

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

***Amélioration De La Commande Par Mode
Glissant D'un Générateur Asynchrone
A Double Alimentation***

Réalisé par:

Houas brahim

Khaldi abderraouf

Encadré par :

M.Tria Fatma

année universitaire : 2018 / 2019

بسم الله الرحمن الرحيم

Remerciements

Avant tout nous tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a donné la faculté d'atteindre ce niveau.

*Mes vifs remerciements s'adressent à notre aimable encadreur Madame **tria fatma** Enseignante à l'université d'El oued qui, par son expérience et son efficacité n'a ménagé aucun effort pour mener à bien ce travail.*

Notre remerciements s'adressent également à tous les enseignants et camarades du département d'électrotechnique qui ont assisté ma formation.

Dédicaces

Nous dédions ce modeste travail :

*A mes très chers parents qui m'ont soutenu durant toute
la
durée de mes études.*

A tous mes amis.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A vous.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	(2)
 Chapitre 1 : La Machine Asynchrone Doublement Alimentée dans les système éoliens	
I.1.Introduction	(3)
I.2.Définition de l'énergie éolienne.....	(3)
I.3.Contrôle au niveau de la génératrice	(3)
I.3.1. Fonctionnement à vitesse fixe.....	(3)
I.3.2. Fonctionnement à vitesse variable.....	(4)
I.4. Systèmes éolien utilisant la machine asynchrone.....	(5)
I.5. Classification des machines à double alimentation.....	(6)
I.5. 1. MADA à rotor bobiné.....	(6)
I.5. 2. MADA en cascade.....	(7)
I.5. 3. MADA cascadée à un repère.....	(7)
I.5. 4. MADA sans balais.....	(8)
I.6.Structure et principe de fonctionnement de la MADA.....	(8)
I.7.Les avantages et les inconvénients de la MADA.....	(9)
I.7.1. Avantages	(9)
I.7.2. Inconvénients.....	(9)
I.8. Modes de fonctionnement de la MADA.....	(10)
I.8.1. La MADA fonctionne en moteur :.....	(10)
I.8.2. La MADA fonctionne en génératrice	(10)
I.9.Configuration pour application moteur de la MADA.....	(11)
I.9. 1. Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	(11)
I.10. Configuration pour application génératrice de la MADA.....	(12)

I.10. 1.	MADA à énergie rotorique dissipée.....	(12)
I.10. 2.	Structure de Kramer.....	(13)
I.10. 3.	Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur.....	(14)
I.10. 4.	Structure de Scherbius avec convertisseurs ML.....	(15)
I.11.	Conclusion	(16)

Chapitre 2 : Modélisation et simulation de MADA

II.1.	Introduction.....	(17)
II.2.	Modèle naturel triphasé de la MADA	(17)
II.2.1.	Hypothèses simplificatrices.....	(17)
II.2.2.	Equations électriques	(18)
II.2.3.	Equations magnétiques :.....	(18)
II.2.4.	Equation mécanique :	(19)
II.2.5.	La transformation de Park	(19)
II.2.6.	Modèle de la machine dans le référentiel (d, q):.....	(20)
II.2.7.	Choix de référentiel :.....	(21)
II.2.7.a.	Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :.....	(21)
II.2.7.b.	Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :.....	(21)
II.2.7.c.	Référentiel fixé par rapport au champ tournant(d, q) :.....	(21)
II.3.	Modélisation de la turbine :.....	(23)
II.3.1.	Principe de fonctionnement de la turbine :.....	(23)
II.3.2.	Coefficient de puissance :.....	(24)
II.3.3.	Stratégie de maximisation de la puissance.....	(26)
II.4.	Modèle de multiplicateur.....	(26)
II.5.	Modèle de l'arbre.....	(27)
II.6.	Simulation de la machine asynchrone à double alimentation.....	(27)
II.6.1.	Structure sous forme de schéma bloc.....	(27)
II.6.1.a.	Equation d'état	(27)
II.7.	Modélisation de l'alimentation de la MADA commandée par le rotor :.....	(31)
II.7.1.	MLI à porteuse triangulaire :.....	(32)

II.7.2. MLI à bande hystérésis.....	(32)
II.7.3. Modélisation du redresseur triphasé à diodes:.....	(33)
II.7.4. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :.....	(34)
II.8. Conclusion.....	(36)

Chapitre 3: Amélioration de la Commande par mode glissant de la GADA

III.1. Introduction :.....	(37)
III.2. Historique de la commande par mode glissant :.....	(37)
III.3. Principe de la commande par mode de glissement :.....	(38)
III.4. Structure de la commande par mode de glissement.....	(39)
III.4.1 Choix des surfaces de glissement.....	(39)
III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	(40)
III.5. Théorie de la commande.....	(41)
III.6. Application de la commande à mode glissant à la MADA.....	(44)
III.6.1 Surface de régulation de la puissance active.....	(45)
III.6.2 Surface de régulation de la puissance réactive.....	(46)
III.7. Mode glissant d'ordre supérieur	(48)
III.7.1. Principe	(48)
III.7.2. Avantages	(48)
III.7.3. Inconvénients :.....	(49)
III.7.4. Concepts de base des commandes par modes glissants d'ordre supérieur.....	(49)
III.7.5. Commande par mode glissant d'ordre deux	(50)
III.7.6. application de la commandes par modes glissants d'ordre 2 sur la MADA.....	(50)
III.7.6.1. Sélection de c_p et c_q et réglage de la STA.....	(53)
III.8. Algorithme du super-Twisting.....	(55)
III.8.1. Application de l'algorithme Super-Twisting à la MADA.....	(56)
III.9. Résultats de Simulation.....	(60)
III.10. Conclusion.....	(68)
Conclusion Générale.....	(69)

Symboles

Table des notations et symboles

Glossaire

MADA	M achine A synchrone à double A limentation
GADA	G énératrice A synchrone à D ouble A limentation;
MLI	M odulation de L argeur d' I mpulsion;
PI	P roportionnel et I ntégral;
IGBT	Transistors bipolaires à grille isolée (I nsulated G ate B ipolar T ransistor) ;
STA	A lgorithme du S uper- T wisting

Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation

R_s	(Ω) Résistance statorique par phase ;
R_r	(Ω) Résistance rotorique par phase ;
L_s	(H) Inductance cyclique statorique;
L_r	(H) Inductance cyclique rotorique;
M	(H) Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor);
σ	Coefficient de dispersion ou (de Blondel)
p	Nombre de paires de pôles;
J	(Kg.m ²) Moment d'inertie;
F	(N.m.s/rad) Coefficient de frottement visqueux;
T_{em} , C_{em}	(N.m) Couple électromagnétique;
$P_s P_r$	(W) Puissances actives au niveau de stator et de rotor, respectivement;
Q_s , Q_r	(Var) Puissances réactives au niveau de stator et de rotor, respectivement;

Grandeurs électriques liées au stator

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	(V) Tensions statoriques triphasées;
V_{abcs}	(V) Vecteur des tensions statoriques triphasées;
V_{sd} , V_{sq}	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère(d,q) ;
V_{sdq}	(V) Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère(d,q)
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	(A) Courants statoriques triphasés;

I_{abcs}	(A) Vecteur des courants statoriques triphasés;
I_{sd}, I_{sq}	(A) Courants statoriques diphasés dans le repère tournant(d,q) ;
I_{sdq}	(A) Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ;
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	(V) Tensions rotoriques triphasés;
V_{abcr}	(V) Vecteur des tensions rotoriques triphasées;
V_{rd}, V_{rq}	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère(d,q) ;
V_{rdq}	(V) Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère(d,q) ;
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	(A) Courants rotoriques triphasés;
I_{abcr}	(A) Vecteur des courants rotoriques triphasés;
I_{rd}, I_{rq}	(A) Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant(d,q) ;
I_{rdq}	(A) Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant(d,q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	(Wb) Flux magnétiques triphasés au stator;
Φ_{sabc}	(Wb) Vecteur de flux magnétiques triphasés au stator
Φ_{qs}, Φ_{qs}	(Wb) Flux magnétiques statoriques dans le repère tournant(d,q) ;
Φ_{sdq}	(Wb) Vecteur de flux magnétiques statoriques dans le repère tournant(d,q)

Grandeurs magnétiques au rotor

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$	(Wb) Flux magnétiques triphasés au rotor;
Φ_{rabc}	(Wb) Vecteur de flux magnétiques triphasés au rotor;
Φ_{qr}, Φ_{qr}	(Wb) Flux magnétiques rotoriques dans le repère tournant(d,q)
Φ_{rdq}	(Wb) Vecteur de flux magnétiques rotoriques dans le repère tournant(d,q)

Grandeurs de la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation

Ω	(rd / s) Vitesse mécanique de rotation ;
ω_s	(rad / s) Pulsation électrique des grandeurs statoriques $\omega_s = 2. \pi. f_s$
ω	(rad / s) Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation $\omega = P. \Omega$
g	Glissement de la vitesse de rotation

Grandeurs de la commande de la machine asynchrone à double alimentation

P_s^*	(W) Valeur de référence de la puissance active statoriques
---------	--

Q_s^*	(VAR) Valeur de référence de la puissance réactive statoriques
V_{rd}^*, V_{rq}^*	(V) Tensions rotoriques de référence dans le repère (d) et(q)
I_{rq}^*, I_{rd}^*	(A) Courants rotoriques de référence dans le repère (d) et(q)
$V(X)$	(-) Fonction de Lyapunov
U	Vecteur de commande
U_{eq}	Vecteur de commande équivalente
U_n	Vecteur de commande discontinue
X	Vecteur de variables d'état
S	Surface de commutation
$e(X)$	L'écart sur les variables à régler;
λ	Constante positive
r	Degré relatif
u_{eq}	(-) Composante équivalente ;
u_n	(-) Composante discrète;
$S(x)$	(-) Surface de glissement ;
$\dot{S}(x)$	(-) Dérivé de la surface de glissement d'une variable à réguler;
$S(P_s)$	(-) Surface de glissement pour la puissance active;
$S(Q_s)$	(-) Surface de glissement pour la puissance réactive;
e	Erreurs absolue ;
G	coefficient de la multiplication
C_{em}	Couple électromagnétique du générateur
J	Inertie en (kg. $\cdot m^2$).
f	coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
o	indice de l'axe homopolaire.
d	indice de l'axe direct.
q	indice de l'axe en quadrature.

Listes De Figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I :

Figure (I.1) : Aérogénérateur à vitesse fixe.....	(4)
Figure (I.2) : Aérogénérateur à vitesse variable.....	(4)
Figure (I.3) : Machine asynchrone dans une chaîne de conversion éolienne.....	(5)
Figure (I.4) : MADA dans une chaîne de conversion éolienne.....	(6)
Figure (I.5) : Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné.....	(7)
Figure I.6 : Structure en cascade de deux machines asynchrones.....	(7)
Figure (I.7) : Structure de la MADA sans balais.....	(8)
Figure. (I.8) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	(8)
Figure.(I.9): Modes opérationnels caractéristiques de la MADA.....	(11)
Figure (I.10) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.....	(12)
Figure (I.11) : MADA à énergie rotorique dissipée.....	(13)
Figure(I.12): Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique.....	(13)
Figure (I.13) : MADA à structure de Kramer.....	(14)
Figure(I.14) : Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur.....	(14)
Figure (I.15) : Structure de Scherbius avec convertisseurs	(15)

CHAPITRE II :

Figure (II.1) : Représentation schématique de la MADA.....	(18)
Figure (II.2) : Eolien simplifié.....	(24)
Figure (II.3) : Puissance captée par une turbine éolienne en fonction de la vitesse du vent.....	(25)
Figure(II.4) : schéma de la turbine éolienne Générateur.....	(26)
Figure(II.5): Composantes du flux statorique.....	(29)
Figure(II.6): Vitesse et couple électromagnétique C_{em}	(29)
Figure(II.7): Puissance active et réactive du stator.....	(29)

Figure(II.8): Vitesse et couple électromagnétique.....	(31)
Figure(II.9): Courants statorique et rotorique.....	(31)
Figure(II.10): Structure d'alimentation de la MADA par une cascade onduleur- redresseur.....	(32)
Figure(II.11): signal de porteuse et signaux de référence.....	(32)
Figure(II.12): Modulateur MLI à bande d'hystérésis.....	(33)
Figure(II.13): Redresseur triphasé à diodes double alternance.....	(33)
Figure(II.14): Tension simple de phase et tension de sortie de redresseur.....	(34)
Figure(II.15): Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.....	(35)

CHAPITRE III

Figure (III.1) Mode de glissement réel.....	(38)
Figure (III.2) : Définition de la fonction« sign».....	(43)
Figure (III.3.a) : Exemple de Fonction Sat à un seul seuil	(43)
Figure (III.3.b) : Exemple de Fonction Sat à deux seuil.....	(43)
Figure (III.4) : Fonction Smooth.....	(44)
Figure (III.5) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant classique MG.....	(47)
Figure(III.6.) : Cadres de référence naturels pour le stator et le rotor, et cadre de référence orienté flux-stator.....	(51)
Figure (III.7) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant d'ordre 2MG2.....	(55)
Figure (III-8) : Trajectoire de l'algorithme Super-Twisting dans le plan (s, $\dot{s}$).....	(56)
Figure(III.9) : Schéma fonctionnel du IMG.....	(58)
Figure (III.10) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant supertwisting (IMG).....	(59)
Figure (III.11): Profile du vent appliqué.....	(60)
Figure(III.12). La puissance active statorique injectée au réseau.....	(61)
Figure (III.13) : couple électromagnétique de la GADA.....	(62)
Figure (III.14) : puissance réactive statorique injectée au réseau.....	(63)
Figure (III.15) : Courant statorique sur l'axe direct.....	(64)

Figure (III.16) :	Courant rotorique à l'axe quadrature	(65)
Figure (III.17) :	Les courants rotoriques triphasées et ses zooms	(66)
Figure (III.18) :	Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MG classique).....	(67)
Figure (III.19) :	Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MG 2).....	(67)
Figure (III.20) :	Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de mode glissant intégré IMG).....	(67)

Résumé

Dans ce mémoire nous allons étudier un générateur asynchrone à double alimentation dans les systèmes éoliens. Cette machine a des caractéristiques importantes ce qui pousse les chercheurs et constructeurs des énergies renouvelables s'intéressent à elle. La commande de la GADA est trop compliquée à cause du couplage entre ces variables et les conditions dans lesquelles elle travaille, pour cela une commande par un régulateur à mode glissant a été choisie comme une commande prometteuse pour ces problèmes. Le phénomène de chattering reste le problème gênant du régulateur à mode glissant. Nous avons tenté de l'éliminer en utilisant un ordre supérieur du mode glissant et aussi comme une deuxième méthode en utilisant un algorithme dit algorithme supertwisting. Une simulation numérique représente des performances de mode glissant d'ordre deux, et algorithmes supertwisting à améliorer les performances du régulateur à mode glissant.

ملخص

في هذه المذكرة سنقوم بدراسة GADA في نظام طاقة الرياح. هذه الآلة لديها خصائص مهمة والتي تدفع الباحثين ومصممي الطاقات المتجددة الاهتمام بها. التحكم في GADA معقد للغاية بسبب الربط بين المتغيرات والظروف التي تعمل عليها. لذلك تم اختيار التحكم عبر معدل MG لحل هذه المشكلة. ظاهرة chattering تبقى لنا مشكلة في التحكم عبر MG حاولنا القضاء على أمر استخدام خوارزمية أعلى وضع الانزلاق وأيضا الطريقة الثانية استخدمنا STA. في المحاكات العددية قدمنا التحسين في هذه الطريقتين المتبعة في التحكم وبذلك حسنا في الاستجابة لطريقة وضع الانزلاق.

Les mots clé

générateur asynchrone à double alimentation, chattering, mode glissant d'ordre deux, mode glissant, algorithmes supertwisting

الكلمات المفتاحية

مولد كهربائي ثنائي التغذية, تذبذب, وضع الانزلاق من الدرجة الثانية, وضع الانزلاق, خوارزمية فائقة التواء

Introduction Générale

Introduction Générale

Actuellement, l'utilisation des machines à courant alternatif est de plus en plus fréquente, car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et par leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes.

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor.

Grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à hautes performances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse.

L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes d'entraînement électrique. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau.

La commande de cette machine est une opération délicate à cause du couplage existant entre leurs différentes variables d'état et du nombre important des variables de commande. Des travaux récents ; on a trouvé une stratégie de commande dite 'commande à structure variable' dans des autres littératures appelait 'commande par mode glissant. Et comme le nom indique dans cette stratégie de commande, les signaux de commande n'a aucune liaisons avec la structure interne des systèmes commandé.

Dans notre mémoire de fin d'étude nous nous intéressons à cette commande et leurs applications à la machine asynchrone à double alimentation. Comme tous les systèmes cette commande a des inconvénient, parmi ces inconvénient, il se trouve le phénomène de chattering. Et comme des solutions de ce problème nous suggérons deux méthodes pour le résoudre l'une c'est le mode glissant ordre 2 et l'autre c'est l'algorithme suer twisting.

Le présent travail s'organise à passer par la modélisation et la commande de la machine asynchrone à double alimentation et contrôler ses puissances active et réactive par mode de glissement puis tester les deux méthodes de l'amélioration. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

- Chapitre 1** : La Machine Asynchrone Double Alimentation dans les système éoliens
- Chapitre 2** : Modélisation et simulation de MADA
- Chapitre 3**: Amélioration de la Commande par mode glissant de la GADA

.

Chapitre I :

*La Machine Asynchrone
Double Alimentation dans
les système éoliens*

I.1.Introduction

Ces dernières années, l'intérêt d'utilisation d'énergies renouvelables ne cesse d'augmenter, car l'être humain est de plus en plus concerné par les problèmes environnementaux. Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne. Le développement de la technologie des aérogénérateurs a permis à celle-ci de devenir une alternative aux sources traditionnelles. L'énergie éolienne est véhiculée par le vent, celle-ci est due indirectement à l'énergie solaire qui, en créant des différences de température entre les régions chaudes et les régions froides, provoque des vents. Un aérogénérateur (couramment appelé "éolienne") est une machine qui utilise l'énergie éolienne (l'énergie cinétique du vent) pour produire de l'énergie électrique. Le vent est une ressource propre et inépuisable qui peut produire d'électricité pratiquement sans l'émission des gaz polluants [1]. Dans ce chapitre, on présente les éoliennes de manière générale ainsi que le choix de la MADA en fonctionnement génératrice

I.2.Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est l'énergie du vent et plus spécifiquement, l'énergie tirée du vent au moyen d'un dispositif aérogénérateur comme une éolienne ou un moulin à vent. Cette énergie est « renouvelable » c'est-à-dire non dégradé. De plus, c'est une énergie verte car elle ne produit aucun rejet atmosphérique déchet radioactif.

Un aérogénérateur, appelé souvent éolienne, est un dispositif qui convertit une portion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. D'un premier regard, le processus paraît simple mais si on se concentre plus, on peut immédiatement découvrir qu'il s'agit d'un domaine très vaste qui représente un champ d'interaction de nombreuse discipline scientifique et du savoir-faire de la météorologie à l'écologie.

I.3. Contrôle au niveau de la génératrice

Le contrôle au niveau de la génératrice permet d'optimiser le captage de l'énergie pour les vents faibles et moyens. La génératrice peut être liée directement ou indirectement au réseau selon deux mode de fonctionnement de l'éolienne:

I.3.1. Fonctionnement à vitesse fixe

Dans cette technologie, la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) est reliée directement au réseau sans convertisseur de puissance (Figure I.1), sa vitesse mécanique est fixe et imposée par la fréquence de travail du réseau et/ou par le nombre de pair de pôles de la génératrice.

Il nous faut alors un système d'orientation des pales de l'aérogénérateur pour avoir un fonctionnement au voisinage de synchronisme et aussi un multiplicateur de vitesse pour adapter la vitesse de la turbine à celle de la génératrice.

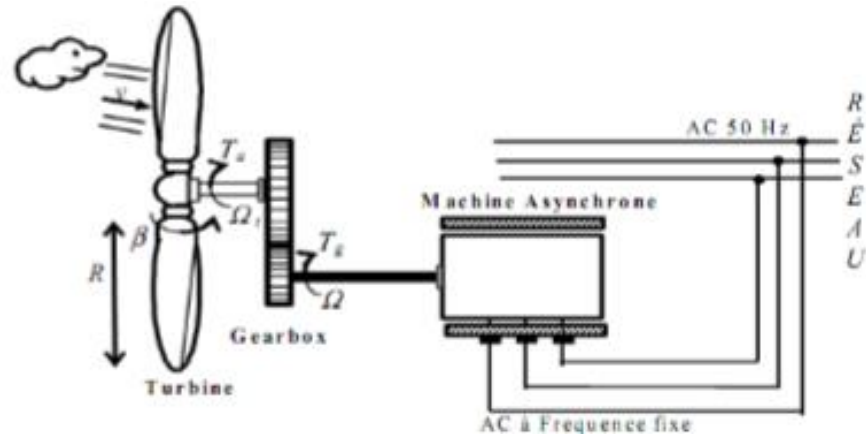


Figure (I.1) : Aérogénérateur à vitesse fixe

I.3.2. Fonctionnement à vitesse variable

Dans cette technologie l'exploitation optimale de la puissance extraite de l'énergie cinétique du vent. Pour cela, il faut ajuster en permanence la vitesse de la génératrice à la vitesse du vent. Cette optimisation de la production voulue peut s'effectuer par des commandes sur la turbine, sur la partie électrotechnique (générateur électrique lui-même ou paramètres de commande du convertisseur d'électronique de puissance) figure (I.2). Le convertisseur statique a pour mission de découpler la fréquence du réseau de distribution électrique à la vitesse de rotation de la génératrice, c'est à lui de jouer le rôle d'une interface électronique de régulation de la fréquence et de l'amplitude.

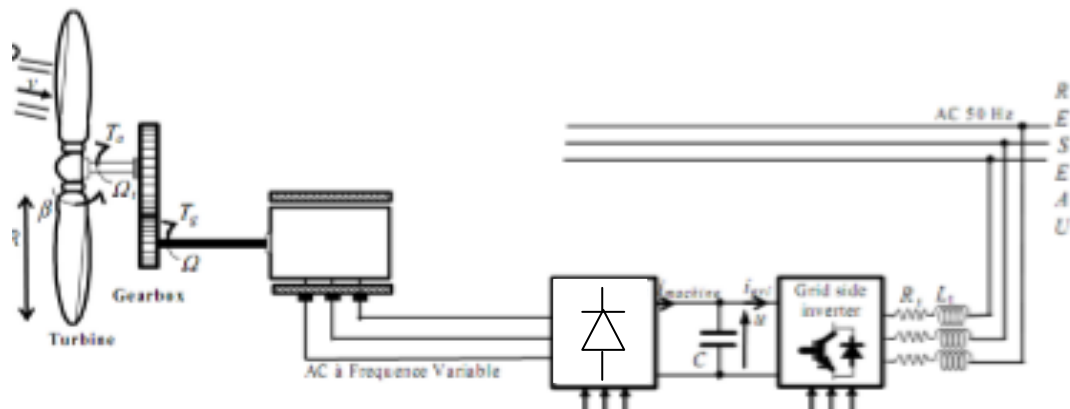


Figure (I.2): Aérogénérateur à vitesse variable

I.4. Systèmes éolien utilisant la machine asynchrone

Les génératrices asynchrones, à cage d'écureuil ou à double alimentation, équipent actuellement la majorité des éoliennes dans le monde. Contrairement à l'habitude d'utiliser la machine asynchrone à cage d'écureuil comme moteur, cette machine est toute à fait réversible et peut répondre aux exigences extrêmes que présente l'énergie éolienne à cause de sa robustesse, son faible coût ainsi que l'absence du système collecteurbalais ou les systèmes de contact glissant. Par contre, pour s'assurer qu'on est dans la zone stable de fonctionnement de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil on doit travailler aux faibles glissements (autour de synchronisme (point $g=0$)). Le nombre des paires de pôles de la machine est fixe, donc on doit fonctionner sur une plage très serrée (glissements inférieur à 2%). Si le glissement devient important, les courants statoriques augmentent en présentant des pics qui peuvent être destructifs car le stator de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil est connecté directement au réseau (éolienne à vitesse fixe) (Figure I.3). De plus, ce type de convertisseur électromécanique est consommateur de l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance du réseau.

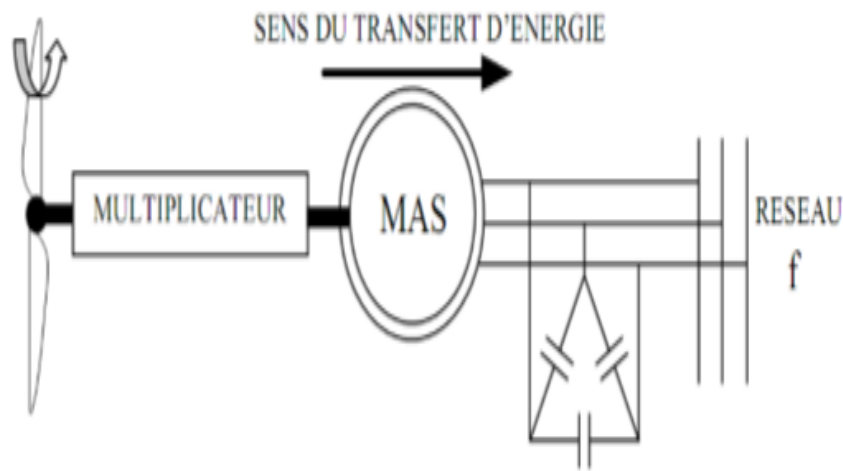


Figure (I.3) : Machine asynchrone dans une chaîne de conversion éolienne

Par conséquent, la MADA a trouvé la voie libre pour s'émerger en puissance dans le domaine de la production de l'énergie éolienne. Cette machine possède la caractéristique primordiale pour un bon fonctionnement d'un système éolien : travailler sur une grande plage de variation de vitesse, en s'appuyant sur sa structure en double alimentation. La configuration la plus simple est de connecter le stator de la MADA directement au réseau (Avec un système de protection évidemment) et le rotor au réseau aussi mais à travers un

convertisseur statique. Dans cette configuration, le convertisseur statique est dimensionné (à une fraction de la puissance nominale de l'éolienne) uniquement pour faire transiter la puissance destinée à la magnétisation de la machine et il est donc moins coûteux (Figure I.4)

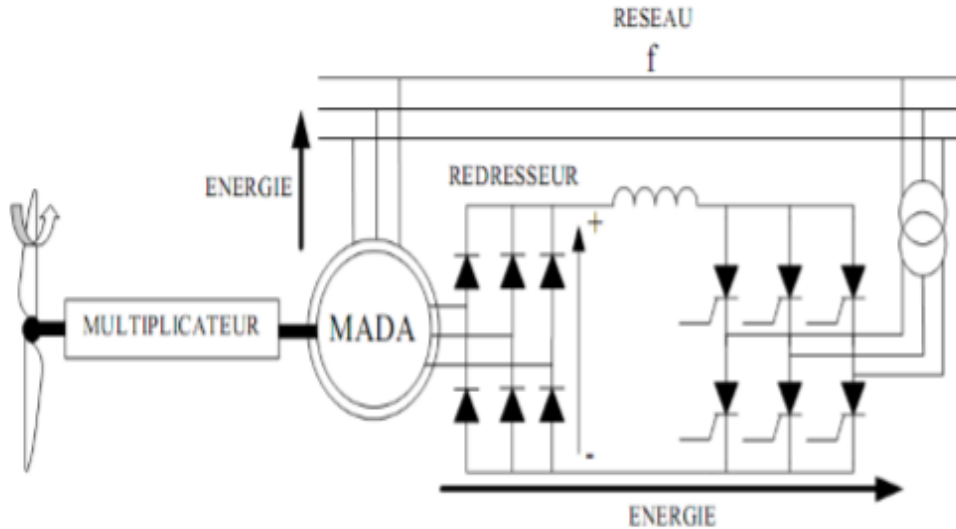


Figure (I.4) : MADA dans une chaîne de conversion éolienne

I.5. Classification des machines à double alimentation

Selon la conception du rotor, plusieurs types de MADA ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie

I.5. 1. MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoiles dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (Figure I.5) [1]

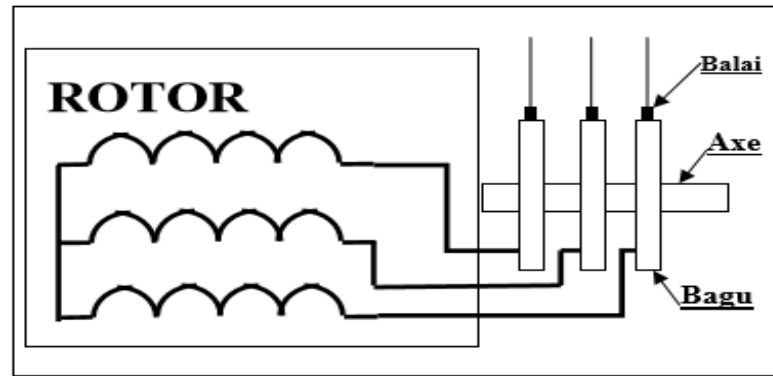


Figure (I.5): Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné

I.5. 2. MADA en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation coté stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasées Figure(I.6) [2]

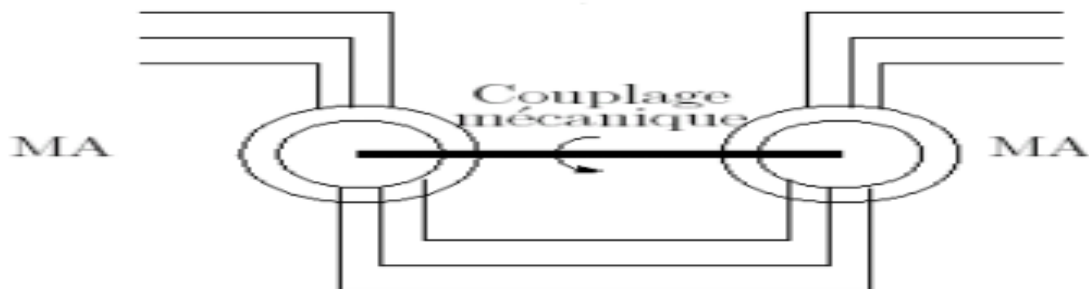


Figure I.6 : Structure en cascade de deux machines asynchrones.

I.5. 3. MADA cascadée à un repère

Il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique des deux machines est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine a son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur (Single Frame Cascade Double Fed Induction Machine) [2].

I.5. 4. MADA sans balais

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil Figure (I.7).

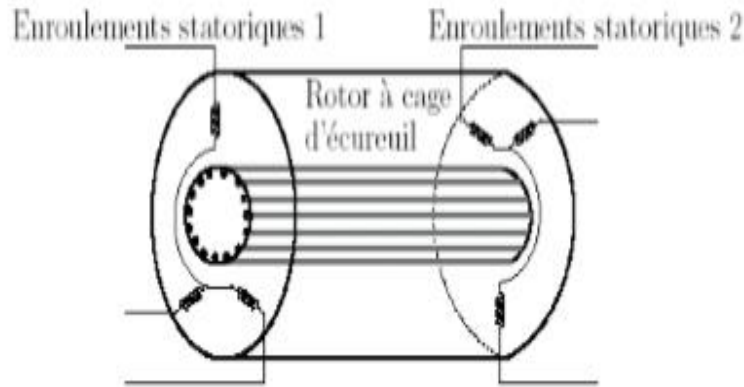


Figure (I.7) : Structure de la MADA sans balais.

I.6. Structure et principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements, et d'un rotor figure (I.8) tournant autour de l'axe de la machine équipé lui aussi de trois enroulements identiques et symétrique couplés en étoile et reliés à un collecteur constitué de trois ou quatre bagues.

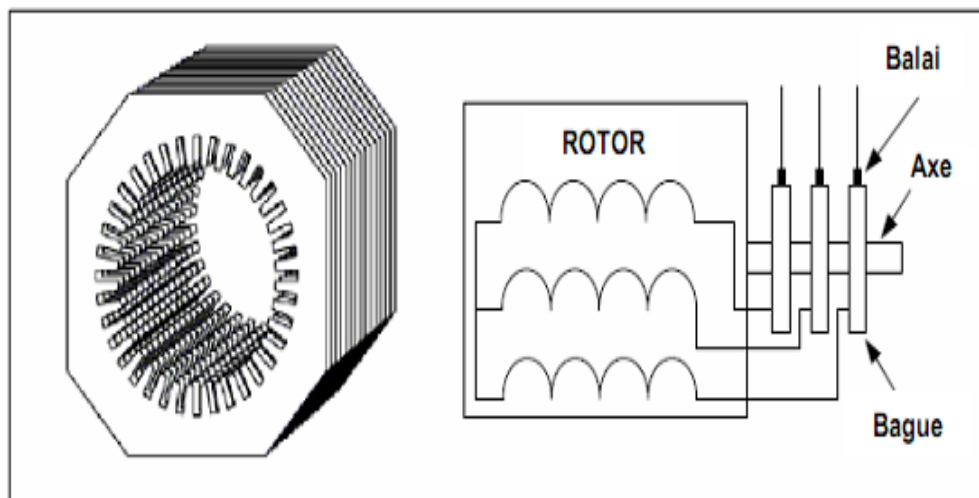


Figure.(I.8) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de « **machine synchrone à excitation alternative** ». Les trois enroulements rotoriques sont reliés à travers des balais glissants sur les bagues du rotor à un convertisseur d'électronique de puissance pour assurer une deuxième alimentation par le rotor. Selon le mode de fonctionnement, l'ensemble machine asynchrone, convertisseur et éventuellement un transformateur est appelé cascade hypo ou hyper synchrone.

I.7. Les avantages et les inconvénients de la MADA

I.7.1. Avantages

- L'accès au rotor offre la possibilité de contrôler les grandeurs électriques du rotor (courant et tension), ce qui donne une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.[5]
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse de synchronisme
- La configuration dont les deux convertisseurs alimentant la machine permettent de fonctionner en régime dégradé (l'un des deux onduleurs tombe en panne).[4]
- En fonctionnement moteur, la solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La double alimentation permet de réduire les dimensions des convertisseurs statiques, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- Transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- La MADA réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone, à savoir :
 - Fonctionnement à vitesse de rotation variable.
 - Régulation découplée des puissances active et réactive.[5]

I.7.2. Inconvénients

- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique, généralement elle est plus longue à cause des balais ;
- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique ;

- Le coût total de la machine est plus important par rapport aux autres machines électriques.[5]

I.8. Modes de fonctionnement de la MADA

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. Le principe de la commande de la MADA en ces modes peut être compris à travers la figure.(I.9). Dans cette dernière, P_s , P_r et P_m désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique.

I.8.1. La MADA fonctionne en moteur :

- ① En mode **hypo-synchrone** :la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau.
- ② En mode **hyper-synchrone** :une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique.

I.8.2. La MADA fonctionne en génératrice :

- ③ En mode **hypo-synchrone** :une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- ④ En mode **hyper-synchrone** :la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $g.P_m$ est transmise par l'intermédiaire du rotor.

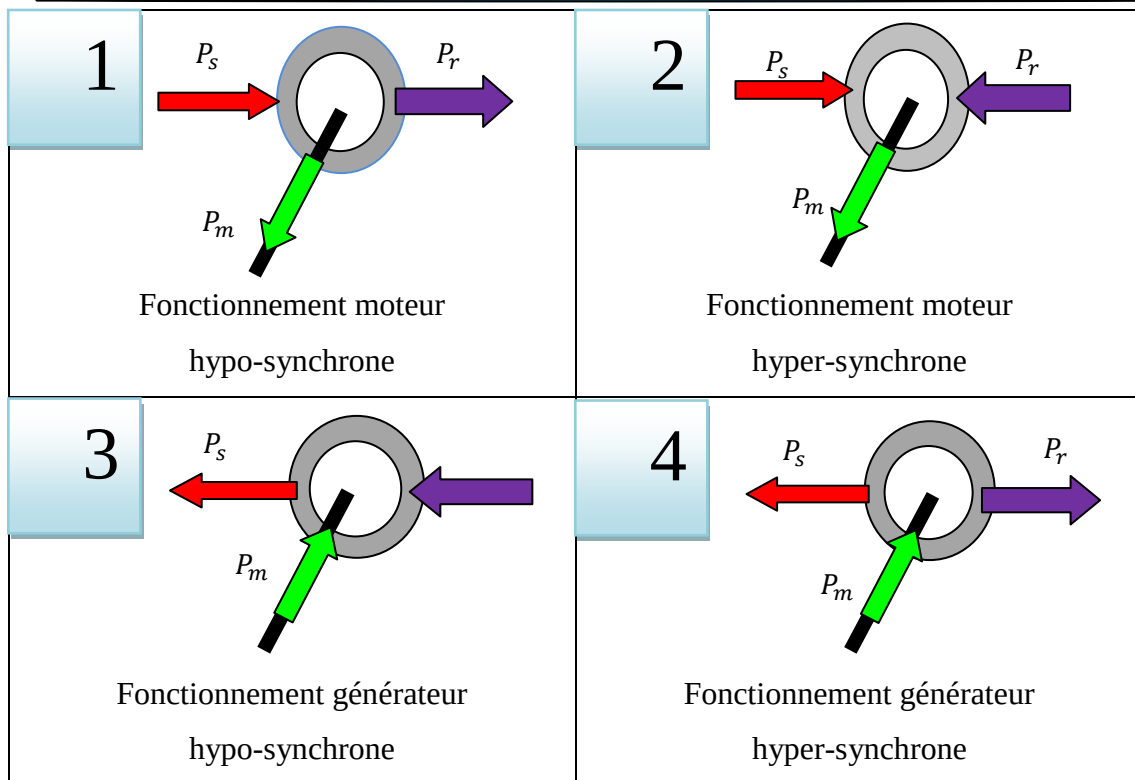


Figure.(I.9):Modes opérationnels caractéristiques de la MADA.

I.9. Configuration pour application moteur de la MADA

La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime .Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA peuvent être des cyclo convertisseurs ou des onduleurs à base d'IGBTs. Les quatre configurations existantes sont décrites ci-dessous :

I.9. 1. Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés au réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Double Fed Induction Machine) Figure(I.10).

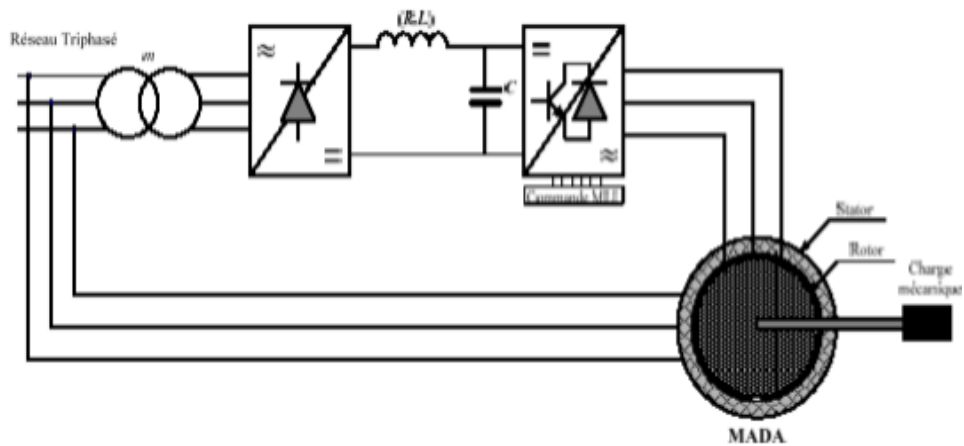


Figure (I.10) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale [4]

I.10. Configuration pour application génératrice de la MADA

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la MADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quel que soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [8]:

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

Dans cette partie, on s'intéresse à la MADA à rotor bobiné et son utilisation pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne.

I.10. 1. MADA à énergie rotorique dissipée

Le stator est connecté directement au réseau tandis que le rotor est connecté à un redresseur Figure (I.11). Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur. L'ajout d'un hacheur à base d'IGBT permet de varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique

couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur Figure(I.12).[5]

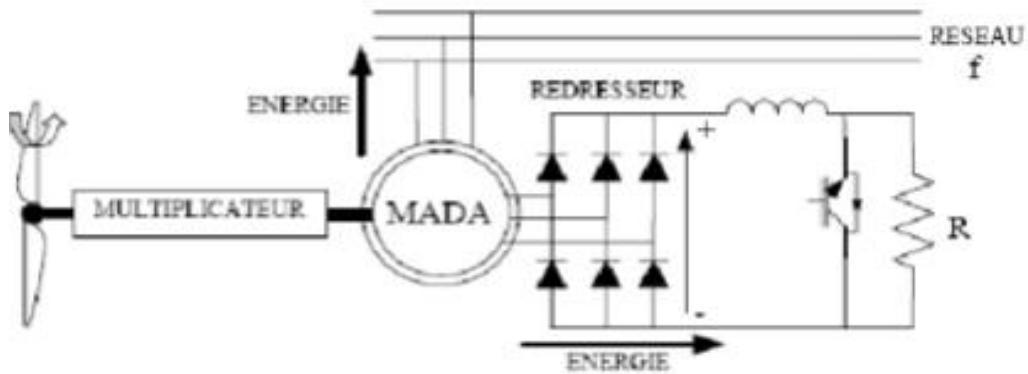
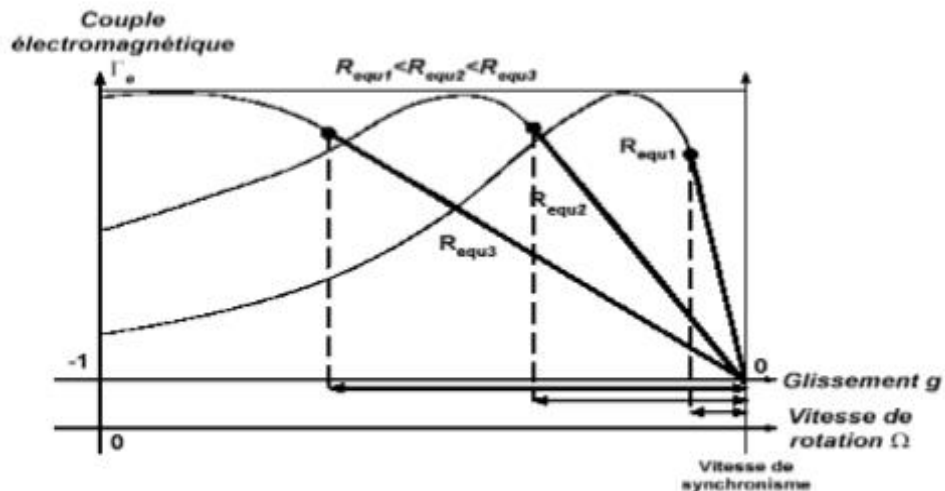


Figure (I.11) : MADA à énergie rotorique dissipée.

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R, ce qui nuit au rendement du système.



Figure(I.12) : Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique

I.10. 2. Structure de Kramer

Pour améliorer la structure du système précédent, tout en réduisant les pertes d'énergie, l'hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau Figure (I.13).

Ce système permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. L'utilisation de thyristor pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor

de la machine vers le réseau). Le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme (hyper-synchrone).

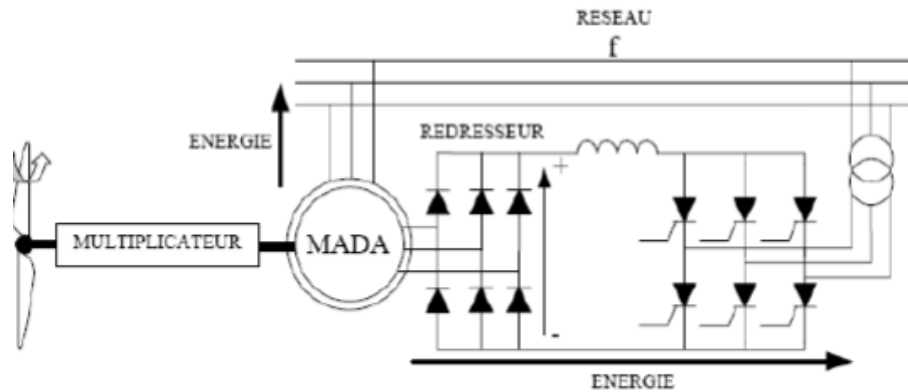
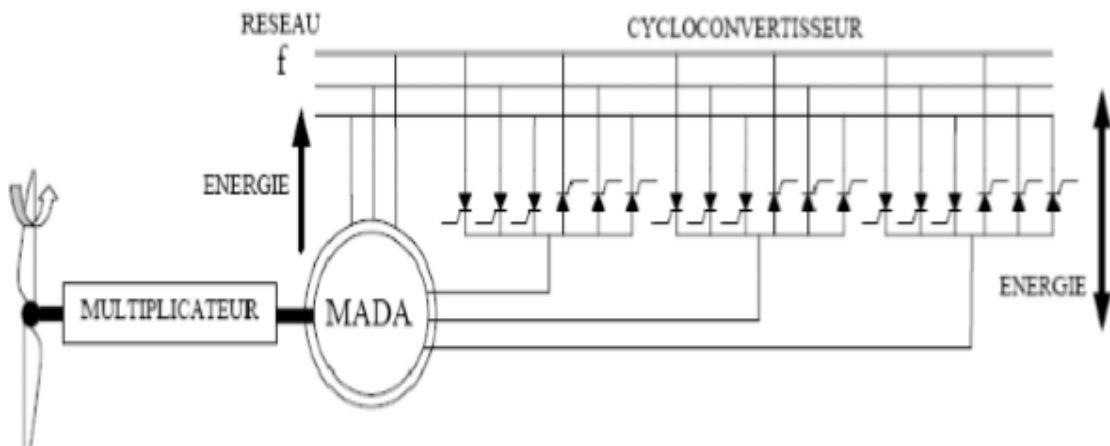


Figure (I.13) : MADA à structure de Kramer.

I.10. 3. Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur

Pour rendre la structure précédente réversible, en échange d'énergie entre le rotor et le réseau, on remplace le redresseur et l'onduleur par un cyclo convertisseur Figure(I.14).

L'utilisation de cyclo convertisseur permet d'avoir une plage de la vitesse de rotation variant de 30% autour de la vitesse de synchronisme [6]. L'inconvénient de cette structure est la génération des perturbations harmoniques importantes qui diminue le facteur de puissance du dispositif.



Figure(I.14) : Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur.

I.10. 4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Le progrès de l'électronique de puissance permet d'avoir des interrupteurs qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture comme les IGBT's avec une fréquence de commutation importante. L'utilisation des convertisseurs à base de ce type d'interrupteurs

permet le rejet des premiers harmoniques vers les fréquences élevées ce qui limite les perturbations harmoniques et facilite le filtrage Figure(I.15) .[5][7]

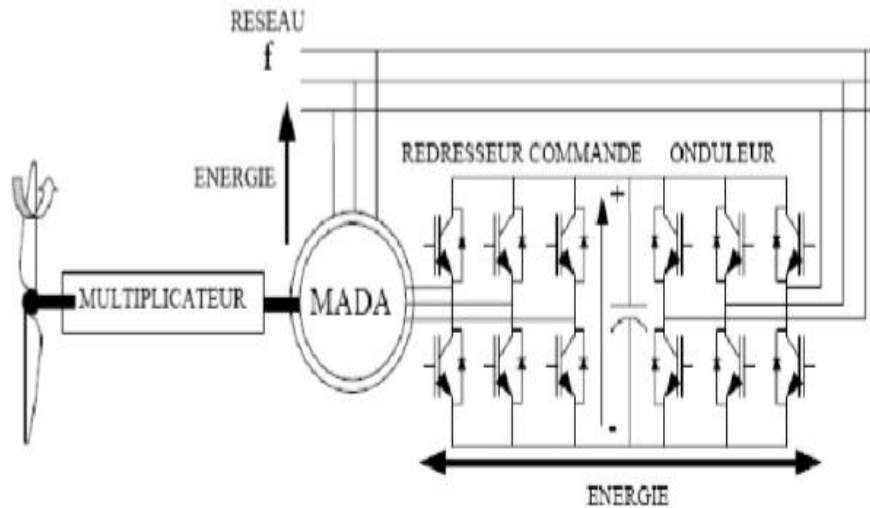


Figure (I.15) : Structure de Scherbius avec convertisseurs

La réversibilité de puissance du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, les convertisseurs sont alors dimensionnés pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance [5][9][3]. De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

I.11. Conclusion

Ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les systèmes de conversion électromécanique et les différentes génératrices utilisées dans les éoliennes récentes tout en mettant en valeur l'intérêt de l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation dans les aérogénérateurs et, nous avons présenté les différentes structures de la machine asynchrone à double alimentation que envisagées dans l'industrie., nous avons étudié les possibilités qu'elle offre en fonctionnement moteur et génératrice dans les quatre quadrants.

Après avoir illustré les avantages et les inconvénients de la MADA, nous avons cité les domaines d'application, où cette machine représente la solution la plus convenable, pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice), en suite nous avons détaillé le mode génératrice qui fait l'objet de notre travail.

Chapitre II :
Modélisation et
simulation de MADA

II.1.Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent déréaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variant que ceux de l'observation expérimentale. Pour obtenir le modèle d'un système ; trois tâches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité. [1]

II.2. Modèle naturel triphasé de la MADA

II.2.1 Hypothèses simplificatrices.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, on suppose les hypothèses simplificatrices[2]:

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor(seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaire(absence d'effet pelliculaire)
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On considère que la force magnétique créée par chacune des phases statorique et rotorique est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique

La machine asynchrone à double alimentation doit être représentée dans le système triphasé par la figure (II.1)

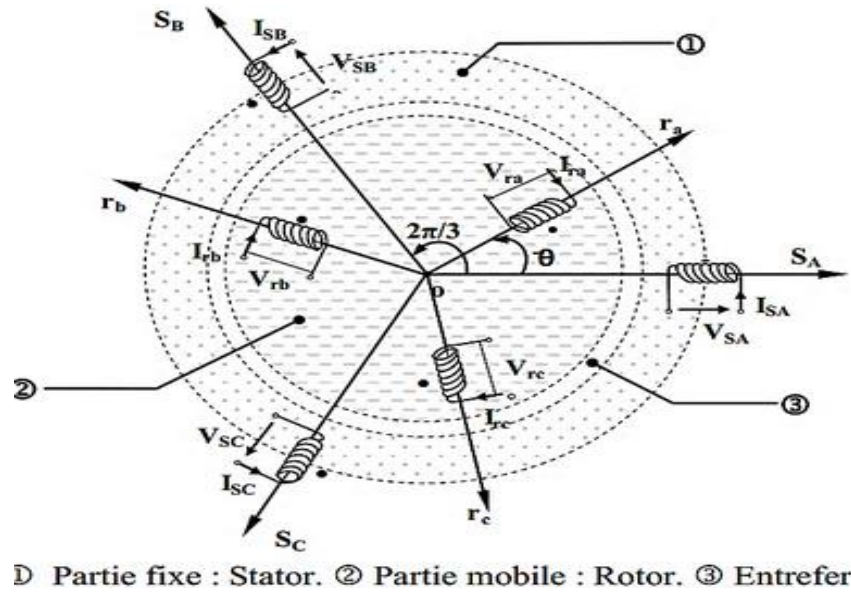


Figure (II.1) : Représentation schématique de la MADA

II.2.2. Equations électriques

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statorique et rotorique qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit:

pour stator :

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

Pour rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.2.3. Equations magnétiques :

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$\begin{cases} [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \\ [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (II.4)$$

$$M_{sr} = M_{rs} = M_{max} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

II.2.4. Equation mécanique :

Le couple électromagnétique de la machine peut s'exprimer sous différentes formes.

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\omega_m}{dt} + f_v \cdot \omega_m \quad (II.7)$$

II.2.5. La transformation de Park

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homos polaires, directes et en quadrature [3] . Donc pour le passage de système triphasé au système biphasé en utilise la matrice [A] .

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (II.8) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Avec, X : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- o: indice de l'axe homopolaire.
- d: indice de l'axe direct.
- q: indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[A]^{-1}$

$$[A]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.2.6. Modèle de la machine dans le référentiel (d, q):

Après l'application de transformation de Park on trouve Le système d'équation (II.12) qui représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant [4], [3].

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

ω : Vitesse rotorique.

ω_{coor} : Vitesse du système d'axe (d, q).

Les expression des flux statorique et rotorique dans (d, q) :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$L_r = L_r - M_r$: inductance cyclique propre du rotor .

$L_s = L_s - M_s$: inductance cyclique propre du stator .

$M = \frac{3}{2lm}$: inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du Rotor

II.2.7. Choix de référentiel :

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe [5].

A partir du système d'axe (d,q) on peut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

II.2.7.a. Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$\omega_{coord} = 0 \quad \Longleftrightarrow \quad \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

II.2.7.b. Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$\omega_{coord} = \omega \quad \Longleftrightarrow \quad \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xs} \\ \phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{xs} \\ \phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xr} \\ \phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

II.2.7.c. Référentiel fixé par rapport au champ tournant(d, q) :

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_{coord} = \omega_s$ dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s + \omega \\ \omega_s + \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (II.22)$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux [6]. En remplace (II-22) dans (II-20) et (II-21) on obtient :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} \quad (II.23)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_s L_s I_{ds} - \omega_s M I_{dr} \quad (II.24)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s L_r I_{qr} - \omega_s M I_{qs} + \omega L_r I_{qr} + \omega M I_{qs} \quad (II.25)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s L_r I_{dr} - \omega_s M I_{ds} + \omega L_r I_{dr} + \omega M I_{ds} \quad (II.26)$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

► De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_e = \frac{3PM}{2L_s} (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (II.27)$$

$$C_e - C_r = j \frac{d\omega}{dt} + f \omega \quad (II.28)$$

Les expressions de la puissance active et réactive aux stator sont données par :

$$V_s = V_{sd} + jV_{sq} \text{ et } P_s = Re(V, I) \quad (II.29)$$

$$V_r = V_{rd} + jV_{rq} \text{ et } Q_s = Im(V, I) \quad (II.30)$$

Avec la multiplication et tous les calculs :

$$P_s = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \quad (II.31)$$

$$Q_s = V_{sd}I_{sd} - V_{sq}I_{sq} \quad (II.32)$$

Le même pour les puissances active et réactive rotorique :

$$P_r = V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (II.33)$$

$$Q_r = V_{rd}I_{rd} - V_{rq}I_{rq} \quad (II.34)$$

II.3.Modélisation de la turbine :

II.3.1. Principe de fonctionnement de la turbine :

La turbine est un dispositif qui permettant de convertir l'énergie du vent en énergie mécanique. Elle est caractérisée par son couple aérodynamique donné par : [7]

$$T = \frac{1}{2\Omega_t} C_p \rho S v^3 \quad (II.35)$$

Ω est la vitesse de la turbine, ρ ($\rho = 1.225 \text{ kg / m}^3$) la densité de l'aire, S l'aire balayer par la turbine et v la vitesse de vent, le coefficient C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine. Il dépend du dimensionnement de la pale, du coefficient de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β .

Alors pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, on utilise la vitesse réduite (spécifique) λ qui est le rapport de la vitesse linéaire en bout de pales de la turbine ramenée à la vitesse de vent [8]

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{v} \quad (II.36)$$

A partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement passant par la section de la surface active S de la voilure, la puissance de la masse d'air qui traverse la surface équivalente à la surface active S de l'éolienne est donnée par :[9]

II.3.2. Coefficient de puissance :

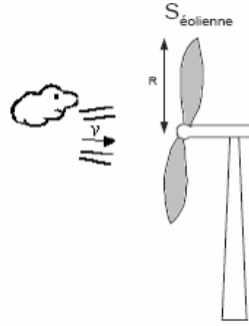


Figure (II.2) :Eolien simplifié

L'éolienne ne peut récupérer qu'une partie de la puissance du vent P_{vent} . la puissance extraite par l'éolienne $P_{éolienne}$ peuvent s'exprimer en fonction du coefficient de puissance C_p :[9]

$$P_{éolienne} = C_p \times P_{vent} \quad (II.37)$$

$$P_{éolienne} = \frac{1}{2} \times \rho \times v^3 \times S_{éolienne} \times C_p \quad (II.38)$$

La relation(6) montre qu'une petite variation de la vitesse du vent (v) induit une grande variation de puissance générée $P_{éolienne}$

$C_p(\lambda, \beta)$ est appelé le coefficient de puissance, qui exprime le rendement aérodynamique de l'éolienne. Il dépend du ratio λ , qui exprime le rapport entre la vitesse à l'extrémité des pales et la vitesse du vent, et de l'angle d'orientation des pales β , C_p est donné par la relation suivante [10].

$$C_p = f(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\left(\frac{C_5}{\lambda} \right)} + C_6 \lambda \quad (II.39)$$

Avec :

$$C_1 = 0.5176, C_2 = 116, C_3 = 0.4, C_4 = 5, C_5 = 21 \text{ et } C_6 = 0.0068$$

Les six coefficients $C_1 C_2 C_3 C_4 C_5$ et C_6 sont modifiés pour avoir un C_p maximal égal à 0.498

Pour $\beta = 0^\circ$

➤ Loi de Betz

Le maximum du coefficient de puissance C_p a été déterminé par **Albert Betz** comme suit[11] :

$$C_p^{max}(\lambda, \beta) = \frac{16}{27} = 0.593$$

D'après Betz, le coefficient de puissance C_p ne peut être supérieur à $16/27$?

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer une puissance nominal P à partir d'une vitesse de vent nominal V (Figure). Pour des vitesses de vents supérieures à (V) , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres aérodynamiques afin d'éviter les surcharges mécaniques (turbine, mat et structure), de sorte que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse pas la puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue[7].

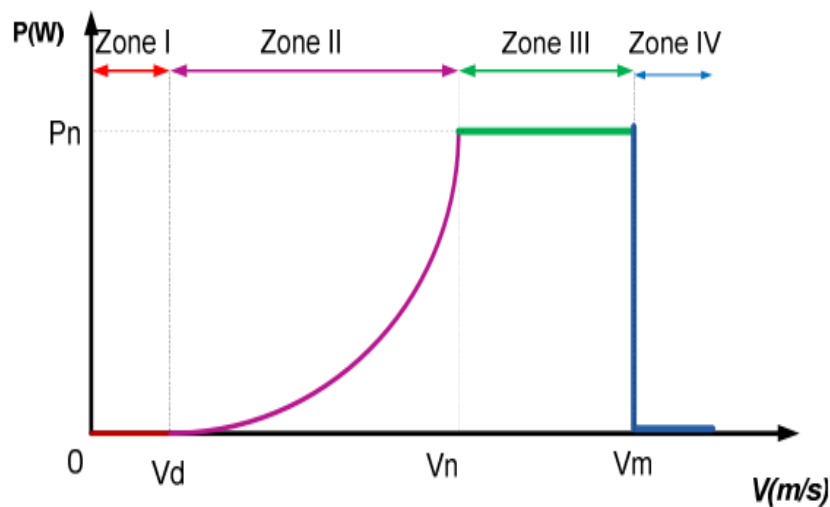


Figure (II.3) : Puissance captée par une turbine éolienne en fonction de la vitesse du vent.

La zone I : la vitesse du vent est inférieure à la vitesse de démarrage (V_d) de la turbine, la puissance captée est nulle (la turbine ne fournit pas de puissance).

La zone II : la vitesse du vent est supérieure à celle de la vitesse de démarrage (V_d) et inférieure à celle nominale (V_n). Le maximum de puissance est capté dans cette zone pour chaque vitesse de vent.

La zone III : la vitesse du vent est supérieure à celle nominale (V_n), et plus petite que celle maximale, la puissance captée est limitée à celle nominale (P_n). Cette zone correspond au régime de charge complète ; où généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et où la puissance fournie par la turbine reste sensiblement égale à (P_n).

La zone IV : la vitesse du vent devient trop forte. La turbine est arrêtée par un système de protection et la puissance extraite est nulle.

II.3.3. Stratégie de maximisation de la puissance

Les équations de la puissance électrique et mécanique du système en régime permanent permettent à nouveau la formulation du nouvel objectif principal. Cependant, pour la fonction de la puissance mécanique une forme plus simple utilisée. Pour réduire les degrés de liberté des systèmes, la vitesse du vent, seule variable non contrôlable du système, est sortie de la formulation mathématique par l'utilisation d'une forme optimale [10]

Si le rapport de vitesse λ est maintenu à sa valeur optimale λ^{opt} , le coefficient de puissance est à sa valeur maximale $C_{PM} = C_P(\lambda^{opt})$ ainsi que la puissance de l'éolienne :

$$P_{eol}^{opt} = \frac{1}{2} C_{PM} \cdot \rho \cdot S \cdot V_v^2 \quad (II.41)$$

D'autre part, si l'équation du rapport de vitesse supposé maintenu à la valeur optimale,

$$\lambda^{opt} = \frac{\Omega \cdot R}{V_v} \Rightarrow \frac{R}{\lambda^{opt}} \cdot \Omega \quad (II.42)$$

On, isole la vitesse du vent (II.41) pour la remplacer dans l'équation de la puissance mécanique maximale, on obtient l'équation (II.42)

$$P_{eol}^{opt} = \frac{1}{2} C_{PM} \cdot \rho \cdot S \cdot \left(\frac{R}{\lambda^{opt}}\right)^2 \Omega^2 \quad (II.43)$$

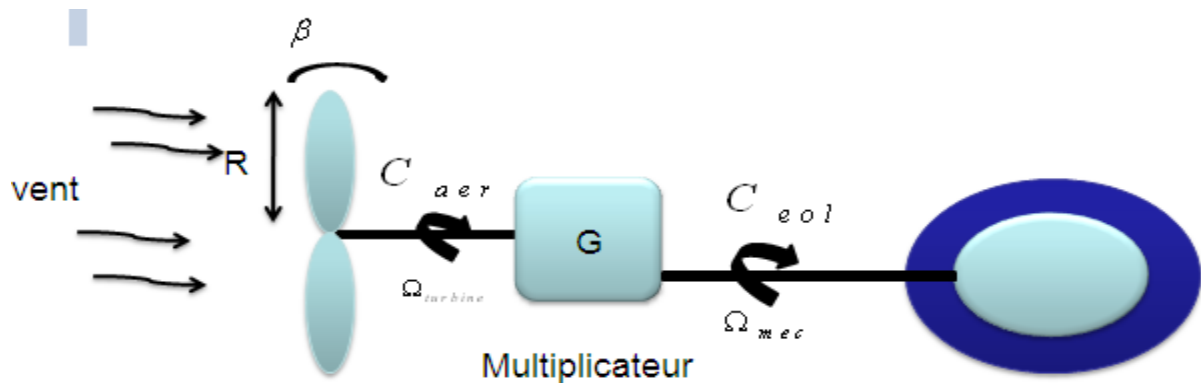
On obtient donc une forme analytique de la puissance mécanique maximale de la turbine éolienne en fonction de sa vitesse de rotation Ω uniquement.

En supposant que les conditions sont optimales (à puissance optimale), alors l'équation (II.42) permet le calcul de la valeur du couple optimal :

$$C_{eol}^{opt} = \frac{1}{2} C_{PM} \cdot \rho \cdot S \cdot \left(\frac{R}{\lambda^{opt}}\right)^2 \Omega^2 \quad (II.44)$$

II.4. Modèle de multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice figure(II.4). Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes [8].



Figure(II.4) :schéma de la turbine éolienne Génératrice

Avec

$$C_{mec} = \frac{C_{turbine}}{G} \quad (II.45)$$

C_{mec} :Couple mécanique sur l'axe du générateur en (N.m)

G :coefficient de la multiplication

II.5.Modèle de l'arbre

L'équation fondamentale de la dynamique s'écrit :[7]

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \Omega_{turbine} - f\Omega_{mec} \quad (II.46)$$

f : coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

$C_{turbine} = C_{mec} + C_{em}$:Couple total de l'éolienne.

C_{em} :Couple électromagnétique du générateur

J : Inertie en (kg. m^2).

II.6. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation

II.6.1. Structure sous forme de schéma bloc.

Pour simplifier cette étude, on a choisi la représentation sous forme schéma –bloc, qui nous permettra la simulation par Simulink sous MATLAB. Pour une machine MADA alimentée en tensions statorique(V_{sd}, V_{sq}),et les tensions rotorique(V_{rd}, V_{rq}),et la vitesse de champ tournant s sont considérées comme variable de commande, le couple résistant C_r comme perturbation. On a choisi le référentiel lié au champ tournant , le modèle de la machine MADA alimentée en tension est représenté par les équations (II-20), (II-21), (II-22) et les équations mécaniques (II-27) et (II-28).

II.6.1.a. Equation d'état :

Nous considérons les flux statoriques, les courants rotoriques et la vitesse mécanique ($\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$) comme variable d'état,. D'après les équations (II-20) et (II-21) (II-22) et les équations électriques ce système devient comme suit :

• Equations électriques :

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (II.47)$$

Avec

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

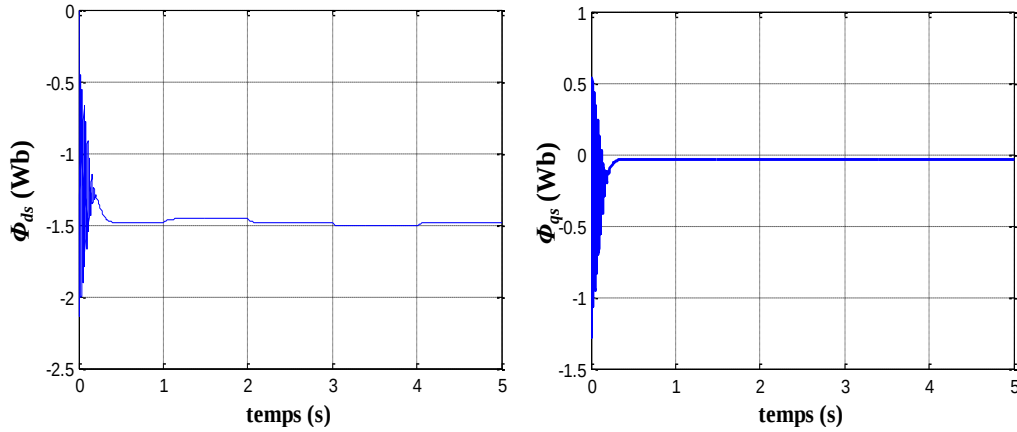
$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_S} & \omega_s & \frac{M}{T_S} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_S} & 0 & \frac{M}{T_S} \\ \frac{M}{T_S L_S L_r \delta} & -\frac{M\omega}{L_S L_r \delta} & -\frac{1}{T_S \delta} - \frac{M^2}{L_S L_r T_S \delta} & \omega_s - \omega \\ \frac{M\omega}{L_S L_r \delta} & \frac{M}{T_S L_S L_r \delta} & -\omega_s + \omega & -\frac{1}{T_S \delta} - \frac{M^2}{L_S L_r T_S \delta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{L_S L_r \delta} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{L_S L_r \delta} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

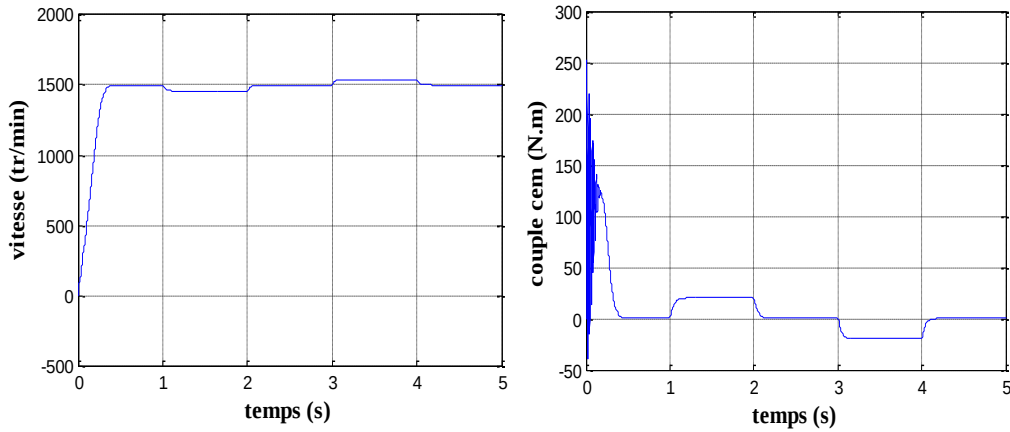
Pour réaliser la simulation de la MADA ; nous peut transférer le modèle représenté par ces équations(II.49) et (II.50).

A l'aide du logiciel MATLAB/Simulink, la simulation de la machine asynchrone à double alimentation pour les deux types de fonctionnement moteur et générateur a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (repère (d, q)) lié au champ tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 3 KW.

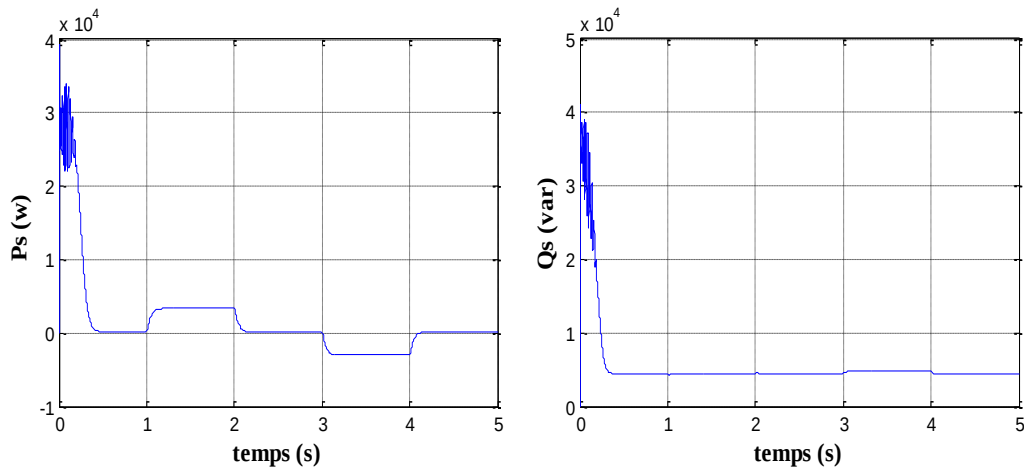
Les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnant en moteur à rotor en court-circuit sont présentés sur les figure (II.5), (II.6), (II.7) concernant respectivement les variables d'états $[\phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr}]$ la vitesse, le couple et la puissance active et réactive du stator



Figure(II.5): Composantes du flux statorique



Figure(II.6): Vitesse et couple électromagnétique C_{em}



Figure(II.7): Puissance active et réactive du stator

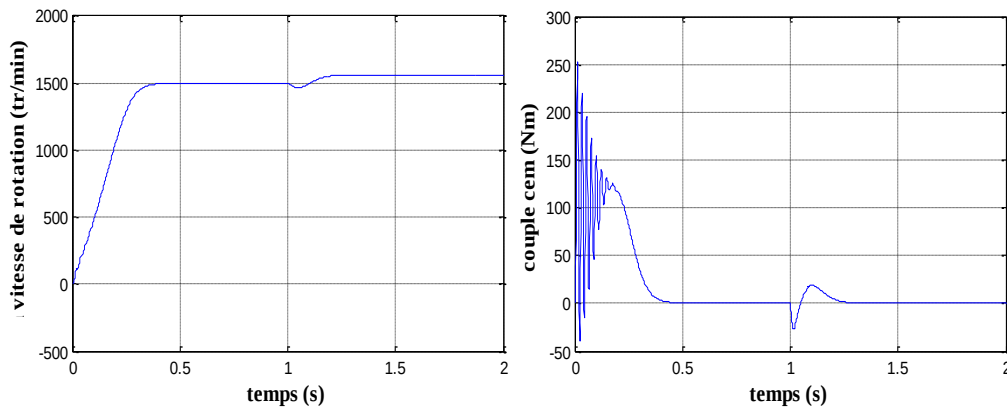
La simulation s'effectue au départ, d'un démarrage à vide. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine. Après que le régime permanent s'établi, on applique à l'instant $t=1$ s, un couple de charge à la machine $C_r=+20$ Nm qu'on annule à $t=2$ s ensuite à l'instant $t=3$ s, on applique un couple de charge $C_r=-20$ Nm qu'on annule à $t=4$ s. Après l'application de cette perturbation, nous observons une bonne stabilité de la machine.

Néanmoins, nous remarquons une variation de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire (+g, ou -g).

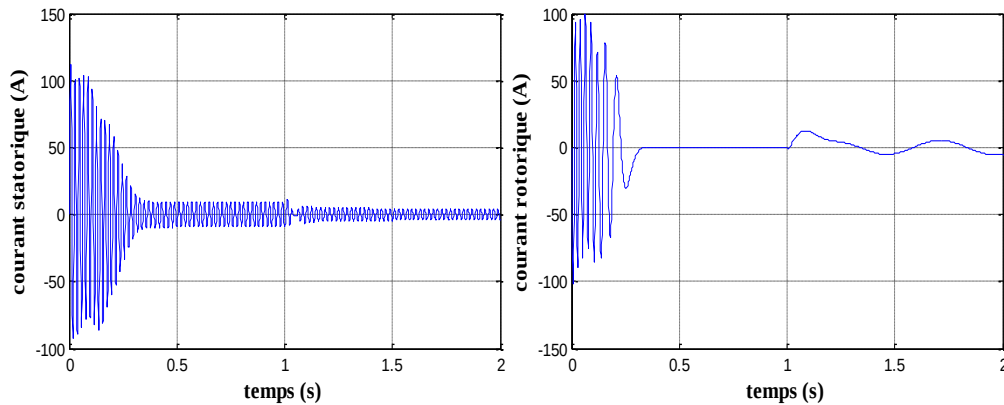
Notons qu'à vide la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisme (glissement nul), au moment où on applique un couple résistant $C_r=+20$ N.m, la vitesse diminue (augmentation du glissement) et pour $C_r=-20$ N.m, la vitesse augmente (diminution du glissement) le couple électromagnétique répond au couple résistant ainsi que les courants de phase, mais nous remarquons que ces deux grandeurs présentent des pics gênants (les effets du régime transitoire), qui peuvent endommager la machine. Comme on peut souligner un autre point important, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application du couple résistant, ceci met en évidence l'absence de découplage. On remarque aussi que le régime de fonctionnement de la machine (moteur ou génératrice) dépend de la vitesse de rotation hypo ou hyper synchrone

Les résultats de simulation montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, fonctionnement moteur, alimenté directement par deux sources de tensions triphasées parfaites. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est de 50 Hz et d'amplitude 220V, et l'autre au niveau du rotor

avec une amplitude de 12 V et une fréquence égale à 1Hz. Les figures (II.8), (II.9), illustrent la vitesse, le courant rotorique, le courant statorique, le couple électromagnétique.



Figure(II.8): Vitesse et couple électromagnétique

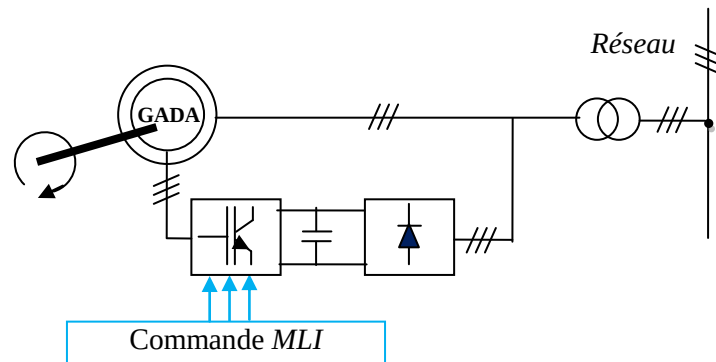


Figure(II.9): Courants statorique et rotorique

Les résultats de simulation de la MADA reportés sur les figures ci-dessus, montrent clairement les capacités de la MADA à fonctionner en régime hyper synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50Hz. La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit avoir un rotor en court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone. A l'instant $t=1s$, on alimente le rotor par une tension de 12V et de 2Hz.

II.7.Modélisation de l'alimentation de la MADA commandée par le rotor :

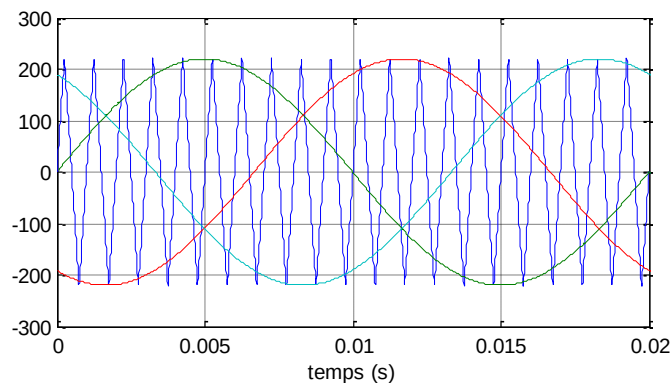
Dans cette partie, nous présentons l'alimentation de la génératrice à double alimentation dont le stator est couplé directement au réseau et le rotor par une cascade redresseur- onduleur à MLI figure (II.10).



Figure(II.10): Structure d'alimentation de la MADA par une cascade onduleur- redresseur

II.7.1. MLI à porteuse triangulaire :

Dans la méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la figure ci-dessous, l'erreur entre le signal de référence (courant ou tension) et une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixes définit les instants de commutation des interrupteurs à l'aide d'un comparateur

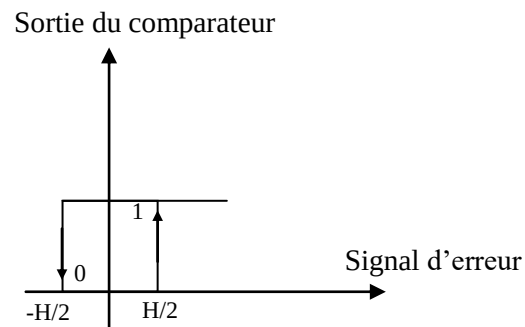


Figure(II.11): signal de porteuse et signaux de référence

II.7.2.MLI à bande hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis. Cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la figure (II.12).

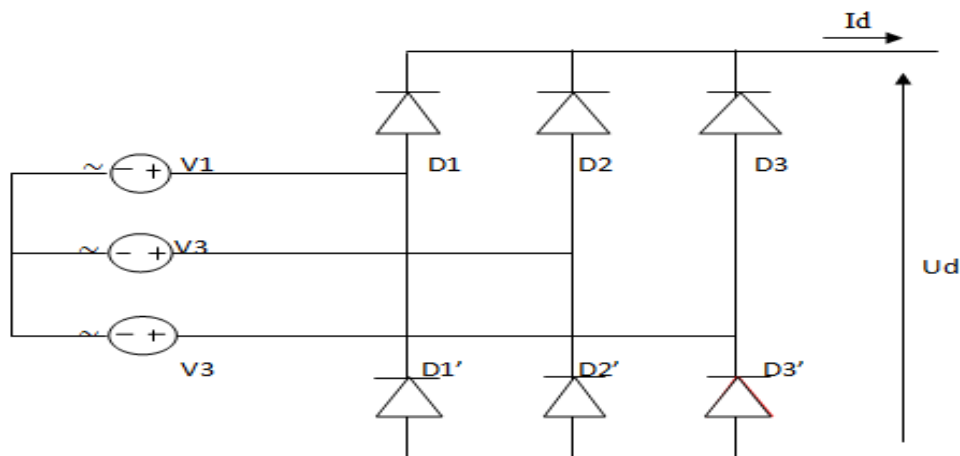
L'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, et il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur de la bande) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c'est-à-dire, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.



Figure(II.12):Modulateur MLI à bande d'hystérésis

II.7.3. Modélisation du redresseur triphasé à diodes:

Le redresseur est un convertisseur «alternatif / contenu». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant contenu à partir d'une source alternatif, il est représenté par la figure (II-13)



Figure(II.13): Redresseur triphasé à diodes double alternance

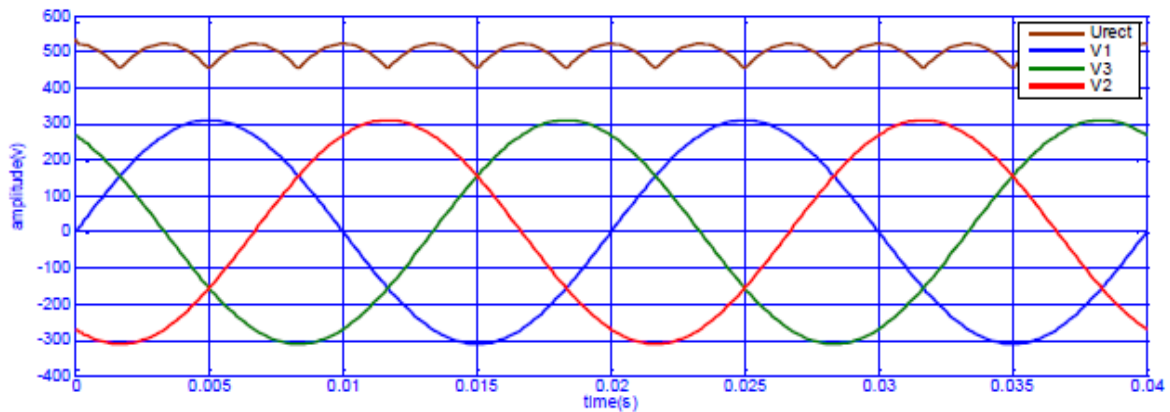
Ce redresseur comporte trois diodes ($D1$, $D2$, $D3$) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes ($D'1$, $D'2$, $D'3$) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension:

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_2 = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-51})$$

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

$$U_{red} = \text{Max}(V_1, V_2, V_3) - \text{Min}(V_1, V_2, V_3) \quad (\text{II-52})$$

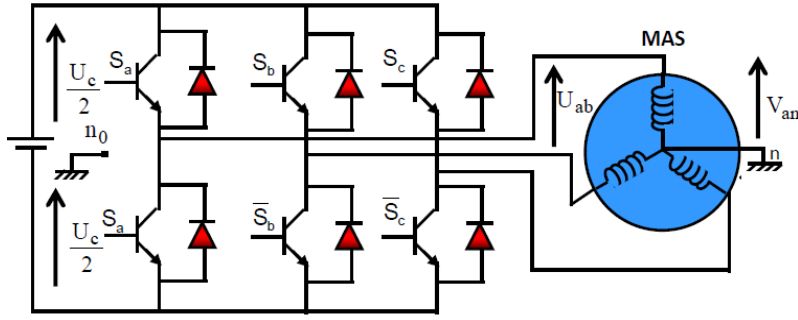
Cette tension est représentée par la figure (II.14).



Figure(II.14):Tension simple de phase et tension de sortie de redresseur

II.7.4.Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur Figure(II.15). Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180 de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue. Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est grand et inversement.



Figure(II.15): Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions

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

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

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases $U_{ina,b,c}$ en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina,b,c} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II-53})$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « **O** », Figure(II.15).

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II-54})$$

Soit « **n** » le point neutre du côté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-56})$$

La substitution nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II-57})$$

En remplaçant (II-57) dans (II-55) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (II-58)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit vecteurs tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme le montre la figure(II-15) L'utilisation de l'expression (II-53) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II-59)$$

Avec V_{ao}, V_{bo}, V_{co} comme tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur, donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert **T** donnée par

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (II-60)$$

II.8.Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié le modèle de la MADA qui été établi en passant du système réel triphasé du modèle vers un système biphasé de Park.

Ensuite on a passé a la modélisation et la simulation de la machine asynchrone double alimentation pour différentes valeurs de fréquence et de tension rotorique. Nous avons aussi validé le modèle obtenu afin de garantir qu'il reflète bien la machine, et pour passer à l'étape de simulation. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur à deux niveaux(convertisseur coté rotor). Cet onduleur est satisfaisant pour notre cas. Dans le chapitre prochain, on va utiliser une stratégie de commande basée sur un régulateur à mode glissant.

Chapitre III:

*Amélioration de la
Commande par mode
glissant de la GADA*

III.1.Introduction :

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédié à la commande non-linéaire de la MADA. Il s'agit d'une Commande à Structure Variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis . Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.[1]

Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle par mode de glissement, ensuite nous l'appliquerons successivement la modélisation en puissance avec la transformation de Park.

Nous donnerons finalement les résultats de simulation obtenus avec ces différentes modélisations qui confirme la validation de la commande.

III.2. Historique de la commande par mode glissant :

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs également UTKIN , à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOVE sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par SLOTINE , et au Japon par Young, HARASHIMA et HASHIMOTO .Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [2].

III.3.Principe de la commande par mode de glissement :

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [3].

Ainsi, dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface (figure III.1). Cette dernière est appelée surface de glissement [2].

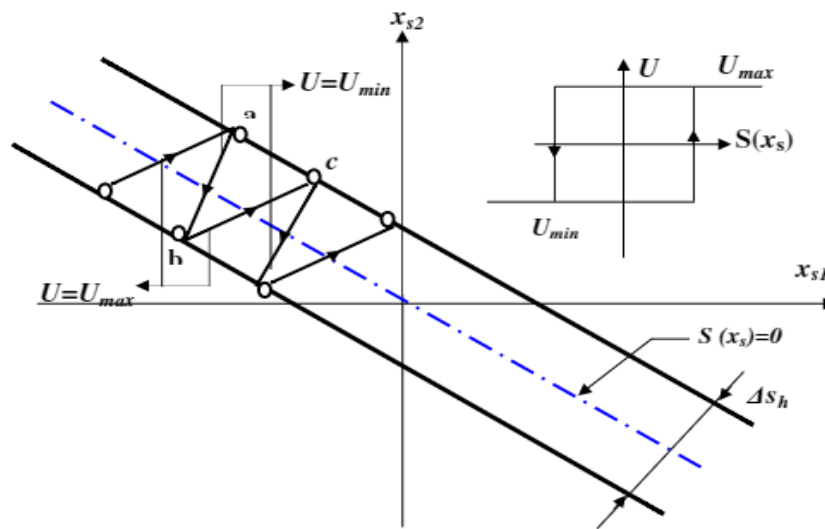


Figure (III.1) Mode de glissement réel

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (MC) : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- Le mode de régime permanent (MRP) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

III.4. Structure de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes principales complémentaires l'une de l'autre, définies par [5] :

- ✓ Le choix des surfaces de glissement ;
- ✓ La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- ✓ La détermination de la loi de commande.

III.4.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{III-1})$$

où $[x] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R^m$ le vecteur de commande, avec $n < m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$ [5].

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , il faut choisir une surface de glissement. Elle est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature différentes formes de surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire [4].

$$S(X) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(X) \quad (\text{III-3})$$

avec :

$e(X) = X^* - X$ écart de la variable à réguler ;

r : est un degré relatif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande ;

λ : gain positif.

L'objectif de la commande est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [6]. Il existe deux conditions pour assurer le mode de convergence :

➤ Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro, elle est donnée sous la forme :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III-3})$$

➤ Approche LYAPUNOV

Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(X) < 0$

Cette fonction de LYAPUNOV est définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (\text{III-4})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = s(x) \cdot \dot{s}(x) \quad (\text{III-5})$$

Pour que la fonction $V(X)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III-6})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

III.5. Théorie de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de surface).

C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Actuellement, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [2].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité [3]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre la stabilité U_n [4].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III-7)$$

correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à garder la variable à commander sur la surface de glissement $S(X) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(X) = 0$.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U [4].

La dérivée de la surface $S(X)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS(X)}{dt} \quad (III-8)$$

En remplaçant (III-1) et (III-7) dans (III-8), on trouve :

$$\dot{S}(X) = \frac{d}{dt} \{ [A] \cdot [X] + [B] \cdot U_e \} + \frac{d}{dt} [B] \cdot U_n \quad (\text{III-9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, logiquement sa dérivée et la partie discontinue le sont aussi. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{d}{dt} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} [A] [x] \right\} \quad (\text{III-10})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{d}{dt} [B] \neq 0 \quad (\text{III-11})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III-9), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(X) = \frac{d}{dt} [B] u_n \quad (\text{III.12})$$

et la condition d'attractivité $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$ devient :

$$S(X) = \frac{d}{dt} [B] u_n < 0$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de doit être opposé à celui de $S(x) \frac{d}{dt} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction S figure(III-2).

$$U_n = K_s \text{sign}(S(x))$$

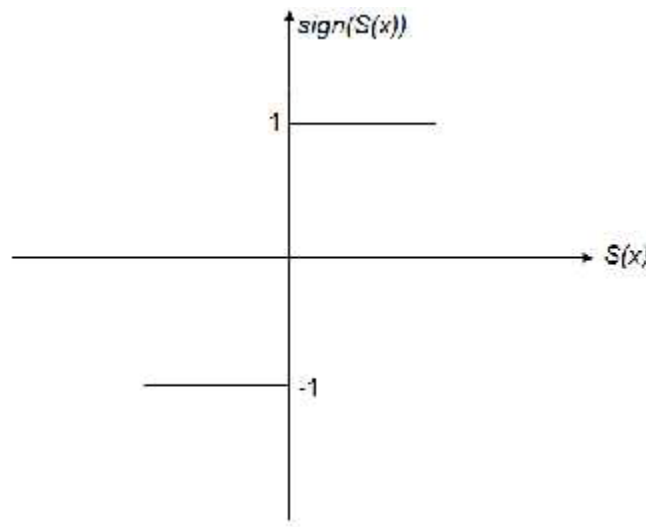


Figure (III.2) Définition de la fonction « sign »

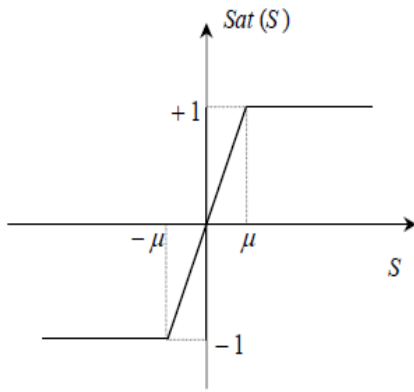
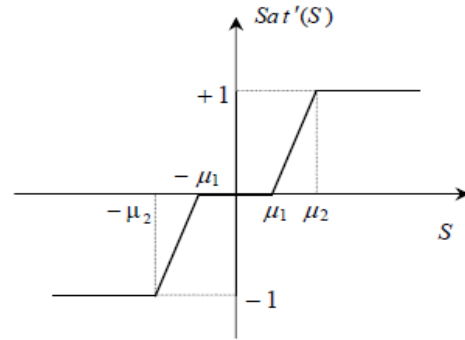
La commande varie entre les deux valeurs limites $\pm K$ suivant une pente entre les deux seuils figure (III.3.b) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S,U) figure (III.3.a) [9].

$$Sat(S_i) \begin{cases} Sing(S_i) & si \quad |S_i| \leq \mu \\ \frac{S_i}{\mu} & si \quad |S_i| > \mu \end{cases}$$

Où

$$Sat'(S_i) \begin{cases} 0 & si \quad |S_i| \leq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1 S_i}{\mu_2 - \mu_1} & si \quad \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ Sing(S_i) & si \quad |S_i| > \mu_2 \end{cases}$$

Avec μ_1, μ_2 des paramètres petits et positifs.

**Figure (III.3.a)** : Exemple de Fonction Sat à un seul seuil**Figure (III.3.b)** : Exemple de Fonction Sat à deux seuil

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C1 . On donne, à la figure (III.4), un exemple de ce type de fonction ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

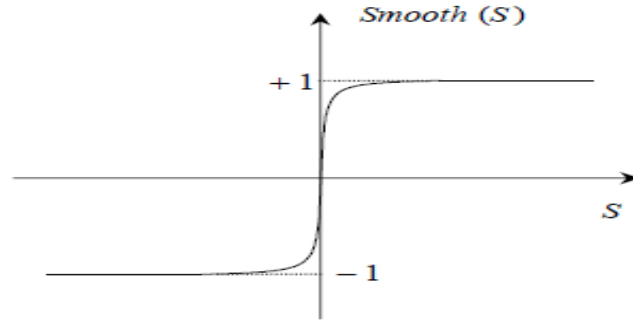


Figure (III.4) : Fonction Smooth.

Bien que ces solutions permettent d'atténuer le phénomène de réticence, la robustesse de la commande s'en trouve dégradée avec une dépréciation du temps de réponse. Pour passer outre ces inconvénients, une autre solution basée sur la commande par modes glissants d'ordre supérieur est proposée et présentée ci-après.

III.6. Application de la commande à mode glissant à la MADA

Afin de réaliser la loi de commande nous choisissons d'orienter le flux statorique suivant l'axe d .

Ainsi :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \quad \text{et} \quad \Phi_{sq} = 0$$

et l'équation des flux devient :

$$\Phi_s = L_s i_s + M_s i_r \quad (\text{III-13})$$

$$0 = L_s i_s + M_s i_r \quad (\text{III-14})$$

Les puissances active et réactive s'écrivent alors :

$$P_s = -V_s \frac{M_s}{L_s} i_{rq} \quad (\text{III-15})$$

$$Q_s = \frac{V_s \Phi_s}{L_s} - \frac{V_s M_s}{L_s} i_{rd} \quad (\text{III-16})$$

A l'aide de l'équation (III-15) et (III-16), on peut écrire les courants rotoriques sous la forme:

$$i_{rq} = - \frac{L_s}{V_s M_s} P_s \quad (\text{III-17})$$

$$i_{rd} = \frac{L_s}{V_s M_s} \left(\frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - Q_s \right) \quad (\text{III-18})$$

A partir du chapitre deux, on tire le système d'équations suivant:

$$\frac{d i_{rq}}{dt} = \frac{1}{\left(L_s - \frac{M_s^2}{L_s} \right)} \left(V_r - R_r i_r + \omega_r \left(L_r - \frac{M_s^2}{L_s} \right) i_r \right) \quad (\text{III-19})$$

$$\frac{d i_r}{d} = \frac{1}{\left(L_s - \frac{M_s^2}{L_s}\right)} \left(V_r - R_r i_r + \omega_r \left(L_r - \frac{M_s^2}{L_s} \right) i_r - \omega_r \frac{V_s M_s}{\omega_s L_s} \right) \quad (\text{III-20})$$

III.6.1 Surface de régulation de la puissance active

Pour contrôler la puissance active on prend le degré relatif($r = 1$), l'expression de la surface de contrôle de la puissance active à la forme suivante :

$$S(P) = (P_s^r - P_s) \quad (\text{III-21})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(P) = (\dot{P}_s^r - \dot{P}_s) \quad (\text{III-22})$$

On remplace l'expression (III-15) en (III-22), on trouve :

$$\dot{S}(P) = (\dot{P}_s^r - (-V_s \frac{\dot{M}_s}{L_s} i_{rq})) \quad (\text{III-23})$$

En introduisant l'équation (III-20) dans (III-23), on aura :

$$\dot{S}(P) = (\dot{P}_s^r + \frac{V_s M_s}{L_s} \frac{1}{\left(L_s - \frac{M_s^2}{L_s}\right)} (V_r - R_r i_r + \omega_r \left(L_r - \frac{M_s^2}{L_s} \right) i_r - \omega_r \frac{V_s M_s}{\omega_s L_s}) \quad (\text{III-24})$$

On a

$$\sigma = \left(1 - \frac{M_s^2}{L_s L_r} \right) \quad (\text{III-25})$$

On remplace (III-25) dans (III-24), on aura :

$$\dot{S}(P) = (\dot{P}_s^r + \frac{V_s M_s}{L_s L_r \sigma} \left(V_r - R_r i_r + \omega_r L_r \sigma i_r - \omega_r \frac{V_s M_s}{\omega_s L_s} \right)) \quad (\text{III-26})$$

À présent, en remplaçant la tension V_r par la tension de commande $V_r^e V_r^n$, la commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$\dot{S}(P) = \left(\dot{P}_s^r + V_s \frac{M_s}{\sigma L_s L_r} \left((V_r^e + V_r^n) - R_r i_r - \omega_r L_r \sigma i_r - \omega_r \frac{V_s M_s}{\omega_s L_s} \right) \right) \quad (\text{III-27})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(p) = 0$ et par conséquent

$\dot{S}(P) = 0$ et $V_r^n = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III-27):

$$V_r^{eq} = R_r i_r + \omega_r L_r \sigma i_r + \omega_r \frac{V_s M_s}{\omega_s L_s} - \dot{P}_s^r \frac{\sigma L_s L_r}{V_s M_s} \quad (\text{III-28})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(P). \dot{S}(P) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant

(III-28) dans (III-27), on obtient :

$$\dot{S}(P) = \left(-\frac{V_s M_s}{L_s L_r \sigma} V_r^n\right) \quad (\text{III-29})$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_r^n = K \cdot \text{Sign}(S(P)) \quad (\text{III-30})$$

III.6.2 Surface de régulation de la puissance réactive

Prenant la même surface que celle de la puissance active :

$$S(Q_s) = (Q_s^r - Q_s) \quad (\text{III-31})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_s^r - \dot{Q}_s) \quad (\text{III-32})$$

On remplace l'expression de la puissance réactive a partir du chapitre deux on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_s^r - \frac{V_s M_s}{L_s} \dot{I}_r) \quad (\text{III-33})$$

En introduisant l'équation (III-18) dans (III-33), on aura :

$$\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_s^r - \left(-\frac{V_s M_s}{L_s L_r \sigma} (V_r - R_r I_r + \omega_r L_r \sigma \dot{I}_r)\right)) \quad (\text{III-34})$$

En remplaçant l'expression de V_r par $V_r^e + V_r^n$, la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_s^r - \left(-\frac{V_s M_s}{L_s L_r \sigma} ((V_r^e + V_r^n) - R_r I_r + \omega_r L_r \sigma \dot{I}_r)\right)) \quad (\text{III-35})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(Q_s) = 0$ $\dot{S}(Q_s) = 0$ et $V_r^n = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III-35).

$$V_r^e = (-\dot{Q}_s^r - \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M_s} + (R_r I_r - \omega_r L_r \sigma \dot{I}_r)) \quad (\text{III-36})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(P) \cdot \dot{S}(P) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III-36) dans (III-35), on trouve :

$$\dot{S}(Q) = -\frac{V_s M_s}{L_s L_r \sigma} V_r^n \quad (\text{III-37})$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_r^n = K \cdot \text{Sign}(S(Q)) \quad (\text{III-38})$$

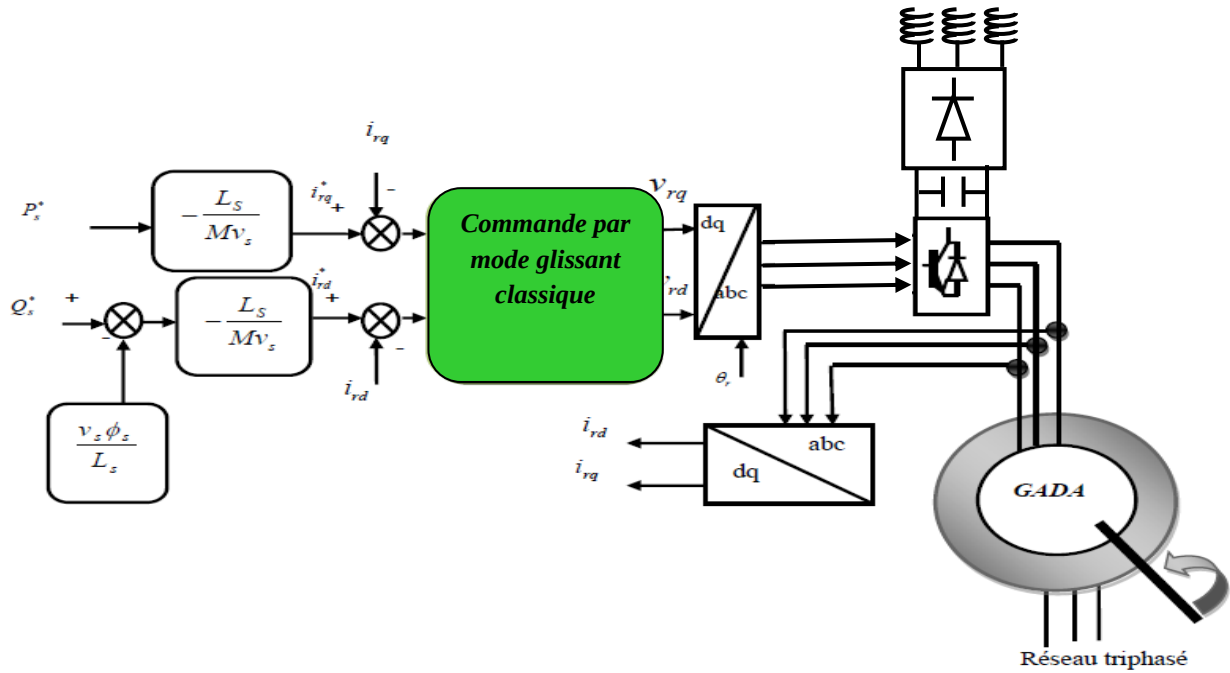


Figure (III.5) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant classique MG

III.7. Mode glissant d'ordre supérieur

III.7.1. Principe

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (r), consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété «S» déterminée par l'annulation de $(r-1)$ premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit $S^{(r-1)}$. On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système. On peut classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de " r " dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le " $r^{\text{ème}}$ " ordre du système est donné par: $S = \dot{S} = \ddot{S} = \ddot{\ddot{S}} = S^{(r-1)} = 0$ Ou r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement. Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre r idéal et réel [7].

- Le mode glissant idéal d'ordre r est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses $(r-1)$ dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.

- Le mode glissant réel d'ordre r correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la

dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

III.7.2. Avantages

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit :

- La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendant de ce temps.
- La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système.
- L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes comme le Twisting et le Super Twisting.[12]

III.7.3. Inconvénients :

des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur Plus est grand, meilleure est la précision de convergence dans un glissement réel vers la surface. Néanmoins il est nécessaire d'avoir, à chaque commutation, des informations sur les $(r - 1)$ dérivées de s . Bien que l'on puisse réduire ces informations, dans certains cas, aux $(r - 2)$ dérivées de s , cette condition freine l'utilisation de la commande d'ordre supérieur à 3. En effet, plus on dérive y , plus on risque d'amplifier le bruit dans $Y^{(r-1)}$ ce qui rend la commande instable. Pour une commande à régime glissant d'ordre « r », la commande discontinue est appliquée sur S^r ce qui a l'avantage d'obtenir en sortie de la chaîne d'intégrateurs une commande continue. Ces intégrateurs réduisent les composantes hautes fréquences de la commande, nécessaires pour compenser les incertitudes du modèle standard. Cette chaîne d'intégrateur a aussi comme inconvénient de ralentir la commande, ce qui se traduit par une réduction des performances

des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur pour l'asservissement du système, particulièrement en suivi d'une consigne dont les variations sont rapides.[12]

III.7.4. Concepts de base des commandes par modes glissants d'ordre supérieur :

Considérons un système non linéaire incertain dont la dynamique est décrite par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \\ S = S(x, t) \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

Où $x = [x_1 \dots x_n]^T \in X \subset R^n$:

Représente l'état du système. La commande $u \in R$ est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps. f et g sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables mais connus de façon incertaine. S est la variable de glissement choisie pour assurer une convergence en temps fini vers l'ensemble de glissement d'ordre r . L'ensemble de glissement d'ordre n par rapport à $S(x, t)$ est défini par :

$$S_n = \{x \in X : S = \dot{S} \dots = S^{(r-1)} = 0\} \quad (\text{III-40})$$

Par abus de langage, cet ensemble est souvent appelé surface de glissement d'ordre r . Si le système est de degré relatif $r > 1$ par rapport à la variable de glissement, une commande en Mode Glissant d'ordre « r » permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement.

III.7.5. Commande par mode glissant d'ordre deux

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\ddot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (\text{III-41})$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définit S et la convergence de $\dot{S} = \frac{ds}{dt} = 0$ en un temps fini.

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$\ddot{S} = \phi(x, t) + \psi(x, t)v \quad (\text{III-42})$$

Avec

$v = \dot{u}$: Dans le cas ou le système (III-39) est de degré relatif $r = 1$ par rapport à S c.à.d. $\frac{d}{du} \dot{S} \neq 0$

$v = u$: Dans le cas ou le système (III-39) est de degré relatif $r = 2$ par rapport à S c.à.d. $\frac{d}{du} \ddot{S} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par mode glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignable de la surface de glissement et la bornitude de la variable $\ddot{S}$

-Les fonctions incertaines $\phi(x, t) + \delta\phi(x, t)$ sont bornées

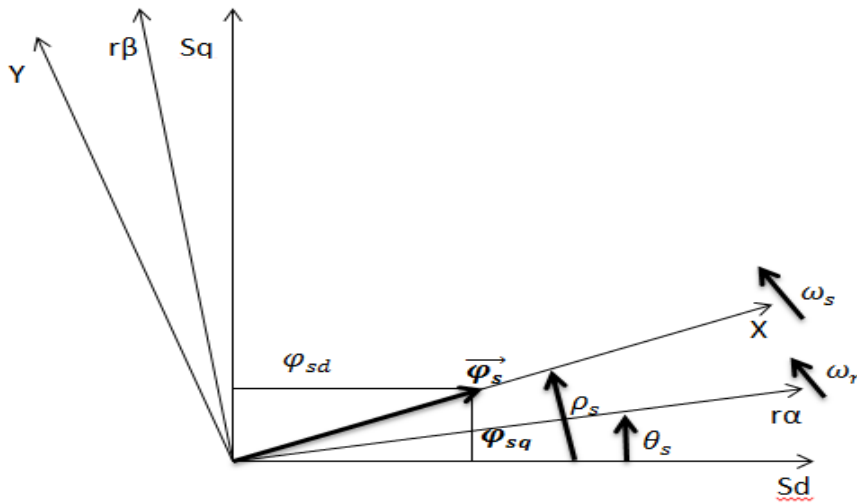
-Il existe quatre constantes positives S_0, C_0, K_m et K_M telles que, dans un voisinage

$|S(x, t)| < S_0$, les inégalités suivantes soient vérifiées :

$|S(x, t)| < C_0$ et $0 < K_m \leq \phi(x, t) \leq K_M$

III.7.6. application de la commandes par modes glissants d'ordre 2 sur la MADA :

La Figure(III.6) affiche les trois cadres de référence qui doivent être pris en compte lors de la conception et de la mise en œuvre du figure III.7 décrit dans ce document. $Sd - Sq$ et $r\alpha - r\beta$ représentent respectivement le stator MADA et le rotor naturel cadres. Ce dernier tourne à une vitesse électrique V_r , et



Figure(III.6.) : Cadres de référence naturels pour le stator et le rotor, et cadre de référence orienté flux-stator

forme donc un angle électrique U_r par rapport au ancien, qui est stationnaire. Les référentiels des flux statorique orienté $x - y$, dont l'axe x direct est aligné sur le flux de stator ϕ_s tourne à la vitesse synchronisme. L'angle entre le flux statorique orienté et les axes fixes sont notées ρ_s . La dynamique du rotor MADA, exprimée en fonction de la référentiel du flux statorique orienté, est donnée par:[8]

$$\frac{dI_{rx}}{dt} = f_1(I_{rx}, I_{ry}, \omega_s, \omega_r) - \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \cdot \frac{d|\phi_s|}{dt} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rx} \quad (\text{III-43})$$

$$\frac{dI_{ry}}{dt} = f_1(I_{rx}, I_{ry}, \omega_s, \omega_r, |\phi_s|) + \frac{1}{\sigma L_r} V_{ry} \quad (\text{III-44})$$

avec des fonctions non linéaires f_1 et f_2 sont données par

$$f_1 = \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rx} + (\omega_s - \omega_r) I_{ry} \quad (\text{III-45})$$

$$f_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{ry} - (\omega_s - \omega_r) \left(I_{rx} + \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} |\varphi_s| \right) \quad (\text{III-46})$$

Dans cadre de référence le flux statorique orienté, la actif puissances du stator et les puissances réactives, P_s et Q_s , peuvent être exprimées sous la forme

$$P_s = -K \cdot I_{ry} ; Q_s = K \left(\frac{|\varphi_s|}{L_m} - I_{rx} \right) \quad (\text{III-47})$$

où $k = (3/2) (L_m / L_s) |V_s|$, et $|V_s|$, est la valeur maximale du tension du réseau. Viser à obtenir des performances de suivi satisfaisantes pour P_s et Q_s , les fonctions de commutation données ci-après sont adoptées

$$s_p = e_p + c_p \int e_p dt ; s_q = e_q + c_q \int e_q dt \quad (\text{III-48})$$

où $e_p = P_{sref} - P_s$ et $e_q = Q_{sref} - Q_s$ désignent les erreurs dans P_s et Q_s , et c_p et c_q sont des constantes positives. les termes intégraux en (III-48) sont incorporés pour éliminer les erreurs en régime permanent. Prendre les dérivé des deux côtés des expressions pour s_p et s_q dans (III-48), et en utilisant (III-43), (III-44) et (III-47) la dynamique rotor MADA la peut-être réécrite comme

$$\frac{ds_p}{dt} = \frac{dP_{sref}}{dt} + c_p e_p + K f_2 + \frac{K}{\sigma L_r} V_{ry} \quad (\text{III-49})$$

$$\frac{ds_q}{dt} = \frac{dQ_{sref}}{dt} + c_q e_q + K f_1 + \frac{K}{\sigma L_r} V_{rx} \quad (\text{III-50})$$

Considérant les structures de (III-49) et (III-50), la tension doit être appliqué au rotor peut être exprimer conformément à la loi de commande

$$V_{rx} = V_{rxST} + V_{rxeq} ; V_{ry} = V_{ryST} + V_{ryeq} \quad (\text{III-51})$$

Les termes dont l'indice «STA» est calculé, sont calculés par application de l'algorithme de super-twisting, comme

$$V_{rxST} = -\lambda_q |S_q|^{(1/2)} \text{sign}(S_q) - w_q \int \text{sign}(S_q) dt \quad (\text{III-52})$$

$$V_{ryST} = -\lambda_p |S_p|^{(1/2)} \text{sign}(S_p) - w_p \int \text{sign}(S_p) dt \quad (\text{III-53})$$

où, λ_q , w_q , λ_p , et w_p sont des gains positifs.

Le L'objectif des premiers termes de (III-52) et (III-53) consiste à garantir que les surfaces de commutation $S_Q = 0$ et $S_P = 0$ soient atteintes dans un temps fini. Les additifs avec indice «eq» dans (III-51), qui correspondent aux termes de contrôle équivalents, sont déduits en laissant $(dS_P/dt) = (dS_Q/dt) = 0$ [10, 11]. Par conséquent

$$V_{rxeq} = -\sigma L_r \left[\frac{1}{K} \left(\frac{dQ_{sref}}{dt} + c_Q e_Q \right) + f_1 \right] \quad (III-54)$$

$$V_{ryeq} = -\sigma L_r \left[\frac{1}{K} \left(\frac{dP_{sref}}{dt} + c_P e_P \right) + f_2 \right] \quad (III-55)$$

Il convient de noter que le régime de glissement dans de multiples

$$S_P = S_Q = (dS_P/dt) = (dS_Q/dt) = 0$$

peut également être atteint en appliquant que les termes de contrôle de (III-51) correspondant à la STA. En conséquence, les conditions de contrôle équivalentes dans (III-54) et (III-55) ne sont pas strictement nécessaires, mais, une fois incluses, plus précisément ils sont calculés, plus le contrôle est bas effort laissé à faire par la STA.

Néanmoins, l'examen de (III-45), (III-46), (III-54) et (III-55) révèle que les conditions de contrôle équivalentes dépendent des valeurs des paramètres électriques de la MADA R_r , L_s , L_r et L_m , ce qui implique que seules les estimations de V_{rxeq} et V_{ryeq} seront généralement disponibles.

Bien sûr, cette circonstance n'affecte plus la robustesse de l'algorithme de contrôle global car la robustesse repose en réalité sur les termes de contrôle STA donnés par (III-52) et (III-53).

Des termes de contrôle équivalents sont donc incorporés non seulement pour améliorer la réponse transitoire du système, mais aussi pour faciliter la sélection des constantes c_P et c_Q , ainsi que le réglage des STA λ et w . Cette dernière question est traitée dans la section suivante.

III.7.6.1. Sélection de c_P et c_Q et réglage de la STA

En substituant la loi de contrôle donnée par (III-51), (III-53) et (III-55) dans (III-49) on produit

$$\frac{dS_P}{dt} = -\frac{K}{\sigma L_r} \left(\lambda_P |S_P|^{(1/2)} \text{sign}(S_P) + w_P \int \text{sign}(S_P) dt \right) \quad (III-56)$$

Maintenant, étant donné que $\text{sign}(S_P) = (S_P / |S_P|)$, prenant la dérivée temporelle de (III-56) mène à

$$\frac{d^2 S_P}{dt^2} = -\frac{K}{\sigma L_r} \left(\frac{1}{2} \lambda_P |S_P|^{-(1/2)} \frac{dS_P}{dt} + w_P \frac{S_P}{|S_P|} \right) \quad (\text{III-57})$$

Supposons que, le premier terme de la STA, assure la convergence. l'expression suivante peut être élaborée à partir de (III-57)

$$\frac{d^2 e_P}{dt^2} + \left(\frac{K \lambda_P}{2 \sigma L_r \delta_P^{(1/2)}} + C_P \right) \frac{de_P}{dt} + \frac{K}{\sigma L_r \delta_P^{(1/2)}} \left(\frac{1}{2} \lambda_P C_P + \frac{w_P}{\delta_P^{(1/2)}} \right) e_P + \frac{K w_P C_P}{L_r \sigma \delta_P} \int e_P dt = 0 \quad (\text{III-58})$$

En prenant la dérivée temporelle de (III-58) le troisième ordre suivant équation différentielle reflétant la dynamique d'erreur e_P tout en en régime glissant est obtenu

$$\frac{d^3 e_P}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 e_P}{dt^2} + a_1 \frac{de_P}{dt} + a_0 e_P = 0 \quad (\text{III-59})$$

Par conséquent, une fois que d_P est fixé, une sélection adéquate de C_P , λ_P et w_P permet d'atteindre certaines erreur dynamiques à travers l'équation caractéristique de troisième ordre donnée suivante :

$$(P^2 + 2\xi\omega_n P + \omega_n^2)(P + \alpha\xi\omega_n) = 0$$

$$\implies P^3 + (2 + \alpha)\xi\omega_n P^2 + (1 + 2\alpha\xi^2)P\omega_n^2 + \alpha\xi\omega_n^3 = 0 \quad (\text{III-60})$$

qui, à condition que a est $a \geq 10$, donne lieu à une paire de pôles dominants par rapport à un troisième placé à $P = -\alpha\xi\omega_n$. Les trois dernières conditions conduisent aux équations de réglage suivantes

$$C_P^3 - (2 + \alpha)\xi\omega_n C_P^2 + (1 + 2\alpha\xi^2)\omega_n^2 C_P + \alpha\xi\omega_n^3 = 0 \quad (\text{III-61})$$

$$\lambda_P = \frac{2\sigma L_r \delta_P^{(1/2)} [(2 + \alpha)\xi\omega_n - C_P]}{K} \quad (\text{III-62})$$

$$w_P = \frac{2\sigma L_r \delta_P \alpha \xi \omega_n^3}{K C_P} \quad (\text{III-63})$$

C_P est d'abord calculé en résolvant (III-61), puis remplacé en (III-62) et (III-63) pour trouver respectivement λ_P et w_P .

Précisément, en fonction de la valeur choisie pour ξ , l'un des les trois cas suivants se présentent:

- 1- Si $0 < \xi < 1$ une seule des trois solutions pour C_P est à la fois réel et positif, $C_P = \alpha\xi\omega_n$
- 2- Si $\xi = 1$, deux solutions acceptables différentes pour C_P sont obtenu, $C_{P1} = \omega_n$ et $C_P = \alpha\omega_n$.
3. Si $\xi > 1$, les trois solutions pour la C_P sont réelles et positives
 $C_{P1} = \omega_n(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})$, $C_{P2} = \omega_n(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})$

et

(III-64)

$$C_{p3} = \alpha \xi \omega_n$$

Pour les cas 2 et 3, deux ou trois valeurs possibles des C_p , λ_p et w_p sont obtenues.

Il suffit de remplacer l'indice "P" par "Q" pour que tous les raisonnements et équations de cette section valables pour C_Q , λ_Q et w_Q .

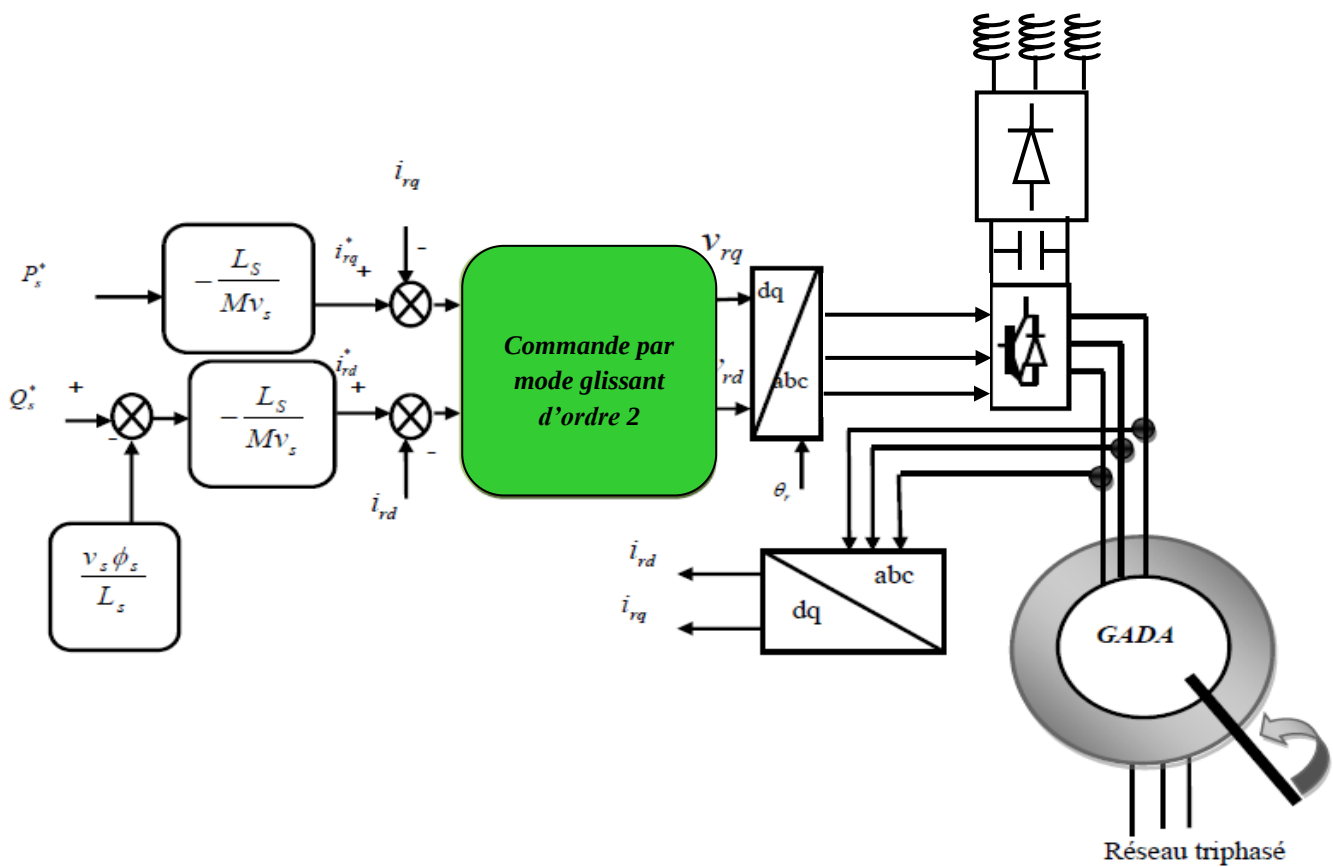


Figure (III.7) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant d'ordre 2 MG2.

III.8. Algorithme du super-Twisting

Cet algorithme a été développé pour l'asservissement de systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. Elle a été étudiée par Levant dans. Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande. Le Super-twisting n'utilise pas d'informations sur $\dot{s}$ & ceci peut être vu comme un avantage. Il est composé de deux parties, une partie discontinue U_2 et une partie continue U_1

L'algorithme du super-twisting s'écrit :

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{III-65})$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u \\ -a \cdot \text{sign}(s) \end{cases} \begin{cases} \text{si } |u| > u_M \\ \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III-66})$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(s) \\ -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(s) \end{cases} \begin{cases} \text{si } |u| > S_0 \\ \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III-67})$$

Avec α, λ, ρ vérifiant les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_m} & 0 < \rho < 0.5 \\ \lambda^2 \geq \frac{4 \cdot C_0 \cdot K_M (\alpha + C_0)}{K_{m^2} \cdot K_m (\alpha - C_0)} \end{cases} \quad (\text{III-68})$$

Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et en un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI. Si $S_0 = \infty$ on peut simplifier l'algorithme :

$$u = -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s) + u_2 \quad (\text{III-69})$$

Avec

$$\dot{u}_1 = -a \cdot \text{sign}(s)$$

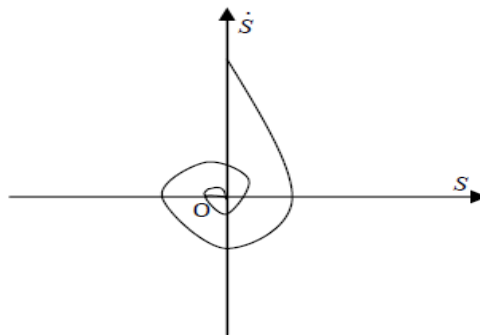


Figure (III-8) : Trajectoire de l'algorithme Super-Twisting dans le plan $(s, \dot{s})$

III.8.1. Application de l'algorithme Super-Twisting à la MADA

SMR est un contrôleur de structure variable basé sur un signal de contrôle discontinu qui commande les états du système vers des surfaces spéciales dans l'espace d'état. Ces surfaces sont choisies de manière pour que le système convergent vers les trajectoires souhaitées.

Dans la conception du IMG, une surface de glissement est d'abord défini comme

$$S = [S_{dr} S_{qr}] \quad (III-70)$$

Pour conduire les courants de rotor I_{dr} et I_{qr} des axes d et q à leur valeurs désirés I_{dr}^* et I_{qr}^* , les fonctions de commutation suivantes ont été sélectionnés

$$S_{dr} = e_{dr} + K_{dr1} \int_0^t e_{dr}(\tau) d\tau \quad (III-71)$$

$$S_{qr} = e_{qr} + K_{qr1} \int_0^t e_{qr}(\tau) d\tau \quad (III-72)$$

Où $e_{dr} = I_{dr}^* - I_{dr}$ et $e_{qr} = I_{qr}^* - I_{qr}$ sont les erreurs pour les Courants du rotor des axes d et q , respectivement, K_{dr1} et K_{qr1} sont les gains pour les intégrateurs qui travaillent pour avoir les erreurs nulles au régime permanent. Les fonctions de commutation dans (III-71), (III-72) sont celles pour IMG classique.

Les projections du système (III-71), (III-72) sur le sous-espace S sont dérivés comme suit

$$\frac{d}{dt} S_{dr} = -\frac{d}{dt} I_{dr} + K_{dr1} (I_{dr}^* - I_{dr}) \quad (III-73)$$

$$\frac{d}{dt} S_{qr} = -\frac{d}{dt} I_{qr} + K_{qr1} (I_{qr}^* - I_{qr}) \quad (III-74)$$

En substituant la forme de la représentation d'états et (III-71), (III-72) à (III-73) (III-74) et en réarrangeant, de la dynamique des variables de commutation peut être écrite comme

$$\frac{d}{dt} S = A + B U_r \quad (III-75)$$

Où

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{\sigma L_r} & -\omega_{slip} \\ \omega_{slip} & \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{\omega_{slip} L_m}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{dr1} (I_{dr}^* - I_{dr}) \\ K_{qr1} (I_{qr}^* - I_{qr}) \end{bmatrix} \quad (III-76)$$

$$B = -\frac{1}{\sigma L_r} \quad (\text{III-77})$$

$$U_r = \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III-78})$$

La fonction Lyapunov est choisie comme suit

$$V = \frac{1}{2} S^T S \geq 0 \quad (\text{III-79})$$

La dérivée temporelle de V est donnée par

$$\frac{d}{dt} V = S^T \frac{d}{dt} S = S^T (A + B U_r) \quad (\text{III-80})$$

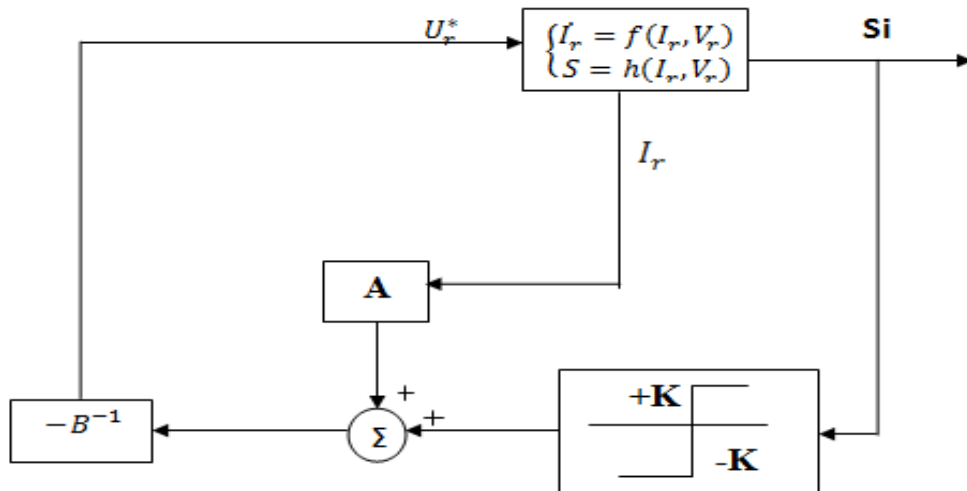
Pour avoir un dérivé négative de V , la loi de contrôle U_r^* est choisi comme

$$U_r^* = -B^{-1} \left(A + \begin{bmatrix} K_{dr} & 0 \\ 0 & K_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_{dr}) \\ \text{sign}(S_{qr}) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{III-81})$$

où K_{dr} et K_{qr} sont des gains positifs Le diagramme pour le IMG est montré à Figure(III.9).

Pour montrer que le IMG est asymptotiquement stable, on peut remplacer (III-80) par (III-81) et réorganiser comme suit :

$$\frac{d}{dt} V = S^T \frac{d}{dt} S = -S^T \begin{bmatrix} K_{dr} & 0 \\ 0 & K_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_{dr}) \\ \text{sign}(S_{qr}) \end{bmatrix} \quad (\text{III-82})$$



Figure(III.9) :Schéma fonctionnel du IMG

Puisque K_{dr} , K_{qr} , $S_{dr} \text{sign}(S_{dr})$ et $S_{qr} \text{sign}(S_{qr})$ sont tous positifs, il est évident que $\frac{d}{dt}V$ est défini négatif et que le IMG est stable

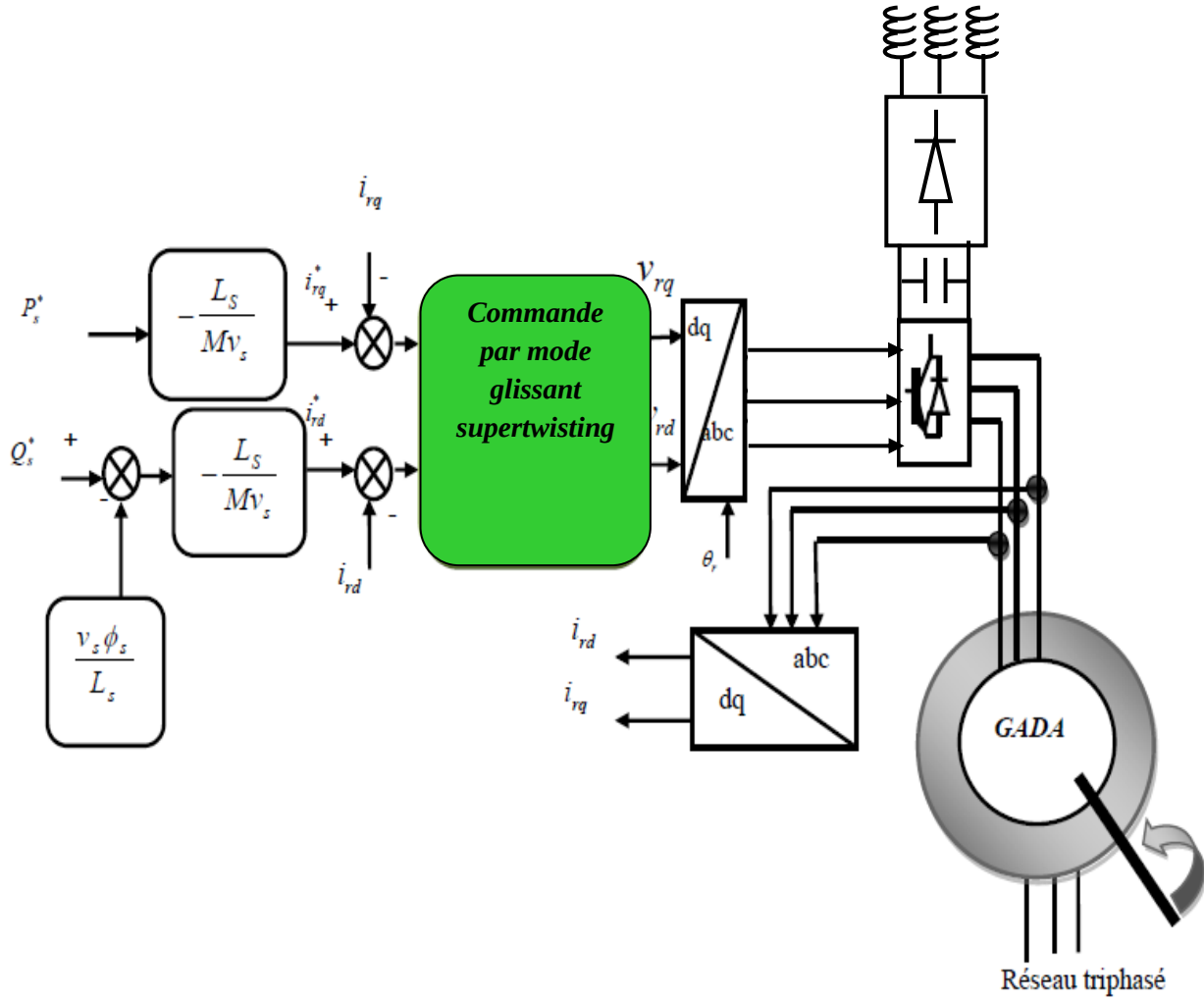


Figure (III.10) : Schéma bloc de régulation des puissances active et réactive par mode glissant supertwisting (IMG)

III.9. Résultats de Simulation

A l'aide de logiciel MATLAB/SIMULINK , on a réalisé le simulation des commandes décrites dans la figure(III.5) avec les trois stratégies de commande utilisées dans notre mémoire (régulateur à mode glissant classique, régulateur à mode glissant d'ordre deux et régulateur à mode glissant utilisant l'algorithme super twisting).

Les figures suivant montrent les performances de chaque méthode face aux variations de profile de vent qui prend les valeurs 7, 9 et 11 m/s aux instants 0, 15, et 30 s respectivement:

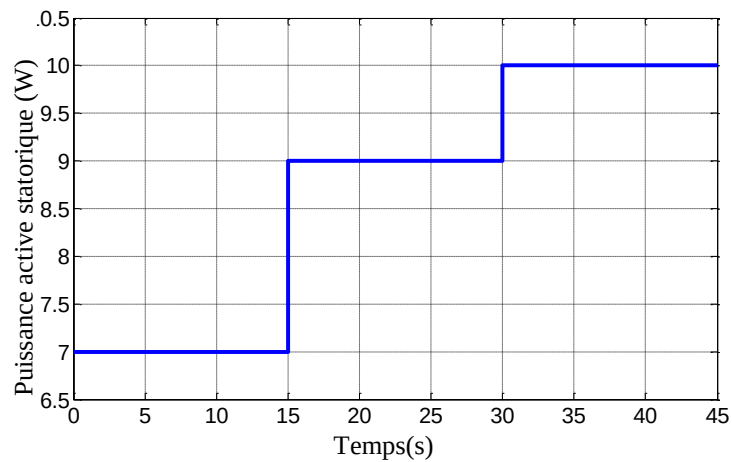
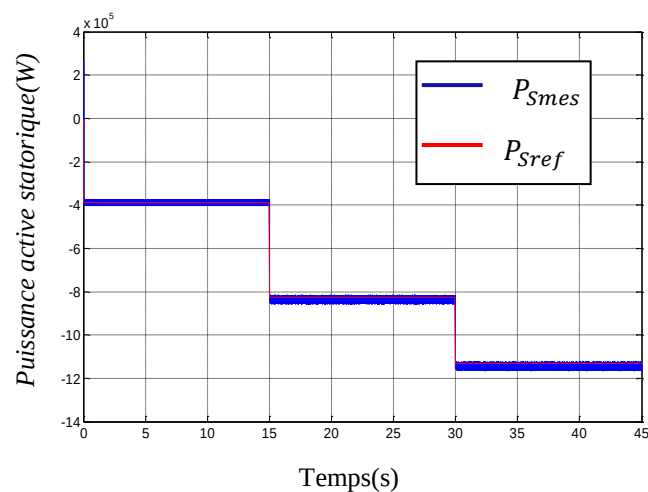
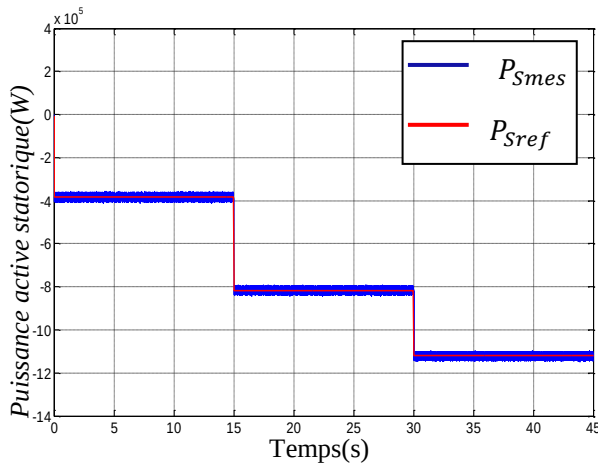


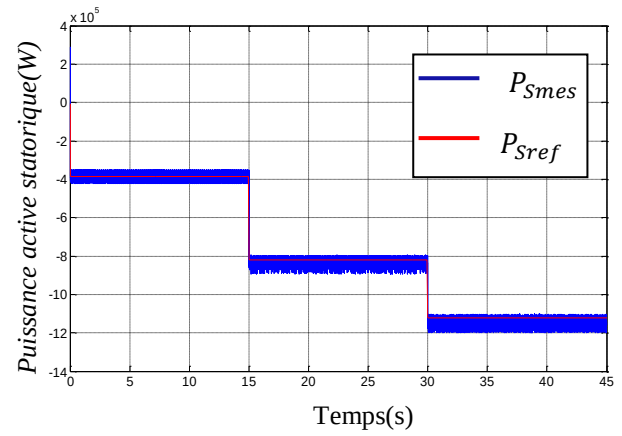
Figure (III.11): Profile du vent appliqué.



12(a) Avec MG ordre deux contrôleur



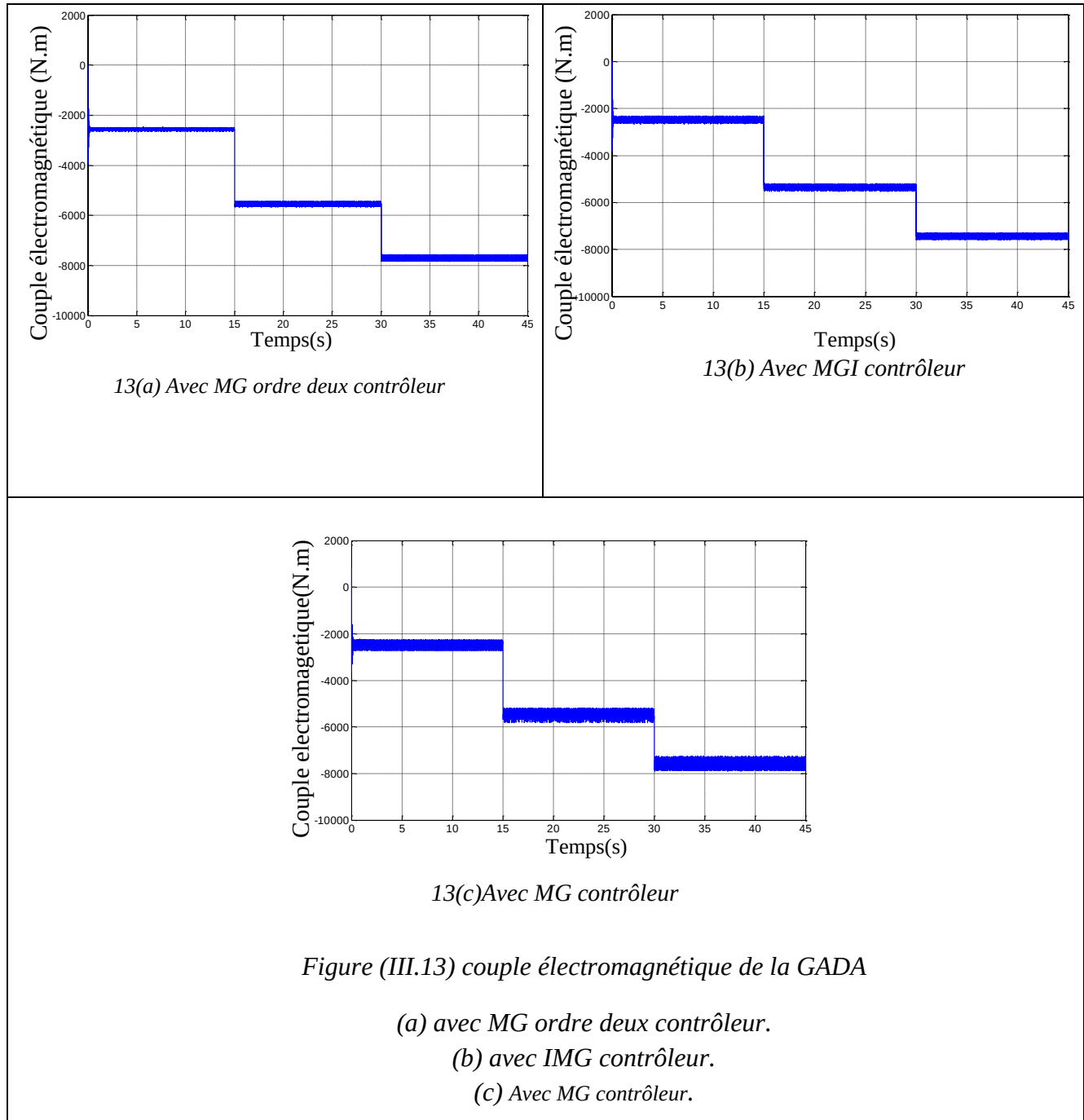
12(b) Avec IMG contrôleur



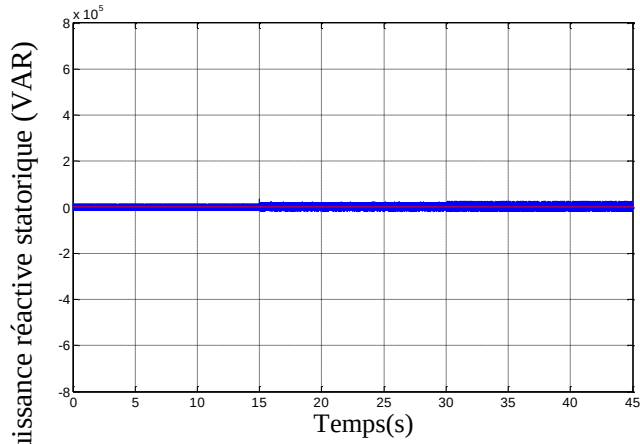
12(c) Avec MG contrôleur

Figure(III.12). La puissance active statorique injectée au réseau
 (a) avec MG ordre deux contrôleur.
 (b) avec IMG contrôleur super twisting.
 (c) Avec MG contrôleur.

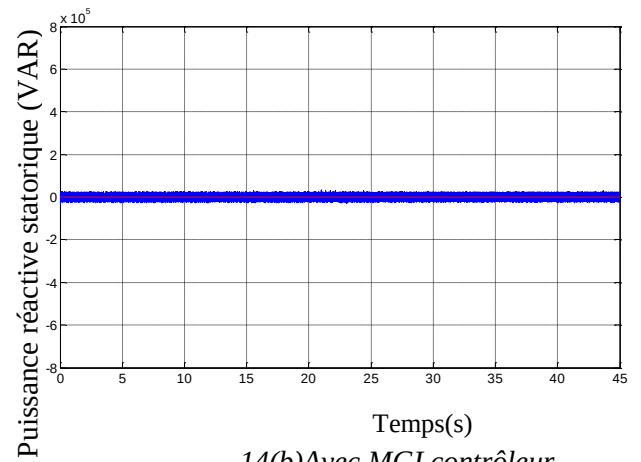
La figure (III.12) présente la puissance active statorique avec des trois type de contrôleurs la figure III.9(a) avec les contrôleurs MG classique, MG ordre 2 et MG avec technique de mode glissant intégré (supertwisting) é. Dans les trois régulateurs la puissance active suit sa référence- la puissance extraite par l'algorithme MPPT- avec une bande de chatterring ,obtenue dans les cas des régulateurs MG 2 et IMG, légèrement réduit par rapport à celui des régulateurs à mode glissant.



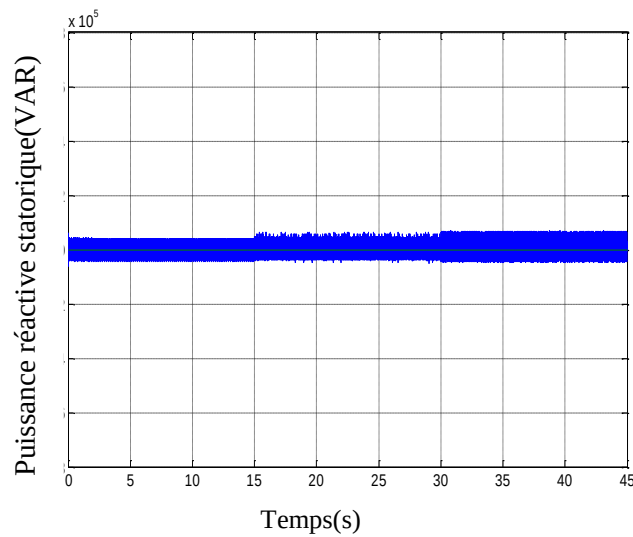
La figure (III.13) présente le couple électromagnétique avec des trois type de contrôleurs. Ce qu'on a dit pour la puissance active on peut le dire aussi pour le couple électromagnétique du GADA, toute variation de la vitesse du vent provoque une variation similaire du couple électromagnétique.



14(a) Avec MG ordre deux contrôleur



14(b) Avec MGI contrôleur



14(c) Avec MG contrôleur

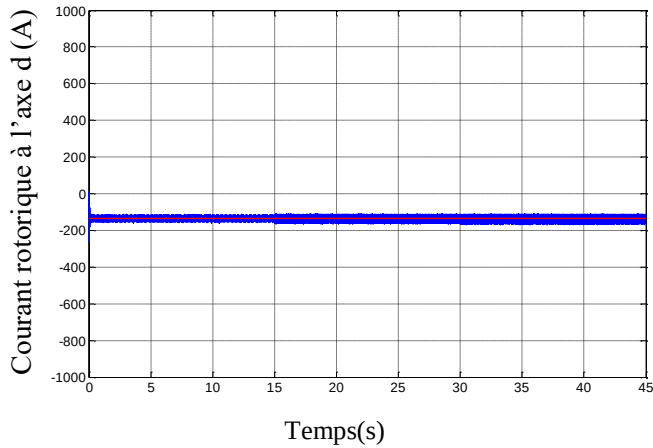
Figure (III.14) puissance réactive statorique injectée au réseau

(a) avec MG ordre deux contrôleur.

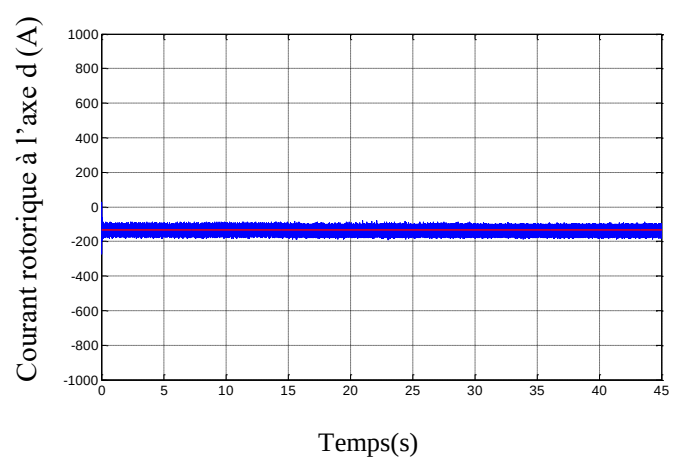
(b) avec IMG contrôleur.

(c) Avec MG contrôleur

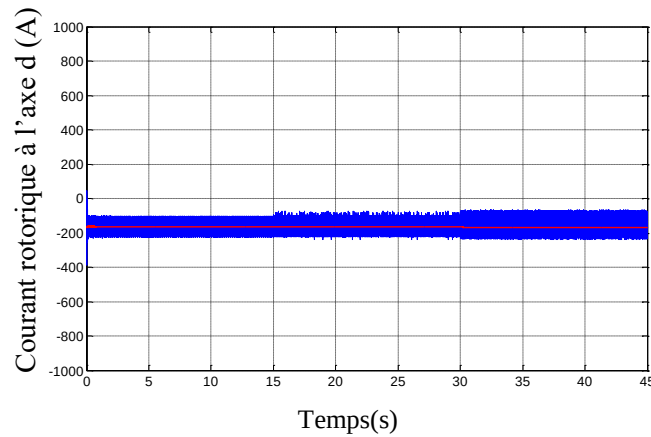
Pour améliorer la qualité d'énergie injectée au réseau électrique, la facteur de puissance doit contrôler strictement. Pour le faire la puissance réactive a été contrôlé séparément a la puissance active, et maintenue a une valeur nulle pour garder une facteur de puissance unitaire (pour le cas)



15(a) Avec MG ordre deux contrôleur



15(b) Avec MGI contrôleur



15(c) Avec MG contrôleur

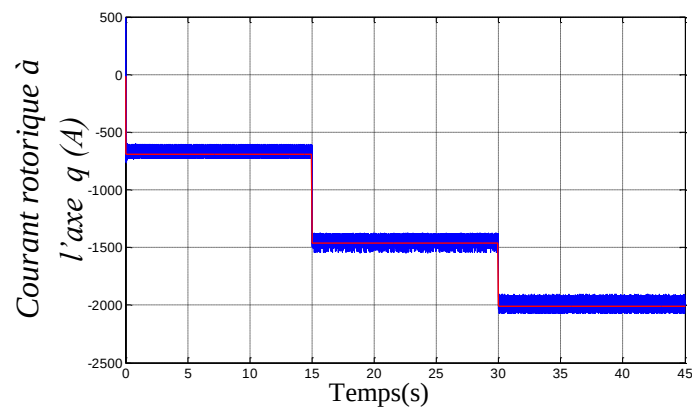
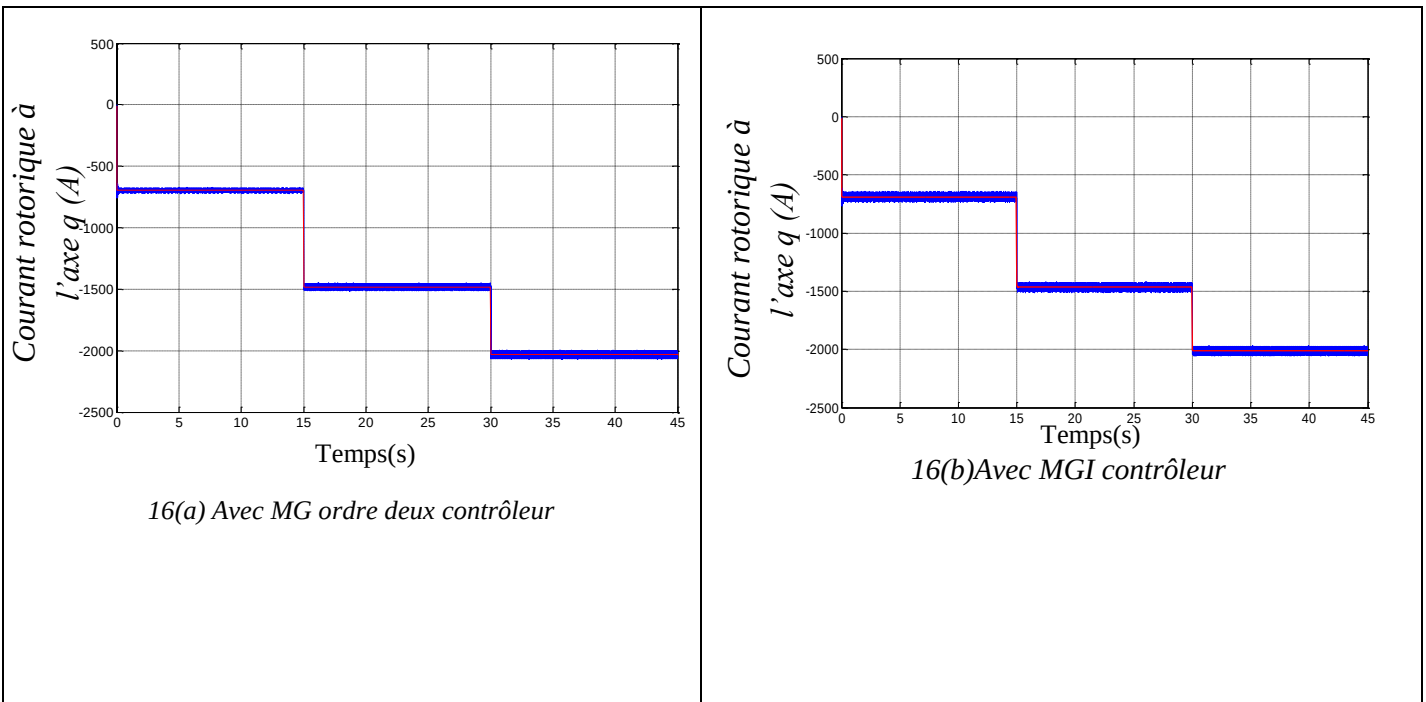
Figure (III.15) Courant statorique sur l'axe direct

(a) avec MG ordre deux contrôleur.

(b) avec IMG contrôleur.

(c) Avec MG contrôleur

Les deux composants de courant rotorique sont présentés respectivement dans la figure (III.15) et la figure (III.16). D'après leurs allures on a constaté que le courant rotorique sur l'axe direct est l'image de la puissance réactive de stator, figure (III.15), et le courant sur l'axe quadrature est celle de la puissance active, figure (III.16). On conclut que les trois régulateurs assurent un parfait découplage entre les deux axes (entre la puissance active et puissance réactive) en régime permanent. Mais pour le régulateur MG classique qu'il présente un peu de chattering vue à la bande $ref \pm \varepsilon$. Par contre les régulateurs à mode glissant (MG 2 et IM), ce phénomène est diminué, grâce à ses algorithmes de minimiser ce phénomène.



16(c) Avec MG contrôleur
Figure (III.16) Courant rotorique à l'axe quadrature

(a) avec MG ordre deux contrôleur.

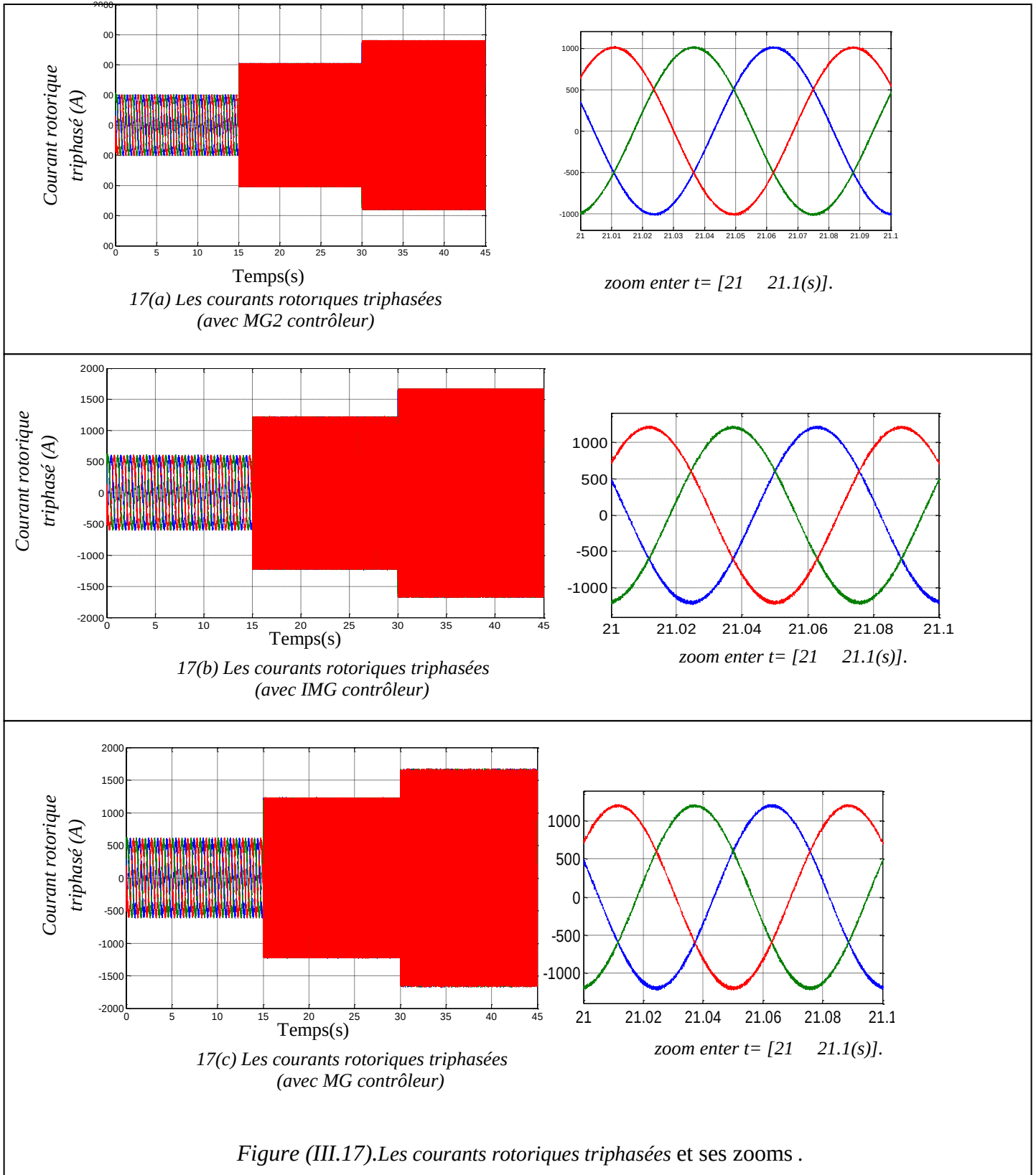
(b) avec IMG contrôleur.

(c) Avec MG contrôleur

Toute augmentation de la vitesse de vent engendre une augmentation de la puissance
Toute augmentation de la vitesse de vent engendre une augmentation de la puissance extraite, la stratégie de commande doit suivre cette augmentation par une augmentation du courant du rotor.

La figure (III.17) les allures du courant rotorique l'hors de changement du profile du vent pour les trois régulateurs. Et pour prouver la qualité des signaux, la figure III.17, III.18 et III.19 montre respectivement les spectres des harmoniques du courant rotorique par phase en utilisant les trois régulateurs. Cette analyse donne comme résultat une valeur de THD=3.51

pour le régulateur MG, une valeur de THD= 3.53 pour le régulateur MG 2, et une valeur de THD=3.17 pour le régulateur IM.



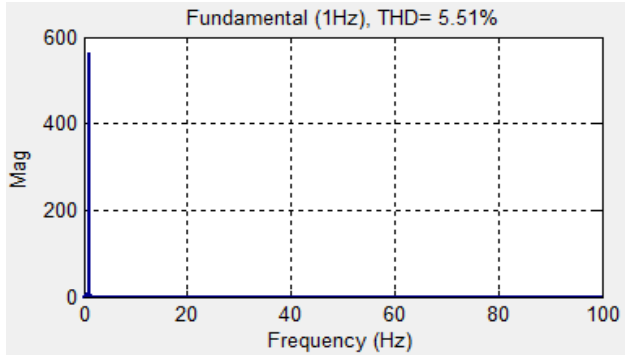
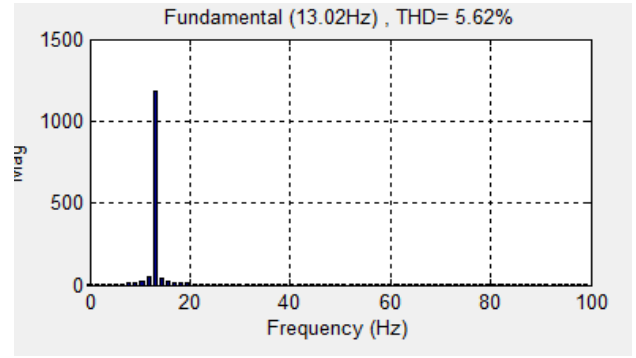
(a) Avec $v=7\text{m/s}$ (b) Avec $v=9\text{m/s}$

Figure (III.18) Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MG classique).

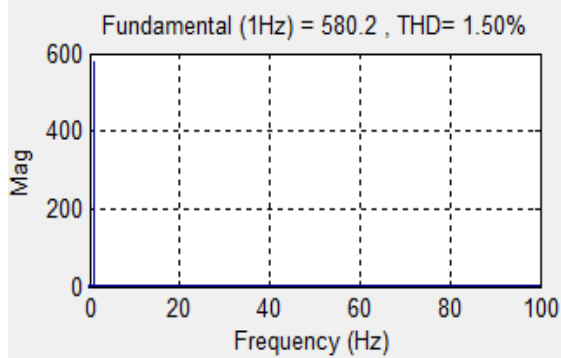
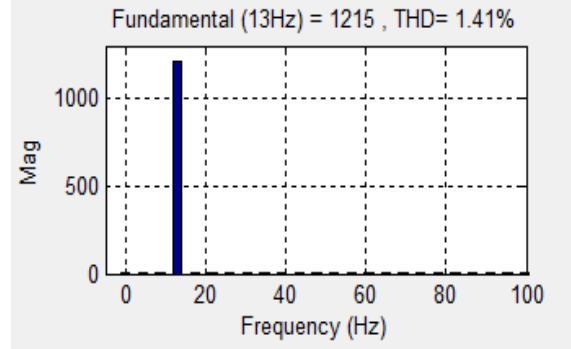
(a) Avec $v=7\text{m/s}$ (b) Avec $v=9\text{m/s}$

Figure (III.19). Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de MG 2).

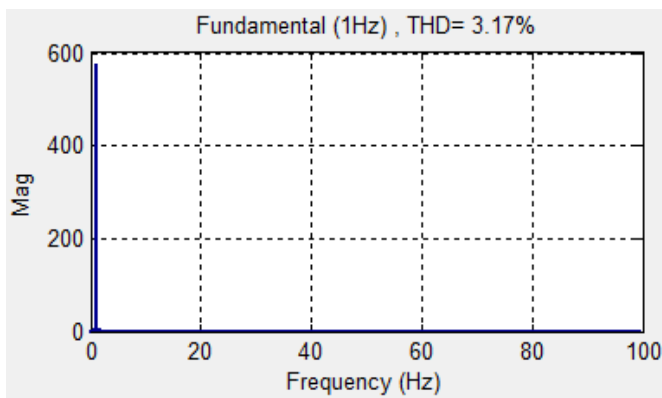
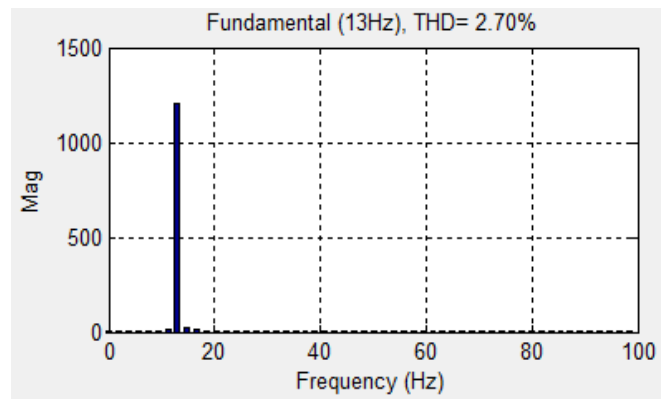
(a) Avec $v=7\text{m/s}$ (b) Avec $v=9\text{m/s}$

Figure (III.20). Spectre d'harmoniques d'une phase du courant rotorique (dans le cas de mode glissant intégré IMG).

III.10.Conclusion

Un régulateur à mode glissant est caractérisé par sa robustesse, rapidité et simplicité de la mise au œuvre. la conception de ce réglage passe par trois étapes :

- ✓ Le choix des surfaces de glissement ;
- ✓ La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- ✓ La détermination de la loi de commande.

Le chapitre celui ,a été devise en deux partie , le une des deux , c'est une étude technique de la commande par mode glissant classique , qui présenter un conversion majeur phénomène de chattering .pour éliminer ce phénomène , on a proposé deux méthodes :

- ✓ utilisation des ordre supérieur de mode de glissant « pour notre cas $r=2$ »
- ✓ utilisation de algorithme « supertwisting »au bien mode glissant intégré .

La deuxième partie c'est la simulation .

Le trois régulateur offrent une grande robustesse aux variation paramétrique de MG2 et MG supertwisting minimise le phénomène de chattering

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'exploitation des énergies renouvelables nécessite une grande maîtrise de la technologie, le choix de la machine utilisée et sa contrôle qui a devenu indispensable, les convertisseurs d'électronique des puissances et leur performance qui affecte la qualité d'énergie envoyée au réseau électrique et le cout initiale qu'il n'est plus disponible à n'importe pays.

Dans le contexte des énergies renouvelables, l'énergie éolienne prends aujourd'hui la part de lion dans l'attention des chercheurs et même des constructeurs, à cause de sa gamme de la puissance qu'il se trouve lieu entre les besoin des personnes, quelque **kilowatt**, jusqu'à besoin des entreprises, **dizaine de mégawatt**. un état de l'art de la génération éolienne est présenté dans le premier lieu, on rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie.

Parmi les machine utilisée dans les systèmes éoliens ; on a choisis la machine asynchrone à double alimentation. Cette machine permet de travailler à vitesse variable et offre une grande puissance éolienne. Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons établi un modèle de la chaîne de conversion de l'éolienne basée sur la machine asynchrone à double alimentation. Dans ce modèle, le stator de la machine est connecté directement au réseau électrique, et le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire des convertisseurs électroniques bidirectionnels en courant.

Dans le contexte de la commande on a choisis une commande prometteuse, une commande a structure variable, robuste et simple à implémenter.

Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporté des améliorations remarquables. En générale, le régulateur par mode de glissement d'ordre supérieur offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. Aussi ; l'algorithme super twisting offre une bonne amélioration au régulateur à mode glissant. Elle minimise le chattering.

L'ensemble de ces travaux peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble chaîne de conversion éolienne –réseau de distribution parmi les perspectives futures suivantes :

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique flou, réseaux de neurones, synergétique...etc
- Utilisation de la logique floue avec le mode glissant (mode glissant floue).

Annexe

Annexe

Eolienne WEST WIND 3kW :

Diamètre du rotor R	3.5 m
pales	3 pales en fibre de verre renforcées
Puissance nominale	2500 W/ 3000W
Vitesse du vent nominale	14 m/s
Vitesse de démarrage	4 m/s
Plage de vitesse	2.5 /29 m/s
Vitesse de survie	60 m/s
Vitesse de rotor nominale	120/900 tr/min
génératrice	Asynchrone, synchrone
protection	Protection automatique par effacement latéral progressif+frein manuel
poids	190 kg

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation :

Donné de la première machine à induction double alimentée :

Résistance du stator	R_s	= 0.012 Ω
Résistance du rotor	R_r	= 0.021 Ω
Inductance propre du stator	L_s	= 0.0137H
Inductance propre du rotor	L_r	= 0.0136 H
Inductance mutuelle	M	= 0.0135 H
Moment d'inertie	J	=0.1 kg.m ²
Coefficient de frottement	f	= 0.0024 Nm.s/rd

Référence
Bibliographiques

Référence Bibliographiques

Chapitre I

- [1] A. BOYETTE, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique,
- [2] P-E. VIDAL, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse. 12/2004.
- [3] P-E. VIDAL, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse. 12/2004.
- [4] GEORGES SALLOUM « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2007.
- [5] FREDERIC POITIERS, « Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes 19-12 -2003.
- [6] H. CAMBLONG, « Minimisation de l'impact des perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable », Thèse de Doctorat d'Etat en Automatique. Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2003.
- [7] B. ROBYNS, P. BASTARD, « Production décentralisée d'électricité : contexte et enjeux techniques », Revue 3EI, n°39, décembre 2004, pp.5-13.
- [9] SAID DRID, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : Théorie et Expérimentation », Thèse doctorat, l'Université de Batna, Algérie 2005.
- [8] A.Dendouga, "Contrôle de Puissance Active et Réactive de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (DFIG) ". Mémoire de Magister Université de Batna , 2010 .

Chapitre II

- [1] Merabetsalaheddine , «Commande à mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation »Soutenue publiquement à Ain el Beida le : Juin 2017Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi –
- [2].Armand BOYETTE ,« Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne » 'Thèse de doctorat l'Université Henri Poincaré,Nancy 2009I

- [3] 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'sila ,2005.
- [4] 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, Nantes, France, 2003.
- [5] 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'sila ,2005.
- [6] CARON.J.P et HAUTIER.J.P, "Modélisation et commande de la machine asynchrone" Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [7] Corinne Duboise, livre « guide de l'éolien, technique et pratique » Département de Génie Electrique Spécialité Electrotechnique, 2007
- [8] S. Elaimani « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de doctorat à l'école centrale de Lille et l'université des sciences et de la technologie de Lille, 2004.
- [9] Karim Belmokhtar, Mamadou Lamine Doumbia « Modélisation et commande d'un système éolien à base de machine asynchrone à double alimentation pour la fourniture de puissances au réseau électrique » Quatrième Conférence Internationale sur le Génie Electrique CIGE' 10- 03-04 Novembre 2010, Université de Bechar, Algérie, IEEE
- [10] H. BÜHLER, Electronique de puissance, Traité d'électricité, d'électronique et d'électronique, vol XV, 2ème édition Georgi, 1981.
- [11] hTOUAL Belkacem « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable » République Algérienne Soutenu le 17/10/2010,

Chapitre III

- [1] D. Hamdi Naouel, « Commande à mode glissant de la machine asynchrone à double Alimentation », Mémoire de fin d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master à Ain el Beida le Juin 2017
- [2] M. KERCHA, « Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant Permanent », Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.

- [3] SAIBI. A, MAHMOUDI.M .O .H, L. NAZLI, “Commande par mode de glissement d’une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs `a MLI `a trois niveaux” 4th International Conference on Electrical Engineering, CEE’06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 November 2006.
- [4] SLOTINE J. J. HEDRICK J. K. MIZAWA E. A. “ On sliding observer for nonlinear Systems”. Jour. Dynam. Syst. Measur. Control, Vol.109-245, 1987.
- [5] SABANOVIC A. BILALOVIC F.“Sliding modes control of AC motor drive”. IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.25, N°.1, pp.70-75, 1989.
- [6] M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO,“Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives,” IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.
- [7] I. DEGHBOUDJ, «Commande des système non linéaires par mode glissant d’ordre supérieur», Université Constantine1, 2013.
- [8] Tapia, G., Tapia, A., Ostolaza, J.X.: ‘Two alternative modeling approaches for the evaluation of wind farm active and reactive power performances’, IEEE Trans. Energy Convers., 2006, 21, (4), pp. 909–920
- [9] Slotine, J.-J. E., & Li, W « AppliedNonlinear Control», London: Practice- Hall, Inc. 1991..
- [10] Utkin, V.I.: ‘Sliding mode control design principles and applications to electric drives’, IEEE Trans. Ind. Electron., 1993, 40, (1), pp. 23–36
- [11] Utkin, V., Guldner, J., Shi, J.: ‘Sliding mode control in electromechanical systems’ (Taylor & Francis, 1999, 2nd edn.)
- [12] Labani Zineb,Ouzene kheira “ Commande par mode glissant d’ordre supérieur d’une machine asynchrone à double alimentation intégrée dans un système éolien” Uni v e r s i t é Dr . Taha r Moul a y de Sa ïd a . Soutenu le 20/06/2017