

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سيادة

Université Saida Dr Tahar Moulay –



MEMOIRE

Mémoire de fin d'étude présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par :

ZIANE Nasr eddine

HAMRI Ahmed

Sujet

**Commande hybride de la machine asynchrone à double alimentation
destinée aux systèmes de conversion d'énergie éolienne**

Soutenue publiquement en **14/06/2023** devant le jury composé de :

Mr. MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik

MCA Univ. Saida

Président

Mme. BELGACEM KHeira

MCA Univ. Saida

Rapporteur

Mr. YUCEF Abdelaziz

MCA Univ. Saida

Examineur

Année universitaire 2022/2023

Remerciements

*Tout d'abord nous remercions « **Dieu** » tout puissant de nous avoir donné la force, la volonté, et le privilège d'étudier et de suivre le chemin de la science ;*

En suite nous remercions

*Chaleureusement notre encadreur **Dr. BELGACEM KHeira** qui a accepté de nous encadrer et pour les efforts et le temps qu'il nous a consacré, Il nous a beaucoup aidés par ses conseils, son expérience et ses encouragements et son esprit d'un maitre qui donne et pardonne.*

*Nous exprimons nos vifs remerciements à Monsieur le président de jury **Dr. MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik** pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant la présidence du jury de ce travail.*

*Nous exprimons nos remerciements à **Dr. YUCEF Abdelaziz** d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

Nous remercions évidemment nos très chers parents qui nous ont tout donné pour qu'on puisse arriver à ce niveau.

Merci, a tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin pour accomplir ce travail.

Dédicace

Je dédie ce travail :

*A ma tendre mère qui m'a soutenu et encouragé durant ces années
d'études, que dieu la garde.*

*A mon très cher père qui m'a aidé à devenir ce que je suis
aujourd'hui, que dieu le protège.*

A mon deuxième père SAIM Ali, que dieu le protège.

A mes frères, ma sœur et ses filles.

Et en particulier mon binôme HAMRI Ahmed

*A tous mes amis d'enfance et du long parcours scolaire et
universitaire.*

A tous mes enseignants depuis le primaire jusqu'à maintenant.

A toute ma famille.

Nasr eddine ZIANE

Dédicace

*Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre
le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de
la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mes frères.

A toute ma famille.

Et en particulier mon binôme ZIANE Nasr eddine

*A tous mes amis d'enfance et du long parcours scolaire et
universitaire.*

A tous mes enseignants depuis le primaire jusqu'à maintenant.

Ahmed HAMRI

Tables des matières

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

Chapitre I :

Etat de l'art sur la conversion éolienne

<u>I.1. Introduction</u>	3
<u>I.2. Historique de l'énergie éolienne</u>	3
<u>I.3. Gisement éolien en Algérie</u>	4
<u>I.3.1. Atlas de la vitesse du vent</u>	4
<u>I.4. Description de l'éolienne</u>	5
<u>I.5. Principaux composants d'une éolienne</u>	6
<u>I.6. Les différents types d'éoliennes</u>	7
<u>I.6.1. Eolienne à axe vertical</u>	7
<u>I.6.1.1. Avantages</u>	8
<u>I.6.1.2. Inconvénients</u>	8
<u>I.6.2. les éoliennes à axe horizontal</u>	8
<u>I.6.2.1. Avantages</u>	9
<u>I.6.2.2. Inconvénients</u>	9
<u>I.7. Gamme de puissances des éoliennes</u>	9
<u>I.8. Types de fonctionnement des éoliennes</u>	10
<u>I.8.1. Fonctionnement à vitesse fixe</u>	10
<u>I.8.1.1. Avantages</u>	10
<u>I.8.1.2. Inconvénients</u>	10
<u>I.8.2. Fonctionnement à vitesse variable</u>	11
<u>I.8.2.1. Avantages</u>	11
<u>I.8.2.2. Inconvénients</u>	11
<u>I.9. Avantages et Inconvénients de L'Energie Eolienne</u>	12

<u>I.9.1. Avantages</u>	11
<u>I.9.2. Inconvénients</u>	12
<u>I.10. Conclusion</u>	13

Chapitre II :

Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

<u>II.1. Introduction</u>	14
<u>II.2. Notions sur machine asynchrone à double alimentation</u>	14
<u>II.2.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)</u>	14
<u>II.2.2. Modes de fonctionnement de la MADA</u>	14
<u>II.3. Les différentes structures d'alimentation de la MADA</u>	16
<u>II.3.1. Différentes structures d'un système éolien à base d'une MADA</u>	17
<u>II.3.1.1. Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »</u>	17
<u>II.3.1.2. MADA avec pont à diodes pont à thyristors</u>	17
<u>II.3.1.3. MADA avec pont à diodes pont à transistors</u>	18
<u>II.3.1.4. MADA avec cyclo convertisseur</u>	18
<u>II.3.1.5. MADA avec convertisseurs MLI</u>	19
<u>II.4. Avantages et inconvénients de la MADA</u>	19
<u>II.4.1. Avantages de la MADA</u>	20
<u>II.4.2. inconvénients de la MADA</u>	20
<u>II.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation</u>	20
<u>II.5.1. Hypothèses simplificatrices</u>	20
<u>II.5.2. Modèle triphasé de la MADA</u>	21
<u>II.5.3. Les équations électriques</u>	21
<u>II.5.4. Les relations flux – courants (relations électromagnétiques)</u>	22
<u>II.6. La transformation de Park</u>	23
<u>II.6.1. Définition</u>	23
<u>II.6.2. Choix de référentiel de Park</u>	25

<u>II.7. Modèle diphasé de la MADA</u>	25
<u>II.7.1. Equations électriques</u>	25
<u>II.7.2. Relations flux - courants</u>	25
<u>II.7.3. Equation mécanique</u>	26
<u>II.7.4. Le couple électromagnétique</u>	26
<u>II.7.5. Puissances statoriques</u>	26
<u>II.8. Modèle d'état de Park de la MADA</u>	27
<u>II.9. Modélisation des convertisseurs</u>	27
<u>II.9.1. Définition de l'onduleur</u>	28
<u>II.9.2. Principe de l'onduleur de tension à MLI</u>	29
<u>II.9.3. Commande par MLI (Stratégie triangulo – sinusoïdale)</u>	29
<u>II.9.3.1. Equation de la porteuse</u>	30
<u>II.9.3.2. Equation de la référence</u>	30
<u>II.9.4. Caractéristiques de la MLI</u>	30
<u>II.9.4.1. L'indice de modulation en fréquence I_M</u>	30
<u>II.9.4.2. L'indice de modulation en amplitude</u>	30
<u>II.10. Conclusion</u>	30

Chapitre III :

Réglage classique des puissances statoriques d'une GADA

<u>III .1. Introduction</u>	32
<u>III.2. La commande vectorielle de la MADA</u>	32
<u>III.3. Synthèse de la commande à flux orienté de la GADA</u>	33
<u>III.3.1. commande vectorielle par orientation de flux statorique</u>	33
<u>III.4. Modèle simplifié de la GADA avec orientation du flux statorique</u>	36
<u>III.4.1. Estimation du flux statorique $\phi_{sd} = \phi_s$</u>	37
<u>III.5. Les différentes techniques de la commande vectorielle</u>	38
<u>III.5.1. Réglage directe</u>	38

<u>III.5.1.1. Schéma bloc en boucle ouverte</u>	38
<u>III.5.1.2. Synthèse des correcteurs</u>	39
<u>III.5.1.3. Schéma bloc de la régulation des puissances statoriques de la GADA..</u>	40
<u>III.5.2. Réglage indirect</u>	41
<u>III.5.2.1. Réglage indirect sans boucles des puissances</u>	41
<u>III.5.2.2. Schéma bloc de la régulation.</u>	42
<u>III.5.2.3. Synthèse des correcteurs</u>	44
<u>III.5.2.4. Schéma bloc du contrôle indirect de la GADA</u>	46
<u>III.5.3. Réglage indirect avec boucles des puissances</u>	46
<u>III.6.3. Résultats de simulation et interprétations</u>	47
<u>III.6.1. Objectifs de la régulation</u>	47
<u>III.6.2. Analyse des performances</u>	47
<u>III.6.3. Résultats de simulation de la méthode directe</u>	48
<u>III.6.4. Résultats de simulation de la méthode indirecte</u>	50
<u>III.7. Conclusion</u>	51

Chapitre IV :

Réglage par mode glissant des puissances statoriques d'une GADA

<u>IV.1. Introduction</u>	53
<u>IV.2. Notions d'un système à structure variable</u>	53
<u>IV.3. Principe de fonctionnement</u>	53
<u>IV.4. Conception de la commande par mode de glissement</u>	54
<u>IV.4.1. Choix de la surface de glissement</u>	54
<u>IV.4.2. Conditions de convergence</u>	55
<u>IV.4.2.1. Approche directe</u>	55
<u>IV.4.2.2. Approche de Lyapunov</u>	56

IV.4.3. Détermination de la loi de commande	56
IV.5. Phénomène de broutement " Chattering "	58
IV.6. Application du réglage par mode de glissement pour la régulation des puissances statorique active et réactive de la GADA	61
IV.6.1. Contrôle des puissances active et réactive	61
IV.6.2. Calcul des paramètres k_{rq} et k_{rd}	63
IV.7. Résultats de simulation	63
IV.7.1. Suivi de consigne et sensibilité aux perturbations	63
IV.8. Conclusion	64

Chapitre V :

Réglage par la logique floue des puissances statoriques d'une GADA

V.1. Introduction	66
V.2. Structure générale d'un contrôleur flou	66
V.2.1. fuzzification	66
V.2.2. Base de connaissances	67
V.2.3. L'inférence floue	67
V.2.4. Interface de défuzzification	67
V.3. Structures d'un contrôleur flou	68
V.4. Conception d'un contrôleur flou	69
V.5. Synthèse d'un contrôleur flou pour la régulation des puissances statoriques de la GADA	70
V.5.1. Description du contrôleur	70
V.5.2. Régulateur de la puissance active	71
V.5.3. Régulateur de la puissance réactive	72
V.6. Réglage des puissances actives et réactives statoriques de la GADA	72
V.7. Résultats de simulation	72
V.8. commande de la GADA par un contrôleur par mode de glissement flou (FSMC). 73	

<u>V.8.1. Principe de la commande par mode de glissement flou</u>	73
<u>V.8.2. Définition de la commande hybride mode glissant-flou</u>	74
<u>V.9. Commande de la GADA par un contrôleur mode glissant flou (FSMC)</u>	75
<u>V.10. Résultats de simulation</u>	75
<u>V.11. Conclusion</u>	76
<u>Conclusion générale</u>	77
Bibliographie	
Annexes	

Liste des figures

Liste des figures de Chapitre I :

Figure (I-1) : Atlas de la vitesse moyenne du vent de l'Algérie estimée à 10 m du sol.	5
Figure (I-2) : Schéma d'une éolienne de type aérogénérateur.	6
Figure (I-3) : Schéma d'une éolienne.	7
Figure (I-4) : Eolienne à axe vertical.	8
Figure (I-5) : Eolienne à axe horizontal.	9
Figure (I-6) : Eolienne à vitesse fixe.	10
Figure (I-7) : Système par double alimentation éolien à vitesse variable.	11

Liste des figures de Chapitre II :

Figure (II-1) : Structure de la machine asynchrone à double alimentation.	14
Figure (II-2-a) : Fonctionnement génératrice hypo-synchrone.	15
Figure (II-2-b) : Fonctionnement génératrice hyper-synchrone.	15
Figure (II-2-c) : Fonctionnement moteur Hypo –synchrone.	16
Figure (II-2-d) : Fonctionnement moteur Hyper –synchrone	16
Figure (II-3) : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.	17
Figure (II-4) : Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor	17
Figure (II-5) : MADA avec pont à diodes et pont à thyristors. [TOU 10]	18
Figure (II-6) : MADA avec pont à diodes et pont à transistors. [LOU 17]	18
Figure (II-7) : MADA avec cyclo convertisseur.	19
Figure (II-8) : MADA avec convertisseur MLI. [POI 03]	19
Figure (II-9) : position des axes des phases statoriques et rotoriques.	21
Figure (II-10) : Repérage angulaire du système d'axes ($d - q$) associé au stator de la MADA.	23
Figure (II-11) : Repérage angulaire du système d'axes ($d - q$) associé au rotor de la MADA.	24
Figure (II-12) : L'ensemble convertisseur machine.	28
Figure (II-13) : Représentation schématique d'un onduleur de tension.	28
Figure (II-14) : Exemple de chronogramme d'une commande « sinus-triangle » monophasée.	29

Liste des figures de Chapitre III :

Figure (III-1) : Orientation de l'axe d sur le flux statorique	33
Figure (III-2) : Modèle simplifié des courants rotoriques de la GADA.	35
Figure (III-3) : Modèle simplifié des puissances statoriques de la GADA.	36
Figure (III-4) : Modèle réduit des puissances statoriques de la GADA.	37
Figure (III-5) : Contrôle des puissances statoriques de la GADA.	39
Figure (III-6) : Boucle de régulation de la puissance Q_s après découplage.	39
Figure (III-7) : Boucle de régulation de la puissance après découplage.	39
Figure (III-8) : Système à régulé par un correcteur PI.	40
Figure (III-9) : Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.	41
Figure (III-10) : Modèle simplifié des courants rotoriques de la GADA.	42
Figure (III-11) : Découplage par addition des termes de compensation.	43
Figure (III-12) : Schéma bloc de la régulation en cascade.	44
Figure (III-13) : Découplage par addition des termes de compensation.	44
Figure (III-14): Boucle de régulation du courant i_{rd} après découplage.	45
Figure (III-15):Boucle de régulation du courant i_{rq} après découplage.	45
Figure (III-16):Schéma bloc de régulation du courant i_{rd} .	45
Figure (III-17) : Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.	46
Figure (III-18) : Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA.	47
Figure (III-19): Profil de trajectoire de la puissance active de référence * P_s (W) imposée dans les simulations.	48
Figure (III-20): Profil de trajectoire de la puissance réactive de référence * Q_s (VAr) imposée dans les simulations.	48
Figure (III-21): Réglage des puissances de la GADA par la méthode directe, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	49
Figure (III-22): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte en boucle ouverte, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	50

Figure (III-23): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte en boucle fermée, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	51
---	----

Liste des figures de Chapitre IV :

Figure (IV-1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	54
Figure (IV-2) : Représentation de la commande Un .	58
Figure (IV-3) : Phénomène de broutement.	59
Figure (IV-4) : Représentation de la commande douce à un seuil.	60
Figure (IV-5) : Représentation de la commande douce à deux seuils.	60
Figure (IV-6) : Représentation de fonction smooth.	61
Figure (IV-7) : Schéma bloc de principe de la méthode indirecte avec correcteur par mode glissant	63
Figure (IV-8): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur SMC, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	64

Liste des figures de Chapitre V :

Figure (V-1) : Structure de base d'une commande à logique floue.	66
Figure (V-2) : Schéma de principe d'un contrôleur flou de type PI.	68
Figure (V-3) : Réponse typique d'un système à un échelon de la référence.	69
Figure (V-4) : Structure du contrôleur des puissances statoriques active et réactive de type PI flou.	70
Figure (V-5) : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e , Δe et de sortie Δu du contrôleur FLC5.	71
Figure (V-6) : Schéma bloc de principe de la méthode indirecte avec correcteur flou.	72
Figure (V-7): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur FLC5, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	73
Figure (V-8) : Fonction d'appartenance de l'entrée du contrôleur FSMC.	74
Figure (V-9) : Fonction d'appartenance de la sortie du contrôleur FSMC.	74
Figure (V-10) : Schéma bloc de principe de la méthode indirecte avec correcteur FSMC	75
Figure (V-11): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur FSMC, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).	76

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Classification des turbines éoliennes.	9
Tableau V.1 : Base de règles du régulateur flou.	70

Glossaire

1. En Français

Acronyme	Signification
MADA	M achine A synchrone D ouble A limentation ;
GADA	G énératrice A synchrone à D ouble A limentation;
MAS	M achine A synchrone ;
MS	M achine S ynchrone ;
MCC	M achine à C ourant C ontinu;
MLI	M odulation de L argeur d' I mpulsion;
PI	P roportionnel et I ntégral;
CSSV	C ommande S ystème à S tructure V ariable ;

2. En Anglais

Acronyme	Signification
DFIG	D ouble F ed I nduction G enerator ;
MLI	M odulation de L argeur d' I mpulsion;
DC	D irect C urrent (courant continue);
AC	A lternating C urrent (courant alternatif);
SMC	S liding M ode C ontrol;
FLC	F uzzy L ogic C ontrol ;
FSMC	F uzzy S liding M ode C ontrol ;
IGBT	Transistors bipolaires à grille isolée (I nsulated G ate B ipolar T ransistor) ;
MOSFET	Transistors à Effet de Champ M etal- O xyde- S emiconducteur ;
GTO	Thyristors commandés à l'ouverture (G ate- T urn- O ff Thyristors) ;

Liste des Symboles

Les principales notations et abréviations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

1. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase ;
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase ;
L_s	(H)	Inductance cyclique statorique;
L_r	(H)	Inductance cyclique rotorique;
M	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor);
T_r		Constante de temps rotorique ($T_r = \frac{R_r}{L_r}$) ;
σ	-	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$;
p		Nombre de paires de pôles;
J	($Kg.m^2$)	Moment d'inertie;
f	($N.m.s/rad$)	Coefficient de frottement visqueux;
T_{em}	($N.m$)	Couple électromagnétique;
P_n	(W)	Puissance active nominale ;
P_s, P_r	(W)	Puissances actives au niveau de stator et de rotor, respectivement;
Q_s, Q_r	(Var)	Puissances réactives au niveau de stator et de rotor, respectivement ;

2. Repères

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques ;	
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques ;	
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme) ;	
θ	(rad)	Position angulaire de l'axe rotorique \vec{R}_a par rapport au l'axe statorique \vec{S}_a ;
θ_s	(rad)	Position angulaire l'axe statorique \vec{S}_a par rapport à l'axe(d) ;
θ_r	(rad)	Position angulaire de l'axe rotorique \vec{R}_a par rapport à l'axe(d) ;

3. Grandeurs électriques liées au stator

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	(V)	Tensions statoriques triphasées;
$V_{s,abc}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques triphasées;
v_{sd}, v_{sq}	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
$V_{s,dq}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	(A)	Courants statoriques triphasés;
$I_{s,abc}$	(A)	Vecteur des courants statoriques triphasés;
i_{sd}, i_{sq}	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;
$I_{s,dq}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;

4. Grandeurs électriques au rotor

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	(V)	Tensions rotoriques triphasées;
$V_{r,abc}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques triphasées;
v_{rd}, v_{rq}	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
$V_{r,dq}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ;
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	(A)	Courants rotoriques triphasés;
$I_{r,abc}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques triphasés;
i_{rd}, i_{rq}	(A)	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;
$I_{r,dq}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ;

5. Grandeurs magnétiques au stator :

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	(Wb)	Flux magnétiques triphasés au stator;
$\Phi_{s,abc}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques triphasés au stator;
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	(Wb)	Flux magnétiques statoriques dans le repère tournant (d, q) ;
$\Phi_{s,dq}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques statoriques dans le repère tournant (d, q) ;

6. Grandeurs magnétiques au rotor :

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	(Wb)	Flux magnétiques triphasés au rotor;
$\Phi_{r,abc}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques triphasés au rotor;
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	(Wb)	Flux magnétiques rotoriques dans le repère tournant(d, q) ;
$\Phi_{r,dq}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques rotoriques dans le repère tournant(d, q) ;

7. Grandeurs mécaniques de la machine:

f_s	(Hz)	Fréquence des grandeurs électrique statoriques;
f_r	(Hz)	Fréquence des grandeurs électrique rotoriques;
Ω	(rd / s)	Vitesse mécanique de rotation ;
ω_s	(rad / s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques ($\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$);
ω_r	(rad / s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques ($\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r$);
ω	(rad / s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation ($\omega = p \cdot \Omega$);
g	(-)	Glissement de la vitesse de rotation : ($g = \omega_r / \omega_s = (\omega_s - \omega) / \omega_s$);

8. Grandeurs de la commande de la machine asynchrone à double alimentation :

P_s^*	(W)	Consignes ou valeur de référence de la puissance active statoriques;
Q_s^*	(VAR)	Consignes ou valeur de référence de la puissance réactive statoriques ;
v_{rd}^*, v_{rq}^*	(V)	Tensions rotoriques de référence dans le repère (d) et(q) ;
i_{rd}^*, i_{rq}^*	(A)	Courants rotoriques de référence dans le repère (d) et(q) ;
$f_{em d}; f_{em q}$	(-)	Termes de couplage entre les axes (d) et(q) ;
K_p, K_i	(-)	Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI;
K_{p,P_s}, K_{i,P_s}	(-)	Composante du correcteur PI de la puissance statorique active P_s ;
K_{p,Q_s}, K_{i,Q_s}	(-)	Composante du correcteur PI de la puissance statorique réactive Q_s ;
$K_{p,id}, K_{i,id}$	(-)	Composante du correcteur PI du courant i_{rd} ;
$K_{p,iq}, K_{i,iq}$	(-)	Composante du correcteur PI du courant i_{rq} ;
K_{ip}, K_{pp}	(-)	Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur IP;

$u_{eq,xy}$	(–)	Composante équivalente de la tension de commande u_{xy} ;
$u_{n,xy}$	(–)	Composante normale de la tension de commande u_{xy} ;
$S_c(x)$	(–)	Surface de glissement d'une variable à réguler ;
$\dot{S}_c(x)$	(–)	Dérivé de la surface de glissement d'une variable à réguler;
$S_c(P_s)$	(–)	Surface de glissement pour la puissance active;
$S_c(Q_s)$	(–)	Surface de glissement pour la puissance réactive;
r	(–)	Degré relatif de la surface de glissement ;
e, e_n		Erreurs absolue et normalisée ;
u, u_n		Incrément de la sortie (loi de commande), absolue et normalisée ;
μ		Fonction (degré) d'appartenance ;
D		Dépassement ;
ξ		Amortissement ;
t_m	(sec)	Temps de montée ;
$tr_{5\%}$	(sec)	Temps de réponse à 5 %

Introduction Générale

Introduction Générale

Le problème de tous les jours et dans le monde entier est de répondre à la demande énergétique qui augmente de plus en plus. L'augmentation rapide de l'activité industrielle dans les pays développés et l'investissement des entreprises dans les pays qui assurent un coût de production moins élevé a accru très rapidement la demande mondiale d'énergie. Face à cette demande, toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures [ABU 08]. Sans oublier que cette ressource d'énergie n'est pas disponible pour tout le monde pour des raisons politiques ou financières, son installation coûte cher et elle peut être dangereuse au niveau écologique. Face à ces problèmes, les pays se tournent de plus en plus vers l'utilisation de sources d'énergies propres et renouvelables. En effet, ces pays se sont engagés, à moyen terme, à augmenter dans leur production d'énergie électrique la part d'énergie d'origine renouvelable [BOY 06].

Parmi les énergies renouvelables, on compte principalement les énergies : hydraulique, solaire thermique, photovoltaïque, éolienne, ainsi que la biomasse et la géothermie. L'énergie éolienne est parmi les énergies renouvelables ayant connues la plus forte expansion lors de la dernière décennie grâce aux avantages qu'elle apporte. Cette source est apparue non pas pour le remplacement des ressources conventionnelles, mais comme une énergie complémentaire aux énergies traditionnelles.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine asynchrone à double alimentation (GADA) pour diverses applications, en tant que génératrice pour les énergies éoliennes. Cet intérêt est dû essentiellement aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor [DEN 10].

De nombreux travaux de recherche sur le contrôle et la commande d'éoliennes ont été menés. Grâce à ces travaux, les dernières générations d'éoliennes fonctionnent avec une vitesse variable et disposent d'une régulation des puissances statoriques active et réactive, [BRI 10]. Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique. La commande vectorielle basée sur les correcteurs classiques ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées. Le problème peut être résolu par un contrôle adaptatif par lequel le contrôleur est forcé à s'adapter à

des conditions de fonctionnement très variées ; en exploitant les informations fournies par le générateur en temps réel.

Néanmoins ce type de contrôle reste difficile à implanter [MEZ 06]. Pour cela, nous serons amené à utiliser de plus en plus les techniques de l'automatique avancée plus compétitives et aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse existent [SLO 84].

Aujourd'hui, l'importance de la production d'énergie éolienne a conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces systèmes par un meilleur transfert d'énergie et une bonne qualité de l'énergie produite à travers le choix d'une architecture optimale du système, et des techniques de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations paramétriques et extérieures du système [ROU 16].

Structure du mémoire

Ce travail qui comprend cinq chapitres, est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de l'énergie éolienne (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres ainsi que le gisement éolien en Algérie). Ensuite, Une description détaillée de l'éolien, ses différents types, Eolien à axe vertical et horizontal avec ces avantages et inconvénients. Aussi, les différents types de fonctionnement des éoliennes, Les éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable avec ces avantages et inconvénients et aussi nous donnerons les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne.

Dans le deuxième chapitre nous donnerons une description générale de la machine asynchrone à double alimentation avec sa modélisation dans le repère de Park. Par la suite, on passera à la modélisation des convertisseurs.

Le troisième chapitre, sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation avec son principe et synthèse basé sur l'orientation de flux statorique. On terminera ce chapitre par les résultats de simulation et interprétation.

Le quatrième chapitre, traitera le réglage par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire. Nous présenterons le concept général des systèmes à structure variable avec mode de glissement.

Le cinquième et le dernier chapitre, sera consacré à l'aspect théorique de la commande par la logique floue et puis l'application de commande des puissances par un contrôleur mode glissant flou (FSMC).

Enfin, le mémoire sera achevé par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et quelques perspectives.

Chapitre I

Etat de l'art sur la conversion éolienne.

I.1. Introduction

L'énergie est considérée comme l'un des problèmes importants pour tous les peuples, et son importance a augmenté, en particulier après la découverte de sources d'énergie non renouvelables telles que le pétrole, sur lesquelles l'homme s'est appuyé pendant de longues périodes jusqu'à ce que d'autres sources d'énergie renouvelables soient découvertes. Ce qui est une solution intéressante, notamment l'énergie éolienne.

De nos jours, l'énergie éolienne est devenue une solution viable pour la production d'énergie, en complément des autres sources d'énergie renouvelables.

I.2. Historique de l'énergie éolienne

Selon la divinité de la Grèce antique, le nom d'éolienne est extrait du mot Éole qui signifie dieu du vent. L'énergie du vent est l'une des premières formes d'énergie employée par l'homme, qui remonte à 2000 ans. Les Babyloniens avaient conçu à cette époque un projet d'irrigation de la Mésopotamie en faisant usage de la puissance provenant du vent. Elle fut utilisée, par la suite, pour la propulsion des navires. Au moyen âge, elle était utilisée par les européens pour répondre à des besoins en énergie mécanique dans des moulins de blé et dans l'assèchement des terres inondées au Pays-Bas (pompage d'eau).

L'association d'une turbine éolienne à une génératrice a été mise au point par Poul La Cour en 1891. Cette application a évolué en termes de puissance et de rendement durant tout le 20^{ème} et jusqu'au début du 21^{ème} siècle. Son utilisation s'est élargie à travers le monde notamment dans les zones isolées telles que les îles du pacifique. Les Pays-Bas sont les premiers pays dans la construction des éoliennes (50% des éoliennes dans le monde sont fabriquées en Hollande). Dans les années 40, au Danemark, 1300 éoliennes ont été fabriquées. Dans les années 60, environ 1 million d'aérogénérateurs fonctionnait dans le monde. Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées).

La crise pétrolière de 1973 a alerté les états producteurs et consommateurs d'énergie fossile sur la nécessité de la réalisation et du développement de centrales éoliennes. A la fin des années 80, le nombre d'éoliennes installées a augmenté de façon considérable. L'Algérie a décidé en 2006 de se doter de la technologie éolienne en implantant la première ferme éolienne à Tindouf d'une puissance de 50 MW. Elle envisage en perspective de recouvrir 5% de ses besoins en électricité par les énergies renouvelables dont l'énergie éolienne [ROU 16].

I.3. Gisement éolien en Algérie

En ce qui concerne l'Algérie, la ressource éolienne varie beaucoup d'un endroit à un autre. Ceci est principalement dû à une topographie et climat très diversifié. En effet, notre vaste pays se subdivise en deux grandes zones géographiques distinctes.

Le nord méditerranéen est caractérisé par un littoral de 1200 Km et un relief montagneux, représenté par deux chaînes de l'atlas tellien et l'atlas saharien, entre elles s'intercalent des plaines et des hauts plateaux de climat continental.

Le sud, quant à lui, se caractérise par un climat saharien. Le sud algérien est caractérisé par des vitesses plus élevées que le nord, plus particulièrement le sud-ouest avec des vitesses supérieures à 4 m/s et qui dépassent la valeur de 6 m/s dans la région d'Adrar. Concernant le nord, nous remarquons globalement que la vitesse moyenne est peu élevée. On note cependant, l'existence de microclimats sur les sites côtiers d'Oran, Bejaia et Annaba, sur les hauts plateaux de Tiaret et El Kheiter ainsi que dans la région délimitée par Bejaia au nord et Biskra au sud.

I.3.1. Atlas de la vitesse du vent

La carte des vents de l'Algérie, estimée à 10 m du sol est présentée en figure (I-1). Les vitesses moyennes annuelles obtenues varient de 2 à 6.5 m/s. Nous remarquons qu'à l'exception de la région côtière (moins Bejaia et Oran), du Tassili et de Beni-Abbès, la vitesse de vent moyenne est supérieure à 3 m/s. La région centrale de l'Algérie est caractérisée par des vitesses de vent variant de 3 à 4 m/s, et augmente au fur et à mesure que l'on descend vers le sud-ouest. Le maximum est obtenu pour la région d'Adrar avec une valeur moyenne de 6.5 m/s. Cependant, nous pouvons observer l'existence de plusieurs microclimats où la vitesse excède les 5 m/s comme dans les régions de Tiaret, Tindouf et Oran [LAB 17].

Toutefois, la vitesse du vent subit des variations en fonction des saisons qu'on ne doit pas négliger, en particulier, lorsqu'il s'agit d'installer des systèmes de conversion de l'énergie éolienne.

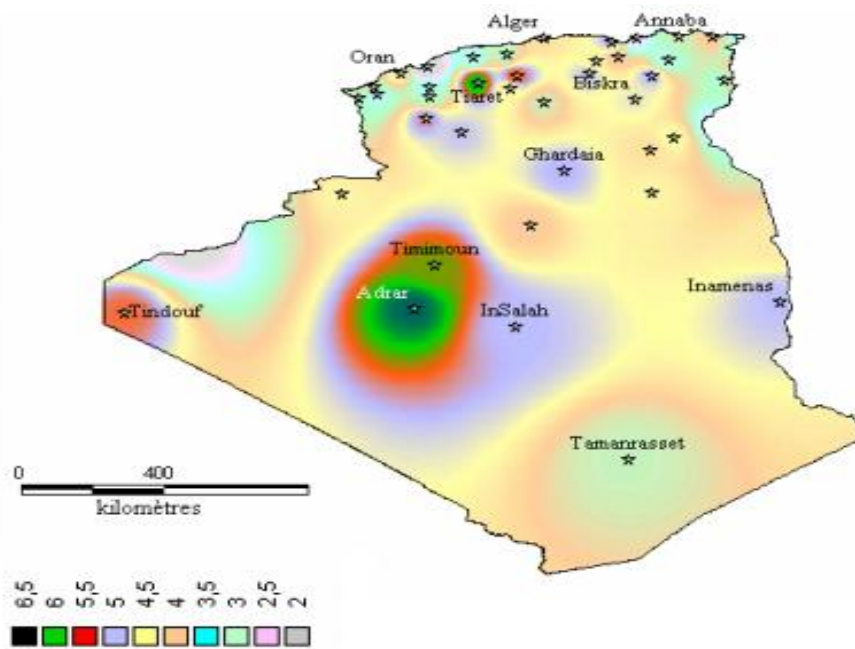


Figure (I-1) : Atlas de la vitesse moyenne du vent de l'Algérie estimée à 10 m du sol.

I.4. Description de l'éolienne

Un aérogénérateur, plus habituellement 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 [POI 03].

Une éolienne se compose de quatre parties principales :

- La fondation, qui permet de fixer l'ensemble de la structure ;
- Le mât ;
- La nacelle, fixée au sommet du mât, qui contient le générateur et le rotor ;
- Les pales, en général au nombre de trois afin d'optimiser le rendement, dont l'axe de rotation correspond au centre de la nacelle.

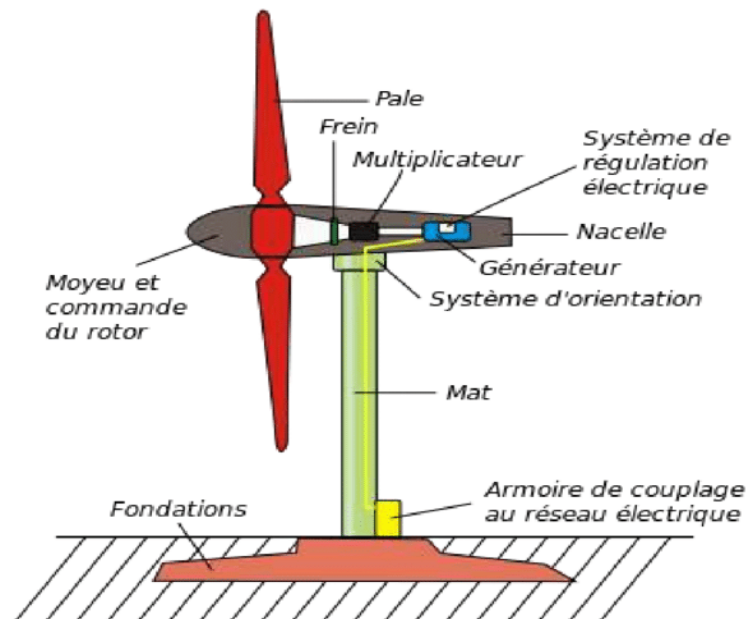


Figure (I-2) : Schéma d'une éolienne de type aérogénérateur.

I.5. Principaux composants d'une éolienne

➤ La nacelle

C'est la partie l'essentielle de l'éolienne, elle contient les éléments de transmission mécanique entre le rotor et le générateur, aussi comprenant le multiplicateur et le système de freinage de sécurité ainsi que les équipements de mesures du vent [LOU 16].

➤ Le rotor (les pales)

Composé de plusieurs pales (en général 3) et du nez de l'éolienne. Les pales sont aujourd'hui faites de matériaux composites à la fois légers et assurant une rigidité et une résistance suffisantes : polyester renforcé de fibre de verre et/ou fibre de carbone. Leur longueur atteinte actuellement entre 30 et 55 mètres, soit un diamètre du rotor compris entre 60 et 110 mètres [REG 22].

➤ Le mât

La tour ou le mât, généralement en métal, il supporte tous les équipements utilisés dans la production d'électricité (nacelle + rotor). Il est soutenu par une fondation lourde encastrée dans le sol. Semelle en béton qui assure l'ancrage et la stabilité de l'éolienne [REG 22].

Il existe trois grands types de tour :

- Tour mât haubané
- Tour en treillis
- Tour tubulaire

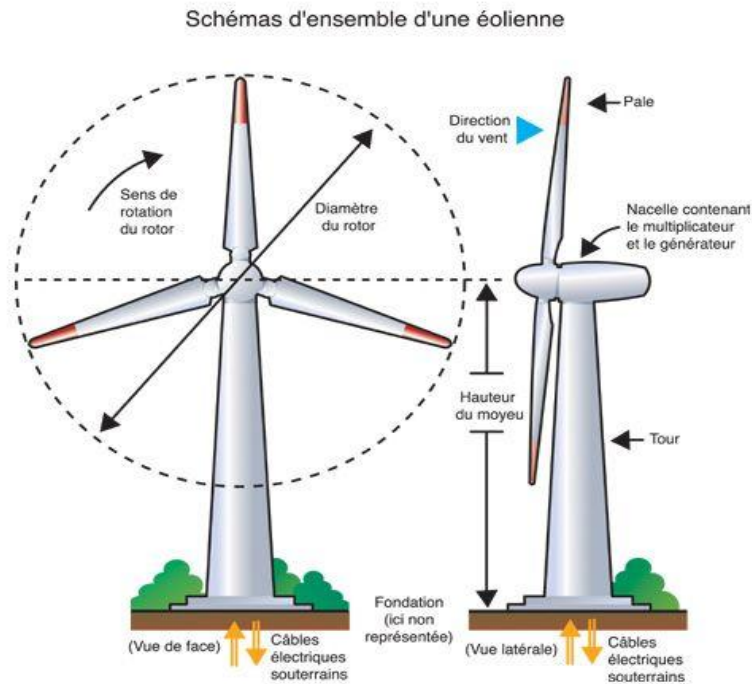


Figure (I-3) : Schéma d'une éolienne.

I.6. Les différents types d'éoliennes

On classe les éoliennes suivant la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice. Il existe principalement deux grandes familles :

- Eoliennes à axe vertical.
- Eoliennes à axe horizontal.

I.6.1. Les éoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité, paradoxalement, en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol ; donc facilement accessibles. De nombreuses variantes ont été testées depuis les années vingt, dont beaucoup sans succès, mais trois structures sont parvenues au stade de l'industrialisation : Savonius, Darrieus et rotor de Musgrove prennent une forme 'H' [LOU 16].

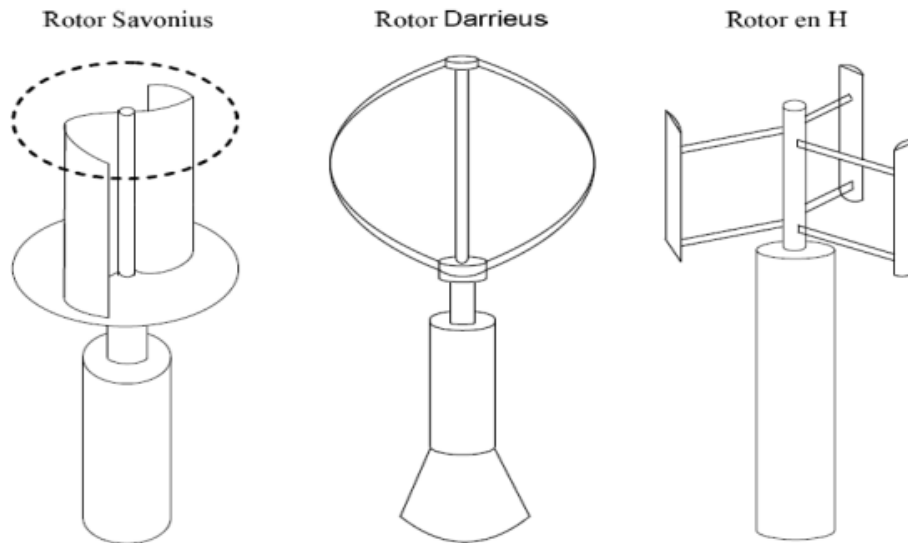


Figure (I-4) : Eolienne à axe vertical [LOU 16].

I.6.1.1. Avantages

- Les pylônes des éoliennes à axe vertical sont courts, entre 0,1 et 0,5 fois la hauteur du rotor. Cela permet de placer tout le dispositif de conversion de l'énergie " le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande " directement au sol.
- Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui permet de fonctionner quelle que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien.

I.6.1.2. Inconvénients

- Profils symétriques donc moins performants.
- Manque de couple au démarrage.
- L'effet important du sillage du rotor.
- Le couple moteur cyclique et donc fatigue.
- Vitesse de rotation lente donc couple important.
- Occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour.

I.6.2. Les éoliennes à axe horizontal

C'est les éoliennes les plus répandues sans doute à cause de leurs avantages remarquables. Elles comportent généralement des hélices à deux ou trois pales face ou sous le vent.



Figure (I-5) : Eolienne à axe horizontal.

I.6.2.1. Avantages

- Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage de sol.
- Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.

I.6.2.2. Inconvénients

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

I.7. Gamme de puissance des éoliennes

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

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

A titre de comparaison, le tableau ci-dessous propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [MEN 04].

Echelle	Puissance d'hélice	Diamètre de l'hélice
Petite	Moins de 40 KW	Moins de 12 m
Moyenne	De 40 KW a 999 KW	12 m à 45 m
Grande	1 MW et plus	46 m et plus

Tableau I-1 : Classification des turbines éoliennes.

I.8. Types de fonctionnement des éoliennes

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 [TAL 05].

I.8.1. Fonctionnement à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement couplée sur le réseau électrique (figure I.6). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control) [DAV 07].

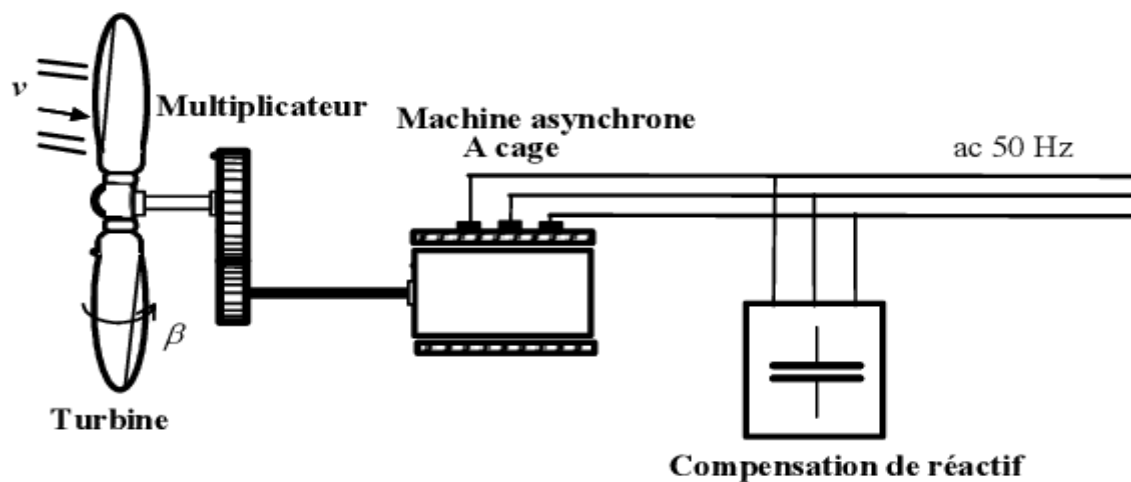


Figure (I-6) : Eolienne à vitesse fixe.

I.8.1.1. Avantage

- Elles possèdent un système électrique plus simple, car elles n'ont pas besoin de système électronique de commande.
- Elles ont une très grande fiabilité.
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne.
- Moins cher [TAL 05].

I.8.1.2. Inconvénients

Ce système possède beaucoup d'inconvénients lors de l'exploitation de l'énergie extraite à savoir [ROU 16]:

- Une puissance extraite non optimisée (On rate les maximas théoriques).
- Un rendement très faible pour les vents faibles et moyens.
- Une nécessité de maintenance périodique de la boîte de vitesse.
- La perte du contrôle de la puissance réactive.

- L'absence de contrôle du système de magnétisation de la génératrice.

I.8.2. Fonctionnement à vitesse variable

L'éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, un multiplicateur, un générateur, un convertisseur de puissance. La partie électrique de l'éolienne, en général, consiste en un générateur électrique synchrone ou asynchrone [ABU 08].

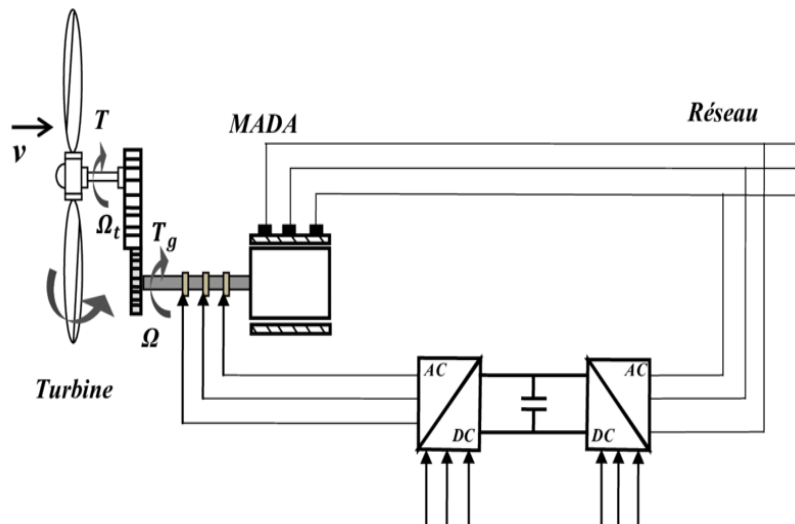


Figure (I-7) : Système par double alimentation éolien à vitesse variable.

I.8.2.1. Avantages

- Une exploitation optimale de l'énergie du vent.
- Une limitation des oscillations mécaniques.
- Une possibilité d'augmentation de la vitesse de rotation du rotor lors des rafales.
- Vitesse variable à environs $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme.
- Puissance extraite optimisée.
- Electronique de puissance dimensionnée à seulement 30% de P_n .

I.8.2.2. Inconvénients

- Un raccordement indirect du système au réseau et son coût.
- Une grande complexité du système de puissance.
- Une perte d'énergie pendant le processus de conversion.
- Maintenance de la boîte de vitesse et des contacts glissants.
- Coût d'électronique de puissance relatif.

I.9. Avantages et Inconvénients de L'Energie Eolienne

I.9.1. Les Avantages

- L'énergie éolienne, propre, fiable, économique, et écologique, c'est une énergie qui respecte l'environnement.
- Bien que ne pouvoir envisager de remplacer totalement les sources traditionnelles d'énergie, l'énergie éolienne peut toutefois proposer une alternative intéressante et renouvelable.
- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable propre, gratuit, et inépuisable.
- Parmi toutes les sources de production d'électricité, celle d'origine éolienne subit de très loin le plus fort taux de croissance.
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque comme l'énergie nucléaire et ne produit pas de déchets toxiques ou radioactifs.
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plupart des centrales thermiques et des centrales nucléaires.
- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.
- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres.
- La durée de vie des éoliennes modernes est maintenant de 20 à 25 ans, ce qui est comparable à de nombreuses autres technologies de production d'énergie conventionnelles.
- C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables. Le coût de l'éolienne à diminuer presque 90% depuis le début des années 80.
- Cette source d'énergie est également très intéressante pour les pays en voie de développement. Elle répond au besoin urgent d'énergie qu'ont ces pays pour se développer.
- L'énergie éolienne se révèle une excellente ressource d'appoint d'autres énergies, notamment durant les pics de consommation, en hiver par exemple.

I.9.2. Les Inconvénients

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

- L'impact visuel : Ça reste néanmoins un thème subjectif. Des images de synthèse sont élaborées pour montrer l'impact visuel.
- Les bruits mécaniques ou aérodynamiques ont été réduits par l'utilisation de nouveaux profils, extrémités de pale, mécanismes de transmission etc. et ne sont plus une gêne, même proche des machines (50-60 dB équivalent à une conversation).

- Les éoliennes peuvent nuire à la migration des oiseaux en étant un obstacle mortel. En effet, les pales en rotation sont difficilement visibles par mauvais temps ou la nuit.
- La source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante.
- Les systèmes éoliens coûtent généralement plus cher à l'achat que les systèmes utilisant des sources d'énergie classiques, comme les groupes électrogènes à essence, mais à long terme, ils constituent une source d'énergie économique et ils demandent peu d'entretien. Selon l'article de, il a fallu plusieurs décennies pour réaliser des éoliennes silencieuses, esthétiques et résistantes aux conditions météorologiques très capricieuses.

I.10. Conclusion

Dans chapitre, un état de l'art sur l'énergie éolienne et une étude descriptive de l'ensemble des éléments constituant la chaîne de conversion d'énergie éolienne a été présentée. Aussi, la carte du gisement éolien en Algérie. Après avoir présenté une description générale de l'éolienne qui contient les différents types de cette dernière : les éoliennes à axe vertical et à axe horizontal et leurs avantages et inconvénients. On a donné aussi les différents types de fonctionnement, l'éolienne à vitesse fixe et à vitesse variable. Ensuite, les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne. Après cette étude on a pu comprendre le principe de fonctionnement d'une éolienne d'une manière générale.

La suite de ce travail est principalement consacrée à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.

Chapitre II

*Modélisation de la machine asynchrone à double
alimentation (MADA).*

II.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts la machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné glissants. Ce type de machine est utilisé comme génératrice dans la plupart des projets de centrale éolienne à travers le monde du fait qu'elle offre de grand avantage de fonctionnement. Dans ce chapitre, il sera question de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation nous donnerons de manière détaillée le modèle mathématique équivalent. Ensuite, nous présenterons d'une façon succincte l'alimentation de cette machine par un onduleur de tension.

II.2. Notions sur machine asynchrone à double alimentation

II.2.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Une machine asynchrone à double alimentation (MADA) est constituée d'un stator fixe équipé de trois enroulements identiques répartis d'une manière symétrique dans les encoches au stator, et d'un rotor tournant autour de l'axe de la machine équipé lui aussi de trois enroulements identiques et symétrique couplés en étoile et reliés à un collecteur constitué de trois ou quatre bagues. La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

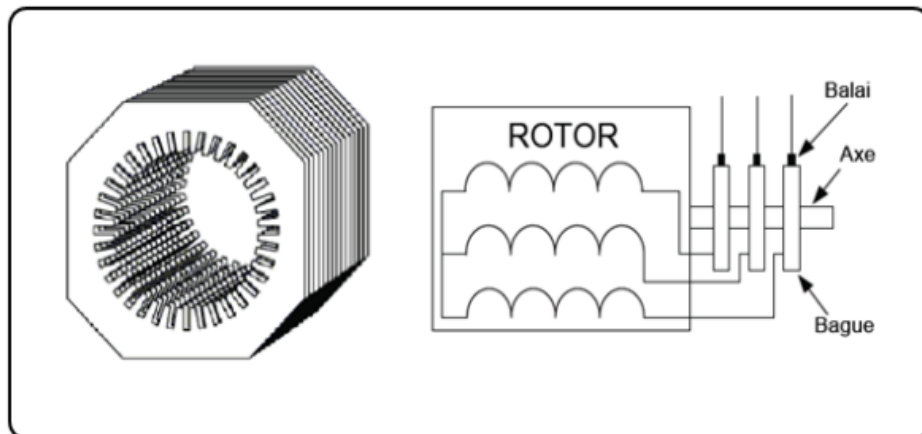


Figure (II-1) : Structure de la machine asynchrone à double alimentation.

II.2.2. 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 pour 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 au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [TAM 09].

a) Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

La figure (II-2-a) montre que la puissance est 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 à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

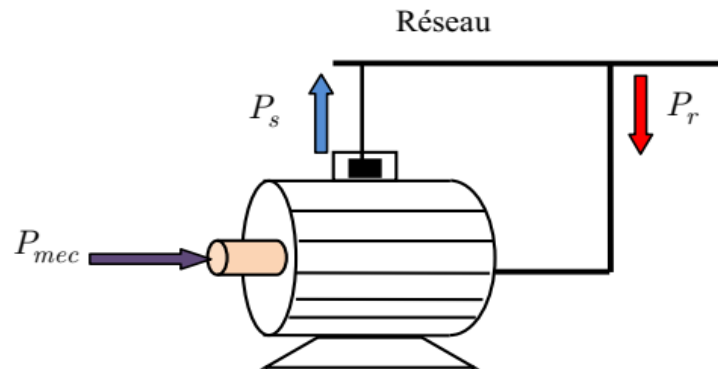


Figure (II-2-a) : Fonctionnement génératrice hypo-synchrone.

b) Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

La figure (II-2-b) 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 classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

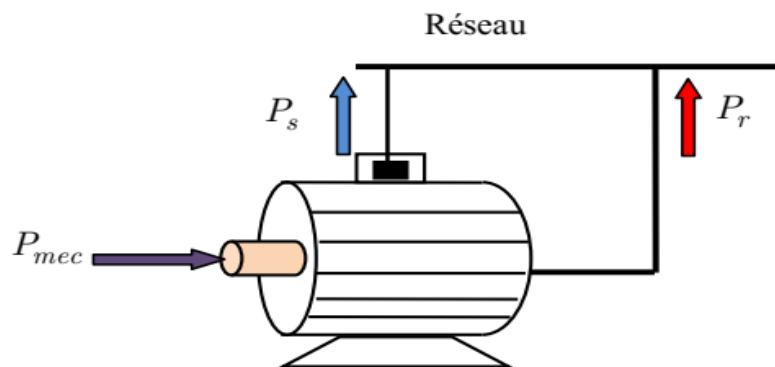


Figure (II-2-b) : Fonctionnement génératrice hyper-synchrone.

c) Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La figure (II-2-c) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

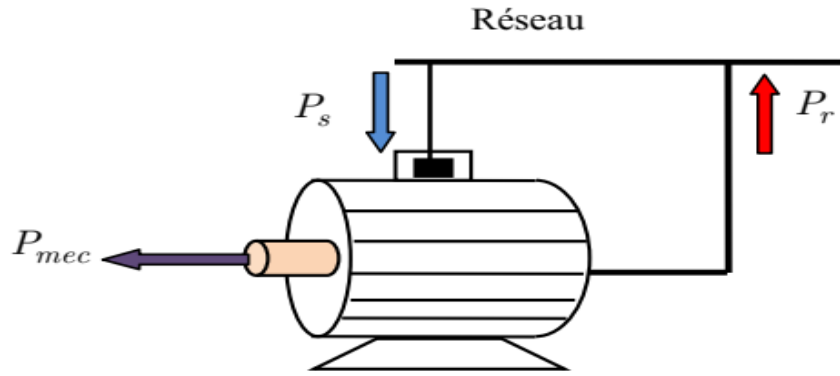


Figure (II-2-c) : Fonctionnement moteur Hypo –synchrone.

d) Fonctionnement en mode moteur hyper- synchrone

La figure (II-2-d) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

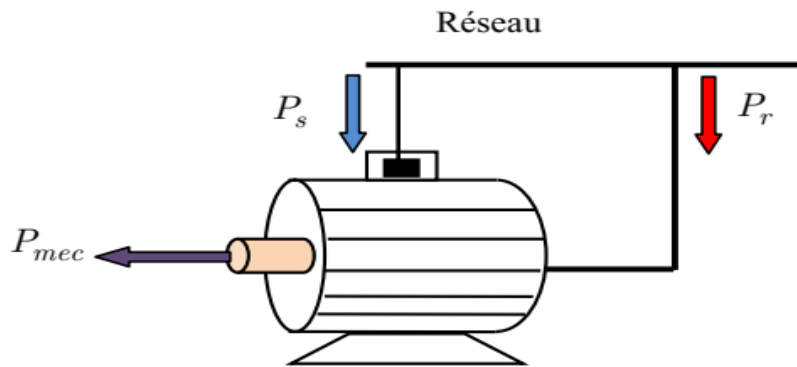


Figure (II-2-d) : Fonctionnement moteur Hyper –synchrone

II.3. Les différentes structures d'alimentation de la MADA

La machine asynchrone doublement alimentée (MADA) a suscité un intérêt particulier surtout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. En effet, à travers cette section la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés. Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur côté MADA et convertisseur côté réseau) [TAH 20].

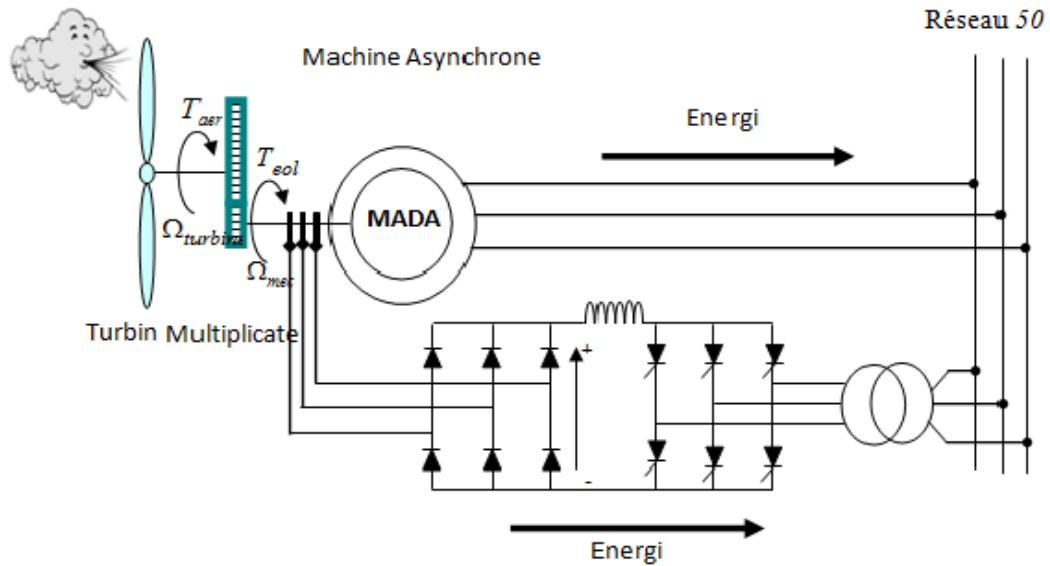


Figure (II-3) : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

II.3.1. Différentes structures d'un système éolien à base d'une MADA

II.3.1.1. Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau, mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

La Figure (II.4) montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobinée pilotée par le rotor.

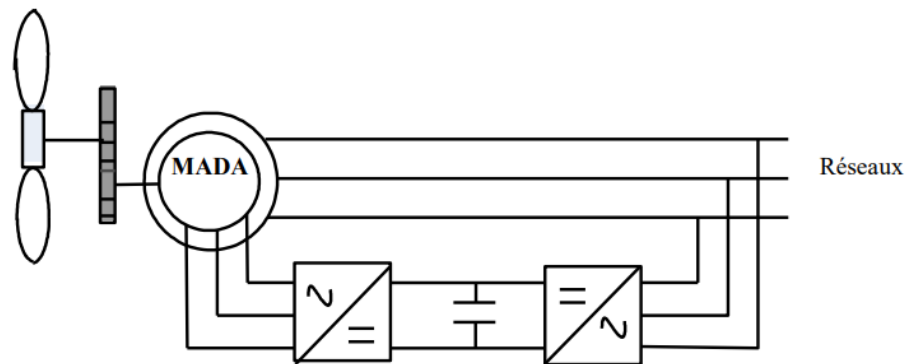


Figure (II-4) : Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor

II.3.1.2. MADA avec pont à diodes et pont à thyristors

Cette structure, appelé montage Kramer, utilise un pont à diodes et un pont à thyristors. les tensions entre les bagues sont redressées par le pont à diodes. L'onduleur à thyristors applique à ce

redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage des thyristors 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. [TOU 10]

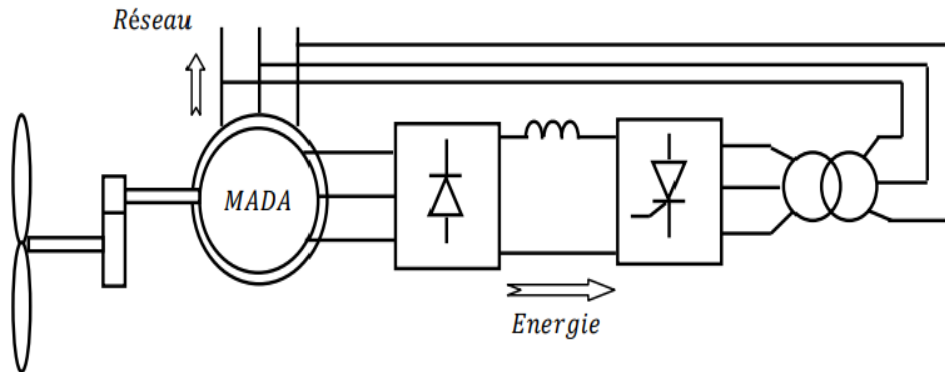


Figure (II-5) : MADA avec pont à diodes et pont à thyristors. [TOU 10]

II.3.1.3. MADA avec pont à diodes et pont à transistors

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la Figure (II.6). [LOU 17]

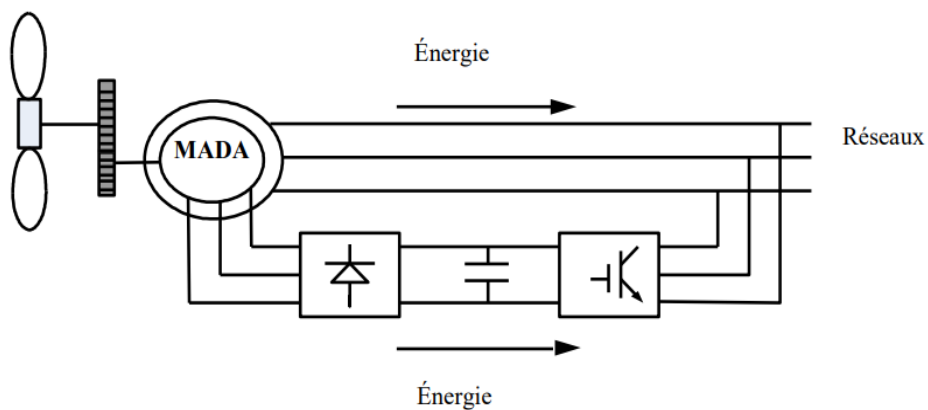


Figure (II-6) : MADA avec pont à diodes et pont à transistors. [LOU 17]

II.3.1.4. MADA avec cyclo convertisseur

- Structure autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau (Figure (II-5)).
- Cette structure est utilisée pour des valeurs de fréquence rotorique largement inférieures à celles du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. [TOU 10]

- Elle permet l'utilisation de thyristors qui sont intéressants d'un point de vue coût.

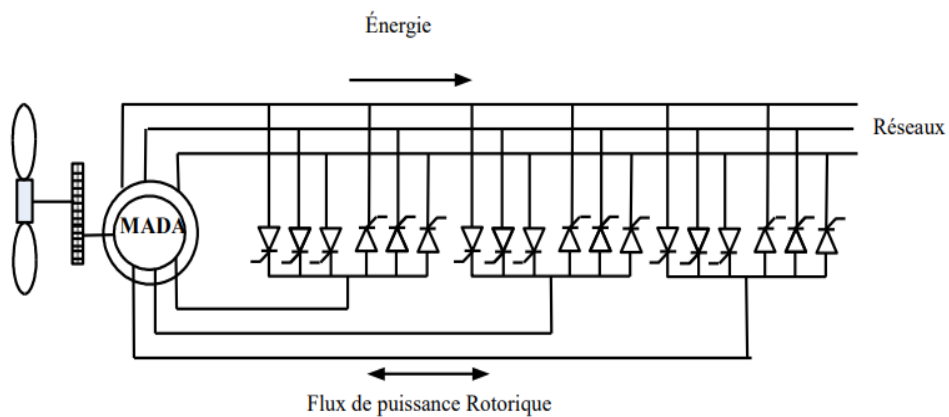


Figure (II-7) : MADA avec cyclo convertisseur.

II.3.1.5. MADA avec convertisseurs MLI

Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées). [POI 03]

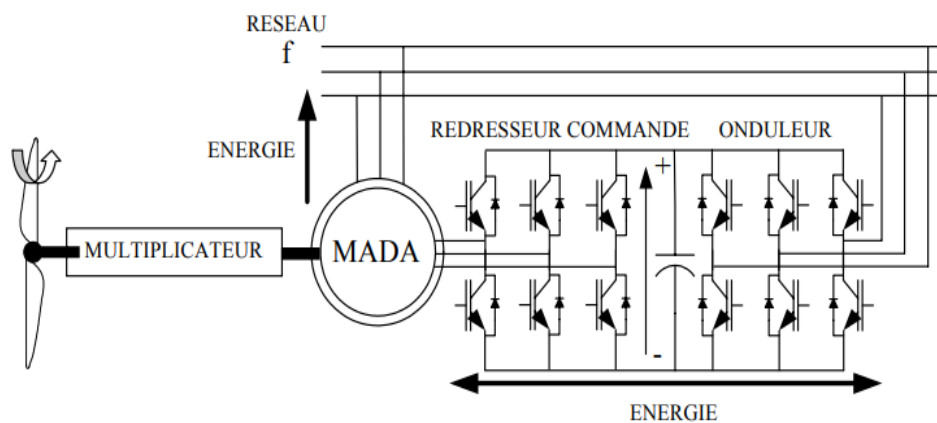


Figure (II-8) : MADA avec convertisseur MLI. [POI 03]

II.4. Avantages et inconvénients de la MADA : [ROU 12]

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

II.4.1. Avantages de la MADA

- L'accès au rotor offre la possibilité de contrôler les grandeurs électriques du rotor (Courant et tension), ce qui donne une grande flexibilité et précision au contrôle du Flux et du couple électromagnétique.
- La configuration dont les deux convertisseurs alimentant la machine permettent de fonctionner en régime dégradé (l'un des deux onduleurs tombe en panne).
- La double alimentation permet de réduire les dimensions des convertisseurs statiques réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- Transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- La MADA réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone.

II.4.2. Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique généralement elle est plus longue à cause des balais.
- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine Classique
- Le coût total du générateur est plus important par rapport à l'autre générateur électrique.

II.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone étant un système non linéaire très complexe, sa modélisation nécessite l'introduction de certaines hypothèses simplificatrices sans trop exagérer pour avoir un modèle le plus proche possible de la réalité.

II.5.1. Hypothèses simplificatrices

Afin d'établir un modèle simple de la MADA, nous avons pris en considération certaines hypothèses simplificatrices à savoir : [ROU 12]

- La géométrie de la machine est symétrique ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, au stator et au rotor, la saturation est négligeable ;
- La densité de courant est considérée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (effet de peau négligeable) ;
- Les résistances des enroulements ne dépendent pas de la température ;
- Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale ;
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme.

II.5.2. Modèle triphasé de la MADA

Modèle triphasé de la MADA La machine asynchrone à double alimentation est formée d'un stator fixe et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator a trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et sont alimentés par un système de tensions triphasées. Il en résulte alors la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine (Théorème de Ferraris). La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation statorique triphasée et p le nombre de paires de pôles. Le rotor de la machine porte, de même, un bobinage triphasé avec le même nombre de paires de pôles que celui du stator [EKA 03].

La machine asynchrone à double alimentation est représentée dans le système triphasé par la figure suivante :

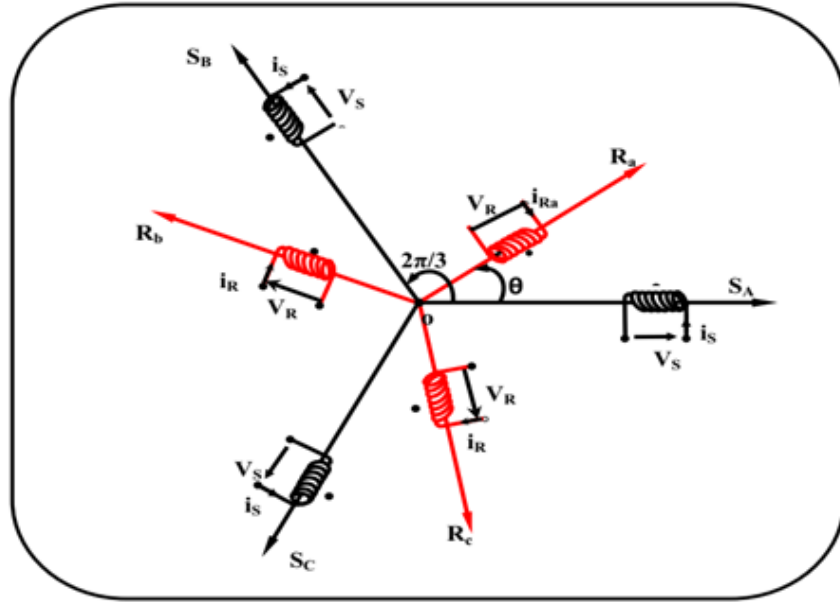


Figure (II-9) : position des axes des phases statoriques et rotoriques.

II.5.3 Les équations électriques

La loi de Faraday, qui exprime la tension $v(t)$ aux bornes d'une bobine, est donnée la relation suivante :

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Appliquons cette relation aux enroulements triphasés du stator et du rotor, nous trouvons :

Pour le stator

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (2.2)$$

Où

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (2.3)$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (2.4)$$

Où

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (2.5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Tel que :

R_s, R_r : Résistances par phases statoriques et rotoriques.

$[V_s], [V_r]$: vecteurs des tensions des phases statoriques et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$: vecteurs des courants de phases statoriques et rotoriques.

II.5.4 Les relations flux – courants (relations électromagnétiques)

Ces équations sont données par :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M][I_r] \quad (1.6)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M][I_s] \quad (2.7)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$[M] = m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

l_{ss} Et l_{rr} : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement

m_{ss} Et m_{rr} : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement ;

m_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique ;

II.6. La transformation de Park

II.6.1. Définition

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $(\alpha ; \beta)$ puis vers le repère $(d ; q)$. Le repère $(\alpha ; \beta)$ est toujours fixe par rapport au repère abc. Par contre le repère $(d ; q)$ est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la figure (II-9).

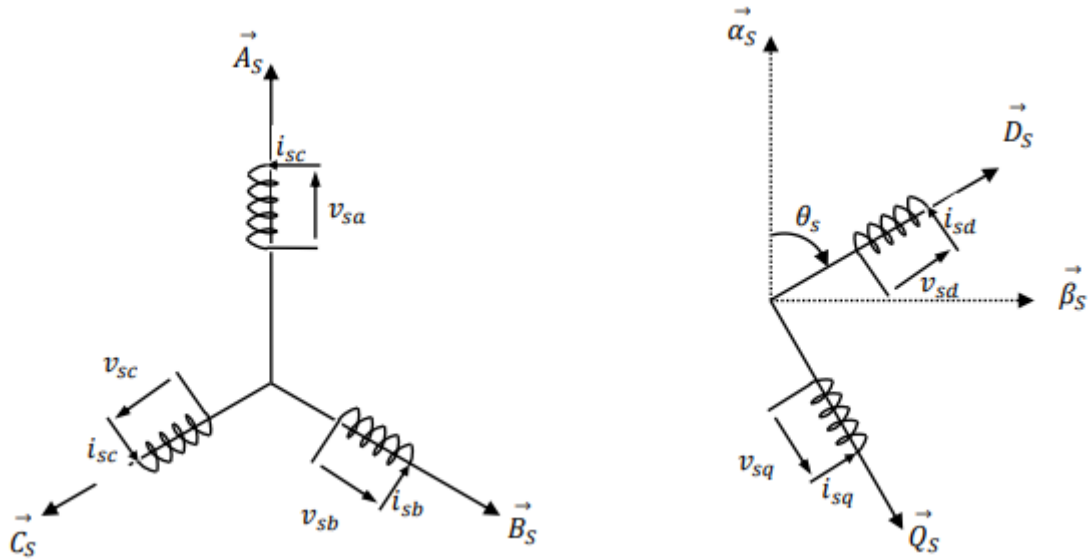


Figure (II-10) : Repérage angulaire du système d'axes $(d - q)$ associé au stator de la MADA.

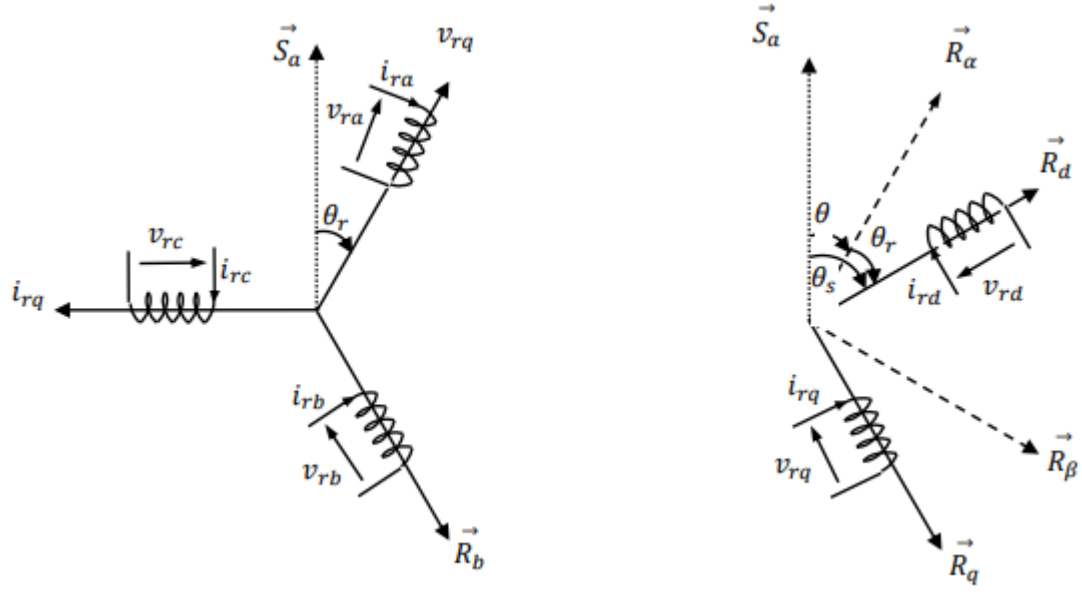


Figure (II-11) : Repérage angulaire du système d'axes $(d - q)$ associé au rotor de la MADA.

Nous remarquons sur la figure (II-10) que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.9)$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.10)$$

La transformation matricielle définissant la transformation de Park est la suivante : [MEZ 06]

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)][x_{abc}] \quad (2.11)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Et

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Remarque

- Cette transformation permet la conservation de la puissance instantanée.

II.6.2. Choix référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, nous trouvons trois choix utiles pour le référentiel ($d-q$) :

➤ **Référentiel fixe au stator :**

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et caractérisé par la relation suivante $[\frac{d\theta_s}{dt} = 0]$

➤ **Référentiel fixé au rotor :**

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Il est caractérisé par la relation suivante $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 = \omega = p \cdot \Omega$

➤ **Référentiel fixé au champ tournant statorique : (le référentiel choisi)**

(Référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique $[\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s]$) : Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande. Les axes sont désignés par (d, q).

II.7. Modèle diphasé de la MADA

II.7.1. Equations électriques

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d, R_q aux enroulements triphasés du modèle (2.2), (2.4) permet l'écriture des équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{sq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.14)$$

II.7.2. Relations flux – courants

Nous appliquons la transformation de Park aux relations entre flux et courants (2.6), (2.7), nous trouvons les relations électromagnétiques de la machine généralisée :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (2.15)$$

Où :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \varphi_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \varphi_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{sq} \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

$$L_s = l_{ss} - m_{ss}, L_r = l_{rr} - m_{rr}, M = \frac{3}{2} m_{sr} \quad (2.17)$$

II.7.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est exprimée :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_m - C_{em} \quad (2.18)$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

$$T_{em} = p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.19)$$

II.7.4. Le couple électromagnétique

A ces équations, il faut ajouter l'équation générale du couple électromagnétique qui peut être dérivée de l'expression de la co-énergie et qui s'exprime par :

$$C_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M] \right\} [I_r] \quad (2.20)$$

Après l'application de la transformation de Park sur cette équation, nous aboutissons à l'expression :

$$C_{em} = p \cdot M(i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.21)$$

En utilisant les expressions (2.18), (2.19) et (2.20), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être trouvées :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.22)$$

Où :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) \quad (2.23)$$

II.7.5. Puissances statoriques

Les puissances actives et réactives échangées avec le réseau électrique dépendent aussi des variables électriques du stator et du rotor. Au stator, les puissances active et réactive sont respectivement données par [BRI 10] :

$$\bar{S}_s = V_s \bar{I}_s^* \quad (2.24)$$

Alors, les expressions des puissances active et réactive statoriques, sont exprimés par :

$$\begin{cases} P_s = \text{Réel}[\bar{S}_s] \\ Q_s = \text{Im}[\bar{S}_s] \end{cases} \quad (2.25)$$

Après la transformation de Park, nous trouvons :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \\ Q_s = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} \end{cases} \quad (2.26)$$

II.8. Modèle d'état de Park de la MADA :

Nous pouvons exprimer le modèle d'état de Park de la MADA sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\varphi_{sd} + \omega_s \cdot \varphi_{sq} + M\frac{R_s}{L_s}i_{rd} + v_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot \varphi_{sd} - \frac{R_s}{L_s}\varphi_{sq} + M\frac{R_s}{L_s}i_{rq} + v_{sq} \\ \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M R_s}{L_s L_s}\varphi_{sd} - \frac{M}{L_s}\omega\varphi_{sq} - (R_r + \frac{M M}{L_s L_s}R_s)i_{rd} + \sigma L_r \omega_r i_{rq} + \left(v_{rd} - \frac{M}{L_s}v_{sd}\right) \\ \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{M}{L_s}\omega\varphi_{sd} + \frac{M R_s}{L_s L_s}\varphi_{sq} - \sigma L_r \omega_r i_{rd} - (R_r + \frac{M M}{L_s L_s}R_s)i_{rq} + \left(v_{rq} - \frac{M}{L_s}v_{sq}\right) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(C_{em} - C_r) - \frac{F}{J} \cdot \omega \end{cases} \quad (2.27)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ est le coefficient de dispersion des flux magnétiques.

II.9. Modélisation des convertisseurs

L'alimentation de la machine au niveau rotorique est assurée par un ensemble comprenant :

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre constitué d'un condensateur de forte capacité qui rend négligeable les ondulations de la tension U    l'entrée de l'onduleur et une inductance pour le lissage du courant.
- Un onduleur de tension.

Le schéma de l'association convertisseurs – machine asynchrone à double alimentation est donné par la figure (II-11).

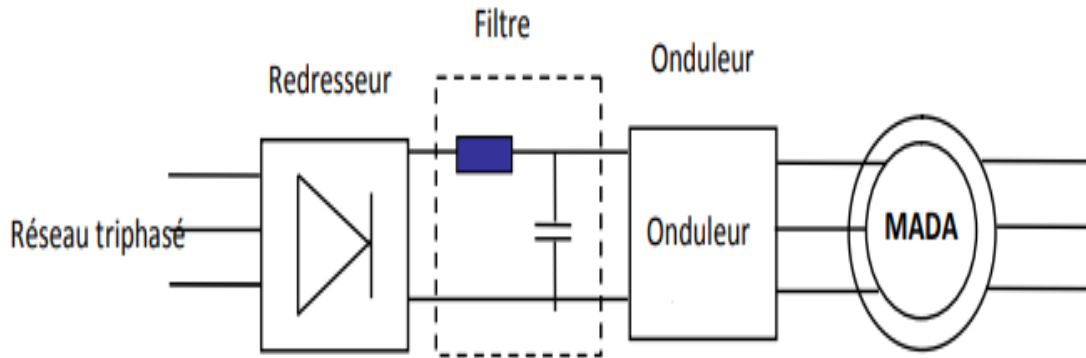


Figure (II-12) : L'ensemble convertisseur machine.

Le schéma détaillé du convertisseur assurant l'alimentation rotorique de la machine est représenté par la figure (II-12).

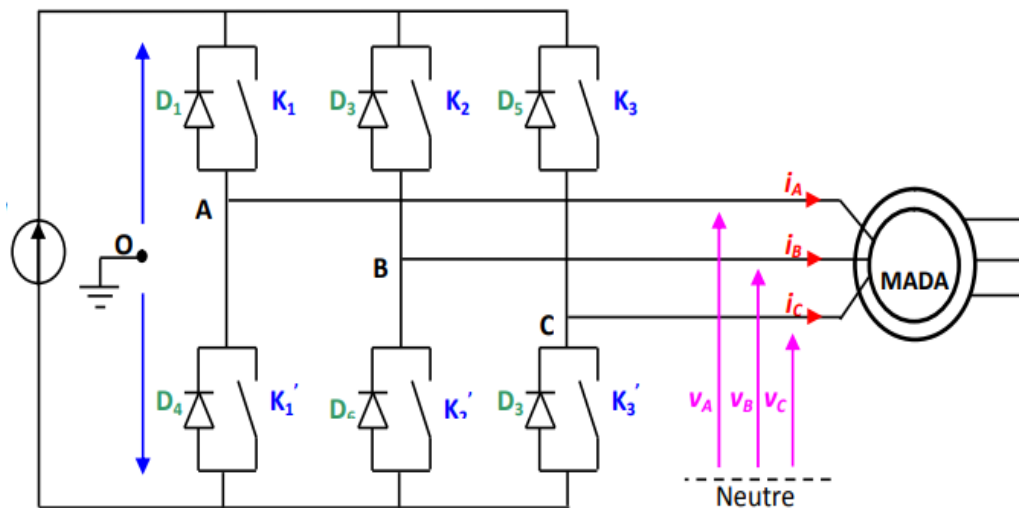


Figure (II-13) : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

Dans notre étude, nous considérons le cas d'un onduleur triphasé idéal à deux niveaux de tension, à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Le point milieu de la source de tension est fictif.

II.9.1. Définition de l'onduleur

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. (IGBT...). Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). L'onduleur est le cœur du système d'alimentation. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variable.

II.9.2. Principe de l'onduleur de tension à MLI

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme des créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (En général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement [GRE 97]. Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur.

II.9.3. Commande par MLI (Stratégie triangulo – sinusoïdale)

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à la technique d'origine analogique dite *sinus triangle*. Elle consiste à comparer deux signaux :

- ❖ Une onde de référence, la modulatrice, de forme sinusoïdale et de fréquence f_{ref} ,
- ❖ Une onde de modulation, la porteuse, en général triangulaire, de haute fréquence f_p ,

Tout en respectant l'inégalité sur les fréquences ($f_p > f_{ref}$). Les instants de fermeture des interrupteurs sont définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

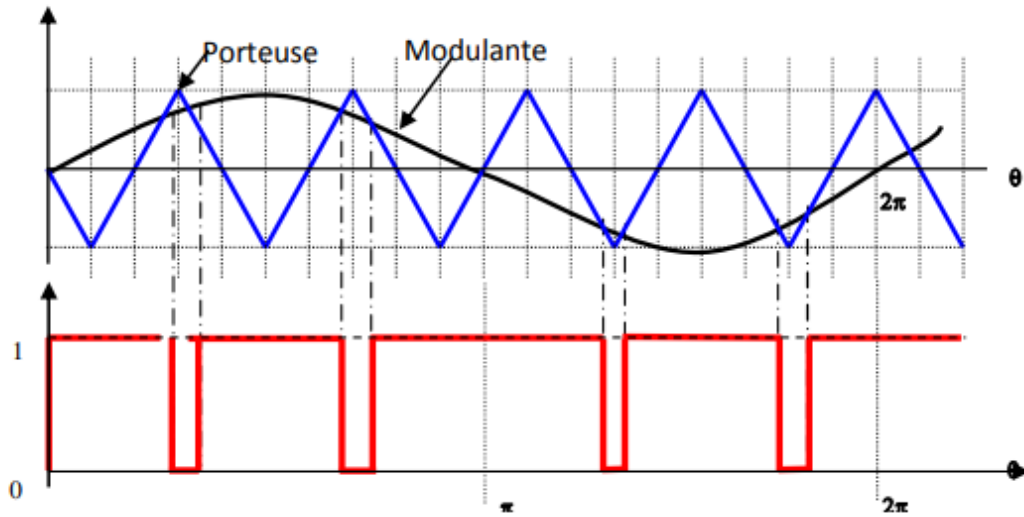


Figure (II-14) : Exemple de chronogramme d'une commande « sinus-triangle » monophasée.

La figure (II-13) donne un exemple de chronogramme pour une commande à MLI sinus triangle monophasée sur une période de l'onde de modulation [BEL 14].

La fonction logique S_x associée au signal de commande est définie par :

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{Si } v_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{Si } v_{ref} \leq V_p \end{cases} \quad (2.28)$$

II.9.3.1. Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par une fréquence f_p ($T_p = \frac{1}{f_p}$). Elle est définie par les équations suivantes [BEL 14].

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p(-1 + 4\frac{t}{T_p}) & t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ x_2(t) = V_p(3 - 4\frac{t}{T_p}) & t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (2.29)$$

II.9.3.2. Equation de la référence

La référence est un système de signaux triphasés tel que :

$$\begin{cases} v_{ref,a} = v_{ref} \sin \omega_{ref} t \\ v_{ref,b} = v_{ref} \sin(\omega_{ref} t - 2\pi/3) \\ v_{ref,c} = v_{ref} \sin(\omega_{ref} t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.30)$$

II.9.4. Caractéristiques de la MLI

II.9.4.1. L'indice de modulation en fréquence I_M

L'indice de modulation en fréquence I_M est défini comme étant le rapport de la fréquence du signal triangulaire f_p par rapport à la fréquence f_{ref} de la référence sinusoïdale.

$$I_M = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (2.31)$$

L'augmentation de la valeur de I_M conduit au déplacement des harmoniques vers les fréquences élevées. Ce qui est un avantage, mais on obtient une augmentation de chute de tension. Donc, nous devons optimiser la valeur de I_M .

II.9.4.2. L'indice de modulation en amplitude

C'est un coefficient de réglage de la tension, qui est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à l'amplitude de la porteuse [BEL 14].

$$T_M = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (2.32)$$

Quand T_M est nul, la tension de sortie est formée d'ondes rectangulaires de même largeur avec une fréquence M_{fr} et quand T s'accroît, la fréquence f_r croît, les termes $M_{fr}, 3M_{fr}, 5M_{fr}$ diminuent.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale de la MADA et comment transformer le modèle triphasé en modèle biphasé de la MADA par la transformation de Park.

Ensuite, Le modèle de la GADA a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit les respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

Dans la dernière partie la modélisation des convertisseurs avec une description d'onduleur et la technique de commande MLI.

Le chapitre suivant sera consacré au réglage des puissances statoriques de la MADA dans un système éolien.

Chapitre III

Réglage classique des puissances statoriques d'un système éolien à base d'une GADA.

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons le réglage des puissances statoriques d'une GADA à rotor bobiné alimentée par un onduleur de tension pour le réglage des puissances statoriques injectées au réseau électrique. L'intérêt de l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation est de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique puissance-vitesse optimale de l'éolienne. Après avoir donné le modèle mathématique de la machine dans le deuxième chapitre, une commande adéquate est nécessaire afin de bien contrôler les puissances statoriques pour permettre un bon fonctionnement de la machine à double alimentation en génératrice. Dans cette optique, la GADA sera pilotée par les tensions rotoriques afin de contrôler les puissances statoriques produites tant au niveau actif que réactif. Ceci sera très utile pour la gestion de l'éolienne.

III.2. Commande vectorielle de la MADA

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage naturel entre les variables d'entrées, les variables de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, la vitesse et le couple.

La commande vectorielle par orientation du flux (field oriented control) présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche.

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie électrique généré par une MADA couplée à une turbine éolienne, l'une des méthodes les plus utilisées, consiste à réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives, en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques aux puissances active et réactive statoriques [AZZ 19].

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique
- Orientation du flux statorique
- Orientation du flux d'entrefer

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

III.3. Synthèse de la commande à flux orienté de la GADA

Pour faire la régulation des puissances de la GADA, nous considérons le modèle électrique suivant :

$$\begin{cases} v_{sd} = \frac{d\phi_{sd}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} \phi_{sd} - \omega_s \cdot \phi_{sq} - M \frac{R_s}{L_s} i_{rd} \\ v_{sq} = \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} + \frac{R_s}{L_s} \phi_{sq} - M \frac{R_s}{L_s} i_{rq} \\ \left(v_{rd} - \frac{M}{L_s} v_{sd} \right) = \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{M R_s}{L_s L_s} \phi_{sd} + \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sq} + \left(R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rd} - \sigma L_r \omega_r i_{rq} \\ \left(v_{rq} - \frac{M}{L_s} v_{sq} \right) = \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \frac{M R_s}{L_s L_s} \phi_{sq} + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \left(R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rq} \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ est le facteur de dispersion.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T_{em} = p(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (3.2)$$

III.3.1 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La commande par orientation du flux consiste à régler la puissance réactive (le flux) par une composante du courant et la puissance active (le couple) par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'illustration de l'orientation du flux statorique est représentée dans la figure (III.1)

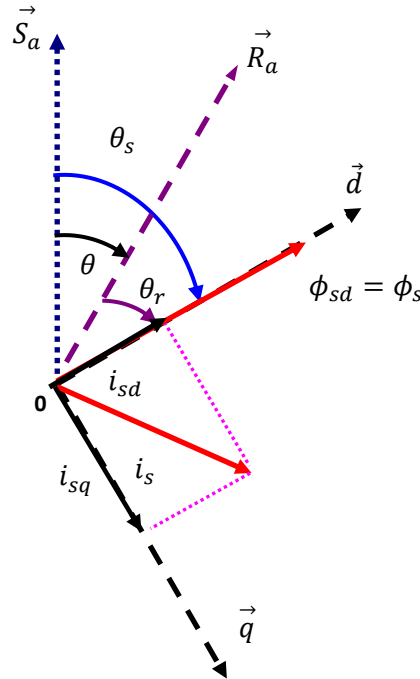


Figure (III-1) : Orientation de l'axe d sur le flux statorique.

La commande vectorielle à orientation du flux statorique est la plus utilisée, elle donne de meilleurs résultats. Avec un flux statorique constant et orienté sa composante quadratique est donc nulle.

$$\phi_{sq} = 0, \quad \phi_s = \phi_{sd} \quad (3.3)$$

Donc, nous pouvons écrire les équations des tensions statorique et rotoriques de la machine comme suite :

➤ **Tensions statoriques**

$$\begin{cases} v_{sd} = \frac{d\phi_{sd}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} \phi_{sd} - M \frac{R_s}{L_s} i_{rd} \\ v_{sq} = \omega_s \phi_{sd} - M \frac{R_s}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (3.4)$$

➤ **Tensions rotoriques**

$$\begin{cases} v_{rd} = \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{M R_s}{L_s L_s} \phi_{sd} + \left(R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rd} - \sigma L_r \omega_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} v_{sd} \\ v_{rq} = \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \left(R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rq} + \frac{M R_s}{L_s L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (3.5)$$

En remplaçant les équations des tensions statoriques (3.4) dans les équations des tensions rotoriques (3.5), nous obtenons le modèle suivant :

$$\begin{cases} v_{rd} = \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} - \sigma L_r \omega_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ v_{rq} = \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad (3.6)$$

En posant les $f \cdot e \cdot m$ suivantes :

$$\begin{cases} f_{em,d} = -\sigma L_r \omega_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ f_{em,q} = \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad (3.7)$$

Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{rd} = \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} + f_{em,d} \\ v_{rq} = \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} + f_{em,q} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec la transformé de Laplace, nous écrivons :

$$\begin{cases} (\sigma L_r \cdot s + R_r) i_{rd} = v_{rd} - f_{em,d} \\ (\sigma L_r \cdot s + R_r) i_{rq} = v_{rq} - f_{em,q} \end{cases} \quad (3.9)$$

Où :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{(\sigma L_r \cdot s + R_r)} (v_{rd} - f_{em,d}) \\ i_{rq} = \frac{1}{(\sigma L_r \cdot s + R_r)} (v_{rq} - f_{em,q}) \end{cases} \quad (3.10)$$

A partir de ces équations, nous pouvons tracer le schéma bloc du modèle simplifié des courant rotoriques de la GADA suivant la figure (III-2) :

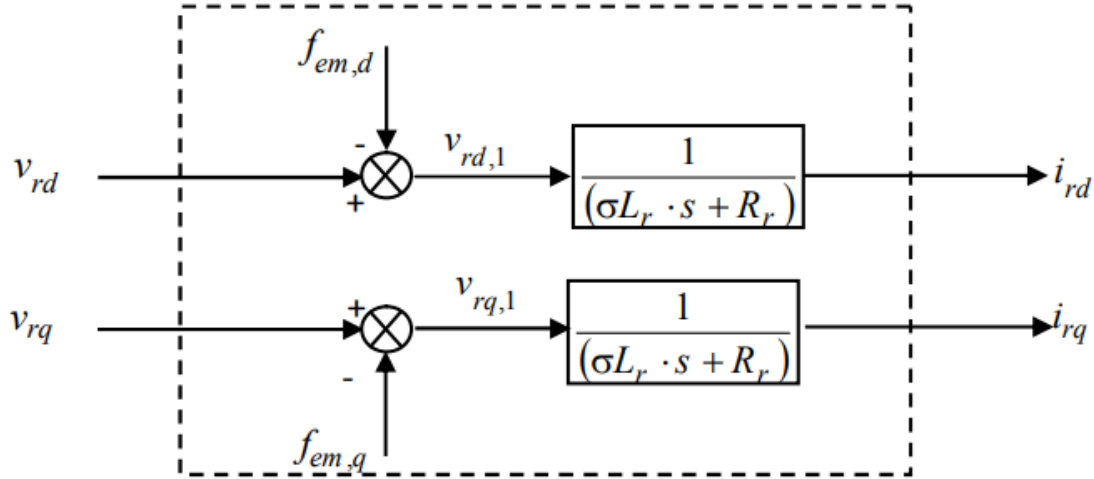


Figure (III-2) : Modèle simplifié des courants rotoriques de la GADA.

Si le flux statorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant et d'après la figure (III.2) :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = \text{const} = v_s \approx \omega_s \cdot \phi_s \end{cases} \quad (3.12)$$

A partir de l'équation (3.11), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\phi_{sd} - M i_{rd}}{L_s} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (3.13)$$

➤ Puissances statoriques

Dans le repère de Park, les puissances statoriques active et réactive d'une machine asynchrone à double alimentation s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \\ Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (3.14)$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{sq} \\ Q_s = V_s i_{sd} \end{cases} \quad (3.15)$$

En remplaçant les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} par leurs valeurs expressions données par l'équation (3.13), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \left(i_{rd} - \frac{\phi_s}{M} \right) \end{cases} \quad (3.16)$$

A partir des équations (3.12), nous obtenons, pour le flux statoriques, l'expression suivante :

$$\phi_{sd} = \frac{v_s}{\omega_s} \quad (3.17)$$

L'expression des puissances (3.16) peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} i_{rd} + \frac{v_s^2}{L_s \cdot \omega_s} \end{cases} \quad (3.18)$$

Cette dernière équation peut être représentée par le schéma bloc suivant :

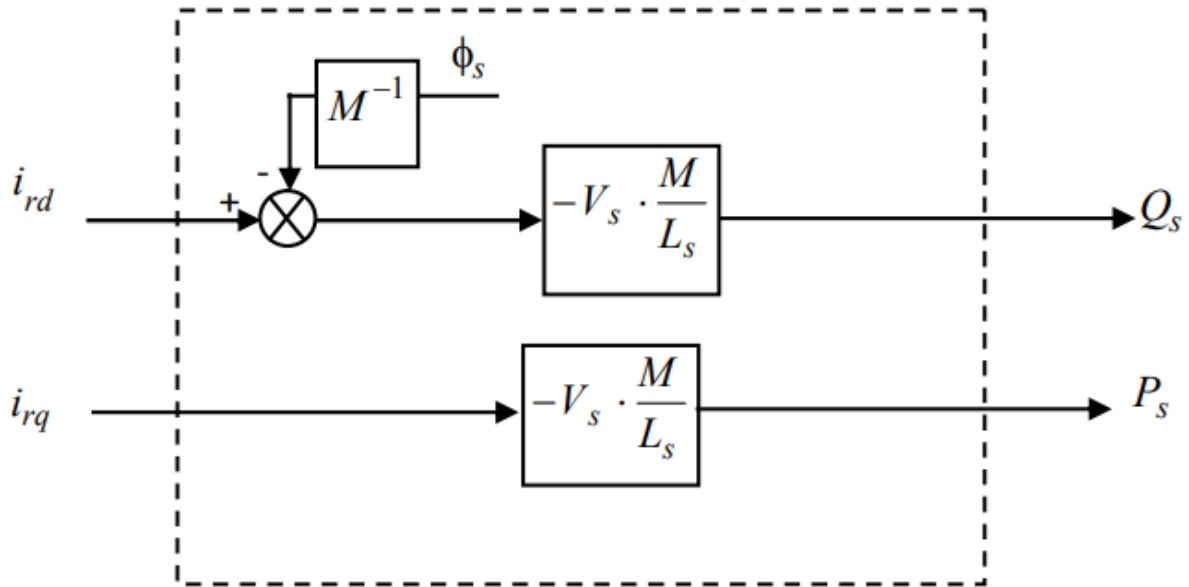


Figure (III-3) : Modèle simplifié des puissances statoriques de la GADA.

III.4. Modèle simplifié de la GADA avec orientation du flux statorique

Dans ces conditions, nous pouvons réaliser un modèle simplifié pour les enroulements rotoriques de la GADA suivant la figure (III-4) :

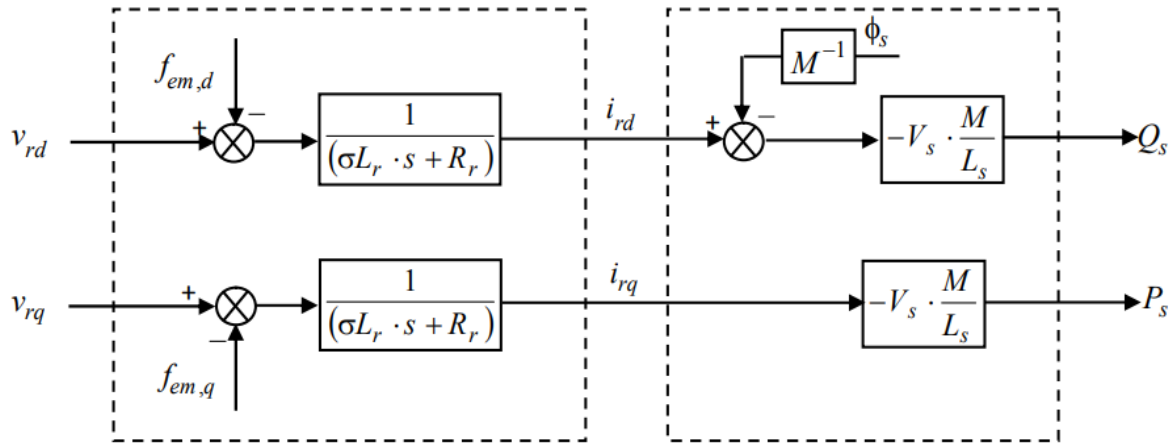


Figure (III-4) : Modèle réduit des puissances statoriques de la GADA.

Pour ce schéma bloc, nous considérons les tensions rotorique v_{rd}, v_{rq} comme variables de commande et les courants rotoriques i_{rd}, i_{rq} comme variables d'état intermédiaires.

III.4.1 Estimation du flux statorique $\phi_{sd} = \phi_s$

Vu les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servants à mesurer le flux statorique, Hasse a proposé une méthode se basant sur le modèle dynamique du flux magnétiques qui nous permet l'estimation à partir des grandeurs facilement mesurables tel que les tensions et les courants [HAS 69].

➤ Estimation de ϕ_{sd} à partir de l'équation différentielle

A partir du modèle orienté de la machine :

$$v_{sd} = \frac{d\phi_{sd}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} \phi_{sd} - M \frac{R_s}{L_s} i_{rd} \quad (3.19)$$

D'après la transformation de Laplace, nous obtenons :

$$\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) \phi_{sd} = v_{sd} + M \frac{R_s}{L_s} i_{rd} \quad (3.20)$$

Donc :

$$\phi_{sd} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \left(v_{sd} + M \frac{R_s}{L_s} i_{rd}\right) \quad (3.21)$$

➤ Estimation de ϕ_{sd} à partir de la mesure des courants

A partir de l'équation (2.15), la composante directe du flux statorique s'écrit :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (3.22)$$

➤ Estimation de ϕ_{sd} à partir du régime permanent

D'après le modèle de base de la GADA de l'équation (3.1), nous avons :

$$\frac{d}{dt}\phi_{sq} = v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (3.23)$$

Si nous négligeons les chutes de tension $R_s \cdot i_{sd}$ et $R_s \cdot i_{sq}$ nous pouvons écrire :

$$\frac{d}{dt}\phi_{sq} = v_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (3.24)$$

Pour $\phi_{sq} = 0$:

$$0 = v_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (3.25)$$

Cela signifie

$$\phi_{sd} = \frac{v_{sq}}{\omega_s} \quad (3.26)$$

Où :

$$\phi_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3.27)$$

III.5. Les différentes techniques de la commande vectorielle

III.5.1. Réglage directe

Cette technique consiste à réguler directement et indépendamment les puissances statoriques active et réactive produites à celles de références, en utilisant un seul régulateur sur chaque axe.

III.5.1.1. Schéma bloc en boucle ouverte

Pour réguler les puissances statoriques de la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation pour chaque puissance avec un correcteur indépendant, tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure (III-5). Nous obtenons, ainsi, un découplage par compensation, qui permet de rendre les axes d et q complètement indépendants, comme le montre la figure (III-5).

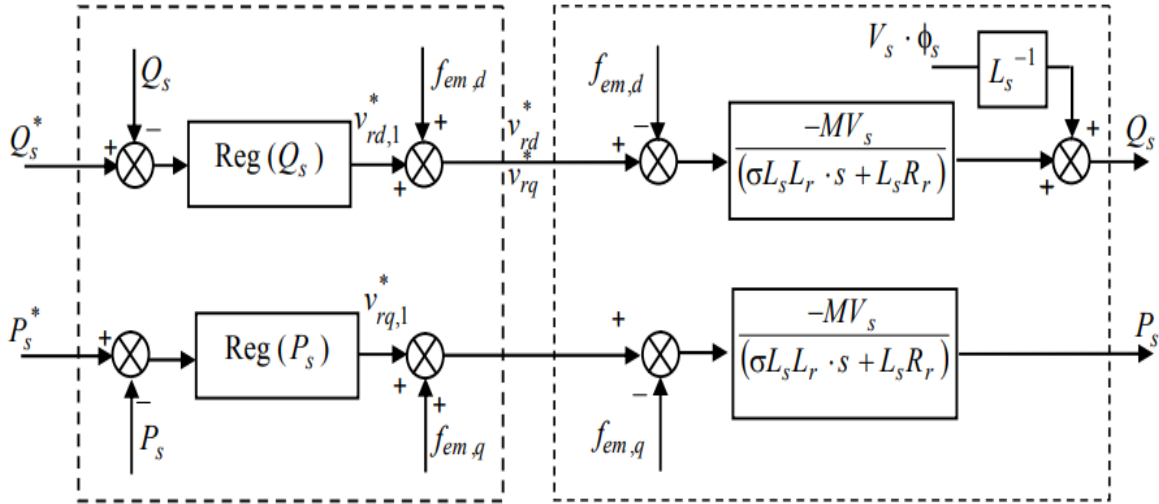


Figure (III-5) : Contrôle des puissances statoriques de la GADA.

Nous aboutissons alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux puissances statoriques :

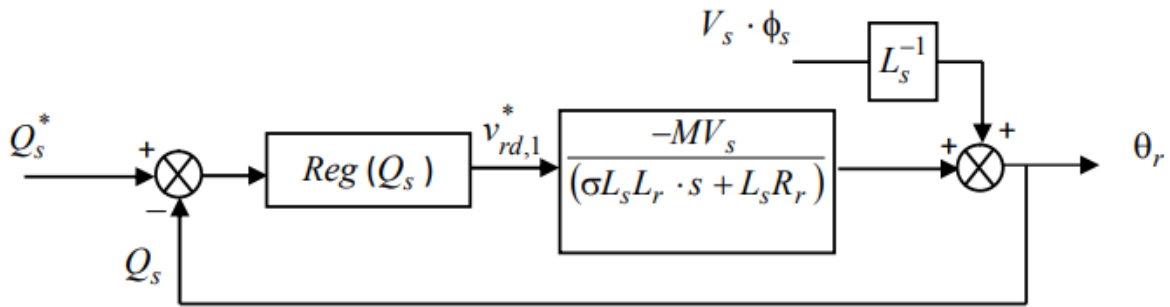


Figure (III-6) : Boucle de régulation de la puissance Q_s après découplage.

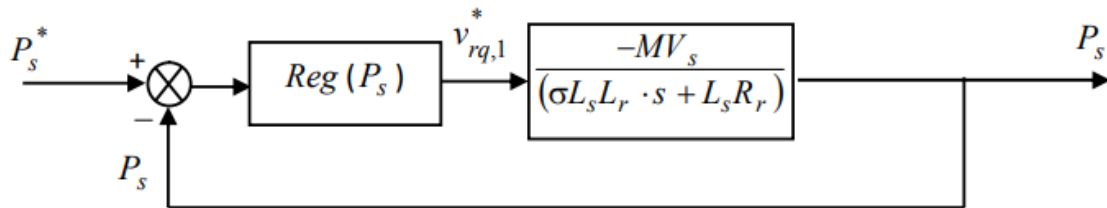


Figure (III-7) : Boucle de régulation de la puissance P_s après découplage.

III.5.1.2. Synthèse des correcteurs

La structure générale d'un régulateur proportionnel intégral, noté PI, est composée de la fonction proportionnelle et de la fonction intégrale mises en parallèle. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(p) = K_P + \frac{K_i}{p} \quad (3.28)$$

Avec K_P : le gain proportionnel du régulateur.

K_i : le gain intégrateur du régulateur.

D'après les figures (III-6) et (III-7), la fonction de transfert en boucle ouverte $F(s)$ est donnée par :

$$F(s) = \frac{A}{1+T.s} \quad (3.29)$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \frac{-MV_s}{L_s R_r} \\ T = \sigma T_r \end{cases} \quad (3.30)$$

La boucle de régulation du courant i_{rd} est représentée par la figure (III-8) :

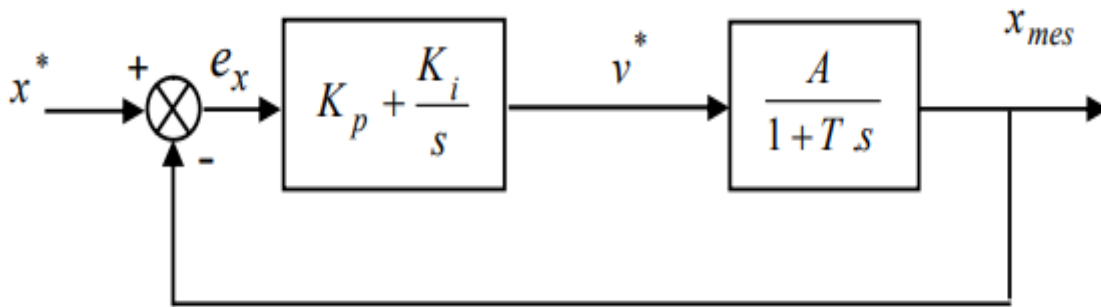


Figure (III-8) : Système à régulé par un correcteur PI.

La fonction transfert en boucle fermée (FTBF) avec les correcteurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBF = \frac{\frac{A}{T}(K_p.s + K_i)}{s^2 + s\left(\frac{1+A.K_p}{T}\right) + \frac{A.K_i}{T}} \quad (3.31)$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \quad (3.32)$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement ξ et la pulsation

Propre ω_0 .

$$\begin{cases} K_p = \frac{(2 \cdot T \cdot \xi \cdot \omega_0 - 1)}{A} \\ K_i = \frac{T \cdot \omega_0^2}{A} \end{cases} \quad (3.33)$$

III.5.1.3. Schéma bloc de la régulation des puissances statoriques de la GADA

La figure ci-dessous représente le schéma de la simulation. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique. D'un autre côté, le circuit rotorique est alimenté à travers un convertisseur à MLI. Les erreurs entre les puissances de références et celles mesurées au niveau du stator sont traitées par l'algorithme de contrôle considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur à MLI sont utilisées par

la technique de modulation considérée pour la synthèse des signaux de commande pour les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur (figure (III-9)).

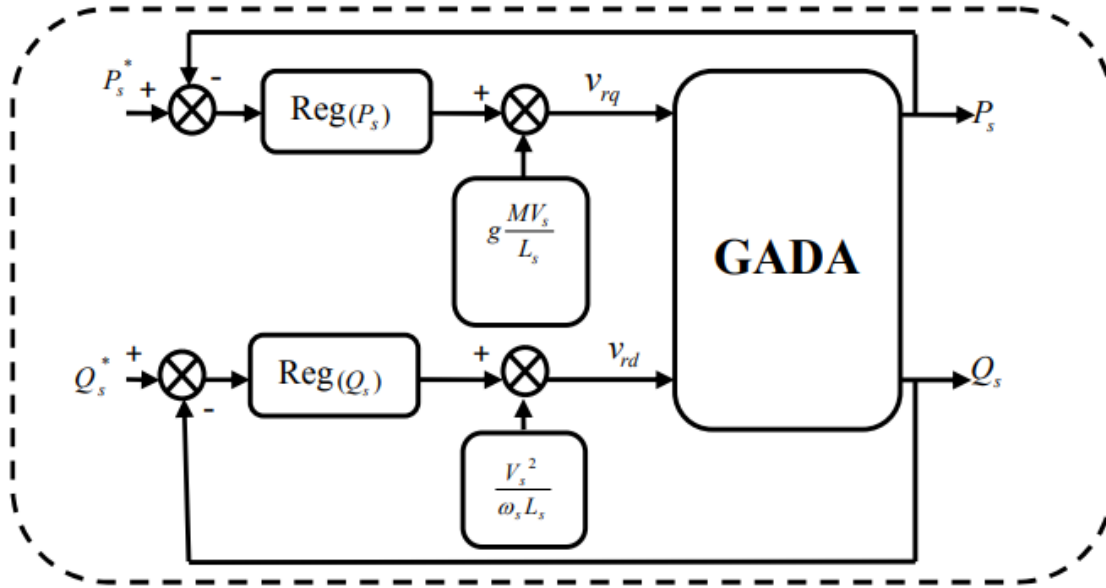


Figure (III-9) : Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.

III.5.2. Réglage indirect

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

Cette méthode est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et plus utilisée que la méthode directe. [MAT 17]

III.5.2.1. Réglage indirecte sans boucles des puissances

La commande sans boucle de régulation de puissance consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes directes et en quadratique du courant rotorique par des correcteurs PI. Les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

Les courants rotoriques obtenues à partir du système (3.10) sont :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{(\sigma L_r \cdot p + R_r)} (v_{rd} - f_{em,d}) \\ i_{rq} = \frac{1}{(\sigma L_r \cdot p + R_r)} (v_{rq} - f_{em,q}) \end{cases} \quad (3.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{em,d} = -\sigma L_r \omega_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ f_{em,q} = \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \omega_r \varphi_{sd} \end{cases} \quad (3.35)$$

D'après le système (3.34) qui lie les courants rotoriques et les tensions rotoriques, nous pouvons établir le schéma bloc simplifié des courants rotoriques de la GADA.

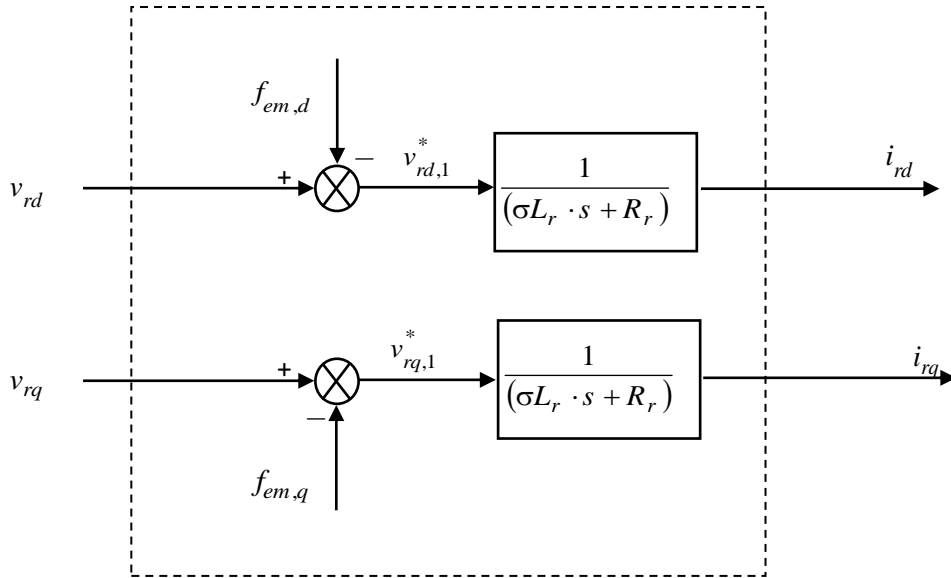


Figure (III-10) : Modèle simplifié des courants rotoriques de la GADA.

III.5.2.2. Schéma bloc de la régulation

Dans ce cas, nous utilisons le découplage par compensation. Pour rendre les axes et complètement indépendants, il est nécessaire d'ajouter des termes identiques de découplage mais de signe opposé à la sortie des correcteurs comme le montre la figure (III-11).

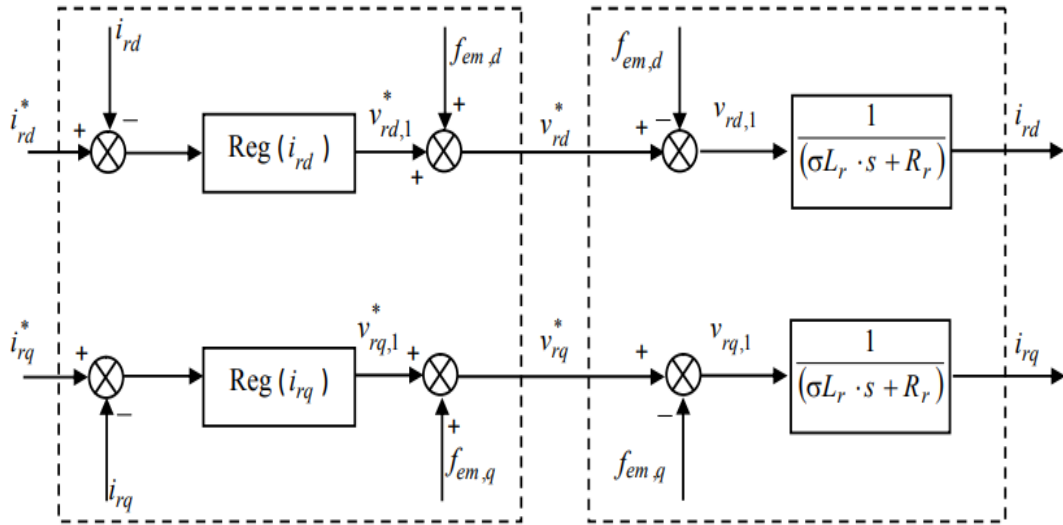


Figure (III-11) : Découplage par addition des termes de compensation.

Pour contrôler les puissances par les courants rotoriques, nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -V_s \cdot \frac{M}{L_s} \left(i_{rd} - \frac{\varphi_{sd}}{M} \right) \end{cases} \quad (3.36)$$

Donc, nous obtenons l'expression des courants rotoriques comme suite :

$$\begin{cases} i_{rq} = -\frac{L_s}{MV_s} P_s \\ i_{rd} = -\frac{L_s}{MV_s} Q_s + \frac{\varphi_{sd}}{M} \end{cases} \quad (3.37)$$

Ou encore :

$$\begin{cases} i_{rq} = -\frac{L_s}{MV_s} P_s \\ i_{rd} = -\frac{L_s}{MV_s} \left(Q_s - V_s \cdot \frac{\varphi_{sd}}{L_s} \right) \end{cases} \quad (3.39)$$

Donc

$$\begin{cases} i_{rq} = -\frac{L_s}{MV_s} P_s \\ i_{rd} = -\frac{L_s}{MV_s} \left(Q_s - \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (3.40)$$

Si nous avons les puissances de référence P_s^* et Q_s^* , nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{rq}^* = -\frac{L_s}{MV_s} P_s^* \\ i_{rd}^* = -\frac{L_s}{MV_s} \left(Q_s^* - \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (3.41)$$

Donc, le bloc de régulation de la figure (III-11) devient :

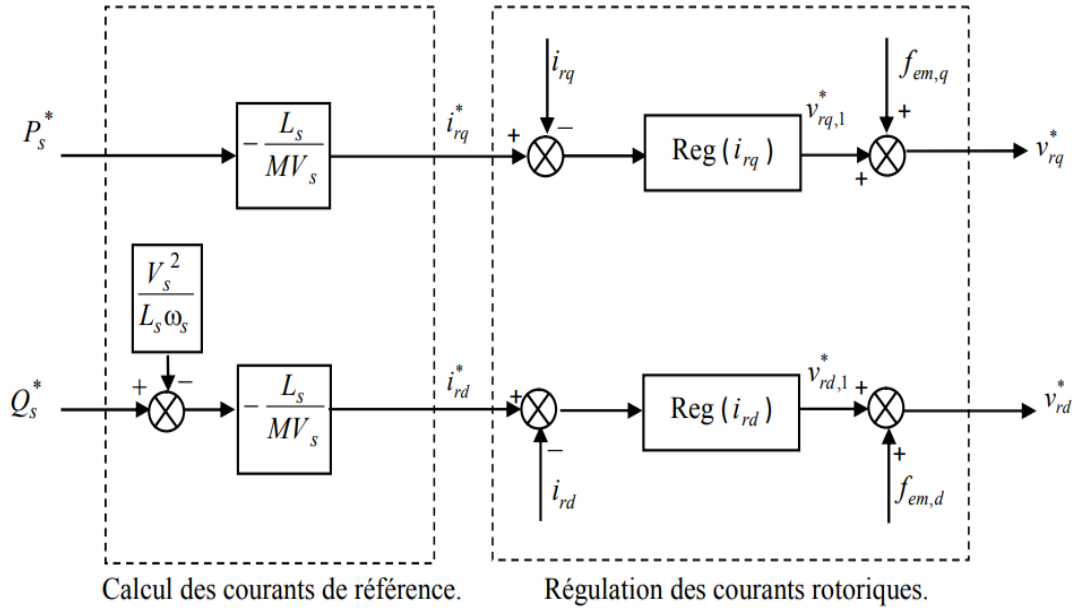


Figure (III-12) : Schéma bloc de la régulation en cascade.

III.5.2.3. Synthèse des correcteurs

Le schéma bloc de régulation des puissances par les courants rotoriques est réalisé comme suit :

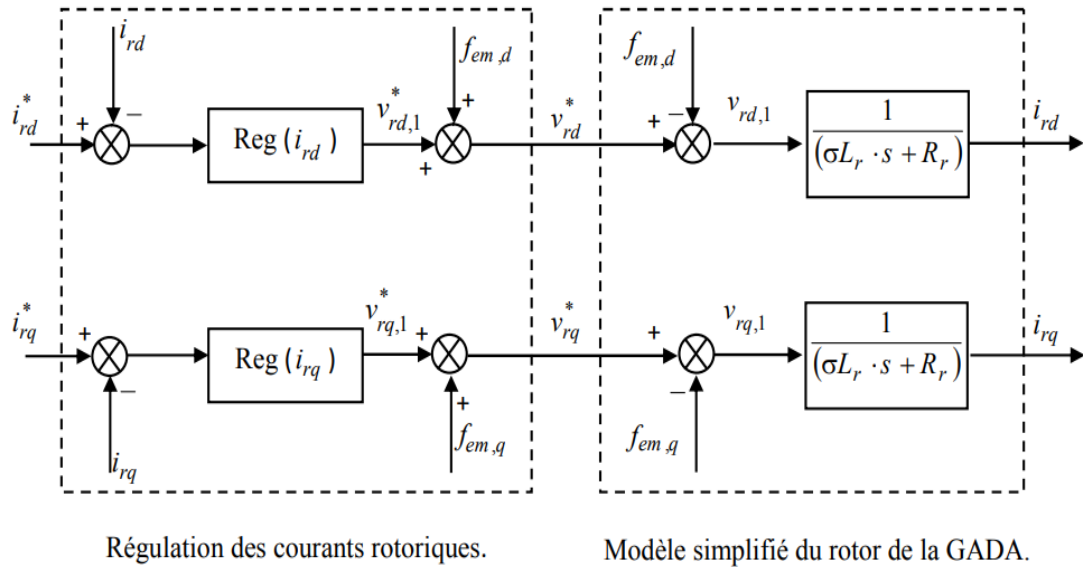


Figure (III-13) : Découplage par addition des termes de compensation.

D'après le découplage par addition des termes de compensation qui est exprimé dans la figure (III-13), Nous aboutissons aux schémas blocs simples et identiques pour les deux courants rotoriques :

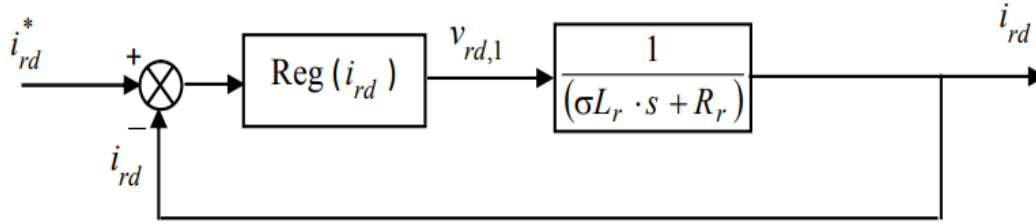


Figure (III-14): Boucle de régulation du courant i_{rd} après découplage.

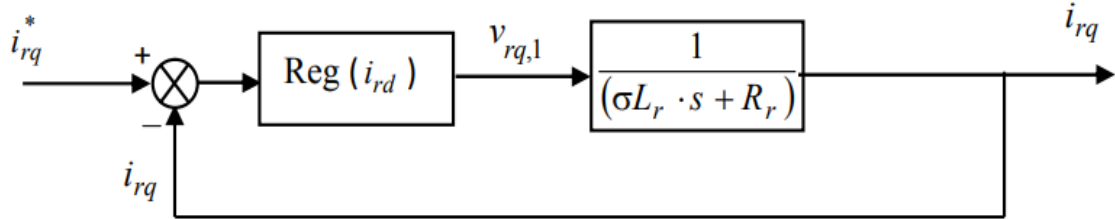


Figure (III-15): Boucle de régulation du courant i_{rq} après découplage.

➤ **Correcteur du courant i_{rd} :**

Le correcteur du courant direct fournit la tension $v_{rd,1}$ nécessaire pour assurer la bonne commande du courant i_{rd} , donc de la puissance Q_s .

D'après la figure (III-14), la fonction de transfert $\frac{i_{rd}}{v_{rd,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{rd}}{v_{rd,1}} = \frac{A}{1+T \cdot s} \quad (3.42)$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \frac{1}{R_r} \\ T = \sigma T_r \end{cases} \quad (3.43)$$

La boucle de régulation du courant i_{rd} est représentée par la figure (III-16).

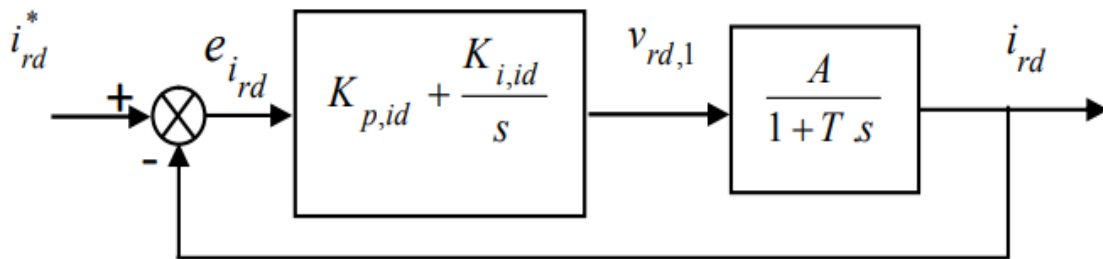


Figure (III-16): Schéma bloc de régulation du courant i_{rd} .

➤ **Correcteur du courant i_{rq} :**

Le correcteur du courant en quadrature fournit la tension $v_{rq,1}$ nécessaire pour assurer la bonne commande du courant i_{rq} , donc de la puissance P_s .

Suivant la figure (III-15), la fonction de transfert $\frac{i_{rq}}{v_{rq,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{rq}}{v_{rq,1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot s} \quad (3.44)$$

III.5.2.4. Schéma bloc du contrôle indirect de la GADA

Le schéma bloc du contrôle indirect de la GADA sans boucle de puissance est représenté sur la figure (III-17). Il consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes directes et en quadrature du courant rotorique par des correcteurs PI dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances.

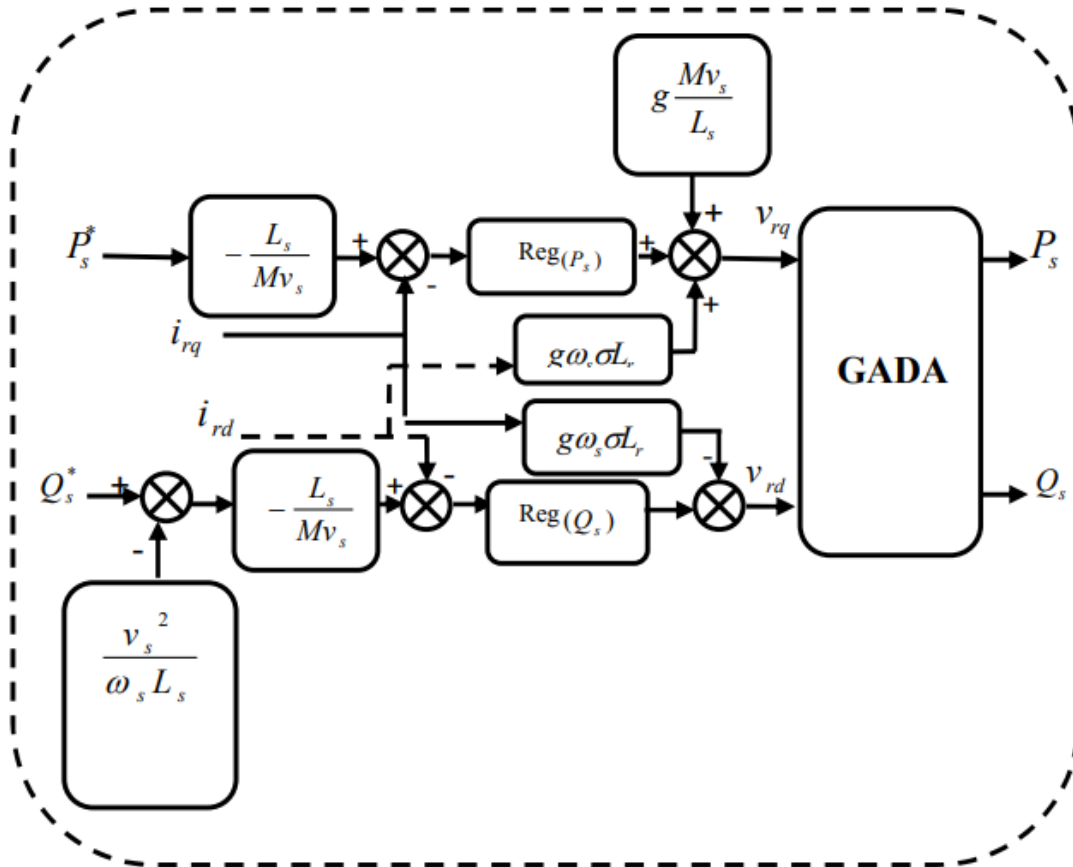


Figure (III-17) : Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.

III.5.3. Réglage indirect avec boucles des puissances

Afin d'améliorer la commande précédente, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la

dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en figure (III-18) sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance.

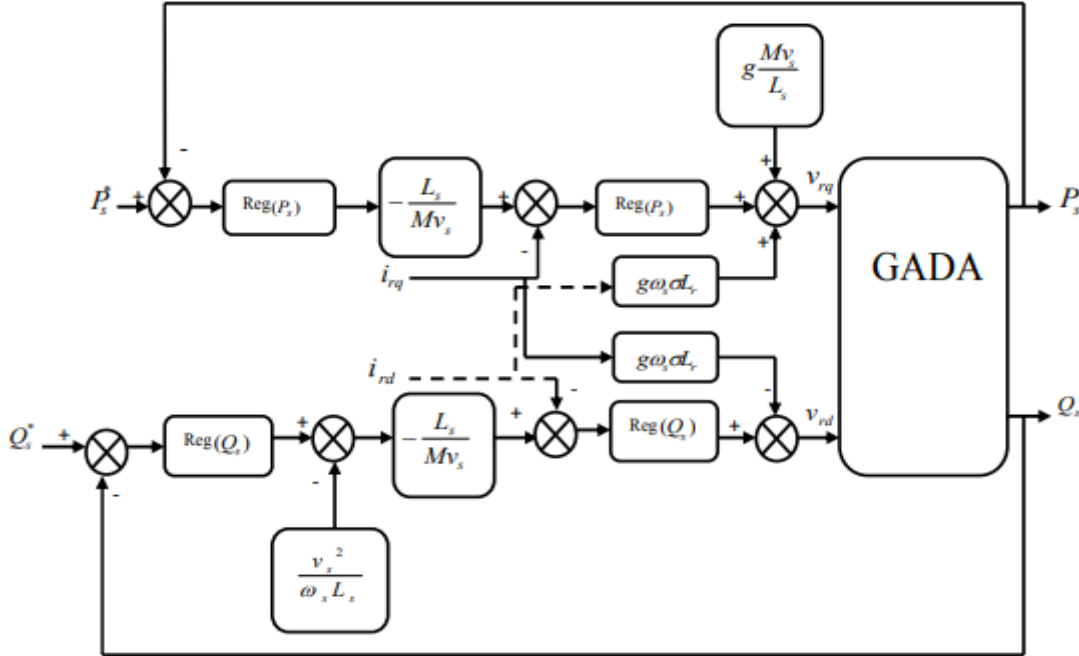


Figure (III-18) : Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA.

III.6. Résultats de simulation et interprétations

III.6.1. Objectifs de la régulation

Bien que la dynamique du dispositif éolien est relativement lente par rapport à l'évolution des grandeurs électriques, les correcteurs de la régulation des puissances sont calculés de façon à obtenir les performances les plus élevées possibles tant au niveau de la dynamique qu'à celui de la robustesse et de rejet de perturbations. Au cours de la synthèse de ces correcteurs, nous ferons en sorte d'obtenir une dynamique électrique du système aussi rapide que l'autorise la fréquence de la MLI du convertisseur rotorique.

Les lois de commande élaborées doivent autoriser cette dynamique sans engendrer des dépassements qui peuvent nuire à la durée de vie de la machine et des convertisseurs. Elles devront également opérer un bon rejet des perturbations qui peuvent être nombreuses sur un tel système étant donné la complexité et le nombre important de capteurs mis en jeu.

III.6.2. Analyse des performances

L'analyse des performances consiste à tester et comparer les performances de la régulation des puissances active et réactive statoriques. Pour chaque série d'essais (suivi de consigne, sensibilité aux perturbations), nous testerons les méthodes directes et indirectes.

La modélisation de la machine, des deux commandes directe et indirecte ont été implantées dans l'environnement Matlab/Simulink afin d'effectuer des tests de la régulation.

Les figures (III-19) et (III-20) représentent respectivement les profils des puissances (active et réactive) de référence.

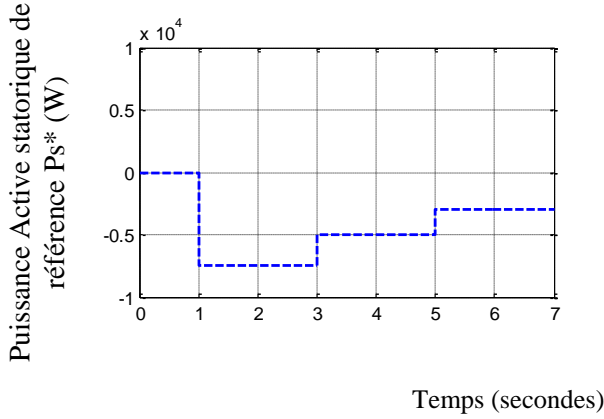


Figure (III-19): Profil de trajectoire de la puissance active de référence P_s^* (W) imposée dans les simulations.

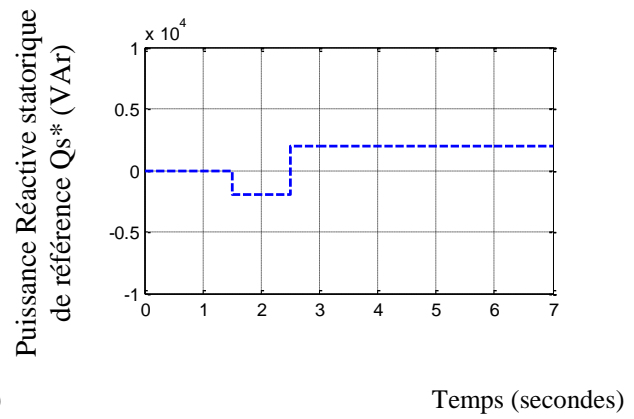
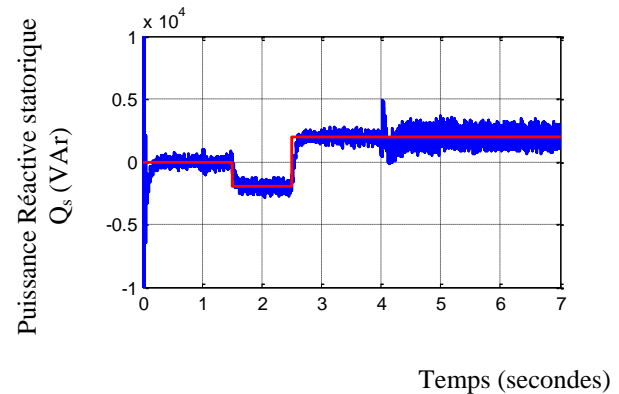
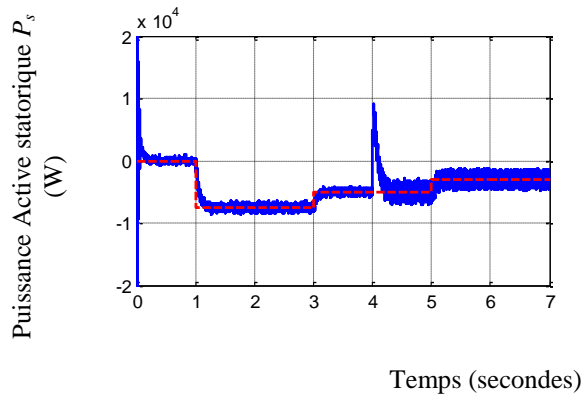


Figure (III-20): Profil de trajectoire de la puissance réactive de référence Q_s^* (VAr) imposée dans les simulations.

III.6.3. Résultats de simulation de la méthode directe

Le système de conversion est schématisé par la figure (III-9). La machine est connectée directement au réseau du côté stator. Le circuit rotorique est alimenté à travers un onduleur contrôlé par la technique à MLI.

La stratégie de la régulation directe des puissances statoriques active et réactive a été implémentée dans l'environnement Matlab/Simulink afin d'évaluer et de tester le système complet pour un fonctionnement à vitesse constante ou variable. Les résultats de simulation sont donnés aux figures (III-21).



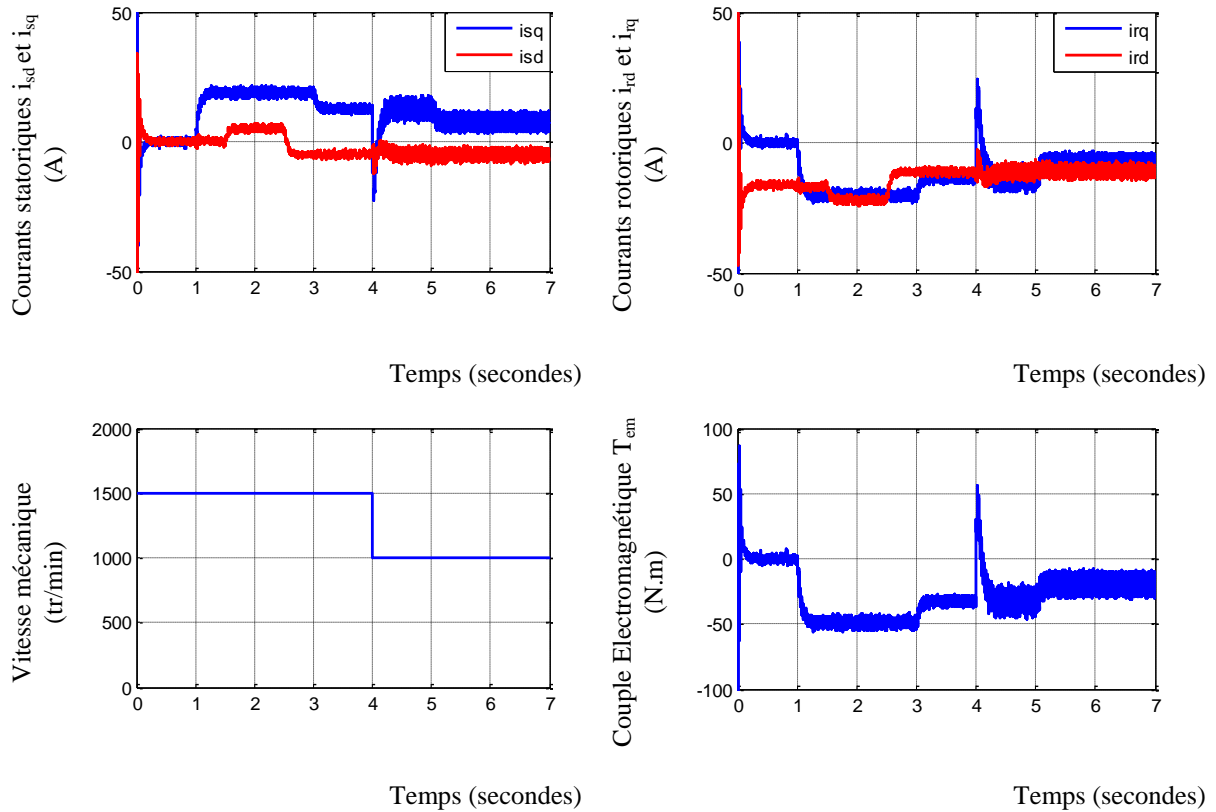


Figure (III-21): Régulation des puissances de la GADA par la méthode directe, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

Dans ces simulations, nous avons des dynamiques appropriées pour les puissances actives et réactives de référence afin de tester le découplage de ces puissances dans les deux cas de fonctionnement à vitesse variable et constante. Nous pouvons constater que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active. Dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

D'après les résultats obtenus, nous constatons que la méthode directe utilisant des correcteurs PI présente un bon découplage et un réglage des puissances active et réactive au niveau du stator et une bonne poursuite des valeurs de références imposées dans le cas d'un entraînement à vitesse constante de la GADA. Cependant, cette méthode est moins performante pour un fonctionnement à vitesse variable. Ceci dû à la présence de certaines perturbations aux niveaux des puissances active et réactive.

III.6.4. Résultats de simulation de la méthode indirecte

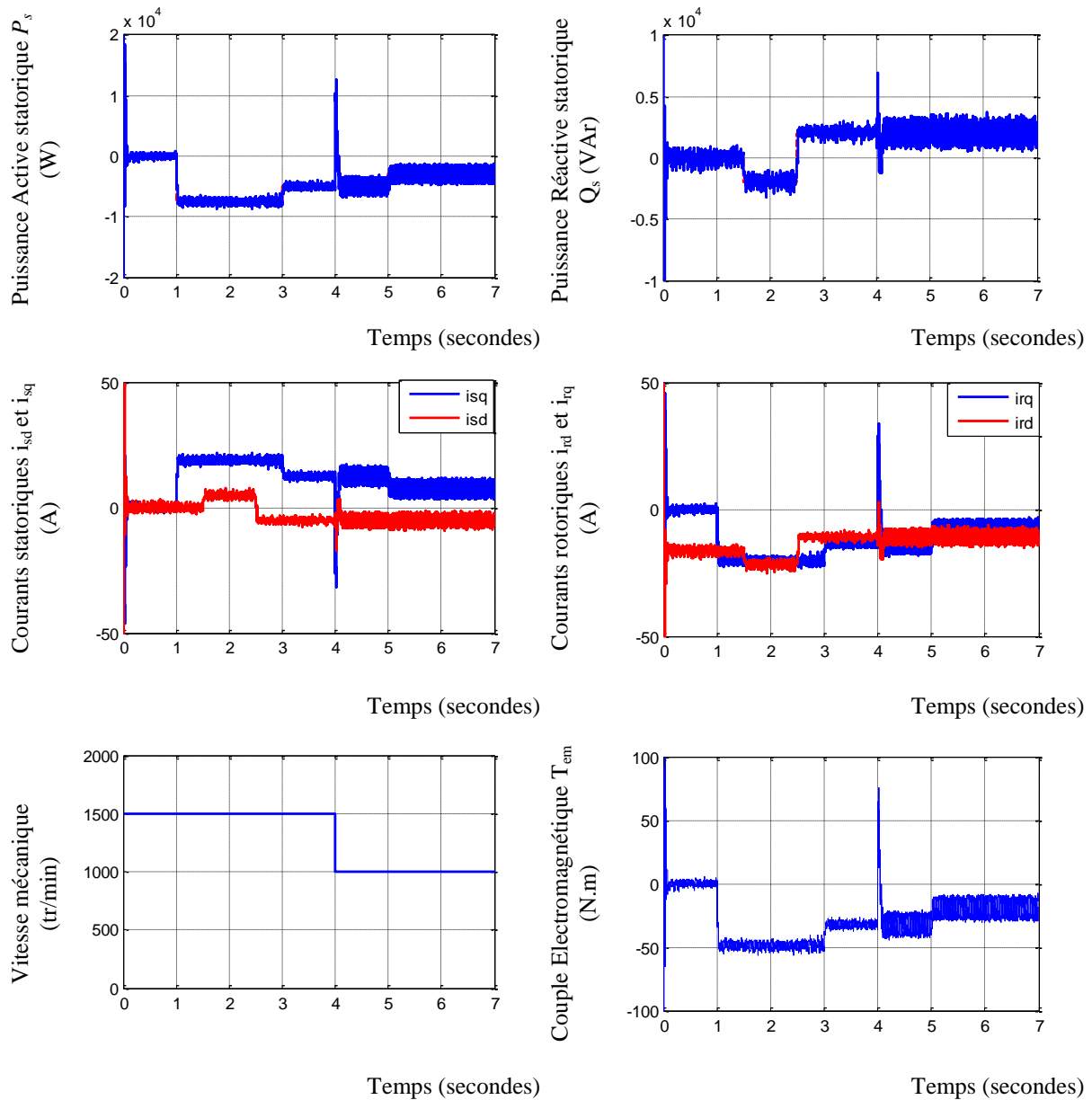


Figure (III-22): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte en boucle ouverte, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

La simulation de la méthode indirecte a donné des bons résultats en termes de dynamique et de réponses au suivi de consignes pour la puissance active et réactive, et de rejet de perturbations. Que soit la puissance active ou réactive, nous observons une dynamique qui réagit rapidement par rapport à la commande directe et un bon rejet de perturbations.

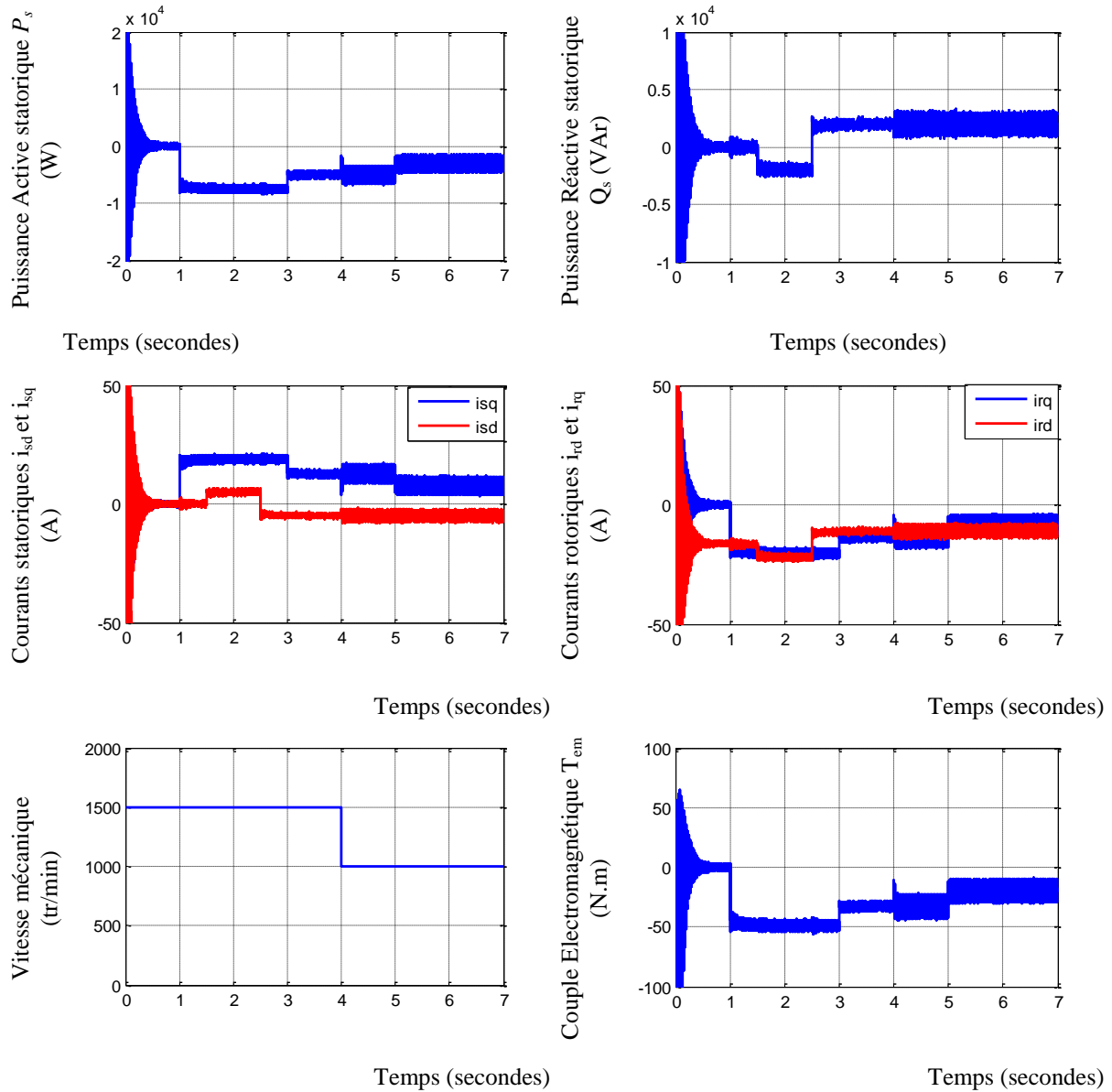


Figure (III-23): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte en boucle fermée, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

La figure (III-23) montre que notre système présente une dynamique satisfaisante et une erreur statique nulle. Que ce soit pour la puissance active et réactive, nous observons une dynamique qui réagit rapidement et sans dépassement. La consigne est correctement suivie et il n'y a plus d'erreur sur les puissances. La commande avec boucle de régulation est donc plus performante que les deux méthodes précédentes.

III.7. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur

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.

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.

L'algorithme de réglage classique tel que le correcteur PI peut s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de forte non linéarités. Il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du système non linéaire. Dans ce contexte, le prochain chapitre traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux systèmes non linéaires et par sa stabilité. Cette commande est nommée commande par Mode glissant.

Chapitre IV

*Réglage par mode glissant des puissances statoriques
d'une GADA*

IV.1. Introduction

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieurs. La commande par mode glissant se synthétise en deux étapes. Tout d'abord, on détermine une sortie fictive $S(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs du contrôle sont réalisés, ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire d'états à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps. La commande obtenue étant discontinue [MEZ 06].

Le réglage par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes. Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode glissant et son application sur les générateurs asynchrone à double alimentation.

IV.2. Notions d'un système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce permet de commuter à tout instant entre chaque structure, afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans les structures utilisées [Hun.93].

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(x) & \text{si la condition "1" est vérifiée} \\ \vdots \\ F_i(x) & \text{si la condition "n" est vérifiée} \end{cases}$$

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

IV.3. Principe de fonctionnement

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par modes glissants (SMC) 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 et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (IV-1) [HUS 09] :

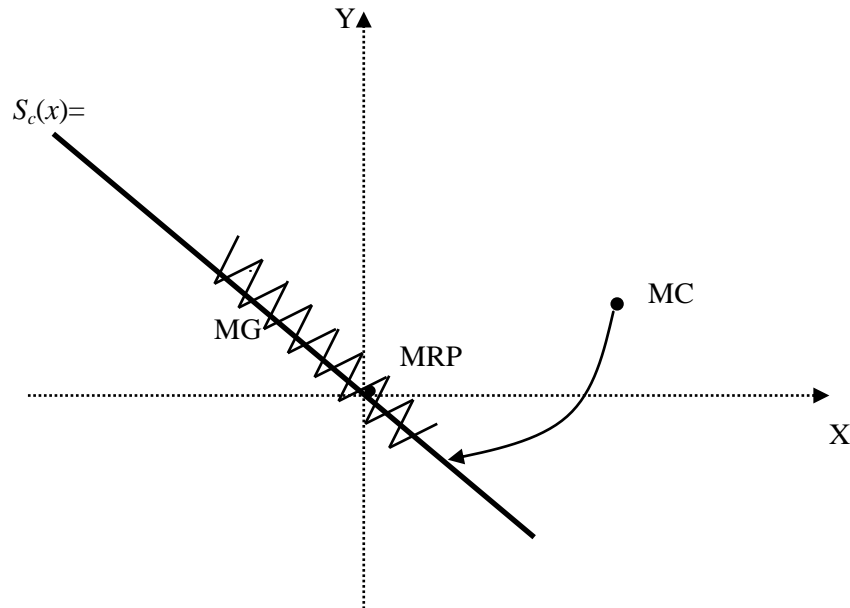


Figure (IV-1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [AMG 07] :

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S_c(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode glissant (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S_c(x) = 0$.
- **Le mode du régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande

IV.4. Conception de la commande par mode glissant :

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent :

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

IV.4.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé [AMG 07].

Pour un système défini par l'équation (4.1), le vecteur de surface est de même dimension que le vecteur de commande. Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t) \cdot U(t) \quad (4.1)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [ZER 06]. Nous proposons une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S_c(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4.2)$$

Avec :

$e(x)$ L'écart sur la variable à régler $e(x) = X^* - X$.

λ_x Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour : $r = 1$ $S_c(x) = e(x)$

Pour : $r = 2$ $S_c(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour : $r = 3$ $S_c(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$s(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ , ce qui représente l'objectif de la commande.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder $s(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(x)$ en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre [ROU 16].

IV.4.2. Condition de convergence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [KER 05]. On présente deux types de conditions qui sont :

IV.4.2.1. Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilianov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [AMI 08] :

$$\dot{S}_c(x) > 0 \quad \text{Lorsque} \quad S_c(x) < 0 \quad (4.3)$$

$$\dot{S}_c(x) < 0 \quad \text{Lorsque} \quad S_c(x) > 0 \quad (4.4)$$

$$\dot{S}_c(x).S_c(x) < 0 \quad (4.5)$$

IV.4.2.2. Approche de Lyapunov

Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S_c^2(x) \quad (4.6)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}_c(x).S_c(x) \quad (4.7)$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{S}_c(x).S_c(x) < 0 \quad (4.8)$$

IV.4.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [GAI 07].

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n) [AMG 07].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.9)$$

U_{eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente [HAT 08]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{S}(x)$ est nulle [AMI 08].

U_n : La commande discontinue (discrète), permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [HAT 08].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}_c(x) = \frac{\partial S_c}{\partial t} = \frac{\partial S_c}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (4.10)$$

Pour un système définit par :

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t).U(t) \quad (4.11)$$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante :

$$\dot{S}_c(x) = \frac{\partial S_c}{\partial x}(A(x, t) + B(x, t)U_{eq}) + \frac{\partial S_c}{\partial x}B(x, t)U_n \quad (4.12)$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, la surface est nulle, par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles, [SLO 91].

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}_c(x, t) = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial S_c}{\partial x}B(x, t)\right)^{-1} \frac{\partial S_c}{\partial x}A(x, t) \quad (4.14)$$

Afin que la commande équivalente existe, la surface doit remplir la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial x}B(x, t) \neq 0 \quad (4.15)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression (4.12), nous trouvons la nouvelle expression de $\dot{S}(x)$

$$\dot{S}_c(x) = \frac{\partial S_c}{\partial x}B(x, t)U_n \quad (4.16)$$

La condition d'attractivité (4.5) devient :

$$S_c(x, t) \cdot \frac{\partial S_c}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n < 0 \quad (4.17)$$

Afin de satisfaire cette condition, nous choisissons le signe de « U_n » opposé au signe de $S_c(x, t) \frac{\partial S_c}{\partial x} B(x, t)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais.

La commande U_n , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « *sign* » figure (IV-2) :

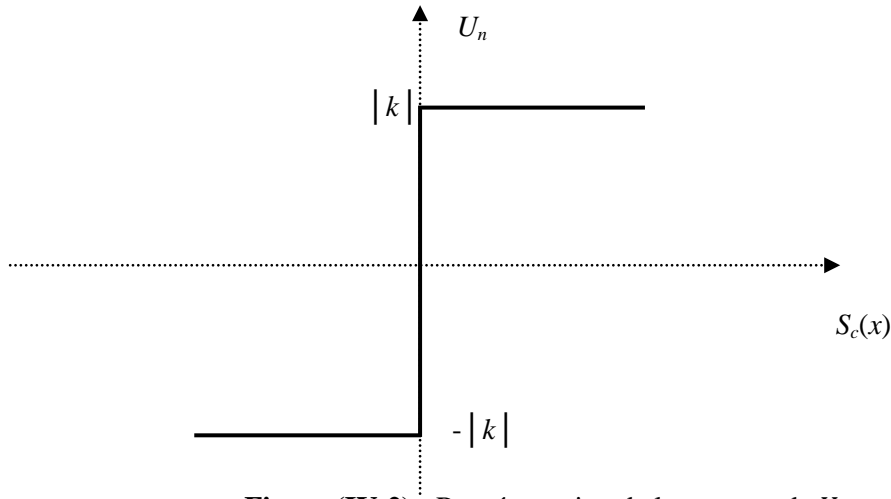


Figure (IV-2) : Représentation de la commande U_n .

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S_c(x)) \quad (4.18)$$

Où $\text{sign}(S_c(x))$ est la fonction définie par :

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } S_c(x) \leq 0 \\ 1 & \text{si } S_c(x) > 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

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

IV.5. Phénomène de broutement " Chattering "

Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence ou broutement « en anglais : chattering ». Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement figure (IV-3) Ainsi, les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leur usure rapide et induisant des pertes énergétiques non négligeables surtout au niveau des circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l'instabilité du système [BEN 13].

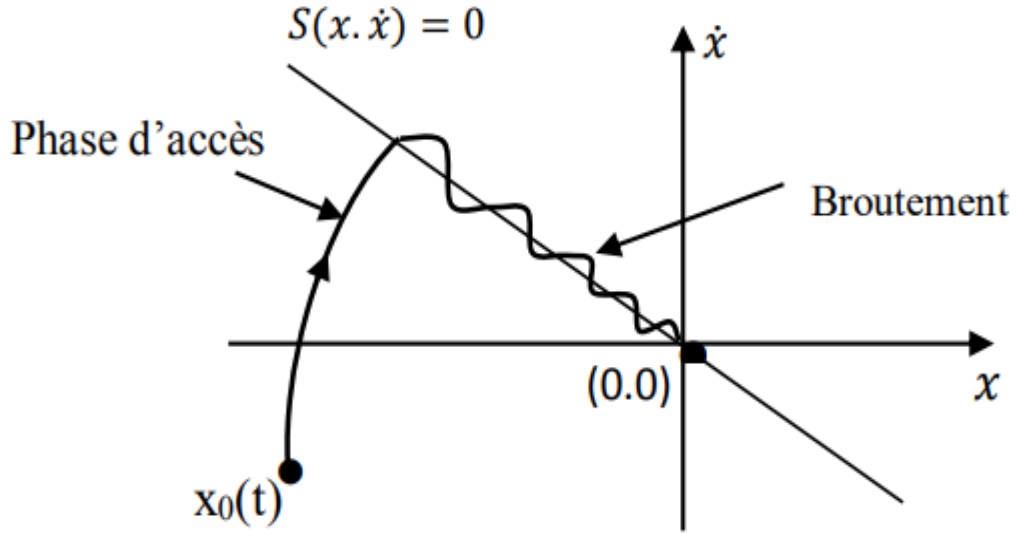


Figure (IV-3) : Phénomène de broutement.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction « *sign* » dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction saturation « *sat* » adéquate qui filtre les hautes fréquences caractérisées par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) [ROU 16].

Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière. La commande varie entre les deux valeurs limites $\pm k$ suivant une pente entre les deux seuils figure (IV-4) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan $(S_c(x, t), u)$ figure (IV-5).

Commande douce à deux seuils

$$U_n = \begin{cases} 0 & si \quad |S_c(x, t)| \leq \xi_1 \\ |k| \cdot \frac{S_c(x, t) - \xi_1 \text{sign}(S_c(x, t))}{\xi_2 - \xi_1} & si \quad \xi_1 < |S_c(x, t)| \leq \xi_2 \\ |k| \text{sign}(S_c(x, t)) & si \quad |S_c(x, t)| > \xi_2 \end{cases} \quad (4.20)$$

Commande douce à un seul seuil

$$U_n = \begin{cases} |k| \cdot \frac{S_c(x, t)}{\xi} & si \quad |S_c(x, t)| \leq \xi \\ |k| \text{sign}(S_c(x, t)) & si \quad |S_c(x, t)| > \xi \end{cases} \quad (4.21)$$

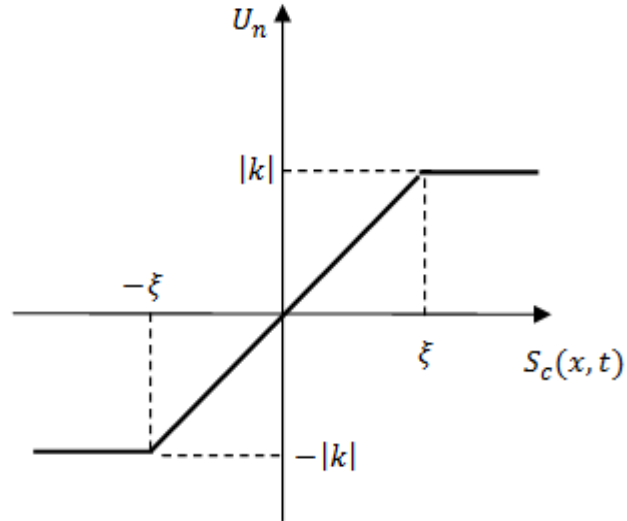


Figure (IV-4) : Représentation de la commande douce à un seuil.

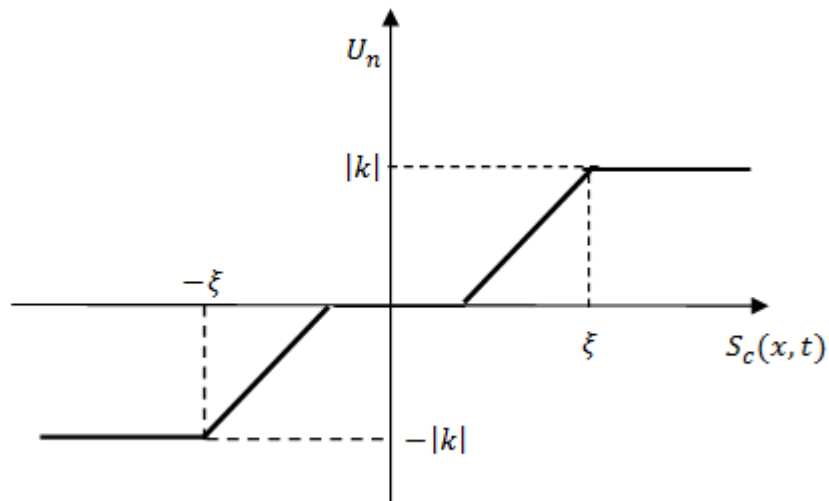


Figure (IV-5) : Représentation de la commande douce à deux seuils.

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe régulière (smooth en Anglais) On donne, à la figure (IV-6), La commande est définie par [SLO 91] :

$$U_n = \begin{cases} 2 \cdot |k| \cdot \frac{S_c(x, t)}{\xi + |S_c(x, t)|} & \text{si } |S_c(x, t)| \leq \xi \\ |k| \text{sign}(S_c(x, t)) & \text{si } |S_c(x, t)| > \xi \end{cases} \quad (4.22)$$

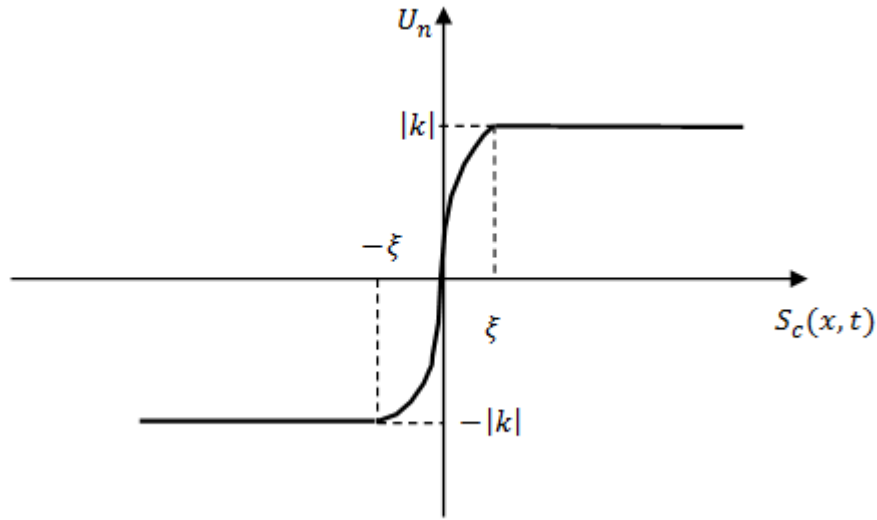


Figure (IV-6) : Représentation de fonction smooth.

IV.6. Application du réglage par mode de glissement pour la régulation des puissances statorique active et réactive de la GADA

IV.6.1. Contrôle des puissances statorique active et réactive

Pour contrôler la puissance active et réactive, nous prenons $r = 1$. L'expression de la surface de contrôle de la puissance active et réactive a pour forme [BEN 05] :

$$\begin{cases} S_c(P) = (P_s^* - P_s) \\ S_c(Q) = (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad (4.23)$$

La dérivée des surfaces est :

$$\begin{cases} \dot{S}_c(P) = (\dot{P}_s^* - \dot{P}_s) \\ \dot{S}_c(Q) = (\dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s) \end{cases} \quad (4.24)$$

D'après l'équation (3.36), nous avons :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = V_s \frac{\phi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (4.25)$$

On remarque que les puissances active et réactive peuvent être contrôlées en fonction du courant i_{rq} et i_{rd} .

Nous remplaçons l'expression des puissances active et réactive (4.24) dans (4.25), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}_c(P) = \left(\dot{P}_s^* + V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \right) \\ \dot{S}_c(Q) = \left(\dot{Q}_s^* + V_s \frac{M}{L_s} i_{rd} \right) \end{cases} \quad (4.26)$$

D'après l'équation (3.6), nous avons :

$$\begin{cases} v_{rd} = \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} - \sigma L_r \omega_r i_{rq} \\ v_{rq} = \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + \frac{g \cdot M}{L_s} V_s \end{cases} \quad (4.27)$$

Nous tirons les dérivés des courants i_{rq} et i_{rd} de l'équation (4.27), nous trouvons :

$$\begin{cases} \dot{S}_c(P) = \left(\dot{P}_s^* + V_s \frac{MR_r}{L_s \sigma L_r} \left(\frac{1}{R_r} v_{rq} - i_{rq} - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rd} - gM \frac{V_s}{R_r \cdot L_s} \right) \right) \\ \dot{S}_c(Q) = \left(\dot{Q}_s^* + V_s \frac{M \cdot R_r}{L_s \sigma L_r} \left(\frac{1}{R_r} v_{rd} - i_{rd} - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rq} \right) \right) \end{cases} \quad (4.28)$$

D'après la théorie du mode de glissement, nous remplaçons i_{rq} et i_{rd} par $i_{rq,n} + i_{rq,eq}$ et $i_{rd,n} + i_{rd,eq}$; dans l'équation (4.28) :

$$\begin{cases} \dot{S}_c(P) = \left(\dot{P}_s^* + V_s \frac{MR_r}{L_s \sigma L_r} \left(\frac{1}{R_r} v_{rq} - (i_{rq,n} + i_{rq,eq}) - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rd} - gM \frac{V_s}{R_r \cdot L_s} \right) \right) \\ \dot{S}_c(Q) = \left(\dot{Q}_s^* + V_s \frac{MR_r}{L_s \sigma L_r} \left(\frac{1}{R_r} v_{rd} - (i_{rd,n} + i_{rd,eq}) - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rq} \right) \right) \end{cases} \quad (4.29)$$

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

$$S_c(P) = 0, \quad \dot{S}_c(P) = 0 \text{ et } i_{n,rq} = 0$$

$$S_c(Q) = 0, \quad \dot{S}_c(Q) = 0 \text{ et } i_{n,rq} = 0$$

Nous tirons de l'équation (4.18) la grandeur de commande équivalente $i_{rq,eq}$ et $i_{rd,eq}$

$$\begin{cases} i_{rq,eq} = \dot{P}_s^* \frac{L_s \sigma L_r}{V_s M R_r} + \left(\frac{1}{R_r} v_{rq} - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rd} - gM \frac{V_s}{R_r L_s} \right) \\ i_{rd,eq} = \dot{Q}_s^* \frac{L_s \sigma L_r}{V_s M R_r} + \left(\frac{1}{R_r} v_{rd} - \frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r} i_{rq} \right) \end{cases} \quad (4.30)$$

D'après l'équation (4.18), les termes discontinus des courants i_{rq} et i_{rd} sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{rq,n} = k_{rq} \cdot \text{sign}(S_c(P)) \\ i_{rd,n} = k_{rd} \cdot \text{sign}(S_c(Q)) \end{cases} \quad (4.31)$$

k_{rq} et k_{rd} sont des gains positif qui seront calculé par la suite.

IV.6.2. Calcul des paramètres k_{rq} et k_{rd}

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.

Nous pouvons schématiser ces équations par la figure (IV-7) :

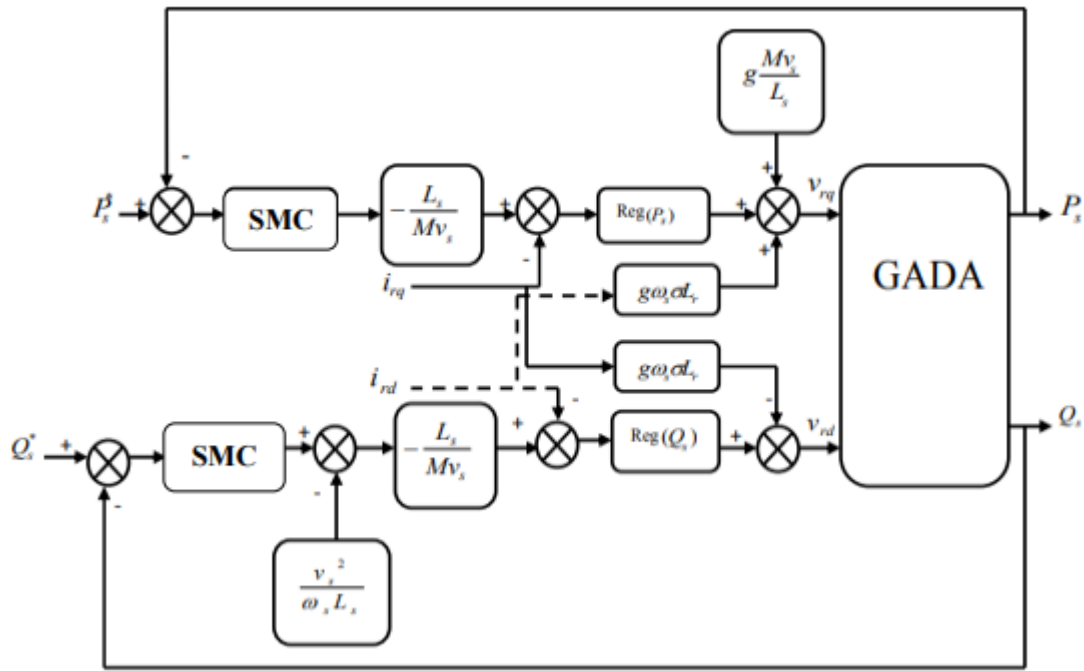


Figure (IV-7) : Schéma bloc de principe de la méthode indirecte avec correcteur par mode glissant

IV.7. Résultats de simulation et interprétations

IV.7.1. Suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

Les performances sont évaluées par le biais d'une simulation numérique dans les mêmes conditions de fonctionnement présentés dans les chapitres précédents.

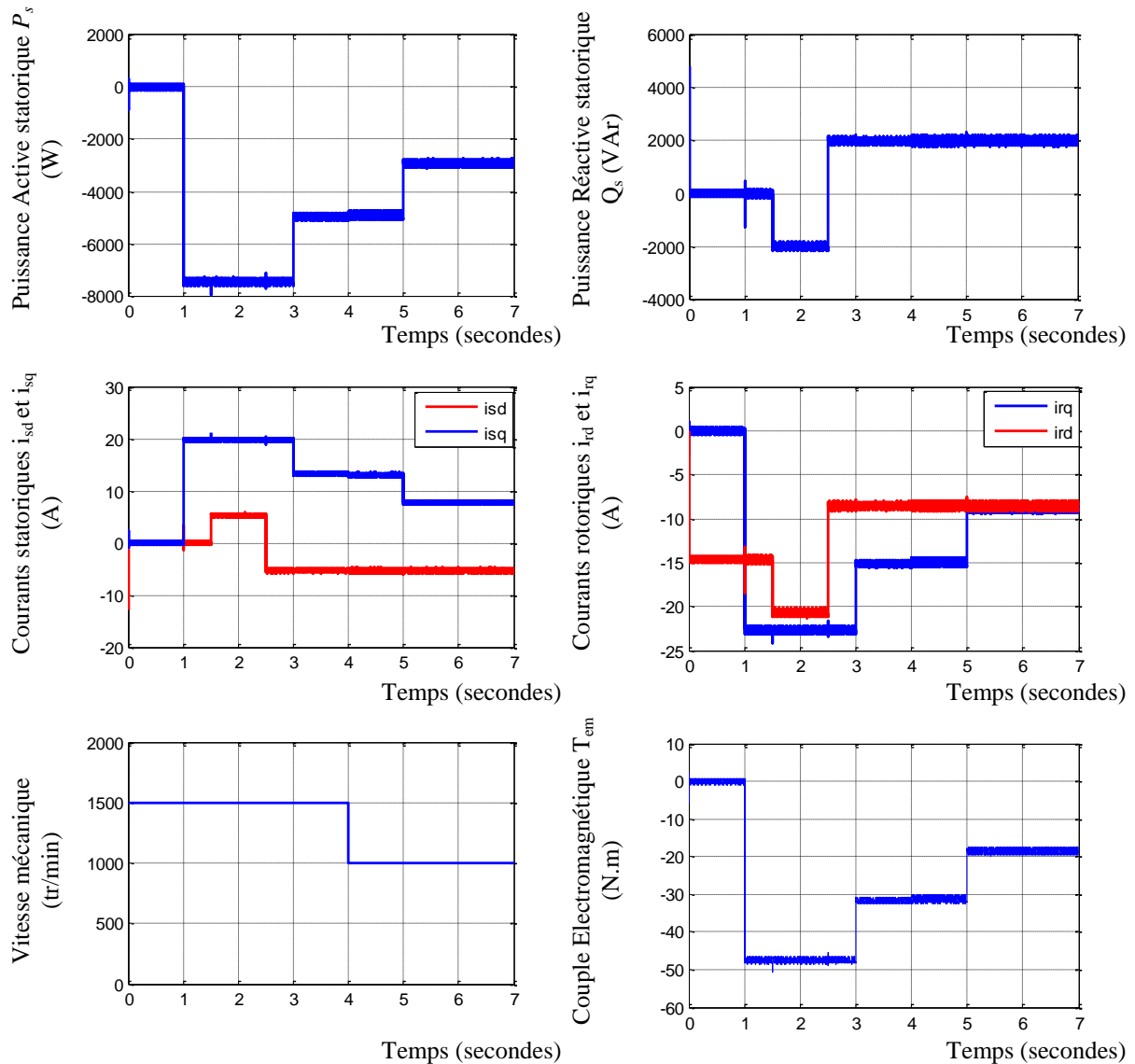


Figure (IV-8): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur SMC, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

La figure (IV-8), illustre les performances du réglage des puissances statoriques (active et réactive) par la théorie du mode de glissement. Nous remarquons que les puissances active et réactive suivent leurs références. Nous pouvons déduire le découplage entre la commande des deux puissances; la puissance active est l'image du courant i_{rq} et la puissance réactive est l'image du courant i_{rd} . Ce mode de réglage donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne sans dépassement remarquable en dépit de la perturbation. Nous constatons aussi un réglage rapide pour atteindre les valeurs de référence.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande des systèmes à structures variable (CSSV) pour les systèmes non linéaires. Nous avons étudié la technique de conception des

correcteurs par mode de glissement. En effet, la conception de ces correcteurs prend en charge les problèmes de stabilité et des 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.

Ensuite nous avons appliqué la CSSV à la machine asynchrone à double alimentation pour le contrôle des puissances active et réactive statoriques. . L'application du régulateur SMC pour la commande des puissances statoriques active et réactive de la GADA donne des résultats satisfaisants. De cet état de fait, nous concluons que le réglage par le mode de glissement apporte des améliorations remarquables. Les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement.

Par conséquent, le phénomène de « chattering » associé à la commande par mode de glissement présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commande à haute fréquence qui le rend indésirable.

Dans le chapitre qui suit, une autre technique de commande non linéaire, à savoir la commande par logique floue sera introduite dont le but de pouvoir éliminer les deux inconvénients majeurs observés lors de l'application des commandes précédentes.

Chapitre V

*Réglage par la logique floue des puissances statoriques
d'une GADA*

V.1. Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. Ses principes ont été appliqués en 1974 par E.H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou. La commande floue a été largement développée au Japon à partir du début des années 80. Il existe actuellement de nombreuses réalisations industrielles en électrotechnique. La commande par la logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux dans le domaine de la commande des convertisseurs statiques et la commande des machines électriques. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel classique. [ZAD 65]

Dans ce chapitre, nous présenterons l'approche de conception d'un régulateur flou (FLC). Les notions de base nécessaire à la compréhension de régulation floue seront rappelées. Nous synthétiserons les paramètres du contrôleur à logique floue utilisé pour le réglage des puissances statoriques active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation.

V.2. Structure générale d'un contrôleur flou

La conception du contrôleur flou (FLC) passe par quatre principales étapes distinctes, comme le montre la figure (V-1).

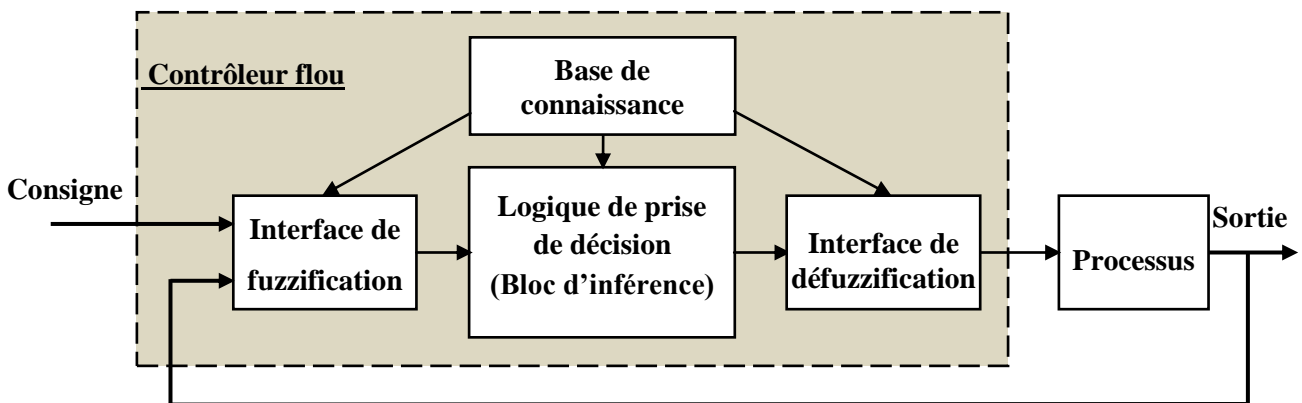


Figure (V-1) : Structure de base d'une commande à logique floue.

Comme il est indiqué sur la figure (V-1), le régulateur par logique floue est composé donc de quatre éléments de base:

V.2.1. Fuzzification

On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou. [AIS 07]

Donc l'objectif de la fuzzification est de transformer les grandeurs physiques (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques).

V.2.2. Base de connaissances

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [LAT 12].

V.2.3. L'inférence floue

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous-ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou Y relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme : [AIS 07]

- SI (l'ensemble des conditions sont satisfaites).
- ALORS (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées)

Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

[ROU 16]

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

V.2.4. Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [CHA 04]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction

d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles ;

- **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale;
- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [BUH94] :

$$\Delta u_n = \frac{\int x \cdot \mu(x) \cdot dx}{\int \mu(x) \cdot dx} \quad (5.1)$$

V.3. Structures d'un contrôleur flou

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées. Ces approches se distinguent selon les entrées et la sortie du contrôleur.

La structure de base d'un contrôleur flou de type PI (FLC-PI), appliquée à un processus est représentée par la figure (V-2).

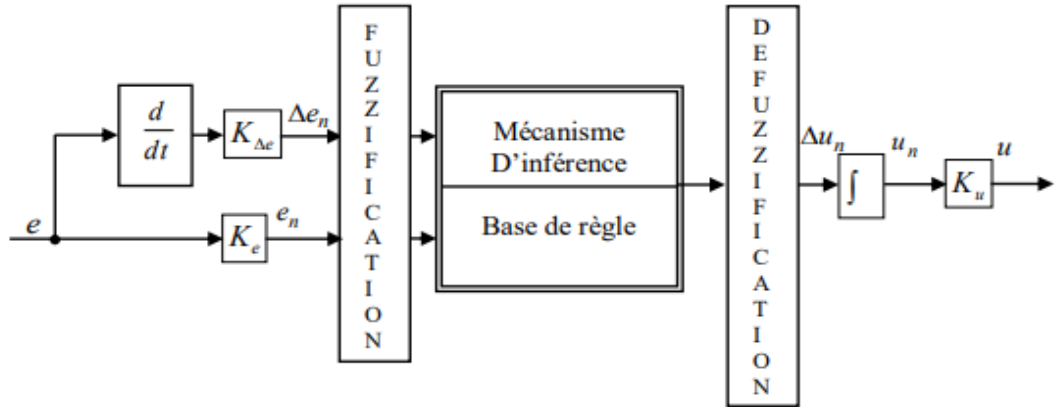


Figure (V-2) : Schéma de principe d'un contrôleur flou de type PI.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). En résumé, les entrées du contrôleur flou e_n et Δe_n sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_n = K_e \cdot e \\ \Delta e_n = K_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases} \quad (5.2)$$

De la même façon, la sortie u_n du contrôleur est dénormalisée à u en utilisant la relation suivante :

$$u = K_u \cdot u_n \quad (5.3)$$

V.4. Conception d'un contrôleur flou

Considérons la réponse typique d'un système du deuxième ordre ou plus de variable x , lors de l'application d'un échelon de référence x^* , illustrée par la figure (V-3).

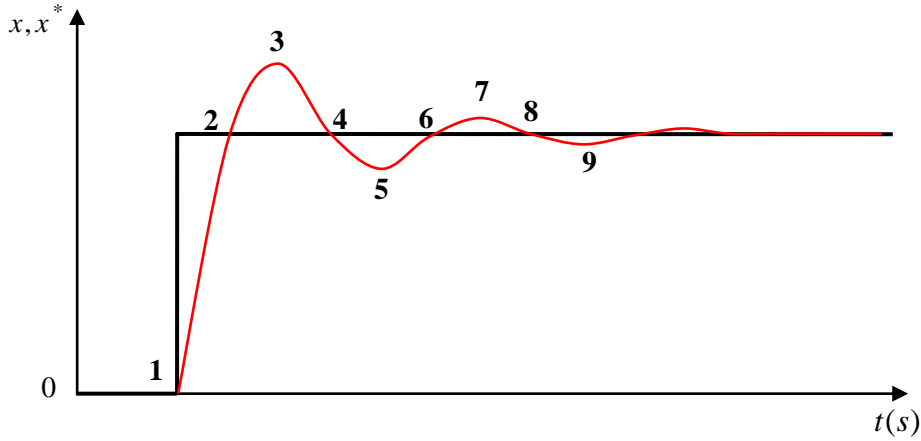


Figure (V-3) : Réponse typique d'un système à un échelon de la référence.

Pour le choix des variables d'entrée nous utilisons souvent l'erreur e qui est la différence entre la sortie du système x et sa référence x^* ainsi que la dérivée de l'erreur Δe :

$$e = x^* - x \quad (5.4)$$

$$\Delta e = e(k) - e(k-1) \quad (5.5)$$

Pour expliquer la procédure à suivre, nous considérons les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon (figure (V-3)). Pour chacun de ces points, nous explicitons l'expertise sous la forme suivante :

- Si $e = \text{PG}$ Et $\Delta e = \text{PG}$ Alors $\Delta u = \text{PG}$ (Point de départ, commande importante).
- Si $e = \text{N}$ Et $\Delta e = \text{PG}$ Alors $\Delta u = \text{P}$ (faible augmentation de commande pour ne pas avoir de dépassement).
- Si $e = \text{N}$ Et $\Delta e = \text{P}$ Alors $\Delta u = \text{EZ}$ (convergence vers l'équilibre).
- Si $e = \text{P}$ Et $\Delta e = \text{NG}$ Alors $\Delta u = \text{N}$ (freinage et inversion de la variation de la commande).
- Si $e = \text{NG}$ Et $\Delta e = \text{NG}$ Alors $\Delta u = \text{NG}$ (freinage du processus).

Avec :

NG : Négatif Grand ;	N : Négatif ;
EZ : Environ Zéro ;	P : Positif ;
PG : Positif Grand ;	

Comme il a été déjà expliqué en décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de la commande à appliquer, on déduit la table présentée dans le tableau V.1 (table de règles du contrôleur flou).

$e \backslash dE$	NG	N	EZ	P	PG
NG	NG	NG	N	N	EZ
N	NG	N	N	EZ	PG
EZ	NG	N	EZ	P	PG
P	NG	EZ	P	P	PG
PG	EZ	P	P	PG	PG

Tableau V.1 : Base de règles du régulateur flou

V.5. Synthèse d'un contrôleur flou pour la régulation des puissances statoriques de la GADA

V.5.1. Description du contrôleur

L'observation du processus montre que les grandeurs significatives pour le contrôle sont l'erreur entre les puissances statoriques (active et réactive), leurs références et la variation de cette erreur. Pour les entrées du correcteur flou, nous adopterons les deux grandeurs caractéristiques notées e et Δe .

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est représenté par la figure (V-4), il est composé:

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur e , à sa variation Δe et à la variation de la commande (Δu);
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation;
- Des règles de contrôle flou;
- La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau V.1;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique;

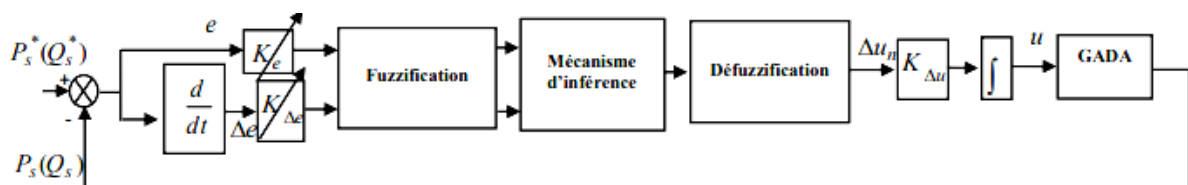


Figure (V-4) : Structure du contrôleur des puissances statoriques active et réactive de type PI flou.

Le contrôleur flou considéré :

- Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est du à la simplicité de mise en œuvre;
- Un univers de discours normalisé;
- L'univers de discours est découpé en cinq (réglage fin) pour les variables d'entrées et de sortie; une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler, [BÜH 94].
- L'implication de Mamdani pour l'inférence;
- La méthode du centre de gravité pour la défuzzification;

La figure (V-5) représente les fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.

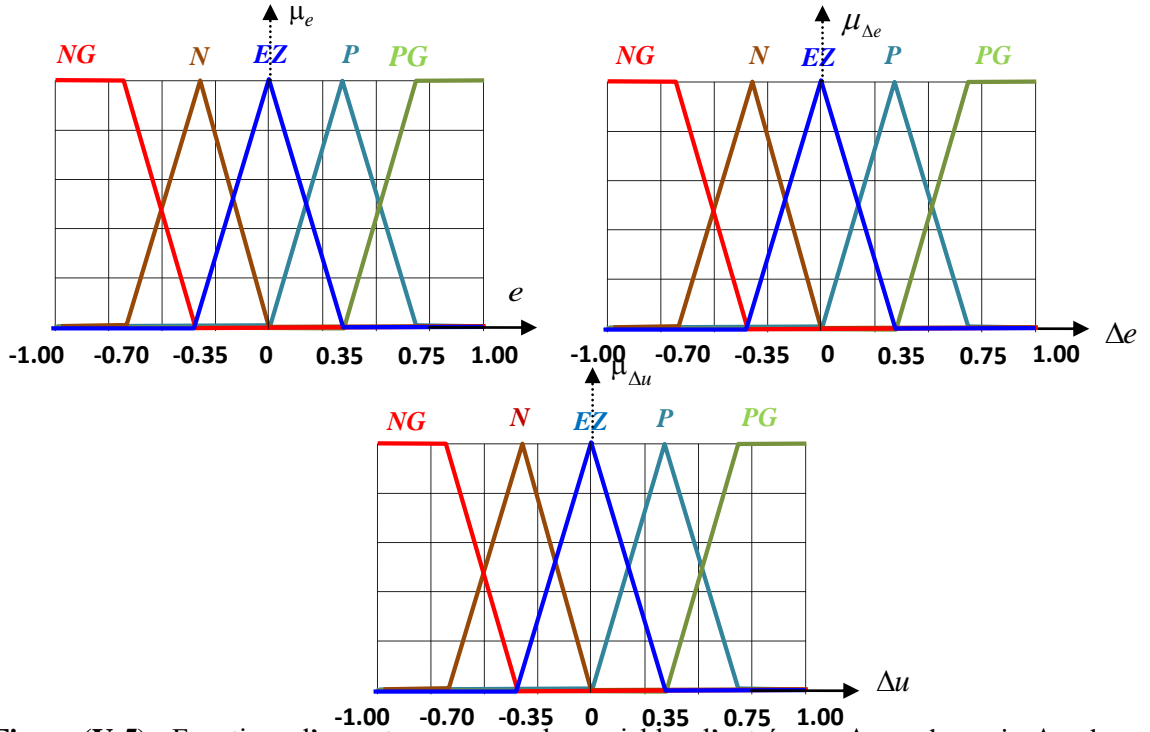


Figure (V-5) : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées e , Δe et de sortie Δu du contrôleur FLC5.

V.5.2. Régulateur de la puissance active

Les entrées du contrôleur flou de la puissance active sont déterminées à l'instant k de la manière suivante :

$$e_{P_s}(k) = P_s^*(k) - P_s(k) \quad (5.6)$$

$$\Delta e_{P_s}(k) = e(k) - e(k-1) \quad (5.7)$$

V.5.3. Régulateur de la puissance réactive

De la même manière, Les entrées du contrôleur flou de la puissance réactive sont déterminées à l'instant k de la manière suivante :

$$e_{Q_s}(k) = Q_s^*(k) - Q_s(k) \quad (5.8)$$

$$de_{Q_s}(k) = e(k) - e(k-1) \quad (5.9)$$

V.6. Réglage des puissances actives et réactives statoriques de la GADA

La figure (V-6) présente le schéma bloc de la commande des puissances statoriques active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation par un contrôleur flou.

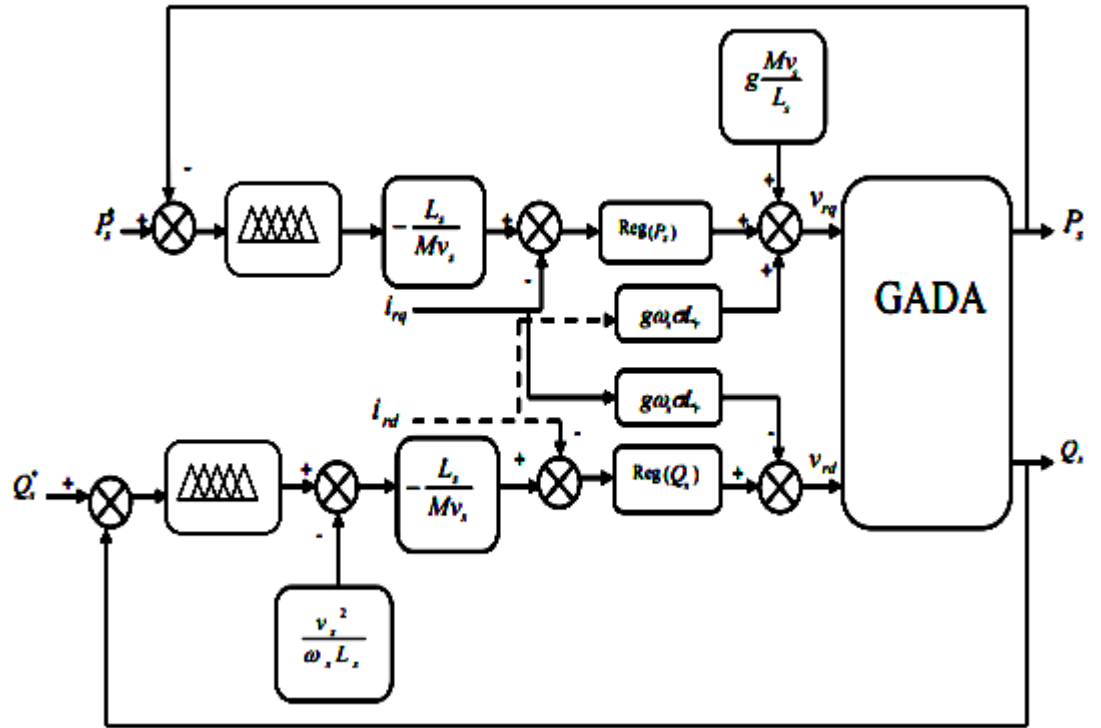


Figure (V-6) : Schéma bloc de principe de la méthode indirecte avec correcteur flou.

V.7. Résultats de simulation

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôleur FLC5 équipant l'ensemble [GADA + onduleur], munit de la méthode indirecte. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

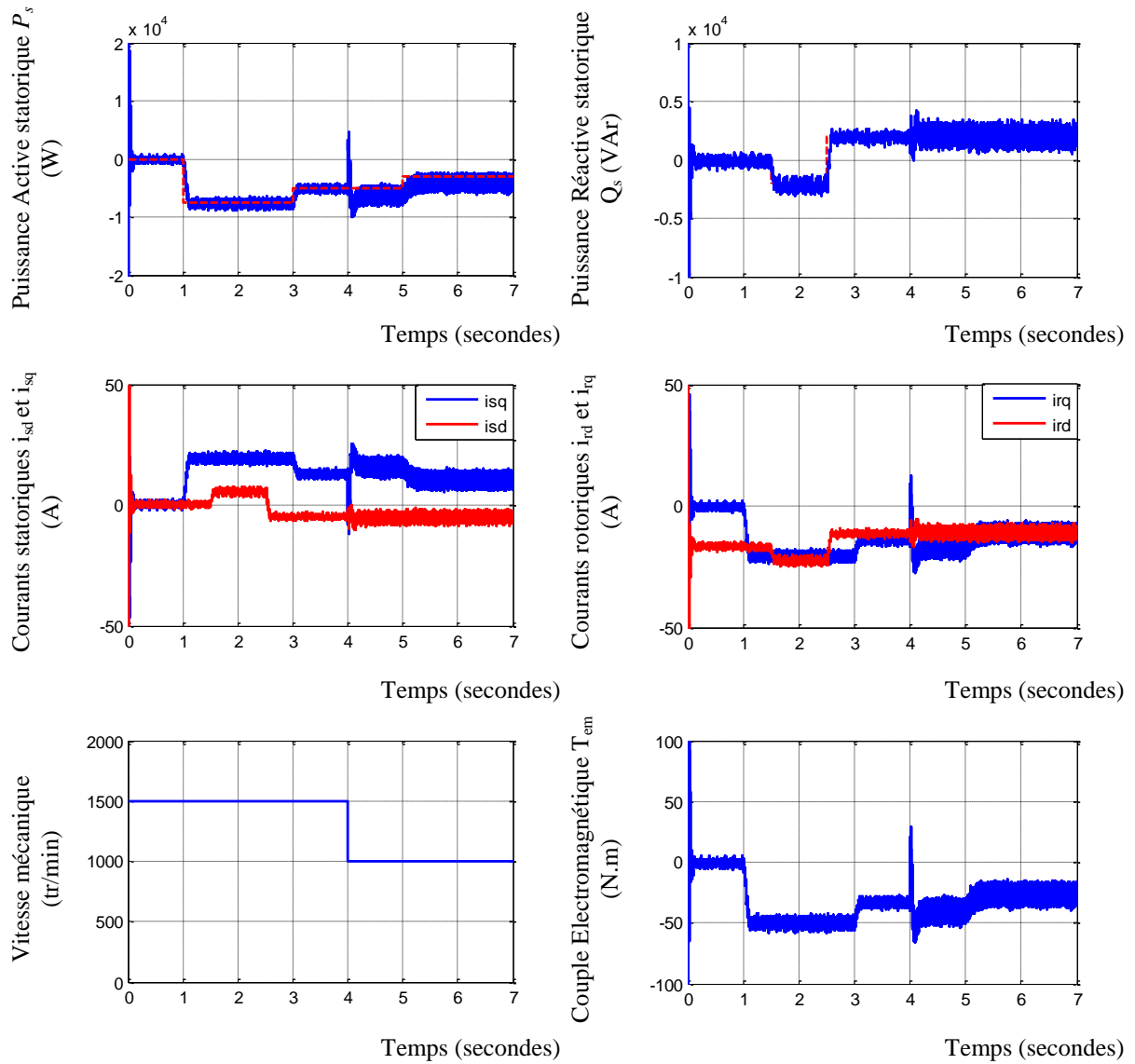


Figure (V-7): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur FLC5, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

A travers la figure (V-7), nous observons que les puissances actives et réactives statoriques suivent leurs valeurs de références. Au vu de ces résultats, une meilleure poursuite des références des puissances statoriques.

V.8. Commande de la GADA par un contrôleur par mode de glissement flou (FSMC)

V.8.1. Principe de la commande par mode de glissement flou

Dans notre proposition qui permette la combinaison entre la logique floue et le contrôle par mode glissant, nous appelons le contrôleur résultant de cette combinaison : contrôleur par mode glissant- flou, celui-ci présente la même structure de commande par mode glissant étudiée dans le chapitre précédent, mis à part les fonctions « *sign* » existantes dans les termes de commandes qui seront remplacées par des fonctions floues.

V.8.2. Définition de la commande hybride mode glissant-flou

FSMC (Fuzzy sliding mode control) est un développement hybride du contrôle par mode glissant et du contrôle par la logique floue, où le contrôleur de commutation terme, $\text{sign}(S(X))$, a été remplacé par un système d'inférence flou.

Pour les variables d'entrée (surface glissante) et pour les variables de sortie, le paramètre flou les ensembles ont été définis comme suit :

TG : Très Grand. **M** : Moyen. **P** : Petit. **G** : Grand. **TP** : Très Petit.

GN : Grand Négatif. **PN** : Petit Négatif. **EZ** : Egale Zéro. **PP** : Petit positif. **GP** : Grand positif.

Ce contrôleur possède une entrée et une sortie, et la base de règle sert à établir une connexion entre $S_c(x)$ et U_n . Ceci est interprété par des règles de la forme : Si-Alors.

- Si $S_c(x)$ est **GN** Alors U_n est **TG**
- Si $S_c(x)$ est **PN** Alors U_n est **G**
- Si $S_c(x)$ est **EZ** Alors U_n est **M**
- Si $S_c(x)$ est **PP** Alors U_n est **P**
- Si $S_c(x)$ est **GP** Alors U_n est **TP**

Le contrôleur flou ayant une entrée $S_c(x)$ de cinq fonctions d'appartenance et une sortie U_n de cinq fonctions d'appartenance qui sont représentées dans les figures (V-8) et (V-9) respectivement.

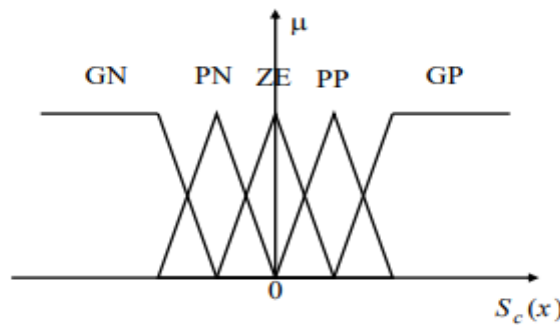


Figure (V-8) : Fonction d'appartenance de l'entrée du contrôleur FSMC.

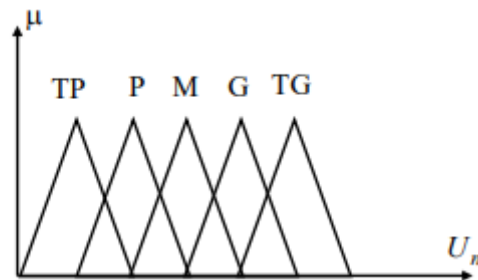


Figure (V-9) : Fonction d'appartenance de la sortie du contrôleur FSMC.

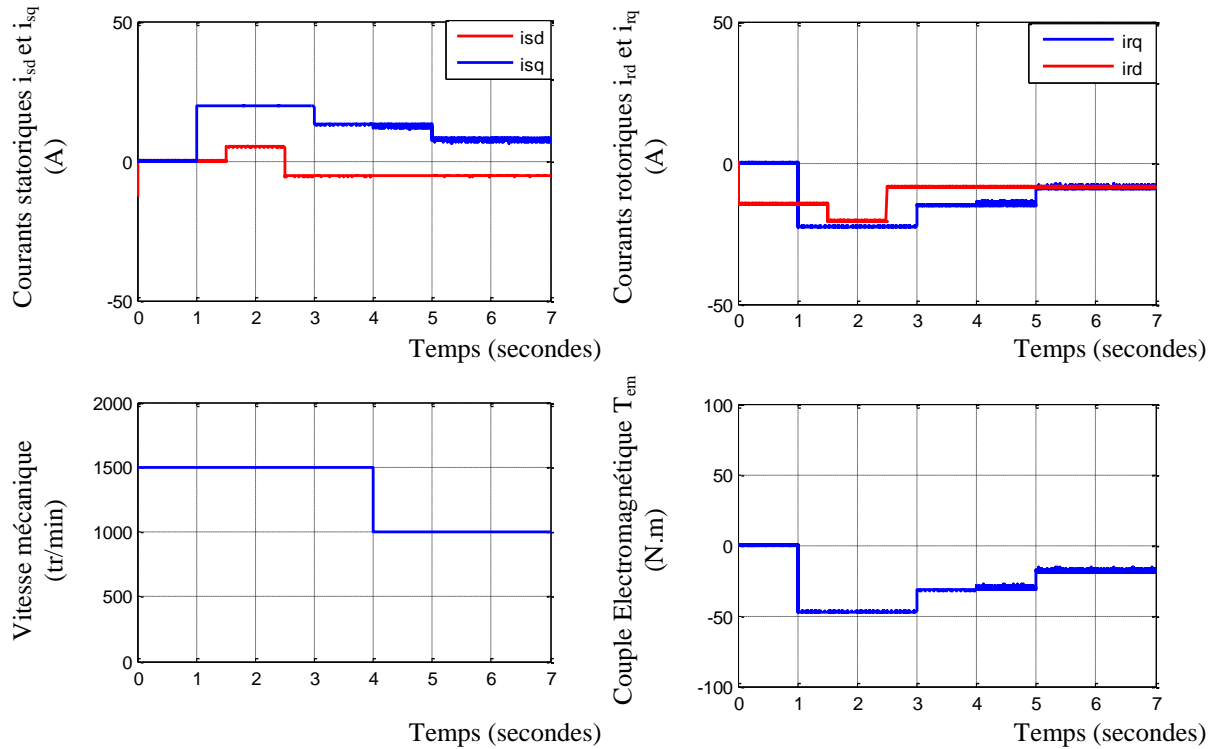


Figure (V-11): Réglage des puissances de la GADA par la méthode indirecte avec correcteur FSMC, (Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations).

L'analyse des courbes de simulation permet de présager de bonnes performances. En comparaison avec le correcteur SMC, le correcteur FSMC offre de meilleurs résultats vis-à-vis le temps de réponse des puissances et du rejet de perturbations dues au changement de la vitesse et la réduction du phénomène de chattering.

Les correcteurs flous glissant ne génèrent aucun dépassement, particulièrement au régime transitoire.

V.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

Pour améliorer davantage les performances de la commande SMC nous avons proposé une hybridation entre le mode de glissement et la logique floue où un contrôleur flou qui remplace la fonction de saturation adoucie afin d'éliminer le phénomène de broutement. Les résultats de simulations sont satisfaisants. La comparaison entre les contrôleurs a montré que le FLC-SMC a donné de meilleurs résultats et elle nous a permis de constater l'efficacité de l'introduction de la logique floue dans la commande par mode de glissement.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objectif préalablement défini pour ce travail consistait à l'insertion des éoliennes dans les réseaux électriques, afin d'augmenter la part de la production d'énergie renouvelable dans le réseau électrique, et d'optimiser les performances de cette production d'énergie en utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation. Cette optimisation consiste à améliorer la quantité et la qualité de l'énergie produite ainsi que le rendement énergétique et diminuer considérablement les effets des différentes perturbations, qui influent sur le bon fonctionnement de la GADA.

Afin d'atteindre ces objectifs, nous avons commencé ce travail par l'établissement d'un état de l'art relatif à l'énergie éolienne. Nous avons rappelé 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. La structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente le meilleur avantage en terme de production de puissance élevée, en fonctionnement à vitesse variable, tout en réduisant le dimensionnement des convertisseurs statiques. Ce qui nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement.

Ensuite, nous avons abordé la modélisation du système de génération d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double alimentation. Ce chapitre nous a permis de donner les équations de la génératrice dans le repère triphasé, puis dans le référentiel biphasé tournant d'axe d , q par la transformation de Park. Une représentation de ce modèle dans l'espace d'état a été définie, en vue de la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué le contrôle indépendant des puissances actives et réactives statoriques en partant de la commande vectorielle de la MADA à flux statorique orienté. Nous avons présenté une étude théorique dans la quelle nous avons exprimé les puissances active et réactive statoriques en fonction des tensions rotoriques afin d'envisager un pilotage de la machine par le rotor. Suivant la prise en compte des couplages entre les axes ou non, la commande indirecte avec une boucle de puissance était appliquée. Les résultats de simulation de cette méthode ont été présentés.

La technique de commande par mode de glissement a été aussi choisie dans notre travail. Elle fait l'objet du quatrième chapitre. Comme il s'agit d'une méthode de commande récente, les notions de bases ont été présentées au début du chapitre. Les principes de la commande par mode glissant ont été introduits tout en argumentant notre choix de cette méthode pour commander la GADA.

Dans le cinquième chapitre, nous avons exposé les bases théoriques et les fondements de la logique floue ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche. Puis, nous avons effectué la synthèse d'un correcteur de type flou dans l'objectif de l'intégrer dans la structure de la commande indirecte précédemment conçue. Nous avons enrichi ce chapitre par une série de simulation qui nous a permis de montrer l'efficacité du contrôleur flou, aussi bien dans ses comportements en poursuite que ceux en régulation. Ceci nous a permis d'affirmer que l'approche floue offre une excellente robustesse à la régulation des puissances statoriques. Une hybridation entre le mode de glissement et la logique floue a été proposée. Cette hybridation a donné naissance d'un nouveau régulateur : c'est un système à une inférence floue qui génère les paramètres de la composante équivalente de la loi de commande par mode glissant (FSMC). Enfin, une série de simulation a été réalisée dont le but d'évaluer les apports et les biens faits de la structure proposée. Les résultats obtenus ont montré des performances très satisfaisantes et significatives d'une bonne régulation.

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir:

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux dans une chaîne de conversion éolienne.
- L'étude des perturbations de la production d'énergie éolienne vis à vis du déséquilibre du réseau, des creux de tension et des fluctuations.
- L'établissement d'un modèle de la MADA tenant compte de la saturation magnétique.
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant.

Finalement, il va sans dire que la MADA a un pouvoir d'application très vaste dans les applications de production de l'énergie électrique, notamment dans les systèmes éoliens.

Références Bibliographies

A.

- [ABU 08] **N.ABU-TABAK.** « *Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : Modélisation, commande, observation et simulation* ». Thèse de doctorat de l'école doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2008.
- [AIS 07] **ABDEL GHANI AISSAOUI, HAMZA ABID, MOHAMED ABID, AHMED TAHOUR** « *commande par la logique floue et d'une machine synchrone autopilotée* », Université Sidi Bel Abbes Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., 52,1, p. 89–103, Bucarest ; 2007
- [AMG 07] **B. AMGHAR ; A. HEDID,** « *Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique* », mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2007.
- [AMI 08] **H.AMIMEUR,** « *Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement* », Mémoire de Magister de l'Université Elhadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2008.
- [AZZ 19] **S. AZZOUZ,** « *Amélioration de la commande d'un système éolienne à base d'une machine MADA utilisant les techniques intelligentes* » thèse de Doctorat, Université de M'sila, 2019.

B.

- [BEL 14] **K. BELGACEM** ,« *Optimalisons des performance des système énergétiques dans la production d'énergie éolienne a vitesse variable* », Thèse doctorat en électrotechnique, Université Djilali liabes ,2014.
- [BEN 05] **F. BENCHABEN,** « *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering* », Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

- [BEN 13] **H. BENDERRADJI**, « *Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction* », Thèse Doctorat en sciences, Université de Batna, 2013.
- [BOY 06] **Boyette A**, « *Contrôle Commande d'un Générateur à double alimentation avec Système de Stockage pour la Production Eolienne* », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2006.
- [BRI 10] **Brice B**, « *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur* », docteur de l'université de bretagne occidentale sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne, 2010.
- [BÜH 94] **H. BÜHLER**, « *Réglage par logique floue* », Presse polytechnique et universitaire, Romande, Lausanne (Suisse), 1994.

C.

- [CHA 04] **A. CHAIBA**, « *Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension* », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.

D.

- [DEN 10] **A.DENDOUGA**, « *Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation* », thèse de Doctorat, université de Batna, 2010.
- [DAV 07] **A. 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

G.

- [GAI 07] **A.GAID ; N.HAOUARI**, *Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone*, Mémoire d'ingéniorat de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.

- [GRE 97] **G. GRELLET, G. CLERC** « *actionneurs électriques : principes, modèles, commande deuxième tirage* », édition Eyrolles, Paris, France, 1997

H.

- [HAS 69] **K. HASSE**, « *Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtungspeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen* », Ph. D. Dissertation, TH Darmstadt, 1969.

- [HAT 08] **A.E. HATTAB**, *Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV*, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.

- [HUS 09] **A. HUSSAIN**, « *Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants* », Thèse de Doctorat de l'Université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.

K.

- [KER 05] **M. KERCHA**, « *Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent* », Mémoire de Magister de l'Université Elhadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.

L.

- [LAB 17] **Z. LABANI, K. OUZENE**, « *Commande par mode glissant d'ordre supérieur d'une machine asynchrone à double alimentation intégrée dans un système éolien* » Mémoire master en électrotechnique, Université D r . Ta h a r Mo u l a y d e Sa ï d a, 2017.

- [LAT 12] **M.T. LATRECHE**, « *commande floue de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien* » Mémoire magister en électrotechnique, université Ferhat Abbas de Sétif, 2012

- [LOU 16] **M. LOUCIF**, « *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur* », Thèse de doctorat de l'Université de A.B. Belkaid, Tlemcen, Algérie, 2016

- [LOU 17] **K.LOUKAL**, « *Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux* », thèse doctorat, Université Mohamed Boudiaf de M'sila ; 2017

M.

- [MAT 17] **S. MATMATI**, « *Commande d'une éolienne double alimentation sur réseau électrique* », Mémoire de master en électrotechnique, UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET 2017.

- [MEN 04] **MENY I**, « *Modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance* », Thèse de doctorat laboratoire d'électronique de Montpellier (LEM), 2004.

- [MEZ 06] **A .MEZOUAR**, « *Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines asynchrones* », Doctorat en Electrotechnique, Université Djilali liabes, 2006.

P.

- [POI 03] **F. POITIERS**,« *Etude et commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne* », thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.

R.

- [REG 22] **A.REGUIGUE** « *Etude de la résistance à la corrosion d'un acier utilisé à la fabrication du mat d'éolienne* » Mémoire master en électrotechnique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2022

- [ROU 16] **R. Rouabhi**, « *Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée* ». Thèse de Doctorat, université de Batna 2 ,2016

S.

- [SLO 84] **SLOTTINE, J. J**, « *Sliding controller design for nonlinear systems* », Int. J. of Cont. Vol. 4, No. 02, pp. 421–434, 1984.
- [SLO 91] **SLOTTINE, J. J, W. Li**, « *Applied non-linear Control* », Prentice-Hall Edition, 1991.

T.

- [TAL 05] **A. TALHA, F. BOUCHAFAA, E.M. BERKOUK.S. BOUCHERIT, C. KOUROUGHLI** «*Nouvelle stratégie de la modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux à structure NPC* ». 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and elecommunications. March 27-31, 2005 – TUNISIA
- [TOU 10] **B.TOUAL** «*Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable* ». Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2010

Z.

- [ZAD 65] **L. A. ZADEH**, « *Fuzzy sets* », Information and Control, pp. 338-353, 1965.
- [ZER 06] **N. ZERARI**, "*Les Algorithmes Génétiques en Maintenance*", Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006

Annexe A

Grandeurs nominales et paramètres du système éolien [POI 03].

A.1 Grandeurs nominales de la machine asynchrone à double alimentation

Puissance nominale	7.5 kW
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Vitesse nominale	$N_n = 1500 \text{ tr} / \text{m}$
Tension nominale	$380/660\text{V}$

A.2 Paramètres électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Résistance statorique	$R_s = 0.455 \ \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 0.62 \ \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.084 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.081 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.078 \text{ H}$

A.3 Paramètres mécaniques de la machine asynchrone à double alimentation

Moment d'inertie	$J = 0.3125 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.00673 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 / \text{s}$

A.4 Paramètres de la turbine éolienne

Moment d'inertie de l'ensemble (turbine-pales)	$J_t = 10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Rapport du multiplicateur	$G = 35$
Rayon de la turbine	$R = 13 \text{ m}$
Vitesse nominale du vent	$V = 15 \text{ m} / \text{s}$