

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande des machines électriques

Par : SELMOUN Tariq
ARRAHMANE Mohammed

Sujet

**Etude et simulation d'une commande robuste
d'une éolienne à base d'une MADA**

Président	S.M.MELIANI	MCA	Univ. Tlemcen
Examineur	B.YACOUBI	MAA	Univ. Tlemcen
Examineur	B.BENYAHIA	MCA	Univ. Tlemcen
Encadrant	M.C.BENHABIB	MCA	Univ. Tlemcen
Co-encadrant	A.CHEMIDI	Docteur	Univ. Tlemcen

Année universitaire : 2015-2016

Remerciements



*Avant tout, nous remercions **ALLAH** pour nous avoir donné le pouvoir de réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons ensuite à remercier notre encadrant Monsieur **BENHABIB Mohamed Choukri Maître** de conférences à l'université de Tlemcen, pour son soutien, ses conseils et son encadrement qui nous ont été bénéfique pour mener à bien ce travail.*

*Nous tenons aussi à remercier notre Co-encadrant Monsieur **CHEMIDI Abdelkarim** Docteur à l'université de Tlemcen pour ses précieux conseils, son aide dans le cheminement de cette étude et pour la peine qu'il s'est donné tout au long de ce travail afin de faire de ce document ce qu'il représente.*

*Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur **S.M. Meliani** maître de conférence pour avoir bien voulu accepter de présider le jury.*

*Nous tenons également à remercier Monsieur **B. Benyahia** maître de conférence et Monsieur **B. Yacoubi** Maître assistant d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

Nous voudrions également remercier tous les enseignants que nous avons eu l'honneur d'avoir de connaître et d'apprécier durant notre scolarité.

Nous tenons également à remercier nos parents, pour tout le soutien moral, financier, psychologique et particulièrement pour l'amour qu'ils nous portent.

Enfin, Nos remerciements s'adressent à toutes les personnes qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*A mes très chers **Parents** qui n'ont jamais cessé, par leur dévouement et leurs efforts, de m'accompagner tout le long de mes études.*

Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude et de mon entière fidélité.

Mes chères sœurs, Mes chers frères que j'aime beaucoup.

*A mon binôme **Tariq** et toute la famille **SELMOUN**.*

J'exprime toute ma sympathie à tous mes amis(e) de près et de loin.

*A toute la famille **ARRAHMANE**.*

ARRAHMANE MOHAMMED.

Dédicace

J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail :

✓ *A celle qui a inséré le goût de la vie et le sens de la responsabilité.... merci MÈRE.*

✓ *A celui qui a été toujours la source de l'honneur, de courage et celui qui a fait de moi un hommemerci PÈRE.*

Avec toute ma fidélité et tout mon amour pour vous, mes parents, je ne pourrai jamais égaler votre mérite.

Qu'ALLAH vous garde et vous protège.

✓ *A mes frères.*

✓ *A toute ma famille.*

✓ *A toutes les personnes qui m'aiment surtout une personne qui m'a donné un grand soutien et qui je l'aime beaucoup (oum amir).*

✓ *A tous mes amis et en particulier : mes collègues de promo et surtout mon binôme **Mohamed** et toute la famille **ARRAHMANE**.*

SELMOUN Tariq

Nomenclature

V_s, V_r : Module de vecteur tension statorique et rotoriques.

V_{dqs}, V_{dqr} : Tensions statoriques et rotoriques diphasées de la MADA dans un repère tournant.

I_s, I_r : Courants statoriques et rotoriques diphasés de la MADA.

$I_{sd,q}, I_{rd,q}$: Courants statoriques et rotoriques diphasés de la MADA dans un repère tournant.

I_a : Le courant d'induit.

Φ_{abcs}, Φ_{abcr} : Flux statoriques et rotoriques diphasés de la MADA.

$\Phi_{s,dq}, \Phi_{r,dq}$: Flux statoriques et rotoriques diphasés de la MADA dans un repère tournant.

φ_r : Flux rotorique.

φ_s : Flux statorique.

φ_g : Flux d'entrefer.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique et rotorique de la MADA.

L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique de la MADA.

M : Inductance magnétisante de la MADA.

M_{rs} : Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

P : Nombre de paires de pôles de la MADA.

P_s, Q_s : Puissances active et réactive statoriques de la MADA.

P_r, Q_r : Puissances active et réactive rotoriques de la MADA.

ω_s : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.

g : Glissement de la MADA.

θ_s : Angle électrique statorique.

θ_r : Angle électrique des grandeurs du bobinage rotorique.

θ_e : L'angle électrique.

Ω : La vitesse angulaire mécanique.

J : Le moment d'inertie du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

ω_r : La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor.

$[P(\theta)]$: Matricede Park.

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

S : L'opérateur de Laplace.

Nomenclature

τ_r : la constante de temps réelle du système.

K_p : gain proportionnel du contrôle.

K_i : gain intégral du contrôle.

γ : Modèle de perturbations dans la synthèse du régulateur RST.

T_g, T_f : Horizons de filtrage et de commande du régulateur RST.

P_f, P_c : Pôles de filtrage et de commande du régulateur RST.

A, B, C, D, R, F, S, T : sont Les polynômes du régulateur RST.

i_{cond} : courant du condensateur.

i_{red} : courant du redresseur.

i_{ond} : courant de l'onduleur.

P_{cond} : la puissance de condensateur.

P_{ond} : la puissance de l'onduleur.

P_{red} : la puissance de redresseur.

V_{dc} : tension du condensateur.

L_f : inductance du filtre RL.

R_f : résistance du filtre RL.

ξ : facteur d'amortissement.

f_d, f_q : représentent respectivement le vecteur des incertitudes causées par les variations des paramètres de la tension et d'autres incertitudes non structurées.

α_d, α_q : les incertitudes non structurées en raison de la dynamique non modélisés.

$A_{co}, B_{co}, G_{co}, C$: les matrices nominales du système continu.

u : la commande.

A_0, B_0 : les matrices nominales du système échantillonné.

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Etat de l'art des systèmes de convection d'énergie éolienne.

Introduction.....	3
I-1-Historique de l'éolien.....	3
I-2- Principe de base de l'éolien	4
I-2-1-Types des turbines éoliennes.....	4
I-2-1-1-Turbines éoliennes à axe horizontal (HAWT)	4
I-2-1-2-Turbines Eoliennes à Axe Vertical (VAWT).....	5
I-3-Principaux composants d'une éolienne	6
I-4-Taille des aérogénérateurs	7
I-5-Etat de l'art sur les générateurs utilisés dans le Système de Conversion Eolien.....	8
I-5-1- générateur synchrone.....	8
I-5-2- générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG)	8
I-5-3- générateur asynchrone à rotor bobiné (WRIG)	9
I-5-4- générateur asynchrone doublement alimenté (DFIG)	9
I-6-Structure des machines asynchrones à double alimentation	10
I-6-1-Principe de fonctionnement de la génératrice double alimentation	11
I-6-1-1-Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	11
I-6-1-2-Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone	12
I-6-1-3-Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.....	12
I-6-1-4-Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.....	12
I-7-Avantages et inconvénients de la DFIG.....	12
I-7-1-Avantages de la DFIG.....	12
I-7-2-Inconvénients de la DFIG.....	12
I-8-Conclusion	13

Chapitre II : Modélisation et commande de la machine asynchrone à double alimentation

Introduction	14
II-1- Modélisation de la MADA	14
II-1-1-Modèle dans le plan triphasé	14

II-1-2-Hypothèses simplificatrices de la modélisation de la MADA	15
II-2-Transformation de Park	18
II-3-Changement de repère	19
II-4-Commande vectorielle de la MADA	22
Synthèses du régulateur PI pour la commande directe	24
Synthèse d'un régulateur RST pour la commande directe	26
II-5-Conclusion.....	30

Chapitre III : Etude comparative

III-1-Introduction	31
III-2-Description du système	31
III-3- Résultat des signaux de la sortie du régulateur pour PI et RST	32
III-4-Essais et résultats de simulation obtenus pour les régulateurs «PI» et «RST»	33
III-4-1-Suivi de consigne	33
III-4-2-Sensibilité aux perturbations	34
III-4-3-Robustesse	36
III-5-Conclusion	38

Chapitre IV : Commande du convertisseur coté réseau CCR

IV-1-Introduction	39
IV-2-Description de notre système.....	39
IV-2-1- Contrôle de la tension du bus continu	39
IV-2-2- Contrôle des courants transitant dans le filtre R-L	41
IV-3-Commande de la MLI robuste.....	43
IV-4- Résultats de simulations	48
IV. 4.1. Résultats obtenus avec la méthode classique.....	48
IV-4-2-Résultats obtenus avec la MLI Robuste	49
IV-5-Conclusion	50
Conclusion générale.....	51
Bibliographie.....	52
ANNEXE.....	57
Résumé.....	59

L'importante croissance de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et ses conséquences sur l'environnement, principalement sur la pollution causées par la combustion de ces énergies fossiles, sont au cœur de la problématique du développement durable. Le secteur de la génération électrique est le premier consommateur d'énergie primaire et les deux tiers de ses sources sont des carburants fossiles [1]. Il est techniquement et économiquement possible de faire des efforts importants pour réduire les atteintes de l'activité humaine sur l'environnement. Une des possibilités est d'accroître la production d'électricité à partir de ressources de type renouvelables.

Les énergies renouvelables comme le solaire, la biomasse, la géothermie, la marémotrice, l'hydraulique sont des sources propres d'électricité car elles préservent l'environnement. Contrairement aux énergies conventionnelles comme le pétrole, le gaz, le charbon ou le nucléaire qui présentent une véritable menace sur l'environnement ce qui les rend de moins en moins attractives.

Parmi les ressources renouvelables qui nous intéressent est l'énergie éolienne qui provient du vent. Elle offre de nombreux avantages car elle ne produit aucun gaz à effet de serre qui favorise le réchauffement climatique sans oublier son aspect économique. De plus, les récents développements technologiques, dans les domaines des turbines éoliennes à vitesse variable, en électronique de puissance et en commande de machines électriques ont tendance à rendre l'énergie éolienne aussi compétitive que l'énergie d'origine fossile [1]. Elle est considérée comme une ressource énergétique croissante dans la plupart des pays développés.

Ils existent différentes technologies de générateurs dans les éoliennes telles que les machines synchrones et les machines asynchrones. Cette dernière est moins coûteuse, robuste et sa maintenance est très facile. Mais si elle est connectée directement au réseau, ce dernier impose la fréquence et dans ce cas la vitesse d'entraînement doit être constante [2]. Par contre, si on veut l'entraîner à vitesse variable, dans ce cas le système doit se composer d'un convertisseur statique en fréquence placé entre le stator et le réseau, qui permet de transformer la fréquence variable de l'alternateur [1].

Un autre type d'éolienne utilise la machine asynchrone à double alimentation qui est une sérieuse concurrente à plusieurs machines électriques particulièrement la machine asynchrone à cage classique. Pourtant à première vue, la balance semble pencher tout de suite du côté de la machine à cage d'écureuil. La machine asynchrone à rotor bobiné est plus volumineuse (plus de cuivre), utilise des balais mais cela n'empêche pas à susciter un grand intérêt à cette dernière fonctionnant en génératrice non autonome et alimentée par un convertisseur au rotor. Il existe 2 types de machines asynchrones à double alimentation : la Machine asynchrone à double alimentation de type brushless et la machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné.

Dans ce cadre, le présent mémoire a pour objectif de concevoir les lois de commande appliquées à la génératrice asynchrone à double alimentation utilisées dans les systèmes éoliens. Ainsi, ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi que sur les différents types de générateurs utilisés dans la chaîne de conversion.

Le second chapitre présente une étude sur la machine asynchrone à double alimentation et son fonctionnement en génératrice. Une modélisation dans un repère diphasé lié au champ tournant et une stratégie de commande vectorielle en puissances active et réactive statorique basée sur deux types de régulateurs linéaires de philosophie différente : Proportionnel Intégral et le régulateur polynomial RST basé sur la théorie du placement de pôles.

Le troisième chapitre présente une étude comparative entre les deux régulateurs « PI » et « RST », la comparaison se fait en termes de poursuite de trajectoire, robustesse et sensibilité aux perturbations. Les résultats obtenus dans ces investigations sont présentés, ils nous permettront de conclure sur les méthodes et outils utilisés et d'envisager les perspectives et suites à donner à ce travail.

Le quatrième chapitre basé sur la commande du convertisseur coté réseau par deux méthode déférente : la première c'est la commande de bus continu et le courant de filtre par le régulateur classique « PI », la deuxième est la commande MLI robuste. Nous avons présenté et comparé les résultats des deux méthodes.

Introduction :

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité. Depuis, plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal), [01] [02] [03] [04] [05]. Les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse du vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes.

Ainsi, dans ce chapitre nous allons nous intéresser essentiellement aux différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement, ainsi que les différents générateurs utilisés.

I-1-Historique de l'éolien :

Le vent, comme étant une source d'énergie traditionnelle non polluante, a été exploité depuis plusieurs siècles pour la propulsion des navires (avant 3000 ans environ), l'entraînement des moulins (environ 200000 moulins à vent en Europe vers le milieu du 19^{ème} siècle), le pompage d'eau et le forgeage des métaux dans l'industrie. Ces dernières utilisations sont toutes basées sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable [06].

Ce n'est qu'après l'évolution de l'électricité comme forme moderne de l'énergie et les recherches successives sur les génératrices électriques, que le danois Pouls La Cour a construit pour la première fois en 1891 une turbine à vent générant de l'électricité [07]. Après la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois ont amélioré cette technologie durant la 1^{ère} et la 2^{ème} guerre mondiale à une plus grande échelle [06].

C'est principalement la crise pétrolière de 1974 qui relança les études et les expériences, ce qui obligea plusieurs pays à commencer l'investissement pour améliorer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Parmi ces investissements, on cite le premier marché important de la Californie entre 1980 et 1986. Au début avec des turbines de moyenne puissance (55 kW), puis 144 machines (avec un total de 7 MW) en 1981 et 4687 machines d'une puissance totale de (386 MW) en 1985 [06].

Après ces années, le marché européen a réellement décollé, ce qui a permis un développement important de cette industrie, surtout dans des pays comme l'Allemagne, l'Espagne et le Danemark. Ces pays ont une contribution importante dans le marché mondial qui atteint 10000 MW en 1998 et environ 47000 MW en 2004 avec une croissance moyenne annuelle de 7500 MW [06].

Le coût global de l'énergie nécessaire à la production d'électricité à partir du vent est maintenant concurrentiel avec les sources d'énergie traditionnelles comme les combustibles fossiles. Cette réduction du coût de l'électricité est le résultat de progrès importants de la

technologie utilisée par cette industrie (amélioration des conceptions aérodynamiques et amélioration des matériaux utilisés) [08].

I-2- Principe de base de l'éolien :

Les turbines éoliennes produisent de l'énergie en convertissant l'énergie du vent soufflant sur les pales du rotor en énergie mécanique de rotation. La structure de base des turbines éoliennes consiste aujourd'hui en un rotor qui capte l'énergie du vent et la transforme en une énergie mécanique, un système d'engrenage permet de démultiplier la vitesse de rotation du rotor de la machine électrique pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique.



Figure (I.1) : Conversion de l'énergie cinétique du vent

Les éoliennes sont divisées en trois catégories selon leur puissance nominale :

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

A titre de comparaison, le tableau ci-dessous propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [09].

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance délivrée
Petite	Moins de 12 m	Moins de 40 kW
Moyenne	12 m à 45 m	De 40 kW à 1 MW
Grande	46 m et plus	1 MW et plus

Tableau (I.1) : classification de ces turbines selon la Puissance délivrée

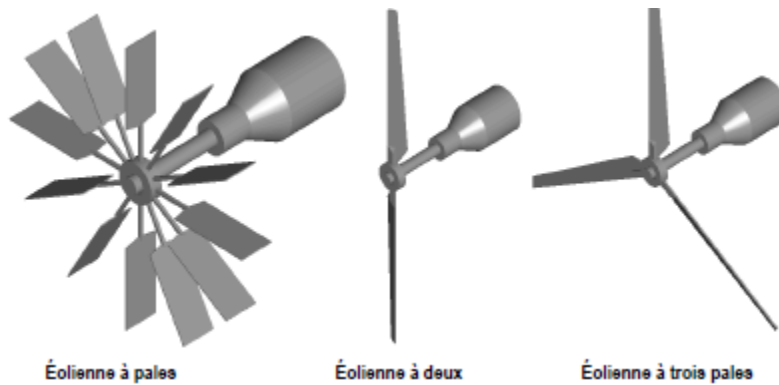
I-2-1-Types des turbines éoliennes :

Il existe différentes façons de classer les turbines éoliennes qui appartiennent principalement à deux groupes selon l'orientation de leur axe de rotation, celles à axe horizontal et celles à axe vertical.

I-2-1-1-Turbines éoliennes à axe horizontal (HAWT) :

Une turbine à axe de rotation horizontal demeure face au vent, comme les hélices des avions et des moulins à vent. Elle est fixée au sommet d'une tour, ce qui lui permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. La plupart des éoliennes installées sont à axe horizontal. Ce choix présente plusieurs avantages, comme la faible vitesse d'amorçage et un

coefficient de puissance (rapport entre la puissance obtenue et la puissance de la masse d'air en mouvement) relativement élevé, le démarrage de façon autonome et le faible encombrement au niveau du sol. Toutefois, la boîte de vitesses et la machine électrique doivent être installées en haut de la tour, ce qui pose des problèmes mécaniques et économiques. Selon son nombre de pales, une HAWT est dite mono-pale, bipale tripale ou multi-pale [10,11].



Figure(I.2) : Eoliennes à axe horizontal [12]

Parmi les avantages et inconvénients des Turbines éoliennes à axe horizontal, nous avons :

a. Avantages :

- Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage du sol.
- Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour.

b. Inconvénients :

- Coût de construction très élevé.
- L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident.

Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours [05].

I-2-1-2-Turbines Eoliennes à Axe Vertical (VAWT) :

L'axe de rotation d'une VAWT est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent. Ce type de turbine peut recevoir le vent de n'importe quelle direction, ce qui rend inutile tout dispositif d'orientation. Le générateur et la boîte d'engrenages sont disposés au niveau du sol, ce qui est plus simple et donc économique. La maintenance du système est également simplifiée dans la mesure où elle se fait au sol. Ces turbines ne disposent pas de commande d'angle de pale comme certaines HAWT. L'inconvénient, pour certaines VAWT, est la nécessité d'un dispositif auxiliaire de démarrage [13].



Figure (I.3) : Eoliennes à axe vertical [12]

De nos jours, ce type d'éolienne est plutôt marginal et son utilisation est beaucoup moins répandue. Elles présentent des avantages et des inconvénients que nous pouvons citer comme [14] et [05] :

a. Avantages:

- La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol.
- Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui permet de fonctionner quel que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien.

b. Inconvénients :

- Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.
- La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol, donc moins fort car freiné par le relief.

I-3-Principaux composants d'une éolienne :

Une éolienne est généralement constituée de trois éléments principaux, *le mât, les pales et la nacelle*.

- Concernant le mât :** Nous avons généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique. Il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol.
- Concernant les pales :** Ils sont fabriqués en polyester renforcé par de la fibre de verre ou de la fibre de carbone. On trouve dans le commerce des pales allant de 1 mètre à plus de 100 mètres. Certaines pales sont montées sur un dispositif permettant de faire varier l'angle d'attaque au vent.
- Concernant la nacelle :** Qui est la salle des machines de la turbine repose sur le mât et peut s'orienter pour placer le rotor perpendiculairement à la direction du vent. Ce

système d'orientation est entièrement automatique et contrôlé par une girouette située sur la nacelle. La salle des machines est accessible depuis le mat et contient les principaux éléments, à savoir : les paliers, la boîte de vitesse, le générateur, les freins et le système de rotation ainsi que la chaîne de transmission permettant de transmettre le couple rotor à la boîte de vitesse.

La Figure(I.4). Représente une chaîne électromécanique à multiplicateur de vitesse d'une éolienne moderne tripale à axe horizontal de type Nordex N60 (1.3MW) [07].

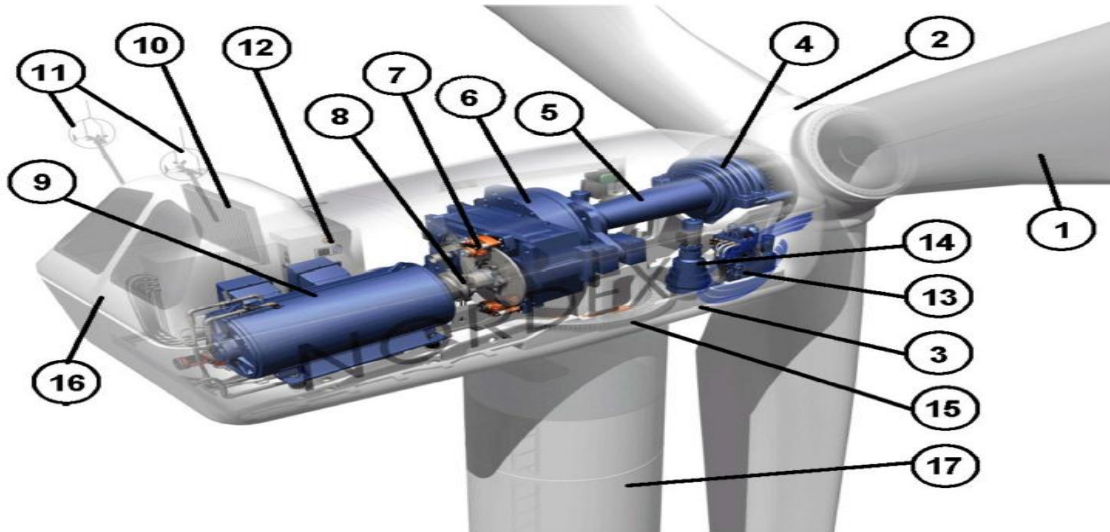


Figure (I.4) : Différentes parties de l'éolienne-NORDEX N60-1.3MW [14].

Elle est constituée d'une tour (17), supporte de la nacelle (3), le moyeu de la turbine (2) sur lequel sont fixées les pales (1). Il est important qu'il soit haut du fait de l'augmentation de la vitesse du vent qui dépend de la hauteur et du diamètre des pales. La nacelle (3) partiellement accueille la génératrice (9) et son système de refroidissement(10), le multiplicateur de vitesse (6) et les différents équipements électroniques de contrôle (12) qui permettent de commander les différents mécanismes d'orientation (13), (14) et (15) ainsi que le fonctionnement global de l'éolienne. Le multiplicateur de vitesse comporte un arbre lent (5) muni d'un palier à billes, et d'un arbre à grande vitesse. Il est équipé d'un frein mécanique à disque (7) et d'un accouplement flexible (8) avec le générateur (9). Le tout est protégé par un capot en acier (16). Un anémomètre et une girouette (11) situés sur le toit de la nacelle fournissent les données nécessaires au système de contrôle pour orienter l'éolienne et la déclencher ou l'arrêter selon la vitesse du vent [15].

I-4-Taille des aérogénérateurs :

Les constructeurs et les chercheurs mettent au point des éoliennes de plus en plus puissantes donc de plus en plus grandes figure(I.5) afin d'utiliser le maximum de vent, car on cherche à ce que l'hélice balaie une surface où le vent est maximum, pour cela qu'ils sont perchés très haut pour ne pas subir les effets de sol qui freinent le vent [16].

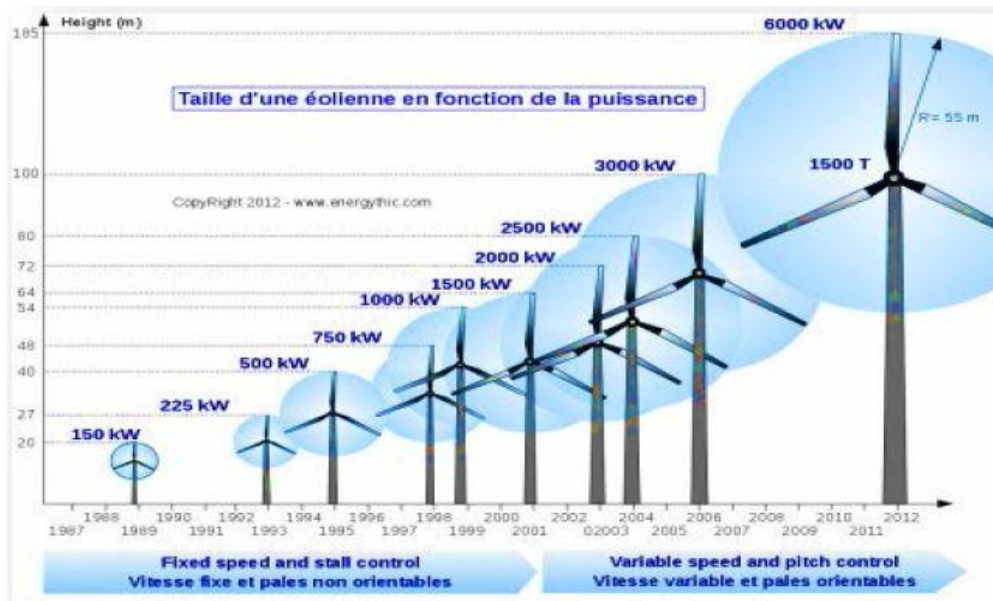


Figure (I.4) : Evolution de la taille des éoliennes [16]

I-5-Etat de l'art sur les générateurs utilisés dans le Système de Conversion Eolien :

La technologie des aérogénérateurs a énormément évolué ces 20 dernières années entraînant une spécialisation des différents types d'éolienne [17]. Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de l'électricité. Des facteurs techniques et économiques fixent le type de machine pour chaque application. Pour les petites puissances (inférieur à 20 kW), la simplicité et le coût réduit des générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) expliquent leur prédominance. Dans les applications de plus forte puissance, jusqu'à 2 MW environ [18] le générateur asynchrone est plus courant et économique [18] [19]. Les générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont:

I-5-1- Générateur synchrone :

Le générateur synchrone est largement utilisé dans les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance en raison de sa robustesse, sa simplicité mécanique et son coût réduit. Son inconvénient majeur est la consommation d'un courant réactif de magnétisation au stator [18].

I-5-2- Générateur asynchrone à cage d'écureuil (SCIG) :

Jusqu'à présent la SCIG correspond au choix prépondérant de par sa simplicité, son bon rendement et une maintenance réduite [20]. La demande de puissance réactive est compensée par la connexion d'un groupe de condensateurs en parallèle avec le générateur, ou par la mise en œuvre d'un convertisseur statique de puissance. Le dispositif le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse et à connecter directement le stator de la machine au réseau (I.6) [21].

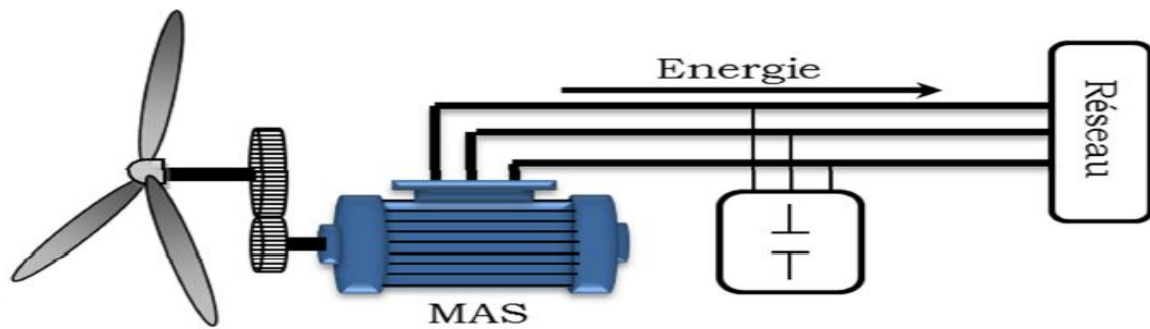


Figure (I.4) : Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau.

Une autre solution consiste à utiliser la génératrice asynchrone triphasée dont la connexion de l'éolienne au réseau se fait par l'intermédiaire d'un dispositif électronique de puissance Figure(I.7) [21].

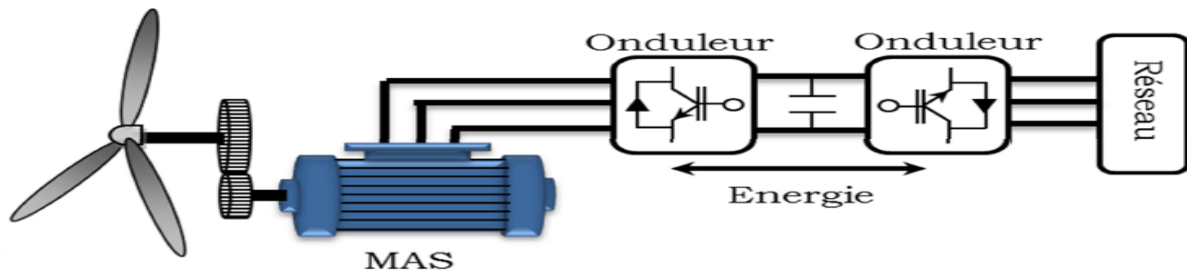


Figure (I.7) : Eolienne connectée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs de puissance.

I-5-3- Générateur asynchrone à rotor bobiné (WRIG) :

Grâce à un système de bagues et de balais, la tension appliquée au rotor peut être commandée par un convertisseur électronique de puissance. L'énergie peut ainsi être appliquée ou extraite du rotor, le générateur peut se magnétiser par le rotor comme par le stator [20].

I-5-4- Générateur asynchrone à double alimentation (DFIG) :

Ce type d'aérogénérateur s'est développé récemment car la double alimentation de la machine asynchrone permet une meilleure exploitation du potentiel de l'éolienne [14]. Le stator est directement relié au réseau tandis que les grandeurs rotoriques sont commandées par un convertisseur statique Figure(I.8). La maîtrise de l'état électromagnétique de la machine par le rotor permet de fonctionner à la fréquence et amplitude nominales du réseau même si le rotor s'éloigne de la vitesse de synchronisme [22]. Le dimensionnement du convertisseur est proportionnel au glissement maximal du rotor, autrement dit, il dépend de l'écart maximal entre la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle du rotor [19] [18].

La diminution de puissance du convertisseur statique permet la minimisation des composants de filtrage et de conversion, l'accroissement de la fiabilité de l'électronique, la diminution du coût de l'ensemble et l'amélioration de la qualité d'onde générée (grâce à la diminution de l'amplitude des courants commutés par le convertisseur et l'augmentation de la fréquence de hachage) [22]. Ces machines sont un peu plus complexes que des machines asynchrones à cage avec lesquelles elles ont en commun de nécessiter un multiplicateur de vitesse [23].

Cette génératrice fera l'objet d'une étude détaillée dans la seconde partie de ce mémoire.

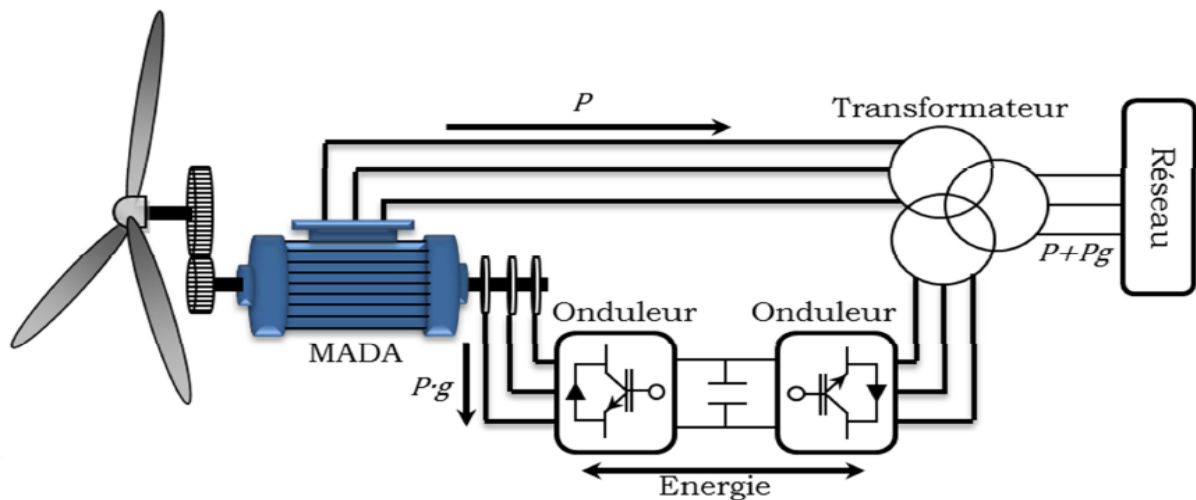


Figure (I.4) : Schéma synoptique de la DFIG

Parmi les points forts de la MADA nous avons [18] :

- Sa capacité de commander la puissance réactive et de cette façon, de découpler la commande des puissances active et réactive.
- Il peut se magnétiser à partir du rotor sans prélever au réseau la puissance réactive nécessaire.
- Il est capable d'échanger de la puissance réactive avec le réseau.
- La taille du convertisseur n'est pas simplement en rapport avec la puissance totale du générateur, mais aussi avec la gamme de vitesse choisie. En fait, le coût du convertisseur augmente avec la gamme de vitesse autour de la vitesse de synchronisme. Son inconvénient réside dans la présence obligatoire de bagues et balais.

I-6-Structure des machines asynchrones à double alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés 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 dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne figure(I.9).

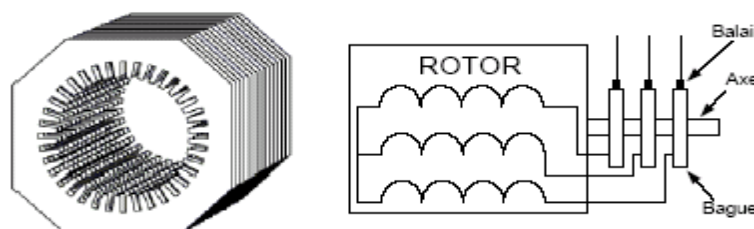


Figure (I.9) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la DFIG

I-6-1-Principe de fonctionnement de la génératrice double alimentation :

Le stator est directement connecté au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur. Comme la machine asynchrone classique, la DFIG permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence réside dans le fait que pour la DFIG, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [24]. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [25].

I-6-1-1-Fonctionnement en mode moteur hypo synchronisme :

On peut voir sur la figure(I.10) que 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. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor.

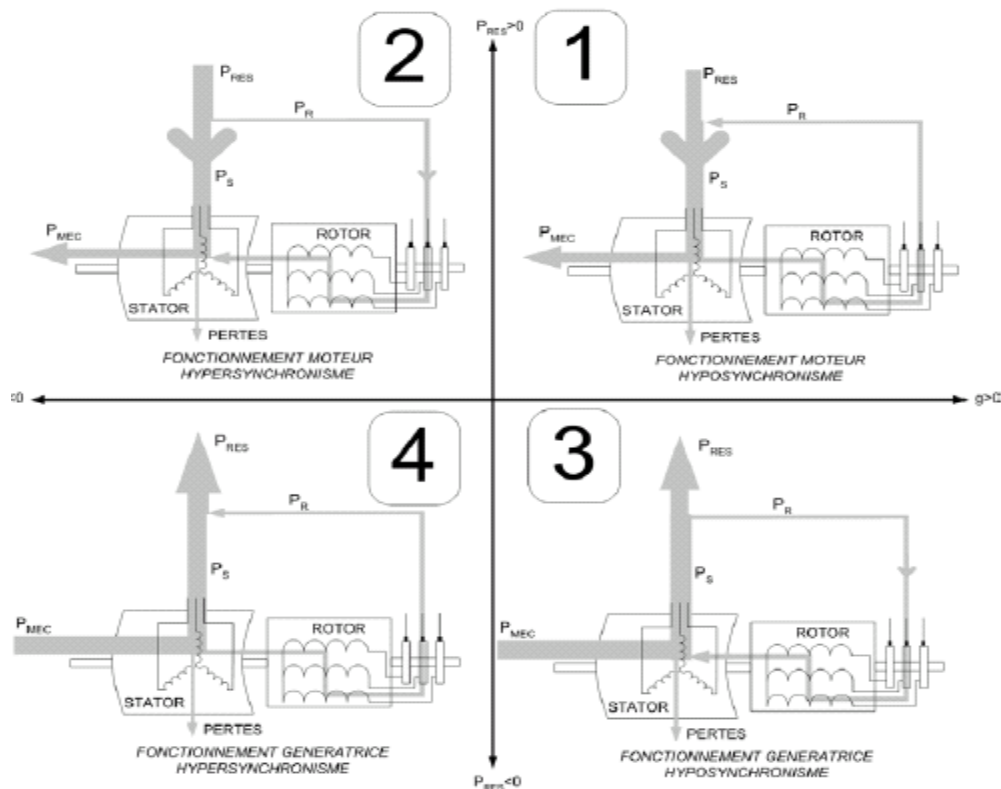


Figure (I.10) : Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

I-6-1-2-Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone :

La figure(I.10) illustre le fait que 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. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

I-6-1-3-Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone :

La puissance est fournie au réseau par le stator ainsi que la puissance de glissement. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

I-6-1-4-Fonctionnement en mode générateur 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. La machine asynchrone 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.

I-7-Avantages et inconvénients de la DFIG :

Nous introduisons rapidement dans ce paragraphe quelques avantages et inconvénients de la génératrice à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I-7-1-Avantages de la DFIG :

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [26] :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Le convertisseur lié le rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme. Dans ce cas, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux convertisseurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

I-7-2-Inconvénients de la DFIG :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nécessite une maintenance, ce qui va augmenter le cout d'exploitation.

- La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements.

I-8-Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une vue d'ensemble sur le principe générale de fonctionnement des éoliennes ainsi que les différents types de turbines éoliennes utilisées dans l'industrie moderne pour la production d'énergie électrique. Afin d'arriver à une meilleure compréhension partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique par la turbine, nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine. Enfin nous avons présenté les différentes génératrices utilisées.

Introduction :

Après avoir présenté dans le chapitre 1 les généralités et l'état de l'art des systèmes éoliens, nous allons maintenant nous intéresser à sa modélisation et l'étude de sa commande. Dans le cadre de ce mémoire nous avons choisis la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui présente plusieurs avantages par rapport à la machine asynchrone à cage ou elle permet d'avoir une plage de variation de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme. De plus, le contrôle des tensions rotoriques nous permet de commander indépendamment les puissances actives et réactives.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MADA). Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. Puisque les machines asynchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, ainsi un onduleur de tension est prévu. Les lois de commande scalaires sont encore utilisées, mais la commande vectorielle permet d'améliorer les performances de cette machine (plus de dynamique, robustesse par rapport aux perturbations externes,...) [24].

Le comportement de la machine asynchrone est celui d'un système non linéaire. Sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande [25].

Ainsi, dans ce chapitre on va étudier la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée en génératrice en utilisant deux types de régulateurs : Le régulateur **Proportionnel-Intégral** afin d'annuler l'erreur statique. Il servira de référence de comparaison car c'est le plus utilisé et le plus simple à synthétiser dans le domaine des réglages industriels et un régulateur beaucoup plus robuste qui est le régulateur **RST** basé sur la théorie du placement de pôles.

II-1- Modélisation de la MADA :

Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle mathématique d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine asynchrone à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [26] [27] [28] [29].

II-1-1-Modèle dans le plan triphasé :

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties :

Le stator qui est fixe et le rotor qui est mobile. Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé par un entrefer, Figure (II.1). Le stator quant à lui a trois enroulements (as, bs, cs) couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tension, il en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine, sa vitesse est donnée par : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ tel que ω_s désigne la pulsation du réseau et p le nombre de paires de pôles de la machine.

Le rotor qui est exécuté comme le stator, supporte un bobinage triphasé couplé en étoile relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais, il a le même nombre de pôles que celui du stator et il tourne à la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

La Figure (II.1) illustre la distribution des enroulements dans une machine asynchrone à rotor bobiné.

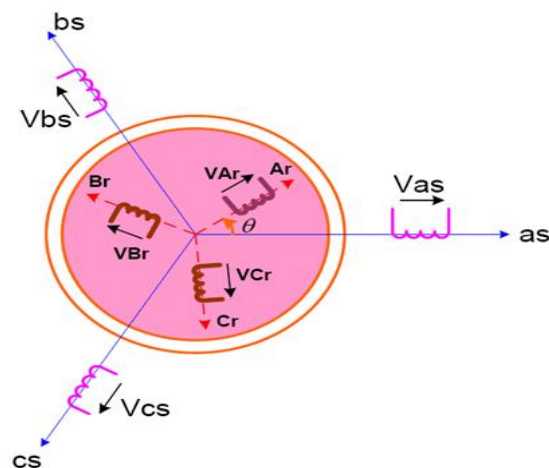


Figure (II.1) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MADA dans le plan triphasé.

II-1-2-Hypothèses simplificatrices de la modélisation de la MADA :

Lors de la modélisation de la MADA, les hypothèses simplificatrices suivantes ont été prises en compte [30] :

- la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator.
- le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent p paires de pôles.
- l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc l'effet d'encoche est négligé.
- la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité constante.
- les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables.
- les pertes mécaniques sont négligeables. La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.

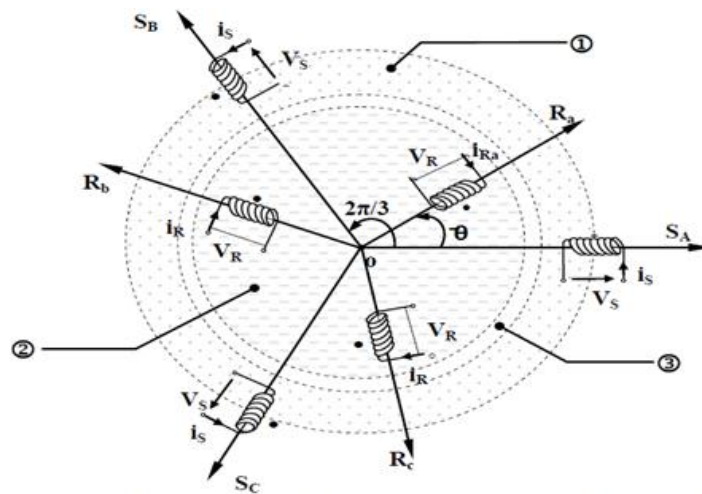
Chapitre II : Modélisation et commande de la machine asynchrone à double alimentation

- l'effet de peau est négligé, donc la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs.

Ces hypothèses ont pour conséquences :

- les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes.
- les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes.
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements.
- les flux magnétiques sont additifs.
- trois bobines statoriques (S_A, S_B, S_C) décalées entre elles par un angle de (120°).
- trois bobines rotoriques identique de répartition et similaire à celles du stator, (R_a, R_b, R_c).

La figure (II.2) rappelle la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique (l'angle électrique est égal à l'angle réel multiplié par le nombre (p) de paires de pôles par phase).



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer
Figure (II.2): Représentation simplifiée de la MADA [30]

De ces hypothèses nous pouvons déterminer les équations de la MADA à savoir :

- **Les équations électriques** qui peuvent être donné sous forme matricielle :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varnothing_{as} \\ \varnothing_{bs} \\ \varnothing_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

- Et pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \text{Var} \\ \text{Vbr} \\ \text{Vcr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{ar} \\ \emptyset_{br} \\ \emptyset_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

- **Les équations magnétiques** qui sont donné comme suite :

$$\begin{cases} [\Phi_S] = [L_S][I_S] + [M_{Sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rS}][I_S] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

l_s : inductance propre statorique.

M_s : Mutuelle statorique.

l_r : Inductance propre rotorique.

M_r : Mutuelle rotorique.

Les inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique ont pour expression :

$$[M_{Sr}] = [M_{rS}]^T = \begin{bmatrix} M_{Sr} \cos(\theta) & M_{Sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{Sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{Sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{Sr} \cos(\theta) & M_{Sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{Sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{Sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{Sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ces inductances traduisent le couplage magnétique existant entre les phases statorique et rotorique de la machine où M_{sr} est le maximum de celles-ci [31].

En remplaçant (II.3) dans (II.2) et (II.1), on obtient :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt} ([L_S][I_S]) + \frac{d}{dt} ([M_{Sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} ([L_r][I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{Sr}][I_S]) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

- **Les équations mécaniques** qui ont pour expression :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - (f_r \cdot \Omega) \quad (\text{II.7})$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.8})$$

Où :

J : Le moment d'inertie du rotor en $[\text{Kg.m}^2]$.

Ω : La vitesse angulaire mécanique en [rad/s].

C_{em} : Le couple électromagnétique en [N.m].

C_r : Le couple résistant [N.m].

f_r : Le coefficient de frottement en [N.m.s/rad].

ω : La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor en [rad/s].

P : Le nombre de paires de pôles.

- Et les équations du couple électromagnétique qui est donnée par l'expression :

$$C_{em} = p \cdot [I_S]^t \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (II.9)$$

II-2-Transformation de Park :

Le modèle de la MADA dans le référentiel (A, B, C) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant [32].

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, figure (II.3) :

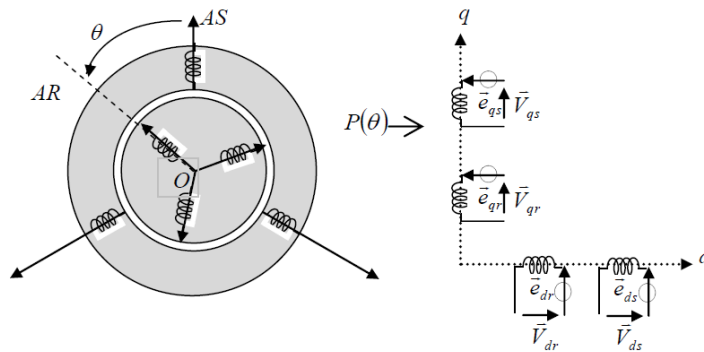


Figure (II.3): Représentation de la MADA dans le repère de Park

La matrice de Park est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (II.11).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec x étant soit une tension, un courant ou un flux, et les indices représentent soit :

- un indice de l'axe homopolaire « o ».
- un indice de l'axe direct « d ».
- un indice de l'axe en quadrature « q ».

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^T = [P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

II-3- Changement de repère :

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations de la machine plus simple à exploiter. Ainsi, la figure suivante illustre le passage du référentiel fixe triphasé (a, b, c) au référentiel en rotation biphasé (d, q).

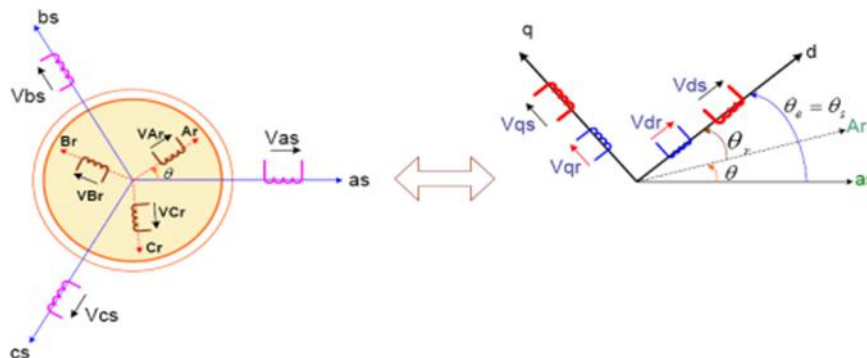


Figure (II.4): Passage du repère triphasé (a,b,c) au repère biphasé (d,q).

En passant par la matrice de transformation de « Park » équation (II.10), les grandeurs statoriques et rotoriques du repère triphasé seront transformées comme suit :

Pour les tensions :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)][V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][V_{r,abc}] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour les courants :

$$\begin{cases} [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)][\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][\Phi_{r,abc}] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Les relations liant le flux et les courants sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

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

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

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

Les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques exprimées dans le repère de « Park » sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

Où :

θ_s : Position du repère d, q par rapport au repère statorique.

θ_r : Position du repère d, q par rapport au repère rotorique.

θ : Position du rotor par rapport au stator.

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$: Vitesse de synchronisme en [rad/s].

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

$$C_{em} = P(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) = \frac{P M}{L_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) \quad (\text{II.20})$$

Les expressions des puissances active et réactive de la MADA sont [32] :

Au stator :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} \\ Q_s = V_{qs}i_{ds} - V_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} P_r = V_{dr}i_{dr} + V_{qr}i_{qr} \\ Q_r = V_{qr}i_{dr} - V_{dr}i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En pratique il existe trois types de référentiels pour le model de la MADA, à savoir :

- **Le référentiel lié au stator :**

Pour exprimer les grandeurs électriques dans le référentiel statorique les axes d, q devront être fixé au stator, et par conséquent nous avons :

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

- **Le référentiel lié au rotor :**

Le référentiel est fixe par rapport au rotor et est caractérisé par :

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

- **Et le référentiel lié au champ tournant :**

Après l'application de transformation de Park on trouve Le système d'équations qui représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant [19] et [33].

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec : $\omega_r = \omega_s - \omega$

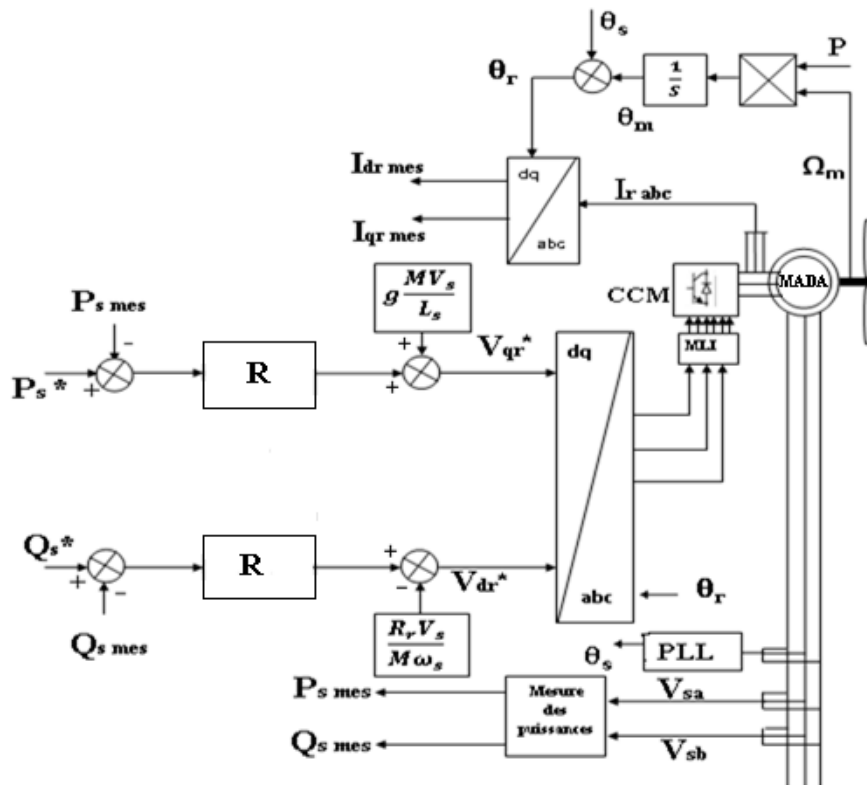
Dans ce travail, nous avons choisi de fixer le repère d-q au champ tournant, ce qui permet d'avoir des grandeurs constantes dans le régime permanent, et donc une régulation plus aisée.

II-4-Commande vectorielle de la MADA :

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, il faut que (I_{dr}) soit analogue au courant d'excitation, et que le courant (I_{qr}) soit analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes sont mutuellement découplées [34]. Le principe de la commande vectorielle et ces différentes expressions mathématiques sont connues et peuvent être trouvés dans la littérature, [35], [36], [37] et [38]

Deux types de commande pour la régulation des puissances actives et réactives existent qui sont la commande directe et la commande indirecte. Ils sont réalisables suivant le choix de compenser ou non les termes de couplage [39], [40].

- **Concernant la méthode directe**, elle consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode est appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine comme le montre la figure (II.5).



Figure(II.5) : Schéma bloc de la commande directe

Pour simplifier la commande de la MADA, nous considérons que la tension du réseau est stable et que chaque axe comporte un seul régulateur [41]. Dans le cas où le réseau alimentant le stator présente des variations importantes de tension, le terme varie d'où la nécessité d'introduire d'autres régulateurs de tension. De plus, vu que la valeur du glissement est faible ($g < 1$), nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle et on considéra dans notre étude le terme $\frac{V_s M}{L_s}$ comme étant constant, de sorte que le régulateur entre les courants rotorique et les puissances ne sera pas nécessaire [19] et [42]. Et pour terminer les puissances mesurées sont directement déduites des courants et tensions.

- **Concernant la méthode indirecte** qui est une autre alternative à la « méthode directe » et pour laquelle la régulation ne se fait plus en contrôlant les tensions rotoriques mais les courants rotoriques. Ce principe de commande est donné par la figure suivante :

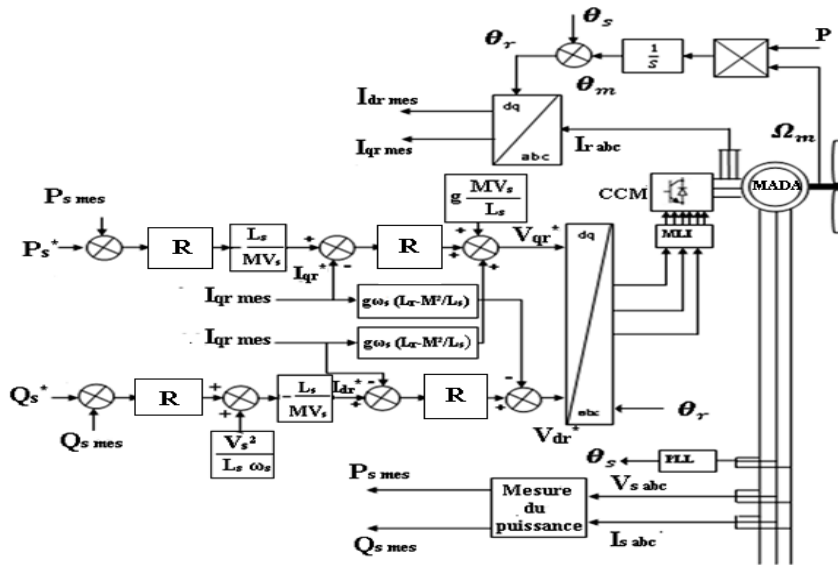


Figure (II.6) : Principe de commande indirecte du CCM

Dans ce mémoire et dans la suite du travail nous avons opté pour la commande directe. Cette commande a également été développée énormément dans la littérature [43], [44], [45], [46]. Ainsi nous allons montrer ici que le calcul des régulateurs. Nous avons choisi ici d'utiliser les régulateurs PI puis les régulateurs RST. Concernant :

- Synthèses du régulateur PI pour la commande directe :

Pour la commande de la MADA nous allons tout d'abord procéder à la synthèse des régulateurs PI ou ils sont largement utilisés dans l'industrie en raison de leur simplicité et de leur rapidité de calcul. Leur principe de fonctionnement est de comparer les valeurs réelles mesurées avec les valeurs de référence et de stabiliser le système à réguler. Aussi il est utilisé dans la commande de la MADA ou l'action intégrale améliorant le régime permanent, et l'action proportionnelle améliore le régime transitoire.

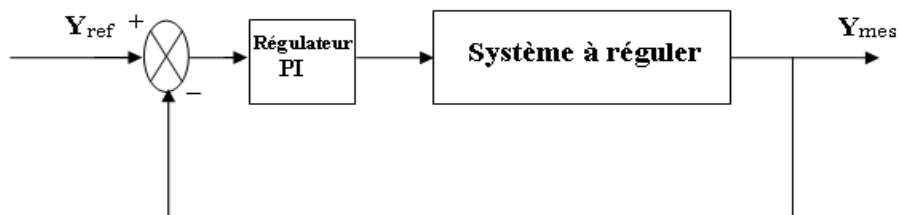
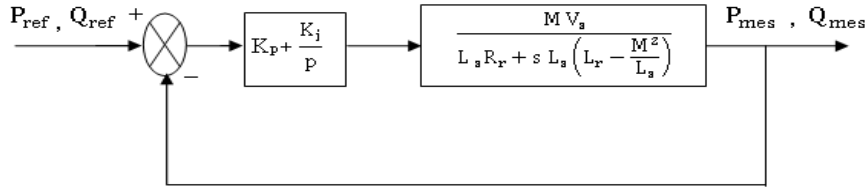


Figure (II.7) : Principe d'un régulateur PI

Pour notre système la commande directe en boucle fermée pour réguler les puissances au moyen d'un régulateur PI est donnée par la Figure (II.8).



Figure(II.8): Commande directe des puissances en BF

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$\mathbf{FTBO} = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{\frac{M V_s}{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{s + \frac{R_r}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \quad (\text{II.44})$$

Pour déterminer le zéro de la fonction de transfert en boucle ouverte on prend:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (\text{II.45})$$

Cette méthode de 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 dépendent directement de ces paramètres. Dans le cas contraire la compensation est moins performante [18].

En effectuant la compensation, on obtient la FTBO suivante :

$$\mathbf{FTBO} = \frac{K_p \frac{M V_s}{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{s} \quad (\text{II.46})$$

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

$$\mathbf{FTBF} = \frac{\mathbf{FTBO}}{1 + \mathbf{FTBO}} = \frac{K_p \frac{M V_s}{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{s + K_p \frac{M V_s}{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \quad (\text{II.47})$$

$$\mathbf{FTBF} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_r} \quad (\text{II.48})$$

$$\mathbf{Avec : } \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}{M V_s} \quad (\text{II.49})$$

Ou :

τ_r : est la constante de temps réelle du système, et sera choisie lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre les performances.

On peut exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et de la constante de temps τ_r :

$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}{M V_s} \quad (II.50)$$

On remplace l'équation (II.50) dans l'équation (II.45) on obtient :

$$K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_r L_s}{M V_s} \quad (II.51)$$

• **Synthèse d'un régulateur RST pour la commande directe :**

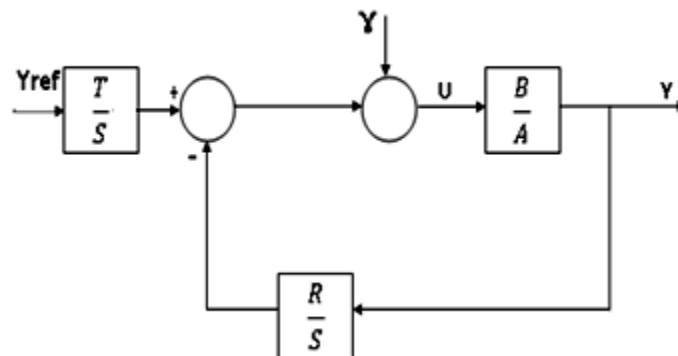
Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel- Intégral. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses (T_c , T_f) seulement. Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie la région où les pôles en boucle fermée seront placés [47].

La figure (II.13) montre La structure de la commande RST. Les polynômes A, B, R, S et T pour les systèmes continus sont de la variable «s», ou «z» pour le cas des systèmes discrets.

Y_{ref} représente la référence de la grandeur à asservir, et $\frac{B}{A}$ étant la fonction de transfert, γ représente la perturbation. Pour la régulation du système par placement de pôles robuste il faut placer sur la boucle une fonction de transfert $\frac{R}{S}$ et appliqué une fonction $\frac{T}{S}$ à la référence, où R, S et T sont des polynômes et les deux termes A et B s'expriment par l'équation suivante :

$$A = L_s R_r + s L_s L_r \sigma ; B = M V_s \quad (II.52)$$

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



Figure(II.13) : Schéma bloc d'un système régulé par un RST.

L'équation (II.53) représente la fonction de transfert en boucle fermée et qui résulte de la figure(II.13) :

$$y = \frac{BT}{AS+BR} Y_{ref} + \frac{BS}{AS+BR} \gamma \quad (II.53)$$

On observe ainsi le transfert en poursuite $T_{y/Y_{ref}}$ et le transfert en régulation $T_{Y/\gamma}$

$$T_{Y/Y_{ref}} = \frac{BT}{AS+BR} \quad (II.54)$$

$$T_{Y/\gamma} = \frac{BS}{AS+BR} \quad (II.55)$$

L'équation (II.55) ou équation de Bézout est le résultat de la spécification d'un polynôme arbitraire $D(s)$ (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et du calcul des polynômes $S(s)$ et $R(s)$ (placement de pôles).

$$D = AS + BR \quad (II.56)$$

Le degré des différents polynômes est décrit par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \deg(S) = \deg(A) + 1 = n + 1 \\ \deg(R) = \deg(A) = n \\ \deg(D) = \deg(A) + \deg(S) \end{cases} \quad (II.57)$$

Avec n degré de A

Dans notre cas :

$$\begin{cases} A = a_1 s + a_0 \\ B = b_0 \\ D = d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0 \\ R = r_1 s + r_0 \\ S = s_2 s^2 + s_1 s + s_0 \end{cases} \quad (II.58)$$

Avec : $a_1 = L_s L_r \sigma$.

$a_0 = L_s L_r$.

$b_0 = M V_s$.

Suivant à la stratégie du placement de pôles robustes, Le polynôme $D(s)$ sera factorisé en produit de deux polynômes C et F afin de réaliser un compromis entre les performances et la robustesse.

$$D = CF \quad (II.59)$$

Où C 'est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (zéros de F) et pôles de commande (poursuite) (zéros de C).

Deux paramètres de synthèse sont employés dans la perspective de réaliser cette factorisation

- un horizon de commande : T_c avec ($P_c = -\frac{1}{T_c}$ le pôle de polynôme de commande)
- un horizon de filtrage : T_f avec ($P_f = -\frac{1}{T_f}$ le pôle de polynôme de filtrage).

Chapitre II : Modélisation et commande de la machine asynchrone à double alimentation

À partir des pôles en boucle ouverte on pourrait déduire les pôles de commande, Le rôle de ces pôles est d'accélérer le système, on le choisit de façon arbitraire, 5 fois supérieur au pôle du polynôme A, soit :

$$p_c = 5p_A \quad (II.60)$$

Avec P_A pôle de A(s) donné par :

$$p_A = -\frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (II.61)$$

Donc :

$$p_c = -5 \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (II.62)$$

$$\text{et } T_c = -\frac{1}{p_c} = \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{5 L_s R_r} \quad (II.63)$$

Afin de rendre la commande moins sensible aux différents bruits pouvant être amené notamment par les capteurs, nous choisissons T_c trois fois supérieur à T_f soit :

$$T_f = \frac{1}{3} T_c = \frac{1}{3} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{5 L_s R_r} \quad (II.64)$$

L'équation de Bézout ($D = AS + BR$) permet d'obtenir un système de quatre équations à quatre inconnues où les coefficients de D sont liés aux coefficients de R et de S par la matrice de Sylvester :

$$\begin{pmatrix} d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_2 \\ s_1 \\ r_1 \\ r_0 \end{pmatrix} \quad (II.65)$$

On a $\deg(D) = 3$ (un pôle pour la commande et un pôle double pour le filtrage) Ce qui donne :

$$D(s) = (s - p_c)(s - p_f)^2 \quad (II.66)$$

Ce qui implique :

$$D(s) = s^3 - (2p_f + p_c)s^2 + (p_f^2 + 2p_f p_c)s - p_c p_f^2 \quad (II.67)$$

D'après(II. 65), on a :

$$\begin{cases} d_3 = a_1 s_2 \\ d_2 = a_1 s_1 \\ d_1 = a_0 s_1 + b_0 r_1 \\ d_0 = b_0 r_0 \end{cases} \quad (II.68)$$

Finalement, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_2 = \frac{d_3}{a_1} \\ s_1 = \frac{d_2}{a_1} \\ r_1 = \frac{d_1 - a_0 s_1}{b_0} \\ r_0 = \frac{d_0}{b_0} \end{array} \right. \quad (\text{II.69})$$

Nous avons $S(0) = 0$, Dans l'optique de différencier poursuite et régulation il est préférable que le terme $\frac{BT}{AS+BR}$ dépende seulement de C. Pour cela, On pose $T=hF$ (où h est un réel), alors :

$$\frac{BT}{AS+BR} = \frac{BT}{D} = \frac{BhF}{CF} = \frac{Bh}{C} \quad (\text{II.70})$$

Or : $T(0)=R(0)$, soit :

$$h = \frac{T(0)}{F(0)} = \frac{R(0)}{F(0)} \quad (\text{II.71})$$

Donc :

$$T = hF \quad (\text{II.72})$$

Finalement :

$$T(s) = h(s - p_f)^2 \quad (\text{II.73})$$

L'avantage d'utiliser un régulateur de type RST est la possibilité d'améliorer considérablement la qualité du filtrage tout en gérant le compromis entre les performances de la poursuite de trajectoire et celles du rejet de perturbations. Allié à une stratégie de placement de pôles robustes, le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et de commande (T_f, T_c). Cependant, les inconvénients à utiliser ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement.

II-5-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle utilisée par la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine. On a aussi établis la synthèse de deux régulateurs linéaires de philosophies différentes pour la commande de la MADA. Un régulateur de type Proportionnel-Intégral et un autre de type polynomial nommé RST dont on a utilisé le placement de pôles pour calculer ces paramètres.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les résultats de simulation et les différents essais de robustesse pour tester et comparer les performances de ces deux régulateurs précité qui ont été appliqués au modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation.

III-1-Introduction :

Après avoir présenté au chapitre précédent la synthèse des deux régulateurs PI et RST pour le réglage des puissances actives et réactives nous allons présenter dans ce chapitre les résultats de simulation réalisée sous l’environnement MATLAB-SIMULINK-SIMPOWER SYSTEMS.

Dans un premier temps nous allons donner la description du système à simuler et les paramètres utiliser. Puis nous présenterons les résultats obtenus avec différents essais pour les deux régulateurs.

III-2-Description du système :

La figure (III.1) présente la commande directe des puissances active et réactives appliqué au niveau du convertisseur coté machine.

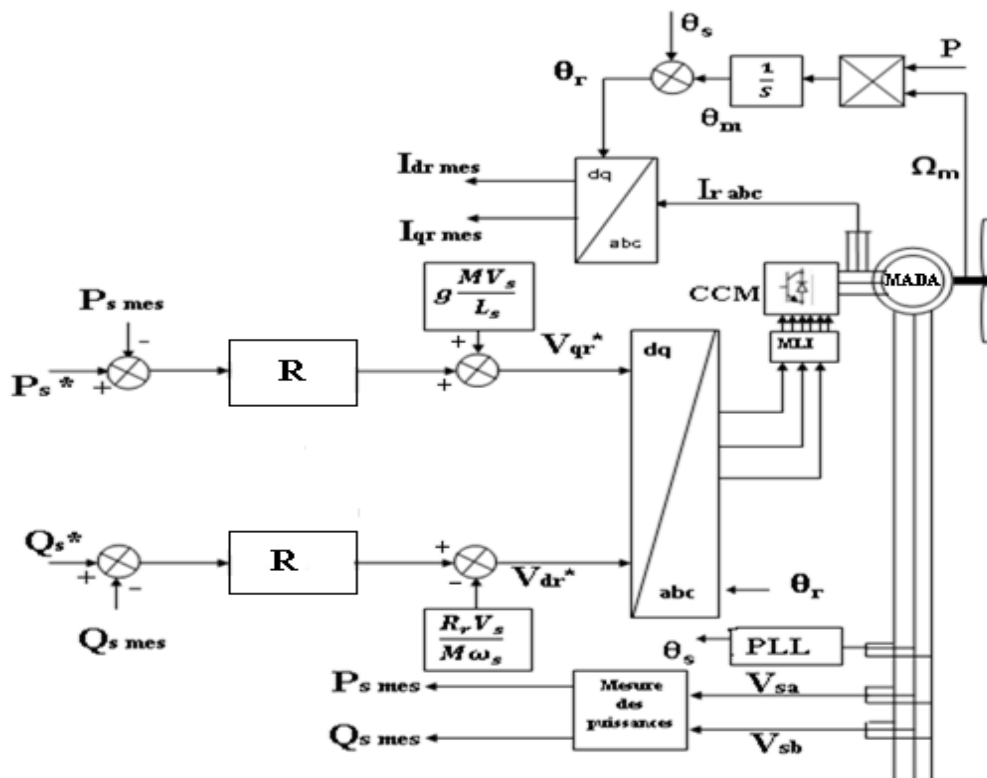


Figure (III.1) : Schéma de principe de la commande de la machine asynchrone à double Alimentations avec PI et RST.

Les différents paramètres utilisés dans la simulation sont donnés dans les deux tableaux ci-dessous :

• **Partie puissance :**

Système	Paramètres
MADA	$U_r=U_s=230V ; P_n=150KW ; f=50H ;$ $p=2; R_s=0.012m\Omega; R_r=0.021 m\Omega ;$ $L_s=2.0372 \cdot 10^{-4} \mu H; L_r=1.7507 \cdot 10^{-4} \mu H;$ $M=0.035mH ; J=0.3125 Kg.m^2$
Bus continu	$V_{dc}=700V$
Réseau électrique	$U=230V ; f=50Hz$

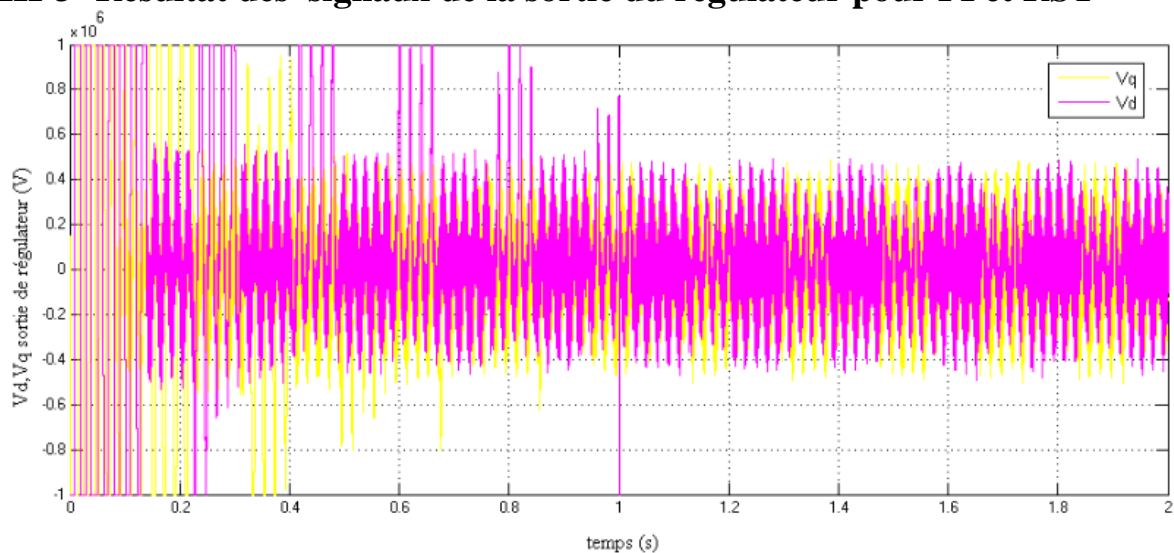
Tableau (III.1) : Les différents paramètres électriques du système.

• **Partie commande :**

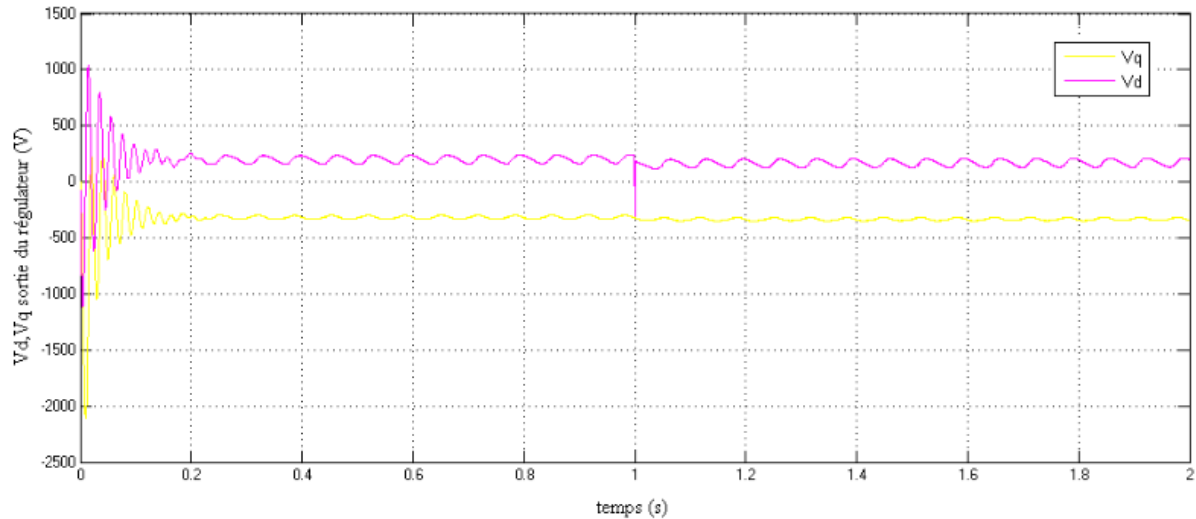
Commande	Paramètres
Contrôle des puissances avec le régulateur PI	$K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} = 51.5054; K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_r L_s}{MV_s} = 2.0518$ Avec : $\tau_r = 0.01s$
Contrôle des puissances avec le régulateur RST	$r_0 = 490561683.47 ; r_1 = 8151063$ $s_1 = 38559236826.1 ; s_2 = 605693.52$ $t_0 = 490561834.7 ; t_1 = 3596034 ; t_2 = 659$

Tableau (III.2) : Les paramètres des différentes commandes.

III-3- Résultat des signaux de la sortie du régulateur pour PI et RST



Figure(III.2) : Les tension Vd,Vq du sortie de régulateur PI



Figure(III.3) : Les tension V_d, V_q du sortie de régulateur RST

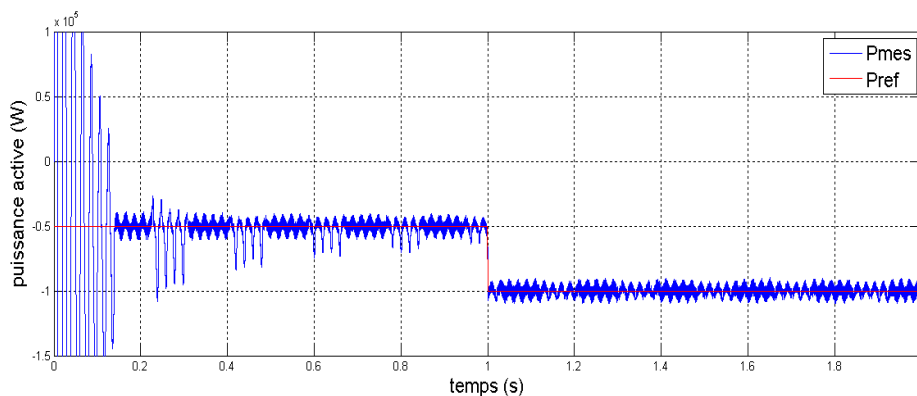
III-4-Essai et résultats de simulation obtenus pour les régulateurs «PI» et «RST» :

Dans cette partie nous allons présenter les différents résultats obtenus. Afin de tester les performances des deux régulateurs on a procédé aux essais suivants :

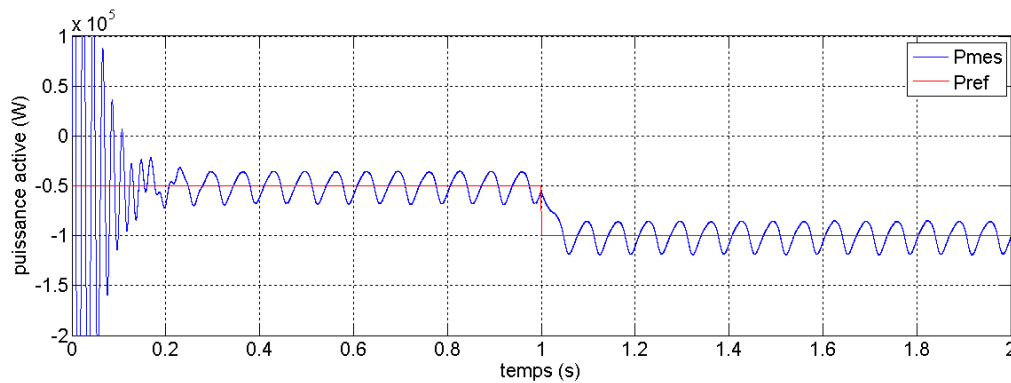
III-4-1-Suivi de consigne :

La machine est entraînée à une vitesse fixe de 160 rad/s, Nous appliquons des échelons de puissance active et réactive comme référence.

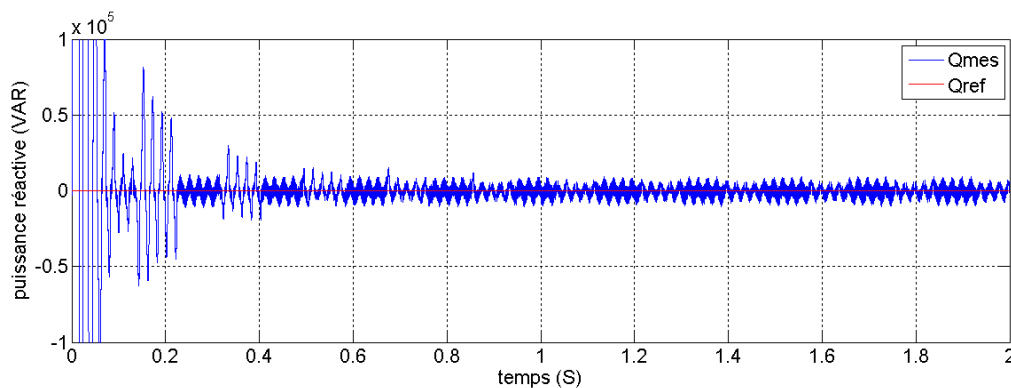
À $t=1$: on pose un échelon de la puissance active P_{ref} passe de (-50000w à -100000 w) tandis que la puissance réactive Q_{ref} est fixée à 0 (VAR) afin d'avoir un facteur de puissance unitaire.



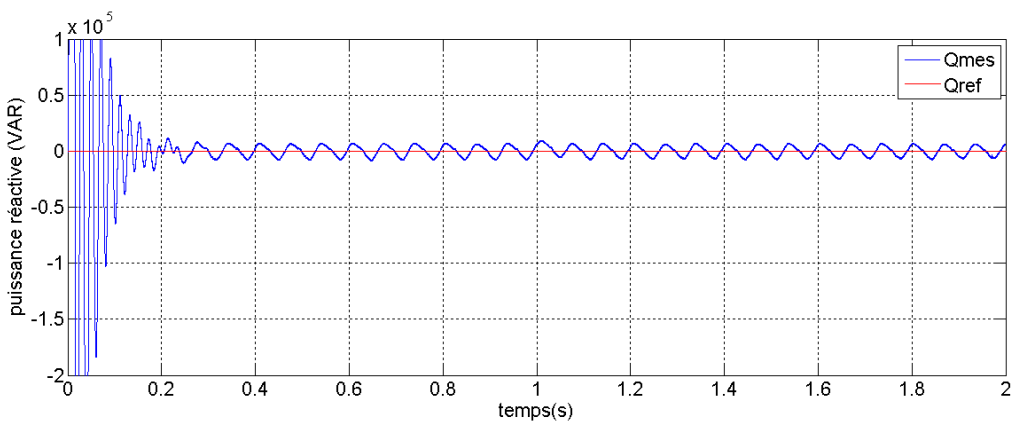
Figure(III.4) : Suivi de consigne de puissance active avec le régulateur PI



Figure(III.5) : Suivi de consigne de puissance active avec le régulateur RST



Figure(III.6) : Suivi de consigne de puissance réactive avec le régulateur PI



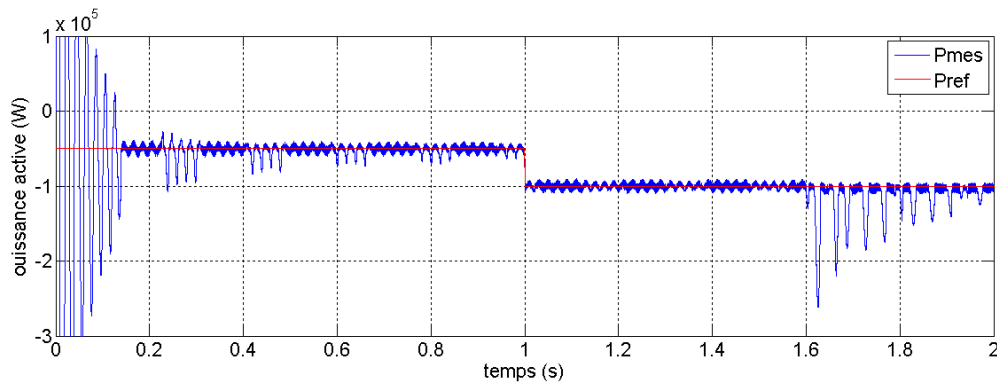
Figure(III.7) : Suivi de consigne de puissance réactive avec le régulateur RST

D'après les figures(III.2), (III.3), (III.4), (III.5), on remarque un bon suivi de consignes pour les puissances actives et réactives avec les deux régulateurs PI et RST malgré la présence des oscillations. La différence entre les régulateurs RST et PI est très faibles sauf que le RST limite le taux des oscillations.

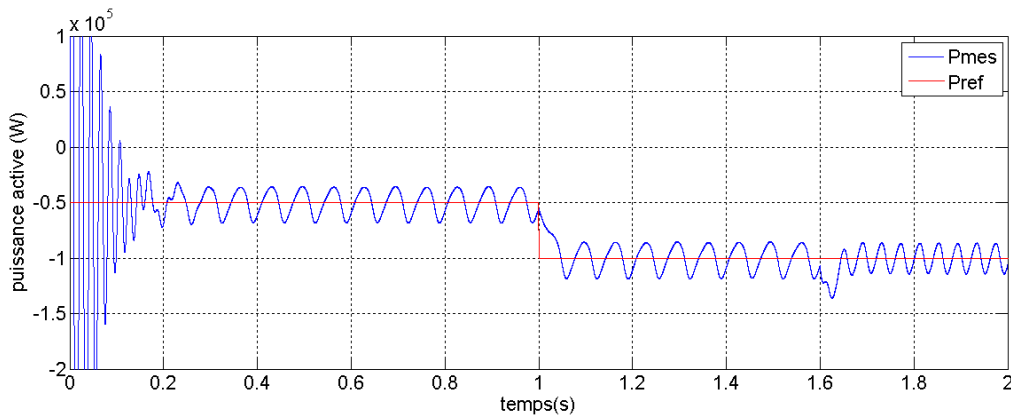
III-4-2-Sensibilité aux perturbations :

L'objectif de cet essai est de faire varier la vitesse de rotation de la machine brusquement à $t=1.6s$ ou on passe de 160 rad/s à 170 rad/s tout en laissant les puissances actives et réactives

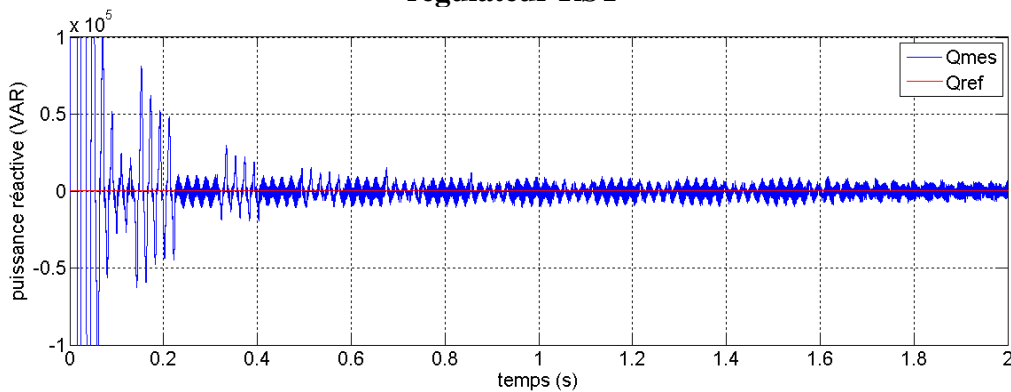
constantes et on vérifie dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leur valeur de consigne.



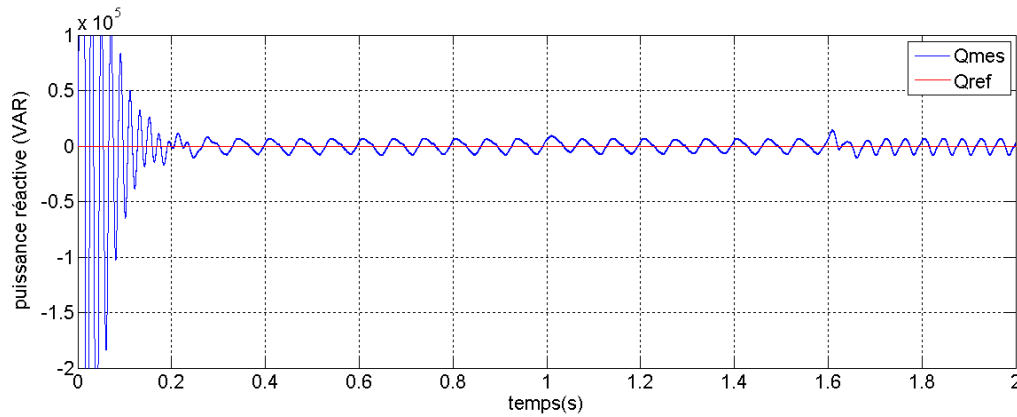
Figure(III.8) : Effet de variation brusque de la vitesse sur la puissance active avec le régulateur PI



Figure(III.9) : Effet de variation brusque de la vitesse sur la puissance active avec le régulateur RST



Figure(III.10) : Effet de variation brusque de la vitesse sur la puissance réactive avec le régulateur PI



Figure(III.11) : Effet de variation brusque de la vitesse sur la puissance réactive avec le régulateur RST

Les figures (III.6), (III.7), (III.8), (III.9), présentent l'effet d'une variation brusque de la vitesse de rotation de la génératrice sur les puissances actives et réactives. On remarque clairement cette variation pour les deux régulateurs, Pour le régulateur PI on remarque un écart important par rapport à la valeur de la référence et un temps de retour long à l'état initial. On ce qui concerne le régulateur RST on constate un faible temps de retour à l'état initial.

III-4-3-Robustesse :

Pratiquement il existe plusieurs phénomènes physiques qui provoquent des variations des paramètres du modèle de la génératrice. Par exemple, une élévation de température augmente les valeurs des résistances. Par conséquent dans cet essai on fait varier les paramètres du modèle de la MADA utilisée car le calcul des régulateurs sont basés sur des fonctions de transfert à paramètres fixes. La machine est entraînée à 160 rad/s.

En posant :

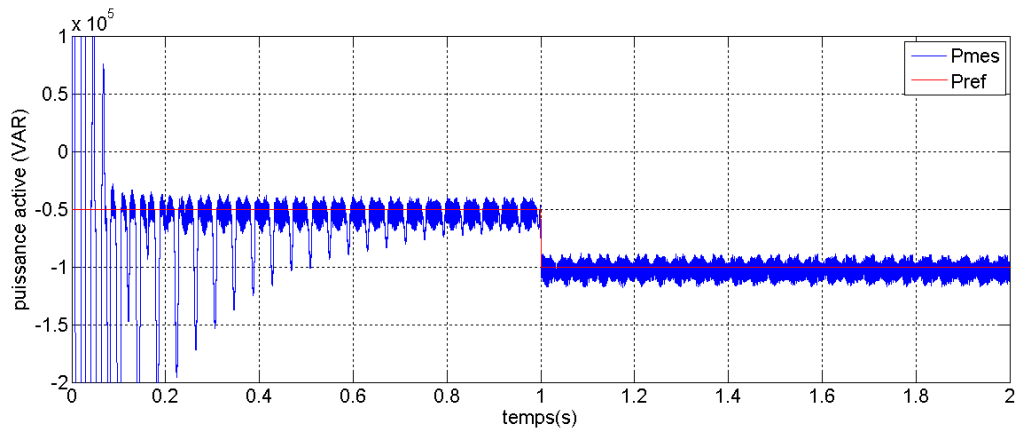
$$R_r' = 2 * R_r ;$$

$$L_s' = L_s / 2 ;$$

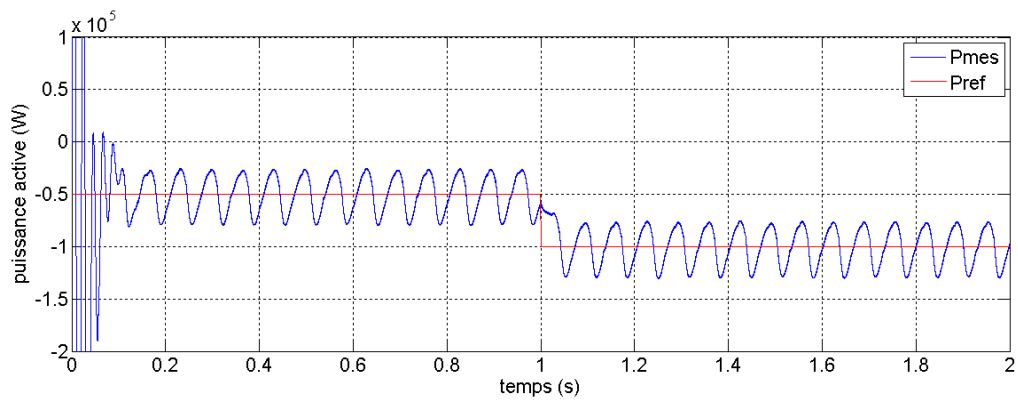
$$L_r' = L_r / 2 ;$$

$$M' = M / 2.$$

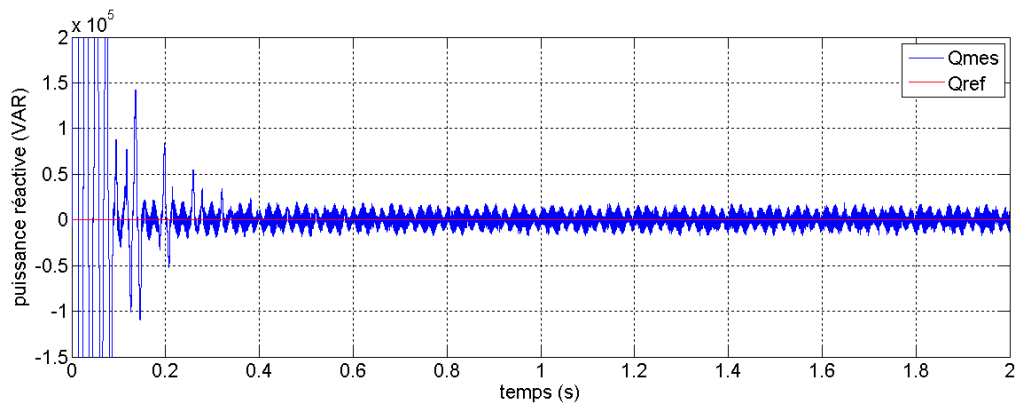
Nous obtenons les figures suivantes :



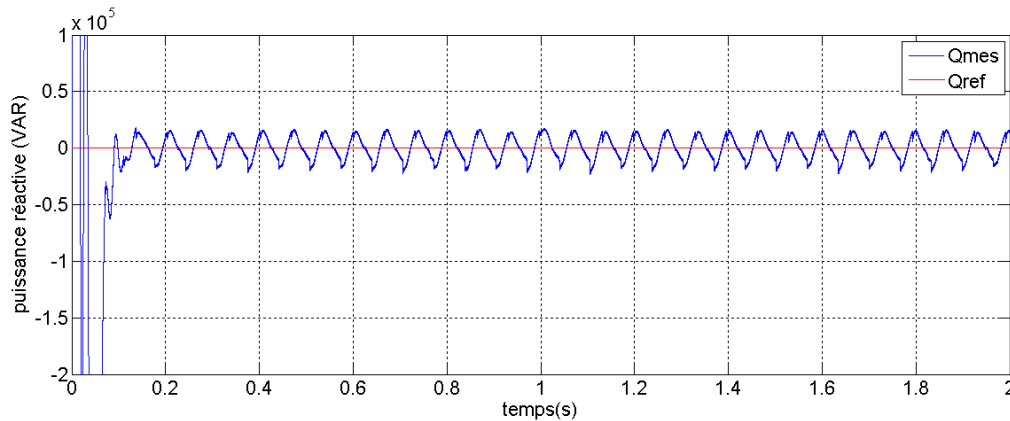
Figure(III.12) : Effet de variation des paramètres de la MADA sur la puissance active avec le régulateur PI



Figure(III.13) : Effet de variation des paramètres de la MADA sur la puissance active avec le régulateur RST



Figure(III.14) : Effet de variation des paramètres de la MADA sur la puissance réactive avec le régulateur PI



Figure(III.15) : Effet de variation des paramètres de la MADA sur la puissance réactive avec le régulateur RST

On observe que l’influence des variations des paramètres est plus importante sur le régulateur PI que sur le régulateur RST. De plus, on remarque une augmentation de l’amplitude des oscillations pour les deux régulateurs mais de manière plus importante pour le régulateur PI que le RST.

Le tableau suivant résume les écarts entre les mesures et la valeur de référence pour les différents essais :

Essais	PI	RST
Suivi de consigne	$P=-9000(W) \rightarrow \Delta P = -9\%$ $Q=\pm 7000(VAR)$	$P=-14000(W) \rightarrow \Delta P = -14\%$ $Q=\pm 8000(VAR)$
Effet de perturbation	$P=-85000(W) \rightarrow \Delta P = -85\%$ $Q=\pm 8900(VAR)$	$P=-45000(W) \rightarrow \Delta P = -45\%$ $Q=\pm 15000(VAR)$
Robustesse	$P=-11000(W) \rightarrow \Delta P = -11\%$ $Q=\pm 14200(VAR)$	$P=-25000(W) \Delta P = -25\%$ $Q=\pm 14000(VAR)$

Tableau(III.3) : Ecart observés par rapport aux grandeurs de consigne

III-5-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation pour les différents essais effectués à savoir le suivi de consigne, sensibilité aux perturbations et le test de robustesse pour les deux régulateurs PI et RST. Les résultats obtenus ont montré que le RST donne de meilleures performances que le régulateur PI. Dans le chapitre suivant nous allons présenter la commande de l’autre convertisseur à savoir le convertisseur coté réseau (CCR).

IV-1-Introduction :

Après avoir montré dans le chapitre précédent les résultats de simulation de la commande du convertisseur coté machine ; nous allons entamer dans ce chapitre la commande du convertisseur coté réseau. Le contrôle de ce convertisseur permet de réguler la tension aux bornes du condensateur ainsi que de régler le facteur de puissance au point de connexion avec le réseau. Pour cela nous allons utiliser deux stratégies de commandes dans le but de comparer leurs performances. La première est basée sur les régulateurs PI tandis que l'autre est basé sur une commande robuste de la MLI.

Dans un premier temps nous allons donner la description du système. Ensuite nous allons présenter les résultats de simulation des deux de commandes et pour finir nous allons interpréter les résultats obtenus.

IV-2-Description de notre système :

Le schéma du convertisseur connecté au réseau est présenté par la figure IV.1.

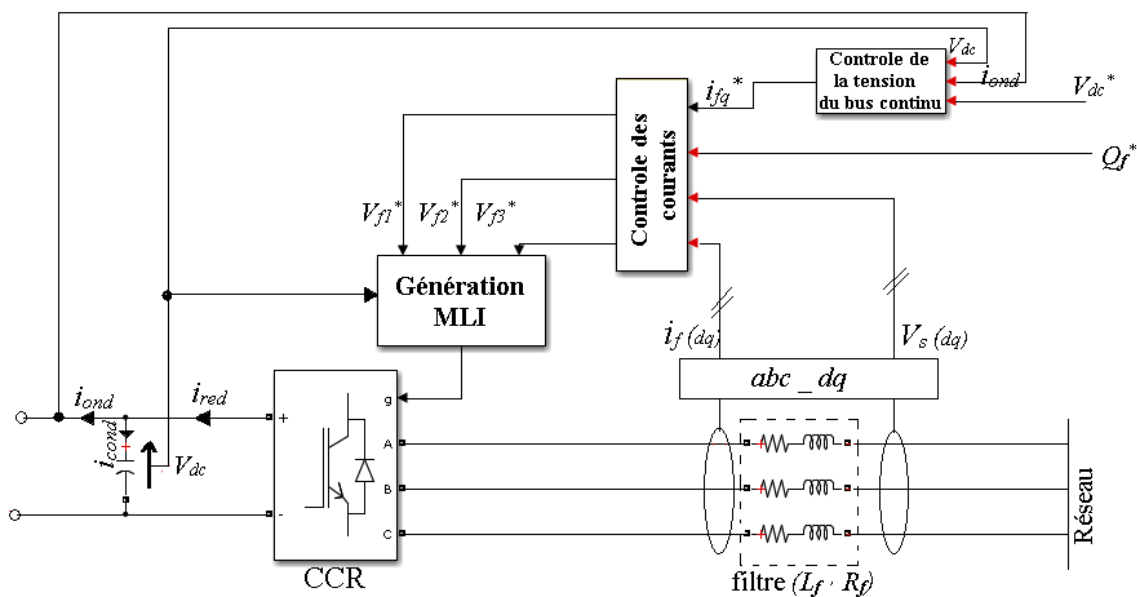


Figure (IV.1): Principe de la commande du CCR.

La structure de ce système de commande comporte deux boucles de régulations : la boucle externe liée à la tension du condensateur et la boucle interne liée au courant du filtre. Il est bien connu que la réponse de la boucle interne est plus rapide de celle de la boucle externe. Dans cette partie nous allons présenter tout d'abord le réglage de la tension aux bornes du condensateur suivi du réglage de la boucle interne.

IV-2-1- Contrôle de la tension du bus continu :

Pour avoir un bon fonctionnement du système, il est nécessaire de garder la tension du bus continu constante quel que soit la grandeur et la direction de la puissance du rotor. À partir

des expressions de la puissance active et réactive et du courant passant dans le filtre R-L (coté réseau) on établit la loi de commande qui nous garantit notre objectif.

Ainsi, l'expression de la puissance active et réactive (côté réseau) est comme suit [48] :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \\ Q = \frac{3}{2}(V_q i_d - V_d i_q) \end{cases} \quad (IV.1)$$

En alignant le vecteur tension de référence sur l'axe d [48] nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = U \\ V_q = 0 \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec U : L'amplitude de la tension de phase du réseau.

Les équations (IV.1) deviennent alors égale à :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}V_d i_d \\ Q = -\frac{3}{2}V_d i_q \end{cases} \quad (IV.3)$$

En remplaçant (IV.2) dans (IV.3), on obtient :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}U i_d \\ Q = -\frac{3}{2}U i_q \end{cases} \quad (IV.4)$$

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

$$I_{cond} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (IV.5)$$

En appliquant la loi des nœuds nous obtenons alors la relation suivante :

$$I_{cond} = I_{red} - I_{ond} \quad (IV.6)$$

À partir de l'équation (IV.6), on obtient l'expression des puissances (côté continu) suivante :

$$P_{cond} = P_{red} - P_{ond} \quad (IV.7)$$

Donc :

$$P_{red} = P_{cond} + P_{ond} \quad (IV.8)$$

Si l'on néglige l'ensemble des pertes Joule devant la puissance échangée entre le rotor de la MADA et le réseau électrique (pertes dans le condensateur, le convertisseur et le filtre R-L), on peut alors écrire :

$$P_f = P_{red} = P_{cond} + P_{ond} \quad (IV.9)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} P_{cond} = V_{dc} I_{ond} \\ P_{ond} = V_{dc} I_{red} \\ P_{red} = V_{dc} I_{red} \end{cases} \quad (IV.10)$$

De plus, en réglant la puissance P_f , il est alors possible de contrôler la puissance P_{cond} dans le condensateur et donc de réguler la tension du bus continu. Pour ce faire, les puissances P_{ond} et P_{cond} doivent être connues afin de déterminer P_f^* . Le schéma ci-dessous représente la boucle de régulation externe de la tension.

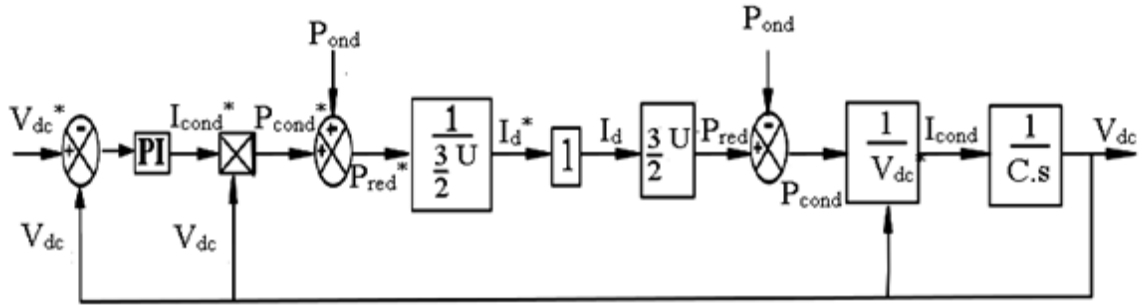


Figure (IV.2): Schéma de commande de la tension aux bornes du condensateur [12]

IV-2-2- Contrôle des courants transitoire dans le filtre R-L :

En appliquant la loi de Kirchoff, nous obtenons :

$$[V_{Sk}] = R_f [i_k] + L_f \frac{d}{dt} [i_k] + [V_{mk}] \quad (IV.11)$$

Avec: $k=1, 2, 3$.

Dans le repère diphasé d-q, l'équation (IV.11) s'écrit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_f I_d + L_f \frac{d}{dt} I_d - L_f \omega_s I_q + V_{dm} \\ V_{qs} = R_f I_q + L_f \frac{d}{dt} I_q + L_f \omega_s I_d + V_{dm} \end{cases} \quad (IV.12)$$

En supposant que:

$$\begin{cases} V_{df} = R_f I_d + L_f \frac{d}{dt} I_d \\ V_{qf} = R_f I_q + L_f \frac{d}{dt} I_q \end{cases} \quad (IV.13)$$

Ainsi, à partir des deux équations précédentes (IV.12) et (IV.13), on obtient :

$$\begin{cases} V_{dm} = V_{ds} + L_f \omega_s I_q - V_{df} \\ V_{qm} = V_{qs} - L_f \omega_s I_d - V_{qf} \end{cases} \quad (IV.14)$$

A partir des équations précédentes, on établit le schéma de principe de contrôle des courants dans le filtre RL (boucle interne).

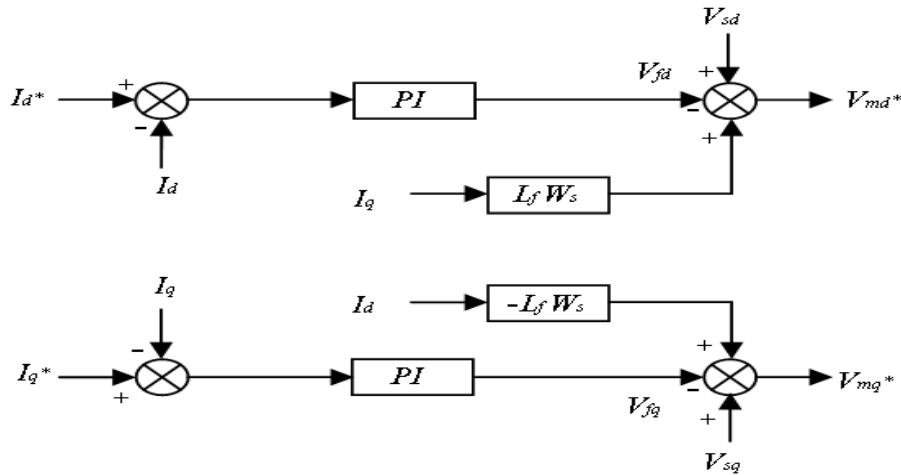


Figure (IV.3): Commande des courants dans le filtre RL

La Figure (IV.4) représente le schéma bloc de la commande du CCR ou la boucle externe est utilisée pour la commande de la tension aux bornes du condensateur et la boucle interne qui commande le courant dans le filtre RL permettant ainsi la commande des puissances actives et réactives échangées avec le réseau.

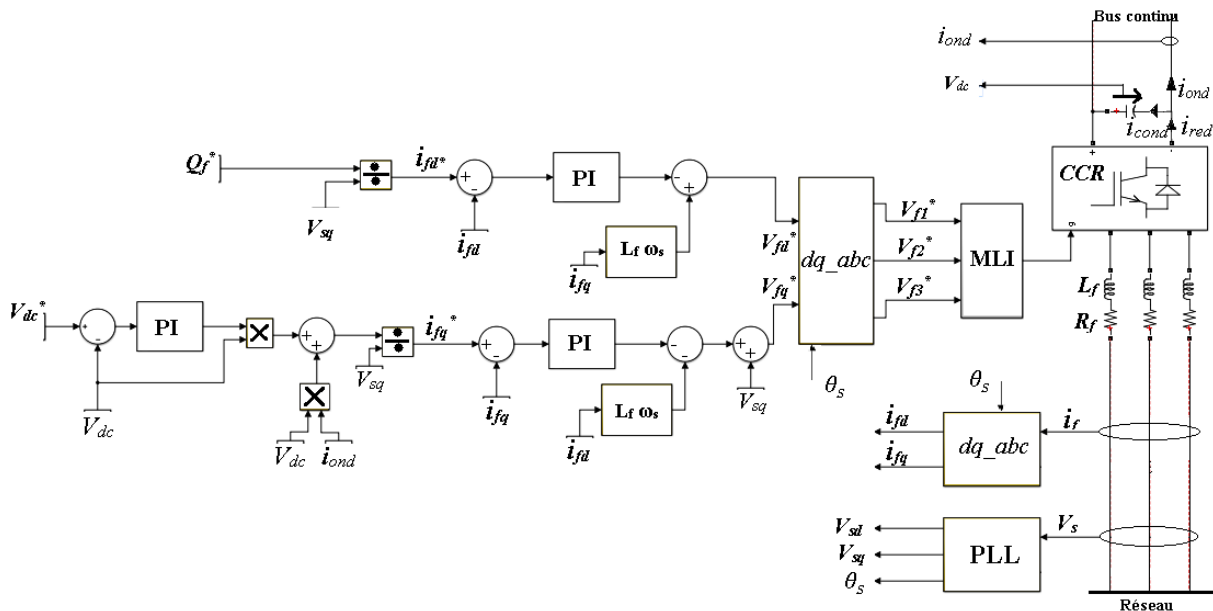


Figure (IV.4): Schéma de Commande du CCR.

IV-3-COMMANDE DE LA MLI ROBUSTE :

Le principe de la commande robuste de la MLI est basé sur une commande prédictive proposé par [48]. Comme montre la figure (IV.1) le convertisseur est connecté au réseau d'une tension V_s via un filtre constitué d'une inductance L_f et une résistance R_f . En se basant sur la loi des mailles et après passage au repère d-q on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_f I_d + L_f \frac{d}{dt} I_d - L_f \omega_s I_q + V_{sd} \\ V_q = R_f I_q + L_f \frac{d}{dt} I_q + L_f \omega_s I_d + V_{sq} \end{cases} \quad (IV.15)$$

En utilisant les paramètres du système nominal et en supposant que la tension du réseau électrique comme une perturbation dynamique, les équations (IV.15) peuvent être réécrites comme suit [49] :

$$\begin{cases} V_d = R_{f0} I_d + L_{f0} \frac{d}{dt} I_d - L_{f0} \omega_s I_q + f_d \\ V_q = R_{f0} I_q + L_{f0} \frac{d}{dt} I_q + L_{f0} \omega_s I_d + f_q \end{cases} \quad (IV.16)$$

Avec l'indice «0» désignant la valeur nominale. f_d et f_q représentant respectivement le vecteur des incertitudes causées par les variations des paramètres de la tension et d'autres incertitudes non structurées.

En réécrivant les expressions (IV.16) nous obtenons :

$$\begin{cases} f_d = \Delta R_{f0} I_d + \Delta L_{f0} \frac{d}{dt} I_d - \Delta L_{f0} \omega_s I_q + V_{sd} + \alpha_d \\ f_q = \Delta R_{f0} I_q + \Delta L_{f0} \frac{d}{dt} I_q + \Delta L_{f0} \omega_s I_d + V_{sq} + \alpha_q \end{cases} \quad (IV.17)$$

Ou α_d, α_q représentent les incertitudes non structurées en raison de la dynamique non modélisés.

La représentation dans l'espace d'état de l'équation(IV.16) est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{co} x + B_{co} u + G_{co} f \\ y = Cx \end{cases} \quad (IV.18)$$

Avec :

$$x = [I_d \ I_q]^T, u = [V_d + L_{t0} \omega_s I_q \ V_q - L_{t0} \omega_s I_d]^T, f = [f_d \ f_q]^T$$

$$A_{co} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{f0}}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{f0}}{L_{f0}} \end{bmatrix}, B_{co} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{f0}} \end{bmatrix}, G_{co} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_{f0}} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

A_{co}, B_{co}, G_{co} et C représentent les matrices nominales du système continu, et u la commande.

Supposons maintenant que les composantes harmoniques incluses dans la tension de sortie de l'onduleur ne sont pas corrélées avec l'échantillonnage des courants de référence, l'onduleur peut alors être supposé comme étant un bloqueur d'ordre zéro de fonction de transfert :

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (IV.19)$$

Où T est la période d'échantillonnage de contrôle à temps discret et s est l'opérateur de Laplace.

La discrétisation du système continu de l'équation (IV.18) nous donne :

$$I(k+1) = A_0 I(k) + B_0 u(k) + G_0 f(k) \quad (IV.20)$$

Avec :

$$I(k) = [I_d(k) \quad I_q(k)]^T, f(k) = [f_d(k) \quad f_q(k)]^T$$

$$\text{Et } u(k) = [V_d(k) + L_{t0}\omega_s I_q(k) \quad V_q(k) - L_{t0}\omega_s I_d(k)]^T$$

A_0 et B_0 étant les matrices nominales du système échantillonné.

A_0 , B_0 et G_0 peuvent être obtenues par l'approximation d'Euler comme suit :

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR_{f0}}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{TR_{f0}}{L_{f0}} \end{bmatrix}, \quad B_0 = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_{f0}} \end{bmatrix}, \quad G_0 = \begin{bmatrix} \frac{-T}{L_{f0}} & 0 \\ 0 & \frac{-T}{L_{f0}} \end{bmatrix}$$

En supposant que le vecteur d'incertitudes $f(k)$ est connu, et en utilisant la dynamique en temps discret de l'expression (IV.20), le régulateur de courant prédictif peut être réalisé par la commande suivante [51] :

$$u(k)^* = B_0^{-1} \{I^*(k+1) - A_0 I(k) - G_0 f(k)\} \quad (IV.21)$$

Où l'indice "*" indique les valeurs de référence.

Cette loi de commande, exprimée dans (IV.21) ne tient pas compte des retards du système.

Afin d'améliorer les caractéristiques de la bande passante, en présence des retards du système, une méthode de compensation de ces retards a été adoptée. Au cours de l'instant $(K+1)$ du processus de contrôle, le courant a été forcé par la commande $u(k+1)$ qui est calculée à l'instant (k) . Ainsi, le courant résultant détecté au début de l'instant $(k+2)$ peut être donné par l'expression [49]:

$$I(k+2) = A_0 I(k+1) + B_0 u(k+1) + G_0 f(k+1) \quad (IV.22)$$

En remplaçant le courant $I(k+1)$ par son expression en (IV.20), on obtient alors :

$$I(k+2) = A_0 (A_0 I(k) + B_0 u(k) + G_0 f(k)) + B_0 u(k+1) + G_0 f(k+1) \quad (IV.23)$$

Pour la régulation de courant, le vecteur courant $i(k+2)$ peut être considéré comme le vecteur de courant de référence. En conséquence, la commande $u(k+1)$ peut être donnée par :

$$u(k+1)^* = B_0^{-1} \{ I^*(k+2) - A_0(A_0 I(k) + B_0 u(k) + G_0 f(k)) - G_0(k) \} \quad (IV.24)$$

Dans l'hypothèse où l'on connaît les incertitudes dynamiques f et où l'on utilise l'équation (IV.24) avec la dynamique de courant dans l'expression (IV.20), le vecteur courant de sortie peut être donné par :

$$I(k) = I^*(k-2) \quad (IV.25)$$

Sachant que, la réponse en fréquence de la référence à la fonction de transfert de sortie est égale à :

$$T[e^{j\omega T}] = \begin{bmatrix} e^{-2j\omega T} & 0 \\ 0 & e^{-2j\omega T} \end{bmatrix} \quad (IV.26)$$

Le deuxième retard provoqué par la nature du convertisseur MLI supposé comme bloqueur d'ordre zéro, peut être compensé par un décalage égal et opposé et qui doit être additionné à la trajectoire de référence en utilisant :

$$T[e^{j\omega T}] = \begin{bmatrix} e^{2j\omega T} & 0 \\ 0 & e^{2j\omega T} \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Comme on le voit dans l'équation (IV.23), la génération de la tension de commande robuste ne peut être atteinte que si l'incertitude dynamique f est connue. Cependant, en réalité, les paramètres du système (R_f, L_f) sont soumis à des incertitudes considérables. En outre, les informations sur la tension V_s ne sont pas en général disponibles. Dans ce qui suit nous allons présenter une technique robuste de la commande de courant prédictif proposée par [50]. Le correcteur robuste sera réalisé, avec un temps de calcul faible, en incluant à l'intérieur de la structure de la boucle de régulation du courant un modèle interne adaptatif pour la dynamique des incertitudes estimées. L'introduction de la dynamique des incertitudes estimées fournira une solution efficace pour atténuer les effets des harmoniques de la tension V_s sur les performances de la commande de courant.

- **Génération du modèle interne :**

Le schéma de commande proposé peut être considéré comme un système de commande à deux degrés de liberté, composé d'un régulateur de courant et d'un régulateur prédictif à modèle interne. Un des avantages de cette conception est que les deux contrôleurs peuvent être conçus indépendamment [51]. Afin d'estimer la dynamique de l'incertitude inconnue, un observateur adaptatif avec l'entrée/sortie suivante peut être construit :

$$\hat{I} = A_{co} \hat{I} + B_{co} u + G_{co} \hat{f} \quad (IV.28)$$

Où l'indice " $\hat{}$ " désigne des valeurs estimées.

Une fois proprement compensées les non-linéarités qui sont associées au fonctionnement de l'onduleur, particulièrement aux temps morts et aux effets de limitation de tension, les composantes de tensions actuelles peuvent être remplacées avec leur référence dans l'équation(IV.27). Cette hypothèse est justifiée dès lors que l'on considère la période d'échantillonnage beaucoup plus petite que la constante de temps du circuit. Sous la même tension d'entrée et sous les mêmes perturbations, l'estimation du vecteur d'état se rapproche du vecteur d'état actuel. Cependant, la convergence de l'observateur proposé peut être obtenue par l'adaptation de la tension de perturbation appropriée en utilisant l'erreur d'estimation (e) donnée par :

$$e = [e_{Id} e_{Iq}]^t = I - \hat{I} \quad (IV.29)$$

En utilisant (IV.18) et(IV.27), l'expression de l'erreur dynamique devient:

$$\dot{e} = A_{co}e + G_{co}\check{f} \quad (IV.30)$$

Où $\check{f} = f - \hat{f}$ est le vecteur d'erreur d'estimation des incertitudes.

Pour stabiliser (IV.29), on peut définir une fonction candidate de Lyapunov comme suit:

$$V_T(e(t), \check{f}(t), t) = \frac{1}{2} e^T(t)e(t) + \frac{1}{2\gamma} \check{f}^T(t)\check{f}(t) \quad (IV.31)$$

Où γ est un gain d'adaptation positif.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov équation(IV.30) peut être obtenue comme suit [52]:

$$\dot{V}_t = e^T A_{co}e + e^T G_{co}\check{f} + \frac{1}{\gamma} \check{f}^T(t)\dot{\check{f}}(t) \quad (IV.32)$$

Si la fonction d'incertitude f est supposée en temps continu et sa largeur de bande beaucoup plus faible que la période d'observation, alors la règle d'adaptation de l'incertitude peut être dérivée à partir de(IV.31) pour satisfaire à la condition de stabilité $\dot{V}_q(t) \leq 0$ comme suite :

$$\dot{\hat{f}} = \gamma G_{co}e \quad (IV.33)$$

La loi d'estimation adaptative en (IV.33) fournit un simple algorithme itératif de gradient destiné à stabiliser l'erreur d'observation(IV.29). Cependant, la variation des perturbations est lente, aussi, l'hypothèse ne peut-elle être vérifiée pour des grandes variations des perturbations, notamment pour les applications pratiques des convertisseurs. Afin de satisfaire aux conditions de cette hypothèse, la conception du système d'observation doit être modifiée.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov en (IV.30) peut s'écrire sous la forme:

$$\dot{V}_t = e^T (A_{co}e + G_{co}\check{f}) + \frac{1}{\gamma} \check{f}^T(t)(\dot{f} - \dot{\hat{f}}(t))$$

$$= e^T (A_{co} e + G_{co} \check{f}) - \frac{1}{\gamma} \check{f}^T(t) \dot{\check{f}}(t) + \mu_d(t) + \mu_q(t) \quad (\text{IV.34})$$

Où :

$\mu_d(t) = \frac{1}{\gamma} \check{f}_d^T(t) f_d(t)$, $\mu_q(t) = \frac{1}{\gamma} \check{f}_q^T(t) f_q(t)$: Représentent les composants incertains dans le plan d-q- dues à la variation lente des observations.

Avec la loi d'adaptation, la stabilité de (IV.33) peut être garantie si un gain positif supérieur à la valeur absolue de $\mu_d(t) + \mu_q(t)$ est ajouté au système d'observation, à la condition que $\dot{V}_q(t) \leq 0$ soit toujours.

Le vecteur de gain d'observation, (IV.33) peut être réécrit comme :

$$\dot{V}_t = e^T (A_{co} e + G_{co} \check{f} + \rho) - \frac{1}{\gamma} \check{f}^T(t) \dot{\check{f}}(t) \quad (\text{IV.35})$$

Avec :

$$\rho = [\rho_d \rho_q]^T$$

Les composants $\mu_d(t)$ et $\mu_q(t)$ peuvent être donnés en fonction de l'erreur d'estimation sous la forme [48]:

$$\mu_d(t) \approx (e_{Id} + r) \rho_d, \mu_q(t) \approx (e_{Iq} + r) \rho_q \text{ où } r \text{ est une constante positive.}$$

Un vecteur en mode glissant est ajouté à la boucle d'observation interne du système.

Les conditions de stabilité (IV.33), et celles de (IV.34), sont précisées dans [53]

La figure (IV.5) montre la commande par MLI robuste.

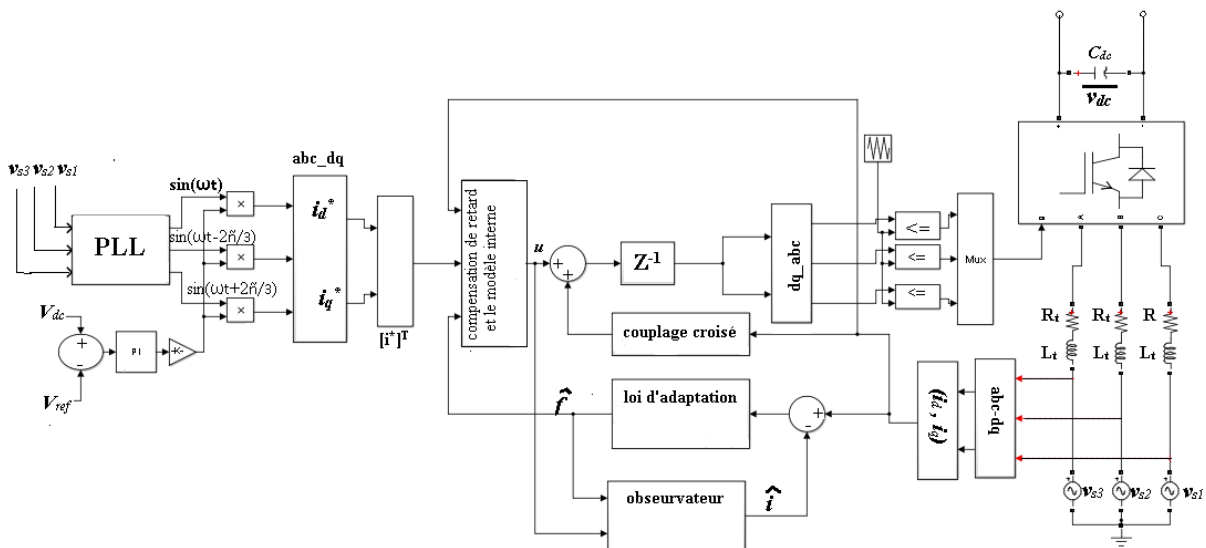


Figure (IV.5) : Schéma synoptique de la commande prédictive appliqué au CCR

IV-4- Résultats de simulations :

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation réalisée sous l'environnement MATLAB-SIMULINK-SIMPOWERSYSTEMS pour les deux méthodes de commandes présenté dans ce chapitre.

Les paramètres de simulation sont :

Filtre RL	$R_f = 0.075 \Omega, L_f = 0.00075 \text{ H}$
Bus continu	La tension de référence a été fixée à $V_{dc} = 700 \text{ V}$, et la capacité de condensateur $C_{dc} = 1800 \mu\text{F}$.

Tableau(IV.1) : Les paramètres de filtre RL et de bus continu

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de filtre RL. Donc afin de tester et de comparer les performances des deux méthodes, nous allons considérer les changements suivants :

$$\langle R_f' = 10 * R_f \text{ et } L_f' = 125\% L_f \rangle.$$

Vu que dans la réalité, ces paramètres sont soumis à des variations liées aux différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances...).

IV. 4.1. Résultats obtenus avec la méthode classique :

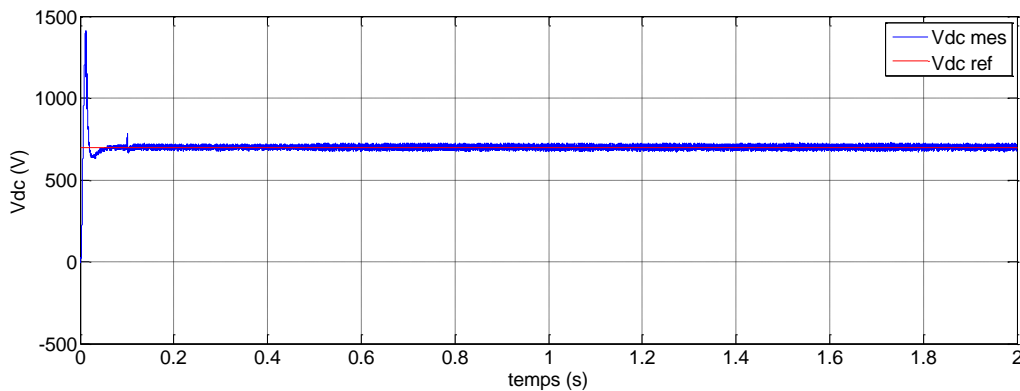


Figure (IV.6) : Tension aux bornes du condensateur avec la commande par PI

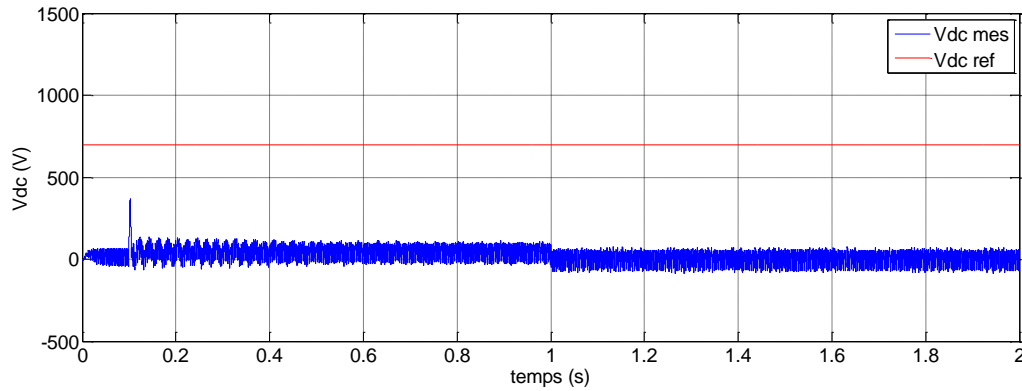


Figure (IV.7) : Tension aux bornes du condensateur avec la commande par PI après la variation de paramètre de filtre

La figure (IV.6) montre la tension aux bornes du condensateur sans changement de paramètres. On remarque que la tension suit bien sa référence fixé à 700V.

La figure (IV.7) montre la tension aux bornes du condensateur après changement de paramètres ($R_f' = 10 * R_f$ et $L_f' = 125\% L_f$). On constate que la tension ne suit plus sa référence de 700V.

IV-4-2-Résultats obtenus avec la MLI Robuste :

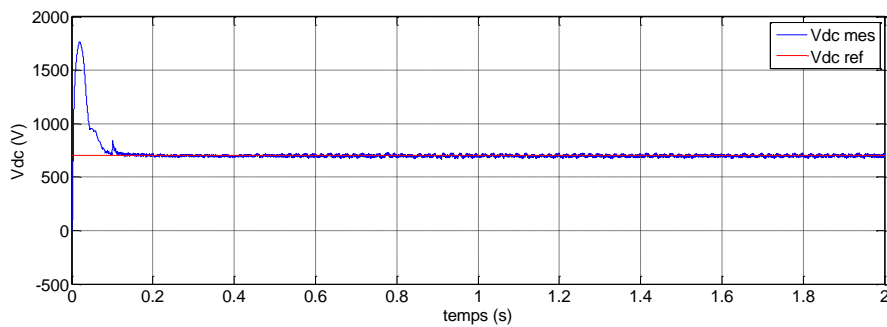


Figure (IV.8) : Tension aux bornes du condensateur avec la commande MLI robuste

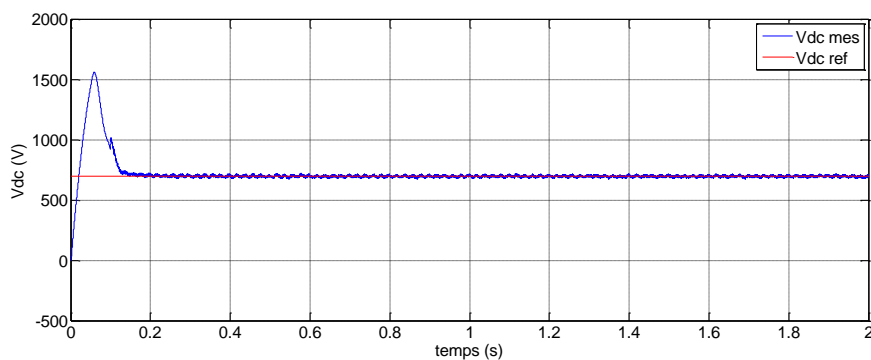


Figure (IV.9) : Tension aux bornes du condensateur avec la commande MLI robuste après la variation de paramètre de filtre

La figure (IV.8) montre la tension aux bornes du condensateur sans changement de paramètres. On voit que la tension suit bien sa référence fixé à 700V.

La figure (IV.9) montre la tension aux bornes du condensateur après changement de paramètres ($R_f' = 10 * R_f$ et $L_f' = 125\% L_f$). On constate que malgré les changements des valeurs des composants du filtre la tension suit sa référence de 700V.

IV-7-Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de modéliser et simuler l'ensemble des composants constituant la deuxième partie de l'éolienne connecté cette fois-ci au réseau (le convertisseur coté réseau (CCR)). Ou nous avons établis la synthèse de deux méthodes de commande de philosophies différentes, Une commande par MLI avec régulateur Proportionnel-Intégral qui a servi de Comparaison avec une commande de courant prédictive robuste.

Conclusion générale

Le travail que nous avons présenté est une analyse et synthèse des lois de commande avec une MLI robuste appliquées à la génératrice asynchrone à double alimentation utilisées dans les systèmes éoliens. Les problématiques abordées dans ce mémoire nous ont permis d'étudier deux parties importantes de l'éolienne à savoir :

L'étude du convertisseur coté machine de la génératrice asynchrone à double alimentation avec sa commande vectorielle de type directe en contrôlant les puissances actives et réactives statoriques fournies par la Machine Asynchrone à Double Alimentation par l'intermédiaire de deux régulateurs linéaires dont leurs performances en termes de suivi de consigne, rejet de perturbations et de robustesse vis-à-vis des variations de paramètres ont été étudié.

Puis on a étudié le contrôle du facteur de puissance au point de connexion avec le réseau et de la tension du bus continu au niveau du convertisseur coté réseaux avec deux méthodes différentes en l'occurrence avec l'utilisation de la commande par le régulateur PI et par la commande prédictive au niveau de la MLI. Les résultats ont montré les limites lors de l'utilisation des régulateurs PI et l'efficacité lors de l'utilisation de la MLI robuste.

Bibliographie

- [01] K. Idjdarene, « Contrôle d'une éolienne en fonctionnement autonome basée sur une génératrice asynchrone » JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [02] M. MESSAOUD « Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents » mémoire de magister Université de Batna, 2008
- [03] M. JOURIEH « développement d'un modèle représentatif d'une éolienne afin d'étudier l'implantation de plusieurs machines sur un parc éolien » Thèse de Doctorat Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2007.
- [04] NICOLAS LAVERDURE « Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires » Thèse de Doctorat d'institut national polytechnique de Grenoble, 2005.
- [05] METATLA SAMIR « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA » mémoire de magister de école nationale supérieure polytechnique d'Alger, 2009.
- [06] L. Khettache, « Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique à double alimentation » thèse de magister, université de Batna, 2007.
- [07] B. MULTON, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, X. ROBOAM, S. ASTIER, B. DAKYO, C. NICHITA « état de l'art dans les aérogénérateurs électriques » paru mai en 2002.
- [08] GEORGES SALLOUM, « Contribution a la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double alimentation » Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France-Mars 2007
- [09] MENY IVAN « modélisation et réalisation d'une chaine de conversion éolienne petite puissance » (2005).
- [10]: G. Buche. « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/simulink ». Thèse d'ingénieur en Automatismes industriels. Centre régional associé de Grenoble. 2001.
- [11] WIND POWER (2006), Site Web de la Danish Wind Industry Association
- [12] Abdelkarim CHEMIDI « Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme » thèse de Doctorat en Electrotechnique Commande des machines électriques Université Abou Bekr Belkaid- Tlemcen 2015
- [13] WIND POWER (2006), Site Web de la Danish Wind Industry Association <http://www.windpower.org>
- [14] M. LOPEZ « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée » Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-sud11.

Bibliographie

- [15] LATRECHE Mohammed Tahar «Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien » thèse de Magister en Électrotechnique Université Ferhat Abbas de Setif 2012
- [16] Djellouli mohammed ilyes , Benzeradi souleymane «étude et simulation d'une éolienne (turbine+mada) à vitesse variable suivant les deux modes de fonctionnement hypo et hyper-synchrone »
- [17] HARITZA CAMBLONG «Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable » thèse de doctorat de l'école nationale supérieure d'arts et métiers, 2003.
- [18] ARMAND BOYETTE «contrôle commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne» thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2006.
- [19] F. POITIERS «Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau» Thèse de Doctorat Université de Nantes, 2003.
- [20] ACKERMANN, T. (2005). Wind Power in Power Systems, John Wiley&Sons, England
- [21] NAOUEL HAMDI «Modélisation et commande des génératrices éoliennes» mémoire de magister de l'université MENTOURI de CONSTANTINE, 2008.
- [22] TIR ZOHEIR «Contribution à l'Etude d'un Aérogénérateur Asynchrone en Cascade» mémoire de magister Université Ferhat Abbas de Setif, 2010.
- [23] A. MIRECKI «Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance » Thèse de Doctorat, INPT de France, 2005.
- [24] Y. Elbia « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ». Thèse de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université Hadj lakhdar, BATNA, 2009.
- [25] N. Abu-Tabak. « Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : Modélisation, commande, observation et simulation ». Thèse de doctorat de l'école doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2008
- [26] JP. Caron, . JP. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Ed Techniq, 1995.
- [27] W. Hofmann, A.Thieme, "Control of a double-fed induction generator for wind-power plants",PCIM98.

Bibliographie

- [28] Tapia, G., Tapia, A., "Wind generation optimisation algorithm for a doubly fed induction generator", IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Volume 152, Issue 2, 4 March 2005, pp. 253 - 263.
- [29] Lianwei Jiao; Banakar, H.; Baikeshen; Changling Luo; Joos, G.; Boon-Teck Ooi, "Fundamental and Applied Research on Doubly-Fed Induction Generator", Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, Volume 1, 27-29 Sept. 2005, pp. 32 - 37.
- [30] Gaillard. A. « Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service ». Thèse de doctorat d'état en génie électrique, université Henry Poincaré, Nancy 1. 2010.
- [31] K.SEDDIK ET M.CHOUAIB, « réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone par des régulateurs en mode de glissant », thèse d'ingénieur université Med Boudiaf de M'silla, 2005.
- [32] Belmokhtar K, Doumbia ML, Agbossou K. « Modelling and Power Control of Wind Turbine Driving DFIG connected to the Utility Grid ». Conférence internationale Renewable Energies and Power Quality, Las Palmas de Gran Canaria, 2011.
- [33] N.GHEDBANE ET A.MEDJADI, « Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d'un régulateur RST », Mémoire d'ingénieur université Med Boudiaf de M'silla, 2005.
- [34] S.Khojtit el khil « Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) » Thèse Ingénieur ENIT-DEA Génie Electrique Décembre 2006.
- [35] Adam MIRECKI, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », thèse de doctorat, université de Toulouse, 2005.
- [36] Luc Moreau, « modélisation, conception et commande de génératrices à reluctance variable basse vitesse », thèse de doctorat, université de Nantes ; 2005
- [37] F. Kendouli, k. Nabti, k. Abed et h. Benalla, « modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation », revue des énergies renouvelables vol. 14 n°1 (2011) 109 – 120, université Mentouri, Constantine
- [38] Benchabane Fateh, « commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », mémoire de magister, université de Biskra, 2005.

Bibliographie

- [39] Abdessemad. R, Kadjouj. M, «Modélisation des Machines Electriques », Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [40] Aimani. S, «Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension ». Thèse de doctorat, d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Centrale de Lille(ECL) ,2005.
- [41] Xavier P, « Production de l'énergies électrique par les énergies renouvelables, éolienne en particulier. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de réaliser un contrôle indépendant des puissances active et réactive ainsi qu'un filtrage dynamique des harmoniques de courant. », Mémoire, diplôme d'ingénieur c.n.a.m. conservatoire national des arts et métiers centre régional de Nancy, 04 avril 2006.
- [42] Lie Xu and P. Cartwright, « Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation », IEEE transactions of energy version, vol. 21. 3, September 2006.
- [43] N. AKKARI. « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de courants ». Thèse Magister. Batna. 2005.
- [44] Dr Grant Covic « Linear Control System Analysis & Design » for paper: Systems and Control 1998
- [45] D.Robert, O.Sename, D.Simon, «sampling period dependent RSTcontroller used in control» scheduling co-design” IEEE Conference onAdvanced Motion Control AMC'98.
- [46] G.Gerllet, G. Clerc « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles,Commande » Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [47] Leonhard.W «Control of Electrical driver» 2nd Ed Spring- Verlag 1996,420p
- [48] Dinesh. S, Meenakshi. R, Suhanya. M. S, Kumaran. M. S, Muthu. R. « Modeling and direct power control of DFIG for wind energy conversion system with a back to back converter ». Conférence internationale Green Computing Communication and Electrical Engineering, 2014.
- [49] Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed and Ehab F. El-Saadany, Senior Member, IEEE « Robust High Bandwidth Discrete-Time Predictive Current Control with Predictive Internal Model—A Unified Approach for Voltage-Source PWM Converters »
- [50] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” IEEE Trans. PowerElectron., vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, Sep. 2004
- [51] T. G. Habetler, “Aspace vector-based rectifier regulator forAC/DC/ACconverters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 1, pp. 30–36, Jan.1993.

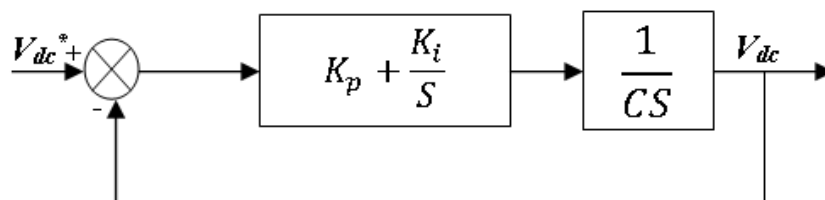
Bibliographie

[52] F.B.del Blanco, M.W. Degner, and R. D. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for ac motors using complex vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 6, pp. 1424–1432, Nov./Dec. 1999.

[53] L. Harnfors, K. Pietiläinen, and L. Gertmar, "Torque-maximizing field weakening control: Design, analysis, and parameter selection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 1, pp. 161–168, Feb. 2001.

ANNEXE :

Synthèse du régulateur de tension :



La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO = \frac{K_p S + K_i}{CS^2}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$FTBF = \frac{K_p S + K_i}{CS^2 + K_p S + K_i}$$

Alors :

$$FTBF = \frac{(K_p S + K_i)/C}{S^2 + \frac{K_p}{C} S + \frac{K_i}{C}}$$

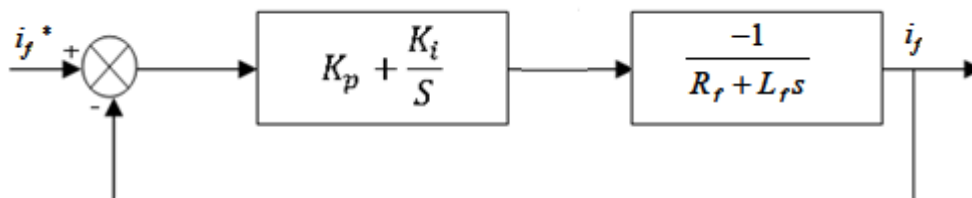
Après identification du dénominateur avec celui de la fonction de transfert du second ordre utilisé précédemment, nous obtenons. Les gains des régulateurs de la tension du bus continu sont présentés par :

$$K_p = 2\xi\omega_n C \text{ et } K_i = \omega_n^2 C \text{ avec : } t_r = \frac{3}{\omega_n}$$

Où ω_n , t_r et ξ sont respectivement la dynamique de la commande et le temps de réponse du système et facteur d'amortissement

On a choisi $\xi = 0.707$ et $t_r = 0,1$ s.

Synthèse du régulateur des courants :



L'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte suivant les axes « d » et « q » avec régulateur PI est :

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{s}{K_p}} \cdot \frac{\frac{1}{L_f}}{s + \frac{R_f}{L_f}}$$

Pour déterminer le zéro de la fonction de transfert en boucle ouverte, on utilise la méthode de compensation de pôle pour la synthèse du régulateur ; ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_f}{L_f} \rightarrow K_i = K_p \frac{R_f}{L_f}$$

La FTBO devient alors :

$$FTBO = \frac{K_p}{sL_f}$$

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

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{1}{FTBO}} = \frac{1}{1 + \frac{sL_f}{K_p}}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_r} \text{ Avec : } \tau_r = \frac{L_f}{K_p} \rightarrow K_p = \frac{L_f}{\tau_r} \text{ et } K_i = \frac{R_f}{\tau_r}$$

Avec : $\tau_r = 0.01s$.

RÉSUMÉ

Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable ou constante, il existe une solution originale qui utilise une machine asynchrone à double alimentation (MADA) et qui peut être exploitée comme génératrice. Après une présentation de l'état de l'art de l'éolien et ses différentes génératrices comme la génératrice (GADA), que nous avons étudié tout au long de ce travail, nous nous sommes intéressés à commander les puissances actives et réactives pour obtenir des hautes performances et une meilleure maîtrise au sein du convertisseur coté machine. Puis, nous avons fait l'étude comparative entre deux régulateurs à savoir le régulateur PI et le régulateur RST. Les résultats de simulation ont montré les limites (avantages et inconvénients) de chacun deux. Pour terminer, nous avons insérer une MLI robuste pour prendre en compte les incertitudes des filtre RL et de la tension du bus continue au niveau du convertisseur coté réseau. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette MLI robuste par rapport à la MLI classique.

Mots clés : Machine asynchrone double alimentation, MLI robuste, régulateur PI et RST.

ABSTRACT

In the field of electrical energy production to variable or constant speed, there is an original solution that use a double fed induction generator (DFIG) and which can be operated as generator. After a presentation of a state of the art of wind turbine and its different generators as the generator (GADA), that we have studied throughout this work, we were interested to control the active and reactive power to obtain high performance and a better control of the converter connected to the electrical machine side. Then we made a comparative study between two regulators namely the PI controller and the RST controller. The simulation results have shown the limits (advantages and inconveniences) of each of them. To finish, we insert a robust PWM to take into account the uncertainties of the RL filter and voltage of the continuous bus of the converter connected to the electrical network side. The simulation results showed the effectiveness of this robust MLI compared to conventional PWM.

Keywords: Double fed induction generator, MLI robust, PI and RST regulator.

ملخص

في مجال انتاج الطاقة الكهربائية بسرعة متغيرة أو ثابتة, يوجد حل أصلي الذي يستعمل آلة كهربائية غير متزامنة بتغذية مضاعفة MADA والتي يمكن استخدامها كمولد. بعد عرض بحث قائمة المراجع حول طاقة الرياح و مختلف أنواع مولداتها مثل مولد GADA الذي درسناه خلال انجاز هذه المذكرة, حيث ركزنا اهتماماتنا في التحكم في الطاقات الفعالة و الخيالية للحصول على جودة عالية و تحكم أحسن في قلب المحول ناحية الآلة الكهربائية, ثم قمنا بدراسة مقارنة بين منظم PI و المنظم RST. نتائج المحاكات اثبتت إيجابيات وسلبيات كل منهما. في نهاية هذه الدراسة قمنا بإدماج MLI قوي مع الأخذ بعين الاعتبار ارتيابان المرشح RL و توتر الجزء المستمر على مستوى المحول ناحية الشبكة. نتائج المحاكات أثبتت فعالية تقنية MLI القوي بالنسبة لتقنية MLI التقليدية.

الكلمات المفتاحية: آلة كهربائية غير متزامنة بتغذية مضاعفة MADA, MLI قوي, منظم PI, المنظم RST