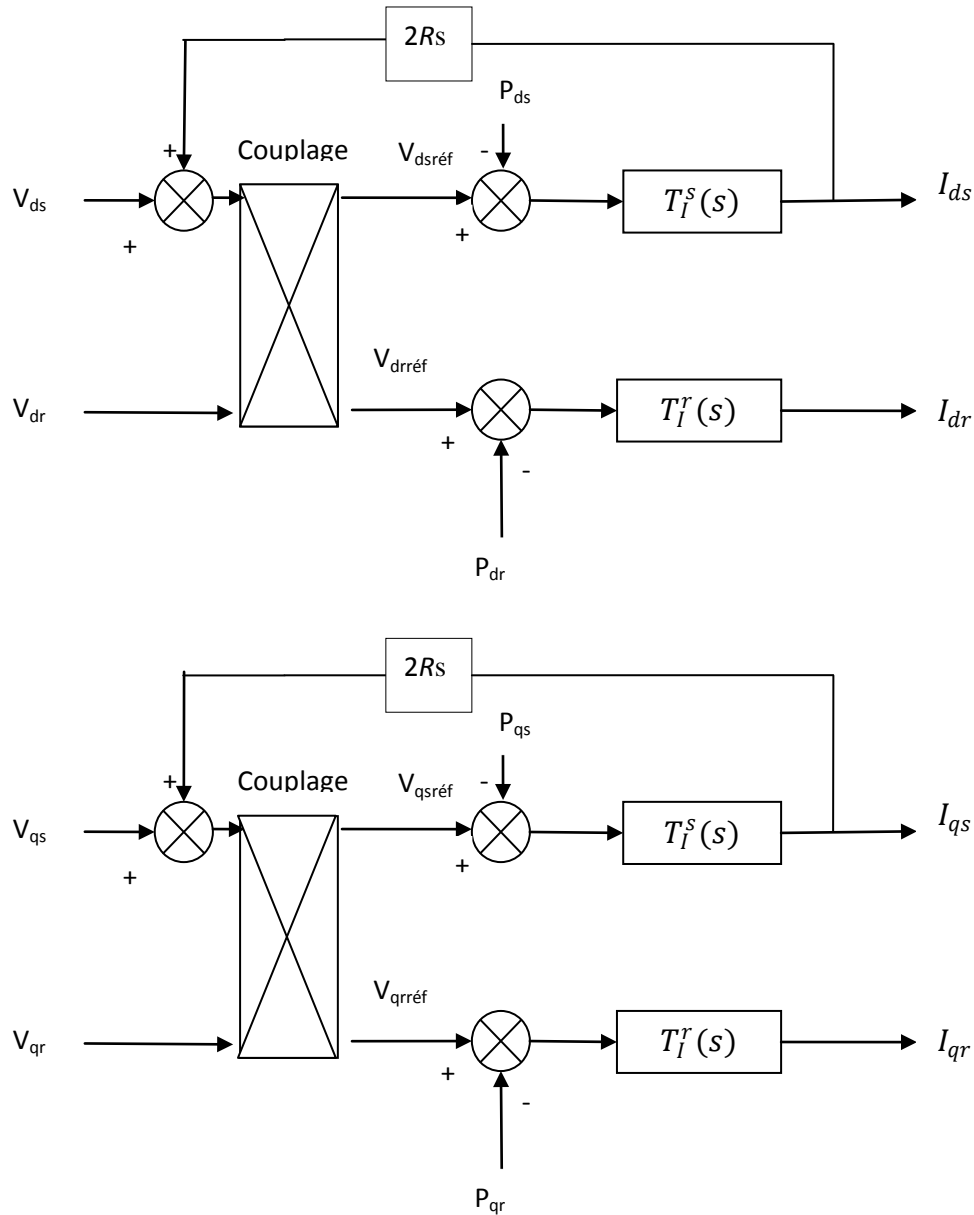


Figure II-3 : Schéma bloc des modes électriques

Le mode mécanique est déduit de l'équation différentielle suivante:

$$J_t \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f_t \Omega \quad (II-24)$$

On exprime la fonction de transfert associée au mode mécanique de notre système:

$$T_{\Omega}(s) = \frac{\frac{1}{f_t}}{1 + \frac{J_t}{f_t}s} \tag{II-25}$$

Cette fonction de transfert est de type premier ordre avec le gain $\frac{1}{f_t}$, la constante de temps mécanique à vide est $\frac{J_t}{f_t}$.

Le couple électromagnétique C_{em} de la machine par:

$$C_{em} = pM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \tag{II-26}$$

C_m , est le couple mécanique produit par l'éolienne

Le schéma bloc du mode mécanique est donné par la Figure II-4

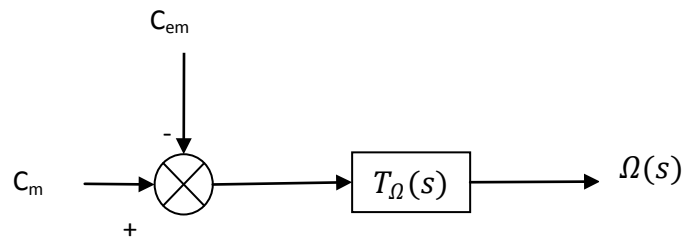


Figure II-4 : Schéma-bloc du mode mécanique

7. MODÉLISATION TYPE FLUX

En se basant sur un modèle dans l'espace d'état tel que :

$$s \underline{X}(s) = A \underline{X}(s) + B \underline{U}(s) + I \underline{P}(s)$$

$$\underline{Y}(s) = C \underline{X}(s)$$

tel que :

$X(s)$ vecteur d'état ;

$Y(s)$ vecteur de sortie ;

$U(s)$ vecteur de commande ;

$P(s)$ vecteur de couplage ;

I , matrice d'identité

A, B, C matrices des constantes

Le vecteur d'état retenu est constitué des différentes composantes des flux, soit :

$$\underline{X} = \begin{pmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix} \quad \underline{\dot{X}}(t) = \frac{dX(t)}{dt} \quad sX(s)$$

L'expression, du vecteur de commande s'écrit de la façon suivante :

$$\underline{U} = \begin{pmatrix} V_{ds} + \frac{2R_s}{L_s\sigma} \Phi_{ds} \\ V_{qs} + \frac{2R_s}{L_s\sigma} \Phi_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Dans cette expression, contrairement à la première modélisation, on ne trouve plus de tensions intermédiaires.

Le choix du vecteur de commande et du vecteur d'état nous permet d'introduire un vecteur " termes de couplage " :

$$\underline{P} = \begin{pmatrix} P_{1d} \\ P_{1q} \\ P_{2d} \\ P_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma} \Phi_{dr} + \omega_s \Phi_{qs} \\ \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma} \Phi_{qr} - \omega_s \Phi_{ds} \\ \frac{R_r M}{L_s L_r \sigma} \Phi_{ds} + \omega_r \Phi_{qr} \\ \frac{R_s M}{L_s L_r \sigma} \Phi_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} \end{pmatrix} \quad (\text{II-28})$$

Les composantes du vecteur de couplage qui devra être compensé, contiennent un terme de moins que ceux introduits par la modélisation de type " courant".dans ces composantes, on notera l'occurrence d'un terme lié au coté opposé de la machine, et d'un terme lié à l'autre axe du même coté. Prenons par exemple la première composante P_{ds} , son action concerne le flux stator dans l'axe d , Φ_{ds} . Le terme Φ_{dr} représente l'influence de l'axe direct rotorique sur ce flux, alors que le terme Φ_{qs} représente l'influence de l'axe opposé statorique, soit l'influence de l'axe "actif", maîtrisant le couple, sur l'axe 'magnétisant, garant de l'état magnétique de la machine.

Les différentes matrices sont alors déduites .la matrice dynamique A est :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r\sigma} \end{pmatrix} \quad (\text{II-29})$$

Cette matrice dynamique est diagonale. il est facile d'en déduire qu'il n'y aura aucune interaction directe entre les différents axes des différents cotés. C'est à dire qu'il n'y a pas de terme couplage direct entre les différentes variables. la matrice de commande B, est égale à la

$$\text{matrice identité } I_4 \cdot B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = I_4$$

Le vecteur de sortie \underline{Y} , est donné par la matrice c, que l'on choisira de façon à formuler l flux désiré. par exemple, si nous désirons obtenir le flux starorique direct, Φ_{ds} , elle s'exprime par:

$$C = (1 \ 0 \ 0 \ 0)$$

On écrit les fonctions de transfert découlant de cette modélisation:

$$\begin{cases} T_{\varphi}^s(s) = \frac{\Phi_{is}}{V_{isr \text{éf}} + P_{1i}} \\ T_{\varphi}^r(s) = \frac{\Phi_{ir}}{V_{ir \text{éf}} + P_{2i}} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

Ces fonctions de transfert lient les tensions directes aux flux stator et rotor :

$$\begin{cases} T_{\varphi}^s(s) = \frac{\frac{L_s \sigma}{R_s}}{(1 + s \frac{L_s \sigma}{R_s})} \\ T_{\varphi}^r(s) = \frac{\frac{L_r \sigma}{R_r}}{(1 + s \frac{L_r \sigma}{R_r})} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

elles sont communes par coté de la machine .ce sont des fonctions du type premier ordre avec un gain et une constante de temps statorique valant $\frac{L_s \sigma}{R_s}$, et avec un gain et une constante de temps rotorique identique, $\frac{L_r \sigma}{R_r}$.

Les expressions des puissances actives et réactive statoriques sont:

$$\begin{cases} P_s = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{ds} (L_r \Phi_{ds} - M \Phi_{dr}) + V_{qs} (L_r \Phi_{qs} - M \Phi_{qr})) \\ Q_s = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{qs} (L_r \Phi_{ds} - M \Phi_{dr}) - V_{ds} (L_r \Phi_{qs} - M \Phi_{qr})) \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

De façon identique nous élaborons les puissances actives et réactive rotoriques:

$$\begin{cases} P_r = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{dr} (L_s \Phi_{dr} - M \Phi_{ds}) + V_{qr} (L_r \Phi_{qr} - M \Phi_{qs}) \\ Q_r = \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{qr} (L_s \Phi_{dr} - M \Phi_{ds}) - V_{dr} (L_s \Phi_{qr} - M \Phi_{qs}) \end{cases} \quad (II-33)$$

La modélisation schématique des modes électriques qu'on va la représenter par la Figure II-5.

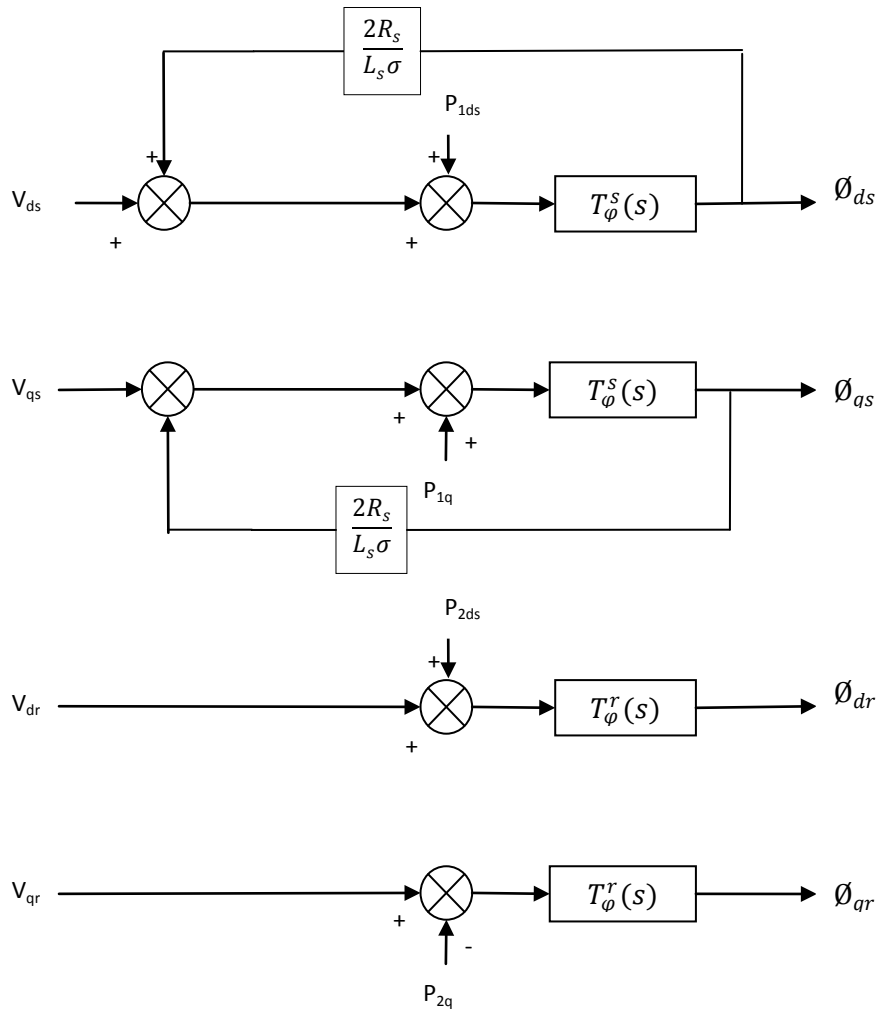


Figure II-5 : Schéma bloc des modes électriques

Le schéma bloc du mode mécanique est le même que celle précédemment trouvé

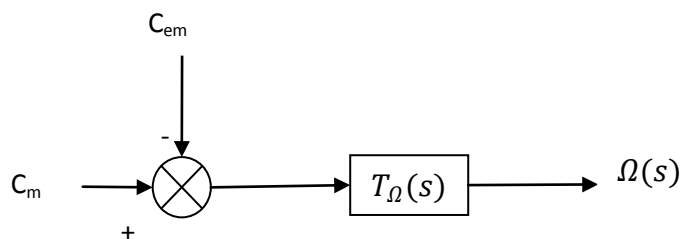


Figure II-6 : Schéma bloc du mode mécanique

8. CONCLUSION SUR LES DEUX TYPES DE MODELISATIONS:

La modélisation de type " **courant**" fait apparaître les variables d'état rapides I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} , I_{qr} , qui sont les courants statoriques et rotoriques dans les axes d et q de la machine. On voit qu'il existe une forte interaction entre les deux cotés d'un même axe, par le biais des tensions intermédiaires croisées, et par l'expression des termes de couplage P_{ds} , P_{qs} , P_{dr} , P_{qr} . Une expression des fonctions de transfert a été donnée ainsi qu'un schéma bloc correspondant.

Nous retiendrons que cette modélisation fait intervenir des fonctions de transfert "simple" (premier ordre).

Le seul inconvénient étant qu'on ne peut à priori trancher sur la légitimité ou interprétation physique de l'intervention de tensions intermédiaires croisées. C'est l'expression d'un schéma équivalent en régime permanent, qui nous permet de justifier l'emploi de ces termes de tensions croisées.

La modélisation de type " **flux**" propose un vecteur d'état constitué des composantes des flux magnétiques présents dans la machine, Φ_{ds} , Φ_{qs} , Φ_{dr} , Φ_{qr} . Cette modélisation ne présente pas, au contraire de la précédente, d'interaction entre les côtés de la machine. On est arrivé à un découplage presque parfait. La seule interaction qui pourrait nous être préjudiciable, est celle que l'on trouve dans les termes de couplage. Les composantes du vecteur à compenser ont une expression plus simple que celles définies avec la modélisation de type " **courant**".

Les expressions analytiques et schématiques des fonctions de transfert trouvées sont de type premier ordre.

On notera un inconvénient à cette modélisation. Les flux ne peuvent pas être mesurés directement, il s'agira donc de faire une estimation de ces flux à partir de la mesure des courants. Nous pourrions les considérer comme mesurables puisque les courants statoriques et rotoriques seront mesurés.

L'intérêt majeur de la modélisation exprimant les flux, réside dans le fait que l'on a directement en "sortie" des régulateurs, les termes de tensions de référence. Nous sommes alors très proche d'un fonctionnement à Contrôle Direct du Couple.

CHAPITRE III :
LA COMMANDE LINEAIRE
DE LA MADA

CHAPITRE III :

LA COMMANDE LINEAIRE DE LA MADA

1. INTRODUCTION :

La commande linéaire consiste à contrôler la MADA et l'assimiler à une machine à courant continu, vu le modèle non linéaire de la MADA qui est dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique, il faut découpler la machine afin d'arriver à un modèle linéaire qu'on peut facilement le simuler.

Pour cela, on a choisi la commande vectorielle.

2. COMMANDE VECTORIELLE

La commande par orientation du flux proposée par BLASHC en 1972, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones, l'idée fondamentale de cette méthode est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec la composante I_{ds} du courant statorique qui est l'équivalent du courant induit de la machine à courant continu ; tandis que la composante I_{qr} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant en courant induit de la machine à courant continu.

3. APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE A LA MADA

Le référentiel diphasé est celui lié au champ tournant, l'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

On choisit d'orienter le vecteur flux statorique Φ_s avec l'axe « d » du repère diphasé, d'où :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s, \Phi_{qs} = 0$$

L'équation du couple électromagnétique devient alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} \Phi_{ds} i_{qr} \quad (\text{III-1})$$

L'équation des flux devient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Si on suppose le réseau électrique stable ayant pour une tension simple efficace v_s , cela conduit à un flux statorique Φ_s constant.

Cette considération associée à l'équation (III-1) montre que le couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel au courant rotorique I_{qr} .

De plus les tensions statoriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s i_{ds} \\ V_{qs} = -R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_s \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

à l'aide de l'équation des flux on tire l'équation des courants statoriques suivante :

$$\begin{cases} i_{ds} = -\frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{\Phi_s}{L_s} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

En remplaçant dans l'équation des flux rotoriques

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \frac{M\Phi_s}{L_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

En injectant ces équations dans l'équation des tensions rotoriques

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g\omega_s \frac{M\Phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

On pose :

$$V_s^2 = v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \quad \text{II-5 ce terme est constant}$$

Les puissances active et réactive statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = \frac{\omega_s \varnothing_s M}{L_s} i_{qr} - \frac{V_s^2}{R_s} + \frac{(\omega_s \varnothing_s)^2}{R_s} \\ Q_s = -\omega_s \varnothing_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{\omega_s (\varnothing_s)^2}{L_s} \end{cases} \quad \text{(III-7)}$$

En appliquant la transformation de LAPLACE aux variables des courants et des tensions :

$$x_{dqi} \longrightarrow X_{dqi}, \quad \frac{dx_{dqi}}{dt} \longrightarrow S.X_{dqi} \quad \text{avec S : opérateur de LAPLACE}$$

Et nous trouvons le schémas-bloc de la MADA utilisée en génératrice commandée en P et Q.

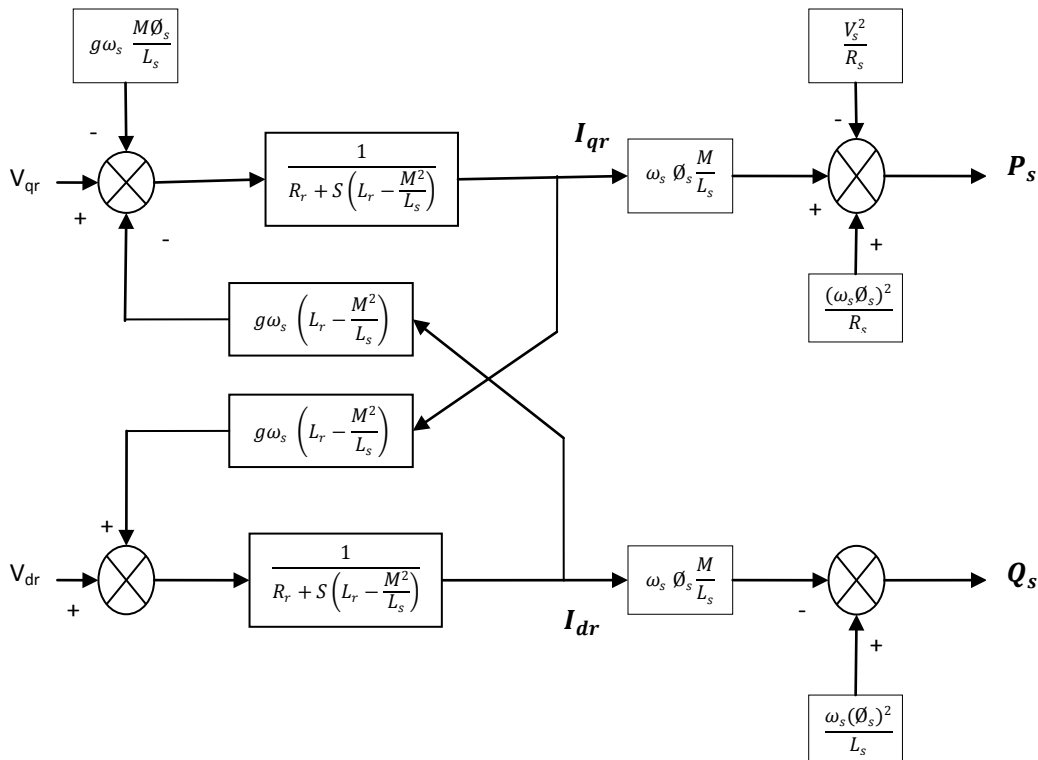


Figure III-1 : Schéma –bloc de la MADA à réguler

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques à la puissance active et les tensions statoriques à la puissance réactive. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé

indépendamment avec son propre régulateur. Les grandeurs de références pour les régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

Les tensions rotoriques diphasées sont les grandeurs à imposer pour contrôler les courants rotoriques. V_{dr} et V_{qr} sont ainsi considérés comme des variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (Figure III-2) et les courants rotoriques I_{dr} et I_{qr} comme des variables d'état. Les tensions rotoriques sont ainsi fonction des grandeurs de consigne $P_{réf}$ et $Q_{réf}$.



Figure III-2 : Bloc de contrôle à flux orienté.

Cette commande utilisant les puissances actives et réactives comme des consignes est appelée “ Commande en P et Q “.

Ainsi, il apparait deux solutions pour effectuer la commande en P et Q de cette machine :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment la puissance active et réactive .cette méthode est appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissances contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode est appelée *méthode indirecte* basée sur les équations (III-6) et (III-7).

4. COMMANDE DIRECTE

Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation pour chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de perturbation qui sont dans le schéma –bloc de la Figure III-1.

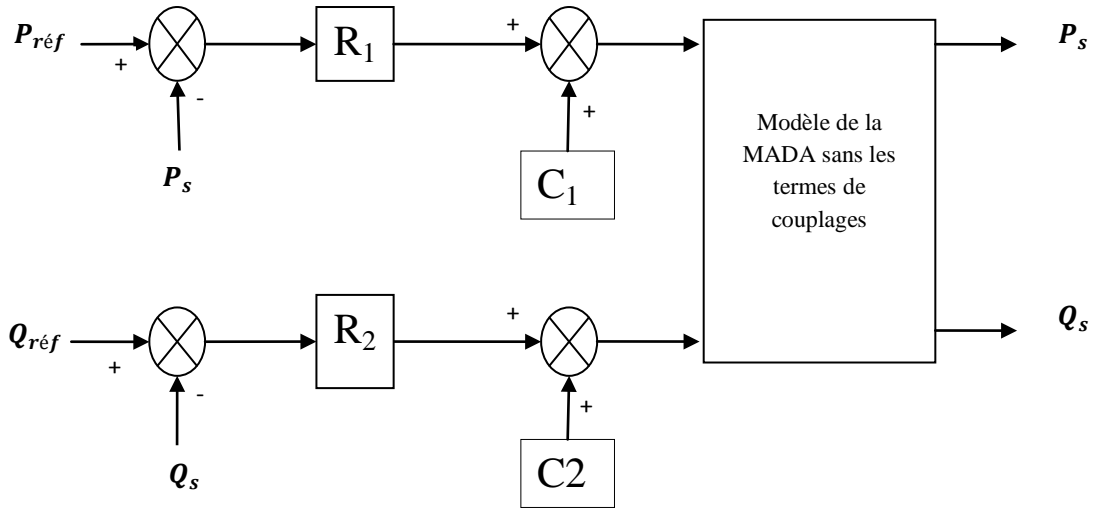


Figure III-3 : Schéma-bloc Commande directe avec un seul régulateur sur chaque axe.

avec C_1 et C_2 sont des termes de compensation qui ont pour expressions suivantes :

$$\begin{cases} C_1 = g\omega_s\varnothing_s \frac{M}{L_s} + \frac{R_r L_s}{R_s M} \frac{V_s^2}{\omega_s\varnothing_s} - \frac{R_r L_s}{R_s M} \omega_s\varnothing_s \\ C_2 = R_r \frac{\varnothing_s}{M} \end{cases} \quad (III-8)$$

Pour le choix des régulateurs, nous proposons deux types de régulateurs le régulateur proportionnel intégral (PI), et le régulateur intégral proportionnel(IP).

5. COMMANDE INDIRECTE

La méthode indirecte consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler. On construit ainsi un schéma bloc permettant d’exprimer les tensions en fonction des puissances. on aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine, mais dans l’autre sens la commande indirecte va donc contenir tous les éléments présents dans le schéma bloc de la MADA (Figure III-1).

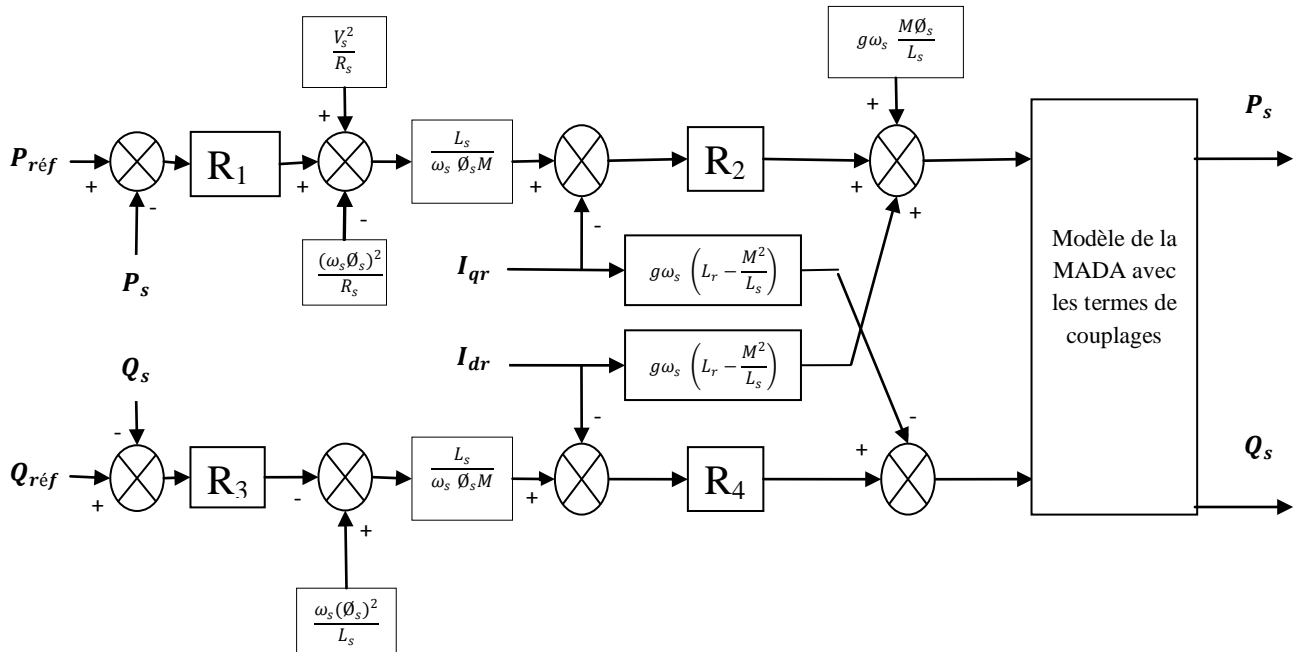


Figure III-4 : Commande vectorielle indirecte avec deux régulateurs sur chaque axe

6. SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS

Nous allons utiliser la même philosophie et méthode de synthèse des régulateurs pour la commande directe et la commande indirecte.

Pour cela nous exposons seulement la synthèse des régulateurs pour la commande directe et qui sera la même pour la commande indirecte.

6.1. Régulateur PI :

La rapidité et la simplicité du régulateur PI constituent ses principales performances pour lesquelles on l'utilise dans la commande de la MADA.

Sa fonction de transfert est de la forme :

$$F_R(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \tag{III-9}$$

Le schéma suivant montre la boucle de régulation du système corrigé par le régulateur PI.

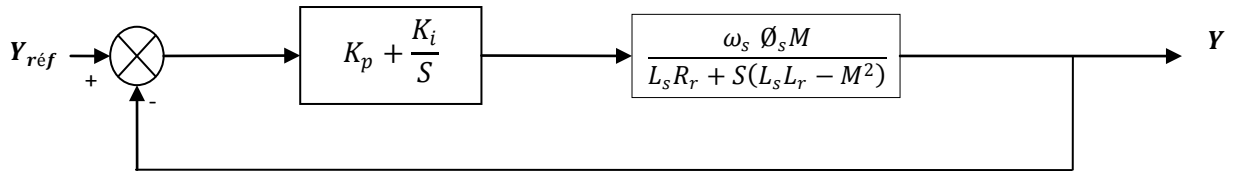


Figure III-5 : Système régulé par PI

La Fonction de transfert en boucle ouverte (Ftbo) avec le régulateur PI s’écrit alors :

$$F_{tbo} = \frac{S + \frac{K_i}{K_p} \frac{\omega_s \phi_s M}{(L_s L_r - M^2)}}{\frac{S}{K_p} \frac{L_s R_r}{(L_s L_r - M^2)} + S} \tag{III-10}$$

La méthode de compensation des pôles est celle choisie pour la synthèse des régulateurs. Les zéros de la fonction de transfert seront compensés. Ainsi nous aurons l’égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{(L_s L_r - M^2)} \tag{III-11}$$

Il est à noter que la compensation des pôles n’a d’intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs en dépendent directement. Dans le cas contraire la régulation sera défaillante.

En effectuant la compensation de la fonction de transfert en boucle ouverte, celle-ci devient :

$$F_{tbo} = \frac{\frac{\omega_s \phi_s M}{(L_s L_r - M^2)}}{\frac{S}{K_p}} \tag{III-12}$$

En boucle fermée nous aurons :

$$F_{tbf} = \frac{F_{tbo}}{1 + F_{tbo}} = \frac{1}{1 + \tau_r S} \tag{III-13}$$

Avec,

$$\tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{(L_s L_r - M^2)}{\omega_s \phi_s M} \tag{III-14}$$

Le temps de réponse τ_r sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité. D'autant plus qu'une valeur non adaptée causerait des perturbations lors des régimes transitoires et provoquerait des dépassements et des instabilités indésirables.

Ainsi, les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{(L_s L_r - M^2)}{\omega_s \phi_s M} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s R_r}{\omega_s \phi_s M} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Il est clair que la méthode de la compensation des pôles n'est pas la seule alternative permettant la synthèse des régulateurs PI. Toutefois cette méthode procure l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de premier ordre.

6.2. Régulateur IP :

Dans cette partie, des régulateurs IP seront utilisés. Ces derniers sont analogues aux régulateurs PI sauf que les actions proportionnelles et intégrales sont mises en série contrairement aux régulateurs PI où ces actions sont mises en parallèle (Figures III-5 et III-6)

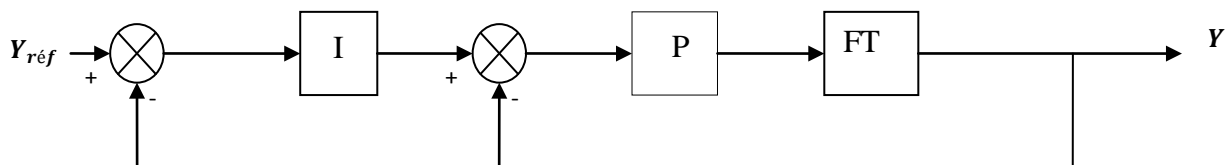


Figure III-6 : Régulateur IP

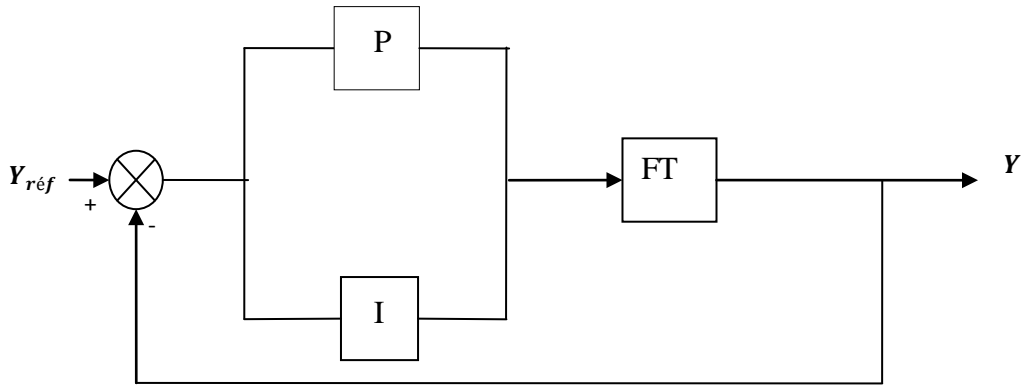


Figure III-7 : Régulateur PI

Tel que décrit précédemment, la régulation du système se fait d’abord par la simplification de celui-ci en un modèle monovariante. Ainsi le modèle simplifié utilisé pour dimensionner les régulateurs PI le sera pour les régulateurs IP (Figure III-7).

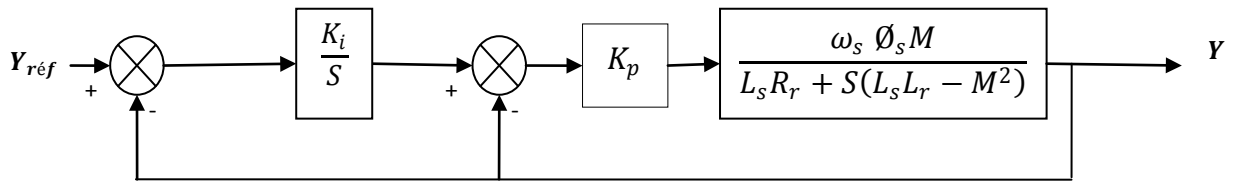


Figure III-8 : Système régulé par un régulateur IP

La fonction de transfert en boucle fermée (F_{tbf}) avec le régulateur IP s’écrit alors :

$$F_{tbf} = \frac{K_i K_p A}{S^2 + (K_p A + B)S + K_i K_p A} \tag{III-16}$$

Tel que :

$$\begin{cases} A = \frac{\omega_s \Phi_s M}{(L_s L_r - M^2)} \\ B = \frac{L_s R_r}{(L_s L_r - M^2)} \end{cases} \tag{III-17}$$

Par identification à un système de second ordre de fonction de transfert :

$$F_{tbf} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{III-18}$$

On utilise la méthode de placement des pôles pour la synthèse du régulateur IP

Les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{cases} K_i = \frac{\omega_n^2}{K_p A} \\ K_p = \frac{2\xi\omega_n - B}{A} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

D'où en remplaçant A et B par leurs expressions respectives on obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{(L_s L_r - M^2)\omega_n^2}{2\xi\omega_n(L_s L_r - M^2) - L_s R_r} \\ K_p = \frac{2\xi\omega_n(L_s L_r - M^2) - L_s R_r}{\omega_s \phi_s M} \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

Afin d'avoir des performances acceptables, la dynamique des puissances est imposée à $\omega_n = 5000$ rd/s.

Le choix de ξ est fait de manière que le coefficient d'amortissement du système en boucle fermée soit optimal (environ 0.7).

7. SIMULATION ET ANALYSE DES PERFORMANCES

Ce paragraphe va permettre de tester et de comparer les performances des deux régulateurs en simulation. Pour chaque série d'essais (suivi de référence, sensibilité aux perturbations et robustesse), nous testerons la commande directe et la commande indirecte.

7.1. Suivi de Référence

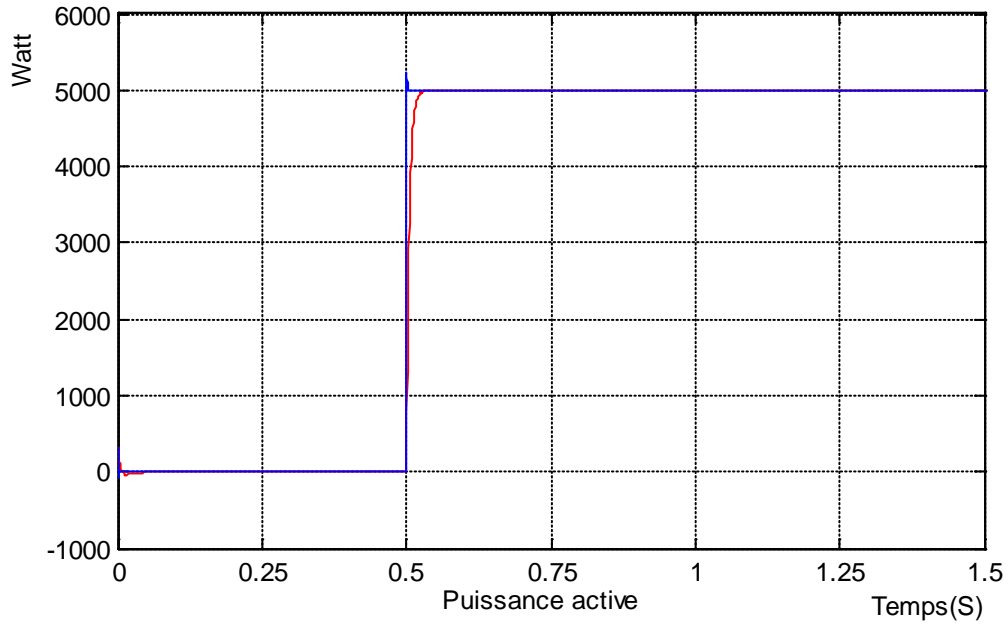
Le premier essai consiste à tester notre modèle défini précédemment pour la commande directe (Figure III-2) et la commande indirecte (Figure III-3) avec les deux régulateurs utilisés (PI e IP).

Conditions de l'essai :

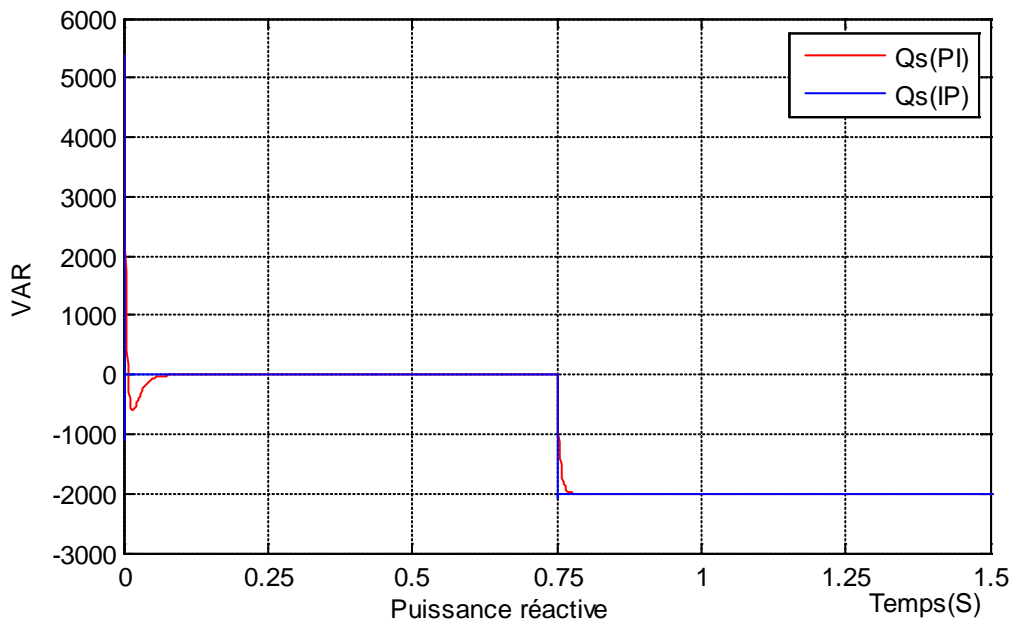
Machine entraînée à 1450 tr/mn.

à $t=0,5$ s : échelon de puissance active (Pref passe de 0 à 5000W)

à $t=0,75$ s : échelon de puissance réactive (Qref passe de 0 à -2000VAR).



(a)



(b)

Figure III-9 : Simulation de la Commande directe

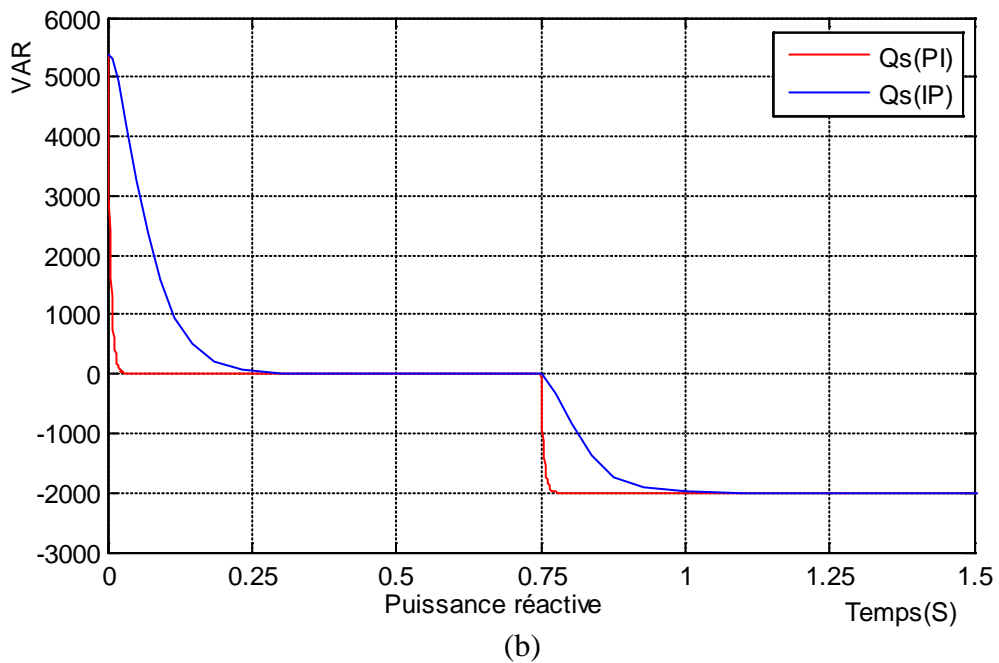
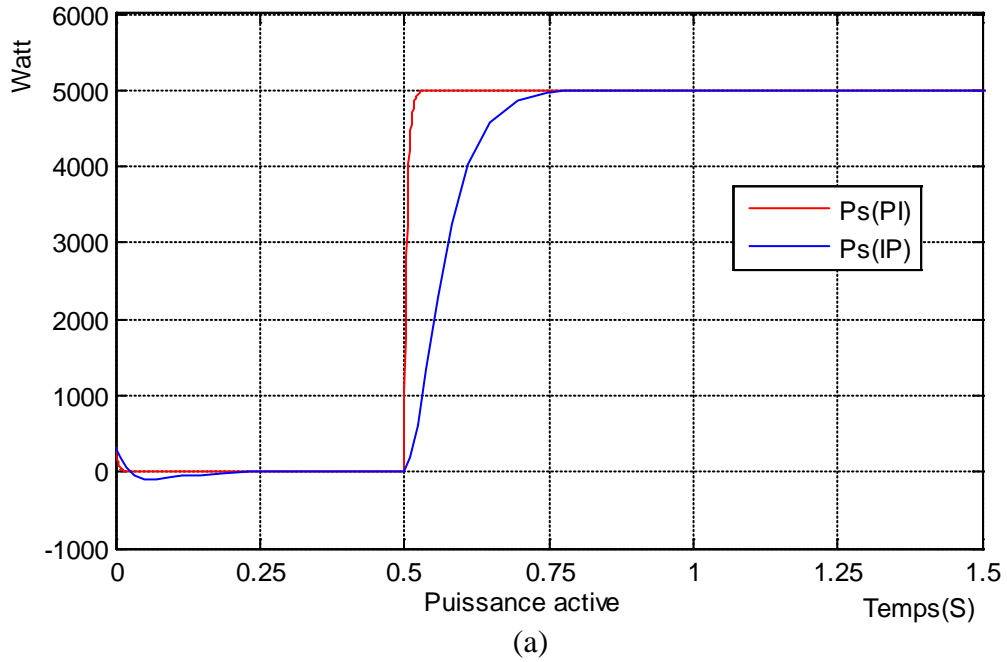
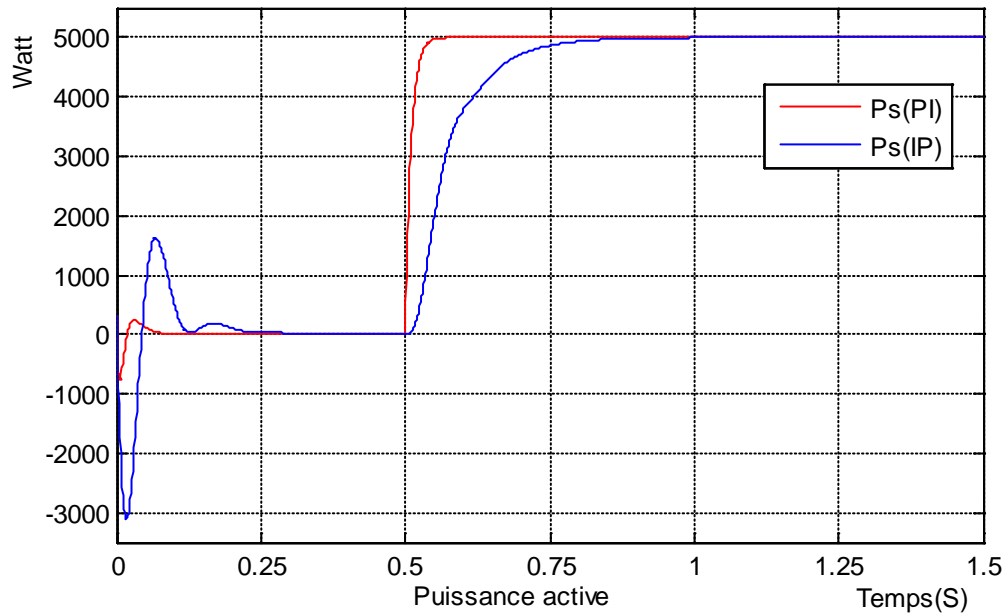
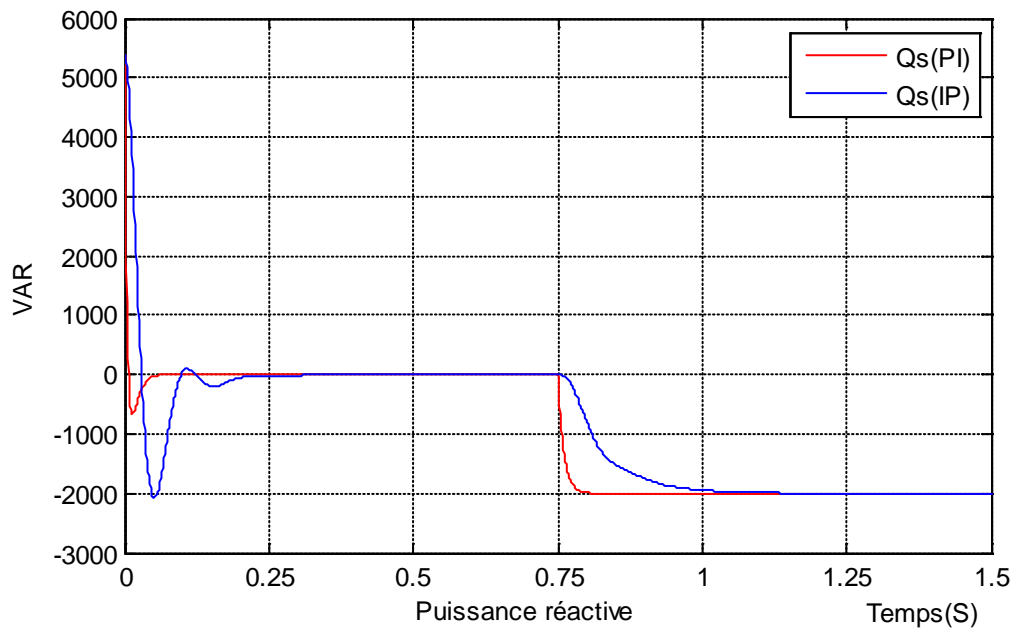


Figure III-10 : Simulation de la Commande indirecte sans boucle de puissance



(a)



(b)

Figure III-11 : Simulation de la Commande indirecte avec boucle de puissance

La Figure III-9 représente la simulation de la commande directe des deux régulateurs .nous observons que les puissances suivent bien leurs références, et cela pour les deux régulateurs, on peut dire que les deux régulateurs répondent rapidement au changement de référence avec un temps de réponse très faibles.

Les figures III-10 et III-11 représentent respectivement la commande indirecte sans boucle de puissance et avec boucle de puissance. Nous observons que les puissances suivent leurs références avec un retard par rapport à la commande directe et ce retard augmente en cas de la commande indirecte avec boucle de puissance.

Seulement, on note qu'il y a un dépassement lors du régime transitoire du régulateur (IP) par rapport au régulateur (PI), ceci est très visible pour la commande indirecte beaucoup plus.

Seule explication est que les puissances mesurées sont calculées des courants rotoriques asservis dans les deux commandes directe et indirecte, les puissances sont perturbées pour le régime transitoire avec un retard considérable pour la commande indirecte, car le modèle prend en considération toutes les perturbations et couplage entre les deux axes, ceci est très visible par de faibles oscillations entre les deux puissances active et réactive (axe d et l'axe q) car l'un influe sur l'autre lors du changement de référence.

7.2.Sensibilité aux Perturbations

Cet essai nous permet de vérifier dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leur valeur de référence lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement.

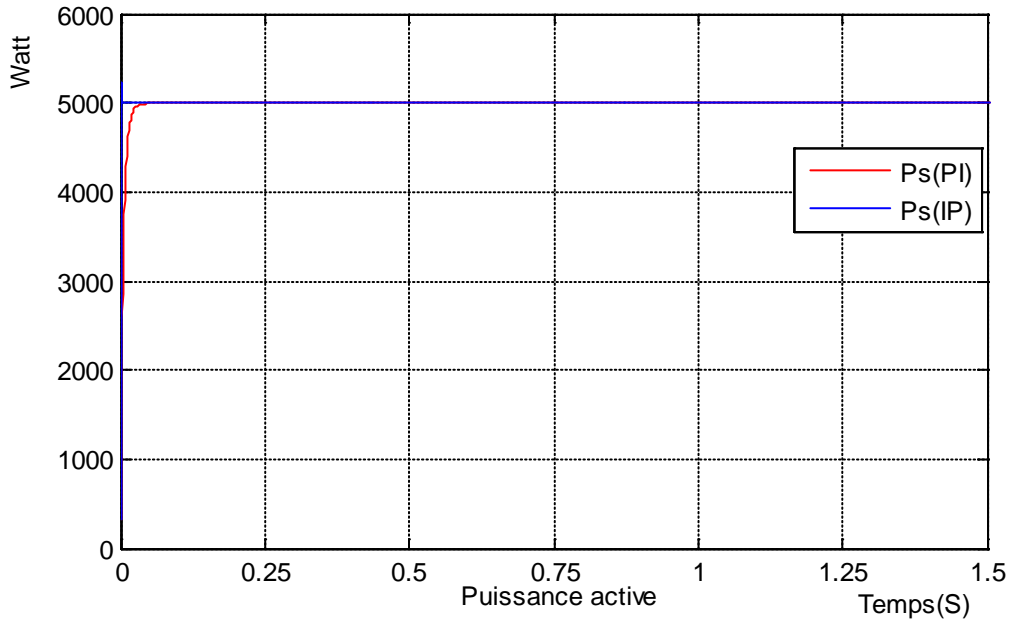
Conditions essai :

Machine entraînée à 1350 tr/mn ;

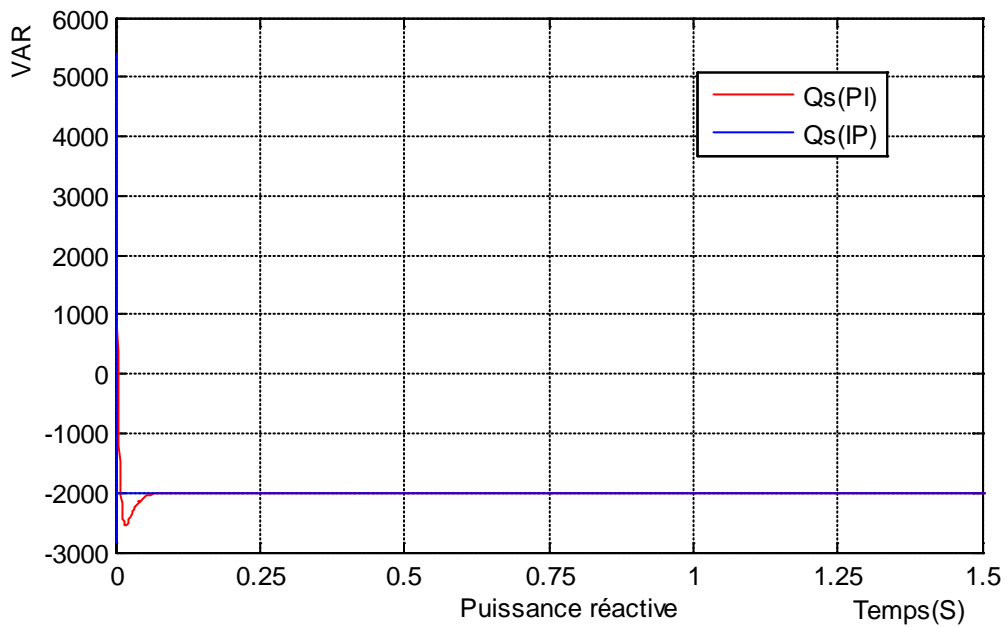
Référence de puissance active fixée à 5000 W ;

Référence de puissance réactive fixée à -2000 VAR ;

à $t=0.75s$ la vitesse passe brusquement de 1350 à 1450tr/mn.

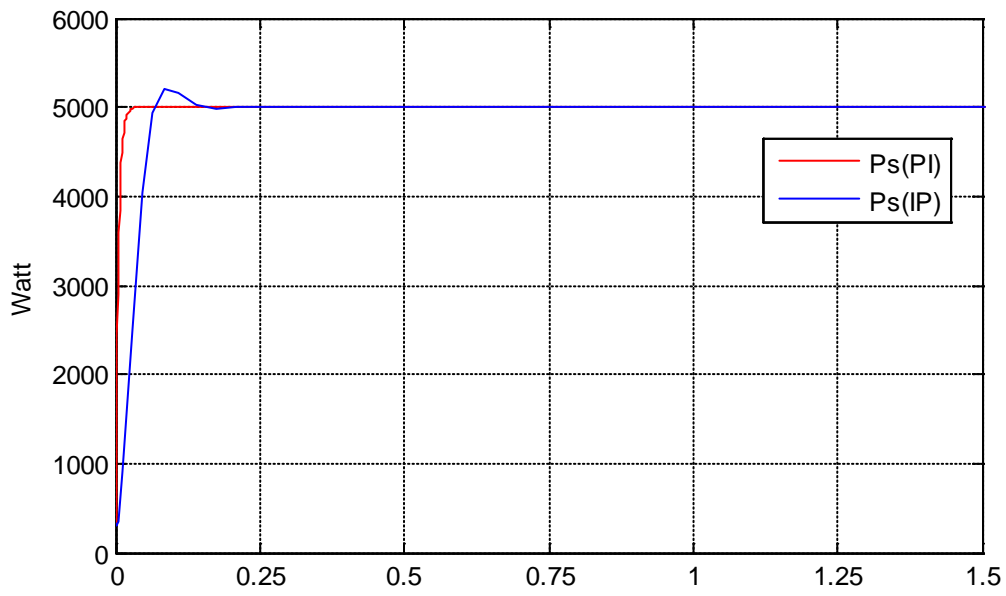


(a)

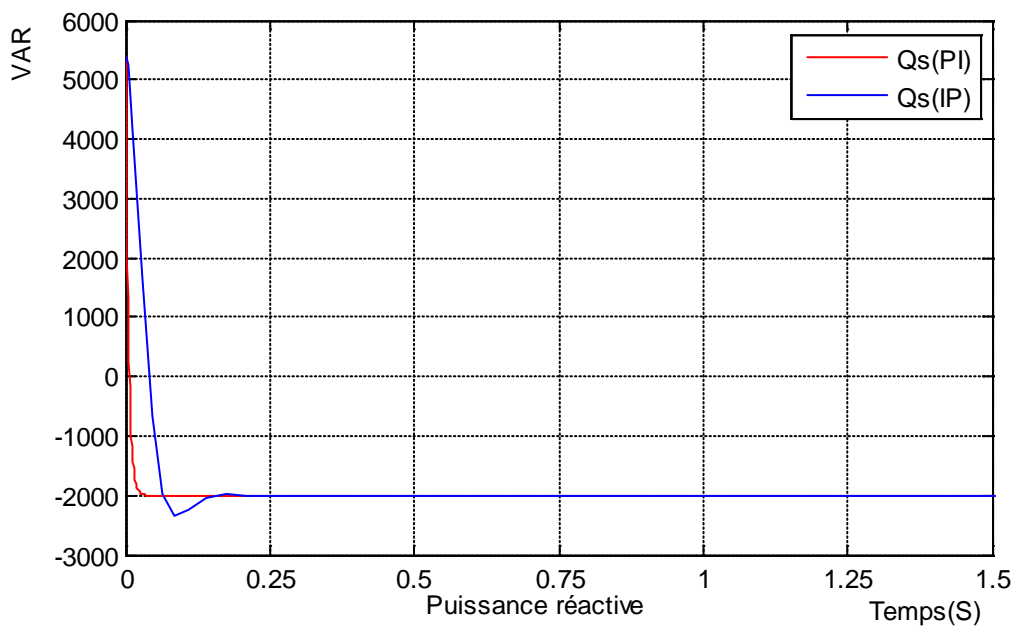


(b)

Figure III-12 : Simulation de la Commande directe

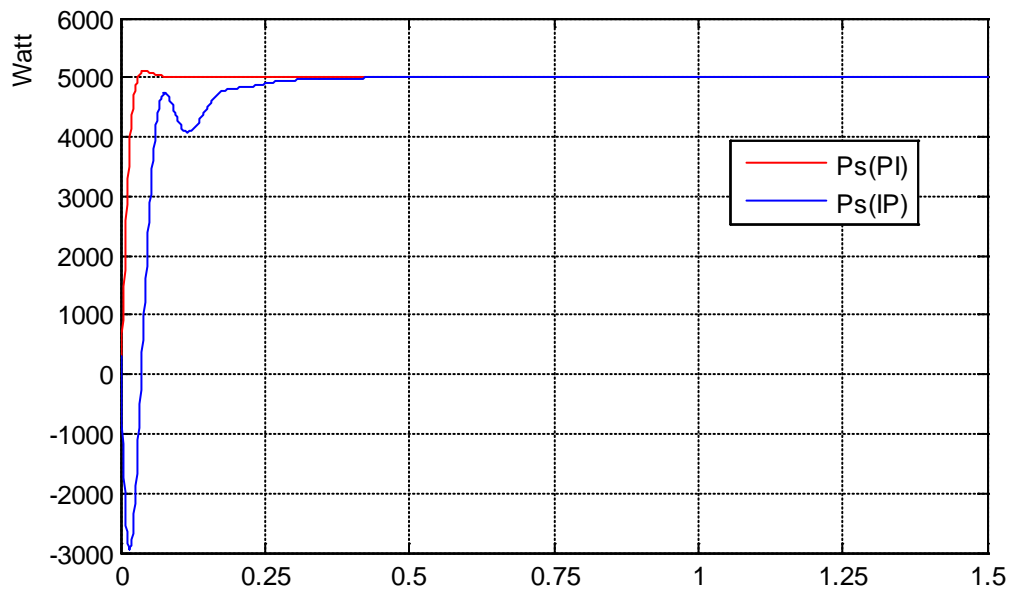


(a)

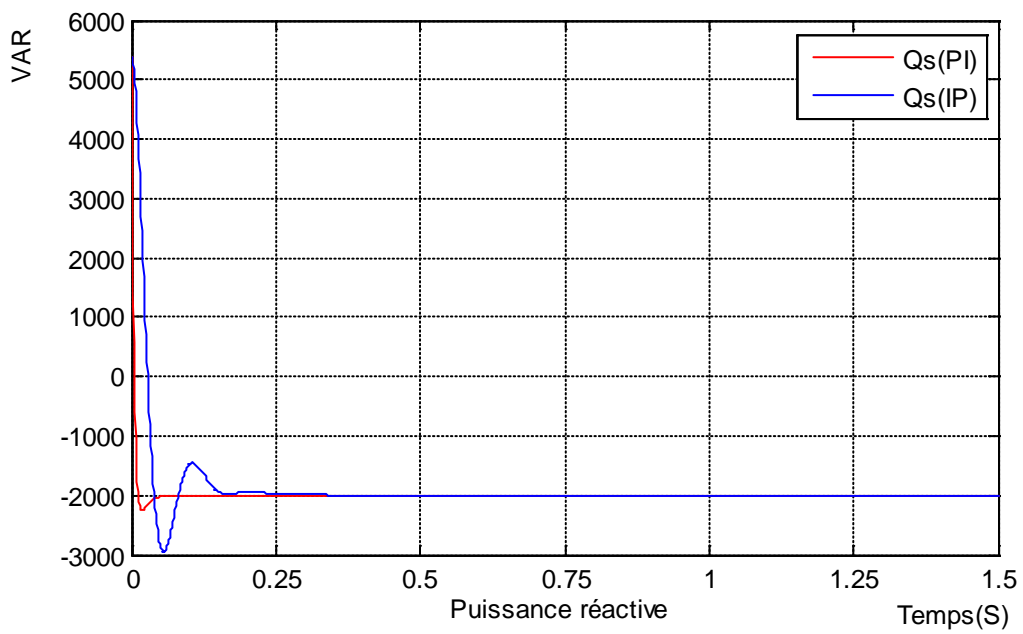


(b)

Figure III-13 : Simulation de la Commande indirecte sans boucle de puissance

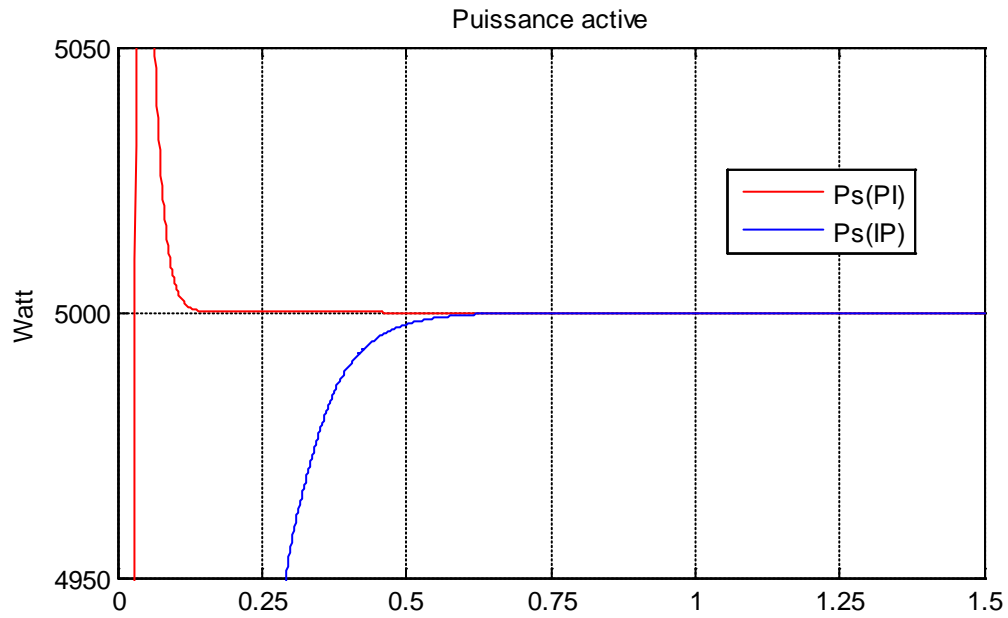


(a)

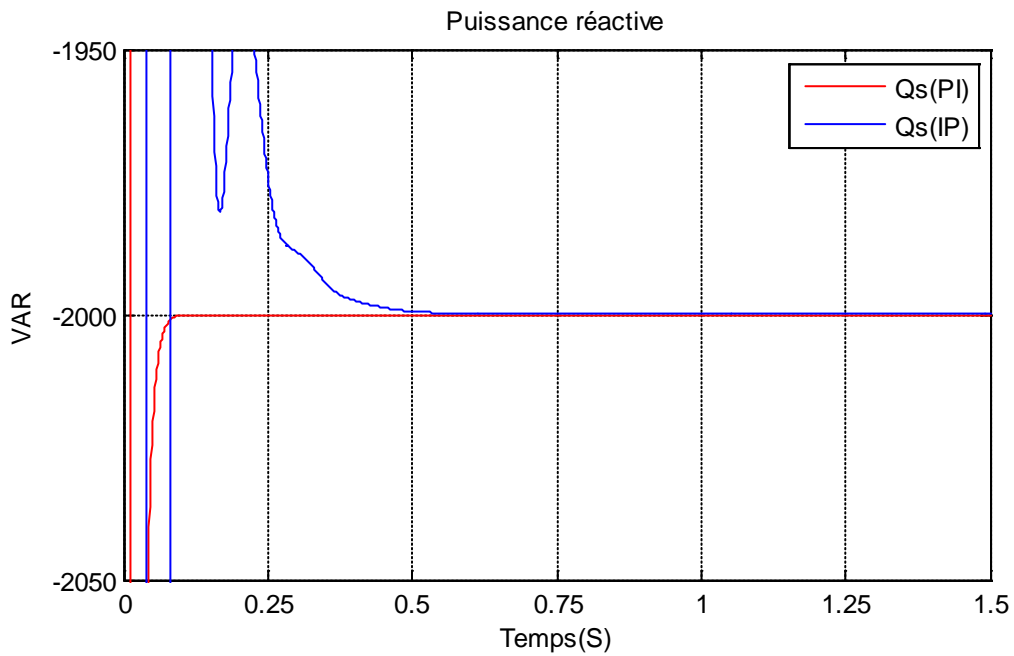


(b)

Figure III-14 : Simulation de la Commande indirecte avec boucle de puissance



(a)



(b)

Figure III-15 : Agrandissement autour du point de variation de la vitesse

On observe la bonne régulation de notre système et qu'il est insensible aux perturbations dues à la variation brusque de la vitesse et ceci nous mène à dire que la MADA peut être utilisée dans les aérogénérateurs, vu la variation de la vitesse du vent.

Le régulateur IP semble être le plus robuste pour réguler notre système dans le cas de la variation de la vitesse. Bien que le régulateur PI arrive tout de même à réguler le système avec des fluctuations qui s'éteignent rapidement.

7.3. Robustesse

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres de la machine .en effet les calculs de régulateurs sont basés sur des fonctions de transfert dont les paramètres sont supposés fixes .toutefois, dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances etc.).ajoutons à cela que l'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure.

Conditions d'essai :

Machine entraînée à 1350 tr/mn.

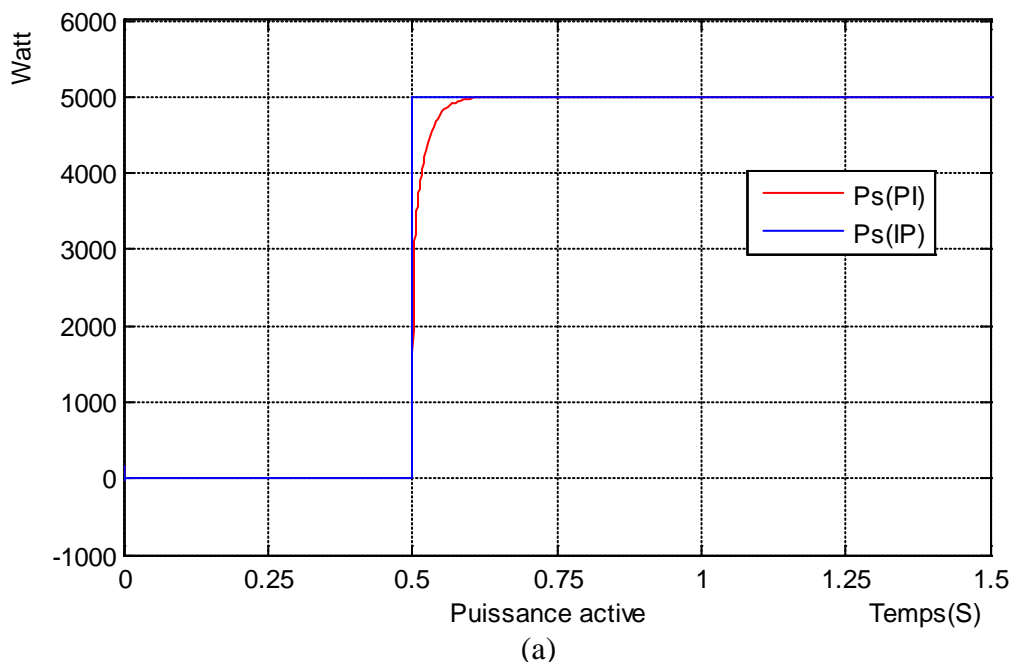
Resistances R_s et R_r multipliées par 2.

Inductances L_s , L_r et M divisées par 2.

à $t=0.51s$: échelon de puissance active (P_{ref} passe de 0 à 5000W)

à $t=1s$: échelon de puissance réactive (Q_{ref} passe de 0 à -2000VAR).

à $t=0.5s$ la vitesse passe brusquement de 1350 à 1450 tr/mn.



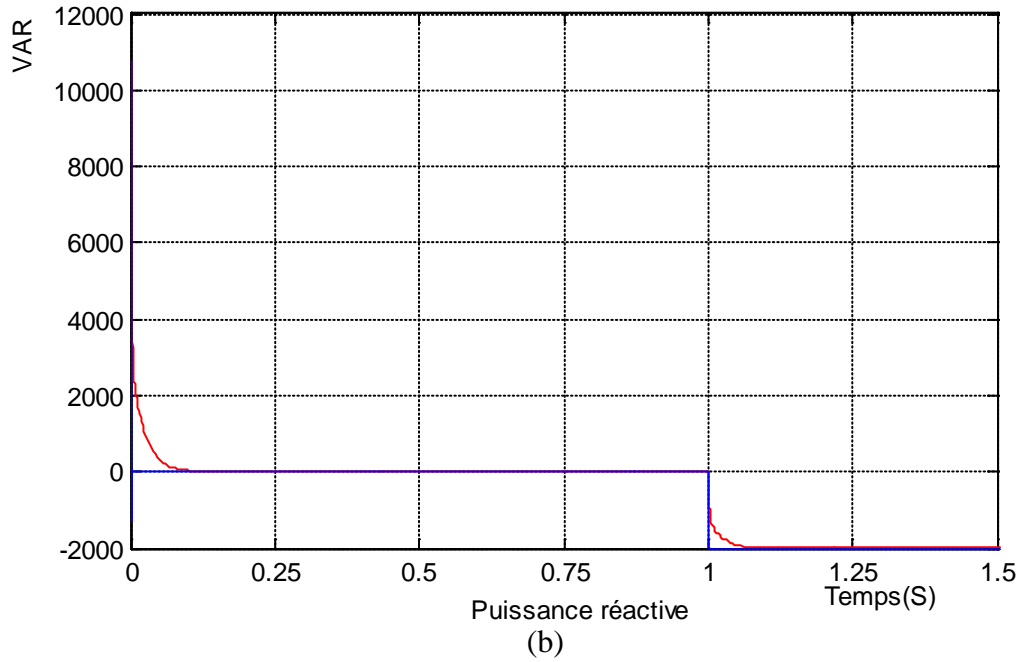
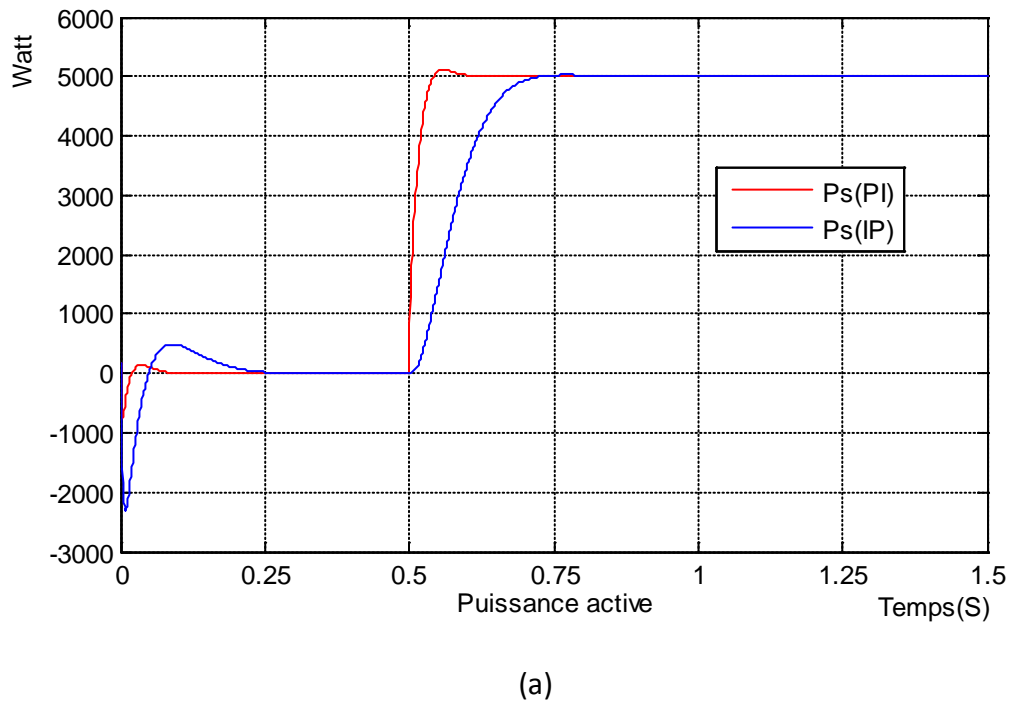
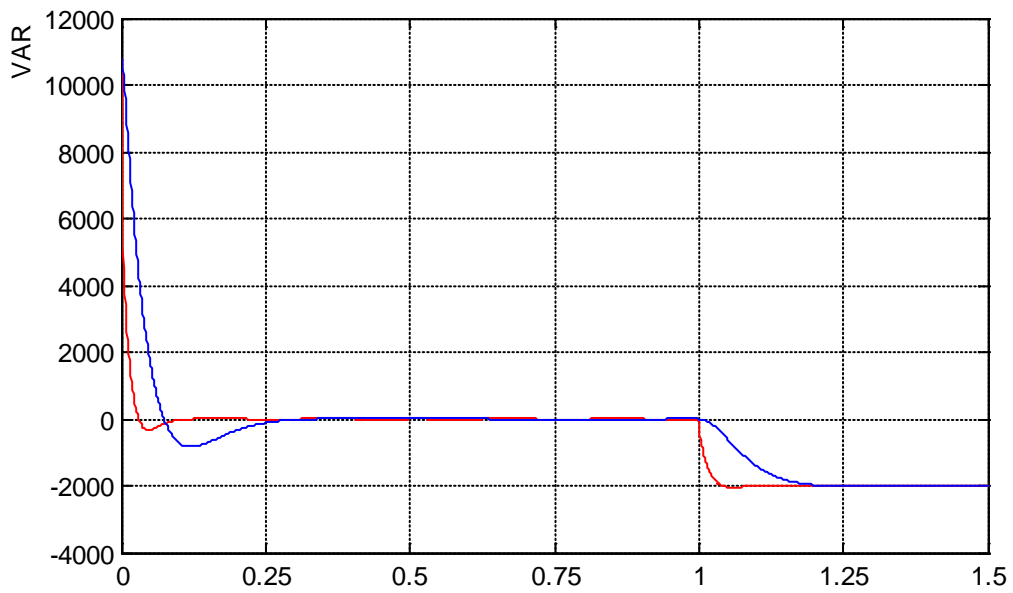


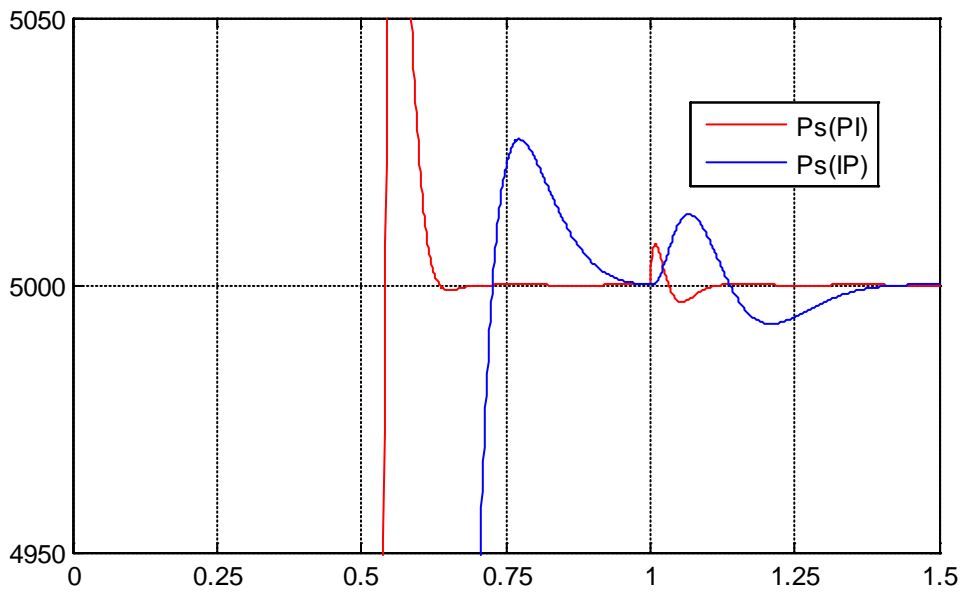
Figure III-16 : Simulation de la Commande directe



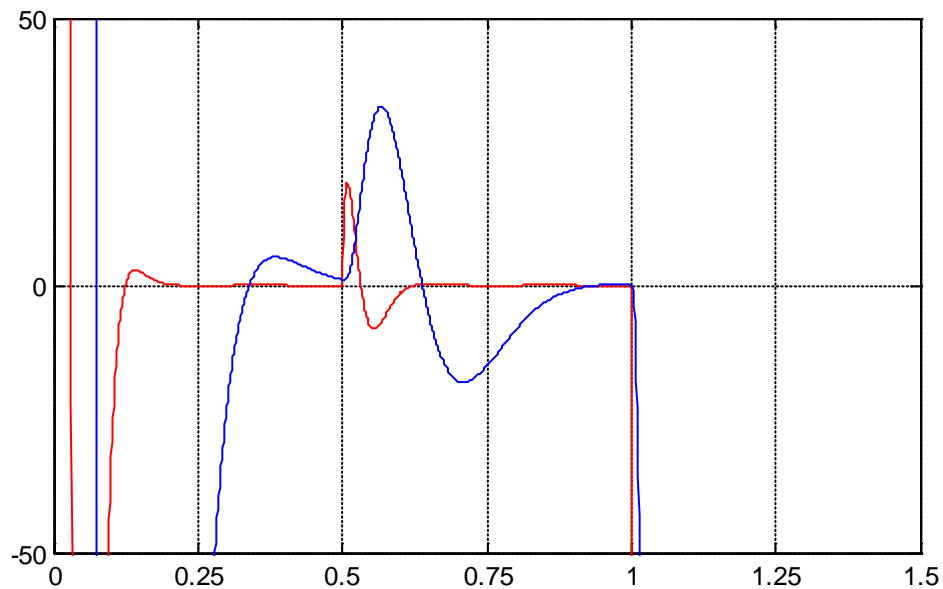


(b)

Figure III-17 : Simulation de la Commande indirecte avec boucle de puissance



(a)



(b)

Figure III-18: Agrandissement de la Simulation de la Commande indirecte avec boucle de puissance

pour cet essai on voit bien que la commande directe est illustrant, et qui donne des résultats avec une insensibilité soupçonnant qui a la seule explication que le modèle au début ne prend pas en considération le couplage et que les termes de compensation arrivent tout de même à jouer leur rôle dans notre régulation.

L'illustration est éclatante pour la commande indirecte avec boucle de puissance, dans la sensibilité des deux régulateurs à ces variations paramétriques et leurs réponses rapides, mais avec efficacité observée pour le régulateur IP, et avec peu de fluctuation dans le cas du régulateur PI. (voir Figure III-18).

8. CONCLUSION

Notre modèle ainsi établi, d'où nous n'avons pas négligé la résistance statorique, a été modélisé et simulé en utilisant la commande vectorielle à flux statorique orienté, par la technique de contrôle indépendant des puissances active et réactive par la régulation avec deux régulateurs PI et IP.

On peut dire que notre modèle a donné de bons résultats sur le suivi des références, ou bien que sur leur sensibilité et robustesse lors des perturbations dues aux variations de la vitesse ou variations paramétriques.

Nous pouvons dire que la commande vectorielle arrive tout de même à réguler notre modèle avec des différences pour chaque type des deux régulateurs utilisés.

Mais nous observons que dans les deux commandes directe et indirecte l'erreur statique ne tend jamais vers zéro et cette erreur s'accroît dans le cas des variations paramétriques.

Donc nous pouvons dire que la commande vectorielle est robuste seulement pour le changement de référence ou de vitesse, mais pas au changement paramétrique.

CHAPITRE IV :
COMMANDE NON
LINEAIRE DE LA MADA

CHAPITRE IV :

COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MADA

1. INTRODUCTION

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des commandes insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F. FILLIPOV.

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis.

2. DEFINITION DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE :

Le terme « *systèmes à structure variable* » apparaît à cause de la structure particulière du *système* ou *régulateur* utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs *structures*.

2.1. Définition :

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{cases} \mathbf{F}_1(\mathbf{X}, t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{F}_n(\mathbf{X}, t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

où \mathbf{X} est le vecteur d'état et les fonctions \mathbf{F}_i appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe \mathbf{C}^1 au moins, et appelées *structures*. En effet, il y a commutation entre ces *différentes structures* suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous système $\mathbf{F}_i(\mathbf{X})$ pris seul.

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles.

2.2.Exemple de Système à Structure Variable :

Considérons un réservoir d'eau, de hauteur H , alimenté par un robinet d'arrêt de commande *tout* ou *rien*.

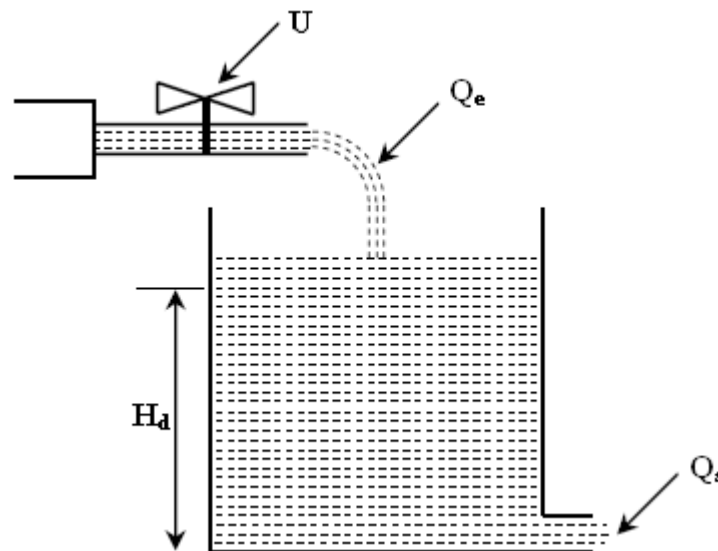


Figure IV-1 : Exemple d'un système hydraulique à structure variable.

La commande *tout* ou *rien* du robinet est définie comme suit :

$$U = \begin{cases} U_{\max} \rightarrow & \text{robinet ouvert (débit constant)} \\ U_{\min} \rightarrow & \text{robinet fermé (débit nul)} \end{cases} \quad (\text{IV-2})$$

Notons que notre objectif est de garder la hauteur d'eau à un niveau constant (désiré) $H=H_d$. Pour ce faire, nous allons réaliser deux essais avec deux périodes d'échantillonnage différentes; $T_1=T$ et $T_2=T/3$. Avec certaines hypothèses de la mécanique des fluides, nous pouvons avoir les résultats de la figure (IV-2)

- Figure (IV-2.a) : Si la fréquence de commutation entre U_{\max} et U_{\min} est très faible ($T_1=T$), on risque d'avoir un dysfonctionnement du système (gaspillage ou manque d'eau dans le réservoir).
- Figure (IV-2.b) : Si la fréquence de commutation entre U_{\max} et U_{\min} est assez grande ($T_2=T/3$), on peut avoir une bonne régulation (même s'il s'agit des oscillations de faible amplitude autour de la hauteur désirée), mais le problème se pose au niveau des moyens de réalisation de cette commutation (entre U_{\max} et U_{\min}).

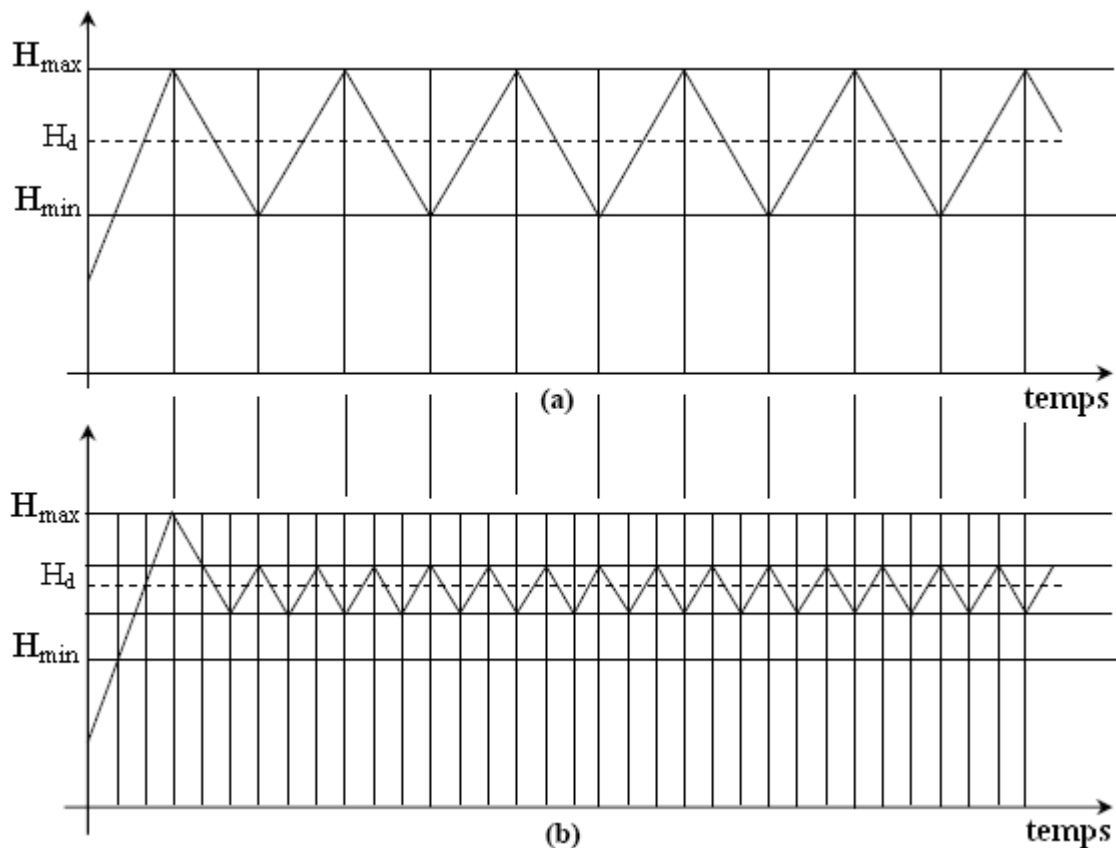


Figure IV-2 : Réponses de la commande à structure variable du système hydraulique considéré.

3. GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, nous pouvons envisager trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la *commande équivalente*. C'est cette dernière structure qui est retenue pour la suite de notre étude.

3.1. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (IV-3). Cette structure de commande est la plus classique et la plus employée. Elle correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle est utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.

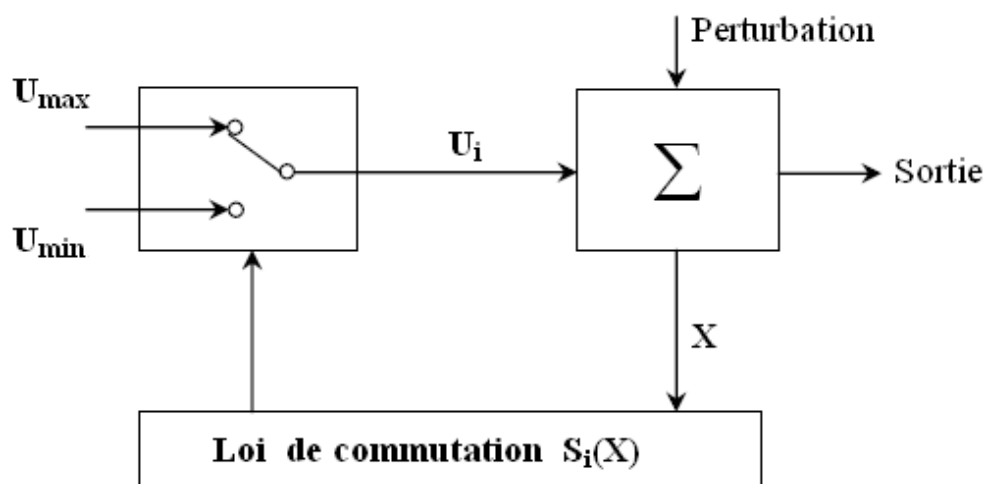


Figure IV-3 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

3.2. Structure par Commutation au Niveau d'une Contre-réaction d'Etat :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (IV-4). D'après des études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la

sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un très bon ouvrage a été consacré à ce type de commande.

Cette structure s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains. Donc, on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

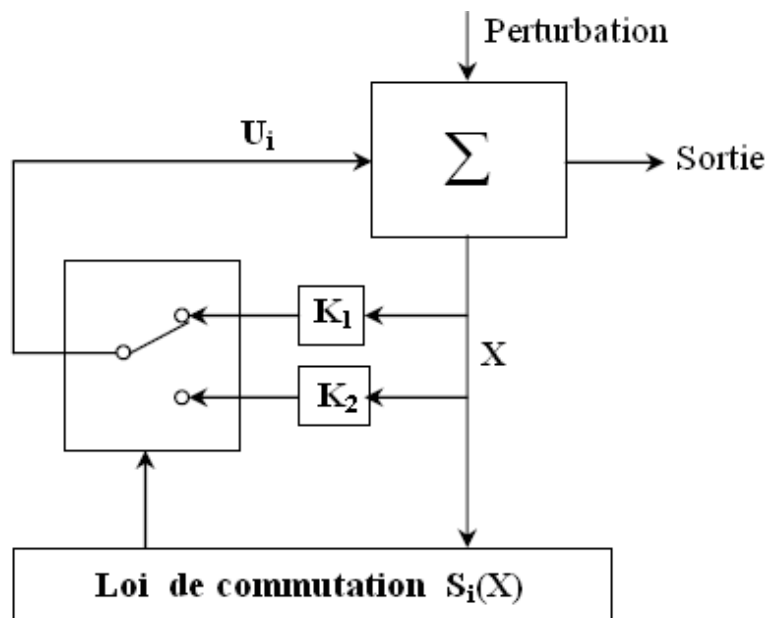


Figure IV-4 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

3.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande avec Ajout de la Commande Equivalente :

Une telle structure, dont le principe est montré sur la figure (IV-5), présente un avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

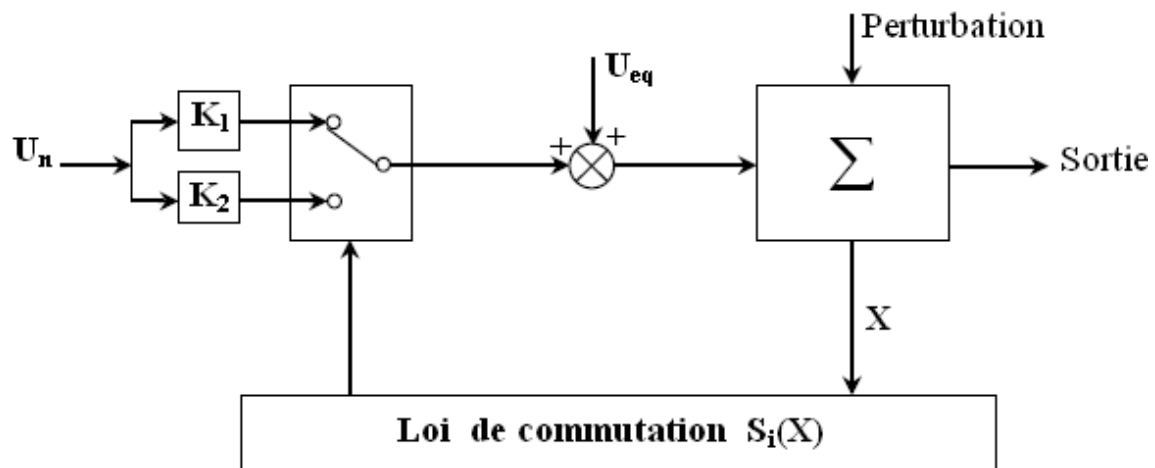


Figure IV-5 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite.
- cette méthode de commande a été déjà abordée dans les travaux antérieurs. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines asynchrones.

4. PRINCIPE DE LA COMMANDE NON-LINEAIRE A STRUCTURE

VARIABLE :

La commande des systèmes non-linéaires à structure variable est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix permettra à tout instant de commuter entre ces structures, en combinant les propriétés utilisées de chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système global.

4.1.Systèmes Non-Linéaires à Structure Variable :

Le comportement des systèmes non-linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée :

$$\dot{X}(t) = F(X, t, U) \quad (IV-3)$$

où $X \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, t le temps et $F \in \mathfrak{R}^p$ est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et le contrôle : U .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simple relais. Faciles à mettre en œuvre. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée *hyper-surface* (surface augmentée) de commutation où :

$$S(X) = (S_1(X) \ S_2(X) \ \dots \ S_m(X)) \quad (IV-4)$$

On a alors :

$$U(X) = \begin{cases} U^+(X, t) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ U^-(X, t) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (IV-5)$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (notre étude se limite pour le cas $p=2$) :

$$\dot{X} = \begin{cases} F^+ = F(X, t, U^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ F^- = F(X, t, U^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (IV-6)$$

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

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

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de la discontinuité et de la commande équation (IV-6), peut être illustré par la figure (IV-6).

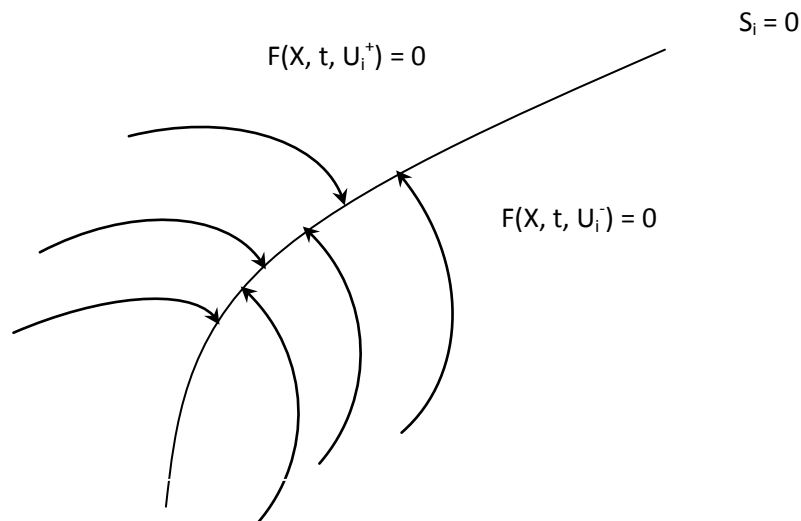


Figure IV-6 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface S (voir les réponses de la figure (IV-2)). Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad \text{et} \quad \lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (\text{IV-8})$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant ce type de systèmes non linéaires.

Remarque : Ici, on a choisi une surface de glissement (Variété invariante sur laquelle on commute); C'est la surface sur laquelle le système évolue comme on le désire. En général, la variété de commutation est de dimension " n " moins le nombre de fonction de commutation dont on dispose (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre d'entrées indépendantes).

4.2.Systèmes non linéaires à structure variable :

On parle de mode de glissement lorsque les commutations entre U^+ et U^- ont lieu continûment (voir l'exemple de la figure IV-2). Ce phénomène peut être démontré sur la figure (IV-7) pour le cas d'un système linéaire de deux variables d'état x_1 et x_2 .

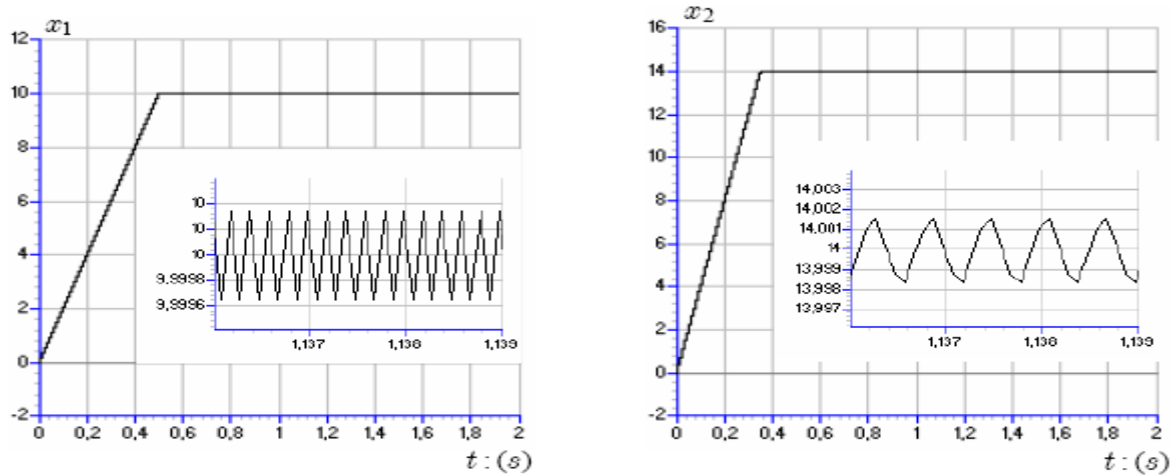


Figure IV-7 : Démonstration du mode de glissement d'un système du deuxième ordre (avec une fréquence de commutation de 10 KHz).

4.3. Modes de trajectoire d'une variable d'état :

Dans la commande des systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyper-plan) puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. Le mouvement, produit le long de cette surface, est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes (figure IV-8);

- Le mode de convergence (**MC**) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (**MG**) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x_1, x_2)$

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

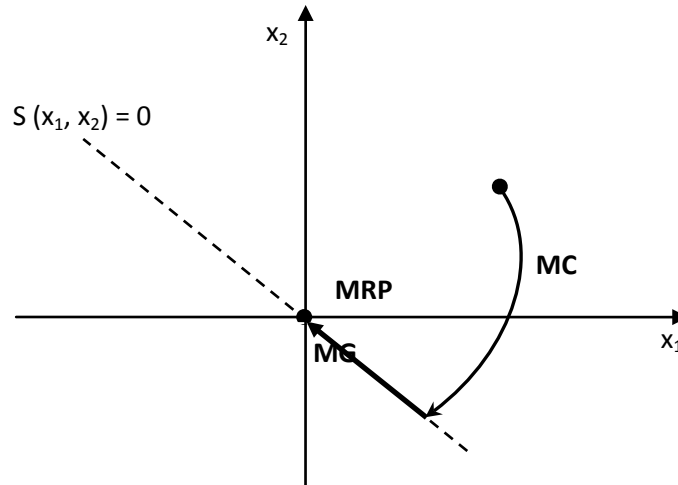


Figure IV-8 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

4.4. Conception de la Commande par Mode de Glissement :

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

- a) Choix de surfaces ;
- b) Etablissement des conditions d'existence de convergence ;
- c) Détermination de la loi de commande.

Considérons maintenant une classe particulière de système, i.e. les systèmes linéaires vis-à-vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X}(t) = H(X, t) + B(X, t)U(t) \quad \dots \quad (IV-9)$$

Où $H \in \mathfrak{R}^n$ est un champ de vecteur ou fonction vectorielle, $X \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur dont les composantes sont les variables d'état, $B(X, t)$ est la matrice de commande de dimension $(n \times m)$, car $U \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes U_i , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension $(n-1)$. Cela peut-être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface $S_i(X) = 0$.

Dans ce cas, nous obtenons :

$$U_i(X) = \begin{cases} U_i^+(X, t) & \text{si } S_i(X, t) > 0 \\ U_i^-(X, t) & \text{si } S_i(X, t) < 0 \end{cases} \quad (IV-10)$$

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété $S(X) = 0$ de dimension $(n \times m)$ qui résulte de l'intersection de toutes les m «hyper-surface» $S_i = 0$ avec $i = 1, 2, \dots, m$. On peut écrire cette variété sous la forme : $S(X) = (S_1 \ S_2 \ \dots \ S_m)^T$.

Si S_i, U_i^+, U_i^- sont des fonctions continues, dans ce cas là, et si $S_i(X) \neq 0$, les fonctions $H(X, t)$ et $B(X, t)$ sont telles qu'il existe une solution unique au problème formulé par l'équation (IV-8). Nous sommes, alors, en présence d'un système à *structure variable*.

La fonction de commutation S sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

4.4.1. Choix de la Surface de Glissement :

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler.

Pour le nombre, il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée).

Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (IV-11)$$

avec :

$e(X)$: L'écart sur les variables à régler; $e(X) = X^* - X$;

λ_x : Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

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

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

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

Pour $r = 3$, $S(X) = \lambda_x^2 e(X) + 2\lambda_x \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

L'objectif de la commande est de garder la surface $S(X)$ à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ_x . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

4.4.2. Conditions de Convergence :

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

4.4.2.1. Fonction Directe de Commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin . Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) > 0 & \text{ si } S(X) < 0 \\ \dot{S}(X) < 0 & \text{ si } S(X) > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV-12})$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV-13})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée $\dot{S}(X)$, les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation.

4.4.2.2. Fonction de Lyapunov :

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

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{IV-14})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{IV-15})$$

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

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV-16})$$

L'équation (IV-16) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(X)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

4.4.3. Calcul de la Commande :

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

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode de glissement, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV-9). Soit :

$$\dot{X}(t) = H(X, t) + B(X, t)U(t) \quad (\text{IV-17})$$

Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U. Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive.

Lorsque nous sommes dans « le mode de glissement », la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} S(X) = 0 \\ \dot{S}(X) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-18})$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de S, qui est un vecteur pointant de la région où $S < 0$ vers la région où $S > 0$. Dans le cas du régime de glissement, équation (IV-17), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) &= \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{dX}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \dot{X} = \text{grad}(S)\dot{X} \\ &= G\{H(X, t) + B(X, t)U(t)\} = 0 \end{aligned} \quad (\text{IV-19})$$

Cela traduit le fait qu'en régime de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dit, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice \mathbf{G} peut-être présentée comme une matrice à "m" lignes et "n" colonnes :

$$\mathbf{G} = \frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial S_m}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-20})$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte, équation (IV-18), nous pouvons écrire $\mathbf{U} = \mathbf{U}_{eq}$. L'équation (IV-19) permet d'introduire un terme appelé *commande équivalente* qui peut-être exprimée comme suit :

$$\mathbf{U}_{eq}(t) = -(\mathbf{G} \cdot \mathbf{B}(\mathbf{X}, t))^{-1} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{H}(\mathbf{X}, t) \quad (\text{IV-21})$$

Les composantes du vecteur commande équivalente ($\mathbf{U} = \mathbf{U}_{eq}$) sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande \mathbf{U} qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation \mathbf{S} . Ce sont des termes continus de la commande.

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode de glissement" sont données par deux hypothèses :

- a) Le produit de matrice ($\mathbf{G} \cdot \mathbf{B}$) doit être inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul.
- b) Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent :

$$U_{\min} < U < U_{\max} \quad (\text{IV-22})$$

$$\dot{\mathbf{S}}(\mathbf{X}) \mathbf{S}(\mathbf{X}) < 0 \quad (\text{IV-23})$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de la commande équivalente, équation (IV-21), dans l'équation générale (IV-9), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit :

$$\dot{X}(t) = [I - B(GB)^{-1}G]H(X, t) \quad (IV-24)$$

où I est la matrice identité.

Remarquons que dans l'équation (IV-24), le terme de commande U n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système.

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en mode de convergence ou (*mode d'approche : Reaching Mode*), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, on pose $U = U_{eq} + \Delta U$; l'équation d'état conduit au résultat suivant :

$$\dot{X}(t) = [I - B(GB)^{-1}G]H(X, t) + B(t)\Delta U \quad (IV-25)$$

Pour des raisons de commodité d'écriture, posons $U_n = \Delta U$. Dans ce mode, de convergence, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction U_n . Durant ce mode particulier, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (IV-21) dans l'équation (IV-19).

Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = GBU_n \quad (IV-26)$$

Le problème revient à trouver U_n pour réaliser la condition d'attractivité (IV-23) tel que :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X)GBU_n < 0 \quad (IV-27)$$

Pour vérifier cette condition, une solution simple est proposée pour U_n :

$$U_n = K.(GB)^{-1}\text{sign}(S(X)) \quad (IV-28)$$

où K est une matrice diagonale à coefficients constants et la fonction scalaire *sign* est représentée sur la figure (IV-9). Le signe de K est choisi opposé au signe de $(GB)^{-1}$. Le facteur $(GB)^{-1}$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le choix de ce gain est très influant car s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, le temps de réponse sera très petit.

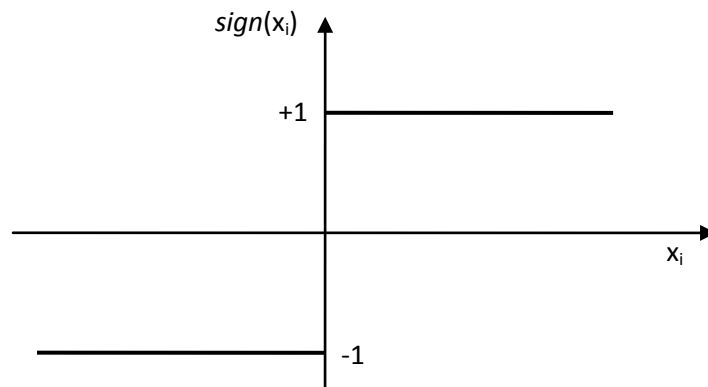


Figure IV-9 : Définition de la fonction « sign »

Ainsi, le vecteur commande à appliquer au système est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$U = U_{eq} + U_n$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que U_{eq} représente un terme " *Basse Fréquence* " alors que U_n représente un terme de " *Haute Fréquence* ". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent (de type *continu*) à un terme commutant permettant d'atteindre ce régime final (de type *discontinu*).

Le vecteur de commande U permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- U_n permet d'influer sur le mode d'approche,
- U_{eq} sur le mode de glissement.

Avec l'utilisation de la fonction *sign*, des oscillations indésirables risquent d'apparaître au niveau de la commande (phénomène de *Chattering*). Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées, ou même détériorer l'organe de commande. Ce phénomène de *Chattering* peut apparaître sur l'état ou sur la sortie du système.

5. ELIMINATION DU PHENOMENE DE CHATTERING :

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela imposerait que la commande puisse commuter avec une fréquence théoriquement infinie.

Ceci est impossible à réaliser : d'une part, du fait de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande ou la présence de petites constantes de temps au niveau des actionneurs et, d'autre part, du fait des limites technologiques et physiques (limite de la fréquence de commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. En effet, c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé *Broutement* ou *Chattering* en Anglais.

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction *sign* dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction *saturation* (*sat*) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites $\pm |K|$ suivant une pente entre les deux seuils (figure (IV-10.b)) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) (figure (IV-10.a)).

Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation :

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| \leq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & \text{si } |S_i| \geq \delta \end{cases} \quad (\text{IV-29})$$

ou

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1 S_i}{\mu_2 - \mu_1} & \text{si } \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| > \mu_2 \end{cases} \quad (\text{IV-30})$$

avec δ, μ_1, μ_2 des paramètres de valeurs petits et positifs.

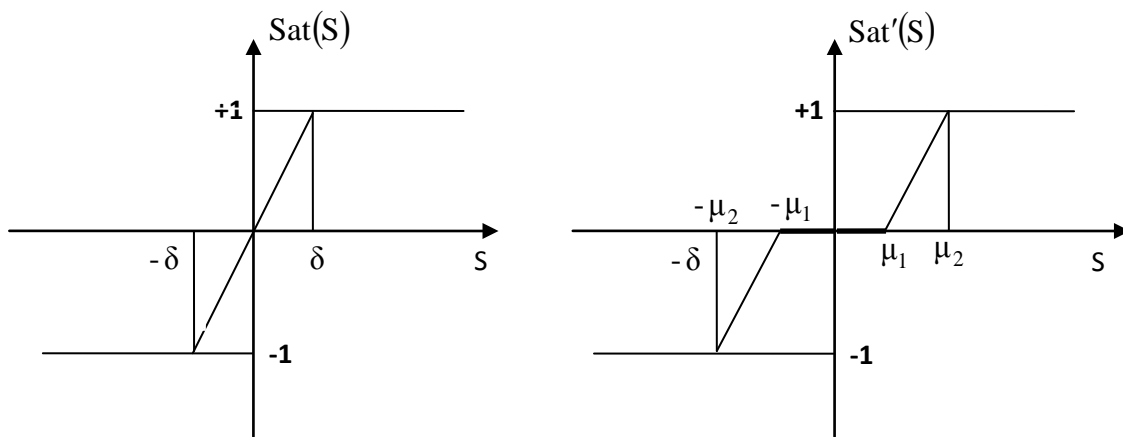


Figure (IV.10.a) : Exemple de fonction Sat **Figure (IV.10.b) :** Exemple de fonction Sat

Nous pouvons ainsi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C^1 . Nous donnons, sur la figure (IV-11), un exemple de ce type de fonction ; soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad (\text{IV-31})$$

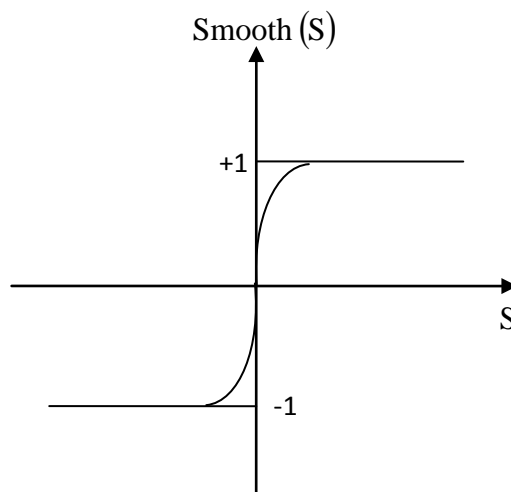


Figure IV-11: Fonction Smooth.

Remarque : Quelque soit la méthode utilisée pour la réduction du phénomène de chattering. Plus les seuils sont augmentés, plus le Chattering est réduit, et la précision diminue. Il en résulte un écart statique qui est fonction des seuils utilisés. De plus la robustesse est à étudier, car l'insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures et l'invariance vis-à-vis des imprécisions du modèle cessent d'exciter.

Compte tenu des généralités mathématiques que nous venons de décrire, il nous faut maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la MADA, utilisée en génératrice, pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

6. APPLICATION DU MODE DE GLISSEMENT SUR LA MADA :

Nous allons reprendre le modèle trouvé au chapitre III pour la commande vectorielle avec orientation du flux statorique en utilisant le contrôle indépendant des puissances (Figure IV-3)

Seulement nous allons prendre en considération l'effet d'encoches ainsi que tous les phénomènes causant la variation des paramètres de la MADA.

6.1.Modèle D'état de la Machine Asynchrone :

De l'équation (II-6), nous tirons le vecteur d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{V_{dr}}{L_r\sigma} - \frac{R_r}{L_r\sigma} i_{dr} + g\omega_s i_{qr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{V_{qr}}{L_r\sigma} - \frac{R_r}{L_r\sigma} i_{qr} - g\omega_s i_{dr} - g\omega_s \frac{M\phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (IV-32)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

6.2.Synthèse des Lois de Commande :

- choix de la surface

On prend les surfaces l'erreur du vecteur d'état (II-32):

$$\begin{cases} S_1(I_{dr}) = I_{dr(\text{réf})} - I_{dr} \\ S_2(I_{qr}) = I_{qr(\text{réf})} - I_{qr} \end{cases} \quad (IV-33)$$

- le vecteur de commande U

$$\begin{cases} V_{dr} = V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n \\ V_{qr} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n \end{cases} \quad (IV-34)$$

- et par conséquent on aura le vecteur commande équivalent U_{eq} comme suit :

$$\begin{cases} V_{dr}^{eq} = R_r i_{dr} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr}^{eq} = R_r i_{qr} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g\omega_s \frac{M\phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (IV-35)$$

- et le vecteur de commande U_n sera comme suivant :

$$\begin{cases} V_{dr}^n = K_1 \text{Smooth}(S_1) \\ V_{qr}^n = K_2 \text{Smooth}(S_2) \end{cases} \quad (IV-36)$$

La figure suivante présente le schéma-bloc de la régulation par mode de glissement d'une MADA utilisée comme génératrice avec le contrôle indépendant des puissances (RMG : régulateur par mode de glissement).

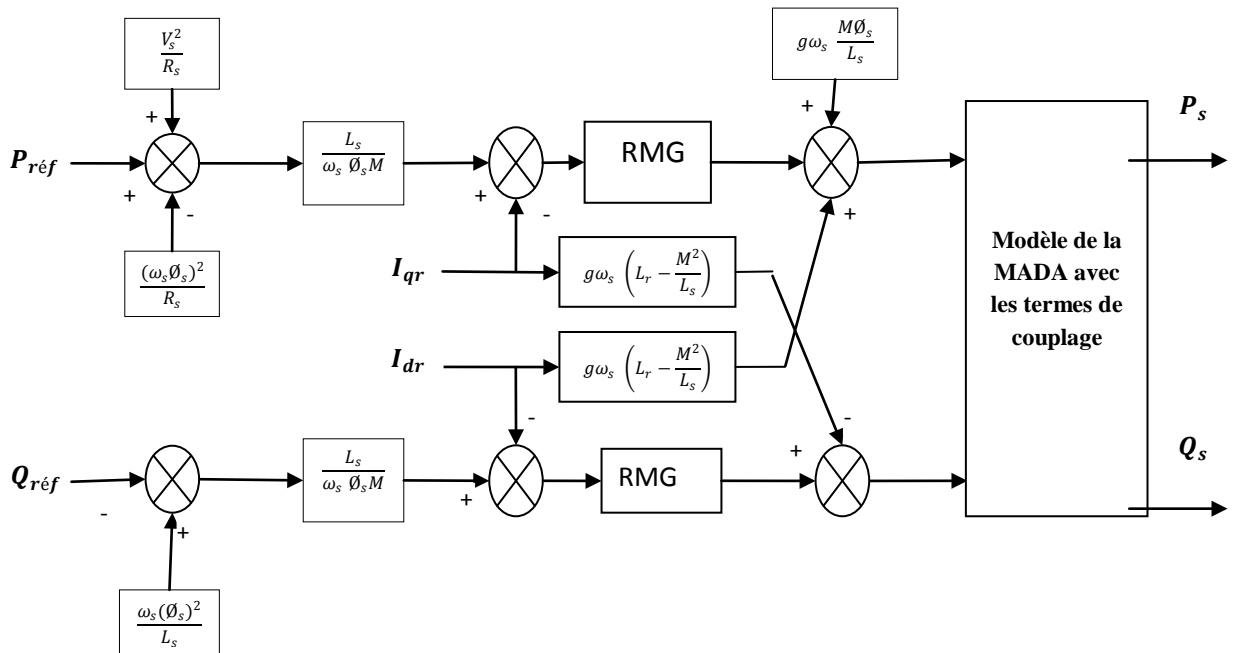


Figure IV.12 : schéma-bloc commande de la MADA par mode de glissement.

7. SIMULATION ET ANALYSE DES PERFORMANCES:

Nous allons tester la robustesse aux perturbations et au changement des paramètres ainsi qu'au changement des consignes de référence pour mieux apprécier les performances de cette technique de commande et la comparer à la commande linéaire étudiée au chapitre II

7.1.Suivi de Consigne

Nous testons notre commande pour sa performance lorsqu'on varie les valeurs de consignes et cela sous les conditions suivantes.

Conditions de l'essai :

Machine entraînée à 1450 tr/mn.

à $t=0,5s$: échelon de puissance active (P_{ref} passe de 0 à 5000W)

à $t=0,75s$: échelon de puissance réactive (Q_{ref} passe de 0 à -2000VAR).

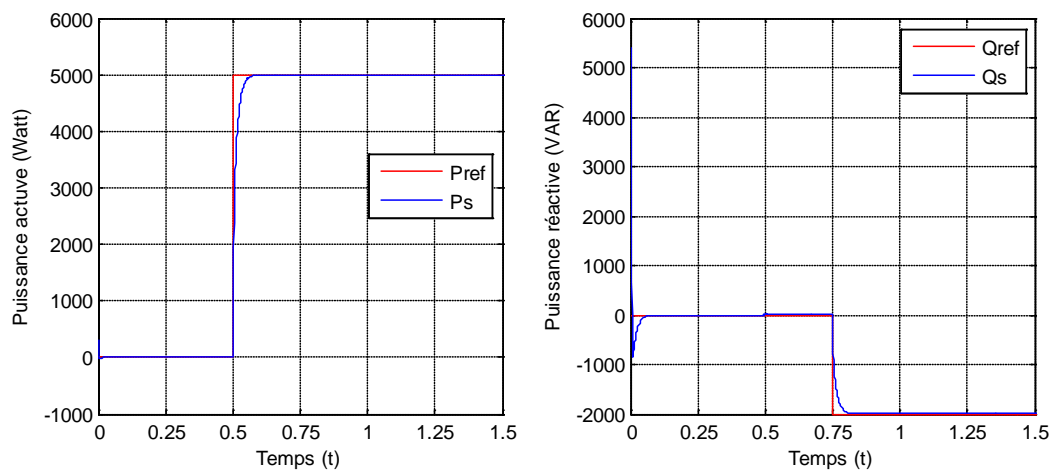


Figure IV-13 : Commande par Mode de Glissement-Test suivi de consigne

La figure IV-13 nous montre clairement que notre commande suit parfaitement les valeurs de références et nous remarquons que notre modèle de commande donne de bonne performance et par rapport à la commande linéaire, le dépassement au régime transitoire est minimisé à de faible valeur, et pour l'erreur statique qui tend vers zéro ce qui est très visible à la Figure IV.14 tandis que cette erreur est grande pour la commande linéaire.

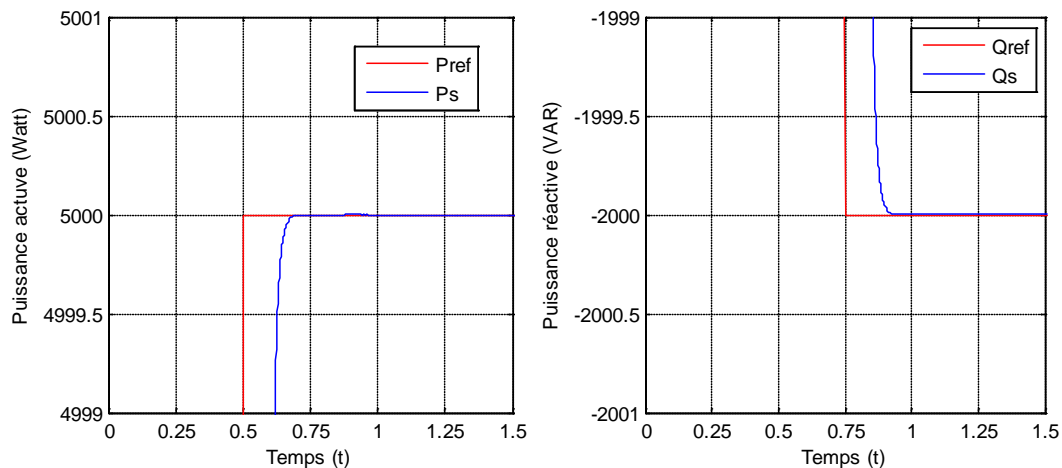


Figure IV-14 : Agrandissement du Test suivi de consigne

7.2.Sensibilité aux Perturbations

Cet essai nous permet de vérifier dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leur valeur de référence lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement.

Conditions essai :

Machine entraînée à 1350 tr/mn.

Référence de puissance active fixée à 5000 W

Référence de puissance réactive fixée à -2000 VAR

à $t=2s$ la vitesse passe brusquement de 1350 à 1450tr/mn

la Figure IV.15 illustre parfaitement l'insensibilité du modèle de la MADA commandée par mode de glissement aux variations de vitesse, et le système suit leur valeur de référence et y reste quelque soit la perturbation subie par le système.

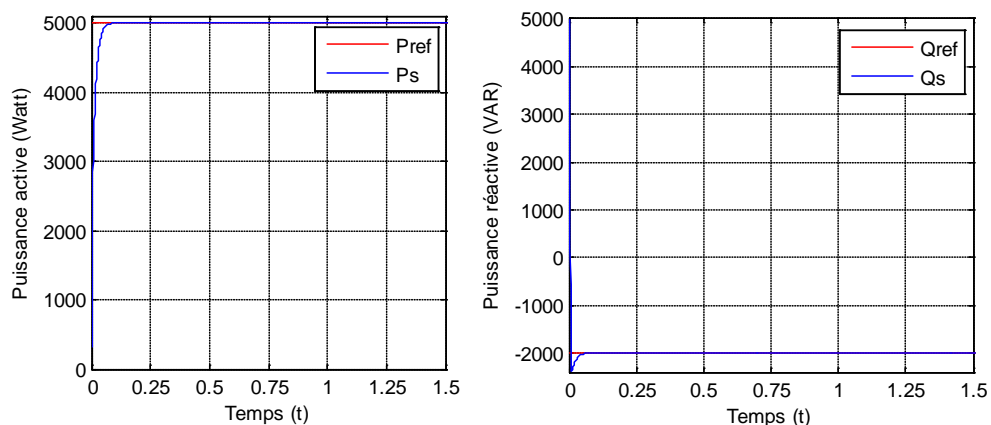


Figure IV-15 : Commande par Mode de Glissement-Test sensibilité aux perturbations

Et l'erreur statique tend vers zéro avec un petit dépassement au régime transitoire, qui est très grande pour la commande linéaire.

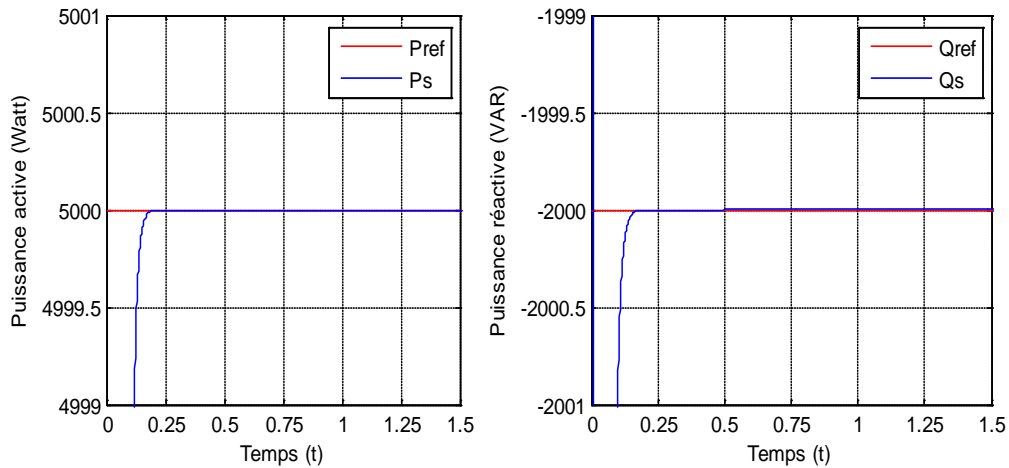


Figure IV-16 : Agrandissement du Test sensibilité aux perturbations

7.3.Robustesse

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres de la machine .et c'est le but de ce chapitre dont on a établi cette commande par mode de glissement pour cet essai spécialement.

D'où on attend de notre système de bonnes performances pour cet essai.

Conditions d'essai :

Machine entraînée à 1350 tr/mn.

Resistances R_s et R_r multipliées par 2.

Inductances L_s , L_r et M divisées par 2.

à $t=1s$: échelon de puissance active (P_{ref} passe de 0 à 5000W)

à $t=1,5s$: échelon de puissance réactive (Q_{ref} passe de 0 à -2000VAR).

à $t=1s$ la vitesse passe brusquement de 1350 à 1450 tr/mn.

Nous remarquons dans la figure IV-17 que même les dépassements au régime transitoire a été bien réduit et le système reste insensible aux variations des paramètres de la MADA, et nous constatons que le temps d'atteindre le régime permanent est très convenablement réduit.

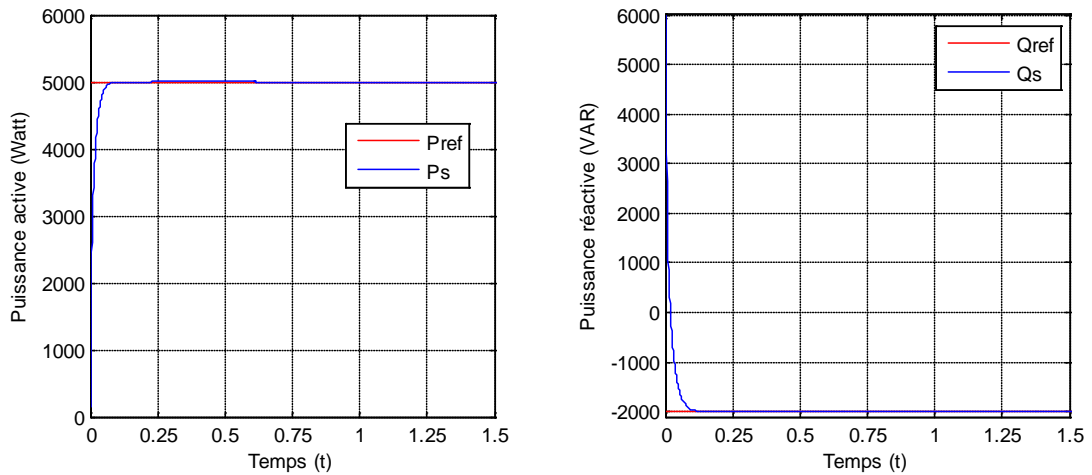


Figure IV-17 : Commande par Mode de Glissement-Test de robustesse

Ainsi même remarque que précédemment pour l'erreur statique qui tend vers zéro rapidement. Notre commande est bien plus performante que la commande linéaire dans le même essai qui présente une maîtrise de toute variation paramétrique et capable de la réguler rapidement tant au régime transitoire qu'au régime permanent.

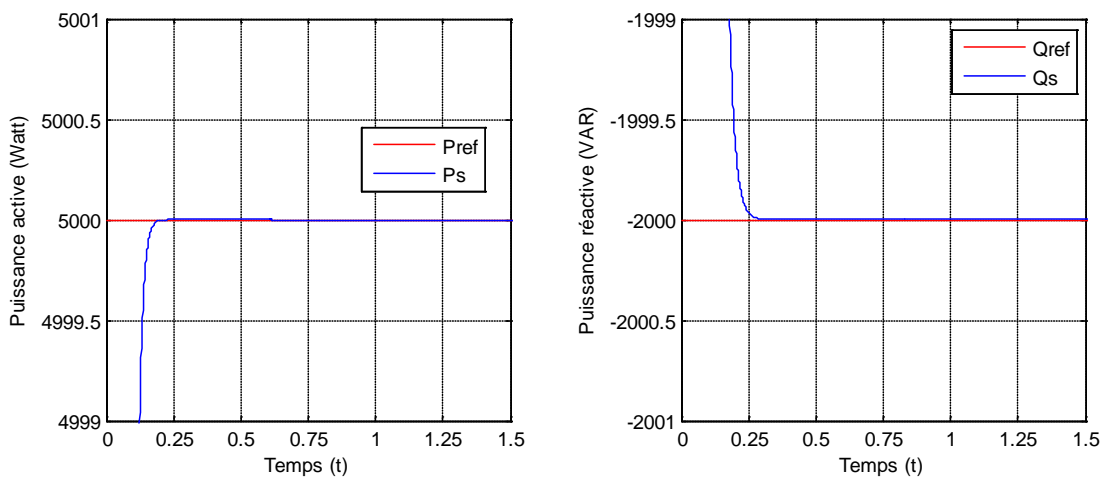


Figure IV-16 : Zoom-Test de robustesse

8. CONCLUSION

Après les essais qu'on a testés par simulation qui montre bien la robustesse de notre commande par mode glissement, qui est une des commandes utilisées pour la commande non linéaire .nous pouvons juger maintenant l'efficacité de la commande pour bien réguler la MADA dans le cas de changement paramétrique tant au régime transitoire qu'au régime permanent.

Ce résultat est illustré parfaitement dans notre simulation du système dans le test de robustesse (Figure IV-15 et Figure IV-16).

Maintenant on peut dire que le modèle ainsi trouvé sans négliger la résistance statorique est contrôlable par la commande par mode de glissement qui donne des résultats très satisfaisants.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Notre étude de la MADA, nous avons lu plusieurs travaux traitant ce type de machine, certains auteurs se sont intéressés à la MADA au fonctionnement Moteur et d'autres au fonctionnement générateur, c'est ce fonctionnement qui nous a intéressés.

Les auteurs ont soumis la MADA à plusieurs technique de contrôle tels que :

La commande vectorielle ;

Régulateur flou, PI, IP, RST ...;

Commande adaptative ;

La commande par mode de glissement ;

Et tous les auteurs, au fonctionnement générateur, ont négligé la résistance statorique et dans la simulation ils parlent de la variation de cette résistance, ce qui a attiré notre attention et d'essayer d'avoir un modèle mathématique de la MADA, fonctionnement génératrice, en tenant compte de la résistance statorique.

Nous avons pu trouvé un modèle mathématique qu'on a pu simuler par deux types de commandes ,la commande linéaire et la commande non linéaire ,d'où nous avons soumis notre modèle, à la commande vectorielle qui a été choisie pour la commande linéaire , puis à la commande par mode de glissement.

La modélisation de la MADA et sa commande vectorielle ont été présentées. Dans cette approche nous avons appliqué les deux méthodes directe et indirecte. Les résultats obtenus montrent que la régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celles présentées par la méthode indirecte en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation. Le test de robustesse montre bien la sensibilité de la MADA par le régulateur IP

aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté. par ailleurs il ya toujours une erreur statique différente de zéro dans les deux méthodes directe ou indirecte

Dans le but d'améliorer les performances de la MADA dans le cas du cas de variations paramétriques, nous avons soumis notre modèle à la commande par mode de glissement, les résultats obtenus montrent bien que cette technique de commande améliore nettement les performances de la MADA et rend l'erreur statique nulle d'où on aura un régime permanent stable.

Dans les deux commandes on soumet le modèle mathématique de la MADA aux essais de performance; l'étude a montré que dans le modèle linéaire, la commande vectorielle est performante, seulement il faut bien choisir le régulateur, mais dans le cas où le modèle est non linéaire, on a choisi la commande par mode de glissement qui donne des résultats meilleurs.

Comme perspectives nous proposons de réaliser un banc expérimental pour la validité des résultats obtenus et intégrer notre MADA dans un aérogénérateur. Etudier le modèle de la source éolienne (aérogénérateur, MADA et convertisseur). Appliquer différents régulateurs et méthode de commande tels que le réseau neuronal, intelligence artificielle et le régulateur par méthode floue et autres...

ANNEXE

ANNEXE

Paramètres de la GADA

<i>Puissance(KW)</i>	10
<i>Nombre de paire de pôles, P</i>	2
<i>Resistance de phase du stator, Rs (Ω)</i>	0.455
<i>Resistance de phase du rotor, Rr (Ω)</i>	0.62
<i>Inductance cyclique du stator, Ls(H)</i>	0.084
<i>Inductance cyclique du rotor, Lr(H)</i>	0.081
<i>Mutuelle entre stator et le rotor, M(H)</i>	0.078
<i>Inrtie totale ,J(kg.m²)</i>	0.3125
<i>Coefficient de frottements, f(N.m.s)</i>	0.00673

Paramètres des régulateurs

Type de commande		Type de régulateur	Temps de réponse (S)	Ki	Kp
Commande directe		PI	7.947 e-3	0.354	49 e-4
		IP	2.285 e-4	3610	0.17
Commande indirecte	Boucle de courant	PI	14.98 e-3	124	1.71
	Boucle de puissance		6.7837 e-4	100	0.5
	Boucle de courant	IP	5.855 e-4	3610	59.4
	Boucle de puissance		0.853 e-3	25	1+1 e-6 S

RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 1-N.Akkari,A.Chaghi and R.Abdessemmed: Performances analysis of PI and Adaptive Law applied to double feed induction machine(DFIM),Asian Journal of Information echnolgy6(2):176-180,2007,Medwell Journals,2007.
- 2-Wei Qiao and Ronald G.Harley:Grid Connection Requirements and Solutions For DFIG Wind Turbines, IEEE Energy 2030,Atlanta, GA USA,17-18 November,2008.
- 3-P. Poure,S.Saadae et B.Davat :Filtrage dynamique d'harmoniques d'un réseau électrique à l'aide d'une machine à double alimentation commandée par le rotor ,Classification Physics Abstracts 84.20+m-84.30Vn , Les Editions de Physique 1995.
- 4- A.A. El – Sattar, N.H. Saad, M.Z.Shams El-Dein: Dynamic response of doubly Fed induction generator variable speed wind turbine under fault, ELSEVIER, Electric Power Systems Research 78 (2008) 1240- 1246.
- 5-H. Karimi-Davijani, A. Sheikholeslami, H. Livani and M. Karimi-Davijani: Fuzzy Logic Control of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine, World Applied Sciences Journal 6 (4): 499-508, 2009, ISSN 1818-4952.
- 6-Sarah Foster, Lie Xu, and Brendan Fox: Coordinated control and operation of DFIG and FSIG based Wind Farms, IEEE, 2007.
- 7-Andreas Petersson, Stefan Lundberg and Torbjorn Thiringer: A DFIG Wind-Turbine Ride-Through System Influence on the Energy Production, NORDIC WIND POWER CONFERENCE, 1–2 MARCH, 2004, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.
- 8-Mohamed Adjoudj, Mohamed Abida, Abdelghani Aissaoui,Youcef Ramdani, Houria Bounoua: Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne, Revue « Nature et Technologie ». n° 02/Janvier 2010. Pages 27 à 34
- 9-A. Perdana, O. Carlson, and J. Persson: Dynamic Response of Grid-Connected Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator during Disturbances, NORDIC WORKSHOP ON POWER AND INDUSTRIAL ELECTRONICS. TRONDHEIM – 2004.
- 10- Antonio Carlos Ferreira,Luciano Moraes de Souza,Edson H. Watanabe : VARIABLE SPEED SYNCHRONOUS CONDENSER USING DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE, Revista Controle & Automa, cao/Vol.15 no.2/Abril, Maio e Junho 2004.
- 11- Gang LI,Shijie CHENG, Jinyu WEN,Yuan PAN,Jia MA : POWER SYSTEM STABILIZATION BY A DOUBLE-FED INDUCTION MACHINE WITH A FLYWHEEL ENERGY STORAGE SYSTEM, JOURNAL OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING ,YEAR : 2006 VOLUME :6NUMBER : 1 (69 - 76) .
- 12- Hany M. Jabr, Narayan C. Kar: Effects of main and leakage flux saturation on the transient performances of doubly-fed wind driven induction generator, ELSEVIER, Electric Power Systems Research 77 (2007) 1019–1027.
- 13- Jia-bing HU, Yi-kang HE, Lie XU : Dynamic modeling and direct power control of wind turbine driven DFIG under unbalanced network voltage conditions, Journal of Zhejiang University SCIENCE A ISSN 1673-565X (Print); ISSN 1862-1775,2008.

- 14- HU Jia-bing, HE Yi-kang: Dynamic modelling and robust current control of wind-turbine driven DFIG during external AC voltage dip, *Journal of Zhejiang University SCIENCE A* ISSN 1009-3095 (Print); ISSN 1862-1775 ,2006.
- 15- Matteo Felice Iacchetti · M. S. Carmeli · Francesco Castelli Dezza · R. Perini: A speed sensorless control based on a MRAS applied to a double fed induction machine drive, *Electr Eng* (2010) 91:337–345 DOI 10.1007/s00202-009-0144-8.
- 16- F. Poitiers, T. Bouaouiche, M. Machmoum : Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion, *ELSEVIER, Electric Power Systems Research* 79 (2009) 1085–1096.
- 17- Mohsen Rahimi, Mostafa Parniani: Dynamic behavior analysis of doubly-fed induction generator wind turbines – The influence of rotor and speed controller parameters, *Electrical Power and Energy Systems* 32 (2010) 464–477.
- 18- S. Yuvarajan*, Lingling Fan: A doubly-fed induction generator-based wind generation system with quasi-sine rotor injection, *Journal of Power Sources* 184 (2008) 325–330.
- 19- Sergei Peresadaa , Andrea Tilli , Alberto Tonielli : Power control of a doubly fed induction machine via output feedback, *Control Engineering Practice* 12 (2004) 41–57.
- 20- Seman, S., Niiranen, J., Arkkio: Ride-Through Analysis of Doubly Fed Induction Wind-Power Generator under Unsymmetrical Network Disturbance, *IEEE Transaction on Power Systems*, 2006 IEEE.
- 21- S. Mishra, Y. Mishra, Fangxing Li, and Z.Y. Dong: Application of TS-Fuzzy Controller for Active Power and DC Capacitor Voltage Control in DFIG-Based Wind Energy Conversion Systems, L. Wang et al. (Eds): *Wind Power Systems, Green Energy and Technology*, pp. 367–382. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2010.
- 22- Y. Mishra, S. Mishra, Fangxing Li, and Z. Y. Dong: Eigen value Analysis of a DFIG Based Wind Power System under Different Modes of Operations, L. Wang et al. (Eds): *Wind Power Systems, Green Energy and Technology*, pp. 191–213. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2010.
- 23- S.E. Ben Elghali: Modélisation et Commande d'une Hydrolienne Equipée d'une Génératrice Asynchrone Double Alimentation, *JCGE'08 LYON*, 16 et 17 décembre 2008.
- 24- E.Semail, F.Meibody-ahar, M.F.Benkhoris, H.Razik, M.Pietrzak-David, E.Monmasson, A.Bouscayrol, B.Davat, Ph.Delarue, B.deFornel, J.P.Hautier, J.P.Louis, S.Piefedrici : Machines polyphasées : de la modélisation Multimachine à la commande, *Projet SMM du GdR-ME MS*, Alain.Boucayrol@univ-lille1.fr, URL : <http://www.univ-lille1.fr/l2ep/web-smm.htm>.
- 25- Xin Wei, Dayue Chen, Chunyu Zhao: Minimization of torque ripple of direct-torque controlled induction machines by improved discrete space vector modulation, *ELSEVIER, Electric Power Systems Research* 72 (2004) 103–112.
- 26- Mohammad Verij Kazemi, Ahmad Sadeghi Yazdankhah*, Hossein Madadi Kojabadi: Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation, *ELSEVIER, Renewable Energy* 35 (2010) 1033–1042.
- 27- Bernard MULTON, Equipe SETE Ecole Normale Supérieure de Cachan - SATIE UMR CNRS-ENS Cachan 8029 Antenne de Bretagne: *Aérogénérateurs électriques*, Master Recherche STS IST-SPEE Paris 11 – ENS Cachan 2009.
- 28- Bernard MULTON, Olivier GERGAUD, Hamid BEN AHMED, Xavier ROBOAM, Stéphan ASTIER, Brayima DAKYO, Cristian NICHITA: *ÉTAT DE L'ART DANS LES AÉROGÉNÉRATEURS ÉLECTRIQUES*, Extrait du rapport de synthèse ECRIN « L'Electronique de Puissance Vecteur d'Optimisation Pour les Energies Renouvelables

- », paru mai en 2002 ISBN 2-912154-8-1 ECRIN 32, bd de Vaugirard 75015 Paris - tel 01 42 79 50 99 –ecrin@ecrin.asso.fr.
- 29- Arnaud Gaillard : Détection de défauts des convertisseurs de puissance à l'aide de FPGA : cas d'un système éolien basé sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation, JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
 - 30- B. MULTON, G. ROBIN, O. GERGAUD, H. BEN AHMED: Le Génie Electrique dans le vent : état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne, JCGE'03, Saint-Nazaire, 5 et 6 juin 2003.
 - 31- Zoheir TIR, Hammoud RADJIAI and Rachid ABDESSEMED: Analysis, Modeling and Control of Cascaded Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines, ICEEA'2010 University of Bejaia.
 - 32- Adel Khedher, Mohamed Faouzi Mimouni: Sensorless-adaptive DTC of double star induction motor, ELSEVIER, Energy Conversion and Management 51 (2010) 2878–2892.
 - 33- Mohammad Verij Kazemi, Ahmad Sadeghi Yazdankhah*, Hossein Madadi Kojabadi: Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation, ELSEVIER, Renewable Energy 35 (2010) 1033–1042.
 - 34- S. Mekhtoub , R. Ibtouen et S. Bacha : Analyse dynamique des générateurs éoliens lors d'un creux de tension du réseau, Revue des Energies Renouvelables Vol. 12 N°2 (2009) 225 – 235.
 - 35- B. Beltran : Maximisation de la Puissance Produite par une Génératrice Asynchrone Double Alimentation d'une Eolienne par Mode Glissant d'Ordre Supérieur, JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
 - 36- MARQUANT Olivier, MOREL Jérôme : EOLIENNES, EFFET MAGNUS ET PRODUCTION ELECTRIQUE, ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE, DES MINES DE DOUAI ? ANNEE SCOLAIRE 2005-2006.
 - 37- MEZOUAR Abdelkader : Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines synchrones, thèse de doctorat, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, Soutenue le : 13 / 12 / 2006.
 - 38- AZEDDINE CHAIBA : COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION PAR DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE, thèse de doctorat, Université de Batna, soutenue le : 11/ 07/ 2010.
 - 39- DEDOUGA Abdelhakim : contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM), thèse de doctorat ,université de Batna, soutenue le: 10/02/2010.
 - 40- Saïd DRID : Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la structure d'Alimentation : théorie & expérimentation, thèse de doctorat, université de Batna, soutenue le : 09/11/2005.
 - 41- Leïla BENALIA:COMMANDE EN TENSION DES MOTEURS A INDUCTION DOUBLE ALIMENTES, thèse de doctorat, université de Batna, soutenue le :02/06/2010.
 - 42- Georges SALLOUM : CONTRIBUTION A LA COMMANDE ROBUSTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION, thèse de doctorat, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, soutenue le : 13/03/2007.

- 43- Sejir KHOJET EL KHIL : Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA), INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, thèse de doctorat, soutenue le : 04/12/2006.
- 44- KOUZI Katia : CONTRIBUTION DES TECHNIQUES DE LA LOGIQUE FLOUE POUR LA COMMANDE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS TRANSDUCTEUR ROTATIF, thèse de doctorat, université de Batna, soutenue le : 05/05/2008.
- 45- Lotfi BAGHLI : contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, soutenue le 14/01/1999.
- 46- Paul-Etienne VIDAL : Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, thèse de doctorat, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, soutenue le 14/12/2004.
- 47- Poitiers.F : ETUDE ET COMMANDE DE GENERATRICES ASYNCHRONES POUR L'UTILISATION DE L'ENERGIE EOLIENNE -Machine asynchrone à cage autonome -Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DE NANTES, soutenue le 19/12/2003.
- 48- Armand BOYETTE : Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne, these de doctorat, université Henry Poincaré Nancy I, soutenue le 11/12/2006.
- 49- Sami HLIOUI : Étude d'une Machine Synchrone à Double Excitation Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal, these de doctorat, conjointement par l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'université de Besançon, soutenue le 02/12/2008.
- 50- LIUTANAKUL Pisit : STABILITÉ DES RÉSEAUX EMBARQUÉS Interaction Puissance – Structure – Commande, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, soutenue le 25/01/2007.
- 51- BOUDJEMAA Zine laabidine : COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION PAR REGULATEUR PI-FLOU, mémoire de magister ENSET – ORAN, Année Universitaire 2009-2010.
- 52- BOUMARAF Farid : Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation, mémoire de magister, Université de Batna, Soutenu le, 29/01 / 2009.
- 53- ELBIA Youcef : Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de magister, université de Batna, Soutenu le 15 / 06 /2009.
- 54- TOUAL Belkacem : Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable, mémoire de magister, université de Batna, Soutenu le 17/10/2010.
- 55- MOUSSA SIDDO Abdoulaziz et SOUMANA NOUHOU Ibrahim : Etude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, promotion 2007.
- 56- ABBAS Mourad et MECHENTEL Mohamed : Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne, PFE, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, promotion 2006.
- 57- Yacine Abderrahmane BENCHERIF : Modélisation et commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la production de l'énergie éolienne, PFE, Ecole Nationale Polytechnique, promotion 2008.

- 58- Bouyakoub Ismail et Bendriss Ahmed : Commande par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, PFE, Université Hassiba Ben Bouali - CHLEF, promotion 2008.
- 59- M. Pinard : commande électronique des moteurs électriques, Editions Dunod, Paris 1982.
- 60- G.CRELLET, G.CLERC : Actionneurs électriques, Editions Eyrolles, 1997.
- 61- J.LESSENNE, F.NOTELET, G.SEGUIER : Introduction à l'électrotechnique approfondie : Editions technique et documentation, Paris 1981.
- 62- M.CHARKAOUI : Contribution à la modelisation ,à l'étude et la commande des machines asynchrones alternatives application à une machine asynchrone à double alimentation, hses de doctorat ,INP de Lorraine ,1990.
- 63- Heller. M and W. Schumacher, "Stability analysis of doubly-fed induction machines in stator flux reference frame", Proc. EPE (Trondheim), vol. 2, p. 707-710, 1997.
- 64- Morel. L, Godfroid. M, Kauffmann. J.M, "Application and Optimal Design of Double Fed Induction Machines in Generator and Motor Operating", Cigre, Moscou, Russia, 1995.
- 65- Morel. L, Godfroid. M, Mirzaian. A, Kauffmann. J.M, "Double-Fed Induction Machine : Converter Optimization and Field Oriented Control Without Position Sensor", IEEE Proc. Electr Power Appl. 145, No. 4, pp. 360-368, July 1998.
- 66- Hopfensperger. B, Atkinson. D. J, "Stator Flux Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine With and Without Position Encoder", IEE Proc. Electr Power Appl. Vol. 147, No 4, p. 241-250, July 2000.
- 67- Hopfensperger. B, Atkinson. D. J, "Combined Magnetizing Flux-Oriented Control of the Cascaded Doubly Fed Induction Machine", IEEE Proc. Electr Power Appl. Vol. 148, No. 4, p. 354-362, 2001.
- 68- Lecocq. D, Lataire. P.H, Wymeersch. W, "Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in Variable Speed Drives", EPE Conference, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September. 1993.
- 69- Lecocq. D, Lataire. P.H, "The Indirect Controlled Double Fed Asynchronous Motor for Variable Speed Drives", EPE Conference, Vol. 3, pp. 405-410, Sevilla, 19-21 September. 1995.
- 70- Lecocq. D, Lataire. P.H, "Study of a Variable Speed, Double Fed Induction Motor Drive System with Both Stator and Rotor Voltages", Controllable Proc. EPE, pp. 337-339, Firenze, 1991.
- 71- Masmoudi. A, Toumi. A, Kamoun. M, "Power on Analysis and Efficiency Optimization of a Doubly Fed Synchronous Machine", Proceedings Electric Machines and Power Systems 21, pp. 473-491, 1993.
- 72- Ramuz. D, "Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs", Thèse, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences, Techniques et Gestion de l'Industrie de l' Université de Franche Comté 90000 Belfort (France), mai 2000.
- 73- Hansen. L. H, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen, and B. Bak-Jensen, "Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines", Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, Tech. Rep. Risø-R-1205(EN), ISBN 87- 550-2743-8, 2001.
- 74- Petersson.A and S. Lundberg, "Energy efficiency comparison of electrical systems for wind turbines", in IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie/2002), Stockholm, Sweden, 12-14 Aug. 2002.

- 75- Peresada. S, A. Tilli and A. Tonielli, “Robust output feedback control of a doubly fed induction machine”, Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'99 (Bled Slovenia), p.1256-1260, 1999.
- 76- Pena. R.S, Clare. J.C, Asher. G.M, “Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation”, IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, N° 3, pp. 231-241, May 1996.
- 77- Pena. R.S, Clare. J.C, Asher. G. M, “Vector Control of a Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine for Wind Generation Systems”, EPE Journal, Vol. 6, N° 3-4, pp. 60-67, December. 1996.
- 78- Hofmann. W and F. Okafor, “Doubly fed full controlled induction wind generator for optimal power utilisation”, Proc. PEDS'01, International conference on Power Electronics and Drives Systems (Bali Indonesia), oct. 2001.
- 79- Kelber. C, Schumacher. W, “Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine”, Proc. VSSH European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January. 2000.
- 80- Kelber. C, Schumacher. W, “Control of Doubly-Fed Induction Machines as an Adjustable Speed Motor/Generator”, Proc. VSSH European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January. 2000.