

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم : الهندسة الكهربائية
المرجع :

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du diplôme de
Magister en : Electrotechnique

Option : Energies Renouvelables

**Simulation de la commande vectorielle par régulateurs
à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une
machine asynchrone à double alimentation**

Présenté par :
Bennour Cherif

Soutenu publiquement le 19/11/2012

Devant le jury composé de :

Pr. Achour BETKA	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Amor BOUREK	Maître de Conférences 'A'	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Abdelhamid BENAKCHA	Maître de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra
Dr. Arezki MENACER	Maître de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire de génie électrique de l'université de Biskra (LGEB)

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Amor BOUREK**, maître de conférences de l'université de Biskra, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements distingués vont à Monsieur **Achour BETKA**, professeur de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie vivement Monsieur **Abdelhamid BENAÏCHA**, maître de conférences de l'université de Biskra, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur **Arezki MENACER**, Maître de conférences de l'université de Biskra pour avoir accepté d'examiner ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.*

Enfin je remercie tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

ملخص:

هذا العمل يعالج إشكالية التحكم بإستراتيجية النمط الانزلاقي و تطبيقها في نظام تحويل الطاقة الهوائية الذي يحتوي على ماكينة لامتزامنة ذات تغذية مزدوجة (الساكن موصول مباشرة بالشبكة اما الدوار فبواسطة مقوم على التسلسل مع منوب). هذه التقنية وجدت فعاليتها في تغير بنية الانظمة باستخدامها لقانون المراقبة غير الخطية. و الهدف من ذلك هو تطبيق هذه الإستراتيجية للتحكم في تبادل القدرة الفعالة و القدرة الرجعية للساكن بتغذية الدوار بواسطة محول ثنائي الاتجاه. نتائج المحاكاة العددية التي تم الحصول عليها تظهر الاهتمام المتزايد من هذا التحكم في أنظمة الطاقة.

كلمات مفتاحيه: ماكينة لامتزامنة ذات تغذية مزدوجة، النمط الانزلاق ي، التحكم الشعاعي، التحكم في القدرة.

Résumé :

Ce travail présente une technique de commande par mode glissant appliquée au système de conversion d'énergie éolienne équipée d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Cette technique trouve sa plus forte justification aux problèmes d'incertitudes du modèle par l'utilisation d'une loi de commande non linéaire. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler l'échange des puissances active et réactive générées par la machine asynchrone avec le réseau en agissant sur les signaux rotoriques via un convertisseur bidirectionnel. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes électriques.

Mots clés : génératrice asynchrone à double alimentation, mode glissant, commande vectorielle, contrôle des puissances

Abstract:

This work present a technique of sliding mode control applied to the system of wind energy conversion equipped with a doubly-fed induction generator. This technique finds its strongest justification for model uncertainty problems by using a nonlinear control law. The goal is to apply this command to control the exchange of active and reactive power generated by the doubly-fed induction generator with the network acting on the rotor signals via a bidirectional converter. The numerical simulation results obtained show the growing interest of such a control in electrical systems.

Keywords: doubly-fed induction generator, sliding mode, oriented flux control, power control.

symbole

V	: Vitesse du vent
$P(V)$: Densité de probabilité de la vitesse du vent
k	: Facteur de forme de la courbe $P(V)$
C	: Facteur d'échelle de la courbe $P(V)$
V_{moy}	: Vitesse moyenne du vent
f_0	: Fréquence des vents clams
V_1	: Vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur
V_2	: Vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur
ρ	: Masse volumique de l'air
S	: Surface balayée par les pâles
P_m	: Puissance extraite du vent
P_{mt}	: Puissance totale du vent
C_p	: Coefficient de puissance
R	: Rayon des pales
Ω_1	: Vitesse de rotation avant le multiplicateur
Ω_2	: Vitesse de rotation après multiplicateur
P_n	: Puissance nominale
V_n	: Vitesse nominale du vent
V_{est}	: Vitesse du vent estimée
$\Omega_{t.est}$: Vitesse de rotation estimée de la turbine
$C_{g.est}$: Couple estimé de la turbine
V_{max}	: Vitesse maximale du vent
V_{min}	: Vitesse minimale du vent
β	: Angle de calage
Ω_{opt}	: Vitesse de rotation optimale de la génératrice
Ω_{min}	: Vitesse de rotation minimale de la génératrice
Ω_{max}	: Vitesse de rotation maximale de la génératrice
λ	: Vitesse spécifique
λ_{opt}	: Vitesse spécifique optimale
ΔP	: Variation de puissance
ΔV	: Variation de la vitesse de vent
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_{aer}	: Couple aérodynamique avant multiplicateur
C_g	: Couple mécanique après multiplicateur
C_{em-ref}	: Couple électromagnétique de référence
Ω_{ref}	: Vitesse de rotation de référence
Ω_r	: Vitesse de rotation de la machine
Ω_t	: Vitesse de rotation de la turbine
$F(s)$: fonction de transfert du régulateur de vitesse
J	: moment d'inertie totale

J_m	: moment d'inertie de la machine
J_t	: moment d'inertie de la turbine
$\lambda_{cp-\max}$: Vitesse spécifique correspondant à Cp_{\max}
C_r	: Couple résistant dû au frottement
$V_0(t)$: Vitesse du vent en un point
$V(t)$: Vitesse du vent lentement variable
$V_t(t)$: Vitesse du vent turbillant
L_v	: Echelle de longueur de la turbulence
σ_v	: Ecart type de la turbulence
K_σ	: Coefficient d'intensité de la turbulence
C_t	: Coefficient de couple
f_m	: Coefficient de frottement de la machine
f_t	: Coefficient de frottement de la turbine
V_{s-abc}	: Tensions simples du stator de la MADA
V_{r-abc}	: Tensions simples du rotor de la MADA
I_{s-abc}	: Courants du stator de la MADA
I_{r-abc}	: Courants du rotor de la MADA
ϕ_{s-abc}	: Flux statorique de la MADA
ϕ_{r-abc}	: Flux rotorique de la MADA
R_s	: Résistance d'une phase due stator
R_r	: Résistance d'une phase du rotor
L_s	: Inductance propre d'une phase du stator
L_r	: Inductance propre d'une phase du rotor
M_{ss}	: Inductance mutuelle entre phases du stator
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre phase du stator et du rotor
M_{rr}	: Inductance mutuelle entre phases du rotor
M	: Inductance mutuelle maximale
n_p	: Nombre de paires des pôles
V_{ds}, V_{qs}	: Composantes de la tension statorique respectivement suivant l'axe d et q
V_{dr}, V_{qr}	: Composantes de la tension rotorique respectivement suivant l'axe d et q
I_{ds}, I_{qs}	: Composantes du courant statorique respectivement suivant l'axe d et q
I_{dr}, I_{qr}	: Composantes du courant rotorique respectivement suivant l'axe d et q
ϕ_{qs}, ϕ_{qs}	: Composantes du flux statorique respectivement suivant l'axe d et q
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	: Composantes du flux rotorique respectivement suivant l'axe d et q
$[P(\theta)]$: Matrice de transformation directe de PARK
$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice de transformation inverse de PARK
ω_{coord}	: Vitesse de rotation du repère de PARK
ω_s	: Vitesse électrique du champ tournant
ω_r	: Vitesse électrique du rotor

ω_{gl}	: Vitesse angulaire du glissement
V_{abc}	: Tensions efficaces de la ligne
R_l	: Résistance de la ligne
L_l	: Inductance de la ligne
S_{abc}	: Etat des interrupteurs de l'onduleur
U_{dc}	: Tension aux bornes du bus continu (tension redressée)
P_s	: Puissance active statorique
Q_s	: Puissance réactive statorique
P_r	: Puissance active rotorique
Q_r	: Puissance réactive rotorique
P_{s-ref}	: Puissance active de référence statorique
Q_{s-ref}	: Puissance réactive de référence statorique
$S(x)$: Surface de glissement d'une variable à réguler
$\dot{S}(x)$: Dérivé de la surface de glissement d'une variable à réguler
$V(x)$: Fonction de Lyapunov
$S(P)$: Surface de glissement pour puissance active
$S(Q)$: Surface de glissement pour puissance réactive
$e(x)$: Erreur entre la référence et la variable à réguler
r	: Degré relatif de la surface de glissement
u_n	: Commande discontinue
u_{eq}	: Commande équivalente
f_s	: Fréquence statorique
f_r	: Fréquence rotorique
g	: Glissement
G	: Gain du multiplicateur
RMG	: régulateur à mode glissant

Sommaire :

<i>Introduction générale</i>	<i>1</i>
<i>Chapitre 01 : conversion de l'énergie éolienne : principe et modélisation des turbines</i>	
<i>1. Introduction</i>	<i>3</i>
<i>2. Historique</i>	<i>3</i>
<i>3. Descriptif et qualité de l'énergie éolienne</i>	<i>4</i>
<i>3.1 Définition de l'énergie éolienne</i>	<i>4</i>
<i>3.2 Origine du Vent</i>	<i>4</i>
<i>3.3 Caractéristique horizontale du vent</i>	<i>4</i>
<i>3.3.1 Distribution de Weibull</i>	<i>5</i>
<i>3.3.2 Distribution hybride de Weibull</i>	<i>5</i>
<i>3.3.3 Distribution de Rayleigh</i>	<i>6</i>
<i>4. Les différents types d'éoliennes</i>	<i>6</i>
<i>4.1 Eoliennes à axe horizontal</i>	<i>6</i>
<i>4.2 Eoliennes à axe vertical (VAWT)</i>	<i>7</i>
<i>5. Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal</i>	<i>7</i>
<i>6. Energie cinétique du vent et conversion en énergie mécanique</i>	<i>9</i>
<i>6.1 Loi de Betz – notions théoriques</i>	<i>9</i>
<i>6.2 Production d'énergie mécanique</i>	<i>11</i>
<i>7. Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne</i>	<i>12</i>
<i>7.1 Le système « pitch »</i>	<i>12</i>
<i>7.2 Le système « stall »</i>	<i>13</i>
<i>7.3 Production optimale d'énergie</i>	<i>14</i>
<i>8. Les différents types d'MPPT éoliens</i>	<i>14</i>
<i>8.1 Maximisation de la puissance sans la connaissance de la courbe caractéristique de la voilure</i>	<i>15</i>
<i>8.2 Maximisation de la puissance avec connaissance de la courbe caractéristique de la voilure</i>	<i>15</i>
<i>8.3 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse</i>	<i>15</i>
<i>8.4 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse</i>	<i>16</i>
<i>9. Types des machines électriques</i>	<i>16</i>
<i>9.1 Génératrices asynchrones à cage</i>	<i>17</i>
<i>9.2 Machines asynchrones à double alimentation (MADA)</i>	<i>18</i>
<i>9.3 Génératrices synchrones</i>	<i>19</i>
<i>10. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne</i>	<i>20</i>
<i>11. Modélisation de la partie mécanique de la chaîne de conversion</i>	<i>21</i>
<i>11.1 Modélisation de la vitesse du vent</i>	<i>21</i>
<i>11.1.1 Expression du vent en un point fixe</i>	<i>21</i>
<i>11.1.2 Filtre spatial</i>	<i>22</i>
<i>11.2 Modèle de la turbine</i>	<i>24</i>
<i>11.2.1 Modélisation de l'arbre de la machine</i>	<i>25</i>
<i>11.2.3 Modélisation du multiplicateur</i>	<i>25</i>
<i>12. Conclusion</i>	<i>26</i>

**Chapitre 02 : Etude et modélisation de la machine
asynchrone à double alimentation**

1. Introduction	27
2. Structure de la machine	27
3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation	27
4. Classification des machines à double alimentation	28
5. Domaine d'application de la MADA	29
5.1 Fonctionnement moteur pour applications industriels	29
5.1.1 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	30
5.1.2 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur	30
5.2 Systèmes de génération éolienne à vitesse variable	31
6. Différentes structures d'alimentation de la MADA dans les systèmes éoliens	32
6.1 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless »	32
6.2 MADA à énergie rotorique dissipée	32
6.3 Structure de kramer	33
6.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	33
6.5 Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur	34
6.6 Convertisseur Matriciel	34
7. Mode de fonctionnement de la MADA	35
7.1 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone	35
7.2 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone	35
7.3 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone	36
7.4 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone	36
8. Modélisation de la machine à double alimentation	37
8.1 Hypothèses simplificatrices	37
8.2 Modèle de la MADA dans le repère abc	37
8.3 Changement de repère	40
8.3.1 Transformation de Park	40
8.3.2 Equations électriques et magnétiques dans le système d'axe (d, q)	41
8.4 Choix du référentiel	42
8.5 Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant	42
8.6 Mise sous forme d'équations d'état	44
9. Simulation de la machine asynchrone a double alimentation	44
10. Modélisation de l'alimentation de la MADA commandée par le rotor	48
10.1 Structure générale du redresseur MLI	49
10.1.1 Principe de fonctionnement en redresseur MLI	50
10.1.2 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé..	51
10.1.2 Résultats de simulation	53
10.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI	53
11. Conclusion	55

**Chapitre 03 : contrôle de la puissance active et réactive
par des régulateurs PI**

1. Introduction	56
2. Principe de la commande vectorielle	57
3. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique	57
3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé	58
4. Résultats de simulation	61

4.1 Essai 01 : fonctionnement à vitesse fixe	61
4.1.1 Interprétation des résultats	64
4.2 Essai du fonctionnement en MPPT	64
4.2.1 Stratégie MPPT	64
4.2.2 Résultats de simulation	65
4.2.3 Interprétation des résultats	68
5. Conclusion	68

**Chapitre 04 : contrôle de la puissance active et réactive
par des régulateurs à mode glissant**

1. Introduction	69
2. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	69
3. Conception de la commande par mode de glissement	70
3.1 Choix des surfaces de glissement	71
3.2 Conditions de convergence	70
3.3 Fonction de Lyapunov	72
4. Détermination de la loi de commande	72
4.1 La commande équivalente	72
4.2 La commande discontinue de base	74
5. Utilisation du RMG pour le contrôle de la puissance active et réactive de la MADA	76
5.1 Contrôle de la puissance active	77
5.2 Contrôle de la puissance réactive	77
5.3 Calcul des paramètres K_{vqr} et K_{vdr}	78
6. Résultats de simulation	80
6.1 Essai de fonctionnement à vitesse fixe	80
6.1.1 Interprétation des résultats	82
6.2 Essai de fonctionnement en MPPT	82
6.2.1 Interprétation des résultats	85
7. Comparaison entre la commande par régulateur PI et RMG	86
7.1 Variation de la résistance rotorique	87
7.2 Variation de la vitesse du vent	88
8. Conclusion	89

Conclusion générale	90
---------------------------	----

Annexe

Bibliographie

Liste des figures :

Fig.1.1: Conversion de l'énergie cinétique du vent	4
Fig.1.2 :Type de montage de la voilure a) upwind b) downwind.....	7
Fig.1.3 :Turbines à axe vertical	7
Fig.1.4 : principaux parties d'une éolienne	8
Fig.1.5: Tube de courant autour d'une éolienne	9
Fig.1.6: Coefficient de puissance	10
Fig.1.7: Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes	10
Fig.1.8: Puissance théorique disponible pour un type d'éolienne donné.....	11
Fig.1.9 :Caractéristique puissance/vitesse du vent d'une éolienne classique.....	12
Fig.1.10 La caractéristique d'une éolienne en fonction de λ pour différentes valeurs de β ..	13
Fig.1.11 : Puissance fournie d'une éolienne en fonction sa la vitesse	13
Fig1.12 : Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable	14
Fig.1.13 : bouclage de la generatrice au réseau	14
Fig.1.14 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage.....	17
Fig 1.15: Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage à fréquence variable	18
Fig.1.16 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à rotor bobiné – variation de la vitesse de rotation par réglage de la résistance du rotor	18
Fig.1.17: Système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation – régulation de la vitesse de rotation par action sur le glissement.....	19
Fig.1.18 Système éolien basé sur la machine synchrone à aimants permanents	19
Fig.1.19 : Système éolien basé sur la machine synchrone	20
Fig.1.20: Construction d'une série temporelle de la vitesse du vent.....	22
Fig.1.21 : Profil de vent duré de 300s	23
Fig.1.22 : définition de 3 niveaux du vent avant et après le filtre spatial.....	23
Fig.1.23 : (a) Coefficient de la puissance et (b) puissance mécanique de la turbine	25
Fig 1.24 : Schéma synoptique du modèle dynamique de la turbine éolienne	26
Fig.2.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	27
Fig.2.2 : Schéma de principe d'une simple MADA	28
Fig.2.3 : Schéma de principe de deux MADAs en cascade.....	28
Fig.2.4: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement et électriquement par le rotor.....	29
Fig.2.5: Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs	30
Fig.2.6 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur.....	31
Fig..2.7 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice	31
Fig. 2.8 : Machine asynchrone à double bobinage au stator	32
Fig.2.9 : Variation de la vitesse par réglage de la résistance du rotor	32
Fig.2.10 : Structure de kramer	33
Fig.2.11: Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	33
Fig.2.12: Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	34
Fig.2.13: Structure avec convertisseur matriciel	35

Fig.2.14 :Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone	35
Fig.2.15 :Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone	36
Fig.2.16 :Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone.....	36
Fig.2.17 :Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.....	36
Fig.2.18 :Représentation schématique d'une MADA	37
Fig.2.19 :Représentation de la MADA dans le repère de Park.....	40
Fig.2.20 :Composantes du flux statorique	45
Fig.2.21 :Composantes du courant statoriques	45
Fig.2.22 : Vitesse et couple électromagnétique.....	45
Fig.2.23 :Puissance active et réactive du stator	46
Fig.2.24 :Vitesse et couple électromagnétique.....	47
Fig.2.25 :Courants statorique et rotorique	47
Fig.2.26: Structure d'alimentation de la MADA par un cascade onduleur- redresseur MLI...	47
Fig. 2.27 :Signal de porteuse et les signaux de référence.....	48
Fig.2.28 : Modulateur MLI à bande d'hystérésis	48
Fig.2.29 : Schéma de principe d'un redresseur MLI	49
Fig.2.30 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI.....	50
Fig.2.31 : Redresseur MLI triphasé et sa commande	53
Fig.2.32 : Allure de la tension du bus continu U_{dc} et du courant de charge i_{ch}	53
Fig.2.33 : Tension de sortie d'une phase de l'onduleur.....	54
Fig.3.1 : Orientation de flux statorique.....	58
Fig.3.2 : Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la MADA alimentée en tension	61
Fig.3.3: Vitesse de rotation et le courant de la phase a du stator.....	62
Fig.3.4: Puissance active de stator avec un zoom.....	62
Fig.3.5 :Puissance réactive de stator avec un zoom	62
Fig.3.6 :Courant statorique selon l'axe d et l'axe q	63
Fig.3.7 :Puissance active et réactive du rotor	63
Fig.3.8. : Tensions et les courants rotoriques	63
Fig.3.9: Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent	65
Fig.3.10 :Vitesse du vent et C_t coefficient de puissance C_p	66
Fig.3.11: Couple de la turbine et le couple de la génératrice C_{em}	66
Fig.3.12: Puissance active et réactive du stator avec un zoom.....	66
Fig.3.13: Courant d'une phase du stator et le glissement g	67
Fig.3.14: Puissance active et réactive du rotor	67
Fig.3.15: Tensions et les courants rotoriques	67
Fig.4.1 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase	70
Fig.4.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	72
Fig.4.3 : Schéma fonctionnelle de la commande équivalente	73
Fig.4.4: Commande équivalente u_{eq}	74
Fig.4.5 : Fonction « sign ».....	74
Fig.4.6 : Commande adoucie « sat »	75

Fig.4.7 : Commande intégrale	76
Fig.4.8: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant	78
Fig.4.9 : Puissance active du stator avec un zoom	80
Fig.4.10 :Puissance réactive du stator avec un zoom	80
Fig.4.11 :Composantes du courant du rotor rotor I_{dr} et I_{qr}	81
Fig.4.12 :Tensions et courants rotorique	81
Fig.4.13 :Puissance active et réactive rotorique	81
Fig.4.14: Vitesse de rotation $V(m/s)$ et courant du stator	82
Fig.4.15 :Vitesse du vent et coefficient de puissance C_p	82
Fig4.16 : Puissance active et réactive du stator	83
Fig4.17 : Puissance active et la puissance réactive du rotor.....	83
Fig4.18 : Courants et les tensions rotoriques.....	83
Fig4.19: Couple de la turbine et le couple de la génératrice	84
Fig4.20 :Vitesse de rotation du génératrice et le glissement	84
Fig4.21 :Courant du stator.....	84
Fig.4.22 :Puissance active et réactive du stator obtenues par régulateur PI.....	86
Fig.4.23 :Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG.....	86
Fig.4.24 :Puissance active et réactive du stator obtenues par régulateur PI avec une augmentation de 30% de la résistance rotorique	87
Fig.4.25 :Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG avec une augmentation de 30% de la résistance rotorique.....	87
Fig.4.26 :Profil du vent utilisé.....	88
Fig.4.27 :Puissance active et réactive du stator obtenues par régulateur PI.....	88
Fig.4.28 :Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG.....	89

Introduction générale :

La croissance constante de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et les effets polluants associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles, sont au cœur de la problématique du développement durable et du soin de l'environnement dans une discussion pour l'avenir de la planète.

Le secteur de la génération électrique est le premier consommateur d'énergie primaire et les deux tiers de ses sources sont des carburants fossiles. Il est techniquement et économiquement capable de faire des efforts importants pour réduire les atteintes de l'activité humaine sur le climat et l'environnement. Une des possibilités est d'accroître le taux de production d'électricité à partir de ressources de type non-fossiles et renouvelables [1].

Dans ce contexte général, notre étude s'intéresse à la filière éolienne qui semble une des plus prometteuses avec un taux de croissance mondial très élevé[2]. Si la filière du « grand éolien » (fermes de forte puissance, sites offshore,...) est en pleine expansion, l'idée de décentraliser l'énergie en produisant de petites quantités de façon localisée (proche du besoin) est de plus en plus présente. Parmi les applications potentielles de ce qu'on a l'habitude de qualifier de « petit éolien » (gamme jusqu'à 100kW), on peut citer le domaine de l'électrification rurale pour une consommation locale d'électricité ou pour sa transformation vers d'autres secteurs énergétiques : pompage, traitement de l'eau, électrolyse de l'eau et stockage d'hydrogène à plus long terme,...Au delà de ces réseaux isolés, on parle aussi aujourd'hui d'intégration des énergies renouvelables en site urbain. En effet, suite notamment aux incidents récemment intervenus sur les réseaux nationaux et internationaux, et dans le contexte « délicat » de la dérèglementation du secteur de l'énergie, l'idée d'un habitat partiellement, voir totalement autonome en énergie (« bâtiment zéro énergie ») fait son chemin. Or, pour ce qui concerne l'éolien, les gisements à proximité des habitations sont nettement moins réguliers et a priori moins performants que les sites 'dégagés' et nécessitent impérativement une gestion optimisée (systèmes à fréquence variable,...) tout en restant peu coûteuse.

La multiplication des éoliennes a conduit les chercheurs en génie électrique à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie [3].

De nos jours, la machine asynchrone double alimentation (MADA) est la machine à vitesse variable la plus couramment utilisée dans des unités de production éolienne supérieure

à 1MW. Pour une même puissance de production, celle-ci permet de réduire la puissance des convertisseurs de puissance tout en générant une puissance de sortie importante par rapport aux autres technologies des machines [4].

Les éoliennes sont aussi équipées d'un système de commande basé sur les convertisseurs d'électronique de puissance pour s'adapter aux conditions de vent. L'ensemble de l'éolienne est contrôlé de manière à maximiser en permanence la puissance produite en recherchant chaque fois le point de fonctionnement à maximum de puissance.

Le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation d'une machines de type asynchrone à double alimentation dans un système éolien.

Un état de l'art de l'énergie éolienne sera présenté dans le premier chapitre de ce mémoire. Dans ce cadre, la technologie éolienne est alors abordée. Les méthodes de description du gisement éolien sont données, ce qui est un des facteurs du choix de la configuration de la chaîne éolienne. L'architecture des chaînes de conversion d'énergie sont donnés en association avec différents types de génératrices. A la fin de ce chapitre, nous avons donné un modèle de la partie mécanique de la chaîne de conversion utilisée (vent et turbine éolienne).

La partie électrique de la chaîne de conversion étudiée est consacrée à la machine asynchrone à double alimentation et les convertisseurs d'électronique de puissance qui sont le sujet du deuxième chapitre. On présentera des généralités sur la MADA, ses applications, ses différents modes de fonctionnement suivis par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées et les convertisseurs qui leur sont associés. Ensuite, on présentera la modélisation de la MADA, sa mise en équation permettra de simuler sont modèle dans le mode moteur et générateur. On terminera cette partie par la modélisation de l'alimentation de la machine qui se compose d'un redresseur et d'un onduleur séparé par un bus continu.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par la turbine éolienne.

Dans le chapitre quatre, nous introduisons un régulateur à mode glissant pour contrôler la puissance active et réactive du stator. Ensuite, une étude comparative des réponses données par ce régulateur à ceux données par le régulateur PI , sera effectuée.

Finalement, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche futures.

*Chapitre 1 : conversion de
l'énergie éolienne : principe
et modélisation des turbines*

1. Introduction

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

2. Historique

Il y'a plus de 3000 ans déjà, l'énergie du vent était transformée en énergie mécanique, d'une part sur terre par les moulins et des systèmes de pompage de l'eau, d'autre part en mer, par les bateaux [5]. La génération d'énergie électrique par le vent a débute à la fin du 19^{ème} siècle. Parmi les pionniers on peut citer **Paul La Cour** au Danemark qui a associé une dynamo à une éolienne en 1891. Dans les années 1950. **Johannes Juul** (élève de Paul La Cour) devient aussi un pionnier dans l'utilisation de l'énergie éolienne en construisant les premières éoliennes produisant du courant alternatif.

La première crise pétrolière en 1973 contribua à éveiller l'intérêt pour l'énergie éolienne dans plusieurs pays. Les USA ont notamment lancé en Californie une opération a grande échelle au début des années 1980 en passant de 7MW en 1981 a 386 MW en 1985.

Aujourd'hui, les études portent sur l'amélioration de l'aérogénérateur ainsi que sur la chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique exploitable par le réseau. Les premières éoliennes mettent en œuvre une génératrice asynchrone liée aux pâles par l'intermédiaire d'une boîte de vitesse, fonctionnant à vitesse fixe et directement reliée au réseau (pas d'interface électronique). Cette technologie est surtout employée au Danemark dans les années 1970. Les systèmes les plus récents se dirigent d'une part vers la vitesse variable pour maximiser la puissance captée du vent avec l'insertion d'électronique entre la génératrice et le réseau, et d'autre part vers l'utilisation de génératrices spéciales tournant a basse vitesse afin de s'affranchir du réducteur de vitesse [6].

3. Descriptif et qualité de l'énergie éolienne :

3.1 Définition de l'énergie éolienne :

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (figure 1.1) [3].

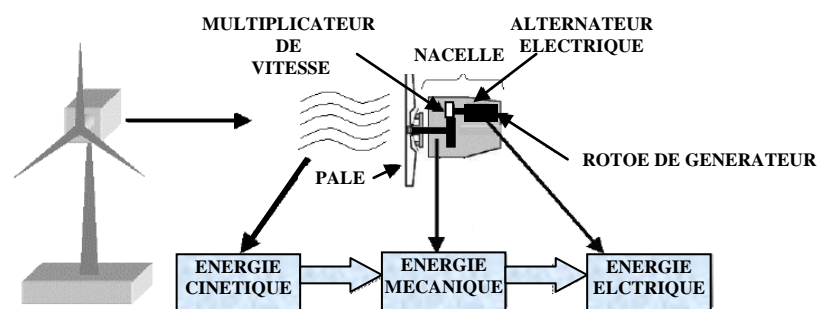


Fig.1.1: Conversion de l'énergie cinétique du vent

3.2 Origine du vent :

Du fait que la terre est ronde, le rayonnement solaire absorbé diffère aux pôles et à l'équateur. En effet, l'énergie absorbée à l'équateur est supérieure à celle absorbée aux pôles. Cette variation entraîne une différence de température en deux points qui induit des différences de densité de masse d'air provoquant leur déplacement d'une altitude à une autre.

Ces déplacements sont influencés par la force de **Coriolis** qui s'exerce perpendiculairement à la direction du mouvement vers l'est dans l'hémisphère nord et vers l'ouest dans l'hémisphère sud.

On pourrait aisément prévoir la direction des vents dominants si elles n'étaient pas perturbées par les orages, les obstacles naturels ou les dépressions cycloniques [7].

3.3 Caractéristique horizontale de vent :

Les études de modélisation de la distribution des vitesses du vent ont été orientées vers des modèles associant puissance et exponentielle. Les modèles usuels étant [8] :

- la distribution de **Weibull**.
- la distribution **hybride de Weibull**.
- et la distribution de **Rayleigh**.

3.3.1 Distribution de Weibull :

Comme c'est difficile de manipuler l'ensemble des données relatives à une distribution de la fréquence du vent, il est plus convenable pour des considérations théoriques, de modéliser l'histogramme des fréquences des vitesses du vent par une fonction mathématique continue que par une table de valeurs discrètes.

On peut donc opter pour le modèle de Weibull. En effet, pour des périodes allant de quelques semaines jusqu'à une année, la fonction de Weibull représente raisonnablement les vitesses observées. Il s'agit d'une fonction de densité de probabilité, s'exprimant sous la forme:

$$f(V) = \left(\frac{k}{C}\right) \left(\frac{V}{C}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{V}{C}\right)^k} \quad (1.1)$$

Avec $P(V)$: est la densité de probabilité de la vitesse V ; k le facteur de forme de la courbe (sans dimension) et C le facteur d'échelle de la courbe en m/s .

La vitesse moyenne du vent peut être trouvée en intégrant la fonction densité de probabilité, soit donc la formule (1.1) :

$$V_{moy} = \int V \times f(V) \times dV \quad (1.2)$$

Ainsi, la distribution de Weibull peut faciliter beaucoup de calculs rendus nécessaires par l'analyse des données du vent [8].

3.3.2 Distribution hybride de Weibull :

La distribution hybride de Weibull, est utilisée lorsque la fréquence des vents calmes enregistrée, sur un site donné, est supérieure ou égale à 15%. En effet, cette proportion ne peut pas être négligée et doit être prise en compte lors de la caractérisation d'un site du point de vue éolien. Cette distribution s'écrit :

$$\begin{cases} f(V) = (1 - ff_0) \left(\frac{k}{C}\right) \left(\frac{V}{C}\right)^{k-1} \exp\left(-\left(\frac{V}{C}\right)^k\right); & V \geq 0 \\ f(V) = ff_0; & V < 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

Où ff_0 représente la fréquence des vents calmes.

Il existe de nombreuses méthodes pour déterminer k et C à partir d'une distribution de vent donnée [8]:

$$\begin{cases} C = \frac{1.125 \times V_{\text{moy}}}{(1-B)} \\ k = 1 + 0.483 \cdot (V_{\text{moy}} - 2)^{0.51} \\ B = 1 - 0.81 \cdot (V_{\text{moy}} - 1)^{0.089} \end{cases} \quad (1.4)$$

3.3.3 Distribution de Rayleigh :

La distribution de Rayleigh est un cas particulier de la distribution de Weibull pour le cas où le facteur de forme k est égal à 2. Sa densité de probabilité est donnée par :

$$f(V) = 2 \frac{V}{C^2} e^{-\left(\frac{V}{C}\right)^2} \quad (1.7)$$

Toutefois la distribution de Weibull classique (fonction de deux paramètres) est la plus indiquée. L'utilisation de ces deux paramètres permet l'évaluation d'un nombre important de propriétés de la distribution, d'où une meilleure caractérisation des sites [7].

4. Les différents types d'éoliennes :

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles : celles à axe vertical et celles à axe horizontal.

4.1 Eoliennes à axe horizontal :

Les voilures à axe horizontal sont de loin les plus utilisées actuellement. Les différentes constructions des aérogénérateurs utilisent les voilures à deux, trois pales (les plus courantes) et les multipales.

La voile peut être placée avant la nacelle (upwind) et alors un système mécanique d'orientation de la surface active de l'éolienne « face au vent » est nécessaire. Une autre solution qui permet d'alléger la construction par la suppression de toute mécanique d'orientation est l'emplacement de la turbine derrière la nacelle (downwind). Dans ce cas la turbine se place automatiquement face au vent. La figure 1.2 montre les deux procédés [2].

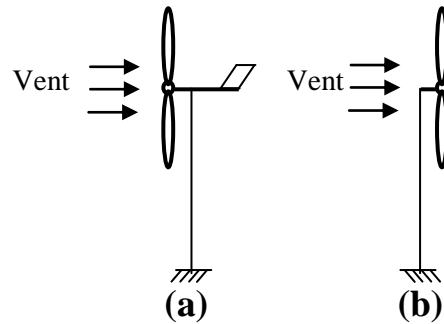


Fig.1.2 : Type de montage de la voile a) upwind b) downwind

4.2 Eoliennes à axe vertical (VAWT):

Une autre famille d'éoliennes est basée sur les voilures à axe vertical. Ce type d'éoliennes est très peu répandu et assez mal connue. Elles peuvent avoir un intérêt dans certains secteurs d'application. Il existe principalement trois technologies :

Les turbines Darrieus classiques ou à pales droites (H-type) et la turbine de type Savonius, comme montré à la figure 1.3. Toutes ces voilures sont à deux ou plusieurs pales [2].

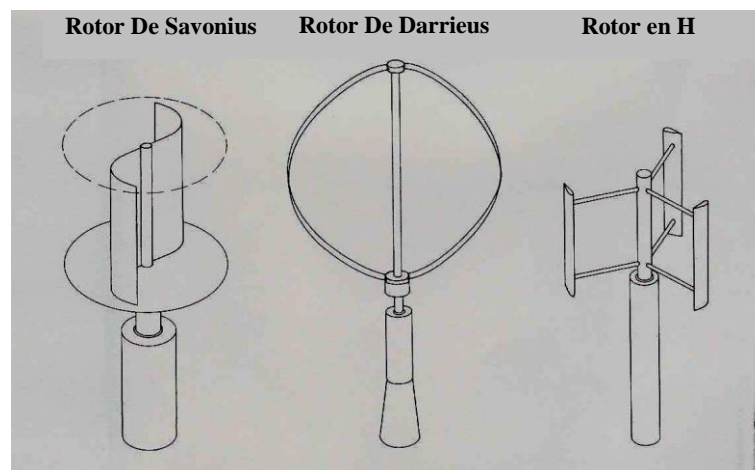


Fig.1.3 : Turbines à axe vertical

5. Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal:

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée de trois éléments principaux:

- **Le mât**, généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol.

- La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge.
- Le rotor, formé par les pales assemblées dans leur moyeu.
- Le système électromécanique (intégré dans la nacelle), qui transforme l'énergie mécanique transmise par la turbine en énergie électrique et qui regroupe une génératrice électrique avec son environnement.
- Le système d'interconnexion, qui relie le système électromécanique (producteur d'électricité) au consommateur d'électricité.
- Le système de contrôle (utilisé généralement pour les systèmes éoliens de grande puissance), comportant un dispositif qui surveille en permanence l'état de l'éolienne tout en contrôlant le dispositif d'orientation et essaye aussi de la mettre fonctionner à ces puissances maximales. En cas de défaillance (par exemple surchauffe du multiplicateur ou de la génératrice, ...etc.), le système arrête automatiquement l'éolienne [9].

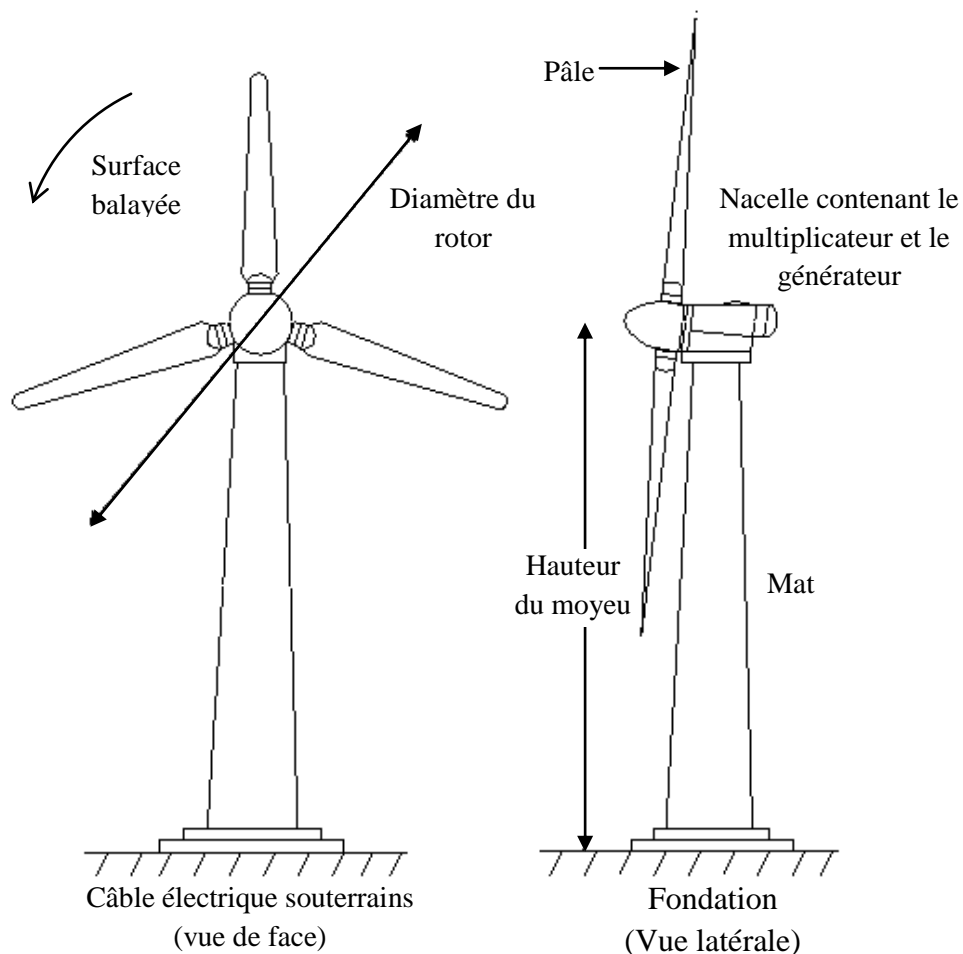


Fig.1.4 : principales parties d'une éolienne [3]

6. Energie cinétique du vent et conversion en énergie mécanique :

6.1 Loi de Betz – notions théoriques :

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la (figure 1.5) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 soit $\frac{V_1+V_2}{2}$, la masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est [10]:

$$m = \rho * S * \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (1.8)$$

La puissance P_m alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = \frac{1}{2} * m * V^2 \quad (1.9)$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (1.9):

$$P_m = \frac{\rho * S * (V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (1.10)$$

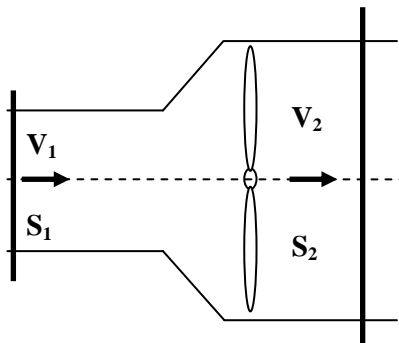


Fig.1.5: Tube de courant autour d'une éolienne

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance P_{mt} correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \frac{\rho * S * V_1^3}{2} \quad (1.11)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_2}{V_1}\right)\right)\left(1 - \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2\right)}{2} \quad (1.12)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (figure 1.6), on s'aperçoit que le ratio P_m/P_{mt} appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maximum de $16/27$ soit 0.59 . C'est cette limite théorique appelée limite de **Betz** qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée [3].

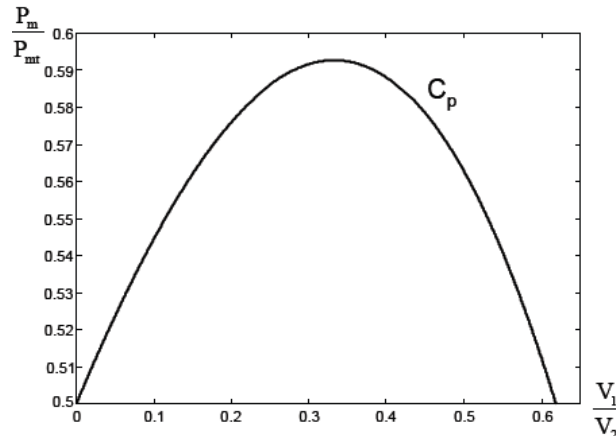


Fig.1.6: Coefficient de puissance

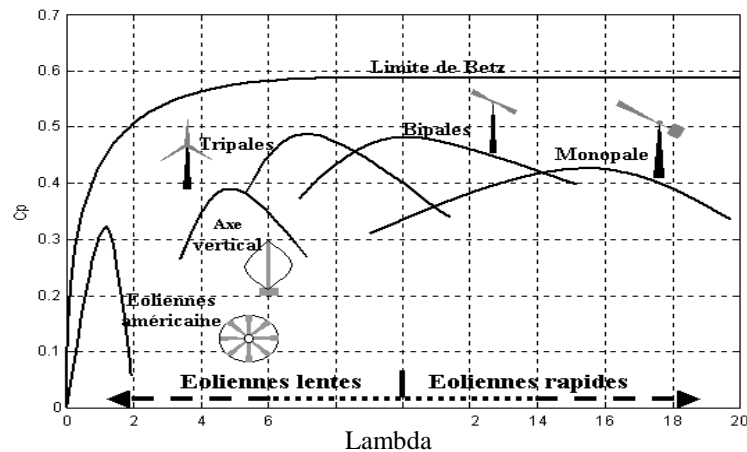


Fig.1.7: Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [2]

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8 m. Leur coefficient de puissance (figure 1.7) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts [2].

6.2 Production d'énergie mécanique :

En combinant les équations (1.9), (1.11) et (1.12), la puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi :

$$P_m = \frac{P_m}{P_{mt}} P_{mt} = C_p P_{mt} = \frac{1}{2} C_p (\lambda) * \rho * \pi * R^2 * V_1^3 \quad (1.13)$$

Avec: $\lambda = \frac{\Omega_1 R}{V_1}$

Ω_1 : vitesse de rotation avant multiplicateur et R: rayon de l'aérogénérateur.

Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesse G , la puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par :

$$P_{mt} = \frac{1}{2} C_p \left(\frac{\Omega_2 R}{k V_1} \right) \rho \cdot \pi \cdot R^2 V_1^3 \quad (1.14)$$

Ω_2 : vitesse de rotation après multiplicateur.

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation de générateur pour différentes vitesses du vent (figure 1.8) [3].

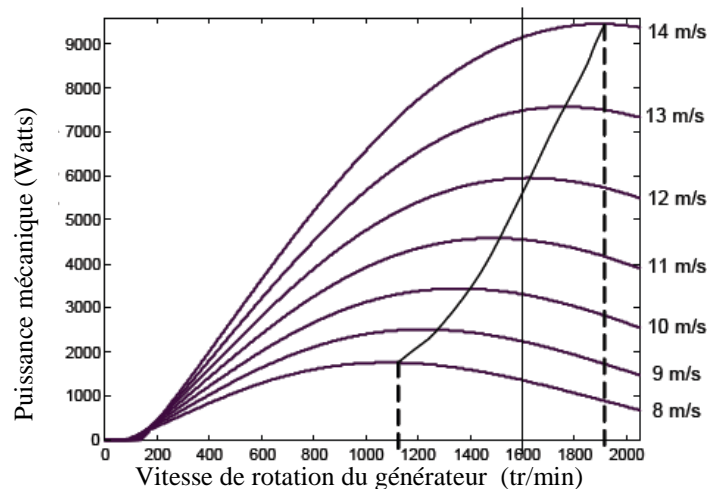


Fig.1.8: Puissance théorique disponible pour un type d'éolienne donné [3]

Selon ces caractéristiques, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe (par exemple 1600 tr/min sur la figure (1.8) les maximums théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités. Pour pouvoir optimiser le transfert de puissance et ainsi obtenir le maximum théorique pour chaque vitesse de vent, la machine devra pouvoir fonctionner entre 1100 et 1900 tr/min pour cet exemple.

7. Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne :

L'objectif de cette régulation est double, d'une part de protéger l'éolienne contre le vent fort et d'autre part de délimiter la puissance. En effet, la turbine éolienne est dimensionnée pour fournir une puissance nominale P_n à une vitesse de vent nominale V_n , au delà de cette vitesse, les paramètres de la turbine doivent évoluer afin de fournir la puissance nominale et de ne pas produire au delà d'une vitesse maximale V_{max} qui pourrait endommager la turbine. On peut définir quatre zones de fonctionnement, figure (1.9) [11]:

- La zone *I*: le vent n'est pas suffisant pour faire fonctionner la turbine
- La zone *II*: la puissance fournie par l'arbre va dépendre de la vitesse du vent
- La zone *III*: la vitesse de rotation est maintenue constante par régulation de la vitesse et La puissance P fournie reste égale à P_n
- La zone *IV*: la vitesse du vent est trop importante, pour ne pas détériorer le générateur éolien, les pales de la turbine sont mises en drapeaux ($\beta = 90^\circ$)

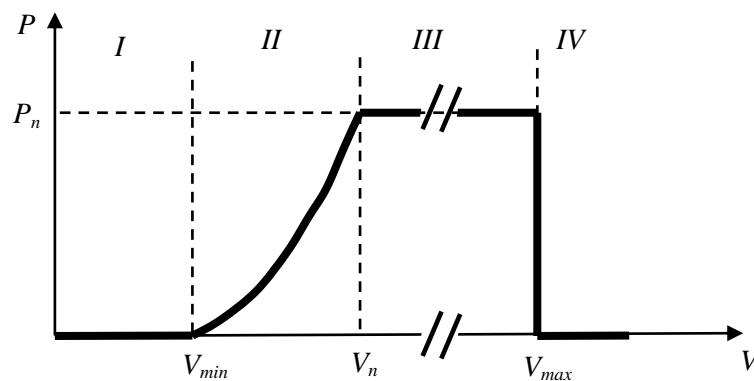


Fig.1.9 : Caractéristique puissance/vitesse du vent d'une éolienne classique

Ils existent plusieurs systèmes de régulation de vitesse pour la turbine, on va s'intéresser pour notre part aux systèmes les plus couramment utilisés à savoir :

- Le système « pitch » ou « pas de calage variable »
- Le système « stall » ou « à décrochage aérodynamique »

7.1 Le système « pitch » :

La figure 1.10 nous montre l'évolution de la caractéristique d'une éolienne en fonction de β . Plus l'angle de calage sera important, moins la turbine captera l'énergie cinétique du vent. Les pales sont face au vent pour des vents faibles afin d'en extraire le maximum de puissance puis lorsque le vent nominal V_n est atteint, elles s'inclinent pour atteindre la position « drapeau » à la vitesse du vent maximale.

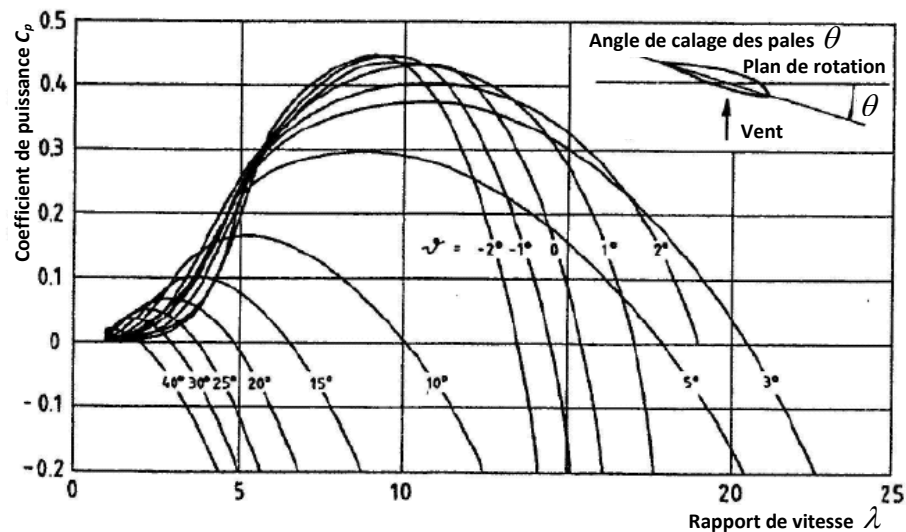


Fig.1.10 Caractéristique d'une éolienne en fonction de λ pour différentes valeurs de β [12]

Le système « pitch » a pour avantage de permettre un contrôle actif de la puissance sous une large plage de vitesse du vent. L'angle de calage des pales peut être déterminé afin d'optimiser la conversion d'énergie quand le vent évolue entre V_{\min} et V_n , le contrôle de l'angle de calage permet également de réguler la vitesse lorsque $V > V_n$ et le démarrage à vitesse du vent faible est facilité par le changement de l'angle de calage [12].

7.2 Le système « stall » :

Le système « stall » est beaucoup moins lourd et moins coûteux que le système décrit précédemment. En effet, c'est le profil des pales établi lors de la construction qui fixe les caractéristiques aérodynamiques. Les pales sont conçues avec un profil, qui permet d'obtenir une décroissance brusque de la portance à partir d'une vitesse donnée pour laquelle la puissance doit être diminuée.

Les éoliennes munies du système stall génèrent une puissance électrique variable dont la valeur maximale correspond à la puissance nominale de la machine. En dessous de cette valeur, la puissance fournie croît avec la vitesse du vent. Au-delà, la puissance fournie décroît avec la vitesse du vent figure (1.11).

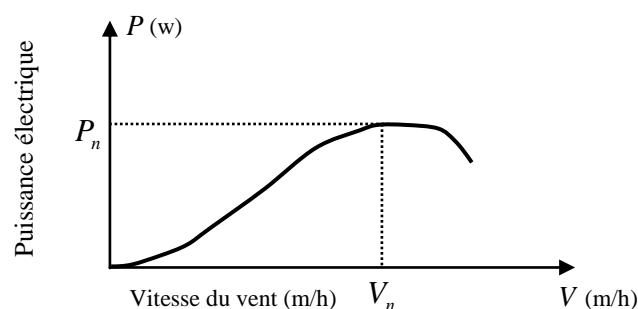


Fig.1.11 : Puissance fournie d'une éolienne en fonction de sa vitesse

En comparaison avec le pitch, le « stall » a pour avantage l'absence de système de contrôle d'angle de calage. La construction est donc plus simple et moins coûteuse. Par contre la puissance active n'est pas contrôlable [11].

7.3 Production optimale d'énergie :

Dans un système de production d'énergie par éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal en exploitant les maximums du réseau de courbes de la figure (1.11). Ce qui signifie que pour un régime de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on souhaite que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de λ donnée appelée λ_{opt} . La vitesse de rotation optimale Ω_{opt} résultante est alors donnée par [11] :

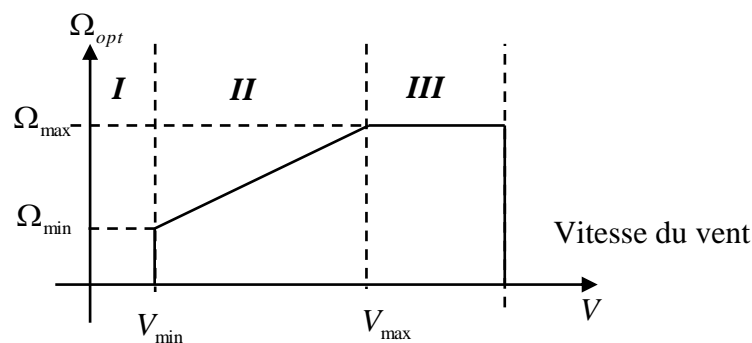


Fig1.12 : Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable

La génératrice fournit alors de l'énergie électrique à fréquence variable et il est nécessaire d'ajouter une interface d'électronique de puissance entre celle-ci et le réseau (Figure 1.13).

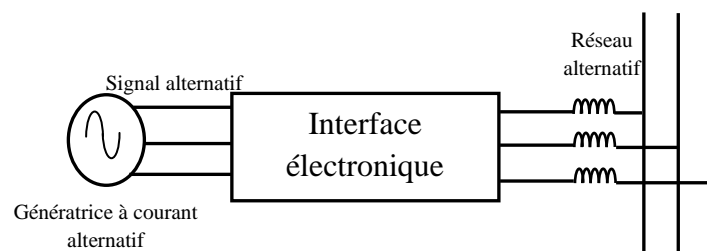


Fig.1.13 : bouclage de la génératrice au réseau

8. Les différents types d'MPPT éoliens:

La puissance capturée par la turbine éolienne peut être maximisée en ajustant le coefficient C_p . Ce coefficient étant dépendant de la vitesse de la génératrice. L'utilisation d'une éolienne à vitesse variable permet de maximiser cette puissance. Il est donc nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée (donc le couple) en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quelle que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice. Pour cela, on peut distinguer deux approches (types) possibles [9] :

- La première, la moins classique, considère que la caractéristique C_p n'est pas connue ;
- La seconde façon d'agir, plus répandue, suppose que cette caractéristique de voilure est connue. Il suffit de suivre la courbe de puissance optimale comme caractéristique de charge pour que l'éolienne soit dans les conditions optimales.

8.1 Maximisation de la puissance sans la connaissance de la courbe caractéristique de la voilure:

Pour l'étude de la commande permettant d'effectuer une recherche du point maximal de la puissance sans la connaissance de la courbe caractéristique C_p , une structure avec redresseur MLI triphasé peut être utilisée. Cette structure assure un contrôle dynamique en vitesse ou en couple de la génératrice asynchrone ce qui permet facilement de déplacer le point de fonctionnement sur toute la plage des vitesses de rotation et ainsi d'effectuer par ce biais une recherche de la puissance maximale souhaitée. En l'absence de toute connaissance des caractéristiques de voilure, des algorithmes de comportement sont à tenir afin de converger vers le point optimal. Ces algorithmes dépendent des variations de puissance ΔP et de vitesse ΔV . Par exemple :

Si on mesure une augmentation de puissance $\Delta P > 0$ suite à un incrément positif de vitesse, on doit continuer à accélérer la voilure ($\Delta V_{ref} > 0$). On se situe alors sur la partie gauche de la cloche $P(\Omega)$.

8.2 Maximisation de la puissance avec connaissance de la courbe caractéristique de la voilure:

Une autre façon de procéder consiste en un pseudo recherche du point maximal de puissance en connaissant la courbe caractéristique de la voilure éolienne à piloter. Ces méthodes permettent de se rapprocher rapidement de l'optimum à l'aide des mesures simples, internes au convertisseur mécano-électrique, c'est-à-dire sans obligation de capture de la vitesse du vent. Cette façon de procéder exige au constructeur de la voilure des essais de caractérisation (extérieur, soufflerie) ou des simulations du profil de pales.

8.3 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse :

Si on suppose que la génératrice est idéale, donc quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique C_{em} développé est à tout instant égal à sa valeur de référence C_{em-ref} , (c.-à-d: $C_{em} = C_{em-ref}$). Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine Ω_t qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. La vitesse de la génératrice Ω_r , égale à Ω_t (pas de multiplicateur) est influencée par

l'application de trois couples : le couple éolien C_g , le couple électromagnétique C_{em} et le couple résistant C_r . En regroupant l'action de ces trois couples on peut écrire [9]:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - C_{em} - C_r) \quad (1.15)$$

Avec J : l'inertie de la turbine plus l'inertie de la génératrice.

Cette structure de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine C_{aer} de manière à fixer sa vitesse à une référence. Pour réaliser ceci, l'utilisation d'un asservissement de vitesse est indispensable. Alors le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est basé sur la relation suivante:

$$C_{em-ref} = F(s)(\Omega_{ref} - \Omega) \quad (1.16)$$

$F(s)$: Fonction de transfert du régulateur de vitesse.

Cette vitesse de référence Ω_{ref} dépend de la vitesse de la turbine à fixer Ω_t pour maximiser la puissance extraite. La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle de la valeur optimale du ratio de vitesse $\lambda_{cp\max}$ (β constant) permettant d'obtenir la valeur maximale de C_p . Alors on peut écrire [9] :

$$\Omega_{ref} = \frac{R.V}{\lambda_{opt}} \quad (1.17)$$

8.4 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse :

Cette seconde structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - C_{em} - C_r) = 0 \quad (1.18)$$

9. Types des machines électriques

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Le fait qu'une éolienne fonctionne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend par exemple de cette configuration. Les avantages principaux des deux types de fonctionnement sont les suivants [13]:

➤ Fonctionnement à vitesse fixe

- Système électrique plus simple,
- Plus grande fiabilité,
- Pas de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne,

- Pas besoin de système électronique de commande,
- Moins cher.

➤ Fonctionnement à vitesse variable

- Augmentation du rendement énergétique,
- Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance,
- Réduction des efforts subis par le train de puissance,
- Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Les deux types de machines électriques les plus utilisés dans l'industrie éolienne sont les machines synchrones et les machines asynchrones sous leurs diverses variantes. On donne par la suite les principales caractéristiques de chaque type de ces machines.

9.1 Génératrices asynchrones à cage :

C'est dans les grandes puissances (au-delà de 100 kW) que l'on rencontre des systèmes reliés au réseau et produisant "au fil du vent". Les machines asynchrones à cage ne nécessitent qu'une installation assez sommaire. Elles sont souvent associées à une batterie de condensateurs de compensation de la puissance réactive, et à un démarreur automatique progressif à gradateur ou à résistances permettant de limiter le régime transitoire d'appel de courant au moment de la connexion au réseau. Dans le cas des aérogénérateurs de dimensions importantes (puissance, rayon des pales), la vitesse de rotation est peu élevée, ce que nécessite d'insérer un multiplicateur mécanique de vitesse comme le montre la figure (1.14) [14].

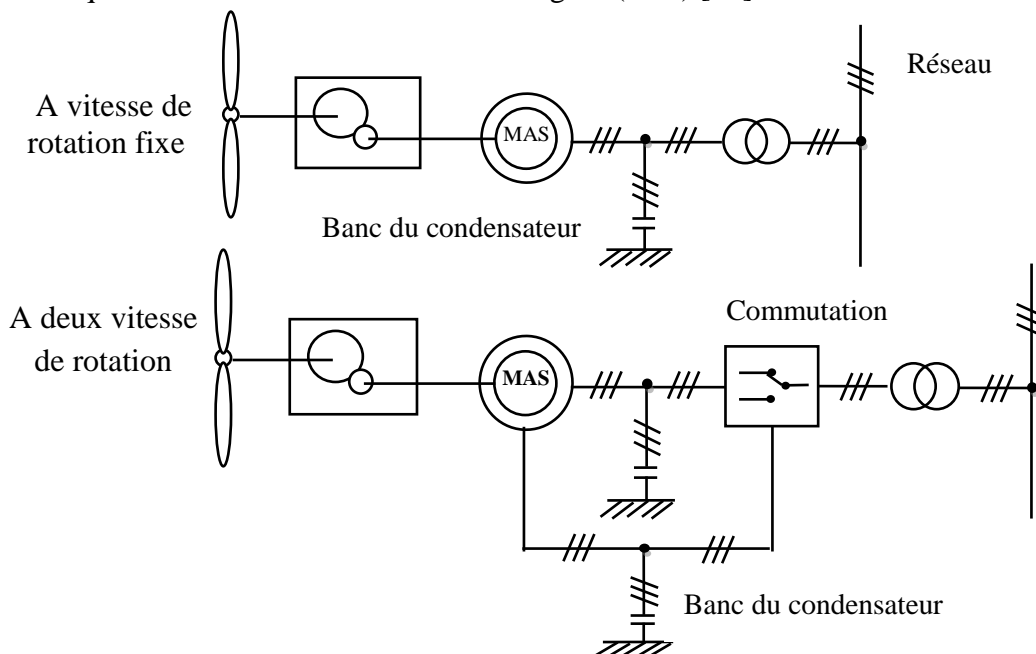


Fig.1.14 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage

Une autre structure consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais cette solution est globalement coûteuse (variateur de fréquence dimensionné pour la puissance transitoire, et multiplicateur de vitesse) et donc très rarement exploitée figure (1.15) [14].

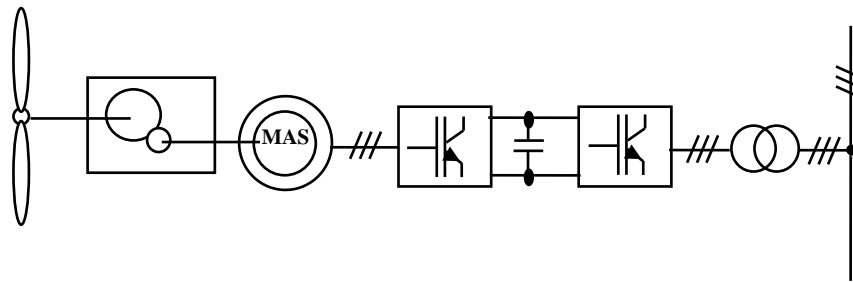


Fig 1.15: Système éolien basé sur la machine asynchrone à cage à fréquence variable

9.2 Machines asynchrones à double alimentation (MADA)

Avec les génératrices asynchrones, c'est actuellement l'une des deux solutions concurrentes en éolien à vitesse variable. Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau, le plus souvent par un transformateur. A la place du rotor à cage d'écureuil, ces machines asynchrones ont un rotor bobiné dont le réglage électronique assure la variation du glissement. La chaîne rotor permet ainsi à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable sur une plage de vitesse qui dépend du type et du dimensionnement de la chaîne rotor.

La figure (1.16) montre la technologie (Optislip de Vestas) qui permet une variation limitée de la vitesse à environ 10% autour de la vitesse de synchronisme par le changement de la résistance du rotor. Outre la plage de variation de vitesse limitée, l'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance rotor dans les éléments résistifs [15].

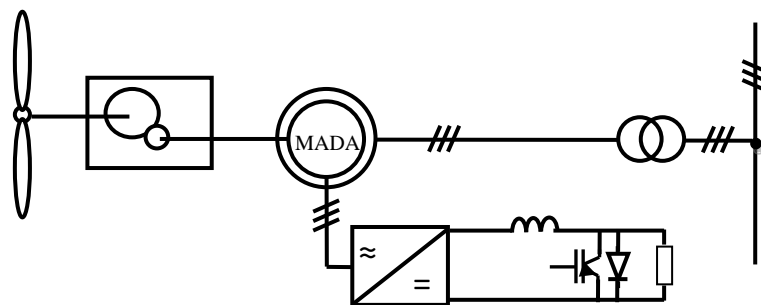


Fig.1.16 : Système éolien basé sur la machine asynchrone à rotor bobiné – variation de la vitesse de rotation par réglage de la résistance du rotor

Une autre solution utilise une interface d'électronique de puissance qui est constituée de deux convertisseurs (onduleurs réversibles à base de composants semi-conducteurs commandables IGBT ou IGCT contrôlés par Modulation de Largeur d'impulsions MLI), la structure de cette technologie et les moyens de contrôle associés sont présentés sur la figure (1.17) [15].

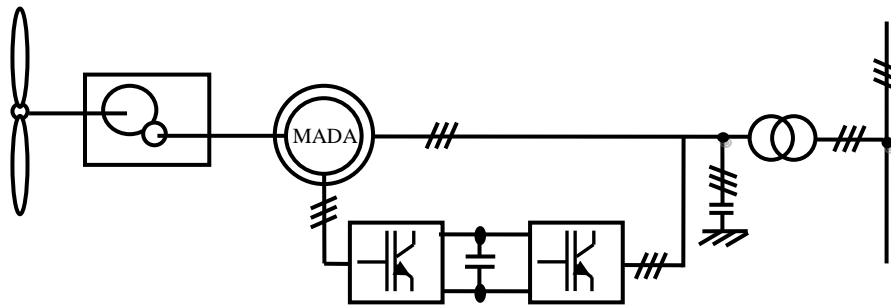


Fig.1.17: Système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation – régulation de la vitesse de rotation par action sur le glissement

9.3 Génératrices synchrones :

Les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées en entraînement direct sur les turbines éoliennes. Le circuit d'excitation de l'inducteur demande la présence du réseau et une fourniture de la puissance réactive. Les sites isolés ne sont pas adaptés à ces génératrices qu'en présence d'une batterie de condensateurs ou d'une source de tension indépendante.

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction de machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables.

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation, figure (1.18) [2].

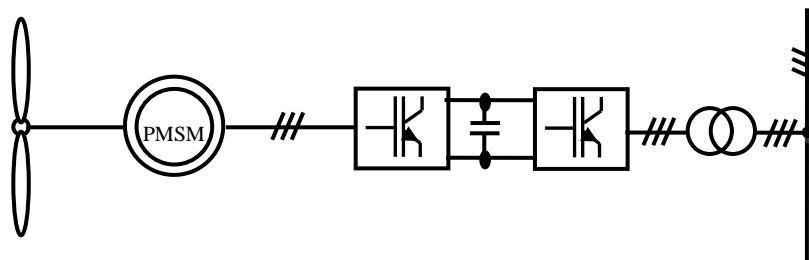


Fig.1.18 Système éolien basé sur la machine synchrone à aimants permanents

Une autre solution (figure 1.19) est le redressement à diodes placé directement derrière la génératrice. L'optimisation de la gestion énergétique n'est alors possible que si l'excitation est réglable [2].

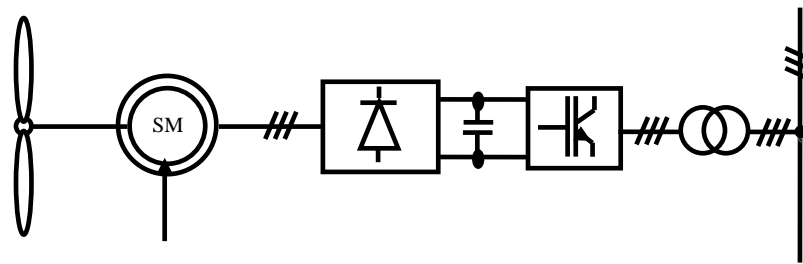


Fig.1.19 : Système éolien basé sur la machine synchrone

10. Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne :

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des inconvénients qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement.

a. Avantages

- L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement,
- L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas d'émission de CO₂,
- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable,
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie de risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs,
- Les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées,
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace [16],
- peut être rentable dans les régions éloignées et ventée (sites isolés),
- peut être complémentaire des filières traditionnelles [17],
- La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande est plus forte.

b. Les inconvénients:

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolien a quelques inconvénients :

- L'impact visuel. ça reste néanmoins un thème subjectif [13],
- Le bruit des pales,
- L'impact sur les oiseaux (les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux),

- La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante [13].

11. Modélisation de la partie mécanique de la chaîne de conversion :

11.1 Modélisation de la vitesse du vent :

Le vent ne peut pas être représenté par des expressions exclusivement déterministes. La modélisation du vent n'est pas une chose aisée car les variations spatiales vont du kilomètre au centimètre et celles dans le temps de la seconde à des mois [18].

Cependant, le vent peut être représenté par une grandeur aléatoire définie par des paramètres statistiques. De nombreux travaux sur la modélisation du vent ont été réalisés. L'un des principes retenus consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer. Les paramètres de cette fonction de transfert dépendent des grandeurs caractéristiques du site et de la nature du vent [19].

11.1.1 Expression du vent en un point fixe :

La vitesse $V_0(t)$ du vent en un point peut être décomposée en une somme d'une composante moyenne $V(t)$ (lentement variable) et d'une composante variable représentant les fluctuations $V_t(t)$:

$$V_0(t) = V(t) + V_t(t) \quad (1.19)$$

La composante $V(t)$ est donnée par [14]:

$$V(t) = V_{moy} + 0.2\sin(0.1047t) + 2\sin(0.2665t) + \sin(1.293t) + 0.2\sin(3.6645t) \quad (1.20)$$

La composante représentant la turbulence $V_t(t)$ est caractérisée par l'échelle de longueur L_v , et l'écart type σ_v de cette turbulence. L'échelle de longueur de la turbulence est associée à la taille moyenne des tourbillons. La définition de la composante turbulente se fait en 2 étapes [19]:

- 1^{ère} étape : reconstitution du spectre de la turbulence à partir d'un bruit filtré. Il est possible de l'approcher par la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$\phi(s) = \frac{K_v \cdot (m_1 \cdot T_v \cdot s + 1)}{(T_v \cdot s + 1)(m_2 \cdot T_v \cdot s + 1)} \quad (1.21)$$

Avec $m_2 = 0.25$ et $m_1 = 0.4$

Le calcul des paramètres mathématiques K_v et T_v , est assez complexe. Ils peuvent être donnés par les relations suivantes [20] :

$$T_v^i = \frac{L_v}{V_i(t)} \quad (1.22)$$

$$\sigma_v^{(i)} = k_{\sigma_v} \cdot V_i(t) \quad (1.23)$$

$$K_v^{(i)} \approx \sqrt{2\pi \cdot \frac{T_v^i}{T_s}} \quad (1.24)$$

- 2^{ème} étape : définition de l'écart type de la turbulence σ_v , l'écart type dépend de la vitesse moyenne $V(t)$ et d'un coefficient K_σ qui représente l'intensité de la turbulence.

$$\sigma_v = K_\sigma \cdot V(t) \quad (1.25)$$

Ainsi, à partir d'un bruit blanc gaussien en entrée, il est possible de déterminer la composante de la turbulence et donc de générer une série temporelle de la vitesse $V_0(t)$ du vent en un point comme présente sur la figure (1.20), le vent est défini par 3 paramètres

- une vitesse lentement variable $V(t)$
- un coefficient de variance K_σ (compris entre 0.1 en mer et 0.25 dans une zone turbulente)
- une échelle de longueur de turbulence L_v . (compris entre 100 en mer et 500 dans une zone turbulente)

Pour notre cas, nous avons choisi un jeu de paramètres correspondants à un site côtier ($K_\sigma = 0.13$ et $L_v = 125$) [19].

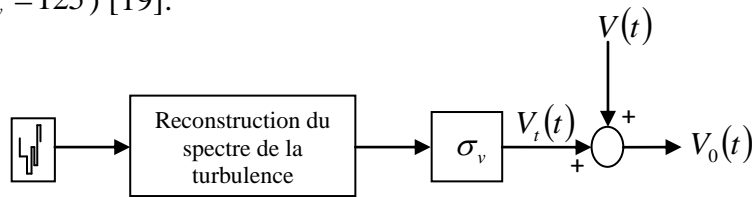


Fig.1.20: Construction d'une série temporelle de la vitesse du vent

11.1.2 Filtre spatial:

La vitesse du vent en un point de l'aire balayée par l'aéroturbine doit permettre de retrouver le couple éolien proche de celui que produirait le champ de vitesse du vent réel incident sur toute l'aire balayée par le rotor. Il a été démontré expérimentalement que seules les composantes basses fréquences du vent incident se retrouvaient dans le couple total produit par les pales. Par contre, l'aéroturbine filtre les fluctuations hautes fréquences. On

reconstitue cet effet en appliquant sur la vitesse instantanée du vent un filtre dont la fonction de transfert est donnée ci-dessous :

$$H_f(s) = \frac{\sqrt{2} + b.s}{(\sqrt{2} + b.\sqrt{a}.s)\left(\frac{b}{\sqrt{a}}.s + 1\right)} \quad (1.25)$$

Le paramètre a est empirique et vaut 0.55. Le paramètre b est fonction entre autre du rayon des pales de l'éolienne R . La figure 1.22 montre l'évolution de la vitesse du vent avant et après le filtre spatial [19].

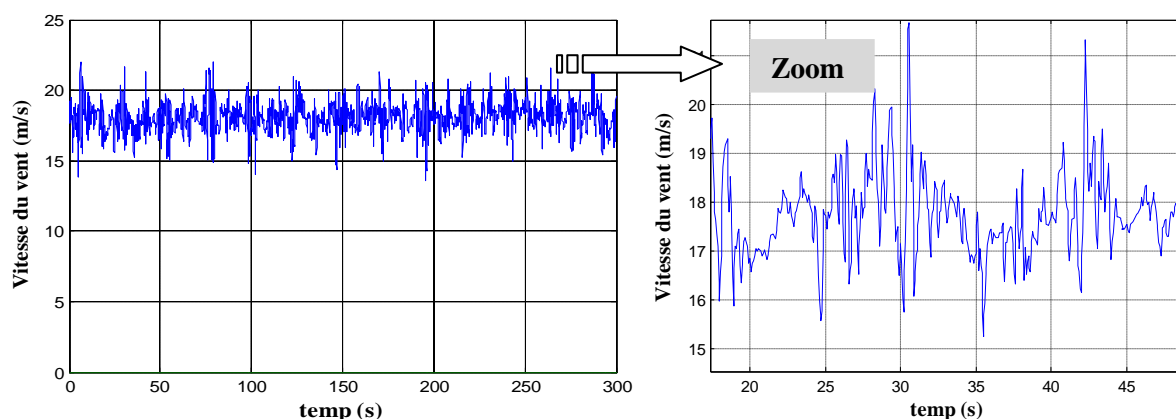


Fig.1.21 : Profil du vent duré de 300s

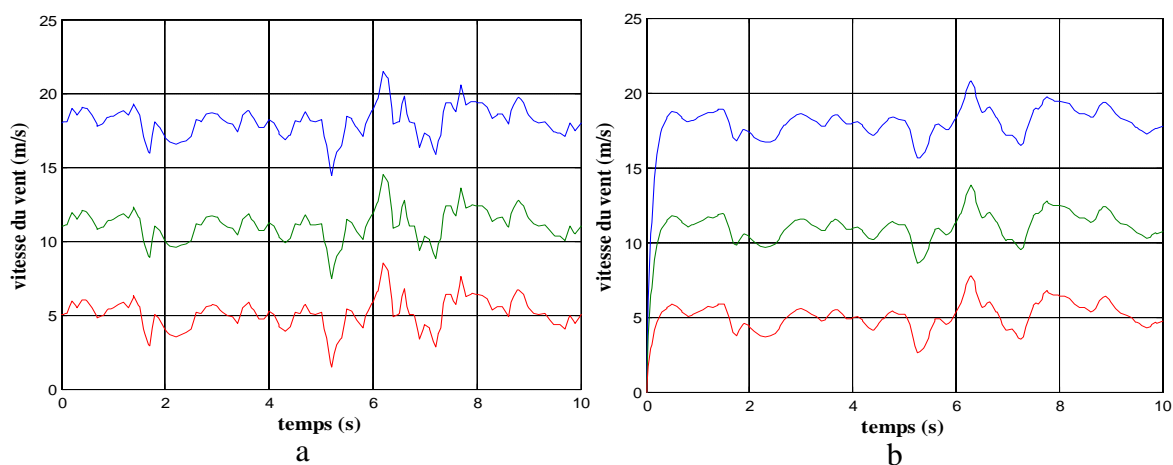


Fig.1.22 : Définition de 3 niveaux du vent a) avant et b) après le filtre spatial

11.2 Modèle de la turbine :

La modélisation de la turbine éolienne est basée sur la loi de betz [21]. L'expression de la puissance totale du vent P_{mt} en fonction de la vitesse du vent V , la surface biliée par les pales S , la densité d'air ρ est donnée par [22]:

$$P_{mt} = \frac{1}{2} \rho S V^3 \quad (1.26)$$

La puissance mécanique de la turbine éolienne est déterminée par [22] :

$$P_m = P_v \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (1.27)$$

Où le coefficient de la puissance C_p est en fonction de la vitesse spécifique λ qui est le rapport de la vitesse linéaire en bout de pales de la turbine ramenée à la vitesse de vent, soit [23] :

$$\lambda = \frac{R \times \Omega_t}{V_v} \quad (1.28)$$

Avec: Ω_t la vitesse angulaire de la turbine (rad/s). , R longueur des pales.

L'évolution du coefficient de puissance est une donnée spécifique à chaque éolienne. A partir de relevés réalisés sur une éolienne, l'expression du coefficient de puissance a été approchée, pour ce type de turbine, par l'équation suivante [24]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{(\lambda_i)^{-21}} \quad (1.29)$$

Avec : $\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$

On suppose que la vitesse de la turbine n'est pas réglable ainsi que l'angle de calage β . Nous allons donc prendre en compte cette approximation. Dans ce sens nous présentons la courbe de variation du coefficient de puissance C_p et celle de la puissance mécanique en fonction de λ (rapport de vitesse spécifique) et ces différentes valeurs de calage des pales.

La figure (1.24.a) représente la caractéristique C_p en fonction de la vitesse spécifique λ avec des différentes valeurs de l'angle de calage β . La valeur maximale de C_p ($C_{pmax}=0.42$) est atteinte pour $\beta = 1^\circ$ et $\lambda = 8$. Cette valeur particulière de λ est définie comme la valeur nominale λ_{opt} . Afin d'optimiser la conversion de puissance, il faut donc essayer de conserver cette vitesse réduite, c'est-à-dire modifier la vitesse de rotation lorsque la vitesse du vent varie.

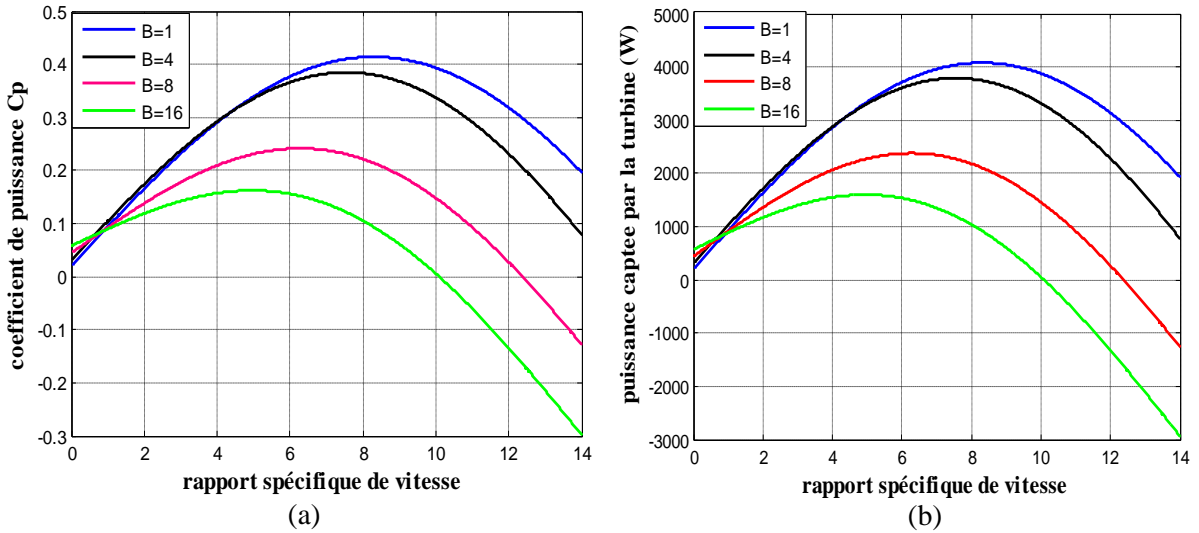


Fig.1.23 : (a) Coefficient de la puissance et (b) puissance mécanique de la turbine

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donc directement déterminé par [19]:

$$C_{aer} = \frac{1}{2} \frac{C_p}{\Omega_t} \rho . S . V^3 \tag{1.30}$$

11.2.1 Modélisation de l'arbre de la machine :

L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine et générateur est donnée par :

$$(J_t + J_m) \frac{d\Omega_r}{dt} = C_g - C_{em} - (f_m + f_t) \Omega_r \tag{1.31}$$

Où: J_t et J_m sont les inerties de la turbine et de la machine respectivement, f_m le coefficient de frottement de la machine, f_t le coefficient de frottement des pales et C_g le couple statique fournie par l'éolienne.

Dans notre application, nous ne considérons que le coefficient de frottement associé à la génératrice (celui de la voilure ne sera pas pris en compte). Le modèle qui caractérise le comportement mécanique de la chaîne éolienne est donné par [23]:

$$C_g = J_t \frac{d\Omega_r}{dt} + C_{em} + f_m \cdot \Omega_r \tag{1.34}$$

11.2.3 Modélisation du multiplicateur :

Le multiplicateur de gain G permet d'adapter les grandeurs mécaniques (la vitesse et le couple) de la turbine et la génératrice qui s'exprime:

$$\Omega_t = \frac{\Omega_r}{G} \tag{1.35}$$

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \tag{1.36}$$

En se basant sur les équations précédentes, on peut donner Le schéma synoptique du modèle dynamique de la turbine comme il est présenté dans la figure (1.30):

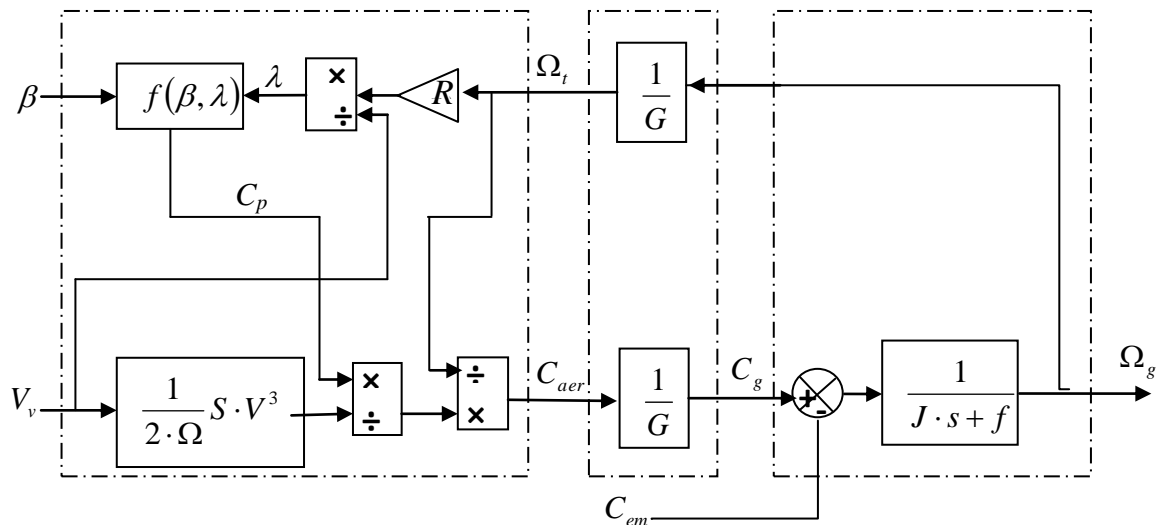


Fig.1.24 : Schéma synoptique du modèle dynamique de la turbine éolienne

12. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons donné une vue d'ensemble des différentes turbines éoliennes utilisées dans l'industrie moderne pour la production d'énergie électrique. Afin d'arriver à une meilleure compréhension du fonctionnement des turbines éoliennes, partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique par la turbine (**Loi de Betz**), nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine ainsi que le mode de régulation de la vitesse de rotation (pitch, stall).

Enfin nous avons établi un modèle mathématique de la turbine à partir de ses équations caractéristiques. Il est à noter que pour qu'un projet éolien soit rentable, il est essentiel de s'assurer que l'on dispose d'une ressource suffisante car la vitesse moyenne du vent sur un site est un facteur déterminant du fait que l'énergie produite varie proportionnellement au cube de cette vitesse. Un site idéal bénéficie de vents assez forts et constants. Dans ce qui suit nous allons étudier les générateurs les plus utilisés dans la conversion de l'énergie mécanique de la turbine en énergie électrique, notamment les génératrices asynchrones à double alimentation.

***Chapitre 2 : Etude et
modélisation de la machine
asynchrone à double
alimentation***

1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations, l'une alimente le stator avec un couplage direct au réseau et l'autre alimente le rotor à fréquences variables.

2. Structure de la machine :

Une MADA a un stator identique à celui (d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone). C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

On peut voir sur la figure (2.1) que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [25].

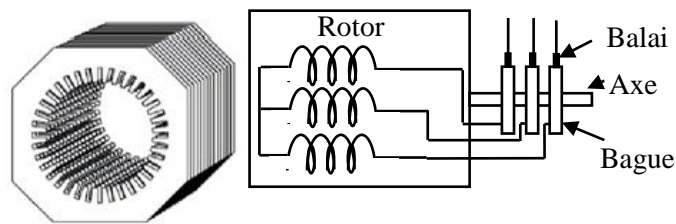


Fig.2.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de $fnms$ des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des $fnms$ des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s \cdot g \quad (2.1)$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $\omega_{gl} = 2.\pi.f_r$; c'est à dire :

$$f_r = g.f_s \quad (2.2)$$

4. Classification des machines à double alimentation

En effet, la dénomination Machine à double alimentation concerne aussi bien le fonctionnement en mode générateur que le fonctionnement en mode moteur et peut s'adresser à une multitude de configurations. Nous pourrions trouver un recensement de certains travaux où les MADAs sont classées suivant leur architecture. Dans chacune des classes, les auteurs rappellent les équations fondamentales, et les principales applications. On ne citera ici que les six grandes classes qu'ils distinguent [26]:

- a. MADA simple dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé, le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (2.2) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

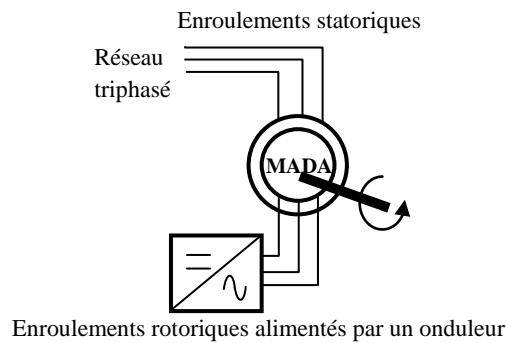


Fig.2.2 : Schéma de principe d'une simple MADA

- b. MADA en "cascade" (Cascaded Doubly Fed Induction Machine), deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, la figure (2.3) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées.

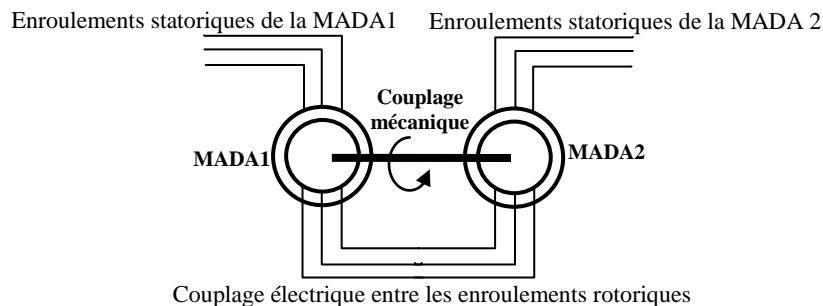


Fig.2.3 : Schéma de principe de deux MADAs en cascade

- c. MADA cascadée à un repère, il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique 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 Cascaded Doubly Fed Induction Machine).
- d. MADA sans balai, machine très proche de 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. (Brushless Doubly Fed Machine). Nous présentons sur la figure (2.4) un schéma de principe de ce type de machine.

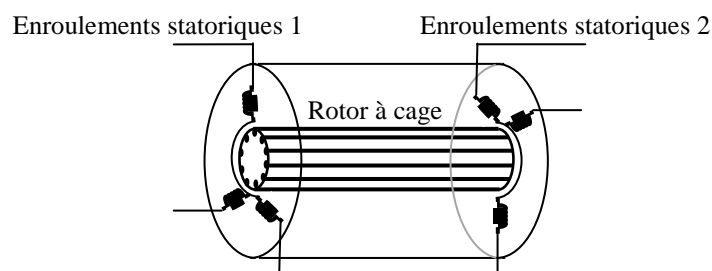


Fig.2.4: Schéma de principe de deux machines asynchrones reliées mécaniquement et électriquement par le rotor.

- e. MADA à réluctance, machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réluctance variable. Elle est nommée « Doubly Fed Reluctance Machine».
- f. MADA "tandem" (Tandem Induction Machine), machine possédant un rotor à cage et deux enroulements statoriques. Un stator est fixe tandis que l'autre peut être tournant.

5. Domaine d'application de la MADA :

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [27].

5.1 Fonctionnement moteur dans les applications industriels

La machine asynchrone à double alimentation a été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% [16].

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [28]:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charge etc...

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

5.1.1 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (2.5),
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun,
- Deux cyclo-convertisseurs.

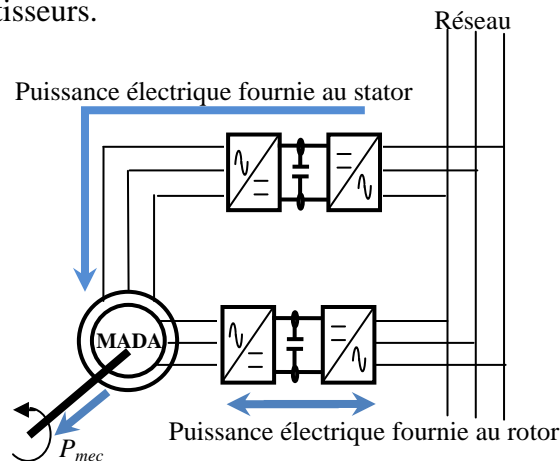


Fig.2.5: Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs

5.1.2 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo-convertisseur ou une association redresseur-onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (2.6) présente le schéma de principe de cette catégorie [29].

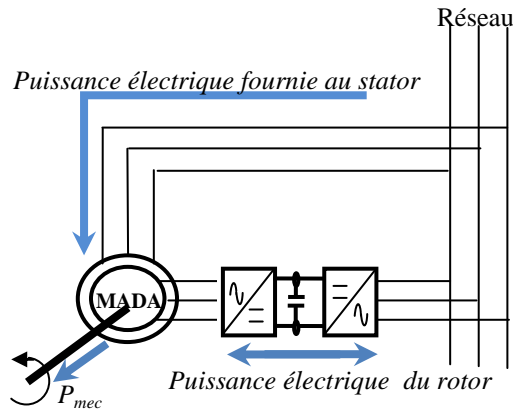


Fig.2.6 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur

5.2 Systèmes de génération éolienne à vitesse variable :

Une éolienne à vitesse variable a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec un rendement optimisé. Par conséquent les différents éléments du système éolien sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable.

Dans les systèmes éoliens de production de l'énergie électrique à vitesse variable, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant la machine asynchrone à rotor bobiné. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme dont l'objectif d'avoir un convertisseur de puissance dimensionné à une fraction de 20-30 % de toute la puissance du système, et qui permet de minimiser les pertes et réduire le coût de celui-ci [29].

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (2.7). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau [27].

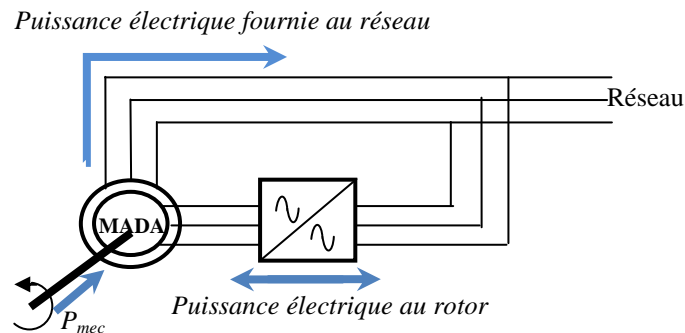


Fig.2.7 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice

6. Différentes structures d'alimentation de la MADA dans les systèmes éoliens:

6.1 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless » :

Pour réaliser une double alimentation par le stator, la machine asynchrone est munie de deux bobinages statoriques distincts figure (2.8). Un des bobinages est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée. On peut contrôler la vitesse de la génératrice autour d'un point de fonctionnement en agissant sur les tensions appliquées au second bobinage statorique qui sera appelé enroulement d'excitation.

Cet enroulement est connecté à des convertisseurs d'électronique de puissance qui sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la turbine, le coût s'en trouve réduit.

La machine n'a pas de contacts glissants mais possède deux stators à nombre de paires de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication. Il a été vérifié que cette structure génère des puissances fluctuantes sur le réseau [31].

Ce système n'a pas été exploité industriellement mais existe à l'état de prototype

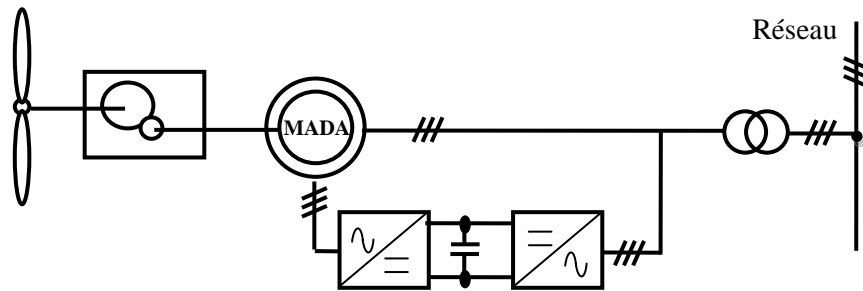


Fig. 2.8 : Machine asynchrone à double bobinage au stator

6.2 MADA à énergie rotorique dissipée:

Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau, et le réglage électronique de l'énergie du rotor assure la variation du glissement. La chaîne rotor permet ainsi à l'ensemble de fonctionner à vitesse variable. Cette configuration permet une variation limitée de la vitesse à environ 10% autour de la vitesse de synchronisme par le changement de la résistance rotor. Outre la plage de variation de vitesse limitée, l'inconvénient de cette solution est la dissipation de la puissance rotorique dans les éléments résistifs figure (2.9) [32].

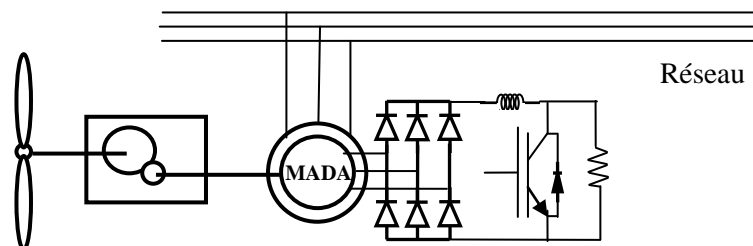


Fig.2.9 : Variation de la vitesse par réglage de la résistance du rotor

6.3 Structure de kramer :

La structure d'alimentation de Kramer comporte un redresseur à diodes sur le côté du rotor et un onduleur non autonome sur le côté réseau, figure (2.10) [33]. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage. Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone. Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau [31].

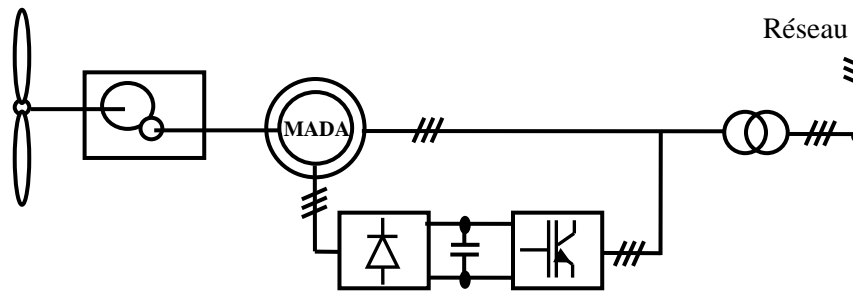


Fig.2.10 : Structure de kramer

6.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI :

Le stator de la génératrice est directement couplé au réseau et transfère la plus grande partie de la puissance alors que le rotor de moindre puissance permet de faire varier les courants rotoriques d'excitation de la MADA figure (2.11). C'est sur ce bobinage de moindre puissance que le convertisseur de puissance, composé d'un ensemble à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI, en cascade, est inséré afin de contrôler le flux et la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et contrôler aussi des puissances actives et réactives transitées du côté du réseau [34].

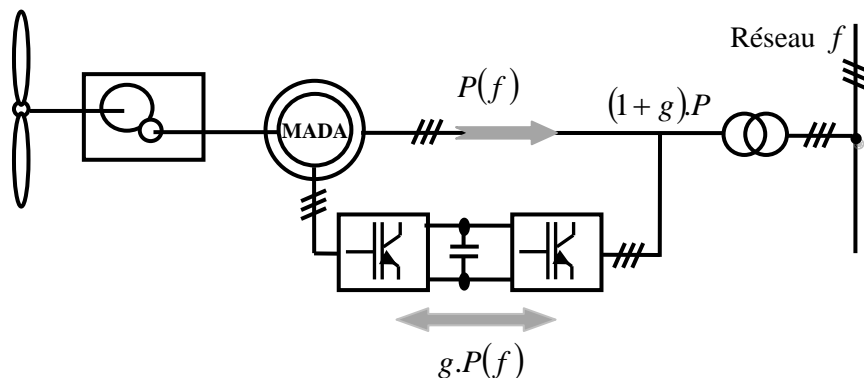


Fig.2.11: Structure de **Scherbius** avec convertisseurs MLI

6.5 Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur :

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur onduleur peut être remplacée par un cyclo-convertisseur figure (2.12), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à **IGBT** commandés en **MLI** [30].

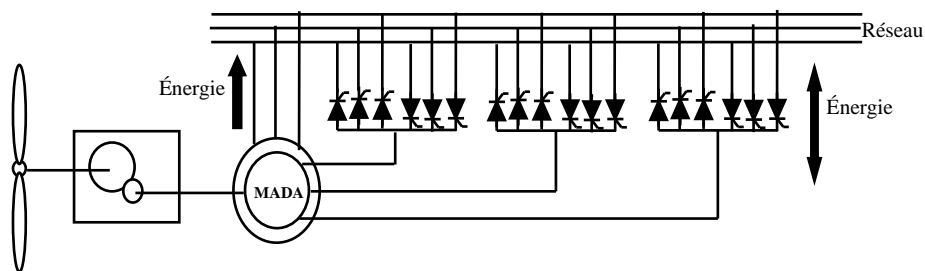


Fig.2.12: Structure de **scherbius** avec cycloconvertisseur

6.6 Convertisseur Matriciel :

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération de convertisseurs directs AC /AC, qui est constitué par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides. Généralement il a une topologie d'une source de tension. L'apparition des IGBTs et des contrôleurs puissants DSP permettent de mettre en évidence le convertisseur matriciel et d'exploiter les hautes performances apportées par celui-ci par rapport aux convertisseurs de puissances traditionnels. La tension à la sortie de celui-ci est formée par des sections de tensions d'entrée à l'aide de techniques de commande MLI intelligentes. A l'entrée du convertisseur matriciel, on place un filtre *LC* pour le filtrage des harmoniques.

La réalisation pratique du convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et le courant dans les deux directions, mais jusqu'à nos jours ce genre d'interrupteurs ne sont pas disponibles ce qui mène à réaliser ces derniers par la combinaison d'interrupteurs comme les **IGBTs**, **MCTs**, **IGCTs** et **MOSFETs** avec les diodes figure (2.13) [30].

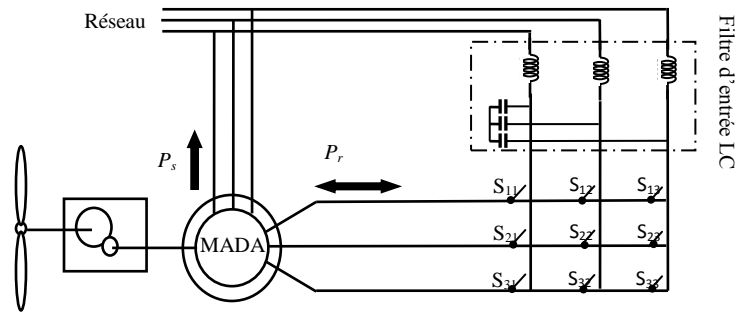


Fig.2.13: Structure avec convertisseur matriciel

7. Mode de fonctionnement de la MADA:

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et en dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [35] :

7.1 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone :

La figure (2.14) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjecter au réseau. On a donc un fonctionnement moteur au dessous de la vitesse de synchronisme. Ce régime est généralement connu come mode de récupération de l'énergie de glissement. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor.

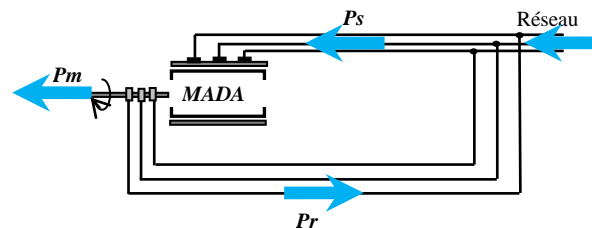


Fig.2.14 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

7.2 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone :

La figure (2.15) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator, la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor, on a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

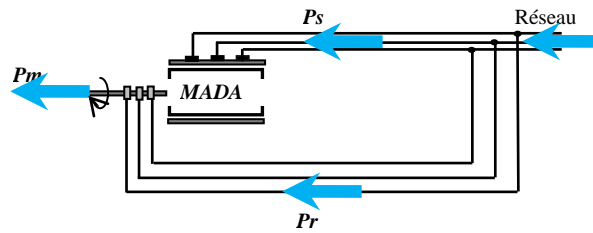


Fig.2.15 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

7.3 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone :

La figure (2.16) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

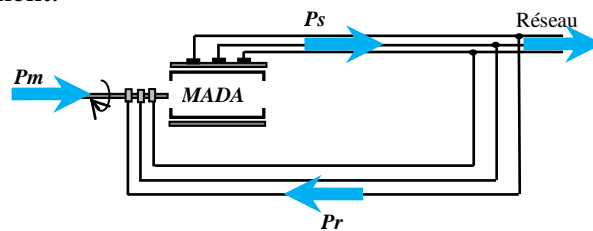


Fig.2.16 : Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

7.4 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone :

La figure (2.17) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée comme des pertes joule dans le rotor.

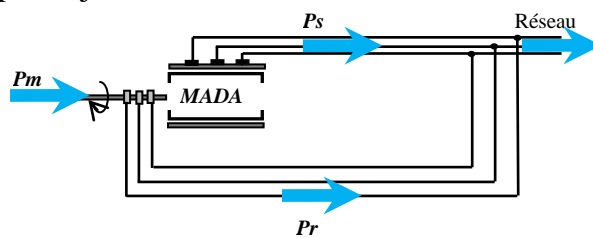


Fig.2.17 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

8. Modélisation de la machine à double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (2.18) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (*OAR*) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (*OAS*).

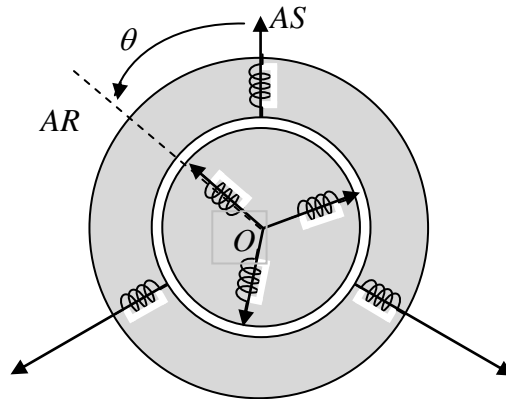


Fig.2.18 : Représentation schématique du modèle d'une MADA

8.1 Hypothèses simplificatrices :

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est reparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

8.2 Modèle de la MADA dans le repère abc :

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

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statoriques : } \begin{cases} [V_s] = [V_{as} & V_{bs} & V_{cs}]^T \\ [I_s] = [I_{as} & I_{bs} & I_{cs}]^T \\ [\Phi_s] = [\Phi_{as} & \Phi_{bs} & \Phi_{cs}]^T \end{cases},$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } \begin{cases} [V_r] = [V_{ar} & V_{br} & V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} & I_{br} & I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} & \Phi_{br} & \Phi_{cr}]^T \end{cases},$$

Les flux statorique et rotorique en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2.4)$$

Où :

$[R_s], [R_r]$: sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[L_s], [L_r]$: sont les matrices des inductances propres statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}], [M_{rs}]$: sont les matrices des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{ss}], [M_{rr}]$: sont les matrices des inductances mutuelles statorique-statorique et rotorique-rotorique.

Avec :

$$\begin{cases} [R_s] = R_s \cdot [I]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r \cdot [I]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} [L_s] = L_s \cdot [I]_{3 \times 3} \\ [L_r] = L_r \cdot [I]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$[M_{ss}] = M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \cos(2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 0 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & \cos(2\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[M_{rr}] = M_{rr} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \cos(2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 0 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & \cos(2\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2.\pi/3) & \cos(\theta - 4.\pi/3) \\ \cos(\theta - 4.\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2.\pi/3) \\ \cos(\theta - 2.\pi/3) & \cos(\theta - 4.\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (2.10)$$

Avec :

$[I]_{3 \times 3}$: est la matrice identité d'ordre 3.

M : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour $\theta = 0$.

L'énergie magnétique peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \left([I_s]^T [\phi_s] + [I_r]^T [\phi_r] \right) \quad (2.11)$$

Le couple électromagnétique s'exprime par le dérivé de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [37] :

$$C_e = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_{geom}} = n_p \cdot \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_{elect}} \quad (2.12)$$

On peut déduire :

$$C_e = \frac{n_p}{2} [I_s]^T \left(\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_{elect}} \right) [I_r] \quad (2.13)$$

L'équation du mouvement (mécanique) est :

$$J_m \frac{d\Omega_r}{dt} + f_m \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.14)$$

Où :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p} \quad (2.15)$$

Avec : J_m moment d'inertie de la machine, C_{em} couple électromagnétique C_r couple résistant, et f_m coefficient de frottement de la machine.

Nous constatons la complexité des équations électriques et l'équation mécanique de la machine asynchrone qui ne peuvent être facilement exploitées à cause des dimensions des matrices entrant dans les calculs et de la dépendance de la matrice inductance vis à vis de la position de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique, qui est variable dans le temps.

8.3 Changement de repère :

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations de la machine plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park

8.3.1 La transformation de Park :

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère (d, q) tournant dont l'orientation est à priori arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en une machine diphasée équivalente [35].

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, figure (2.19).

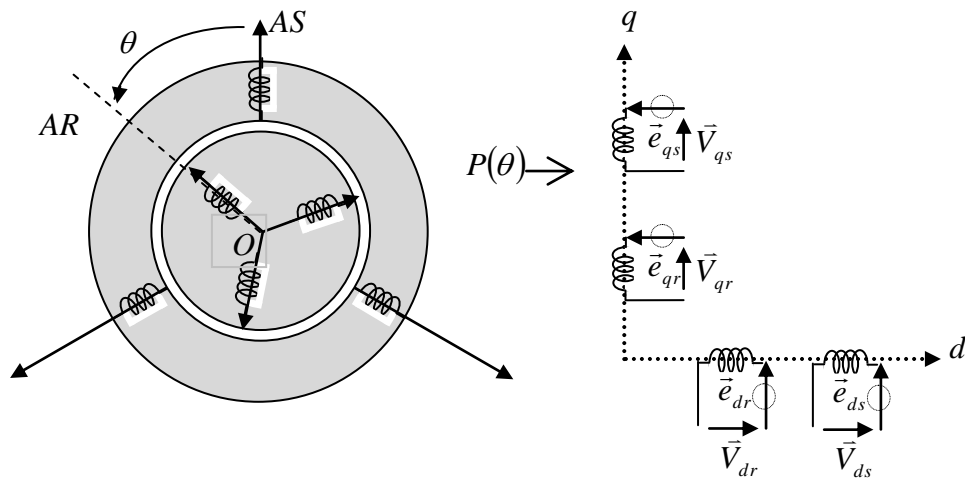


Fig.2.19 : Représentation de la MADA dans le repère de Park

Donc pour le passage du système triphasé au système biphasé en utilise la matrice $P(\theta)$:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (2.15) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

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 $[P(\theta)]^{-1}$:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

8.3.2 Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes (d, q) :

Les expressions des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (d, q) sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_{coor} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.18)$$

Avec :

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

Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le système (d, q)

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.19)$$

8.4 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des processus transitoires des machines électriques, 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.

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 :

- Référentiel fixé par rapport au stator : $\omega_{coord} = 0$
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{coord} = \omega_r$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{coord} = \omega_s$

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.

8.5 Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant :

On exprime les tensions par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.20)$$

D'autre part, on peut déduire l'expression de la puissance électromagnétique de la machine dans le repère de Park après le calcul de la puissance instantanée comme suit [37]:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[(V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs}) + (V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr}) \right] \quad (2.22)$$

En remplaçant V_{ds}, V_{qs}, V_{dr} et V_{qr} par leurs expressions, on aura :

$$P(t) = P_{js}(t) + P_{jr}(t) + P_{mgs}(t) + P_{mgr}(t) + P_{em}(t) \quad (2.23)$$

$P_{js}(t) = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2)$: représente les pertes joule dans l'enroulement de stator.

$P_{jr}(t) = \frac{3}{2} \cdot R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2)$: représente les pertes joule dans l'enroulement de rotor.

$P_{mgs}(t) = \frac{3}{2} \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{ds} + \phi_{qs} \cdot I_{qs})$: représente l'échange d'énergie électromagnétique avec la source statorique.

$P_{mgr}(t) = \frac{3}{2} \cdot (\phi_{dr} \cdot I_{dr} + \phi_{qr} \cdot I_{qr})$: représente l'échange d'énergie électromagnétique avec la source rotorique.

$P_{em}(t) = \frac{3}{2} \cdot [-\omega_s \cdot \phi_{qs} \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \cdot I_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \cdot I_{qr}]$ représente la puissance électromagnétique.

En utilisant les expressions des flux magnétiques présentées dans (2.21), on obtient :

$$P_{em}(t) = \frac{3}{2} \cdot \omega \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{qs} + \phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (2.24)$$

Sachant que : $P_{em}(t) = \Omega_r \cdot C_{em}$ et $\omega_r = \Omega_r \cdot n_p$

On déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (\phi_{ds} \cdot I_{qs} + \phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (2.25)$$

Par ailleurs, les puissances active et réactive statorique et rotorique sont données par :

$$\text{Puissance statorique : } \begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs}) \end{cases}$$

$$\text{Puissance rotorique : } \begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (V_{qr} I_{dr} - V_{dr} I_{qr}) \end{cases}$$

8.6 Mise sous forme d'équation d'état :

Les équations (2.20) peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état. On choisit pour vecteur d'état $x = [\phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr}]$, on trouve les équations d'état sous forme matricielle :

$$\begin{cases} L \cdot \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot U \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (2.26)$$

Avec : $U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]^T$, $B = [I]_{4 \times 4}$,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega_s & \frac{R_s \cdot M}{L_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & \frac{R_s \cdot M}{L_s} \\ 0 & \frac{M}{L_s}(\omega_s - \omega_r) & -R_r & \sigma(\omega_s - \omega_r) \\ -\frac{M}{L_s}(\omega_s - \omega_r) & 0 & -\sigma(\omega_s - \omega_r) & -R_r \end{bmatrix} \quad \text{et } L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{M}{L_s} & 0 & \sigma & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_s} & 0 & \sigma \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r) : \text{Coefficient de dispersion.}$$

9. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

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 (2.20), (2.21), (2.22), (2.23) 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.

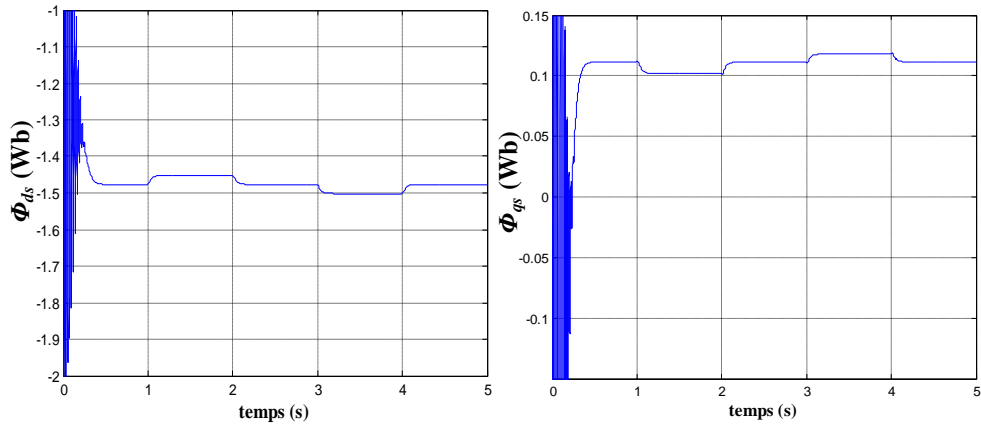


Fig.2.20 : Composantes du flux statorique

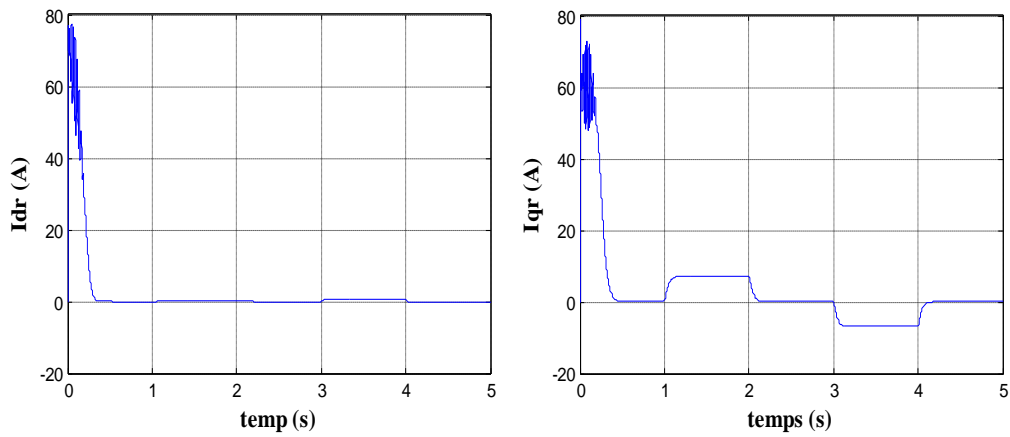


Fig.2.21 : Composantes du courant statorique

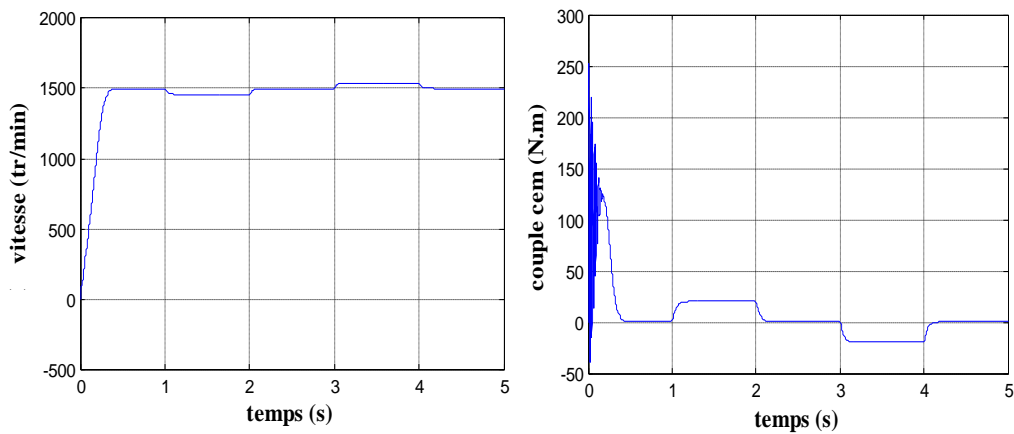


Fig.2.22 : Vitesse et couple électromagnétique C_{em}

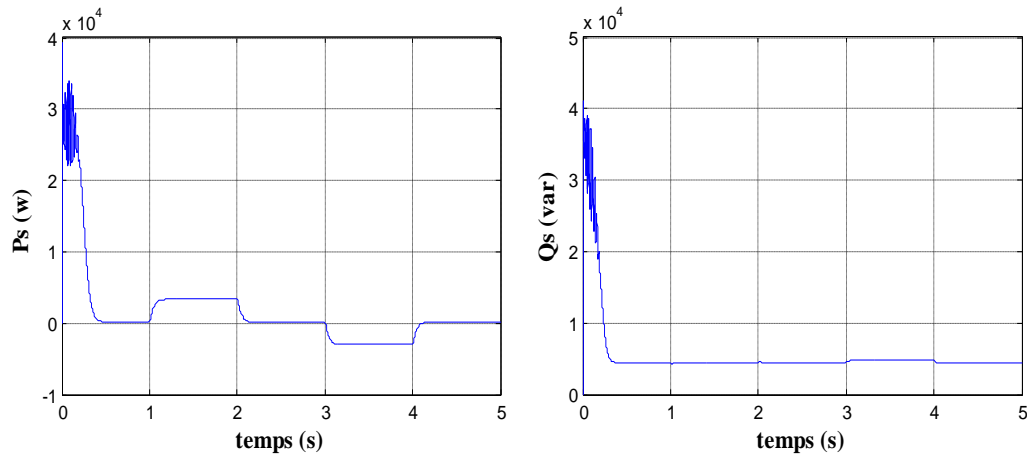


Fig.2.23 : Puissance active et réactive du stator

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 $t=1s$, un couple de charge à la machine $Cr=+20Nm$ qu'on annule à $t=2s$ ensuite à l'instant $t=3s$, on applique un couple de charge $Cr=-20Nm$ qu'on annule à $t=4s$. 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 $Cr=+20N.m$, la vitesse diminue (augmentation du glissement) et pour $Cr=-20N.m$, 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 hypersynchrone

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 (2.24), (2.25), illustrent la vitesse, le courant rotorique, le courant statorique, le couple électromagnétique.

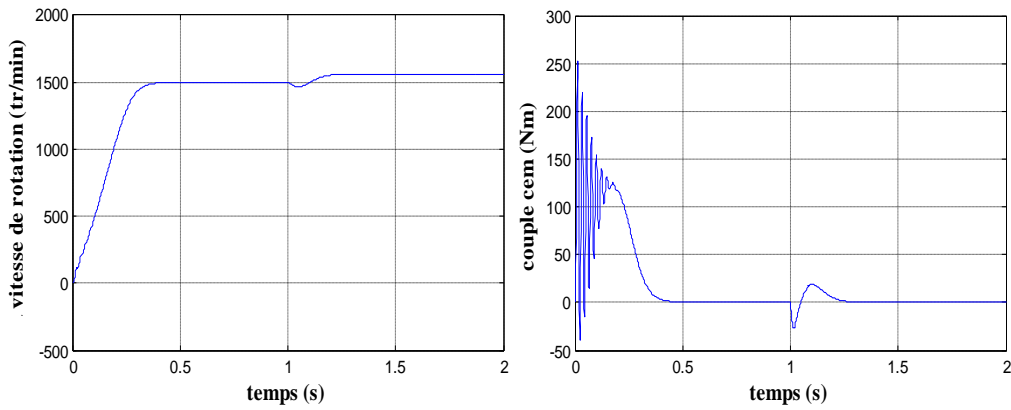


Fig.2.24 : Vitesse et couple électromagnétique

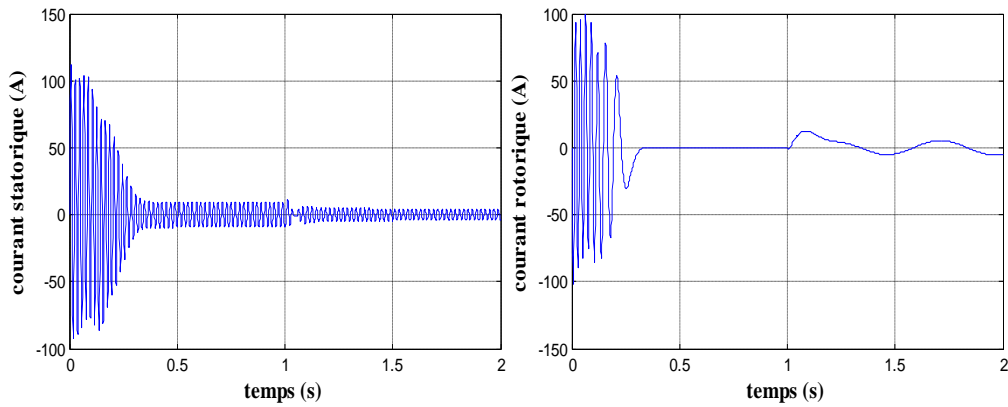


Fig.2.25 : Courants statorique et rotorique

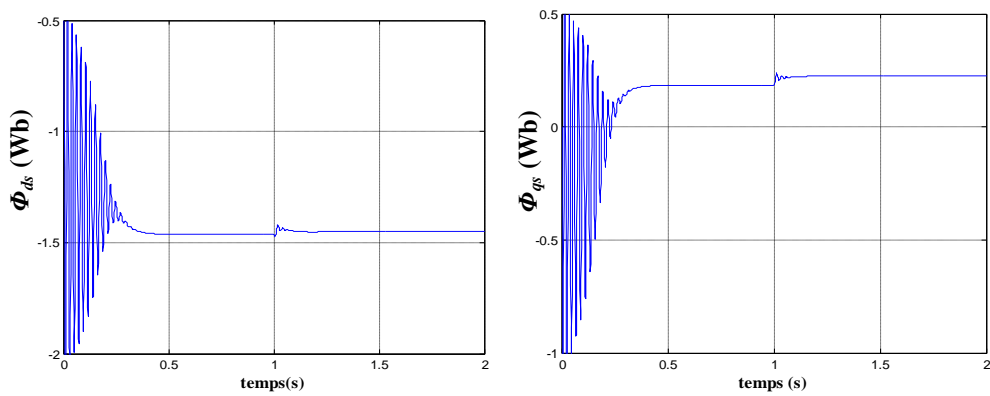


Fig.2.20 : Composantes du flux statorique

Les résultats de simulation de la MADA reportés sur les figures ci-dessus, montrent clairement les capacités de la MADA à fonctionner en régime hypersynchrone 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 1Hz.

10. 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 (2.26).

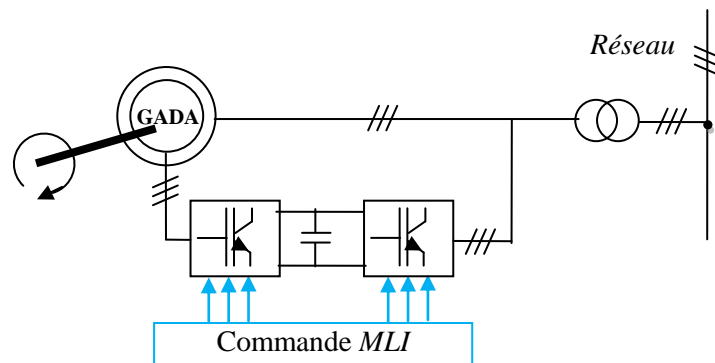


Fig.2.26: Structure d'alimentation de la MADA par une cascade onduleur- redresseur à MLI

a. MLI à porteuse triangulaire :

Dans la méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la figure 2.27, 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.

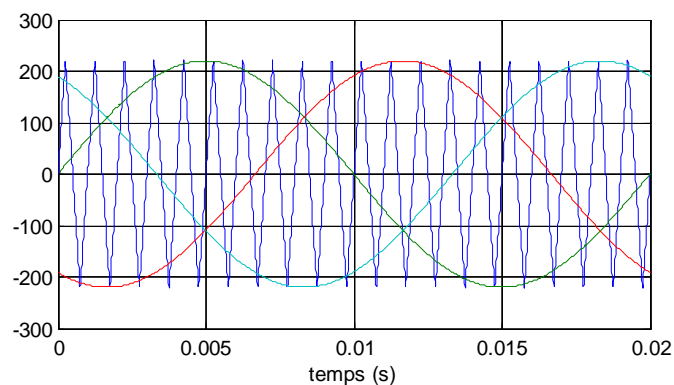


Fig. 2.27 : signal de porteuse et signaux de référence

b. MLI à bande d'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 (2.28).

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 [24].

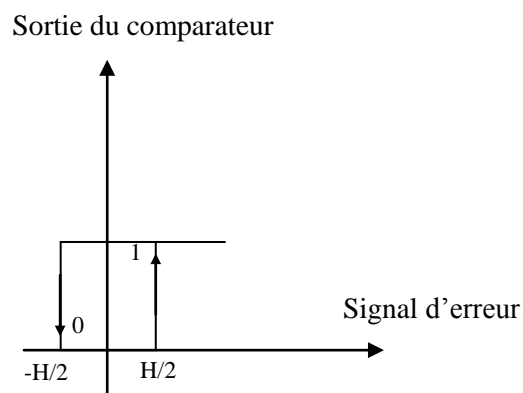


Fig.2.28 : Modulateur MLI à bande d'hystérésis

10.1 Structure générale du redresseur MLI :

La technologie employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes. Pour la commande on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion. La figure 2.29 montre le schéma de principe d'un redresseur MLI [39].

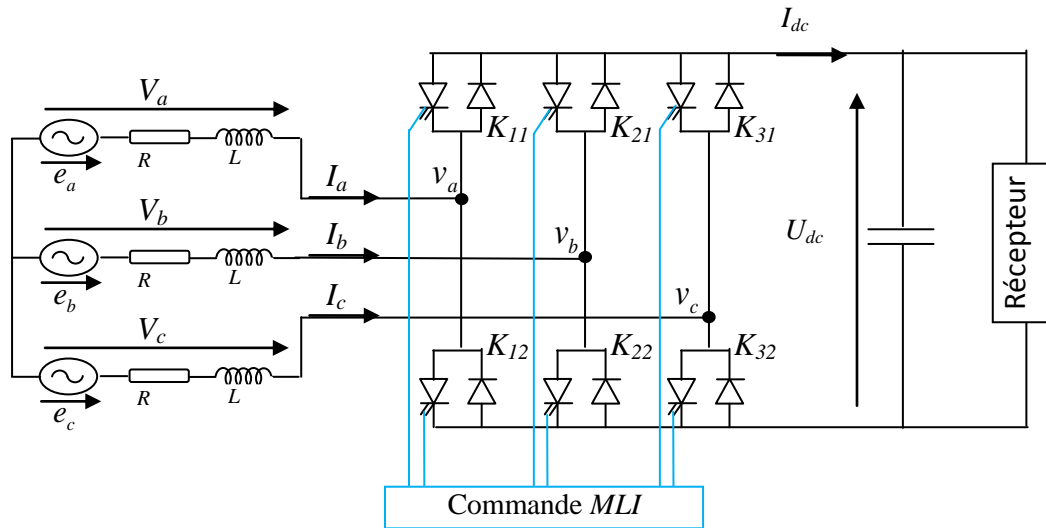


Fig.2.29 : Schéma de principe d'un redresseur MLI [40]

10.1.1 Principe de fonctionnement en redresseur MLI :

La réversibilité en courant de l'onduleur MLI de tension autorise son fonctionnement en redresseur MLI de courant. Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdale et éventuellement, en phase avec la tension. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité.

On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie. Toutefois, ce redresseur peut être à structure courant ou à structure tension.

Le courant de ligne est commandé par la chute de tension de la ligne produite par l'inductance L , et la résistance R de la ligne et la tension d'entrée du redresseur $v_{a,b,c}$. Le pont redresseur est constitué de trois bras chaque bras comporte deux transistors bipolaires (thyristors) en antiparallèles avec des diodes comme il est représenté dans la figure (2.29), chaque interrupteur peut être commandé en ouverture et en fermeture. La tension d'entrée $v_{a,b,c}$ est en fonction des états de ces interrupteurs. Le tableau suivant donne les huit états possibles de ces interrupteurs [40] :

k	S_a	S_b	S_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	u_{ds}	$-u_{ds}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	u_{ds}	
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
5	1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Tableau (2.1) : états possibles des interrupteurs et tensions d'entrée associées

S_a, S_b, S_c sont les états des interrupteurs k_{11}, k_{21}, k_{31} .

De cette table, on peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc} \end{cases} \quad (2.27)$$

D'où on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{aligned} V_a &= f_a \cdot U_{dc} \\ V_b &= f_b \cdot U_{dc} \\ V_c &= f_c \cdot U_{dc} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_a &= \frac{2 \cdot S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b &= \frac{2 \cdot S_b - (S_c + S_a)}{3} \\ f_c &= \frac{2 \cdot S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{aligned} \quad (2.28)$$

10.1.2 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé

Les équations de tensions pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrite comme suit :

$$v_n = U_{dc} \cdot \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (2.30)$$

$n=a$ ou b ou c .

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu comme :

$$C \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad (2.31)$$

Le courant dans la capacité peut s'écrire aussi:

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (2.32)$$

$$C \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c - i_{ch} \quad (2.33)$$

Donc, pour le coté alternatif du redresseur on peut écrire:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + R.i_a = e_a - U_{dc} \cdot \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + R.i_b = e_b - U_{dc} \cdot \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + R.i_c = e_c - U_{dc} \cdot \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{cases} \quad (2.34)$$

La combinaison des équations (2.33), (2.34) nous permet de tracer le schéma fonctionnel triphasé représenté dans la figure (2.30).

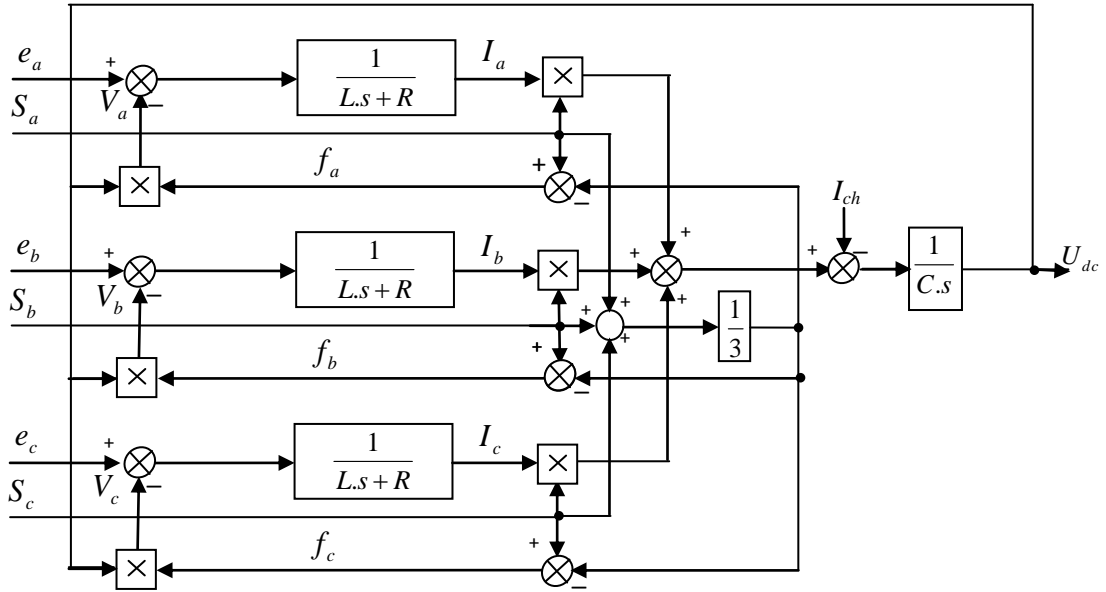


Fig.2.30 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI

Le contrôle de la tension continue U_{dc} exige une boucle d'asservissement fermée. Pour cela, il faut régler cette tension de sortie en fonction de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence U_{dc-ref} . La sortie du régulateur produit les ordres de commande pour les transistors du redresseur comme l'indique la figure (2.31) [41].

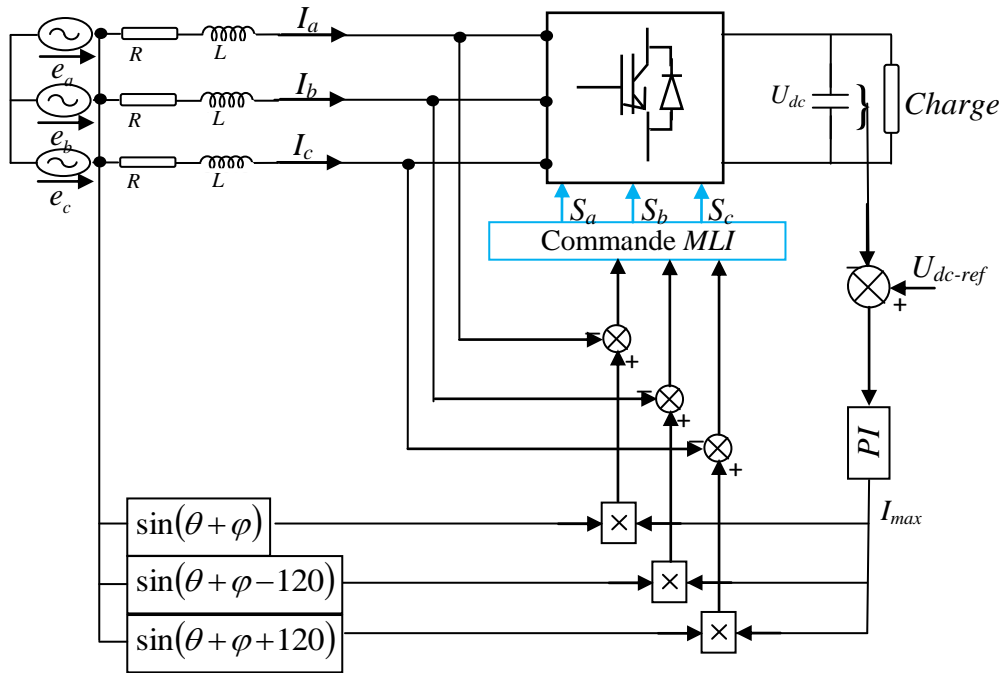


Fig.2.31 : Redresseur MLI triphasé et sa commande.

10.1.2 Résultats de simulation :

Le fonctionnement était en redresseur et le courant de charge est positif ($i_{ch} > 0$). A l’instant $t = 1s$, on fait changer le mode de fonctionnement par inversion du sens du courant de charge $i_{ch} < 0$ donc en fonctionnement onduleur.

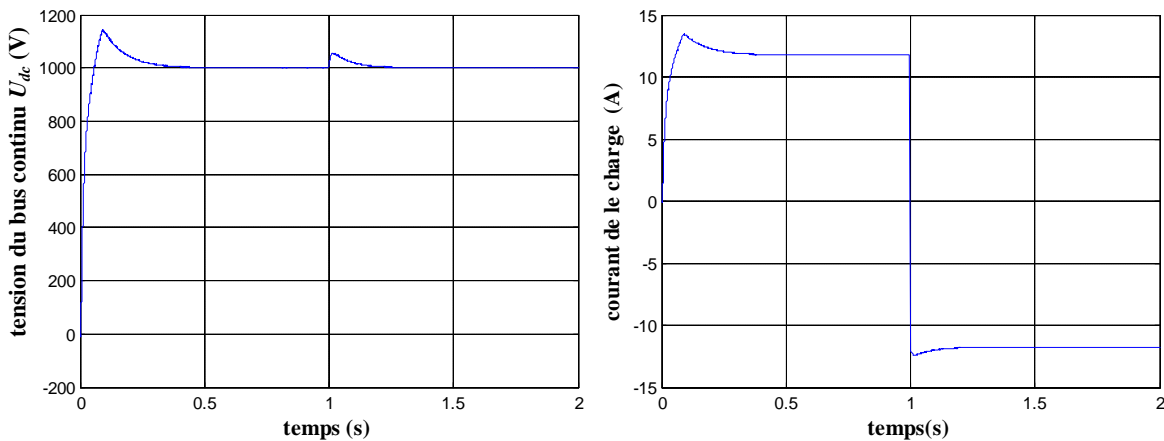


Fig.2.32 : Allure de la tension du bus continu U_{dc} et du courant de charge i_{ch}

10.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI :

L’onduleur est un convertisseur d’électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors. Il permet d’imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables [28].

Cet onduleur à commutations commandés est constitué de trois branches disposées de la même manière que dans le redresseur commandé [37].

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande.

Les équations instantanées des tensions simples à la sortie de l'onduleur en fonction des grandeurs de commande sont données par [42] :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Ces variables de commande f_1, f_2, f_3 présentent des signaux logiques (1 ou 0) déduits de l'application de la technique à MLI, ou par comparaison entre les courants de sortie $i_{a,b,c}$ et les courants de références $i_{a,b,c,ref}$. la figure suivante présente la tension d'une phase de sortie de l'onduleur.

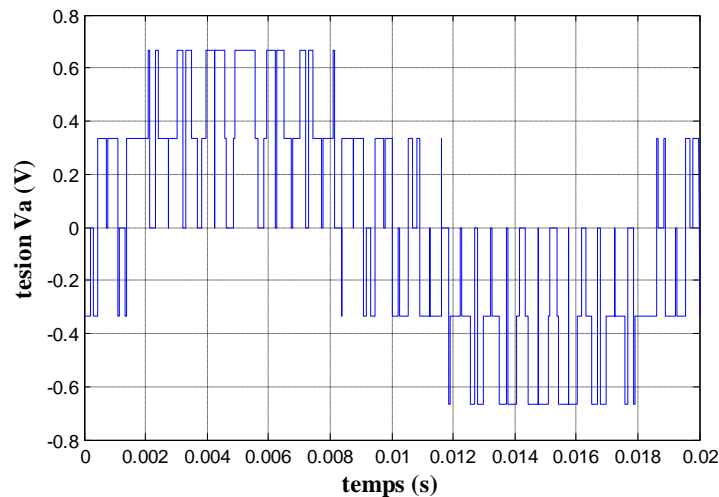


Fig.2.33 : Tension de sortie d'une phase de l'onduleur

11. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ainsi que ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle de la machine dans le repère (a,b,c) auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et de son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande. La commande vectorielle sera le sujet du chapitre suivant.

*Chapitre 3 : contrôle de la
puissance active et réactive par
des régulateurs PI*

1. Introduction :

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [43],[44].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [31].

2. Principe de la commande vectorielle :

La commande par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, I_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant I_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes I_{dr} et I_{qr} sont mutuellement découplées [44].

De nombreuses variétés de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux d'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

3. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique :

On rappelle d'abord le système d'équations différentielles de la machine :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.1)$$

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les flux statoriques et les courants rotoriques comme des vecteurs d'état. Les équations (2.2) peuvent être disposées sous la forme d'une représentation d'état comme suite :

$$\begin{cases} L \cdot \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot U \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec : $U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]^T$, $B = [I]_{4 \times 4}$, $x = [\phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr}]^T$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega_s & \frac{R_s \cdot M}{L_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & \frac{R_s \cdot M}{L_s} \\ 0 & \frac{M}{L_s} (\omega_s - \omega_r) & -R_r & \sigma \cdot (\omega_s - \omega_r) \\ -\frac{M}{L_s} (\omega_s - \omega_r) & 0 & -\sigma \cdot (\omega_s - \omega_r) & -R_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{M}{L_s} & 0 & \sigma & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_s} & 0 & \sigma \end{bmatrix}$$

3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé :

En appliquant la technique d'orientation du flux statorique sur le modèle de la machine (orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe q soit constamment nul).

Nous pouvons écrire :

$$\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.3)$$

Dans le repère triphasé (a, b, c), la tension aux bornes d'une phase n du stator s 'exprimé par la relation générale :

$$V_{ns} = R_s I_{ns} + \frac{d\phi_{ns}}{dt} \quad (3.4)$$

De plus, si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à [42] :

$$V_{ns} = \frac{d\phi_{ns}}{dt} \quad (3.5)$$

Cette relation montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur de tension statorique et qu'il est en avance de $(\pi/2)$ sur ce même vecteur. Toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant, on peut écrire :

$$V_{ds} = 0, V_{qs} = V_s \quad (3.6)$$

Le principe d'orientation de la tension et du flux statorique est illustré sur la figure (3.1)

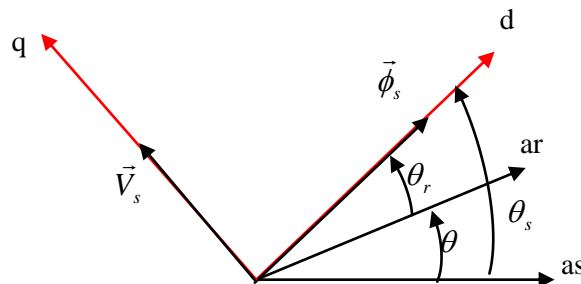


Fig.3.1 : Orientation du flux statorique

Dans l'hypothèse où le flux ϕ_{ds} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator). Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q. L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = n_p \frac{M}{L_s} \phi_{ds} \cdot I_{qr} \quad (3.7)$$

En utilisant les simplifications ci-dessus, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \phi_{ds} = \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (3.9)$$

A partir des équations (3.9), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques:

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (3.10)$$

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} \cdot I_{ds} - V_{ds} \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (3.11)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{ds} = 0$) donne:

$$\begin{cases} P_s = V_{qs} \cdot I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (3.12)$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (3.10) dans l'équation (3.12), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = V_s \frac{\phi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad (3.13)$$

En tirant ($\phi_s = V_s / \omega_s$) de l'équation (3.8), l'expression de la puissance réactive devient :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} I_{dr} \quad (3.14)$$

Ces équations montrent qu'on a un découplage entre les commandes des puissances où la puissance active peut être commandée par la composante en quadrature du courant I_{qr} . La puissance réactive peut être commandée par la composante directe du courant I_{dr} [45].

On considère les tensions rotoriques V_{dr} , V_{qr} comme variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté et les courants rotoriques I_{dr} , I_{qr} comme variables d'état. Ces grandeurs sont en fonction des grandeurs de consigne P_{sref} et Q_{sref} .

$$\begin{cases} P_{sref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qrref} \\ Q_{sref} = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{drref} \end{cases} \quad (3.15)$$

Les équations des flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (3.16)$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \end{cases} \quad (3.17)$$

A partir de ces équations, les expressions des tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_s I_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_s I_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{qr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (3.18)$$

V_{dr} et V_{qr} : sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

$\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ est le terme de couplage entre les deux axes ;

$g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{dr}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Les équations (3.15), (3.18) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler figure (3.3).

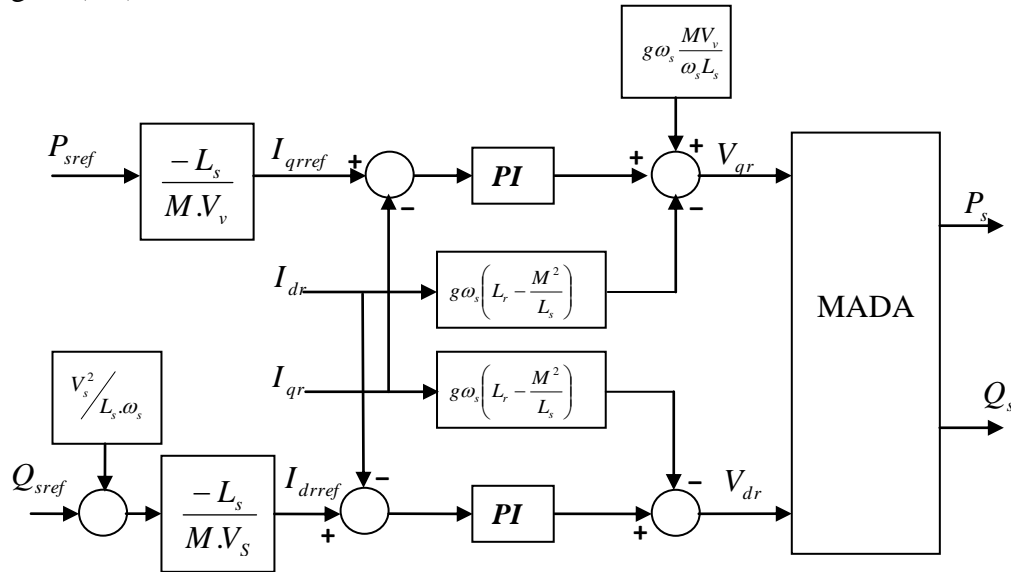


Fig.3.2 : Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la MADA alimentée en tension

4. Résultats de simulation :

4.1 Essai 01 : fonctionnement à vitesse fixe

Le premier essai consiste à appliquer aux entrées de commande des échelons de puissance active et réactive, alors que la machine est entraînée à vitesse fixe de 1600 *tr/min*.

- Pour la puissance active :
 - De $t=0s$ à $t=1s$: un échelon négatif de -500 W,
 - De $t=1s$ à $t=3s$: un échelon négatif de -3000 W,
 - De $t=3s$ à $t=5s$: un échelon négatif de -2000 W.
- Pour la puissance réactive :
 - De $t=0s$ à $t=2s$: un échelon négatif de -400 VAR,
 - De $t=2s$ à $t=4s$: un échelon positif de 400VAR,
 - De $t=4s$ à $t=5s$: un échelon nul de 0 VAR.

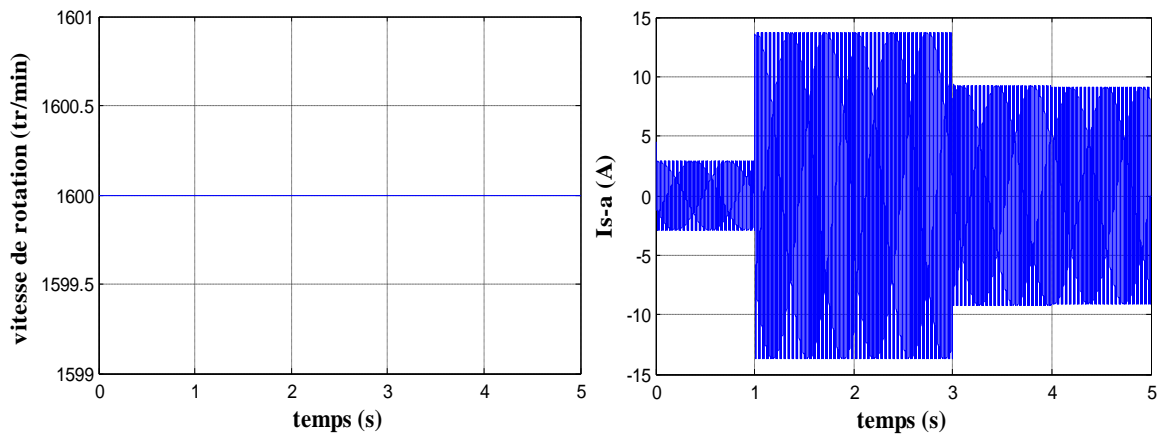


Fig.3.3: Vitesse de rotation et courant de la phase a du stator.

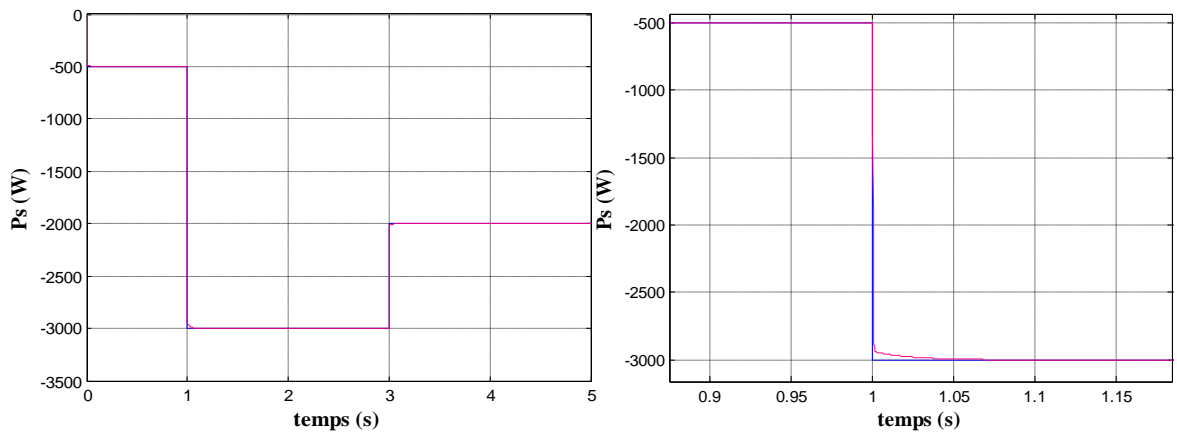


Fig.3.4: Puissance active de stator avec un zoom.

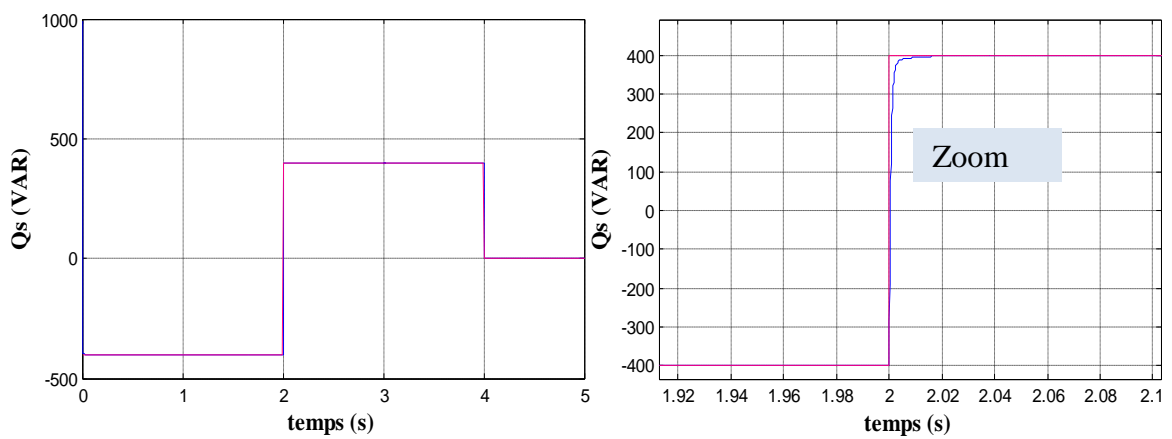


Fig.3.5 : Puissance réactive de stator avec un zoom.

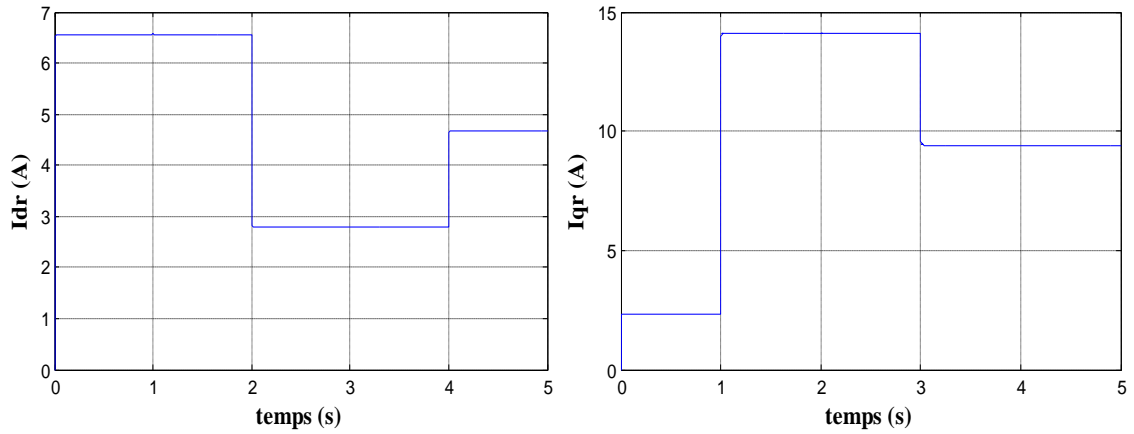


Fig.3.6 : Courant statorique selon l'axe d et l'axe q

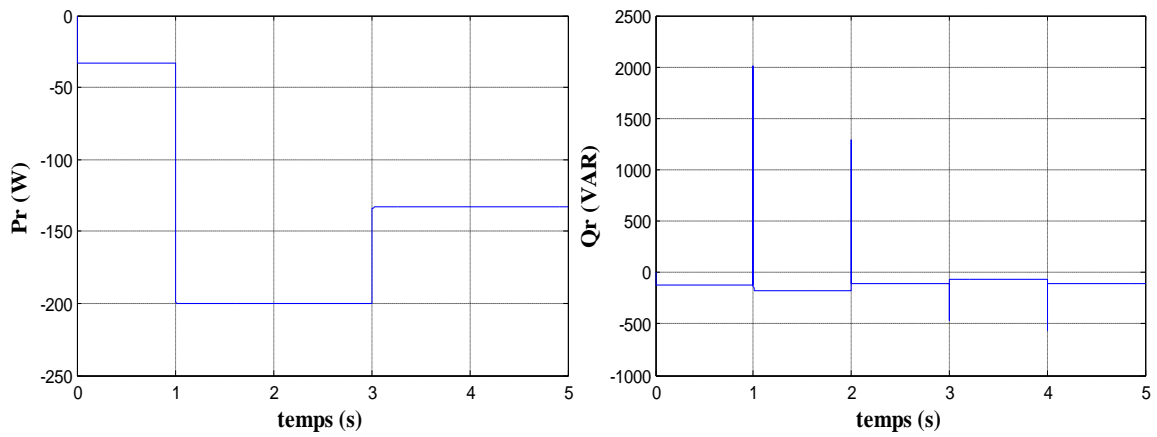


Fig.3.7 : Puissance active et réactive du rotor

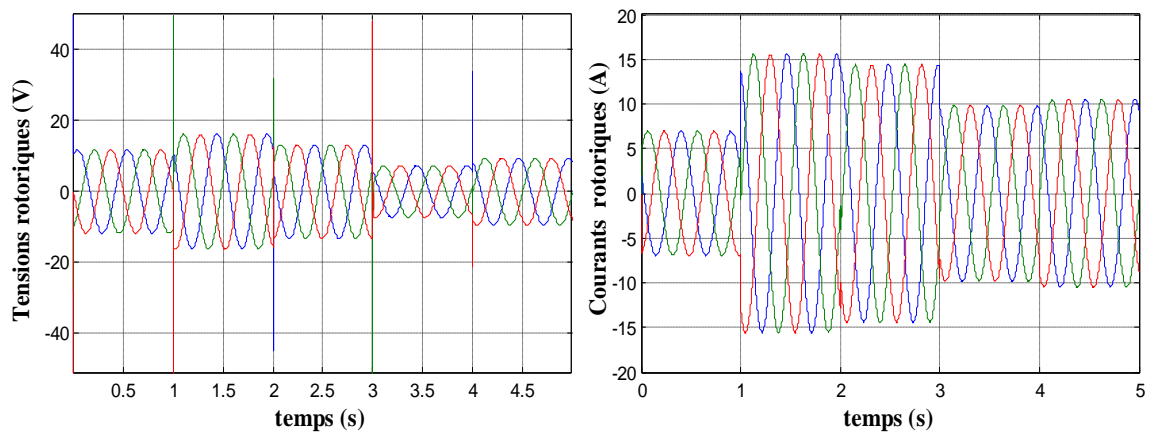


Fig.3.8. : Tensions et courants rotoriques

4.1.1 Interprétation des résultats :

On observe une dynamique qui réagit rapidement pour la puissance réactive et celle de la puissance active du stator avec un temps de réponse de 0.01s.

La puissance active du côté statorique est négative ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA, La puissance réactive est réglable selon les besoins du réseau (ajustement sur le $\cos(\varphi)$), et les deux sont découplées entre eux (la puissance active est commandée par la composante I_{qr} et la puissance réactive par le composante I_{dr}).

On observe aussi sur la courbe de puissance active rotorique que cette dernière est négative et sa valeur est justifiée par le régime de fonctionnement hypersynchrone de la machine. Dans ce cas la génératrice fournit la puissance de glissement au réseau à travers le rotor de la machine, ce qui donne un avantage à la MADA en régime hypersynchrone.

4.2 Essai du fonctionnement en MPPT :

4.2.1 Stratégie MPPT :

La vitesse du vent étant difficilement mesurable, une stratégie MPPT sans cette mesure est présentée. Nous supposons que la vitesse du vent est constante sur la période d'étude, la vitesse de rotation de la turbine est supposée constante au regard de l'inertie importante de celle-ci. Si nous négligeons le coefficient de frottement de l'arbre mécanique, on peut écrire selon l'équation (1.18) :

$$C_g = C_{em} \quad (3.19)$$

Tel que C_g : est le couple exercé sur l'arbre après le multiplicateur.

Alors, la référence du couple électromagnétique de la turbine est obtenu à partir du couple de la turbine :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{aer}}{G} \quad (3.20)$$

Afin d'atteindre la valeur optimale de la vitesse de rotation rotorique lorsque la vitesse du vent est modifiée, le coefficient de puissance doit être maintenu à sa valeur maximale (C_{p-max}). Alors, le couple aérodynamique absorbé est exprimé par [4]:

$$C_{aer} = \frac{1}{2 \cdot \Omega_t} C_{p-max} \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (3.21)$$

La vitesse de rotation de la turbine est estimée à partir de la vitesse de la génératrice par :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_r}{G} \tag{3.22}$$

Pour une valeur constante de l'angle d'incidence de la pale β et du rapport de vitesse λ égale à sa valeur optimale λ_{opt} , la vitesse du vent peut être estimée :

$$V = \frac{R\Omega_t}{\lambda_{opt}} \tag{3.23}$$

Alors, le couple électromagnétique de référence est obtenu par [4]:

$$C_{em-ref} = \frac{1}{2\lambda_{opt}G^3} C_{p-max} \rho \pi R^2 \Omega^2 \tag{3.24}$$

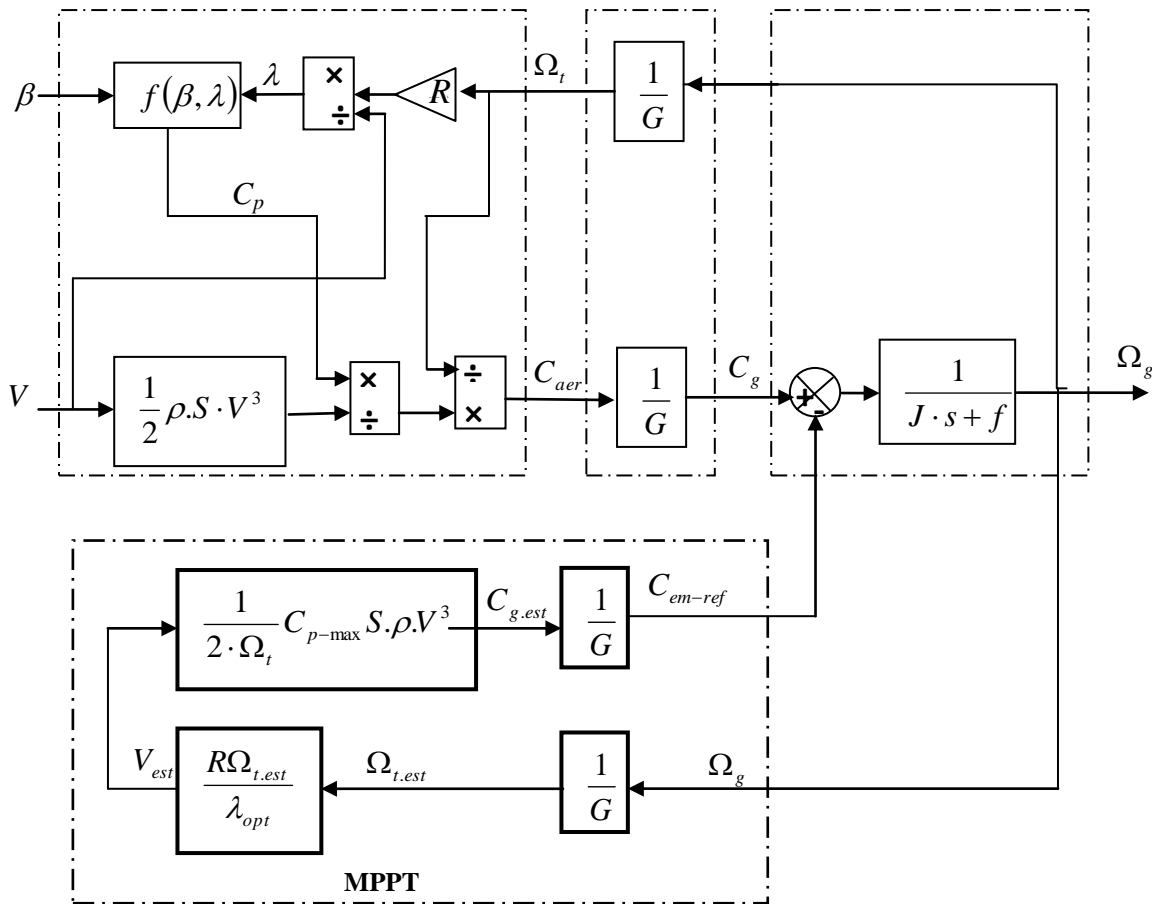


Fig.3.9: Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent

4.2.2 Résultats de simulation :

Vitesse de vent variable avec l'implémentation de l'algorithme MPPT

- L'angle de calage β est fixé à 1° .
- La référence de puissance est choisie selon l'MMPT.
- Un échelon de la puissance réactive de 0 pour maintenir le facteur de puissance à l'unité.

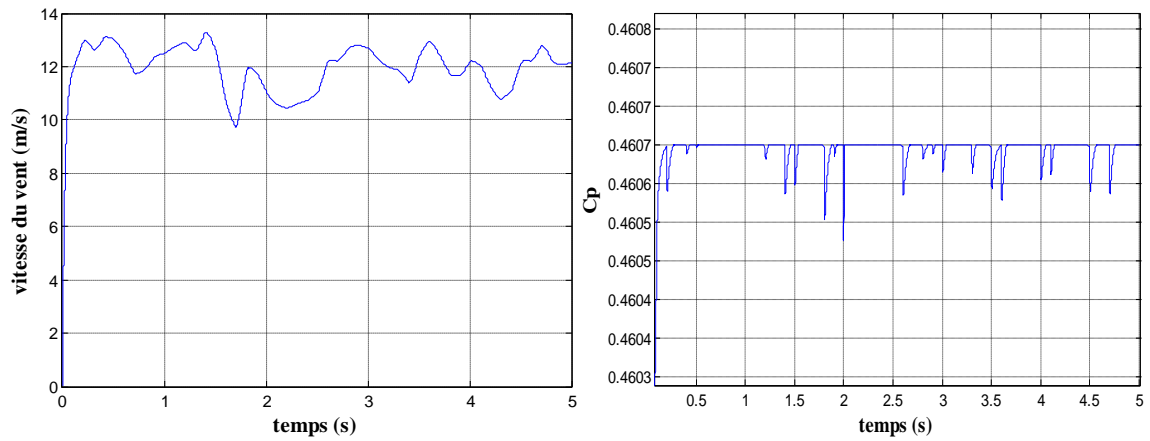


Fig.3.10 : Vitesse du vent et coefficient de puissance C_p

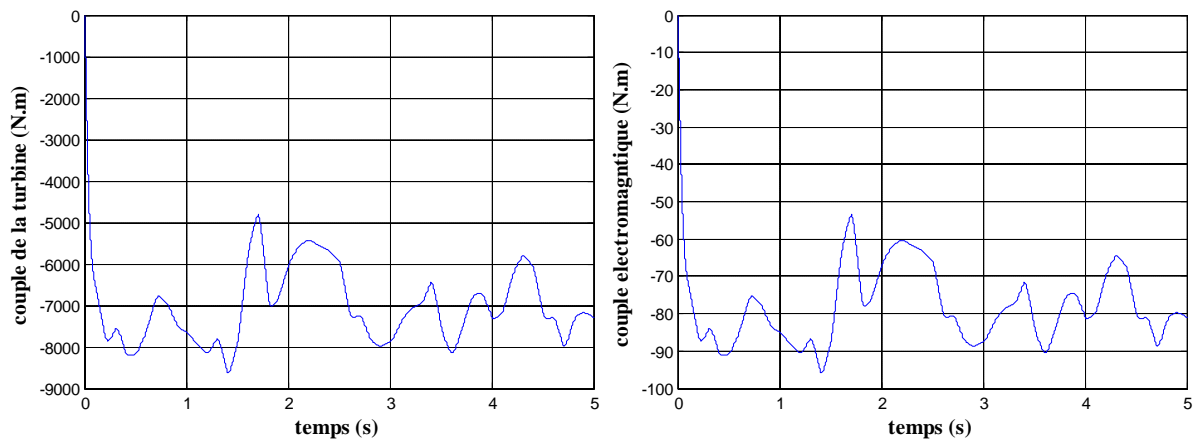


Fig.3.11: Couple de la turbine C_t et couple électromagnétique C_{em}

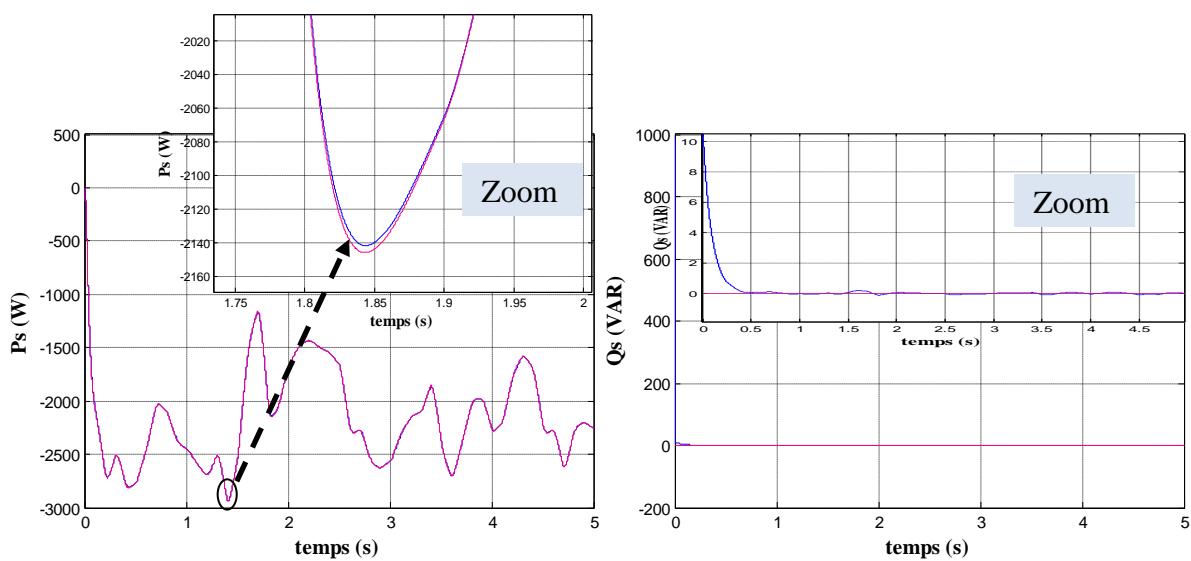


Fig.3.12: Puissance active et réactive du stator avec un zoom

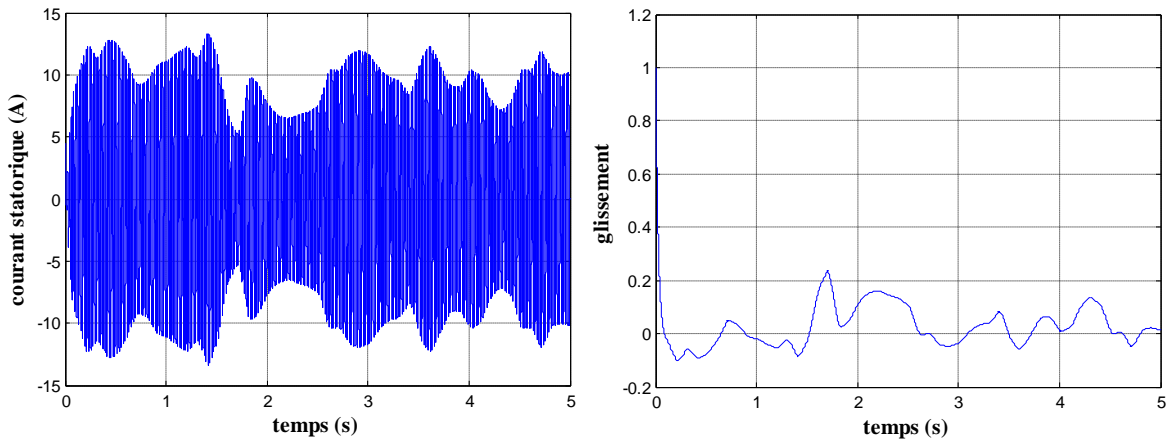


Fig.3.13: Courant d'une phase du stator et glissement g

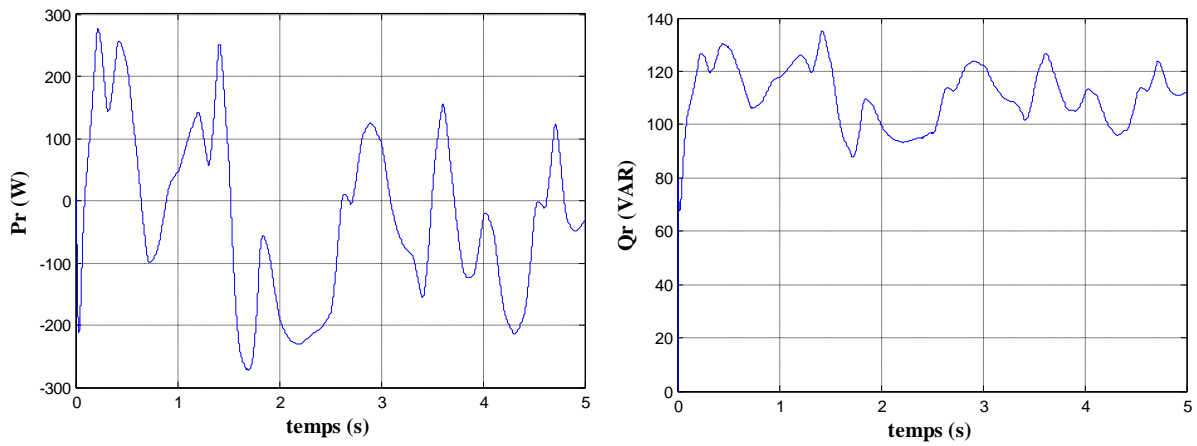


Fig.3.14: Puissance active et réactive du rotor

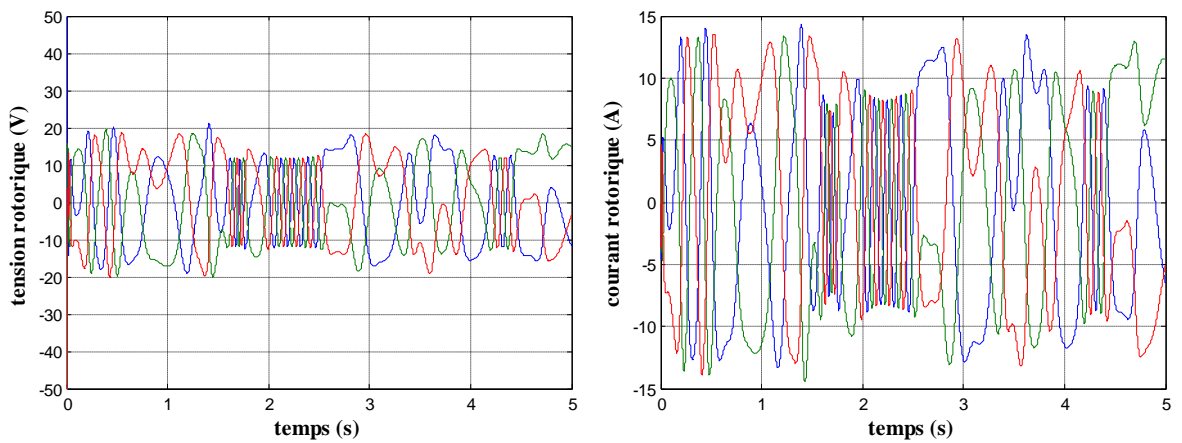


Fig.3.15: Tensions (V_{ar} , V_{br} , V_{cr}) et courants rotoriques (I_{ar} , I_{br} , I_{cr})

4.2.3 Interprétation des résultats :

Nous avons appliqué à notre éolienne un profil de vent qui est présenté dans la figure (3.10). Les courbes des caractéristiques mécaniques (coefficient de puissance C_p , couple de la turbine C_t et celle de la génératrice C_{em} sont présentés dans les figures (3.10) et (3.11)). Nous avons ensuite présenté la puissance active et réactive du stator, figure (3.12), le courant du stator et le glissement dans la figure (3.13), la puissance active et réactive du rotor la figure (3.14), la tension et le courant rotoriques dans la figure la figure (3.15).

Une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite car elle est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Cette puissance est appliquée au système de réglage pour que la puissance active du rotor suit cette puissance, et la puissance réactive du stator est réglée suivant les besoins du réseau (correction du facteur de puissance) figure (3.10).

La puissance active du stator suit donc sa référence pour permettre à l'éolienne à fonctionner dans les conditions optimales. Cette manière de fonctionnement est justifiée par la valeur maximale du coefficient de puissance ($C_p=0.43$).

Comme le montre la courbe de la puissance active rotorique, cette puissance évolue en fonction de la puissance active du stator et la valeur de glissement g ; ce qui vérifie l'expression $P_r = -g * P_s$.

Nous avons également présenté les variations des tensions et des courants rotoriques afin de mettre en évidence le changement du fonctionnement.

5. Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix de l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

*Chapitre 4 : contrôle de la
puissance active et réactive par
des régulateurs à mode glissant*

1. Introduction :

La théorie des systèmes à structures variable (SSV) et les modes glissants a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu au 1^{er} congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimark et Fillipov a été concluante dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriés autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [46].

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la MADA. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons aussi l'application de la commande sur la MADA et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

2. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable :

Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (4.1) [47].

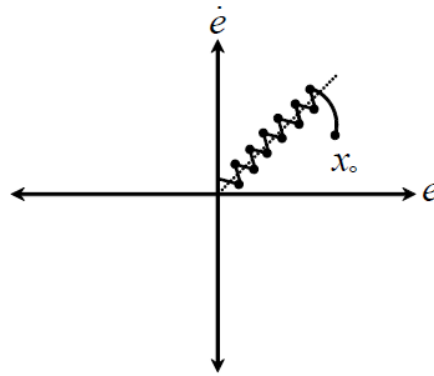


Fig.4.1 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [47]:

- **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.

3. Conception 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 cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent [48]:

- Le choix des surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence
- La détermination de la loi de commande.

3.1 Choix des surfaces de glissement :

On considère le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ x \end{bmatrix} = [A][x] + [B][U] \quad (4.1)$$

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 $[U]$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_d , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \delta \right)^{r-1} e(x) \quad (4.2)$$

Avec :

δ : gain positif,

$e(x) = x_d - x$: écart de la variable à réguler,

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial S}{\partial U} \neq 0$ assurant la contrôlabilité; $S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain δ et c'est l'objectif de la commande.

3.2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [49].

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.3)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux cotés de la surface de commutation. La condition (4.3) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doive aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [48].

3.3 Fonction de Lyapunov :

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

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.4)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (4.5)$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.6)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés (figure 4.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal [49].

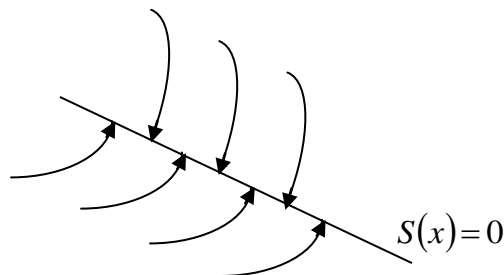


Fig.4.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

4. Détermination de la loi de commande :

Dans la théorie de la CSV, il y'a de différentes manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation. Dans la littérature, il y a trois types de structures très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente. Les deux dernières approches, sont les préférées dans la commande des machines électriques parce qu'elles sont plus appropriées.

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure (4.3) [50].

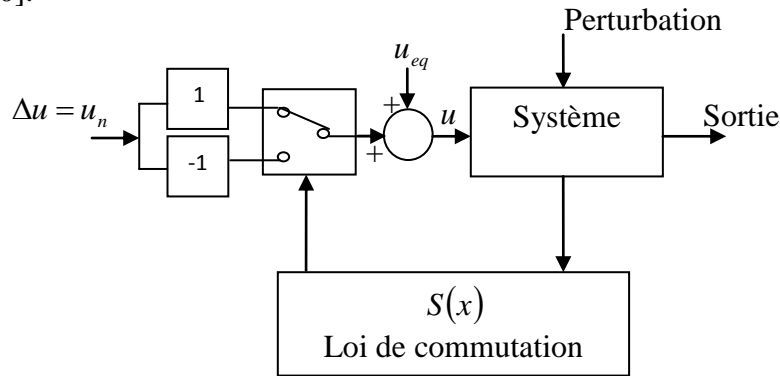


Fig.4.3 : Schéma fonctionnel de la commande équivalente

4.1 La commande équivalente :

La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue u_n , pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface $S(x)$. Dans ces conditions la commande est écrite comme suit:

$$u = u_{eq} + u_n \quad (4.7)$$

La première étape, est de définir une entrée u_{eq} , de telle façon que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation $S(x) = 0$.

La dérivée de la surface $S(x)$ est [51]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x)u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} B(x)u_n \quad (4.8)$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que $S(x) = 0$, et par conséquent $\dot{S}(x) = 0$, et $u_n = 0$.

Dans ces conditions la solution de l'équation (4.8) et alors :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x)\right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \quad (4.9)$$

Avec la condition que: $\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0$.

Une fois u_{eq} définit, (4.9) est substituée dans le système (4.8), pour avoir la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n \quad (4.10)$$

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$ (figure 4.4) [51].

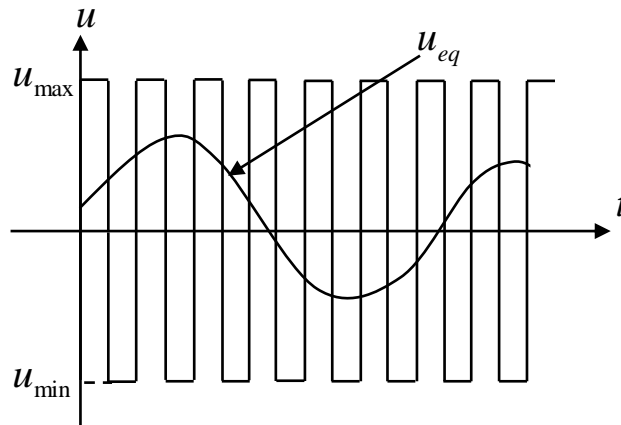


Fig.4.4: Commande équivalente u_{eq}

4.2 La commande discontinue de base :

La commande u_n est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition $S \cdot \dot{S} < 0$. Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$.

La commande u_n , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « sign » figure(4.5) :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (4.11)$$

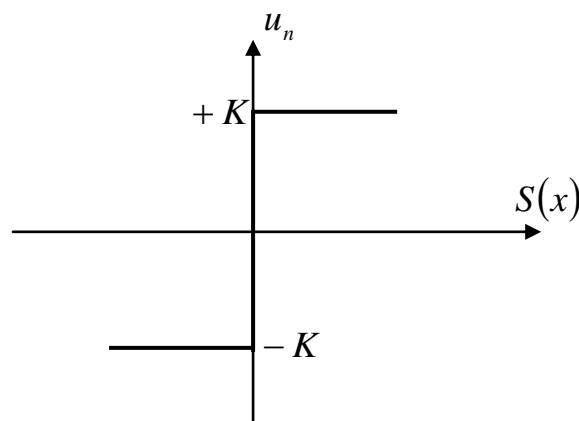


Fig.4.5 : Fonction « sign »

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisées par le phénomène de chattering.

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène, on utilise pour la commande par régulateurs à mode glissant la commande dite douce à un seul seuil, elle est donnée par le système (4.12) et représentée sur la figure.4.6.

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K.S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K.\text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (4.12)$$

Cette fonction est connue aussi par, la fonction saturation « *sat* ».

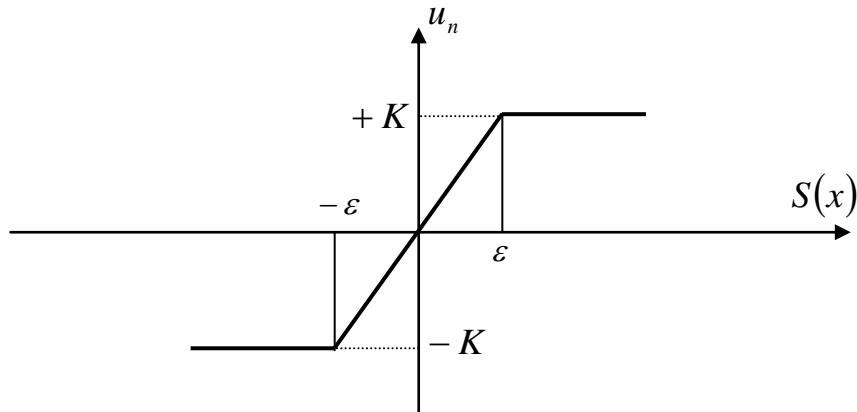


Fig.4.6 : Commande adoucie « *sat* »

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue u_n . Pour cela, on remplace la fonction *sign* par la fonction intégrale. Elle est définie comme suit [51]:

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} + \eta \quad (4.13)$$

Avec:

$$\delta = \begin{cases} \delta_0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \delta_0 + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \xi + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (4.15)$$

Où: $\delta, \eta, \gamma, \xi, \varepsilon$ sont des constantes positives.

La commande est illustrée à la figure (4.7):

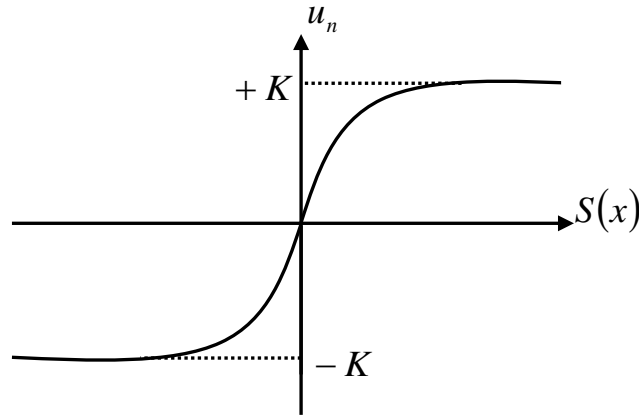


Fig.4.7 : Commande intégrale

5. Utilisation du RMG pour le contrôle de la puissance active et réactive de la MADA :

5.1 Contrôle de la puissance active :

Pour contrôler la puissance active on prend $r = 1$, l'expression de la surface de contrôle de la puissance active a pour forme :

$$S(P) = (P_{sref} - P_s) \quad (4.16)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(P) = \left(\dot{P}_{sref} - \dot{P}_s \right) \quad (4.17)$$

Comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent, la puissance active peut être donnée (contrôlée) en fonction du courant I_{qr} .

On remplace l'expression de la puissance active (3.12) dans (4.17) :

$$\dot{S}(P) = \left(\dot{P}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s} \dot{I}_{qr} \right) \quad (4.18)$$

On tire l'expression du courant \dot{I}_{qr} de l'équation de la tension V_{qr} (3.18)

$$\dot{S}(P) = \dot{P}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} \left(V_{qr} - R_r I_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \quad (4.19)$$

En remplaçant l'expression de V_{qr} par $V_{qr.eq} + V_{qr.n}$ commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$\dot{S}(P) = \dot{P}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} \left((V_{qr.eq} + V_{qr.n}) - R_r I_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \quad (4.20)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(P)=0$, $\dot{S}(P)=0$ et $V_{qr.n}=0$.

On tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente $V_{qr.eq}$ qui s'écrit :

$$V_{qr.eq} = \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{P}_{sref} - \left(R_r I_{qr} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \right) \quad (4.21)$$

Et

$$V_{qr.n} = K_{Vqr} \text{sign}(S(P)) \quad (4.22)$$

K_{Vqr} Est un gain positif qui sera calculé par la suite.

5.2 Contrôle de la puissance réactive :

Pour $r=1$, l'expression de la surface de contrôle de la puissance réactive a pour forme :

$$S(Q_s) = Q_{sref} - Q_s \quad (4.23)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{sref} - \dot{Q}_s \quad (4.24)$$

On remplace l'expression de la puissance réactive (3.15)

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{sref} - \left(V_s \frac{M}{L_s} \dot{I}_{dr} \right) \quad (4.25)$$

On tire l'expression du courant \dot{I}_{dr} de l'équation de la tension V_{dr} (3.18)

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} (V_{dr} - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr}) \quad (4.26)$$

D'où l'expression de $V_{dr} = V_{dr.eq} + V_{dr.n}$

En remplaçant cette expression dans l'équation (4.26), nous trouvons :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} ((V_{dr.eq} + V_{dr.n}) - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr}) \quad (2.27)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons: $S(Q)=0$, $\dot{S}(Q)=0$ et $V_{dr.n}=0$.

D'où nous déduisons :

$$V_{dr.eq} = \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{Q}_{sref} - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \quad (4.28)$$

Et

$$V_{dr,n} = K_{vdr} \text{sign}(S(Q)) \quad (4.29)$$

K_{vdr} Est un gain positif qui sera calculé par la suite.

On peut résumer ces équations par la figure (4.8) :

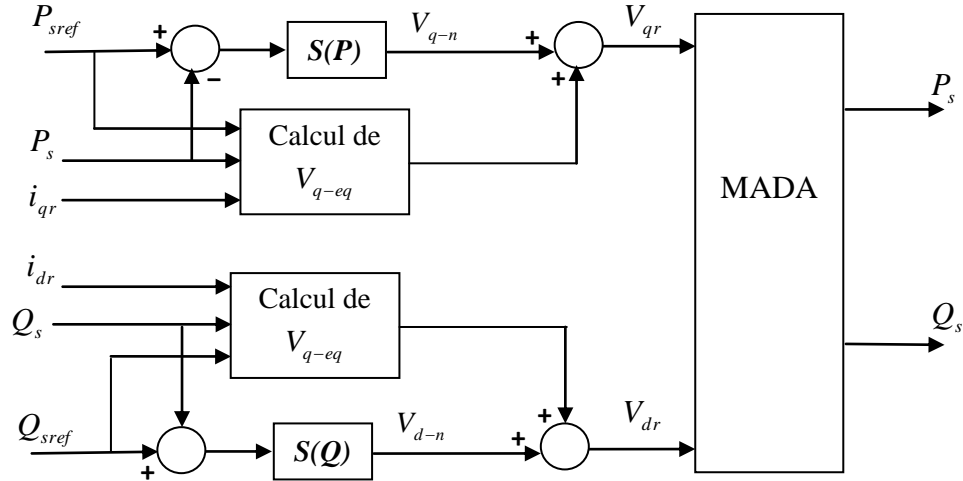


Fig.4.8: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant

5.3 Calcul des paramètres K_{vqr} et K_{vdr} :

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

➤ Calcul de K_{vqr} :

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(P)\dot{S}(P) < 0$ soit vérifiée, on pose:

Selon le théorème de Lyapunov (4.6) :

- Si $S(P) > 0 \Rightarrow \dot{S}(P) < 0$

$$(4.19) \Leftrightarrow \dot{P}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} \left(K_{vqr} - R_r I_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) < 0 \quad (4.30)$$

$$\Rightarrow K_{vqr} > \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{P}_{sref} - R_r I_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s} \quad (4.31)$$

- Si $S(P) < 0 \Rightarrow \dot{S}(P) > 0$

$$(4.19) \Leftrightarrow \dot{P}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} \left(-K_{Vqr} - R_r I_{qr} - g \omega_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) > 0 \quad (4.32)$$

$$\Rightarrow K_{Vqr} > - \left(-\frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{P}_{sref} + R_r I_{qr} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \right) \quad (4.33)$$

A partir de ces deux équations :

$$K_{Vqr} > \left| \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{P}_{sref} + R_r I_{qr} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \right| \quad (4.34)$$

➤ **Calcul de K_{Vdr} :**

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(Q)\dot{S}(Q) < 0$ soit vérifiée, on pose :

Selon le théorème de Lyapunov (4.6) :

- Si $S(Q) > 0 \Rightarrow \dot{S}(Q) < 0$

$$(4.27) \Leftrightarrow \dot{Q}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} (K_{Vdr} - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr}) < 0 \quad (4.35)$$

$$\Rightarrow K_{Vdr} > \frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{Q}_{sref} - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \quad (4.36)$$

- Si $S(Q) < 0 \Rightarrow \dot{S}(Q) > 0$

$$(4.27) \Leftrightarrow \dot{Q}_{sref} - V_s \frac{M}{L_s L_r \sigma} (-K_{Vdr} - R_r I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr}) > 0 \quad (4.37)$$

$$\Rightarrow K_{Vdr} > \left(-\frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{Q}_{sref} + R_r I_{dr} + g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \right) \quad (4.38)$$

A partir de ces deux équations :

$$K_{Vdr} > \left| -\frac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \dot{Q}_{sref} + R_r I_{dr} + g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \right| \quad (4.39)$$

6. Résultats de simulation :

6.1 Essai de fonctionnement à vitesse fixe :

Le premier essai consiste à appliquer aux entrées de commande des échelons de puissance active et réactive, alors que la machine est entraînée à vitesse fixe de 1600 *tr/min*.

- Pour la puissance active :
 - De $t=0s$ à $t=1s$: un échelon négatif de -500 W,
 - De $t=1s$ à $t=3s$: un échelon négatif de -3000 W,
 - De $t=3s$ à $t=5s$: un échelon négatif de -2000 W.
- Pour la puissance réactive :
 - De $t=0s$ à $t=2s$: un échelon négatif de -400 VAR,
 - De $t=2s$ à $t=4s$: un échelon positif de 400VAR,
 - De $t=4s$ à $t=5s$: un échelon nul de 0 VAR.

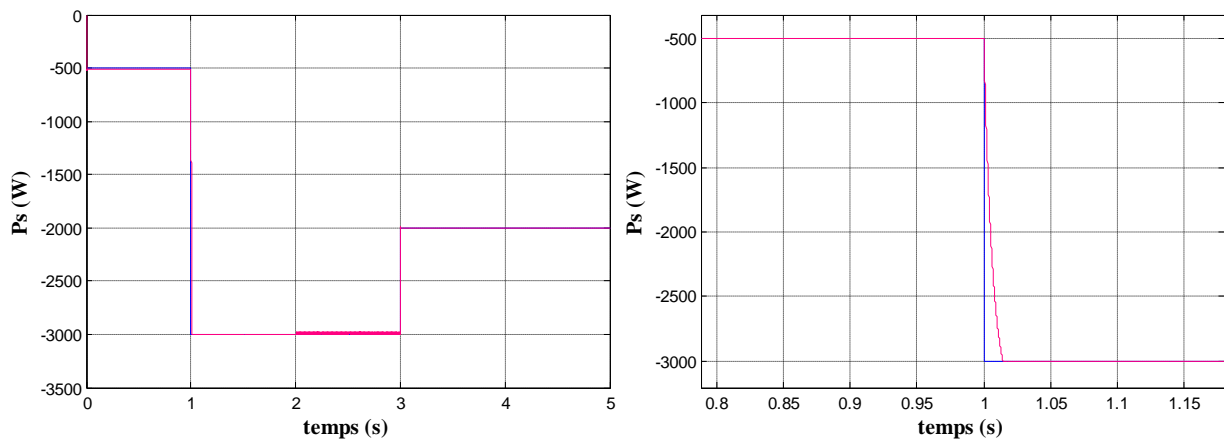


Fig.4.9 : Puissance active du stator avec un zoom

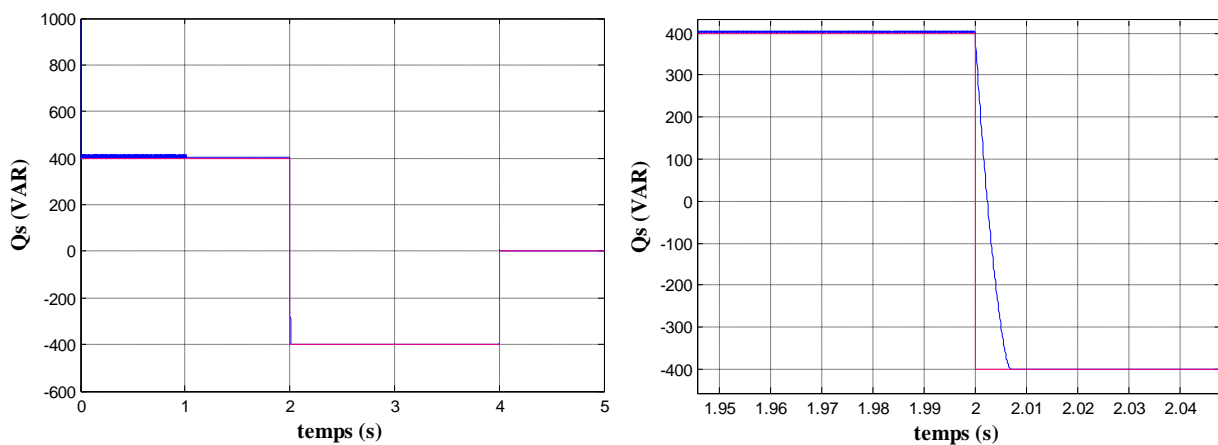


Fig.4.10 : Puissance réactive du stator avec un zoom

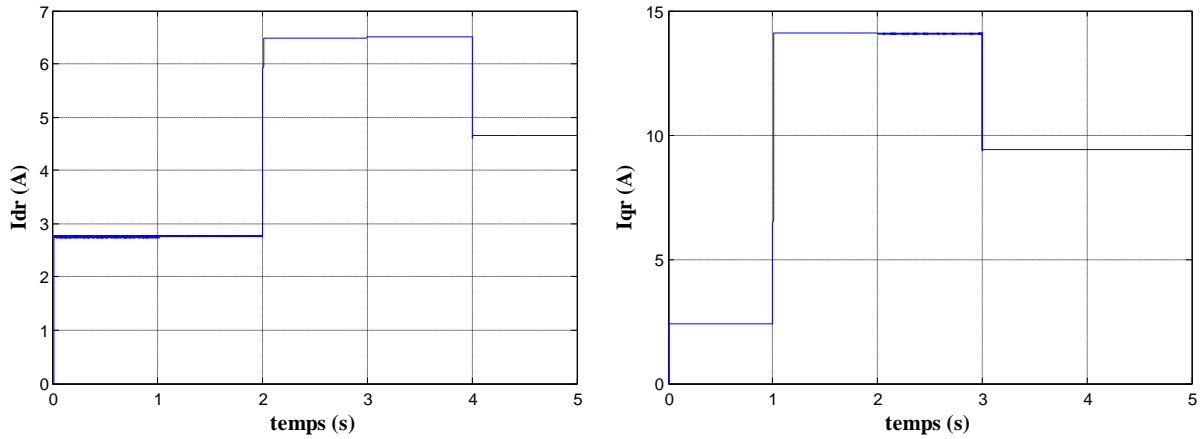


Fig.4.11 : Composantes du courant du rotor I_{dr} et I_{qr}

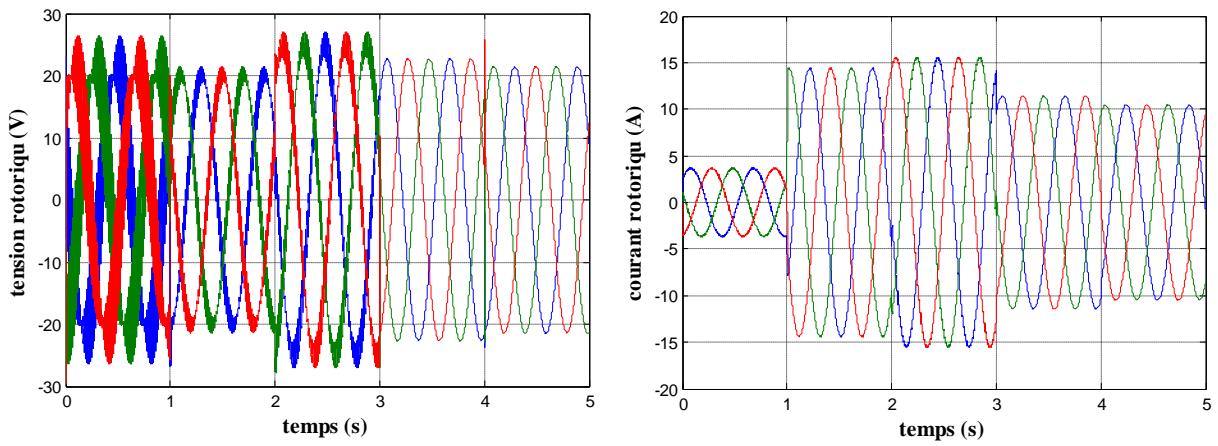


Fig.4.12 : Tensions et courants rotorique

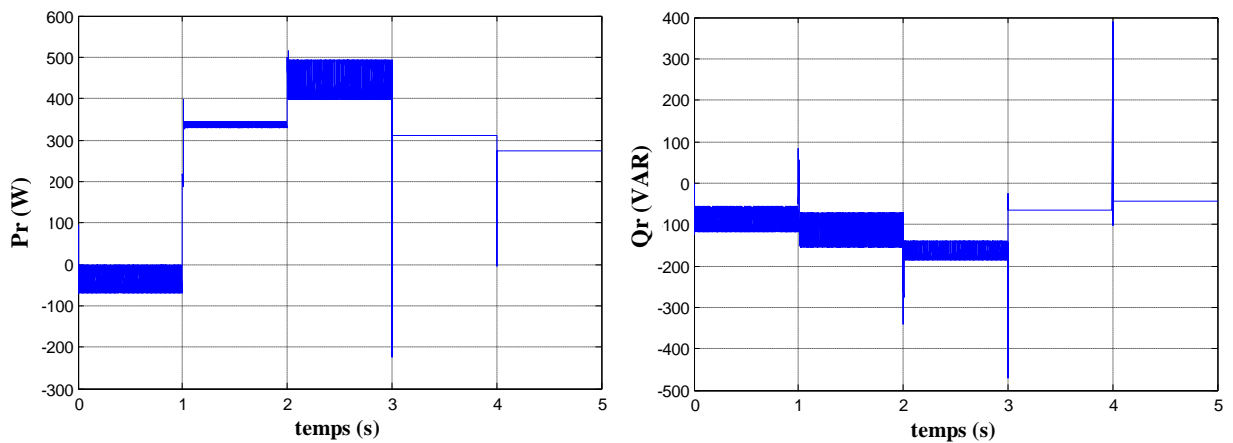


Fig.4.13 : Puissance active et réactive rotorique

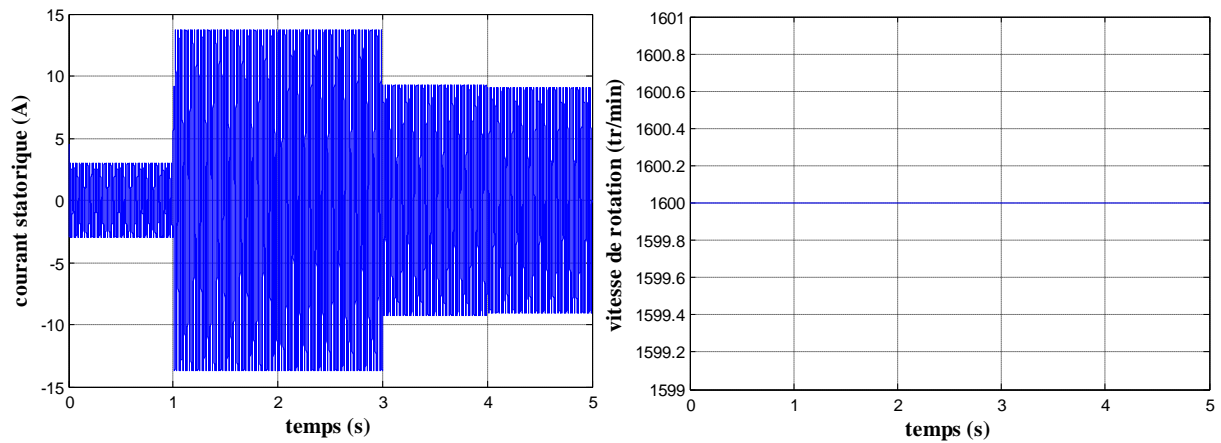


Fig.4.14: Vitesse de rotation et courant du stator

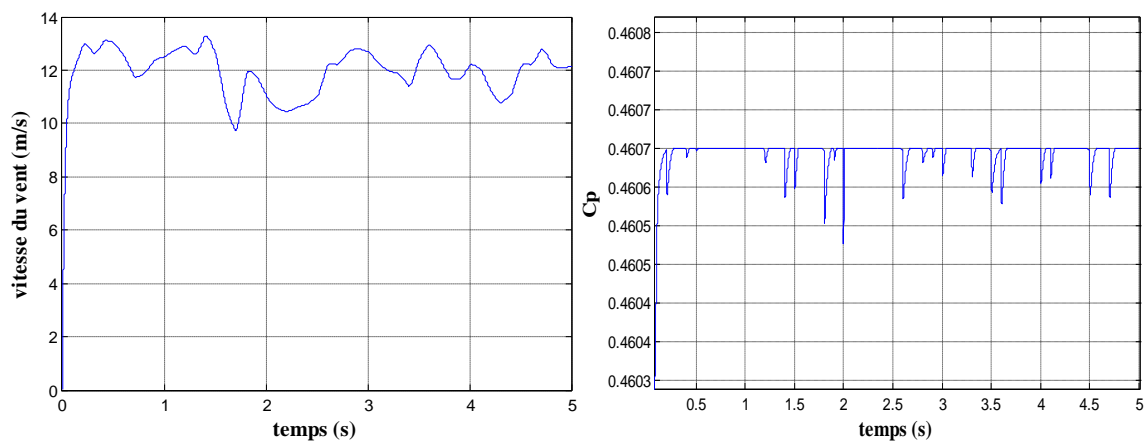
Interprétation des résultats :

Les figures (4.9), (4.10) montrent que les puissances active et réactive suivent leurs références. La figure (4.11) représente les deux composants du courant rotorique, dont on peut déduire le découplage entre la commande des deux puissances (la puissance active est l'image du courant I_{qr} et la puissance réactive du courant I_{dr}). Puisque la vitesse de rotation égale à 1600tr/min (figure 4.14) la puissance active rotorique prend une valeur négative (figure 4.14) (cette puissance est fournie au réseau).

Généralement le temps de réponse de ce régulateur est 0.01s. On observe un peu de sensibilité à la variation des grandeurs de référence.

6.2 Essai de fonctionnement en MPPT :

La génératrice est entraînée par la turbine éolienne, et cette dernière est soumise au profil du vent présenté ci-dessous. Utilisant la stratégie de l'MPPT pour l'ensemble de la chaîne.

Fig.4.15 : Vitesse du vent $V(m/s)$ et coefficient de puissance C_p

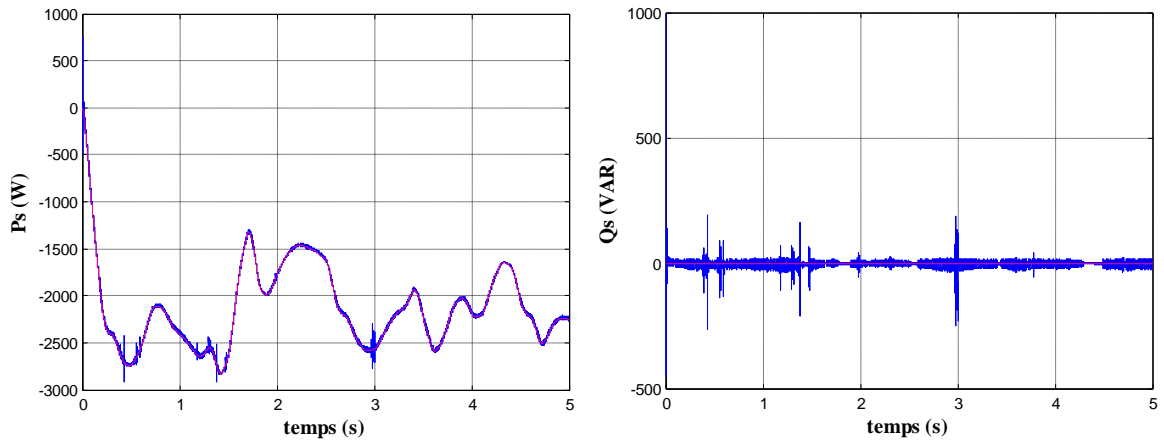


Fig4.16 : Puissance active et réactive du stator

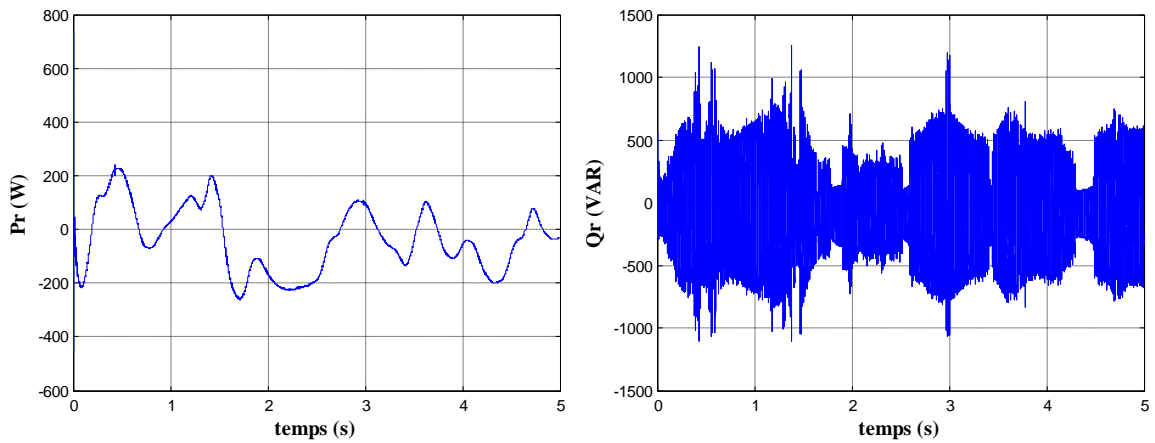


Fig4.17 : puissance active et puissance réactive du rotor

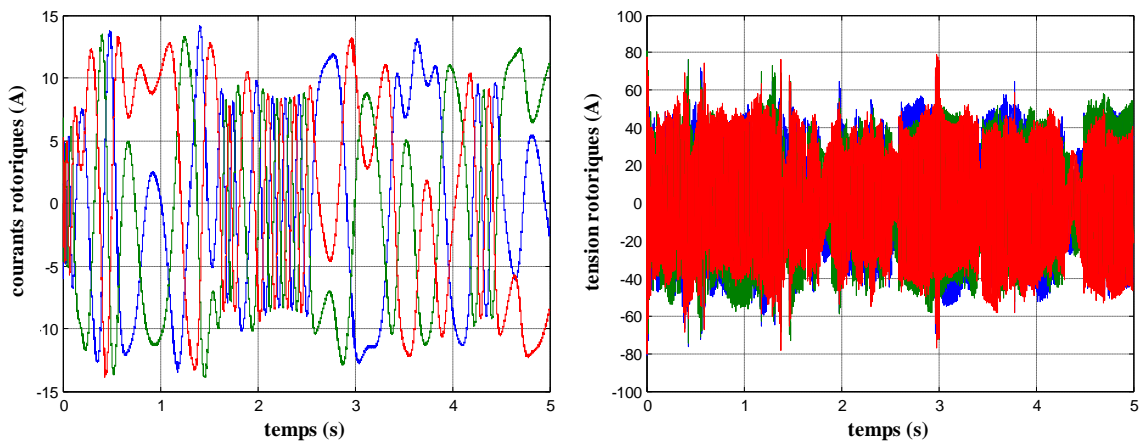


Fig4.18 : Courants et tensions rotoriques

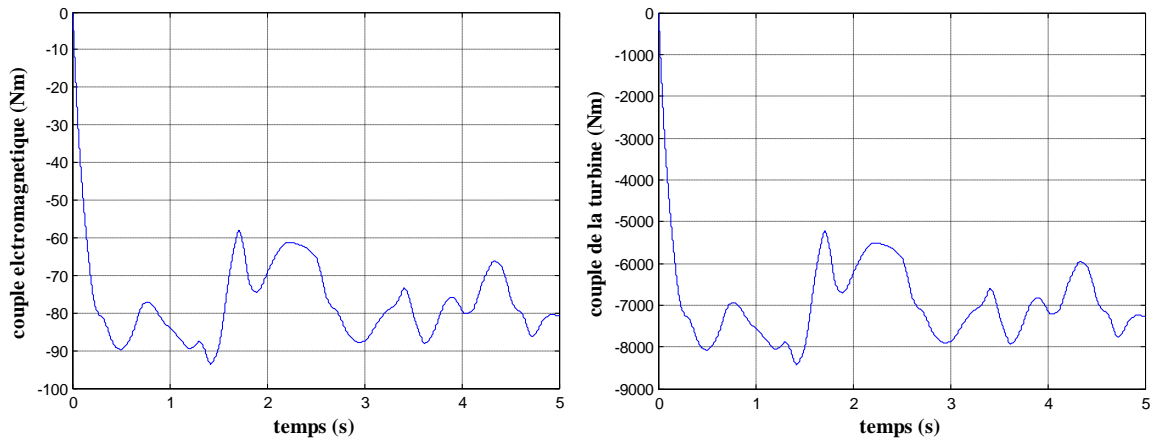


Fig4.19: Couple de la turbine et Couple de la génératrice

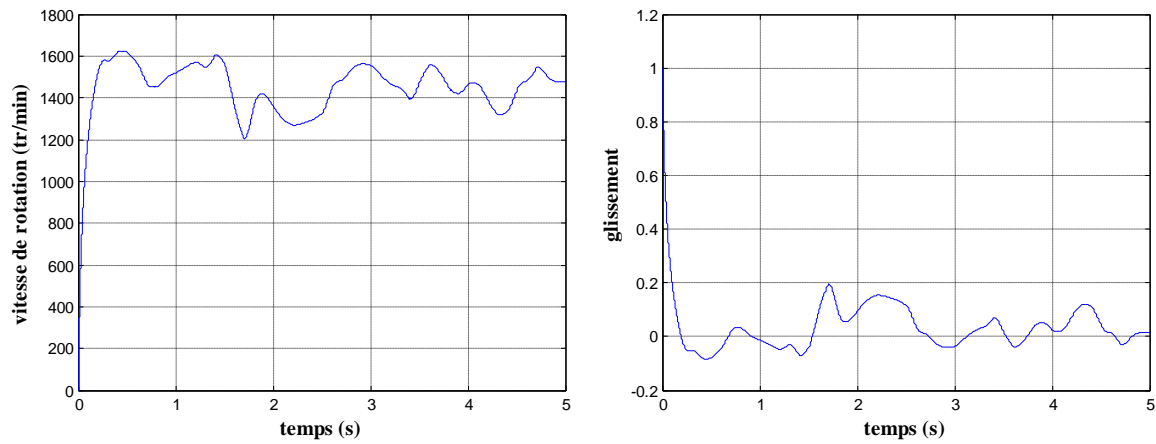


Fig4.20 : Vitesse de rotation de la génératrice et glissement

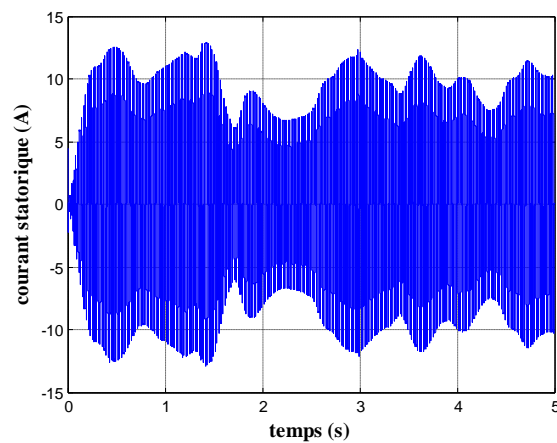


Fig4.21 : Courant du stator

6.2.1 Interprétation :

Sur la première courbe (figure 4.15) nous avons présenté le profil du vent auquel est soumise cette éolienne pendant un temps $t=5s$ et le coefficient de puissance C_p qui garde sa valeur maximale (fonctionnement dans la deuxième zone MPPT) $C_{p-\max} = 0.43$.

La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine (sa référence) qui varie suivant la variation du vent. La puissance réactive est nulle puisque nous désirons un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire (figure 4.16).

La puissance active du rotor varie selon le mode de fonctionnement (hypo ou hyper-synchrone) et selon la puissance active du stator, ce qui vérifie la relation $P_r = -g * P_s$ (figure 4.17). Le phénomène de chattering est remarqué sur les résultats obtenus, ce qui caractérise ce régulateur.

Les tensions et les courants rotoriques ont une basse fréquence qui vérifie $f_r = g * f_s$ qui nous assure un fonctionnement dans la zone de la stabilité de la MADA (caractéristique couple vitesse) 30% autour de la vitesse de synchronisme.

Le couple électromagnétique de la génératrice varie selon celle de la turbine qui est en fonction de la vitesse du vent figure (4.16). Les deux couples vérifient la relation de l'MPPT $C_g = G * C_{em}$.

Les modes de fonctionnement de la MADA (hypo ou hyper-synchrone) sont bien clairs sur la figure (4.20) qui représente la vitesse de rotation et le glissement (vitesse de synchronisme 1500 tr/min)

Le courant du stator varie suivant la variation du vent c'est l'image de la puissance (figure 4.21), puisque nous avons considéré que l'alimentation du stator est une source de tension parfaite (380V, 50Hz).

7. Comparaison entre les commandes par régulateur PI et RMG :

Après avoir effectué l'application du régulateur PI et celui par mode de glissement dans la commande direct de la puissance active et réactive générée par la MADA, nous nous intéressons à l'étude de la robustesse de ces deux types de régulateurs.

En effet, pour une étude comparative plus poussée, il serait intéressant de comparer les réponses en puissance active et réactive des ces deux régulateurs:

- Le système est soumis à des variations de consigne dans les différentes plages de fonctionnement (ce que traduit les figures (4.26)...(4.28)),
- Le système est soumis à des variations des paramètres du modèle (ce que traduit les figures (4.24) et (4.25)).

La figure (4.22) montre la réponse en puissance du système avec un régulateur classique PI et la figure 4.23 montre la même réponse avec le régulateur à mode glissant (RMG).

On remarque que les performances sont très satisfaisantes, du point de vue poursuite de la consigne, mais d'une durée de convergence de $t=0.05s$ pour le RMG plus courte que celle du régulateur PI $t=0.2s$.

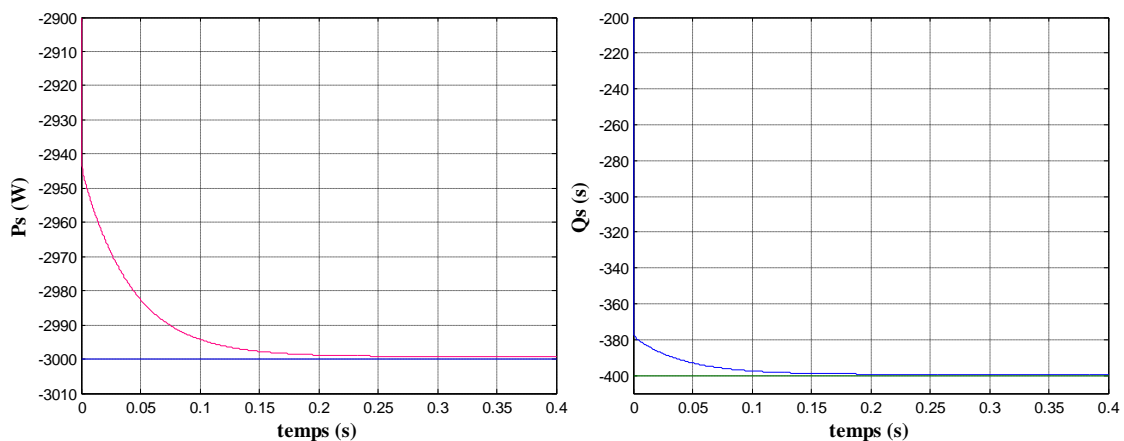


Fig.4.22 : Puissance active et réactive du stator obtenues par régulateur PI

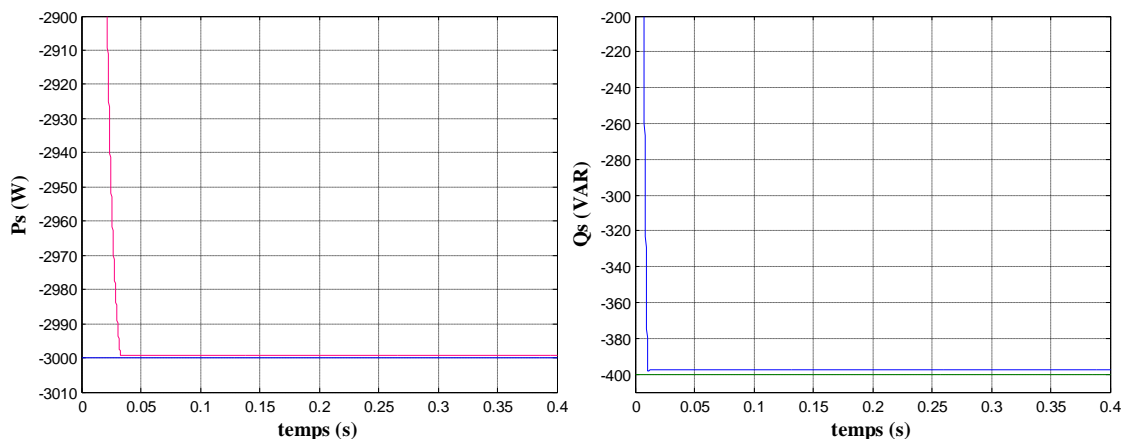


Fig.4.23 : Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG

7.1 Variation de la résistance rotorique :

La figure (4.24) représente l'évolution de la puissance active et réactive du stator en utilisant le régulateur PI et La figure (4.25) représente l'évolution des mêmes puissances du stator en utilisant le régulateur RMG pour une augmentation de 30% de la résistance rotorique .On constate :

- Une performance très satisfaisante, de point de vue poursuite de la consigne
- Une augmentation légère de temps de convergence pour les deux régulateurs.

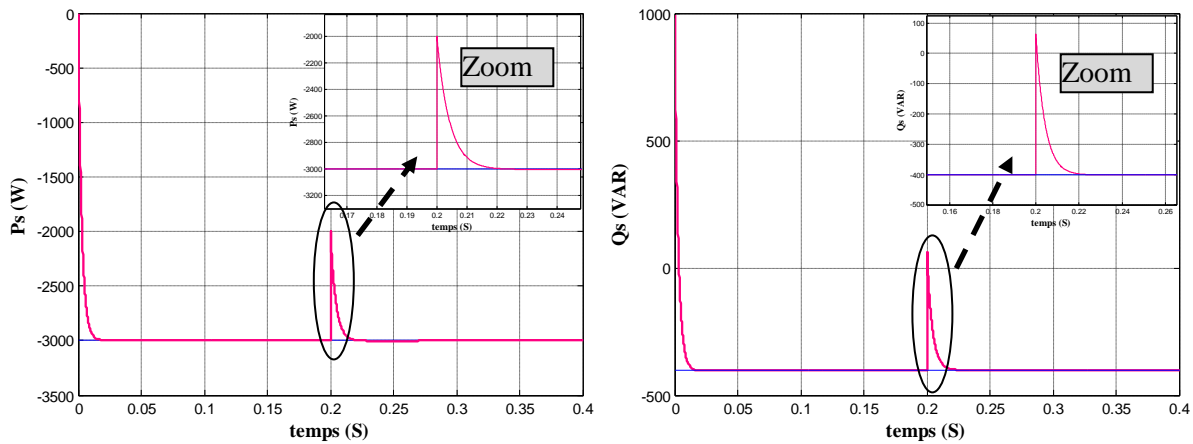


Fig.4.24 : Puissance active et réactive du stator obtenues par le régulateur PI avec une augmentation de 30% de la résistance rotorique

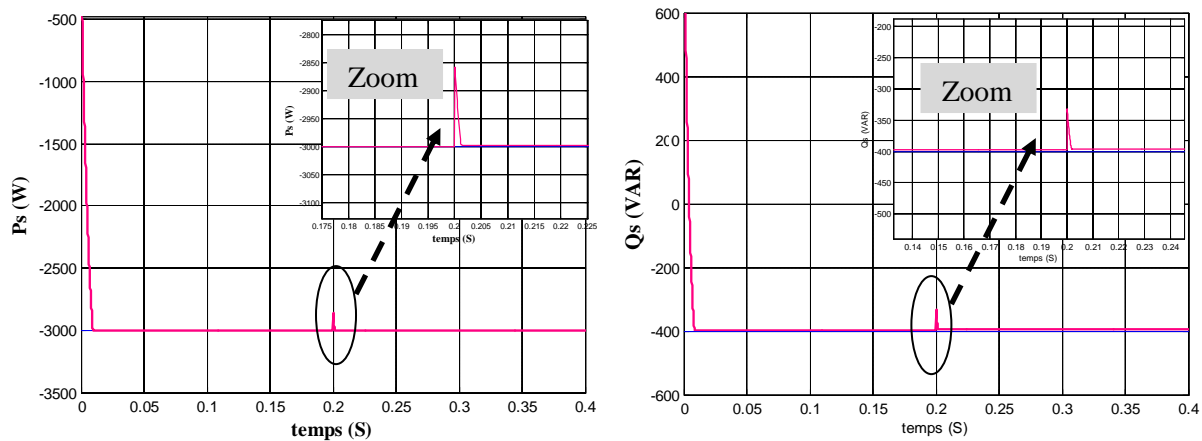


Fig.4.25 : Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG avec une augmentation de 30% de la résistance rotorique

7.2 Variation de la vitesse du vent :

Afin de mettre en évidence la robustesse de la commande par ces régulateurs par rapport aux différentes variations de la consigne et de la perturbation, nous avons utilisé un profil du vent qui est caractérisé par des variations brusques de sa valeur (figure 4.26). On constate que:

- Les deux régulateurs présentent des performances satisfaisantes, de point de vue poursuite de la référence.
- Une très légère différence entre les réponses des deux régulateurs car les deux sont affectés par les variations brusques de la vitesse du vent (une perturbation remarquée dans le courbe de la puissance réactive à l'instant de variation de la vitesse du vent).
- On remarque qu'à ces instants, les réponses en puissance sont instantanées et présentent des pics pour le régulateur RMG.

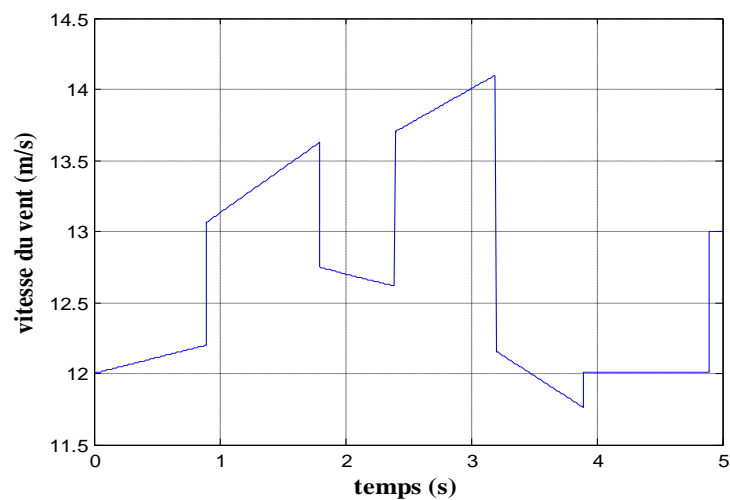


Fig.4.26 : Profil du vent utilisé

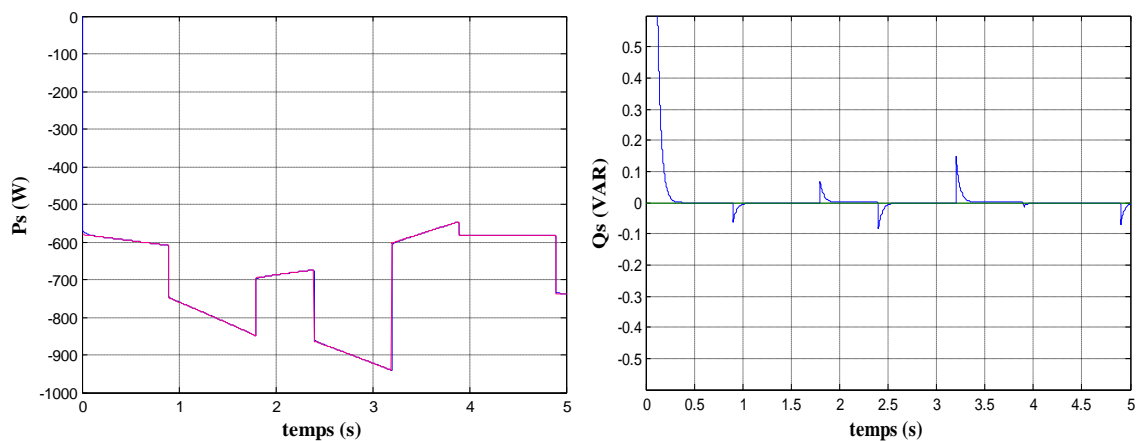


Fig.4.27 : Puissance active et réactive du stator obtenues par régulateur PI

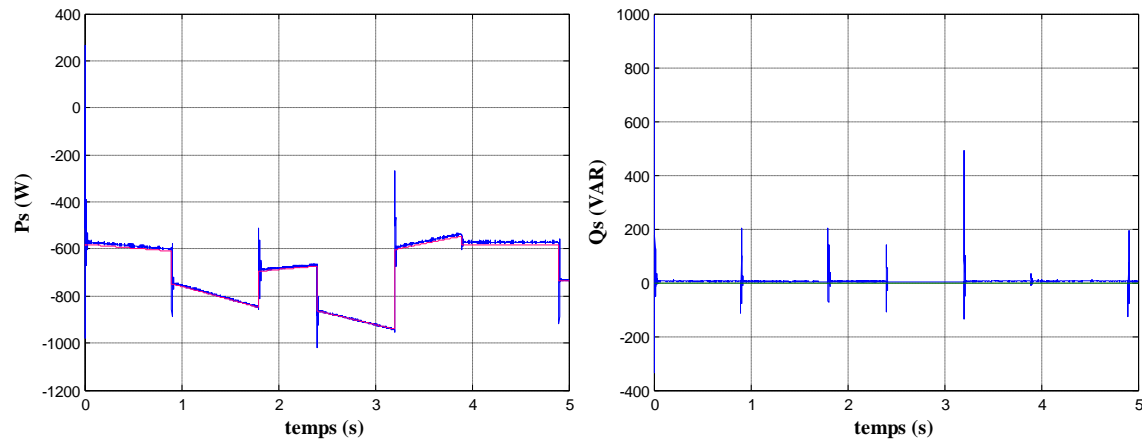


Fig.4.28 : Puissance active et réactive du stator obtenues par RMG

8. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la CSV pour les différentes structures de la commande discontinue u_n . Nous avons étudié les techniques de conception des régulateurs par mode glissants. En effet, la conception de ces régulateurs prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique.

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes:

- *Le choix de la surface,*
- *L'établissement des conditions de la convergence,*
- *La détermination de la loi de commande.*

Et on a appliqué de la CSV à la machine asynchrone à double alimentation pour le contrôle de la puissance active et réactive.

La fin de ce chapitre est consacré à une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MADA, l'application du régulateur à MG pour la commande des puissances active et réactive de la MADA donne des résultats satisfaisants.

Les résultats de comparaison montrent qu'il n'y a pas de grandes différences entre les performances de ces deux régulateurs.

Conclusion générale :

L'objectif préalablement défini de ce travail consistait à la modélisation et à la commande d'une chaîne de conversion éolienne par régulateur à mode glissant. A la lumière de l'étude effectuée, nous avons vu les étapes successives permettant d'élaborer une stratégie de commande pour une génératrice éolienne jusqu'à sa mise en œuvre.

Dans le contexte des énergies renouvelables, 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. Ce qui nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement.

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 exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de PARK. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Moteur et Générateur a été effectuée dans le but de connaître le comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/simulink nous confirment la possibilité de la double alimentation de la machine par la stabilité de ces différentes grandeurs étudiées pour un fonctionnement générateur et moteur.

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. Cette configuration nous permet de réduire la taille des convertisseurs, car il traite un tiers de la puissance totale du système. Ces convertisseurs sont un redresseur à MLI de courant côté réseau (CCS) et un onduleur de tension à MLI côté rotor (CCR) reliés entre eux par un bus continu.

Ensuite, nous avons consacré la troisième partie à l'utilisation d'une commande vectorielle à orientation du flux statorique. Nous avons introduit ensuite le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Ce contrôle est réalisé avec corrélation par des puissances de références afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator et le réseau. On a utilisé une stratégie MPPT sans asservissement de vitesse au niveau de la turbine éolienne pour capter le maximum de puissance du vent.

Ainsi, les algorithmes de réglage classiques, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage n'a pas apporté des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. En générale, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

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 :

- Développement d'un contrôle sans capteur mécanique.
- Etude du système éolien prenant compte des vitesses élevées du vent pour appliquer la stratégie de réglage mécanique de la vitesse en utilisant l'une des deux techniques , le « Pitch control » ou le «Stall control».
- Etude de la MADA associée à d'autres stratégies de commande.
- Etude des autres techniques MPPT utilisant l'intelligence artificielle.
- La réalisation pratique de la stratégie de contrôle proposée.

Eolienne WEST WIND (Danemark) 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
Gain du multiplicateur G	70

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation :

Donné de la première machine à induction double alimentée :

puissance nominale	P_n	= 3 kw
Courant nominal	I_n	= 6 A
Tension nominale	V_n	= 380 V composée
Resistance du stator	R_s	= 1.2 Ω
Resistance du rotor	R_r	= 1.8 Ω
Inductance propre du stator	L_s	= 0.1554 H
Inductance propre du rotor	L_r	= 0.1568 H
Inductance mutuelle	M	= 0.15 H
Moment d'inertie	J	= 0.2 kg.m²
Coefficient de frottement	f	= 0.001 Nm.s/rd
Nombre des pôles	n_p	= 4

Bibliographie :

- [1] **Miguel Lopez**, « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée », thèse de doctorat, université de Paris, 2007.
- [2] **Adam MIRECKI**, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance » », thèse de doctorat, université de Toulouse, 2005.
- [3] **Frédéric poitiers**, « étude 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) », thèses de doctorat, université de Nantes, 2003.
- [4] **Ling PENG**, « Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension », thèses de doctorat, université de Lille, 2010
- [5] **Rachel Baïle**, « analyse et modélisation multifractales de vitesses de vent. Application à la prévision de la ressource éolienne », thèse de doctorat ; université de corse, 2010.
- [6] **Luc Moreau**, « modélisation, conception et commande de génératrices à reluctance variable basse vitesse », thèse de doctorat, université de Nantes ; 2005.
- [7] **Nachida kasbadji Merzouk**, « évaluation du gisement énergétique éolien contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie », thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2006
- [8] **H. Faïda, j. Saadi, m. Khaïder, s. El alami et m. Monkade**, « étude et analyse des données du vent en vue de dimensionner un système de production d'énergie éolienne cas d'un site au nord du Maroc » , revue des énergies renouvelables, 2010
- [9] **Ameziane Sadek**, « implantation expérimentale de l'mppt pour un système de génération hybride solaire-éolien », thèse de magister, université de Batna, 2009.
- [10] **Boubekeur Boukhezzar**, « sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable » thèse de doctorat, université de Paris , 2006.
- [11] **Vincent Courtecuisse**, « supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique », thèse de doctorat, université de Lille ; 2008.
- [12] **Arnaud Davigny**, « participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », thèse de doctorat, université de Lille, 2007.
- [13] **Haritza Camblong**, « minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », thèse de doctorat, école nationale supérieur d'art et métiers centre de bordeaux, 2003.
- [14] **Abdenour Abdelli**, « optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive » thèse de doctorat, université de Toulouse, 2007.

- [15] **Alexandre Teninge**, « participation aux services système De parcs éoliens mixtes : application en milieu insulaire », thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2009
- [16] **Farid Merrahi**, « alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) » mémoire de magister, école nationale polytechnique, 2007.
- [17] **Soltane Belakehal**, « conception et commande des machines à aimants permanents dédiées aux énergies renouvelables », thèse de doctorat, université de Constantine, 2010.
- [18] **Brice Beltran**, « Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur », thèse de doctorat, université de Bretagne Occidentale, 2010.
- [19] **Vincent Rogez**, « modélisation simplifiée de source de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire », thèse de doctorat, université de Lille, 2004.
- [20] **Cristian Nichita, Dragos Luca, Brayima Dakyo, and Emil Ceanga**, « large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators », IEEE transactions on energy conversion, vol. 17, NO. 4, December 2002.
- [21] **Jamal A. Baroudi, Venkata Dinavahi, Andrew M. Knight**, « a review of power converter topologies for wind generators », university of Alberta, Edmonton, Canada, 2006.
- [22] **M.aktarujjaman, m.a. Kashem, m. Negnevitsky, g. Ledwich**, « smoothing output power of a doubly fed wind turbine with an energy storage system », In Proceedings Australian Universities Power Engineering Conference 2006, Melbourne, Victoria, Australia.
- [23] **S. Belakehal*, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla**, « modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne », *Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°1 (2010) 149 – 161* 149
- [24] **F. Kendouli, k. Nabti, k. Abed et h. Benalla**, « modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation », revue des énergies renouvelables vol. 14 n°1 (2011) 109 – 120, université Mentouri, Constantine.
- [25] **Arnaud Boyette**, « contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse de doctorat, université de Nancy, 2006.
- [26] **Paul-Etienne Vidal**, « commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation », thèses de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2004.
- [27] **Sejir Khojet El Khil**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », thèses de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2006.
- [28] **Elbia Youcef** , « commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente », Mémoire de magistère, université de Batna, 2009.

- [29] **Azeddine Chaiba**, « commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [30] **Dendouga Abdelhakim**, « contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [31] **HAMZAOUI Ihssen**, « modélisation de la machine asynchrone a double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », mémoire de magister, ENP Alger, 2008.
- [32] **Lilia Abdelhamid**, « contribution a l'étude des performances des générateurs électromagnétiques utilisés dans les systèmes éoliens » Mémoire de magister, université de Batna, 2008.
- [33] **Jamal A. Baroudi, Venkata Dinavahi, Andrew M. Knight**, «a review of power converter topologies for wind generators», *Renew Energy* (2007),
- [34] **MEKKAOUI Naïma**, « contribution a la modélisation et a la commande d'une mini-centrale éolienne a base de machines a induction simple et double alimentée », Mémoire de Magister, université de Batna, 2004.
- [35] **Tamarat Azzouz**, « modélisation d'une chaine de conversion basée sur une machine asynchrone à double alimentation » mémoire de magister, université de Biskra, 2009.
- [36] **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 de doctorat, université de Batna, 2005.
- [37] **Toual Belkacem**, « modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice asynchrone à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable », mémoire de magister, université de Batna, 2010.
- [38] **Hind Djeghloud**, « filtrage actif de puissance », thèse de doctorat, université de Constantine, 2007.
- [39] **Abdelmalek Boulahia**, « étude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique », mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [40] **Guy Séguier**, « électronique de puissance : les fonctions de base et leurs principales applications », 7^{ème} édition, Dunod, Paris, 1999.
- [41] **H. Tedjini, Y. Meslem and M. Rahli**, «contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant», *ACTA ELECTROTEHNICA*, Volume 49, Number 3, 2008.
- [42] **A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi**, « commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée a un système éolien » *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 13 N°4 (2010) 669 – 682, 2010.
- [43] **Georges Salloum**, « contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », thèse de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2007.

- [44] **AKKARI NADIA**, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [45] **M. Ali Dami, K. Jemli, M. Jemli, M. Gossa** « doubly fed induction generator, with crow-bar system, under micro-interruptions fault », International Journal on Electrical Engineering and Informatics, Volume 2, Number 3, 2010.
- [46] **fares boudjema**, « commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques», these de doctorat, université de Toulouse, 1991.
- [47] **Ayman Hussain**, « contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants », thèse de doctorat ; Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [48] **BOUMEDIENE Abdelmadjid**, « recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension », thèse de doctorat, ENP Alger, 2007.
- [49] **Khalidi Abderrahmane**, « diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents », mémoire de magister, ENP Alger, 2006.
- [50] **Rezgui Salah Eddine**, « commande de machine électrique en environnement MATLAB/SIMULINK en temps réel, application à la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS », mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [51] **Benchabane Fateh**, « commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé a aimants permanents avec minimisation du chattering », mémoire de magister, université de Biskra, 2005.