

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA**

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
N° D'ORDRE : AUT-09



FILIERE : AUTOMATIQUE  
OPTION : AUTOMATIQUE ET  
SYSTEMES

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**Par :**

- **BOUSSAG El hassan**
- **DJALAB Abdesattar**

**THEME**

***Commande robuste en mode glissant-  
backstepping d'un système éolien basé sur le  
générateur GADA***

**Soutenu devant le jury composé de:**

BENYOUNES Abdelhafid  
HERIZI Abdelghafour  
ROUABHI Riyadh  
BOUDJELLAL Bilal

MCB\_ Université de M'sila  
MCA\_ Université de M'sila  
MCA\_ Université de M'sila  
MCA\_ Université de M'sila

Président  
Encadreur  
Co-Encadreur  
Examineur

***Année universitaire : 2023/2024***

# Remerciement

*Tout d'abord, je remercie le Bon " Allah " tout puissant pour son aide accordée à travers la santé, la foi, le courage et surtout la volonté pour la rédaction de ce travail.*

*Je tiens également à exprimer ma reconnaissance envers notre encadreurs " Dr. HERIZI Abdelghafour " et " Dr. ROUABHI Riyadh ". Leur soutien inestimable, leurs efforts infatigables, leur travail d'apostolat, leur aide illimitée, leur suivi, leurs conseils et leur esprit de maître qui donne et pardonne sont très appréciés En suite nous remercions Chaleureusement nos très chers parents qui nous ont tout donné pour qu'on puisse arriver à ce niveau.*

*Je voudrais également remercier les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarques et critiques, ainsi sans oublier que le personnel et les enseignants qui ont contribué à ma formation.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont Aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Merci à tous*

# إهداء

إلى من قال فيهما الحقّ {وَاخْفِضْ لَهُمَا جَنَاحَ الذُّلِّ مِنَ الرَّحْمَةِ وَقُلْ رَبِّ  
آزَحْمُهُمَا كَمَا رَبَّيَانِي صَغِيرًا} سورة الإسراء - الآية 24 -

- إلى الوالدين الكريمين عز مقامهما.

- إلى العائلة الكريمة.

- إلى كل من علمني حرفا.

- إلى أصدقاء الطريق.

- إلى دفعة 2024 تخصص آلية وأنظمة.

# إهداء

- إلى من علّمتني الصبر والجدّ والاجتهاد في كافة مناحي الحياة... أمّي الحبيبة.
- إلى والدي، سندي وعضّدي في تلك الحياة.
- إلى إخوتي وأخواتي الكرام.
- إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء.
- إلى أساتذتنا الكرام وكل رفقاء الدراسة.
- إلى دفعة 2024 تخصص آلية وأنظمة.

# Sommaire

<b>SOMMAIRE.....</b>	<b>I</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>IV</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>VI</b>
<b>LISTE DES SYMBOLES .....</b>	<b>VII</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MADA ET SON ALIMENTATION</b>	
I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 GENERALITE SUR L'ENERGIE EOLIENNE .....	4
I.2.2 Historique.....	4
I.2.3 Programme de développement des énergies renouvelables .....	5
I.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE .....	5
I.3.1 Les avantages.....	5
I.3.2 Les Inconvénients.....	6
I.4 APERÇU SUR LES AEROGENERATEURS.....	6
I.4.1 Aérogénérateur.....	6
I.4.2 Les types d'éolienne .....	7
I.4.2.1 Les éoliennes à axe vertical .....	7
I.4.2.2 Les éoliennes à axe horizontal .....	8
I.5 GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION .....	8
I.5.1 Structure de la MADA .....	8
I.5.2 Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA.....	9
I.5.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone .....	9
I.5.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone .....	9
I.5.2.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.....	10
I.5.2.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.....	10
I.5.3 Les avantages et les inconvénients de la MADA .....	11
I.5.3.1 Les avantages et de la MADA .....	11
I.5.3.2 Les inconvénients de la MADA.....	11
I.6 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA).....	11
I.6.1 Hypothèses simplificatrices .....	11
I.6.2 Modèle mathématique de la MADA .....	12
I.6.2.1 Les equations électriques .....	12
I.6.2.2 Les equation magnétiques.....	13
I.6.2.3 Les equations mécanique.....	13
I.6.3 Transformation de PARK.....	14

I.6.3.1	Les equations électriques .....	15
I.6.3.2	Les equations magnétiques .....	16
I.6.3.3	Les equations électromagnétique .....	16
I.6.4	Référence $d, q$ .....	16
I.6.5	Mise en équations d'états.....	17
I.6.6	Résultats de simulation .....	18
I.7	MODELISATION DU SYSTEME D'ALIMENTATION .....	19
I.7.1	Modélisation du convertisseur côté machine .....	19
I.7.2	Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion .....	21
I.7.3	Modélisation du convertisseur côté réseau.....	21
I.7.4	Contrôle du convertisseur côté réseau.....	23
I.7.5	Simulation de la MADA avec convertisseur a MLI .....	25
I.8	CONCLUSION .....	26

## CHAPITRE II : COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE GADA

II.1	INTRODUCTION.....	29
II.2	GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE .....	29
II.2.1	Principe de la commande par mode glissant .....	29
II.2.2	Configuration de base pour les systèmes a structure variable (SSV) .....	30
II.3	THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT .....	31
II.3.1	Objectif de la commande par mode glissant .....	31
II.3.2	Condition d'existence du mode glissant.....	32
II.4	CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT .....	32
II.4.1	Choix des surfaces de glissement.....	33
II.4.2	Conditions de convergence .....	34
II.4.2.1	Fonction directe de commutation.....	34
II.4.2.2	Fonction de Lyapunov.....	34
II.4.3	Détermination de la loi de commande.....	35
II.4.3.1	Définition des grandeurs de commande.....	35
II.4.3.2	Expression analytique de la commande .....	36
II.5	DIFFERENTES STRUCTURES DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT .....	37
II.5.1	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état .....	38
II.5.2	Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	38
II.6	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA GADA .....	39
II.6.1	Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques .....	40
II.6.2	Réglage des puissances active et réactive de la GADA .....	41
II.6.3	Choix des surfaces de glissements .....	41
II.6.4	Conditions des convergences .....	41
II.6.5	Loi de commande par mode glissant.....	42
II.6.5.1	Contrôle de la puissance active.....	42

II.6.5.2	Contrôle de la puissance réactive.....	43
II.7	RESULTATS DE SIMULATION.....	44
II.7.1	Interprétation des résultats.....	45
II.8	CONCLUSION.....	45

### **CHAPITRE III : COMMANDE PAR BACKSTEPPING D'UNE GADA**

III.1	INTRODUCTION.....	48
III.2	GENERALITE SUR LA COMMANDE BACKSTEPPING.....	48
III.2.1	Définition.....	48
III.2.2	Domaines d'application.....	48
III.2.3	Principe de la commande par Backstepping.....	48
III.2.4	Les étapes de la commande par Backstepping.....	49
III.2.5	Cas des systèmes d'ordre N.....	52
III.3	LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING A LA GADA.....	53
III.3.1	Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation.....	53
III.3.2	Application de la commande par Backstepping à la GADA.....	54
III.4	STRUCTURE DE LA COMMANDE.....	55
III.5	RESULTATS DE SIMULATION.....	55
III.5.1	Interprétation des résultats.....	57
III.6	CONCLUSION.....	57

### **CHAPITRE IV : COMMANDE HYBRIDE GLISSANT-BACKSTEPPING D'UNE GADA**

IV.1	INTRODUCTION.....	59
IV.2	COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING.....	59
IV.2.1	Synthèse d'un contrôleur par mode glissant.....	60
IV.2.2	Conception d'une loi de commande par Backstepping.....	60
IV.3	COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING DE LA GADA.....	60
IV.3.1	Synthèse de la commande.....	61
IV.3.2	Conception d'une loi de commande hybride.....	62
IV.3.3	Structure de la commande.....	62
IV.4	RESULTATS DE SIMULATION.....	63
IV.4.1	Interprétation des résultats.....	64
IV.5	ETUDE COMPARATIVES DES COMMANDES ETUDIEES.....	64
IV.5.1	Comparaison qualitative.....	65
IV.5.2	Comparaison quantitative.....	66
IV.6	CONCLUSION.....	67

<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>69</b>
---------------------------------	-----------

<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>71</b>
---------------------------	-----------

**ANNEXE**

**RÉSUMÉ**

# *Liste des figures*

Figure I.1 : Consistance du programme de développement des énergies renouvelables.....	5
Figure I.2 : Evolution de la puissance des éoliennes onshore dans le Monde.....	6
Figure I.3 : Principales catégories d'éoliennes (A) éoliennes à axe vertical. (B) éoliennes à axe horizontal.	7
Figure I.4 : Structure de Savonius.....	7
Figure I.5 : Structure de Darrieus.....	8
Figure I.6 : Schéma de la structure de la MADA à rotor bobiné.....	9
Figure I.7 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	9
Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	10
Figure I.9 : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.....	10
Figure I.10 : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.....	10
Figure I.11 : Représentation de la MADA dans le système triphasé.....	12
Figure I.12 : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	14
Figure I.13 : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.....	16
Figure I.14 : Résultats de simulation de la MADA en charge ( $C_r=15$ N.m).....	19
Figure I.15 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.....	19
Figure I.16 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	20
Figure I.17 : Principe de la commande MLI sinus-triangle.....	21
Figure I.18 : Structure du redresseur à MLI.....	22
Figure I.19 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.....	23
Figure I.20 : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI.....	24
Figure I.21 : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.....	25
Figure I.22 : Résultats de simulation de la chaîne d'alimentation.....	25
Figure I.23 : Réponses du système avec ( $V_r=12V$ ; $f_r=5Hz$ ).....	26
Figure II.1 : Configuration par changement de retour d'état.....	30
Figure II.2 : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....	31
Figure II.3 : Convergence du système glissant.....	31
Figure II.4 : Démonstration du mode de glissement.....	32
Figure II.5 : Linéarisation exacte de l'écart.....	33
Figure II.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	34
Figure II.7 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	35

Figure II.8 : La valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation entre $u(\max)$ et $u(\min)$ .....	36
Figure II.9 : Représentation de la fonction «SIGN».....	37
Figure II.10 : Fonction« Sat » et Fonction « Smooth ».....	37
Figure II.11 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	37
Figure II.12 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	38
Figure II.13 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	38
Figure II.14 : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.....	43
Figure II.15 : Résultat de simulation de la puissance active.....	44
Figure II.16 : Résultat de simulation de la puissance réactive.....	44
Figure II.17 : Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	45
Figure III.1 : Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre n.....	52
Figure III.2 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.....	55
Figure III.3 : Résultat de simulation de la puissance active.....	55
Figure III.4 : Résultat de simulation de la puissance réactive.....	56
Figure III.5 : Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	56
Figure IV.1 : Structure du contrôleur hybride glissant-backstepping.....	61
Figure IV.2 : Schéma bloc de la structure de la command Hybride glissant-Backstepping.....	62
Figure IV.3 : Résultat de simulation de la puissance active.....	63
Figure IV.4 : Résultat de simulation de la puissance réactive.....	63
Figure IV.5 : Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).....	64
Figure IV.6 : la $P_s$ (w) les trois commandes (A) C MG (B) C Back et (c) C Hyb.....	65
Figure IV.7 : la $Q_s$ (var) les trois commandes (A) C MG (B) C Back et (c) C Hyb.....	66
Figure IV.8 : Puissance active produite pour les trois commandes avec un zoom.....	67
Figure IV.9 : Puissance réactive produite pour les trois commandes avec un zoom .....	67

## *Liste des tableaux*

Tableau IV.1 : Critères de comparaison entre et les trois commande.....	67
Table IV .2 : Étude comparative des commandes développées pour la GADA.....	68

# *Liste des symboles*

<i>MADA</i> :	Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>GADA</i> :	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
<i>DFIG</i> :	Double Fed Induction Generator
<i>MAS</i> :	Machine Asynchrone
<i>MPPT</i> :	Techniques d'extraction du maximum de la puissance
<i>MLI</i> :	modulation de largeur d'impulsion
$f_r$ :	Fréquence des grandeurs rotoriques
$f_s$ :	Fréquence des grandeurs statoriques
$f_e$ :	Fréquence de la porteuse
$a, b, c$ :	Indices correspondants aux trois phases a, b, c
$max, m$ :	Valeur maximale (minimale)
$s, r$ :	Indices du stator, du rotor
$d, q$ :	Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
$R_s, R_r$ :	Résistances statorique et rotorique
$L_s, L_r$ :	Inductances propre statorique et rotorique
$\sigma$ :	Coefficient de dispersion
$T_r, T_s$ :	Constantes de temps rotorique et statorique
$M_{sr}$ :	Inductance mutuelle stator- rotor
$M_{rs}$ :	Inductance mutuelle rotor - stator
$M_s$ :	Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
$M_r$ :	Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
$\Phi_{s,r}$ :	Respectivement flux statorique et rotorique
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$ :	Les flux statoriques direct et en quadrature
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$ :	Les flux rotoriques direct et en quadrature
$I_s, I_r$ :	Les courants de phase statorique et rotorique
$I_{sd}, I_{sq}$ :	Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK

---

$I_{rd}, I_{rq}$ :	Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
$V_r, V_s$ :	Tensions simples respectivement statorique et rotorique
$V_{sd}, V_{sq}$ :	Les tensions statoriques directe et en quadrature
$V_{rd}, V_{rq}$ :	Les tensions rotoriques directe et en quadrature
$\theta_s$ :	Angles électriques statorique et rotorique
$\omega_s, \omega_r$ :	Pulsations statorique et rotorique
$\omega_m$ :	Pulsation mécanique
$P$ :	Nombre de paires de poles
$g$ :	Glissement
$P_e$ :	Puissance d'entrée
$P_{mec}$ :	Puissance mécanique
$P_s$ :	Puissance active statorique
$P_r$ :	Puissance active rotorique
$Q_s$ :	Puissance réactive statorique
$Q_r$ :	Puissance réactive rotorique
$S_s$ :	Puissance apparente statorique
$S_r$ :	Puissance apparente rotorique
$P$ :	Operateur de LAPLACE
$c_{em}$ :	Couple électromagnétique
$C_r$ :	Couple résistant
$f_m$ :	Coefficient de frottement visqueux
$J_m$ :	Inertie de la machine
$P_s, Q_s$ :	Puissances active et réactive statorique
$P_r, Q_r$ :	Puissances active et réactive rotorique
$\rho$ :	Masse volumique du vent
$f$ :	Le coefficient des frottements visqueux totaux de l'éolienne
$V$ :	La vitesse moyenne du vent
$J$ :	L'inertie totale de l'éolienne
$G$ :	Le rapport du multiplicateur de vitesse

---

$\lambda$ :	La vitesse spécifique de la turbine
$\beta$ :	L'angle de calage des pales
$\lambda_{opt}$ :	La vitesse spécifique optimale de la turbine
$\Omega_T, \Omega_g$ :	La vitesse de la turbine et la vitesse du générateur
$C_T, C_g$ :	Le couple de la turbine et le couple électromagnétique
$CT_{opt}$ :	Le couple optimal de la turbine
$Cg_{opt}$ :	Le couple optimal du générateur
$f_T, f_g$ :	Les coefficients des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur
$J_T, J$ :	L'inertie de la turbine et celle du générateur
$P_T$ :	La puissance convertie par la turbine
$R_T$ :	Le rayon des pales de la turbine
$C_p(\lambda, \beta)$ :	Le coefficient de puissance
$U_c$ :	La tension du bus continu
$I_c$ :	Le courant dans le condensateur du bus continu
$c$ :	Le condensateur du bus continu
$PI$ :	Proportionnel – Intégrale.
$s$ :	Surface de glissement
$v_1$ :	Gain La surface de glissement de puissance active
$v_2$ :	Gain La surface de glissement de puissance réactive
$\partial$ :	Dérivée partielle
$Y$ :	Variable de sortie
$y_r$ :	Trajectoire désirée
$t$ :	Variable de temps
$e$ :	Erreur de poursuite
$\dot{x}$ :	La dérivée de la variable x par rapport au temps
$x^{ref}$ ou $x_{ref}$ :	La référence de la variable x
$\ \cdot\ $ :	Une norme sur $R^n$
$R^n$ :	Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels
$R^+$ :	Ensemble des réels positifs ou nuls

R :	Ensemble des nombres réels
<i>FTBO</i> :	Fonction de Transfer en Boucle Ouverte
<i>FTBF</i> :	Fonction de Transfer en Boucle Fermée.
S.M.C:	Sliding Mode Control
B.C:	Backstepping Control
SMC :	Commande par mode glissant
VSS :	système à structure variable
PLL :	Phase Locked Loop
C MG :	commande mode glissant
C Back :	commande Backstepping
C Hyb :	commande Hybride

# **Introduction générale**

Ces dernières années, la prise de conscience mondiale croissante concernant les sources d'énergie durables et la diminution de la dépendance aux combustibles fossiles a suscité un intérêt croissant pour les technologies énergétiques renouvelables, en particulier l'énergie éolienne, qui est l'un des secteurs les plus prometteurs et en plein essor. L'énergie éolienne, une source d'énergie propre et abondante, a suscité de nombreuses initiatives de recherche et de développement à l'échelle mondiale.

L'éolienne à vitesse variable qui utilise la machine asynchrone à double alimentation est la plus populaire du fait de sa haute efficacité et contrôlabilité énergétique. Les enroulements statoriques de la MADA, fonctionnant en mode générateur, sont connectés directement au réseau électrique, par contre les enroulements rotoriques sont reliés à un convertisseur de puissance par l'intermédiaire des contacts glissants (bagues-balais). Afin d'extraire et de fournir une puissance optimale au réseau électrique, la vitesse de rotation du générateur doit être contrôlée à travers ce convertisseur de puissance en contrôlant la fréquence rotorique. Ici, la plage de la vitesse de rotation est de 30% (ou 33%) autour de la vitesse du synchronisme. De plus, ce convertisseur est dimensionné seulement pour 20-30% de la puissance nominale de la machine. Ceci rend ce type de système éolien attrayant d'un point de vue économique [KOU 19]. Les génératrices asynchrones à double alimentation (GADA) sont couramment employées dans les éoliennes contemporaines car elles offrent une capture efficace de l'énergie éolienne et permettent un contrôle plus efficace de la qualité de l'énergie et de la stabilité du réseau. [ROU 15]

Pendant, malgré leurs nombreux avantages, les systèmes de conversion d'énergie éolienne basés sur les GADA sont confrontés à des défis liés aux stratégies de contrôle, en particulier dans les scénarios où le système fonctionne dans des conditions de vent variables et est soumis à des perturbations [OUL 23]. Pour relever ces défis, des techniques de contrôle avancées ont été étudiées afin d'améliorer les performances et la stabilité des systèmes GADA, on peut distinguer de manière non exhaustive la commande par mode de glissant qui connut un essor à la fin des années soixante-dix lorsque "Utikin" introduit la théorie des modes glissants [FRI 18], [DER 17] et la commande par backstepping qui a été développé par M. Krstic et P. V. Kokotovic [KRS 95], [KOK 92].

Nous proposons, dans ce travail, une commande robuste combinant la commande par mode de glissant et la commande par backstepping pour un système éolien basé sur le générateur GADA, en vue d'assurer la stabilité de la commande et d'augmenter la robustesse quel que soit les variations paramétriques, ainsi que l'élimination de phénomène de chattering introduit par le mode glissant classique.

Ce mémoire est devisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons une étude sur l'état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne. Nous exposerons quelques statistiques sur le développement de l'énergie éolienne dans notre planète au cours des dernières années. Nous décrirons les différents

composants constituant l'aérogénérateur ainsi que les différents types d'éoliennes existantes en détaillant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, nous présentons la modélisation classique de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Au deuxième chapitre, nous donnerons un aperçu sur les algorithmes de commande à régime glissant. Dans un premier temps, nous exposerons quelques aspects de la théorie de contrôle à structure variable qui utilise le mode de glissement, puis nous exposerons les étapes à suivre pour élaborer cette commande pour contrôler la puissance active et réactive générées par le GADA.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, et une étude théorique développée de la commande « backstepping ». Cet algorithme nous permettra d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et le suivi des allures de puissances active et réactive générées par une GADA dans un système de conversion d'énergie éolienne, et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système.

Dans le dernier chapitre, une stratégie de contrôle hybride glissant-backstepping de la GADA sera présentée et évaluée par de nombreuses simulations dans MATLAB Simulink permettent de vérifier l'intérêt de cette approche et d'effectuer des comparaisons vis-à-vis des résultats obtenus dans les chapitres précédents.

Enfin, une conclusion générale est donnée pour conclure et faire les remarques sur la présente étude et éventuellement énoncer quelques pistes de travaux futurs à explorer en tant que perspectives.

# Chapitre I

***Modélisation de la MADA et son alimentation***

## I.1 Introduction

Des intérêts considérables ont été offerts au domaine des énergies renouvelables ces dernières années principalement à cause des inquiétudes sur la pénurie énergétique au niveau mondial compte tenu de l'industrialisation massive, et la forte pollution environnementale engendrée par la combustion des matières fossiles. La génération de l'énergie éolienne représente une solution importante qui pourrait mitiger ces problèmes grâce essentiellement à ces impacts insignifiants sur l'environnement, et le fait que cette énergie est renouvelable et pourrait contribuer au développement dans le monde [SAM 15].

L'énergie éolienne est un important type dans le domaine d'énergies renouvelable [TRI 18], qui a été en permanence attrayante pour l'homme et a été utilisé par certains vieux dispositifs tels que les moulins à vent pendant des siècles.

Dans ce chapitre nous avons consacré à l'état de l'art de l'aérogénérateur tel que la turbine éolienne et sa commande et les différents générateurs éolienne, particulièrement le générateur asynchrone à double alimentation, tel que : son principe de fonctionnement, ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients. On présentera aussi la modélisation de cette machine dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables.

## I.2 Généralité sur l'énergie éolienne

### I.2.1 Historique

Il y a plus de 3000 ans, l'énergie éolienne était déjà exploitée pour produire de l'énergie mécanique, tant sur terre avec des moulins et des systèmes de pompage d'eau, que sur mer avec des bateaux. La conversion de l'énergie éolienne en électricité a débuté à la fin du 19<sup>e</sup> siècle, avec des pionniers comme Paul La Cour au Danemark, qui a combiné une dynamo à une éolienne dès 1891. Dans les années 1950, **Johannes Juul**, disciple de Paul La Cour, a également joué un rôle de premier plan dans l'utilisation de l'énergie éolienne en mettant en place les premières éoliennes produisant du courant alternatif [BEN 12].

La crise pétrolière de 1974 a été un catalyseur majeur pour la reprise des études et des expérimentations à grande échelle dans le domaine de l'énergie éolienne. Cela a incité de nombreux pays à investir dans l'amélioration et la modernisation de la technologie des éoliennes. Parmi les initiatives notables, on peut citer le premier marché important en Californie entre 1980 et 1986. Initialement, ce marché a vu l'installation de turbines de puissance moyenne (55 kW), suivie par l'installation de 144 machines en 1981 totalisant 7 MW, puis l'installation de 4687 machines d'une puissance totale de 386 MW en 1985 [TOU 15].

La crise pétrolière de 1973 a mis en lumière l'importance pour les États producteurs d'énergie fossile de développer des alternatives, dont l'énergie éolienne. En 2006, l'Algérie a pris la décision d'adopter la technologie éolienne en établissant la première ferme éolienne à Tindouf, avec une

capacité de 50 mégawatts. L'objectif était que d'ici 2015, 5% des besoins en électricité de l'Algérie soient couverts par les énergies renouvelables, dont l'énergie éolienne [ROU 12].

### I.2.2 Programme de développement des énergies renouvelables

L'Algérie s'engage dans un programme ambitieux d'énergies renouvelables, mettant l'accent sur le solaire et l'éolien, mais aussi sur la biomasse, la cogénération et la géothermie. Son objectif pour 2030 est d'avoir 37 % de sa capacité installée et 27 % de sa production d'électricité provenant de sources renouvelables. Ce programme vise à stimuler le développement économique et social en créant des emplois et de la richesse, notamment grâce à l'exploitation de son potentiel solaire. Il comprend deux phases : la première (2015-2020) consiste à installer 4010 MW de capacité, tandis que la seconde (2021-2030) comprend le renforcement de l'interconnexion électrique et l'installation de grandes centrales. La stratégie algérienne vise également à développer une industrie des énergies renouvelables tout en investissant dans la formation locale et le transfert de connaissances, ce qui devrait créer plusieurs milliers d'emplois directs et indirects [GAS 23].

La consistance du programme en énergie renouvelables à réaliser pour le marché national sur la période 2015-2030 est de 22 000 MW, répartie par filière comme suit :

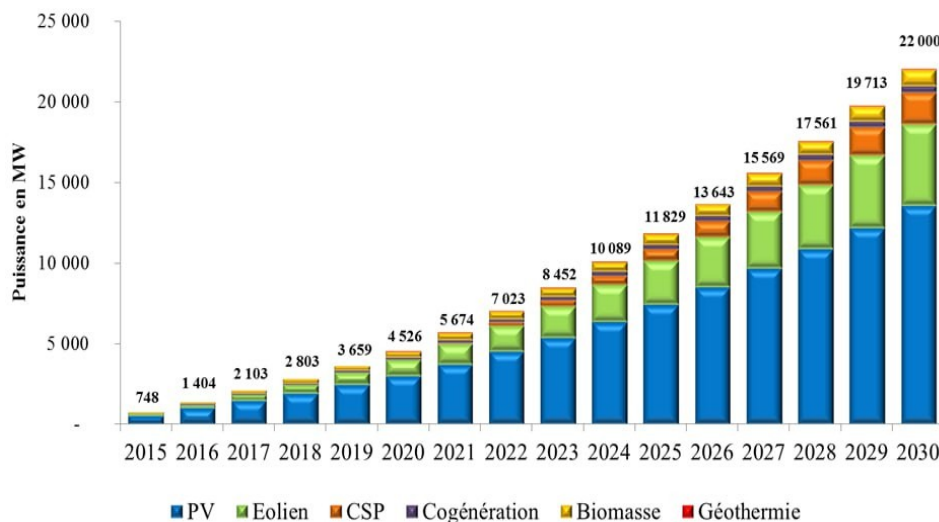


Figure (I.1) : Consistance du programme de développement des énergies renouvelables [GAS 23].

## I.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

### I.3.1 Avantages

Les avantages de l'énergie éolienne sont : [ROU 16], [GHO 21]

- L'énergie éolienne est un complément aux énergies traditionnelles.
- L'énergie éolienne ne comporte pas de risques et ne génère aucun déchet radioactif.
- L'énergie éolienne permet d'éviter le rejet de 6,3 millions de tonnes de CO<sub>2</sub>, 21 millions de tonnes de SO<sub>2</sub> et 17,5 mille tonnes de NO<sub>2</sub>, principaux agents contribuant aux pluies acides.
- La mise en place des turbines éoliennes est plus simple que celle des centrales utilisant des énergies traditionnelles.

- La durée de vie des éoliennes modernes peut s'étendre jusqu'à 25 ans, ce qui est comparable à celle des autres centrales de production conventionnelles.
- L'énergie éolienne est une source universelle d'énergie, car elle n'est pas limitée à quelques pays comme c'est le cas pour l'énergie pétrolière.

### I.3.2 Inconvénients

Les inconvénients de l'énergie éolienne sont : [ROU 16], [GHO 21]

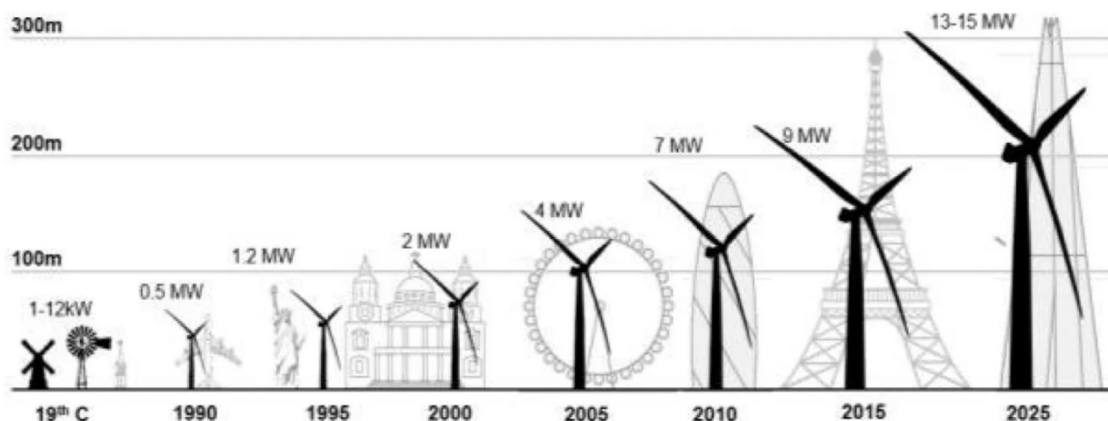
- Les éoliennes produisent des bruits mécaniques provenant des multiplicateurs et des bruits aérodynamiques dus à la vitesse de rotation du rotor, pouvant atteindre jusqu'à 55 dB.
- La stabilité de l'énergie électrique produite peut être affectée par la variabilité de la vitesse du vent.
- Lors de vents violents, les éoliennes peuvent être exposées à des risques d'accidents qui pourraient endommager les structures du système.
- Les éoliennes peuvent perturber la migration des oiseaux.
- L'énergie éolienne demeure plus coûteuse que d'autres sources d'énergie traditionnelles, particulièrement sur des sites où le vent est moins fort.

## I.4 Aperçu sur les aérogénérateurs

### I.4.1 Aérogénérateur

Un éolien, souvent désigné sous le nom d'aérogénérateur, est un appareil conçu pour exploiter la force cinétique du vent afin de la convertir en mouvement rotatif, une forme d'énergie mécanique exploitable. Cette énergie est augmentée par l'intermédiaire d'un système de pignons, également connu sous le nom de multiplicateur, avant d'être transmise à un arbre de rotation associé à une génératrice. Cette génératrice convertit ensuite cette énergie mécanique en énergie électrique utilisable [ROU 16]. Les éoliennes sont réparties en trois catégories en fonction de leur puissance nominale [GHO 21] :

- Eoliennes de petites puissances :  $P < 40 \text{ kW}$ .
- Eoliennes de moyennes puissances :  $40 \text{ kW} < P < 1 \text{ MW}$ .
- Eoliennes de fortes puissances :  $P > 1 \text{ MW}$ .



**Figure (I.2) :** Evolution de la puissance des éoliennes onshore dans le Monde [BNO 23].

## I.4.2 Les types d'éolienne

Il existe deux principales catégories d'éoliennes : les éoliennes à axe vertical, qui sont en déclin, et les éoliennes à axe horizontal, qui se déclinent en deux types : les éoliennes lentes utilisées principalement pour le pompage et les éoliennes rapides, spécifiquement conçues pour la production d'énergie électrique [MLL 13].



A : éoliennes à axe vertical.

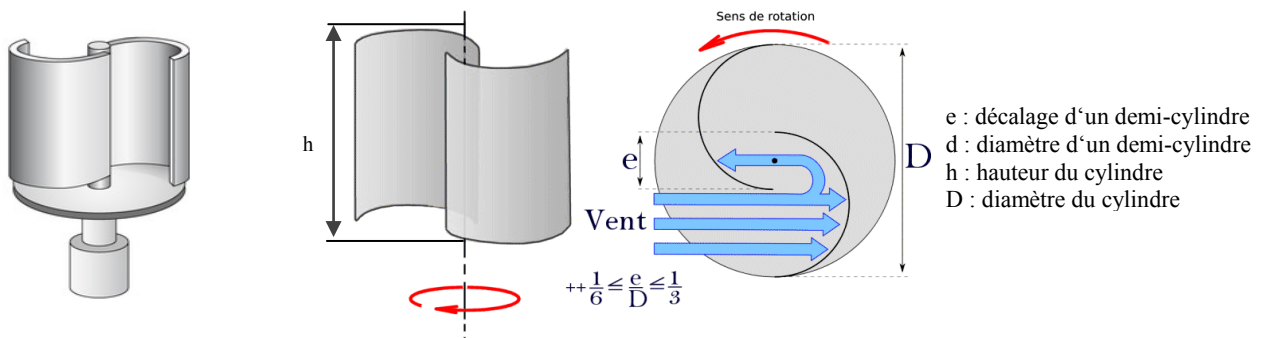


B : éoliennes à axe horizontal.

**Figure (I.3) :** Principales catégories d'éoliennes.

**1. Les éoliennes à axe vertical :** ont été parmi les premières conceptions développées pour la production d'électricité, ce qui représente un contraste paradoxal avec les moulins à vent traditionnels à axe horizontal. Elles présentent l'avantage d'avoir les dispositifs de contrôle et le générateur positionnés au niveau du sol, ce qui les rend facilement accessibles. Depuis les années vingt, de nombreuses variantes ont été expérimentées, bien que nombre d'entre elles n'aient pas rencontré le succès escompté. Cependant, deux structures ont atteint le stade de l'industrialisation [BEK 14].

- **Le rotor de Savonius :** Le fonctionnement de ces éoliennes repose sur le principe de la trainée différentielle. Cela signifie que les forces exercées par le vent sur les surfaces opposées d'un objet creux sont inégales, créant ainsi un couple qui entraîne le dispositif dans son ensemble [NOH 21]. Le dispositif atteint son rendement optimal lorsque le rapport entre la longueur de l'ellipse et son diamètre est égal à  $1/6$ , et le coefficient maximal de puissance peut atteindre 0.3. Le rotor de Savonius demande un effort initial considérable pour se mettre en mouvement [ROU 16].



**Figure (I.4) :** Structure de Savonius [ROU 16].

- **Rotor de Darrieus** : Il repose sur le principe de la variation cyclique d'incidence. Lorsqu'un profil est exposé à un flux d'air sous différents angles, il subit des forces changeantes en intensité et en direction. Ces forces combinées créent un couple moteur qui entraîne la rotation du dispositif [NEH 21].

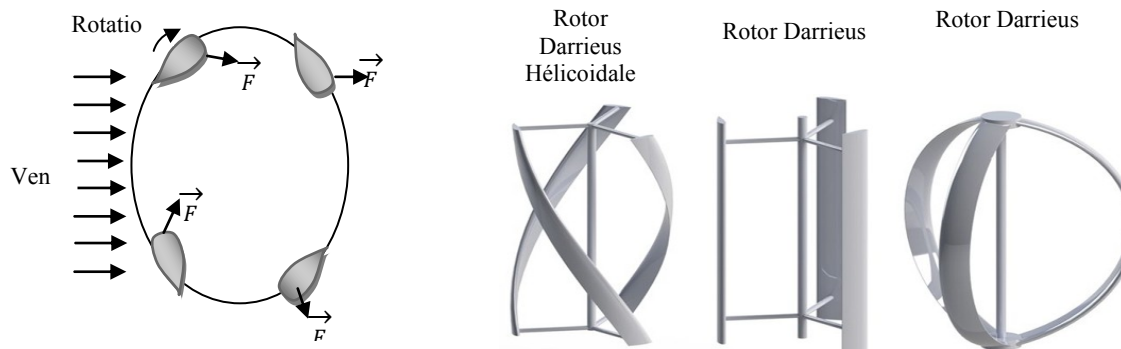


Figure (I.5) : Structure de Darrieus [ROU 16].

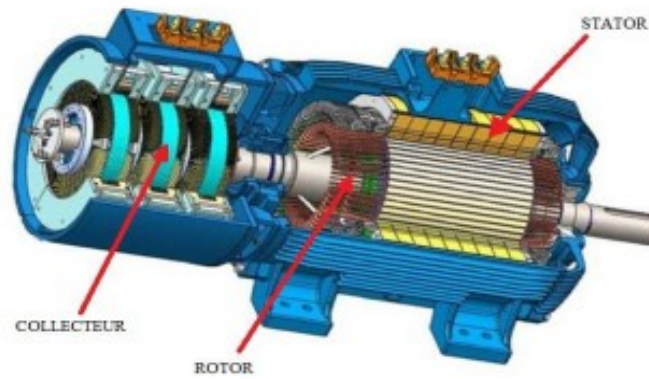
**2. Les éoliennes à axe horizontal** : Ces éoliennes sont largement répandues dans le monde en raison de leur faible empreinte au sol et de leur efficacité énergétique accrue. En effet, elles peuvent atteindre des hauteurs considérables où l'influence du relief sur la vitesse du vent est minimale. Par conséquent, nous concentrerons notre étude exclusivement sur ce type d'aérogénérateurs [ROU 12].

### I.5 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation

La MADA, ou machine asynchrone à double alimentation, est une variante particulière de la machine asynchrone, communément appelée moteur asynchrone, employée dans les systèmes de conversion d'énergie électrique. Elle se différencie des moteurs asynchrones classiques par la présence de deux circuits d'alimentation distincts, l'un pour le stator et l'autre pour le rotor [OUL 23]. Dans une MADA, le stator est alimenté par le réseau électrique principal, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur de puissance. Cette disposition permet une gestion indépendante du stator et du rotor, procurant ainsi des bénéfices notables en matière de régulation de la vitesse, de la puissance réactive et de l'optimisation globale de l'efficacité du système.

#### I.5.1 Structure de la MADA

La MADA à rotor bobiné présente un stator similaire à celui des machines asynchrones et synchrones conventionnelles. Son rotor est composé d'enroulements triphasés reliés en étoile, avec les trois phases connectées à des contacts glissants. Le contrôle de cette machine s'effectue en régulant la puissance nominale circulant dans le rotor via un convertisseur de puissance réduit et plus économique [ROU 16]. Étant donné que la puissance transitant par le rotor est moindre, les coûts des convertisseurs sont réduits par rapport à une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la principale raison pour laquelle cette configuration de générateur est privilégiée pour la production à grande échelle. Une autre raison est la capacité de régler la tension au point de connexion où cette génératrice est injectée [TAR 15].



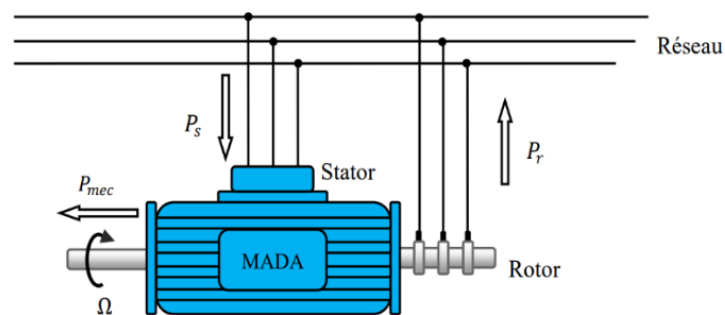
**Figure (I.6) :** Schéma de la structure de la MADA à rotor bobiné

### I.5.2 Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

Contrairement à une machine asynchrone conventionnelle qui ne peut fonctionner comme moteur qu'en dessous de sa vitesse de synchronisme et comme générateur uniquement au-dessus de cette vitesse, la MADA utilise la commande des tensions rotoriques pour réguler le champ magnétique à l'intérieur de la machine. Cela permet à la MADA de fonctionner aussi bien en hyper synchronisme qu'en hypo synchronisme, que ce soit en tant que moteur ou en tant que générateur. Ainsi, la MADA présente quatre modes opérationnels distincts qui lui sont caractéristiques [TAM 17].

#### I.5.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

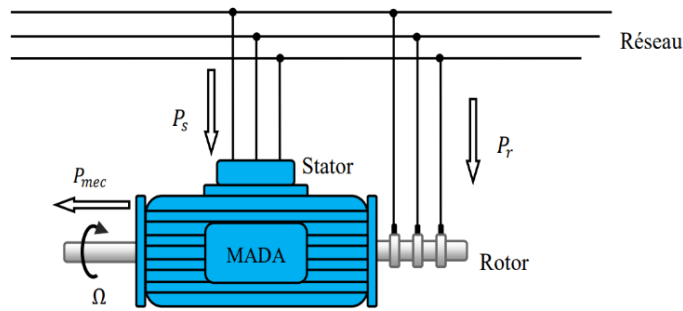
Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est transmise par le réseau au stator. Une portion de cette puissance est convertie en énergie mécanique, tandis que l'autre partie, appelée puissance de glissement, est renvoyée au réseau via les contacts glissants du rotor. Dans cette configuration, la machine opère en tant que moteur à une vitesse inférieure à celle de synchronisme. Bien que la machine asynchrone à cage puisse fonctionner de cette manière, la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor [HER 21].



**Figure (I.7) :** Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [HER 21].

#### I.5.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

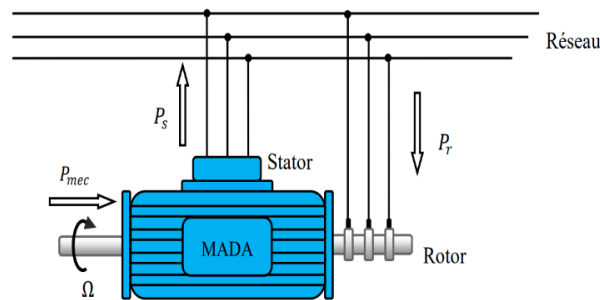
Dans ce mode de fonctionnement, la puissance mécanique fournie à la machine est transformée en puissance électrique, puis transmise intégralement au réseau par le stator. La puissance de glissement est récupérée via le rotor et renvoyée dans le réseau, permettant ainsi à la machine de fonctionner en mode générateur à une vitesse supérieure à celle du synchronisme.



**Figure (I.8) :** Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

### I.5.2.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

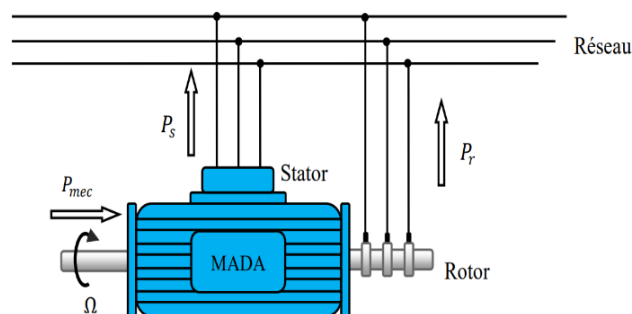
La puissance est alimentée dans le réseau par le stator, incluant également la puissance de glissement. Ainsi, la machine fonctionne comme un générateur même en dessous de la vitesse de synchronisme. Ce mode de fonctionnement n'est pas possible pour une machine asynchrone à cage classique [TOU 15].



**Figure (I.9) :** Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.

### I.5.2.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator, tandis que la puissance de glissement est récupérée par le rotor pour être réintroduite dans le réseau. Ainsi, la machine fonctionne en mode générateur à une vitesse supérieure à celle du synchronisme. Bien que ce mode soit possible pour une machine asynchrone à cage classique, dans cette configuration, la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor



**Figure (I.10) :** Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.

## I.5.3 Les avantages et les inconvénients de la MADA

Les avantages et les inconvénients les plus importants de l'utilisation sont : [ROU 12], [ROU 16]

### **I.5.3.1 Les avantages et de la MADA**

- La capacité à maintenir un couple constant même au-delà de la vitesse de synchronisation.
- Grâce à la configuration des deux convertisseurs alimentant la machine, celle-ci a la capacité de fonctionner en régime dégradé.
- Pendant le fonctionnement en tant que moteur, il est possible de répartir le courant magnétisant entre les deux armatures de la machine.
- La réduction des dimensions des convertisseurs statiques permet de minimiser les pertes fer de la machine et d'augmenter son rendement.
- La capacité de transfert de puissance du rotor dans les deux sens.
- Le fonctionnement à une vitesse de rotation variable.
- La capacité à contrôler séparément la puissance active et réactive.

### **I.5.3.2 Inconvénients de la MADA**

- La machine est généralement plus volumineuse que la machine asynchrone classique, avec une longueur accrue due à la présence de balais.
- L'utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques supérieur à celui de la machine classique.
- Le coût global de la machine est plus élevé que celui des autres machines électriques.

## **I.6 Modélisation de la machine asynchrone a double alimentation (MADA)**

La machine asynchrone double alimentée se compose principalement de deux parties, le stator et le rotor. Le stator est similaire à celui des machines triphasées classiques, avec des enroulements insérés dans des encoches sur des tôles magnétiques empilées. Le rotor tourne à l'intérieur de la machine, séparé du stator par un entrefer. Les circuits électriques du stator et du rotor sont généralement constitués de trois enroulements identiques, mais le rotor est connecté à des bagues sur lesquelles des balais glissent. Les enroulements du stator sont distribués sinusoïdalement et décalés de 120 degrés les uns par rapport aux autres, en parallèle avec les enroulements du rotor [HER 21].

### **I.6.1 Hypothèses simplificatrices**

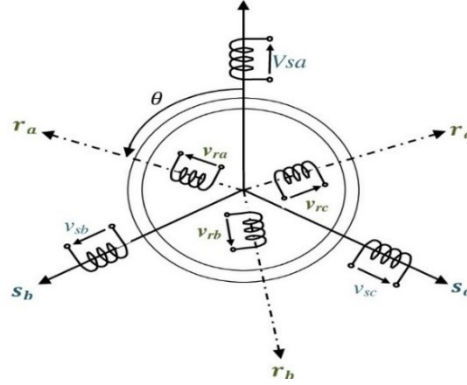
Pour formaliser mathématiquement notre machine, nous nous basons sur des hypothèses simplificatrices classiques :

- L'entrefer est maintenu constant.
- Les effets des encoches sont ignorés.
- Les forces magnétomotrices d'entrefer sont distribuées spatialement selon une sinusoïde.
- Les effets de peau et d'échauffement ne sont pas pris en compte.
- Le circuit magnétique est considéré comme non saturé et possédant une perméabilité constante.
- L'absence de régime homopolaire, étant donné que le neutre n'est pas connecté,

Cela implique notamment que les flux sont cumulatifs, que les inductances propres restent constantes et qu'il existe une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [DJE 15].

### I.6.2 Modèle mathématique de la MADA

La figure (I.11) présente un schéma illustrant une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans un système de coordonnées triphasé.



**Figure (I.11) :** Représentation de la MADA dans le système triphasé.

#### I.6.2.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone à double alimentation sont exprimées pour le stator avec l'indice ( $s$ ) et pour le rotor avec l'indice ( $r$ ), comme indiqué dans la figure (I.11) [HER 21].

Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Où sous formes matricielles :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

$V$ ,  $I$  et  $\varphi$  sont respectivement la tension, le courant et le flux.

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

### I.6.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$l_s, l_r$  : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

$M_s, M_r$  : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

$M_1, M_2, M_3$  : inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$M_0$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I.8})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

### I.6.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.13)$$

Avec :

$C_{em}$  : le couple électromagnétique de la machine.

$C_r$  : le couple résistant.

$f$  : le coefficient de frottement visqueux de la MADA.

$\Omega$  : a vitesse de rotation de l'axe de la MADA.

$J$  : l'inertie des parties tournantes.

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [I]^T \frac{d[L]}{dt} \cdot [I] \quad (I.14)$$

Avec :

$[I]$  : Matrice de courant total :

$$[I] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc} \ I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$[L]$  : Matrice inductance totale :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$P$  : Le nombre de paire de pôle.

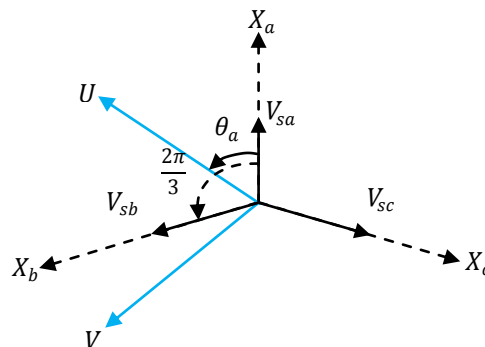
Les matrices  $L_s$  et  $L_r$  ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle  $\theta$  vari, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = P \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d}{dt} [[M_{sr}] \ [I_r]] \quad (I.17)$$

### I.6.3 Transformation de PARK

Le modèle de la MADA dans le référentiel  $(A, B, C)$  étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables [GHO 21]. Le but des transformations matricielles est de le simplifier pour réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constants [HER 21].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet le passage du système triphasé alternatif (repère(a, b, c)) à un système biphasé (repère(d, q)).



**Figure (I.12) :** Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

$\theta_a$  : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $X_a$  et l'axe  $U$ .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.11) la projection du vecteur  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{sa} \cdot \cos\theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = -\sqrt{\frac{2}{3}} [V_{sa} \cdot \sin\theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (I.18)$$

Le terme  $\sqrt{2/3}$  exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation de puissance.

On ajoute l'expression homopolaire  $V_{so}$  à l'équation (I.18) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.19)$$

La composante homopolaire  $V_{so}$  est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.18) et (I.19) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $[P(\theta_a)]$ .

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées  $(V_{su}, V_{sv})$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

### I.6.3.1 Equations électriques

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe  $(u, v)$ .

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

### I.6.3.2 Equations magnétiques

De même, les équations (I.5) et (I.6), et après le développement du calcul on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$L_s = l_s - M_s$ : Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$ : Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$ : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### I.6.3.3 Equation électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique par la transformation de Park est exprimée par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique/rotorique et courant statorique/rotorique).

$$C_{em} = P[\varphi_{su} I_{sv} - \varphi_{sv} I_{su}] \quad (\text{I.28})$$

$$C_{em} = P[\varphi_{rv} I_{ru} - \varphi_{ru} I_{rv}] \quad (\text{I.29})$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} [\varphi_{su} I_{rv} - \varphi_{sv} I_{ru}] \quad (\text{I.30})$$

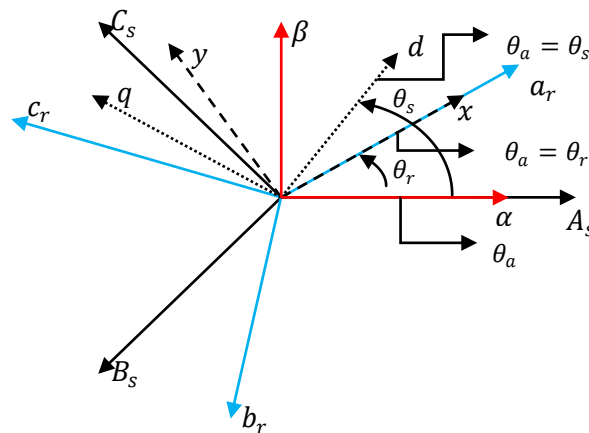
$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\varphi_{ru} I_{sv} - \varphi_{rv} I_{su}] \quad (\text{I.31})$$

### I.6.4 Référence $d, q$

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe  $(u, v)$  qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (I.13).

- Référence des axes  $(\alpha, \beta)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ )
- Référence des axes  $(d, q)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ )
- Référence des axes  $(x, y)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_r$ )

L'angle  $\theta_a$  est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.



**Figure (I.13) :** Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ : Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ : Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$ : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

La référence  $\mathbf{d}, \mathbf{q}$  est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} u = d \\ v = q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s, \text{ avec : } \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Les expressions des flux d'après les équations (I.26) et (I.27) sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

### I.6.5 Mise en équations d'états

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, tensions statoriques ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et tensions rotoriques ( $V_{rd}, V_{rq}$ ), et comme perturbation le couple résistant  $C_r$ . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les flux statoriques et les courants rotoriques ( $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$ ).

Après l'arrangement des équations (I.32), (I.33) et (I.34) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s M I_{rq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s L_s I_{sd} + \omega_s M I_{rd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_r L_r I_{rq} - \omega_r M I_{sq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} - \omega_r L_r I_{rd} + \omega_r M I_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

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

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{I.36})$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.37})$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (I.38)$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

A: Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de commande du système.

Telle que :

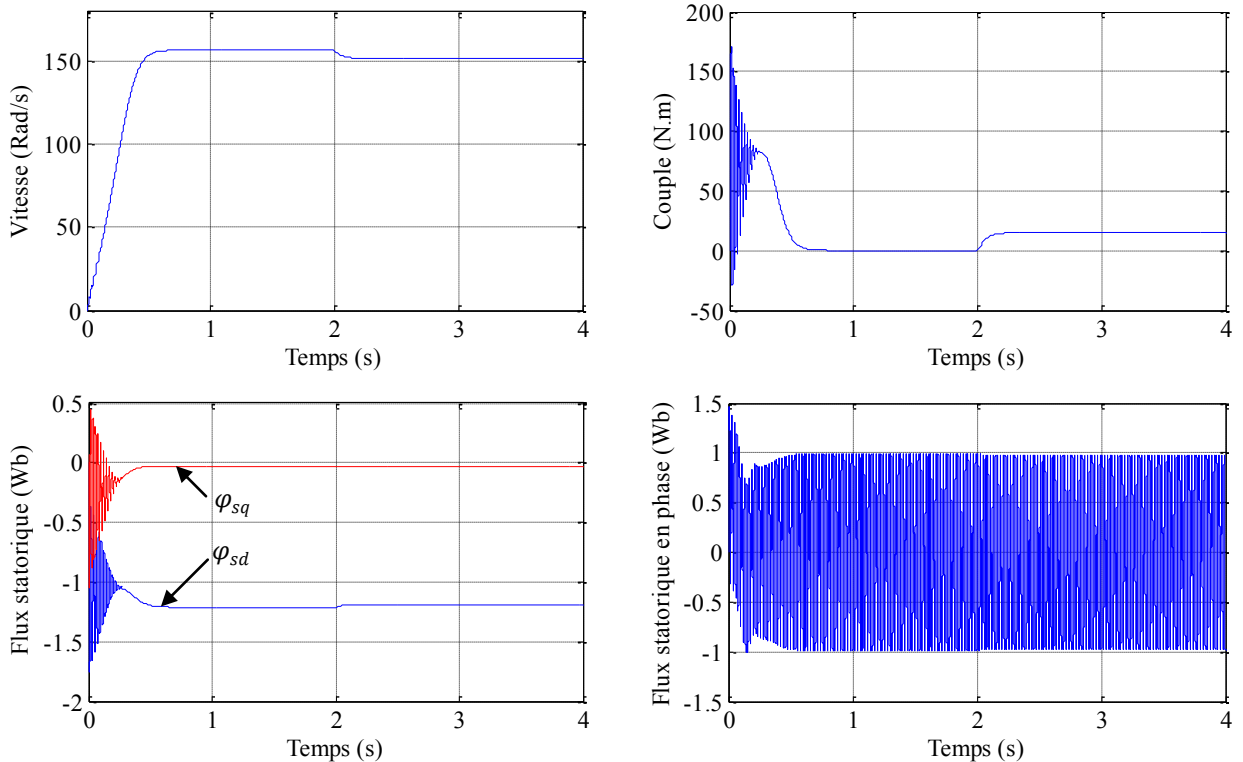
$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & (\omega_s - \omega) \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$\alpha, \beta$  et  $\delta$  sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{ et } \delta = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right), \text{ Où : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

### I.6.6 Résultats de simulation

La simulation débute par un démarrage à vide de la machine. Il est observé que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine dès que celle-ci atteint son régime permanent. La figure ci-dessous illustre le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit.



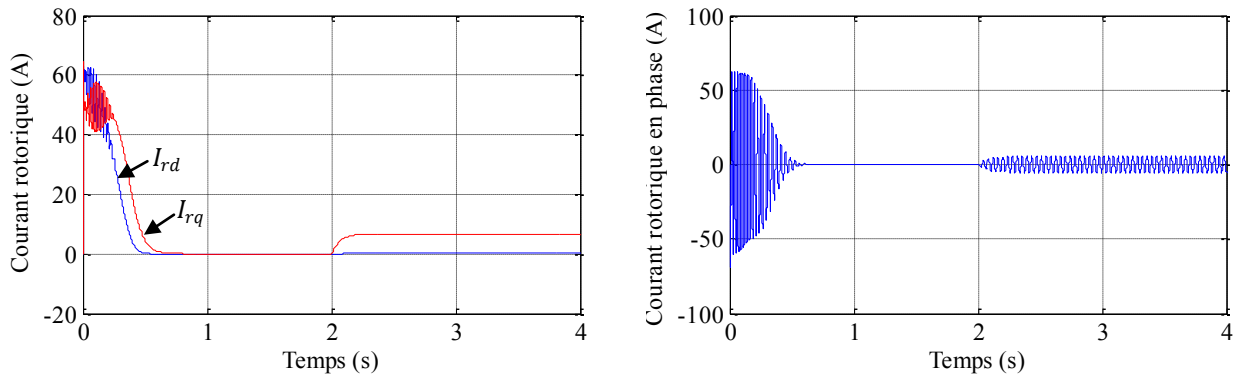


Figure (I.14) : Résultats de simulation de la MADA en charge ( $C_r = 15 \text{ N.m}$ ).

## I.7 Modélisation du système d'alimentation

Les onduleurs de tension sont généralement utilisés pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones. Nous utilisons deux convertisseurs MLI à deux niveaux bidirectionnels pour alimenter la machine de notre étude, comme illustré dans la figure. (I.15), entre le rotor de la machine et la connexion électrique. Grâce à l'emploi de ce genre de convertisseurs, il est possible d'obtenir des signaux de sortie modulés en fonction de la largeur d'impulsion, restreignant ainsi les perturbations harmoniques. [HER 21].

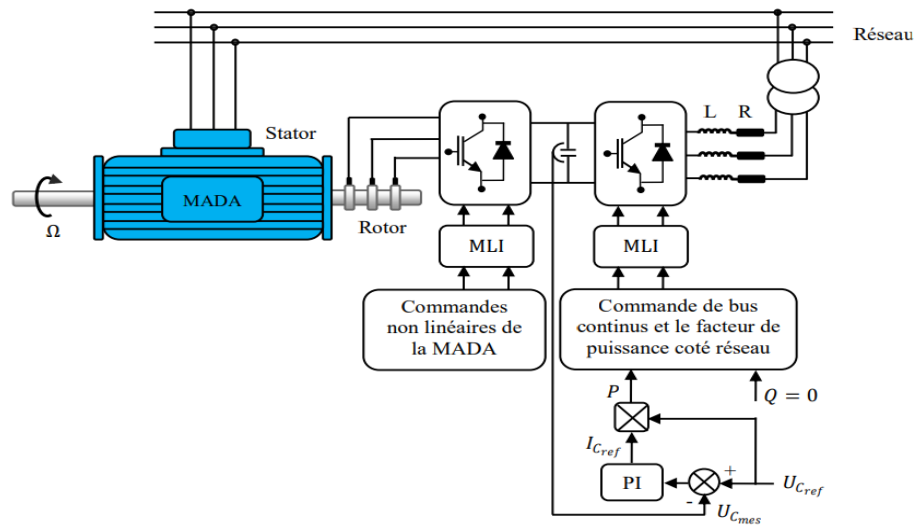
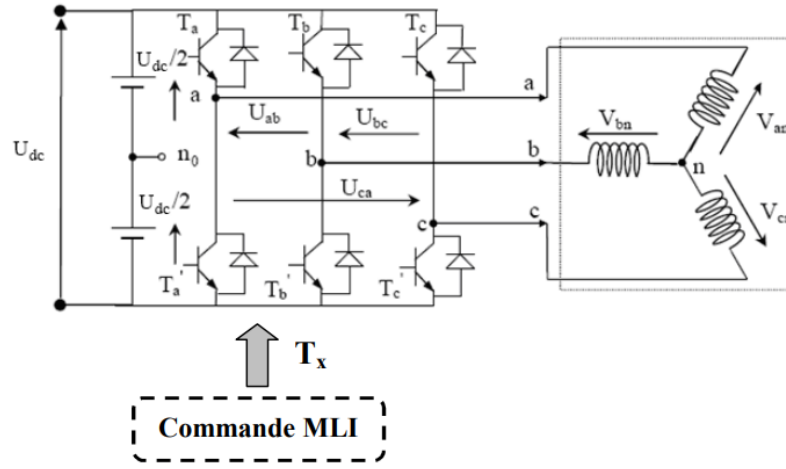


Figure (I.15) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA [HER 21].

### I.7.1 Modélisation du convertisseur côté machine

Les onduleurs de tension se trouvent dans divers secteurs de l'électronique de puissance, en particulier dans le domaine de la modification de la vitesse des machines à courant alternatif. Un convertisseur statique est un dispositif qui garantit une conversion continue alternatif. Un onduleur de tension à deux niveaux alimente le rotor de la MADA. L'objectif principal de ce convertisseur consiste à modifier la tension du bus continu afin de la fournir au bobinage du rotor, ce qui permet d'utiliser les commandes pour contrôler les variables d'état de cette machine. Plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à cet onduleur, avec des diodes en tête bêche. L'ouverture et à la fermeture, tels que des transistors MOSFET ou IGBT, sont inclus dans [GHO 21].

Selon la figure (I.16), pour représenter l'onduleur de tension, on suppose que son alimentation soit une source parfaite (bus continu), composée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $U_{dc}/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ . [BEK 14].



**Figure (I.16) :** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux [BEK 14].

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (I.39)$$

Par addition, on a :  $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique. Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (I.40)$$

Où :

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (I.41)$$

En remplaçant (I.40) dans (I.39), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (I.42)$$

On peut écrire le système (I.42) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (I.44)$$

Telle que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

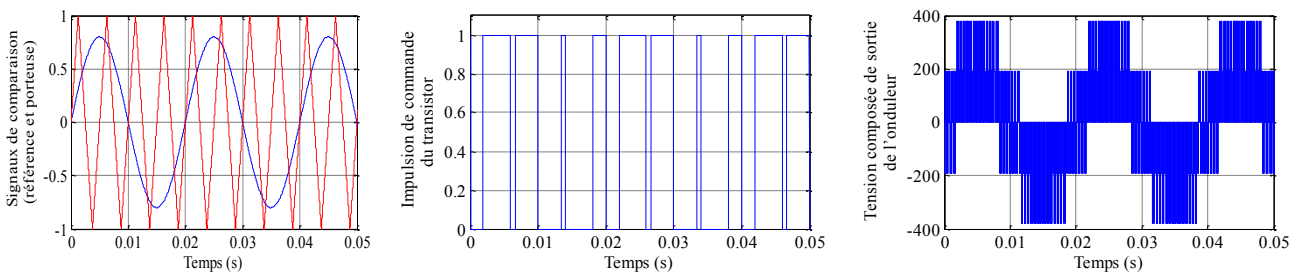
En remplaçant (I.44) dans (I.43), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Le système (I.46) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

### I.7.2 Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion

La commande MLI a pour but principal de comparer immédiatement chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous voulons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous nommerons porteuse. Les impulsions des commandes ( $S_1$   $S_2$   $S_3$ ) de l'onduleur sont les échanges entre les ondes modulantes (de référence) et l'onde triangulaire (porteuse). L'état des interrupteurs du circuit de puissance est déterminé par la comparaison entre ces deux signaux (les références et l'onde triangulaire) [GHO 21].



**Figure (I.17) :** Principe de la commande MLI sinus-triangle.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation «  $m$  » qui définit le rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  et la fréquence de la référence  $f_{ref}$  :

$$m = f_p / f_{ref} \quad (\text{I.47})$$

- Le taux de modulation «  $r$  » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_{ref}$  et celle de la porteuse  $U_p$  :

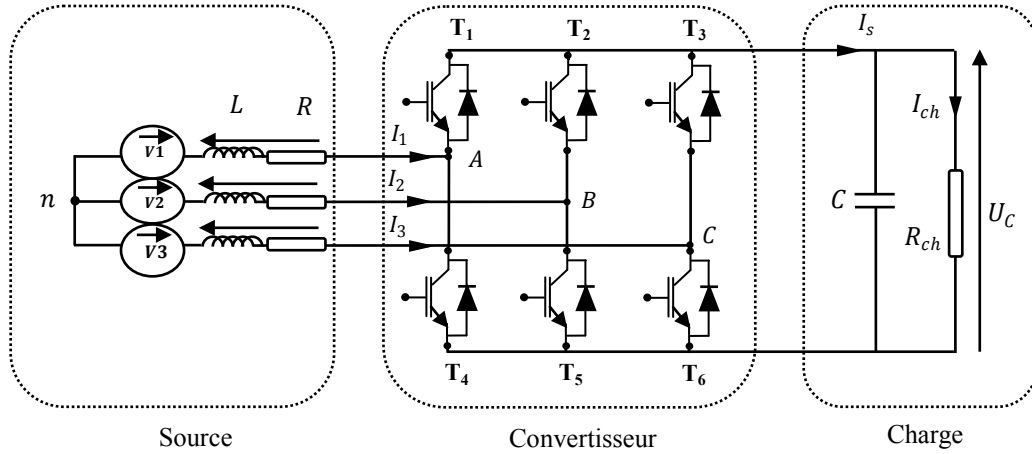
$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{I.48})$$

### I.7.3 Modélisation du convertisseur côté réseau

Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine présentée précédemment.

- L'inductance ( $L$ ) et la résistance ( $R$ ) représentent l'impédance de ligne.
- $V$ : Représente la tension de ligne.
- $U_C$ : La tension de sortie redressée.

La figure (I.18) représente la structure d'un redresseur à MLI triphasé, qui peut être décomposé en trois parties : La source, le convertisseur et la charge [ROU 16].



**Figure (I.18) :** Structure du redresseur à MLI.

### 1. La source d'alimentation

Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = RI_1 + L \frac{dI_1}{dt} + V_{An} \\ V_2 = RI_2 + L \frac{dI_2}{dt} + V_{Bn} \\ V_3 = RI_3 + L \frac{dI_3}{dt} + V_{Cn} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Où :  $V_{An}, V_{Bn}$  et  $V_{Cn}$  sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{An} \\ V_2 - V_{Bn} \\ V_3 - V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

### 2. Partie Convertisseur

La structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur qui modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (I.43) [ROU 16].

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.51})$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$I_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.52})$$

### 3. Partie charge

La charge est constituée d'une capacité  $C$  en parallèle d'une résistance  $R$  qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes [ROU 16] :

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_s - I_{ch}) \\ U_c = R_{Ch} \cdot I_{ch} \end{cases} \quad (I.53)$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre la tension et le courant redressés :

$$\frac{U_c}{I_s} = \frac{R_{Ch}}{1 + R_{Ch} \cdot C \cdot p} \quad (I.54)$$

À partir des équations (I.50), (I.51), (I.52) et (I.54), on peut établir le schéma fonctionnel global d'un redresseur MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ( $S_1, S_2, S_3$ ) et comme sortie la tension redressée  $U_c$ .

La régulation du redresseur MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Deux boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité comme indique dans la figure (I.19) [HER 21].

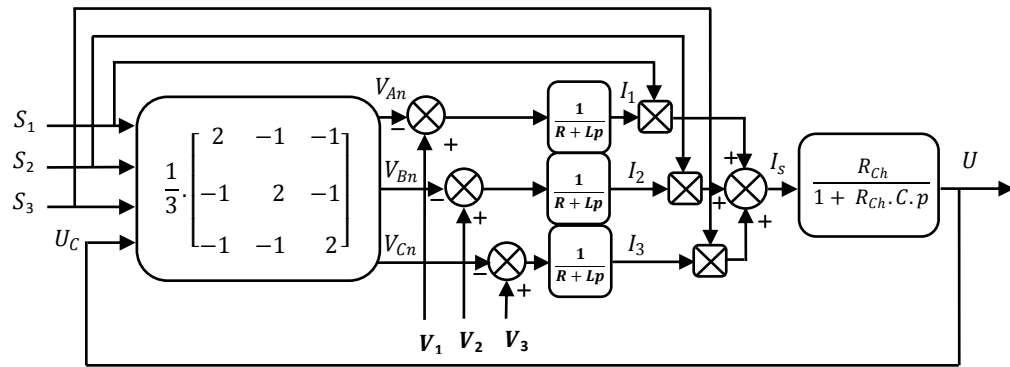


Figure (I.19) : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

#### I.7.4 Contrôle du convertisseur côté réseau

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau est de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, on doit régler la tension de bus continu par rapport à la valeur de référence ;
- Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer le facteur de puissance unitaire.

Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère  $(d, q)$  sont :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - RI_d - L \frac{dI_d}{dt} + L\omega I_q \\ V_{pq} = V_q - RI_q - L \frac{dI_q}{dt} - L\omega I_d \end{cases} \quad (I.55)$$

Avec :  $V_{pd}, V_{pq}$  : les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur ;  $V_d, V_q$  : les composantes des tensions du réseau ;  $I_d, I_q$  : les composantes des courants du réseau ;  $\omega$  : la pulsation du réseau.

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \quad (I.56)$$



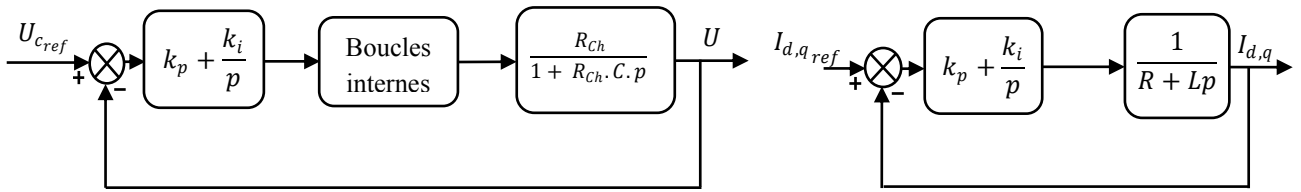


Figure (I.21) : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.

**I.7.5 Simulation de la MADA avec convertisseur a MLI**

La figure (I.22) représente les résultats de simulation avec des zooms de la tension et le courant de la chaîne d'alimentation de la machine, on remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée. La tension continue suivie l'allure de la tension de référence imposée. De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne.

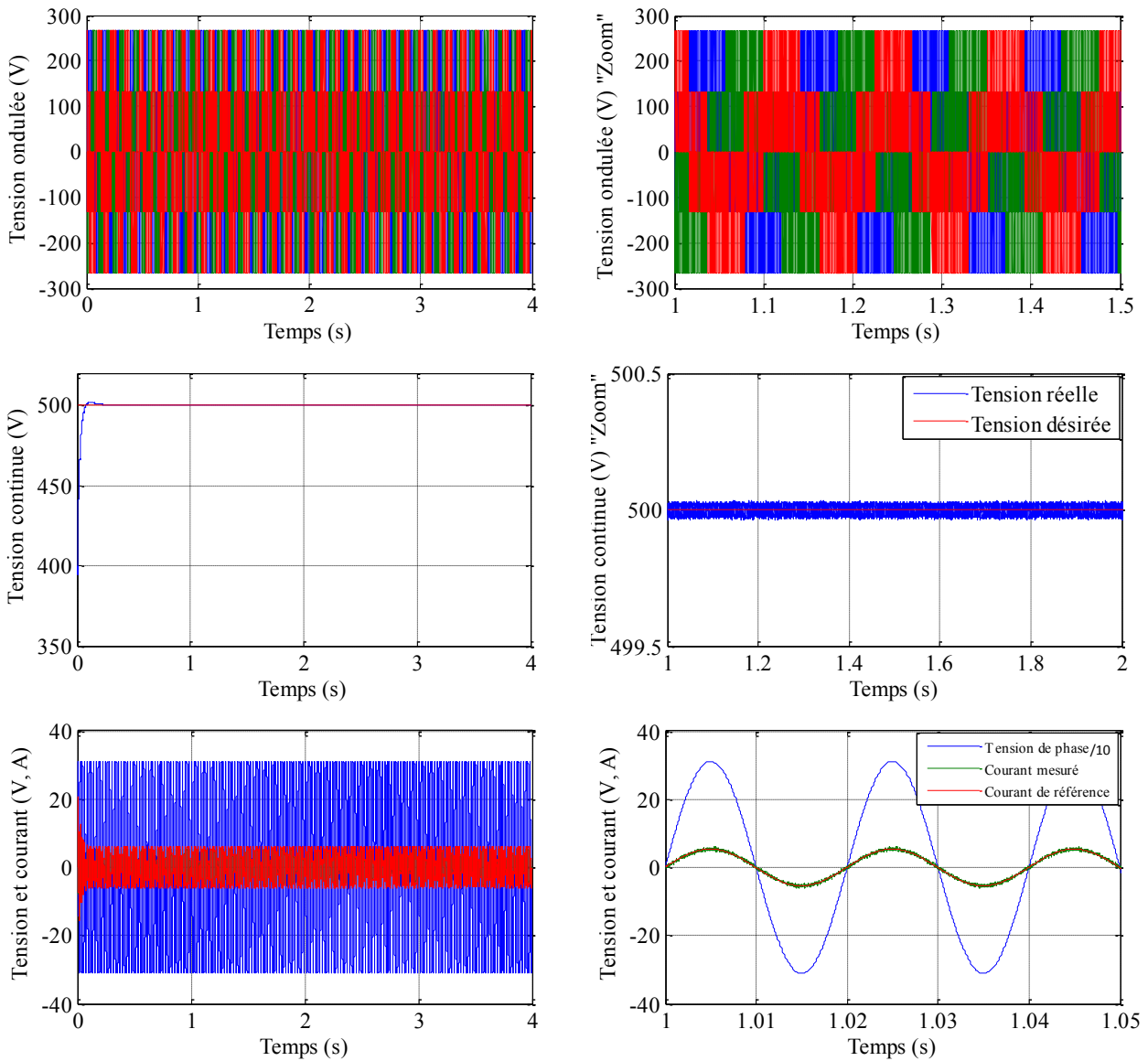
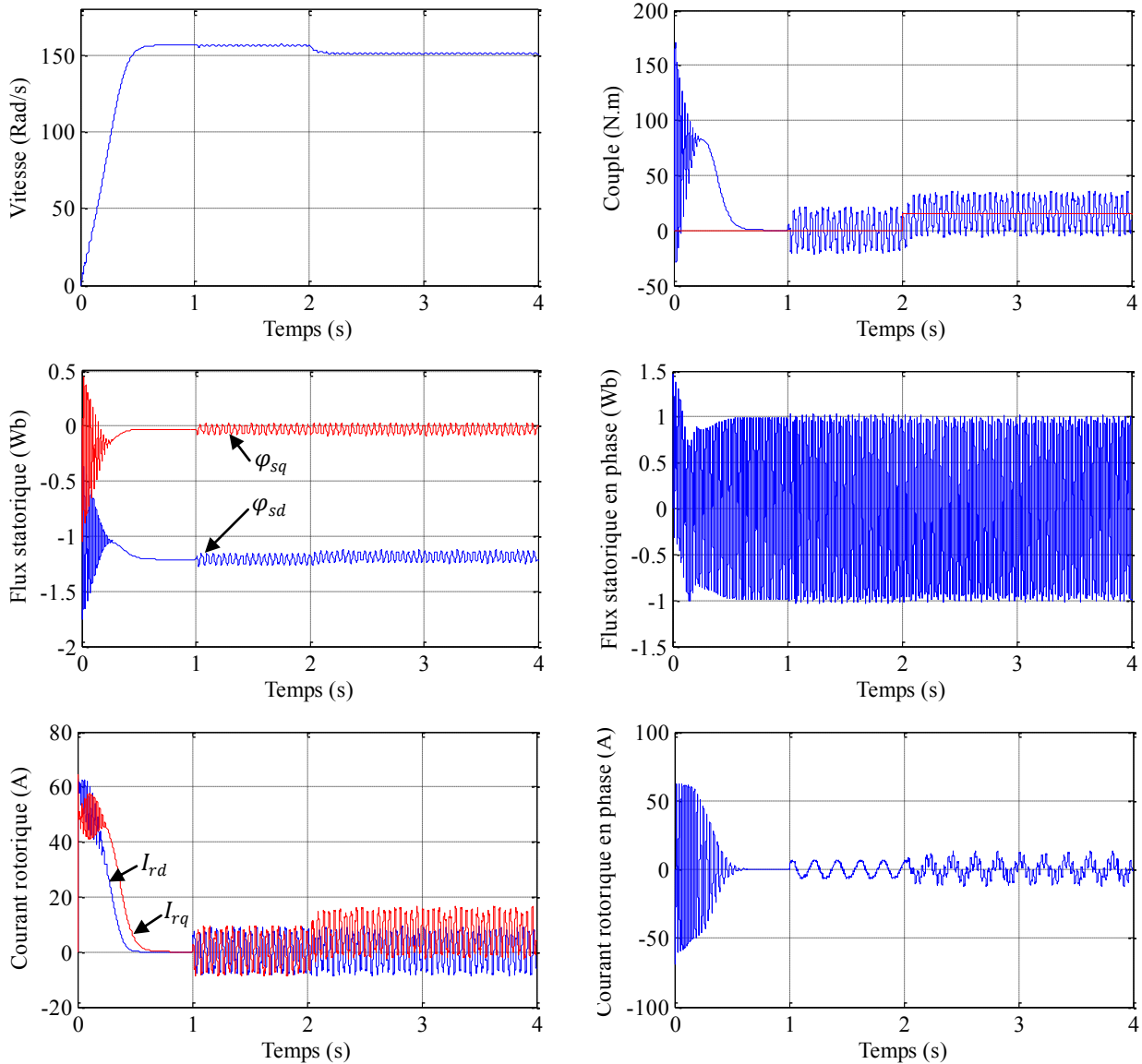


Figure (I.22) : Résultats de simulation de la chaîne d'alimentation.

En simulation suivante, on a considéré le fonctionnement de la MADA à vide ( $C_r = 0$  N.m). À l'instant ( $t = 2$ s), on applique une charge ( $C_r = 15$  N.m), le rotor est alimenté par une tension de ( $V_r = 12V; f_r = 5Hz$ ) à l'instant ( $t=1$ s). On remarque que les oscillations au niveau toutes les grandeurs sont augmentés par rapport la simulation précédente (sans onduleur), Ceci est dû au nombre de fermetures les interrupteurs de l'onduleur MLI.



**Figure (I.23) :** Réponses du système avec ( $V_r = 12V; f_r = 5Hz$ ).

## I.8 Conclusion

Ce chapitre offre une vue d'ensemble des systèmes de conversion éolien, en examinant de manière générale les différentes structures existantes : les éoliennes à axe vertical et les éoliennes à axe horizontal, ainsi que leurs bénéfices et inconvénients.

Par la suite, on a introduit le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation liée au champ tournant(d,q). Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances

générées par le stator de la machine. Enfin, la modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé, ainsi qu'à sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau.

L'objet du prochain chapitre est d'appliquer la commande par mode glissant à la GADA qui permet de contrôler la puissance active et réactive.

# Chapitre II

*Commande par mode de glissant d'une GADA*

## II.1 Introduction

La commande par mode glissant (MG) est actuellement l'une des stratégies de commande les plus couramment employées pour différentes catégories de systèmes non linéaires et elle est très appréciée dans divers domaines, tels que le génie mécanique, la robotique et l'électricité. [UTK 06]

La particularité du mode glissant réside dans sa simplicité d'utilisation, sa grande réactivité dynamique et, surtout, sa résistance aux incertitudes, ce qui se traduit par une insensibilité aux variations des caractéristiques du système à gérer et aux perturbations extérieures. [VAL 10], [HAB 21].

Ce chapitre aborde l'étude des algorithmes de commande à régime glissant utilisés dans la GADA pour le contrôle la puissance. Dans un premier temps, nous exposerons quelques aspects de la théorie de contrôle à structure variable qui utilise le mode de glissement, puis nous exposerons les étapes à suivre pour élaborer cette commande. [AMR 11]

## II.2 Généralités sur les systèmes de réglage à structure variable

Une grande attention a été portée à la commande des systèmes non linéaires à dynamique incertaine, souvent sujets à des perturbations et à des variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes de glissement associés ont fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [HER 21]. Les contrôleurs à structure variable ont trouvé des applications dans la littérature soviétique (Emelyanov 1967, Utikin 1974) et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao et Hung 1993).

Des recherches sur la commande à structure variable ont été menées par Decarlo et d'autres (1998), Hung et d'autres (1993). L'action de commande contraint la trajectoire des systèmes à intercepter l'espace d'état, ce que l'on appelle la surface de glissement. Lors de l'utilisation de commandes à une grande vitesse de commutation, les trajectoires du système se confondent alors avec la surface de glissement. L'avantage majeur de la commande à structure variable avec mode glissant est sa robustesse face aux changements de paramètres ou aux perturbations. Cependant, le phénomène de "chattering" associé à la commande par mode glissant présente un inconvénient majeur car il peut exciter la dynamique de commutation à haute fréquence, ce qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire ce phénomène [ARD 12].

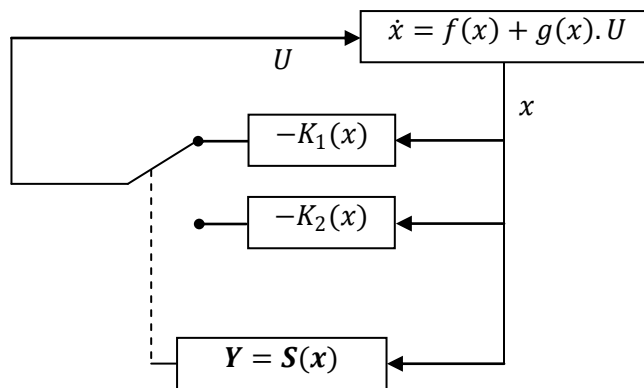
### II.2.1 Principe de la commande par mode glissant

Les phénomènes de glissement sont provoqués par la méthode de commande par glissement qui consiste à approcher la trajectoire d'état d'un système de la surface de glissement et à la contraindre à passer par une logique de commutation jusqu'au point d'équilibre. Les modes de glissement présentent des caractéristiques telles que [CHE 18] :

- Le processus de glissement est souvent d'ordre plus réduit que celui du système commandé
- Seul le choix des coefficients de la surface de glissement affecte la dynamique du système lorsqu'il est en mode de glissement.
- La robustesse aux incertitudes peut être prise en considération d'une manière directe lors de la conception de la loi de commande, notamment dans le cas où les perturbations sont connues avec précision.

### II.2.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)

Deux configurations fondamentales sont distinguées pour les systèmes à structure variable [HER 21] [MUL 02]. La première implique un changement de la structure par la commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différents, comme illustré dans la figure ci-dessous.



**Figure (II.1) :** Configuration par changement de retour d'état.

Suivant que  $S(x)$  est positif ou négatif, la commande  $U$  est donnée par :

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$U$ : Tension de commande.

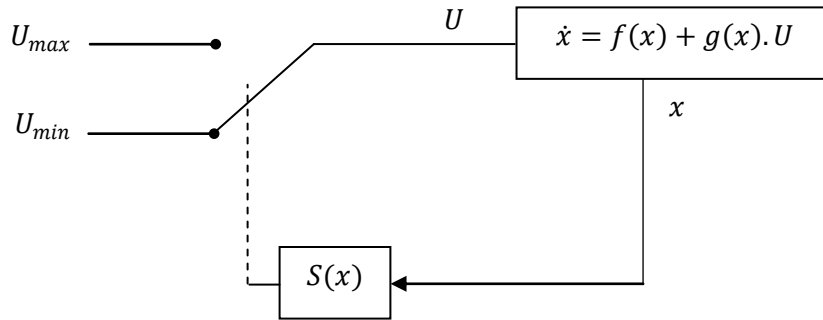
$S(x)$ : Surface de glissement.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent  $S(x) = 0$ .

Une autre configuration permet la variation de la structure du système par une simple commutation au niveau de l'organe de commande. Celui-ci doit être conçu de manière à ce que la grandeur de commande  $U$  ne prenne que deux valeurs constantes  $U_{max}$  et  $U_{min}$ , comme illustré dans la figure (II.2).

Cette configuration exige un organe de commande avec une action à deux positions, permettant une commutation rapide d'une position à l'autre. La transition entre ces deux valeurs est déterminée par la loi de commutation suivante :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

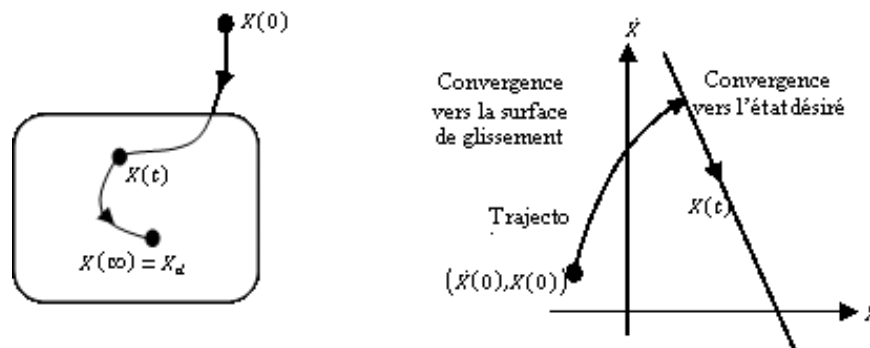


**Figure (II.2) :** Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.

### II.3 Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable est une forme de commande à la fois non linéaire et discontinue. Elle implique une modification intentionnelle de la configuration du système, forçant ainsi la trajectoire de l'état du système (sa dynamique) à commuter autour d'une hypersurface prédéfinie (ou désirée) appelée surface de glissement, et à glisser le long de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'un dispositif et d'une logique de commutation [HER 21].

Lorsque le point représentatif du mouvement du système est maintenu sur la surface de glissement (voir Figure (II.3)), le système est considéré comme étant en régime glissant, et il est alors immergé dans la dynamique d'un système réduit et libre. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont respectées, la dynamique du système demeure perturbations externes. Insensible aux incertitudes de modélisation, aux variations des paramètres du système et à certaines.



**Figure (II.3) :** Convergence du système glissant.

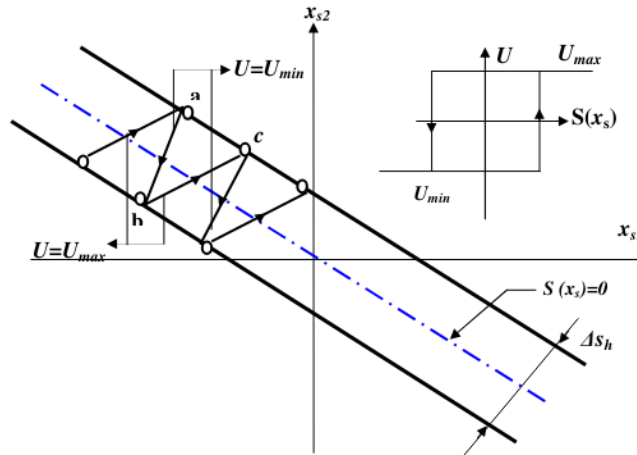
#### II.3.1 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

### II.3.2 Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . Ce phénomène est illustré dans la figure (II.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $x_1$  et  $x_2$  [HER 21].



**Figure (II.4) :** Démonstration du mode de glissement.

Dans un premier temps, nous envisageons une hystérésis sur la loi de commutation  $S(x) = 0$  (représentée par une droite en trait interrompu), où les commutations se produisent le long de droites décalées parallèlement de part et d'autre de  $\pm \Delta S$ . Une trajectoire avec  $U = U_{max}$  atteint le point "a", le seuil de basculement inférieur. Si, avec  $U = U_{min}$ , la trajectoire se dirige vers l'intérieur de la zone d'hystérésis, elle atteint le point "b", le seuil de basculement supérieur ou le lieu de commutation pour  $U = U_{min}$ . Si la trajectoire se dirige à nouveau vers le bas et ainsi de suite. Ainsi, un mouvement continu se produit à l'intérieur de la zone d'hystérésis. Par conséquent, la loi de commutation effectue un mouvement infiniment petit autour de  $S(x) = 0$ , et le vecteur  $x$  suit une trajectoire qui satisfait à cette condition.

### II.4 Conception de la commande par mode de glissement

La commande par mode glissant offre divers avantages significatifs, notamment une haute précision, une bonne stabilité, une conception simple et une robustesse accrue, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes présentant des modèles imprécis. Dans ce contexte, la structure d'un contrôleur se divise en deux parties distinctes : une partie continue, qui régit la dynamique du système pendant le mode glissant, et une partie discontinue, qui gère la dynamique du système lors de la convergence vers le mode stable. Cette dernière revêt une importance particulière en matière de commande non linéaire, en contribuant à éliminer ou à réduire les effets des imprécisions et des perturbations sur le modèle. Pour

illustrer la méthode de conception de la commande par mode glissant d'ordre un, nous examinons le cas d'un système non linéaire défini par [AUR 10] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :  $y \in R^m$  : est le vecteur d'état et  $u \in R^n$  : est le vecteur de commande.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes dépendantes l'une de l'autre.

- Choix des surfaces de glissement.
- Conditions de convergence.
- Détermination de la loi de commande.

#### II.4.1 Choix des Surfaces de Glissement

La surface de glissement ou la fonction de commutation (switch ING fonction) représente le comportement dynamique désiré du système en boucle fermée. Elle peut être choisie linéaire ou non linéaire L'une des formes que la surface peut prendre est donnée par [AMR 11], [LOU 15], [LOU 16]:

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{II.4})$$

Avec :  $e(x) = x_{ref} - x$  : L'écart de la variable à régler,

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

$r$  : Degré relatif, le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour apparaître la commande.

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

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

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

$S(x)$  : Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x) = 0$ . Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ .

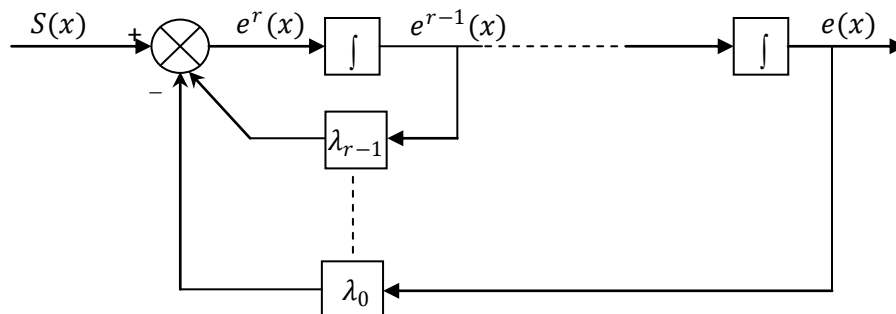


Figure (II.5) : Linéarisation exacte de l'écart.

## II.4.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence et d'existence sont deux critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux conditions pour assurer le mode de convergence [LOU 16].

### II.4.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [HER 21] :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II.5})$$

### II.4.2.2 Fonction de Lyapunov

L'idée est de choisir une fonction scalaire  $(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir la commande  $u$ . La fonction de Lyapunov est définie comme suit : [CHE 18], [HAB21] :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.6})$$

La dérivée de cette fonction est :

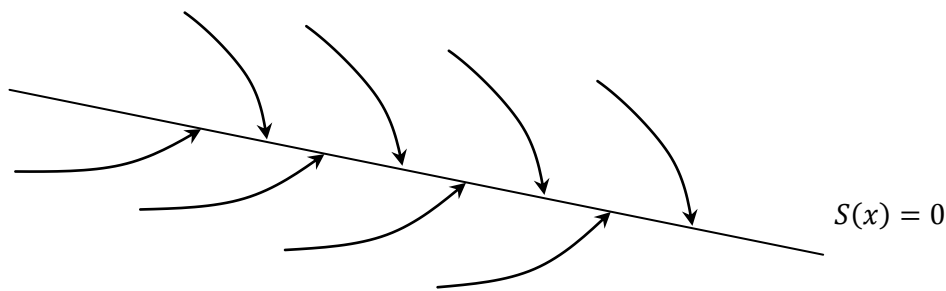
$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{II.7})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction,  $\dot{V}(x) < 0$ . L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande " $u$ " telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.8) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette surface. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

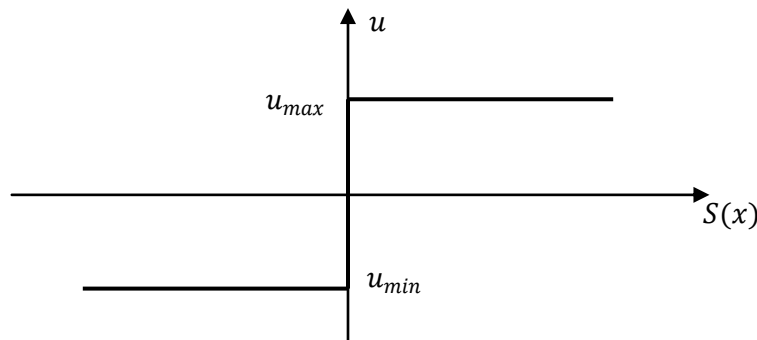


**Figure (II.6) :** Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

### II.4.3 Détermination de la loi de commande

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence sont déterminés, il reste à établir la stratégie de commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers cette surface, puis vers son point d'équilibre tout en maintenant la condition de présence des modes glissants. Une hypothèse fondamentale dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter instantanément entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$  (à une fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (voir Figure (II.7)). Dans ce scénario, des oscillations de très haute fréquence, communément appelées « broutement » ou « chattering », se manifestent dans le mode de glissement.

La figure (II.7) représente la fonction « SIGN » [DJE 19] :



**Figure (II.7) :** Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

#### II.4.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjoint pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. [LOU 16]

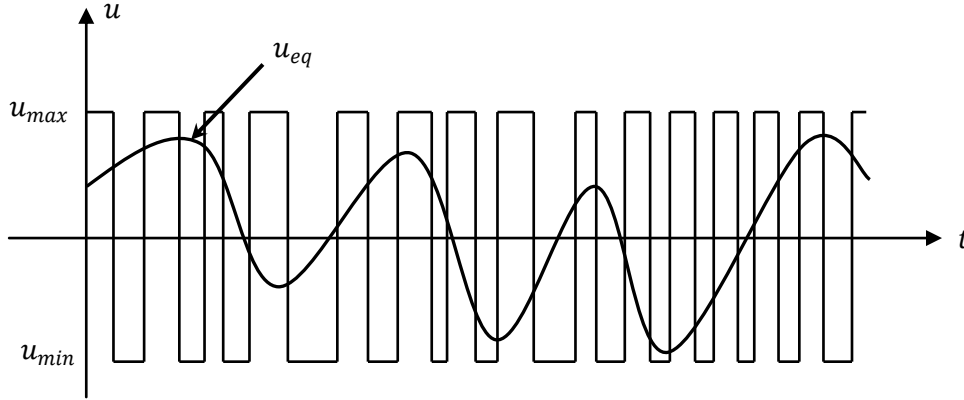
Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{II.9})$$

$u_{eq}(t)$  : Correspond à la commande équivalente proposée par Utkin et Filipov [HER 21]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :  $\dot{S}(x) = 0$

$u_n$  : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ . Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :  $\dot{S}(x) = u_n$ .

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .



**Figure (II.8) :** La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .

### II.4.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II.10) [ARD 12].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (II.10)$$

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs :  $u_{eq}$  et  $u_n$ , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (II.11)$$

Nous avons :

$$S(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{ f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t) \} + \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x, t)u_n \} \quad (II.12)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (II.13)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur équation (II.13) dans l'équation (II.10). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

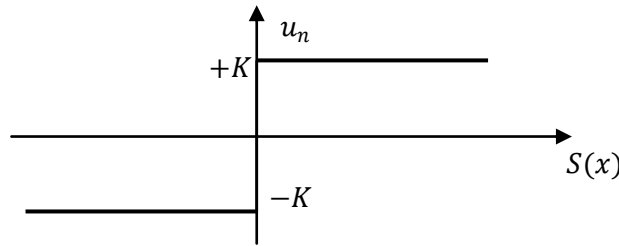
$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x, t)u_n \} \quad (II.14)$$

Le problème revient à trouver  $u_n$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x, t)u_n \} < 0 \quad (II.15)$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais (Figure (II.9)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \tag{II.16}$$



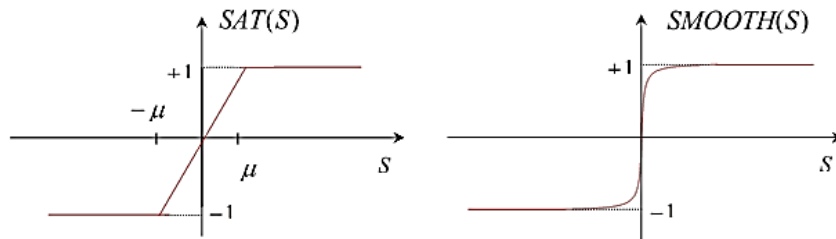
**Figure (II.9) :** Représentation de la fonction «SIGN».

En remplaçant l'expression (II.16) dans (II.15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K |S(x)| < 0 \tag{II.17}$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

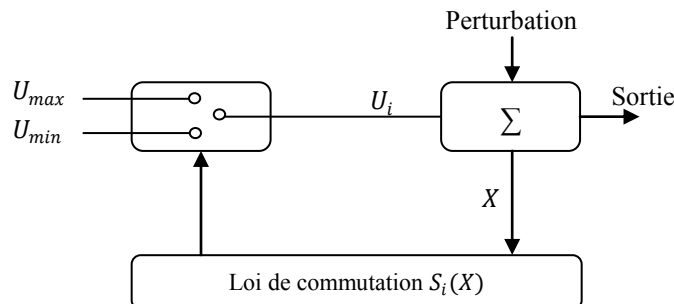
Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (II.17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [OUI 03].



**Figure (II.10) :** Fonction« Sat » et Fonction « Smooth »

### II.5 Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Le schéma de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (II.11) :

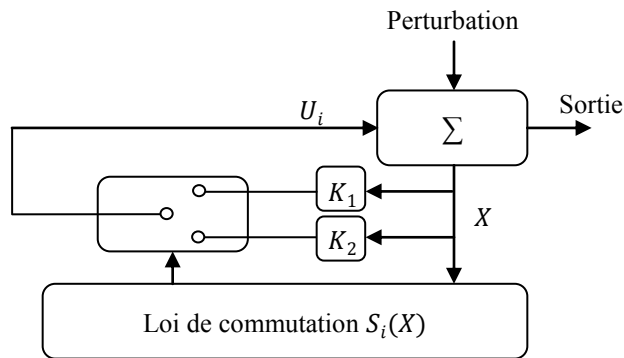


**Figure (II.11) :** Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse [ZEG 14]

### II.5.1 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

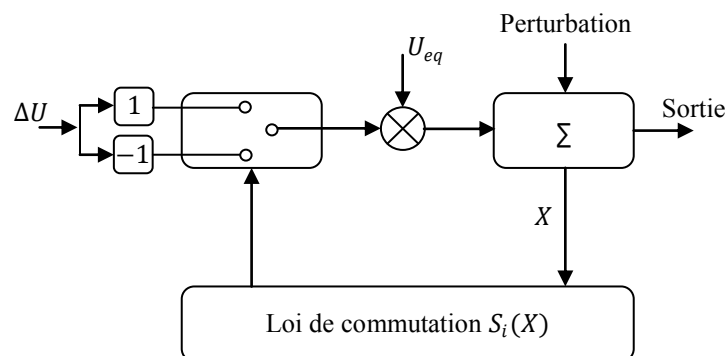
Cette structure, figure (II.12), est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [HER 21].



**Figure (II.12) :** Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

### II.5.2 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (II.13), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente [HER 21].



**Figure (II.13) :** Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

## II.6 Application de la commande par mode de glissement à la GADA

La GADA est représentée par son modèle de Park. Dont les équations sont établies dans un référentiel lié au champ tournant comme suit :

- Les tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

- Les tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

- Les flux magnétiques statoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

- Les flux magnétiques rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

- Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

- Le couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$p$  est le nombre de paires de pôles de la GADA.

Souvent dans le cas d'une GADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique  $R_s$  est négligée lors de la synthèse de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique [TAP 03].

En adoptant donc l'hypothèse d'une résistance statorique  $R_s$  négligeable et que le flux statorique est constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la GADA), et orienté selon l'axe  $d$  du repère de Park, on déduit :

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \\ \varphi_{sd} = \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

A partir de l'équation (II.26), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

En remplaçant les courants statoriques directs et en quadratures par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

En considérant la mutuelle constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante  $\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$  près imposés par le réseau.

### II.6.1 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.24) et on en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + \frac{V_s \cdot M}{\omega_s \cdot L_s} \\ \varphi_{rq} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions tensions rotoriques diphasées de l'équation (II.20 et II.21). Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{rd} - g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rq} \\ V_{rq} = \left[ R_r + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{rq} + g \cdot \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

$V_{rd}$  et  $V_{rq}$  sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

$\left( \frac{V_s \cdot M}{L_s} \right)$  : le terme de couplage entre les deux axes ;

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

### II.6.2 Réglage des puissances active et réactive de la GADA

Le modèle utilisé est le modèle à flux statorique orienté présenté précédemment (II.29) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère  $(d, q)$ .

– Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

– Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \left( V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \left( V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \right) \cdot \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

### II.6.3 Choix des surfaces de glissements

La puissance active dépendra directement du courant rotorique d'axe q, tandis que la puissance réactive sera proportionnelle au courant rotorique d'axe d. Pour réguler la puissance, nous choisissons  $n = 1$ .

Les expressions de la surface de contrôle pour les puissances active et réactive sont les suivantes :

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (\text{II.38})$$

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \quad (\text{II.39})$$

### II.6.4 Conditions de convergences

Afin d'atteindre les valeurs de référence pour les variables sélectionnées, il est nécessaire que les deux surfaces de glissement soient égales à zéro.

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{rq}^{ref} - I_{rq}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{rd}^{ref} - I_{rd}) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Quand les conditions de convergence sont remplies, les puissances active et réactive convergent exponentiellement vers leurs valeurs de référence. Pour maintenir cette convergence, il suffit de rendre la surface de glissement attrayante et invariante.

Le mode glissant est établi sous la condition que la relation d'attractivité de Lyapunov soit négative c'est-à-dire que  $s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0$

### II.6.5 Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (\text{II.41})$$

$$V_{rd} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$V_{rq}, V_{rd}$  : Les tensions de commandes.

$V_{rq}^{eq}, V_{rd}^{eq}$  : Les tensions de commandes équivalentes.

$V_{rq}^n, V_{rd}^n$  : Les tensions de commandes de commutations.

#### II.6.5.1 Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance active, on prend  $r = 1$ . L'expression de la surface de glissement devient :

$$s(P) = (I_{rq}^{ref} - I_{rq}) \quad (\text{II.43})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(P) = (\dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq}) \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{I}_{rq}^{ref}$  et  $\dot{I}_{rq}$  par leurs expressions données par les équations (II.40) et (II.41), on obtient :

$$\dot{s}(P) = -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s}) \quad (\text{II.45})$$

$$\dot{s}(P) = -k_1 \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{II.46})$$

$$\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{rq} - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{MV_s}{L_s}) = -k_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{II.47})$$

Après la simplification on trouve :

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g \omega_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} + L_r \sigma k_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \quad (\text{II.48})$$

$$\begin{cases} V_{rq}^{eq} = \frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rq} + g \omega_s L_r \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \\ V_{rq}^n = L_r \sigma k_1 \cdot \operatorname{sgn}(s(P)) \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

### II.6.5.2 Contrôle de la puissance réactive

De façon similaire à ce qui a été mentionné précédemment, pour réguler la puissance réactive, nous choisissons  $r = 1$ . Cela conduit à l'expression de la surface de glissement suivante :

$$s(Q) = (I_{rd}^{ref} - I_{rd}) \tag{II.50}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{s}(Q) = (\dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd}) \tag{II.51}$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références  $\dot{I}_{rd}^{ref}$  et  $\dot{I}_{rd}$  par leurs expressions données par les équations (II.33) et (II.34), on obtient :

$$\dot{s}(Q) = \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) \tag{II.52}$$

$$\dot{s}(Q) = -k_2 sgn(s(Q)) \tag{II.53}$$

$$\left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r \sigma I_{rq}) = -k_2 sgn(s(Q)) \tag{II.54}$$

Après la simplification on trouve l'expression du  $V_{rd}$  comme suit :

$$V_{rd} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g \omega_s L_r \sigma I_{rq} + L_r \sigma k_2 sgn(s(Q)) \tag{II.55}$$

$$\begin{cases} V_{rd}^{eq} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{rd} - g \omega_s L_r \sigma I_{rq} \\ V_{rd}^n = L_r \sigma k_2 sgn(s(Q)) \end{cases} \tag{II.56}$$

Les équations (II.49) et (II.56) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliquer à une génératrice asynchrone double alimentation.

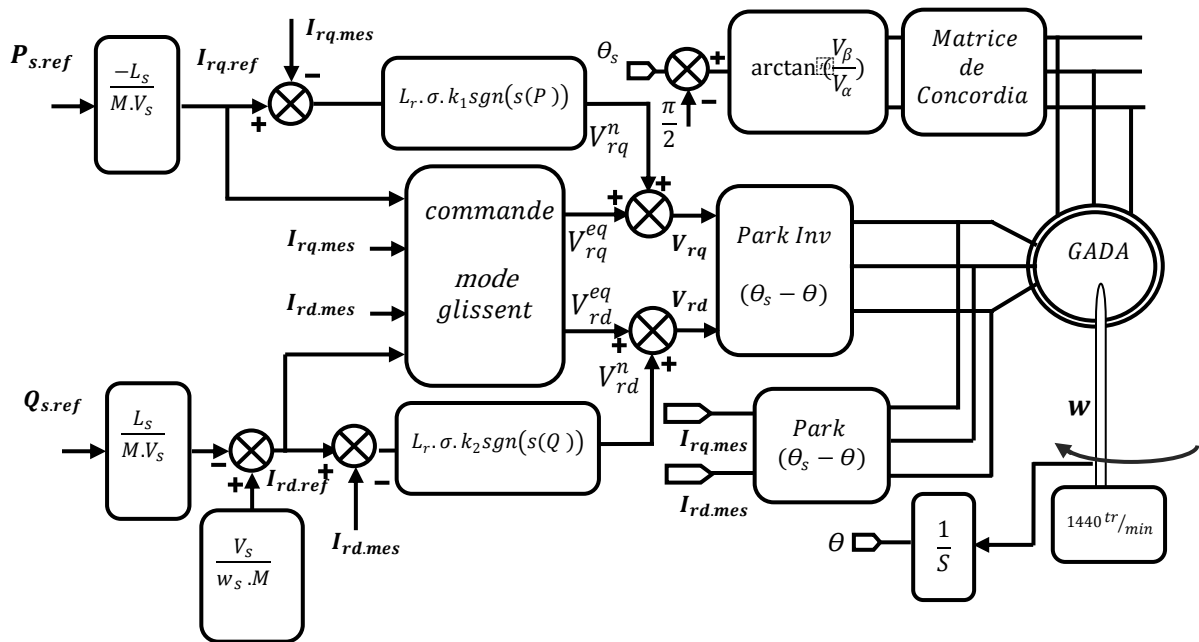
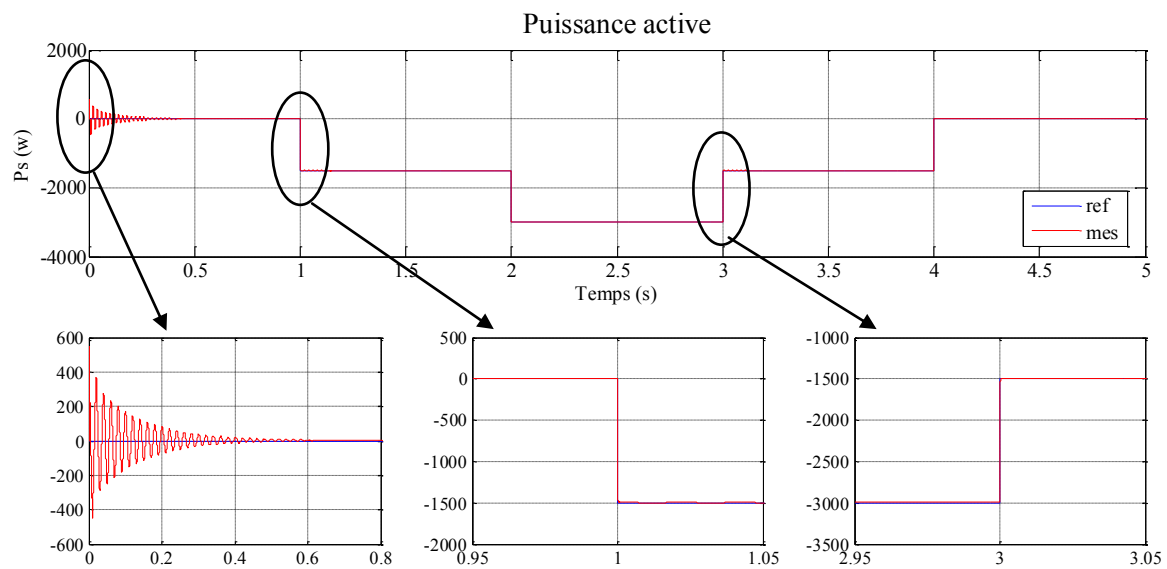


Figure (II.14) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

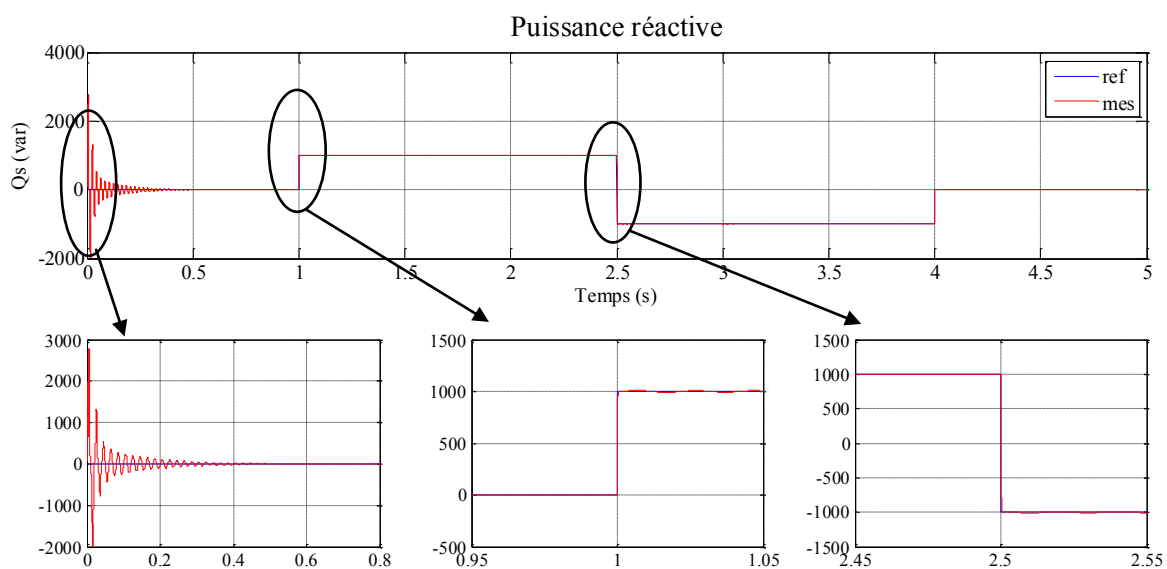
### II.7 Résultats de simulation

Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

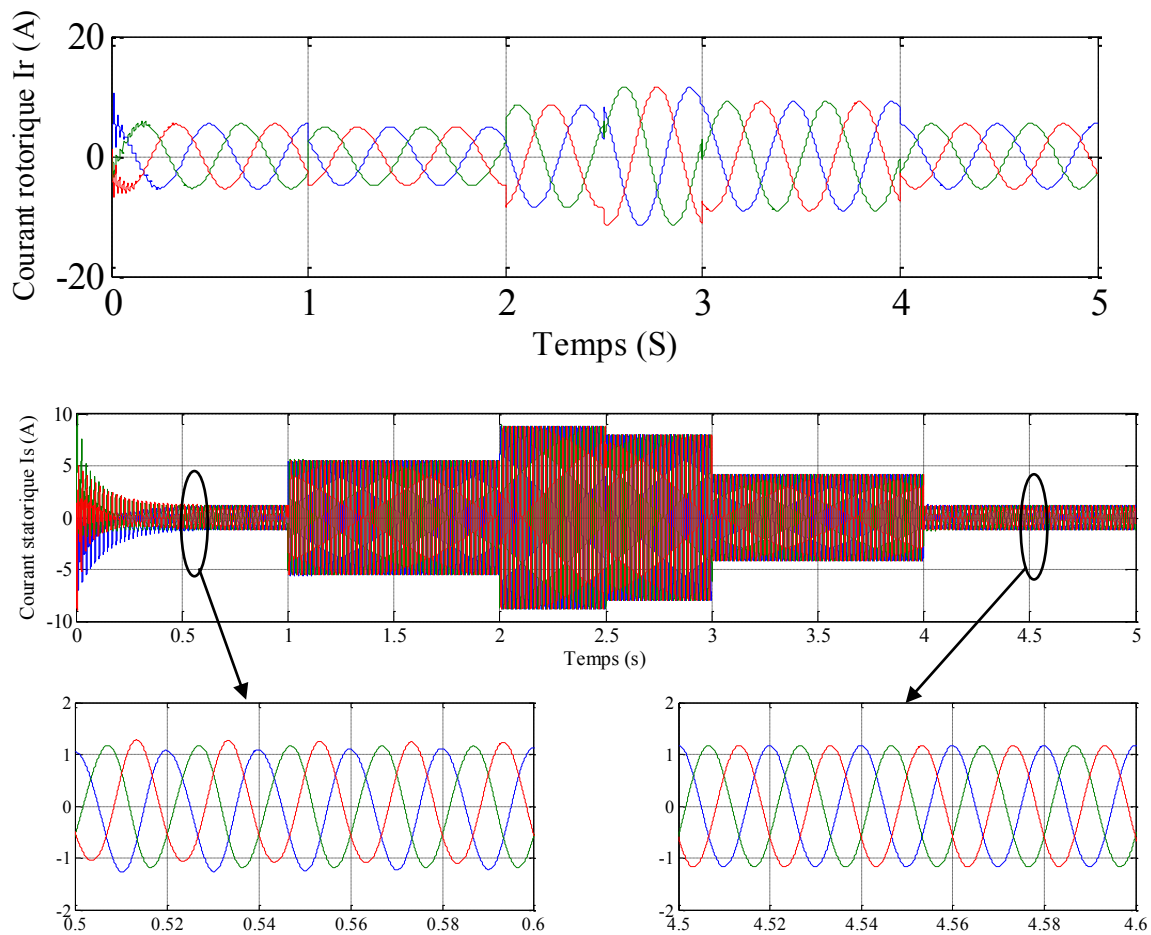
- Machine connectée au réseau .
- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 *tr/min*.
- Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -1500W*) et  $t=2s$  et  $t=3s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -3000W*) ;
- Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2.5s$  : échelon positif pour la puissance réactive (*passede 0 à 1000 VAR*) et  $t=2.5s$  et  $t=4s$  échelon négatif pour la puissance réactive (*passede 0 à -1000 VAR*).



**Figure (II.15) :** Résultat de simulation de la puissance active.



**Figure (II.16) :** Résultat de simulation de la puissance réactive.



**Figure (II.17) :** Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### II.7.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande de mode glissant sur le générateur asynchrone à double alimentation, avec ou sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu.

Ces résultats montrent les performances de régulation pour la commande par mode de glissement, d'après ces résultats on constate que la commande par mode glissant à une bonne régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statoriques ainsi au niveau des courants rotoriques. La réponse des puissances statoriques montre les meilleures performances.

## II.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, une méthode de contrôle sera mise en place afin de contrôler de manière autonome les puissances active et réactive produites par la GADA dans un système de production

d'énergie éolienne connecté au réseau. Cette commande souligne l'importance d'influencer les tensions rotoriques pour obtenir des puissances générées aux bornes du stator de la GADA souhaitée.

La partie théorique de la commande par mode glissant a été exposée, comprenant sa définition, son principe de commande et sa conception (sélection de la surface de commutation et de la loi de commande). Ensuite, l'approche a été exposée afin de diminuer le phénomène de chattering qui découle de la loi de commande. En utilisant cette commande à flux orienté sur le système, il a été possible de régler les puissances générées par la GADA de manière autonome.

L'efficacité du contrôle appliqué est démontrée par les résultats de simulation numérique obtenus lorsque le commande ci-dessus est appliqué au système, qu'il soit entraîné à vitesse constante ou variable, avec ou sans convertisseur. Il est clair que la technique du mode glissant donne des résultats satisfaisants (dépassement, temps de réponse, précision de suivi, etc.). En plus de ces avantages, nous souhaitons obtenir des résultats meilleurs et plus efficaces en ajoutant une commande appelée commande Backstepping.

# Chapitre III

*Commande par Backstepping d'une GADA*

## III.1 Introduction

La commande par backstepping est une méthode bien connue qui garantit une solidité et une précision de suivi dans les systèmes de contrôle non linéaires [BEN 00]. Elle a été appliquée pour différents moteurs électriques en particulier le moteur asynchrone à double alimentation [FAD 13], [LOU 16]. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale. Sachant que l'on peut considérer une surface de glissement comme étant un cas particulier de fonction de Lyapunov, et que le backstepping est une méthode intéressante pour trouver la fonction de Lyapunov permettant de stabiliser un système donné [BEN 98].

Dans ce qui suit, nous allons présenter des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, et une étude théorique développée de la commande « backstepping ». La structure et la synthèse de cette commande seront détaillées pour pouvoir élaborer par la suite un algorithme adéquat. Cet algorithme nous permettra d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et le suivi des allures de puissances active et réactive générées par une GADA dans un système de conversion d'énergie éolienne, et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système. Enfin, nous présenterons les résultats de simulations qui montrent l'efficacité de cette commande.

## III.2 Généralité sur la commande Backstepping

### III.2.1 Définition

Le Backstepping est une méthode de commande non linéaire qui a pour objectif de stabiliser et de réguler des systèmes dynamiques complexes en élaborant régulièrement une séquence de lois de commande virtuelles. Contrairement aux méthodes de contrôle classiques, qui se basent généralement sur la linéarisation, le contrôle Backstepping aborde directement la non-linéarité du système et propose une méthodologie systématique pour obtenir la stabilité et les performances de suivi [BOU 22].

### III.2.2 Domaines d'application

Dans différents secteurs, le contrôle par Backstepping a été largement utilisé, tels que la robotique, l'aérospatiale, l'automobile, les systèmes d'alimentation et les systèmes d'énergie renouvelable. Il est particulièrement adapté pour contrôler des systèmes hautement dynamiques avec une dynamique complexe en raison de sa capacité à gérer les non-linéarités, les incertitudes et les perturbations [BOU 22].

### III.2.3 Principe de la commande par Backstepping

La technique du backstepping est une approche relativement récente de commande des systèmes non linéaires [BEN 98]. Il s'agit d'une méthode qui permet de construire une fonction stabilisante de Lyapunov de manière séquentielle et systématique.

Le backstepping consiste à élaborer de manière constructive une loi de commande pour un système non linéaire en prenant en compte quelques variables d'états comme des commandes virtuelles, et leur concevoir des lois de commandes intermédiaires. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non-linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation [BEN 00].

Comme la plupart des techniques de commande examinées, la technique du backstepping est réservée à certaines catégories de systèmes. Dans cette situation, les systèmes doivent adopter une forme triangulaire.

Afin d'illustrer le principe de la méthode Backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [MOH 11], [ZEG 14] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3).u \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$\dot{x}_i$  et  $f_i$  ( $i = 1,2,3$ ) sont des fonctions non linéaires connues telles que  $f_i(0) = 0$   
 $g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in R^3$

On désire faire suivre à la sortie  $y = x_1$  le signal de référence  $y_r$ , où  $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$  et  $y_r^3$  sont supposées connues et uniformément bornées [MOH 11].

### III.2.4 Les étapes de la commande par Backstepping

Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes

#### ❖ Etape 1 : Calcul de la première commande virtuelle

On commence par la première équation du système (III.1) où  $x_2$  sera considérées comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous-système  $x_1$  doit suivre la référence définie  $x_{ref}$  tel que :

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \quad (\text{III.2})$$

La première variable d'erreur se définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III.3})$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III.4})$$

Pour un tel système, la fonction quadratique est :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.5})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 [f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendra  $\dot{V}_1$  négative et assure la stabilité de l'origine du sous-système. Ce choix est donné comme suit :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1} [-k_1 e_1 - f_1 + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{III.7})$$

Où :  $k_1 > 0$  est un paramètre de design.

Afin d'assurer la stabilité du sous-système d'après Lyapunov, il faut que  $V_1$  soit négative. Pour cela on choisit  $V_1$  sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.8})$$

Où :  $k_1 > 0$  est un paramètre de conception.

En substituant (III.7) dans (III.8) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1) - \dot{\alpha}_0] = -k_1 e_1^2 \quad (\text{III.9})$$

Cela donne la commande virtuelle  $x_2$

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III.10})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée  $x_{2ref}$  du sous-système qui suit.

#### ❖ Etape 2 : Calcul de la deuxième commande virtuelle

On considère, dans ce cas, les deux premiers sous-systèmes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.12})$$

La dynamique des erreurs  $(e_1, e_2)$  s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

On choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.14})$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V}_2(e_1, e_2) &= e_1 [f_1 + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + [f_2 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système d'après Lyapunov, il faut que  $\dot{V}_2$  soit négative. Pour cela on choisit  $\dot{V}_2$  sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.16})$$

Où :

$k_2 > 0$  est un paramètre de conception.

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [ f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)e_1 + g_2(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 ] = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{III.17})$$

Cela donne la commande virtuelle  $x_3$  :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2} [ \dot{\alpha}_1 - g_1 e_1 - f_2 - k_2 e_2 ] \quad (\text{III.18})$$

Où  $k_2 > 0$ , avec  $\dot{\alpha}_1$  calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (\text{III.19})$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.20})$$

### ❖ Etape 3 :

Le système est désormais pris en compte dans son ensemble. La variable d'erreur actuelle est :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{III.21})$$

Ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs  $(e_1, e_2, e_3)$  :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 - \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Comme fonction de Lyapunov, on considère :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{III.23})$$

Sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [ g_3 u + g_2 e_2 + f_3 - \dot{\alpha}_1 ] \quad (\text{III.24})$$

Le choix approprié de la vraie commande  $u$  est donné par :

$$u = \frac{1}{g_3} [ \dot{\alpha}_2 - g_2 e_2 - f_3 - k_3 e_3 ] \quad (\text{III.25})$$

Où :

$k_3 > 0$ , et  $\dot{\alpha}_2$  est également calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{\ddot{y}}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \quad (\text{III.26})$$

Avec ce choix, on trouve :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (\text{III.27})$$

C'est la raison pour laquelle le système initial reste stable en boucle fermée (III.26) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite  $(y - y_r)$ . Ainsi, les deux objectifs principaux du design (la stabilité et la poursuite) sont réalisés.

### III.2.5 Cas des systèmes d'ordre N

La procédure de conception de la commande par backstepping peut être étendue à un système d'ordre  $n$  du type.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = f_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n) + g_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)u \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Donne :

$$\begin{cases} (x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \\ (x_{i+1})_d \triangleq \alpha_i = \frac{1}{g_i} [\varphi_i - g_{i-1}e_{i-1} - \omega_i - k_i e_i] \\ \vdots \\ u = \frac{1}{g_n} [\varphi_{n-1} - g_{n-1}e_{n-1} - k_n e_n - \omega_n] \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} e_i = x_i - \alpha_{i-1} \\ \varphi_i = \sum_{k=1}^i \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} g_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k-1)}} y_r^{(k)} \right) - \omega_i, \quad i = 1, \dots, n \\ \vdots \\ \omega_i = f_i - \sum_{k=1}^i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} f_k \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont exprimées comme suit :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i x_j - \alpha_{j-1} \quad (\text{III.31})$$

La figure (III.1) représente un schéma bloc d'un système non linéaire d'ordre  $n$  contrôlé par la commande par backstepping.

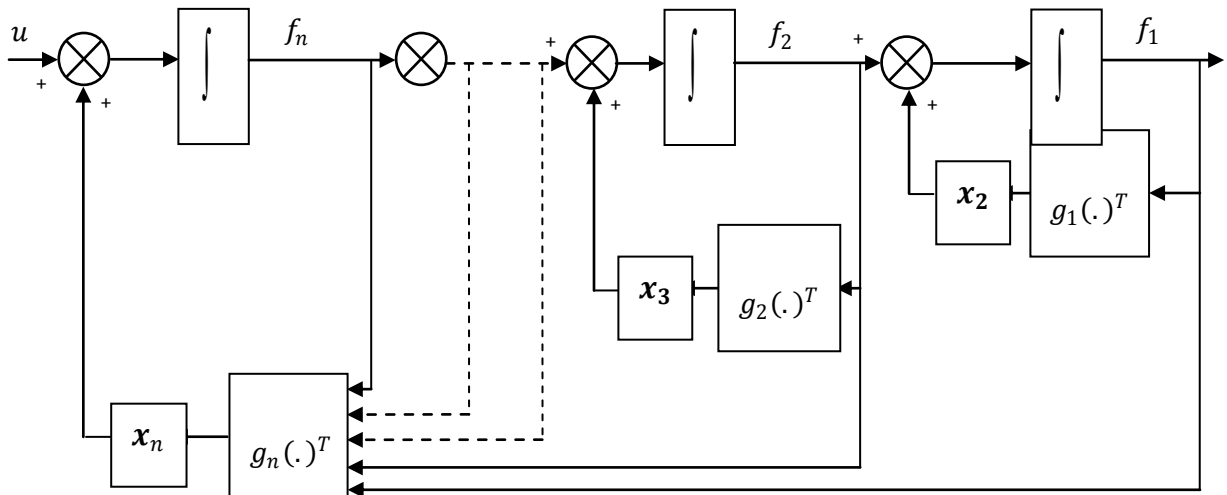


Figure (III.1) : Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre  $n$ .

### III.3 La commande par Backstepping à la GADA

La commande par backstepping de la machine asynchrone à double alimentation est élaborée de manière à maintenir la structure générale d'une commande vectorielle, afin d'assurer des performances optimales tout en assurant une régulation et une limitation des courants. Grâce à cette méthode, nous pouvons identifier les éléments constitutifs des tensions de commande d'alimentation de la machine, tout en garantissant la stabilité globale. Grâce à cette commande, il est possible de suivre et de contrôler simultanément les puissances actives et réactives générées [BEN 20].

#### III.3.1 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation

La méthode de backstepping repose sur le contrôle vectoriel, comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent.

En cette situation, la commande sera mise en œuvre dans le point  $(d, q)$  en prenant en compte l'orientation du flux statorique suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (III.32)$$

Dans cette partie, on considère le nouveau modèle de la MADA dans le repère  $(d, q)$  donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \varphi_s = V_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (III.33)$$

#### ❖ Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd}^{ref} \end{cases} \quad (III.34)$$

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{M \cdot V_s} P_s^{ref} \\ I_{rd}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{M V_s} Q_s^{ref} \end{cases} \quad (III.35)$$

#### ❖ Equations des dérivées de courants rotoriques de références

$$\begin{cases} \dot{I}_{rq}^{ref} = -\frac{L_s}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} \\ \dot{I}_{rd}^{ref} = -\frac{L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} \end{cases} \quad (III.36)$$

#### ❖ Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\begin{cases} \dot{I}_{rd}^{ref} = \frac{1}{\sigma L_r} (V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_r I_{rq} \sigma) \\ \dot{I}_{rq}^{ref} = \frac{1}{\sigma L_r} (V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r I_{rd} \sigma - g \omega_s \frac{V_s M}{L_s \omega_s}) \end{cases} \quad (III.37)$$

### III.3.2 Application de la commande par Backstepping à la GADA

Dans cette section, nous nous concentrerons sur l'utilisation de la méthode de backstepping avec action intégrale sur une génératrice asynchrone à double alimentation, et nous formulerons les valeurs de commande en utilisant le modèle établi dans le chapitre précédent. Il convient de rappeler que ce modèle a été réalisé en utilisant le principe d'orientation du flux statorique.

Cette étape consiste à identifier les erreurs « $E_1$ » « $E_2$ », qui représentent respectivement l'erreur entre la puissance active statorique réelle « $P_s$ » et la puissance de référence « $P_s^{ref}$ » qui sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$ , ainsi que la puissance réactive statorique « $Q_s$ » et celui de référence « $Q_s^{ref}$ » qui sera proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$ .

$$\begin{cases} E_1 = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \\ E_2 = I_{rd}^{ref} - I_{rd} \end{cases} \quad (III.38)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq} \\ \dot{E}_2 = \dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd} \end{cases} \quad (III.39)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V = \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2] \quad (III.40)$$

Pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = -K_1 E_1 \\ \dot{E}_2 = -K_2 E_2 \end{cases} \quad (III.41)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V} = -K_1 E_1^2 - K_2 E_2^2 \quad K_1, K_2 > 0 \quad (III.42)$$

A partir des équations (III.36), (III.37) et (III.39) la dérivée des erreurs « $E_1$ », « $E_2$ » devient :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} \right) - \frac{V_{rq}}{\sigma L_r} - \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rq} - g\omega_s L_r I_{rd} \sigma - g\omega_s \frac{V_s M}{L_s \omega_s} \right) \\ \dot{E}_2 = \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} - \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rd} + g\omega_s L_r I_{rq} \sigma \right) \end{cases} \quad (III.43)$$

Conformément à l'équation (III.41), on trouve :

$$\begin{cases} -K_1 E_1 = \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} \right) - \frac{V_{rq}}{\sigma L_r} - \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rq} - g\omega_s L_r I_{rd} \sigma - g\omega_s \frac{V_s M}{L_s \omega_s} \right) \\ -K_2 E_2 = \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} - \frac{1}{\sigma L_r} \left( -R_r I_{rd} + g\omega_s L_r I_{rq} \sigma \right) \end{cases} \quad (III.44)$$

Donc, la commande sera :

$$\begin{cases} V_{rq} = \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + K_1 E_1 \right) + \left( R_r I_{rq} + g\omega_s L_r I_{rd} \sigma + g\omega_s \frac{V_s M}{L_s \omega_s} \right) \\ V_{rd} = \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} + K_2 E_2 \right) + \left( R_r I_{rd} - g\omega_s L_r I_{rq} \sigma \right) \end{cases} \quad (III.45)$$

### III.4 Structure de la commande

Le schéma bloc de la commande par backstepping de la GADA est illustré par la figure ci-dessous :

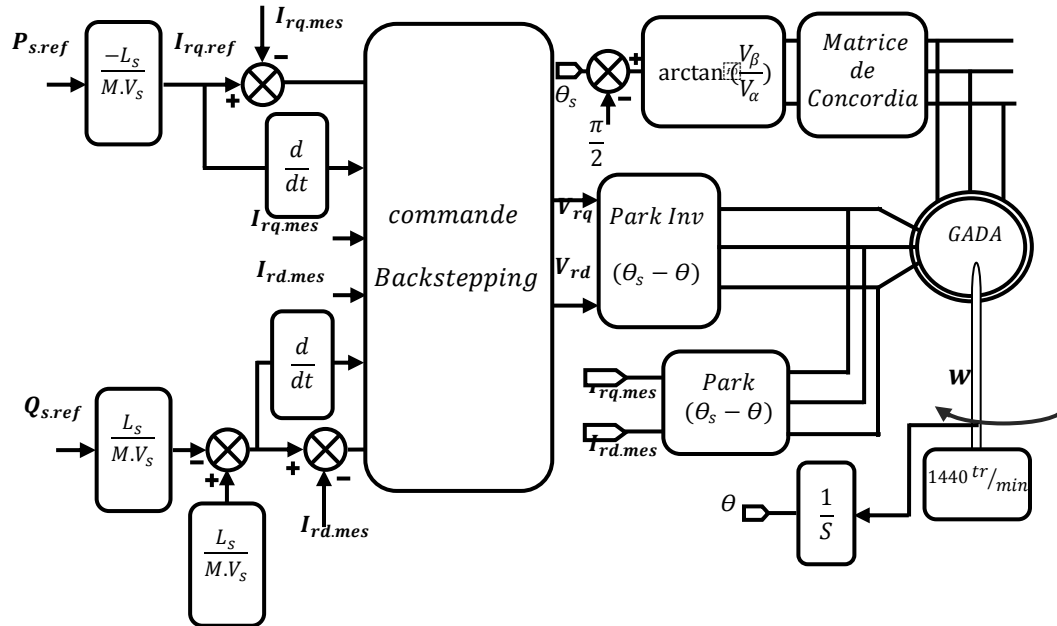


Figure (III.2) : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping [ROU 16].

### III.5 Résultats de simulation

Cet essai est réalisé avec les mêmes conditions du chapitre précédente et d'autre comme :

- ❖ Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -1500W*) et  $t=2s$  et  $t=3s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -3000W*).
- ❖ Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2.5s$  : échelon positif pour la puissance réactive (*passede 0 à 1000 VAR*) et  $t=2.5s$  et  $t=4s$  échelon négatif pour la puissance réactive (*passede 0 à -1000 VAR*).

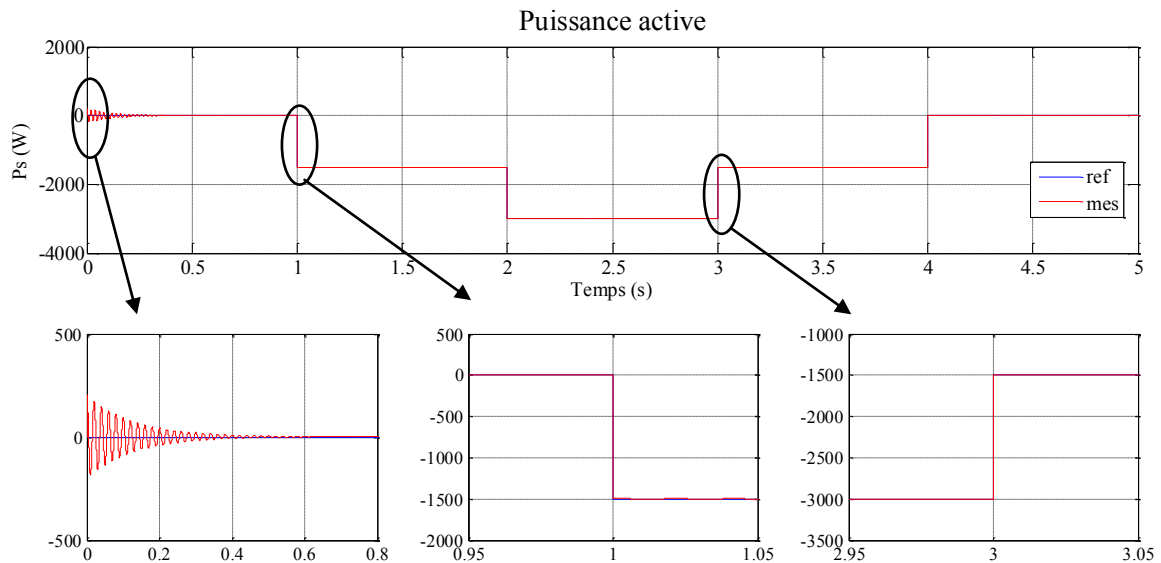


Figure (III.3) : Résultat de simulation de la puissance active.

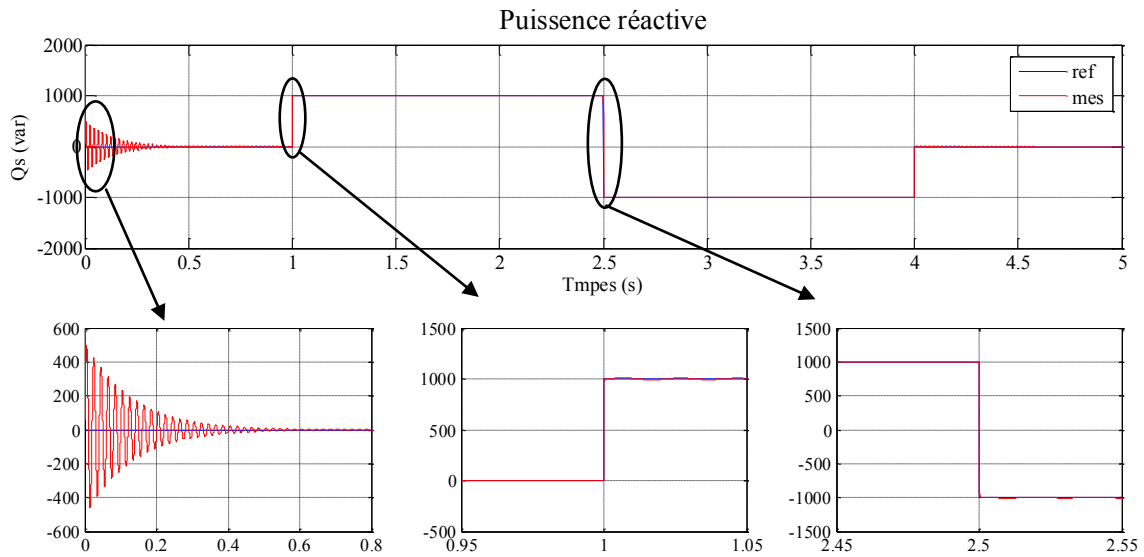


Figure (III.4) : Résultat de simulation de la puissance réactive.

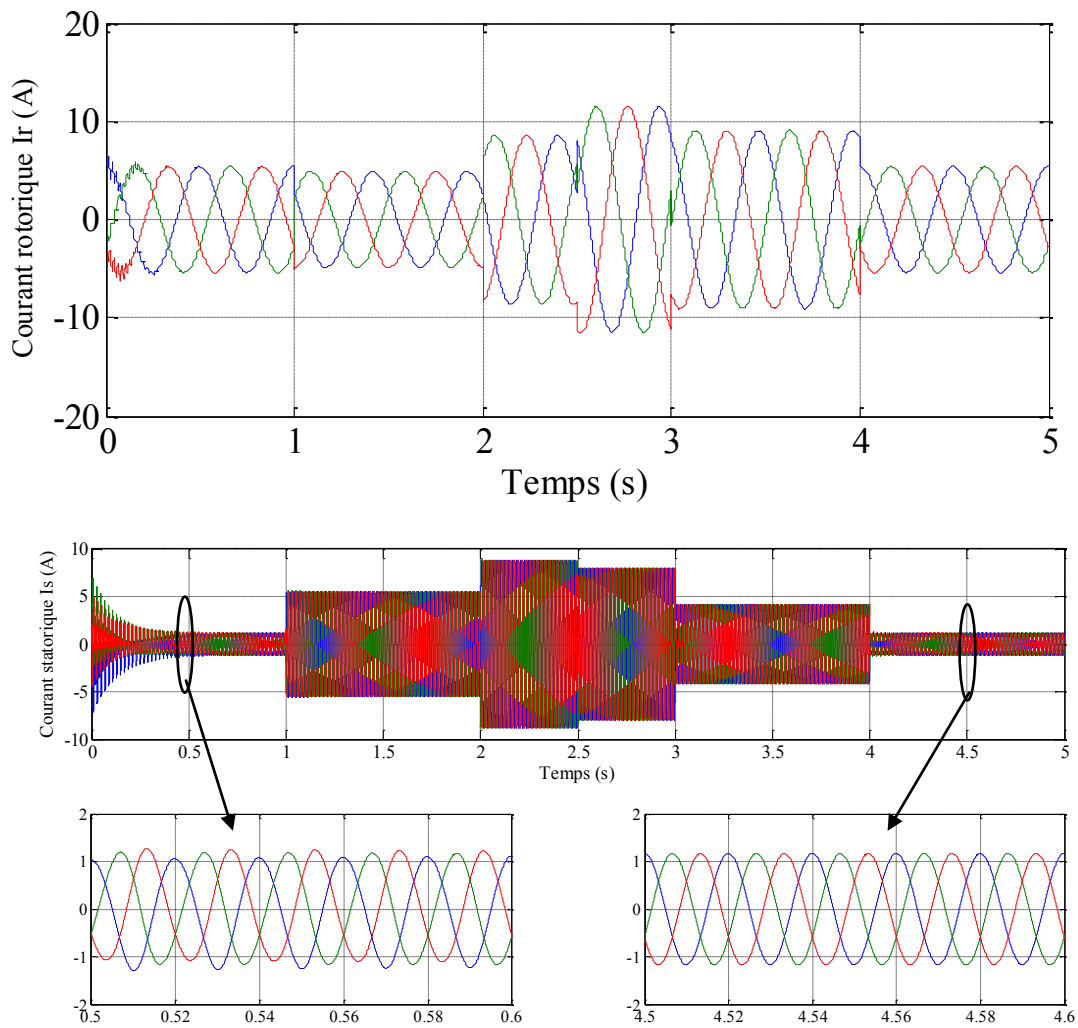


Figure (III.5) : Les composantes du courant statoriques et rotorique repère (abc).

### III.5.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande de Backstepping sur la machine asynchrone à double alimentation qu'il soit entraîné à vitesse fixe, sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les puissances active et réactive est toujours maintenu.

Ces résultats montrent les performances de régulation pour la commande par Backstepping, d'après ces résultats on constate que la commande par Backstepping à une bonne régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statoriques ainsi au niveau des courants rotoriques. La réponse des puissances statoriques montre les meilleures performances.

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation des techniques de commande pour commande Backstepping les puissance active et réactive générée par notre machine GADA.

Cette approche garantit la pérennité du En tout temps, le système est en boucle fermée. Les principales définitions concernant cette technique ont été exposées, telles que : la stabilité et l'équilibre des systèmes non linéaires, ainsi que la méthode d'analyse de Lyapunov, qui est un élément clé de la technique du backstepping. La synthèse et la technique de cette commande ont également été exposées en utilisant la méthode directe de Lyapunov. Finalement, nous avons élaboré une méthode de commande backstepping afin de contrôler de manière autonome les puissances générées par la GADA à flux orienté.

Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, rapidité, solidité...).

# Chapitre IV

*Commande hybride glissant-Backstepping d'une*

*GADA*

## IV.1 Introduction

La méthode de commande par mode glissant (SMC) est une approche de gestion solide pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa résistance aux variations des paramètres, aux perturbations externes et à la dynamique non modélisée. Le principal désavantage de cette méthode réside dans la fréquence élevée de commutation (chattering). Il n'est pas recommandé de faire du chatter car cela peut stimuler les modes non modélisés à haute fréquence dans le système contrôlé.

Afin de résoudre ce problème, il est essentiel d'avoir une commande qui permettra de prédire les performances même si le modèle du système n'est pas très connu. Il est également nécessaire que cette commande soit adaptée aux fluctuations des paramètres ou aux perturbations externes. En général, ces types de commandes sont désignés sous le nom de « commande robuste », qui se concentrent principalement sur les principes hybrides du mode glissant [GHO 21].

Le contrôle hybride est une approche prometteuse qui combine les avantages de diverses stratégies de contrôle afin d'améliorer les performances globales du système [KRS 08]. Dans ce chapitre, nous mettons en pratique le concept de la commande hybride mode glissant backstepping à la GADA. Notre objectif est de prouver que la commande hybride est une commande robuste et peut résoudre les inconvénients de la commande par mode de glissant de manière efficace. Enfin des résultats de simulation obtenus seront exposés avec une comparaison entre les différentes commandes.

## IV.2 Commande hybride Mode Glissant-Backstepping

Nous allons présenter ici une commande hybride mode glissant-backstepping. C'est une commande basée sur le principe de la notion de Lyapunov. La technique de Backstepping et du mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques. Son objectif est d'améliorer les réponses du système à conversion d'énergie basé sur la machine asynchrone à double alimentation. L'idée de base de la commande hybride mode glissant-backstepping est d'associer les méthodes backstepping et mode glissant, avec une procédure très simple, est de forcer l'état du système, via une commande discontinue à évoluer en temps sur une surface dite de glissement.

Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. Pour limiter le chattering de la commande discontinue, nous proposons une commande en tension par modes glissants et backstepping dite commande hybride et avec l'objectif d'améliorer les performances. En effet les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement sont: Celui proposé par Utkin [FRI 18] et Celui défini par la fonction de Lyapunov. Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants.

Les commandes étudiées précédemment donnent des résultats acceptables mais provoquent aussi des problèmes au sein du système. Alors pour améliorer la stabilité du système on utilise une méthode intéressante en terme de « COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING ».

#### IV.2.1 Synthèse d'un contrôleur par mode glissant

La conception du contrôleur par mode glissant nécessite les étapes suivantes

1. Définition des surfaces de glissement :

- Poursuite de référence
- Régulation
- Stabilité de la structure de commande

2. Définition de la stratégie de contrôle

Calcule de la commande  $U(x)$  qui permet de conduire la trajectoire d'un système à Partir d'un état initiale vers la surface de glissement et son maintien sur cette surface jusqu'au point de fonctionnement désiré.

$$U = \begin{cases} u_{max} & \text{si } s > 0 \\ u_{min} & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

3. Réduction du phénomène du chattering « broutement ».

#### IV.2.2 Conception d'une loi de commande par Backstepping

L'idée de base du Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de Garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit toujours définie Négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure [CHA 07]. Pour appliquer la commande Backstepping, le système doit être sous forme strict feedback.

#### IV.3 Commande hybride Mode Glissant-Backstepping de la GADA

On introduit en premier lieu la commande hybride mode glissant- Backstepping en essayant d'assurer la stabilité et la robustesse en même temps de notre système. Parmi les avantages de la technique de Backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif est d'améliorer les performances. La commande par mode de glissement est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de Backstepping avec une procédure très simple [KOK 92].

La technique de Backstepping et du mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande

associant les deux techniques. En effet les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface du glissement sont :

1. Celui proposé par Utkin [FRI 18] :  $s(x)\dot{s}(x) < 0$
2. Celui défini par la fonction de Lyapunov :  $\dot{V}(x) < 0$

Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants.

### IV.3.1 Synthèse de la commande

Le générateur asynchrone à double alimentation est décrit par un système d'équations non linéaires multi variables dans le référentiel lié au stator  $(d, q)$  en choisissant comme variables d'états les courants rotoriques et le flux statorique. Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multi variables  $[V_{rd} \quad V_{rq}]^T$  permettant de stabiliser les puissances active et réactive sur les références désirées. En faisant un changement de variables, les nouvelles variables sont les erreurs entre la consigne et la mesure.

La commande hybride basée sur la modification du contrôleur par mode glissant, où nous conservons la valeur de la commande équivalente et nous remplaçons la commande attractive par la commande du backstepping. Le contrôleur Backstepping permet de stabiliser le régulateur de mode glissant afin de résoudre le problème de CHATTERING. De cette manière, la combinaison des deux éléments garantit la stabilité et la solidité du système étudié [ECH 22].

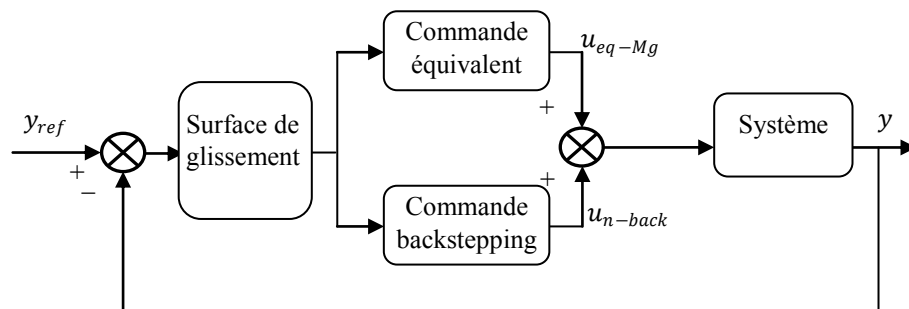
$$u_{Mg-Back} = u_{eq-Mg} + u_{n-Back} \quad (IV.7)$$

Avec :

$u_{eq-Mg}$  : généré par le contrôle du mode glissant

$u_{n-Back}$  : généré par le contrôle Backstepping.

La structure de la commande mode glissant-Backstepping est illustrée à la Figure (IV.1), Cette technique est basée sur la décomposition de l'ensemble du système de contrôle, qui est généralement multivarié et de haute qualité. Ordre dans une cascade de sous-systèmes de contrôle de premier ordre. Ensuite, une loi de commande virtuelle est calculée pour chaque sous-système. Ce dernier est considéré comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à la loi de commande du système complet.



**Figure (IV.1) :** Structure du contrôleur hybride glissant-backstepping.

### IV.3.2 Conception d'une loi de commande hybride

Nous utilisons la même structure de contrôle en mode glissant étudiée dans la partie précédente pour générer le contrôle équivalent  $u_{eq-Mg}$ , et dans la deuxième partie  $u_{n-Back}$  nous utiliserons le contrôle Backstepping pour avoir le contrôle stabilisant.

En appliquant la commande Hybride Mode glissant-Backstepping au l'équation globale des commandes  $V_{rd}$  et  $V_{rq}$  prend les formes suivantes :

1. La tension  $V_{rq}$  :

$$\begin{cases} V_{rq}^{eq} = -\frac{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s} \\ V_{rq}^n = \left( \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^{ref} + K_1 E_1 \right) + \left( R_r I_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{rd} \cdot \sigma + g \cdot \frac{V_s M}{L_s} \right) \right) \end{cases} \quad (IV.2)$$

2. La tension  $V_{rd}$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^{eq} = L_r \sigma \left( \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{rq} \\ V_{rd}^n = \left( \sigma L_r \left( -\frac{L_s}{M \cdot V_s} \dot{Q}_s^{ref} + K_2 E_2 \right) + \left( R_r I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot I_{rq} \cdot \sigma \right) \right) \end{cases} \quad (IV.3)$$

### IV.3.3 Structure de la commande

Le schéma de principe de la commande hybride mode de glissant-Backstepping de la générateur asynchrone à double alimentation est donné par la figure (IV.2), la commande hybride consiste deux fonctions, le premier c'est la fonction équivalente généré par la commande par mode de glissant et le deuxième c'est la fonction de commutation généré par la commande Backstepping à une entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et sa référence.

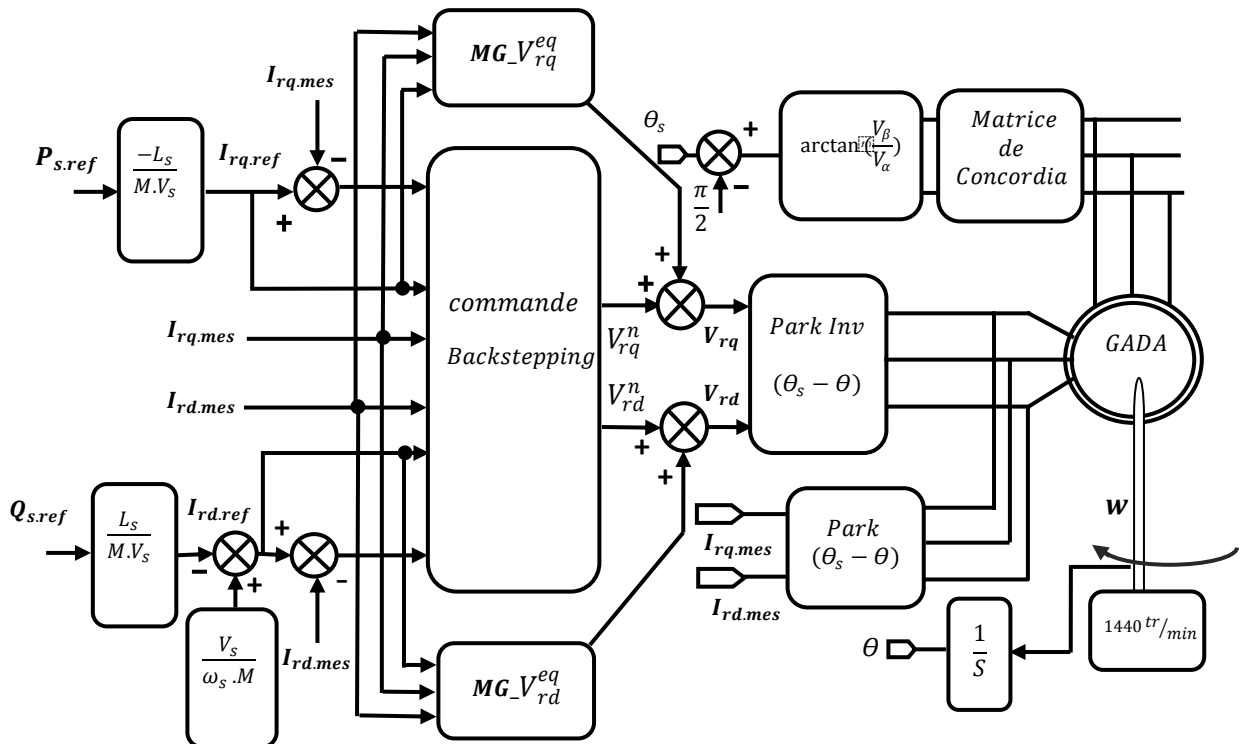
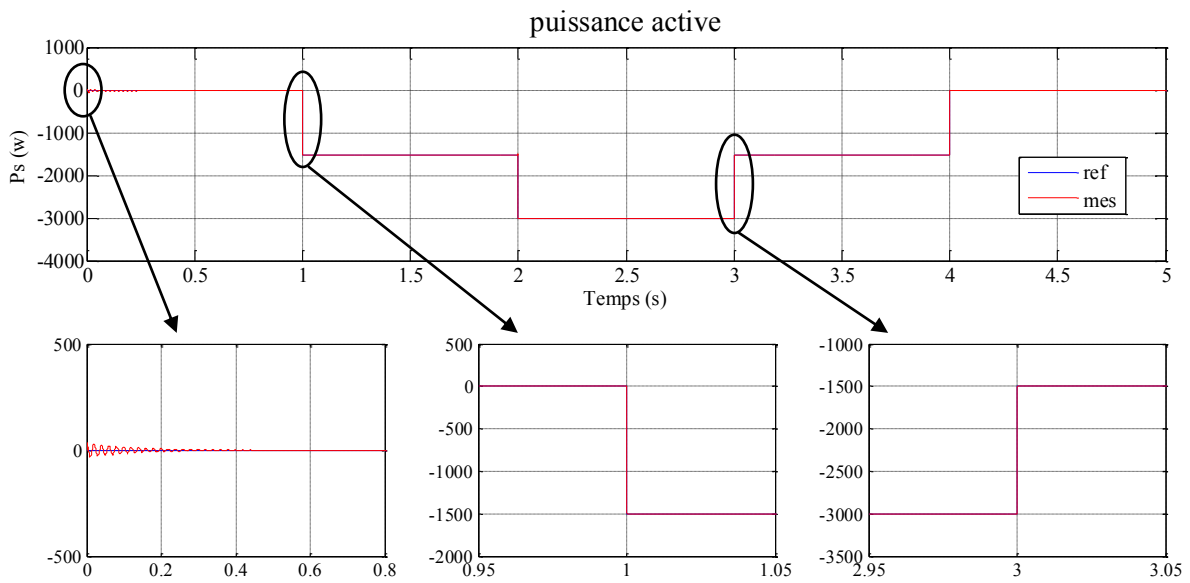


Figure (IV.2) : Schéma bloc de la structure de la commande Hybride glissant-Backstepping.

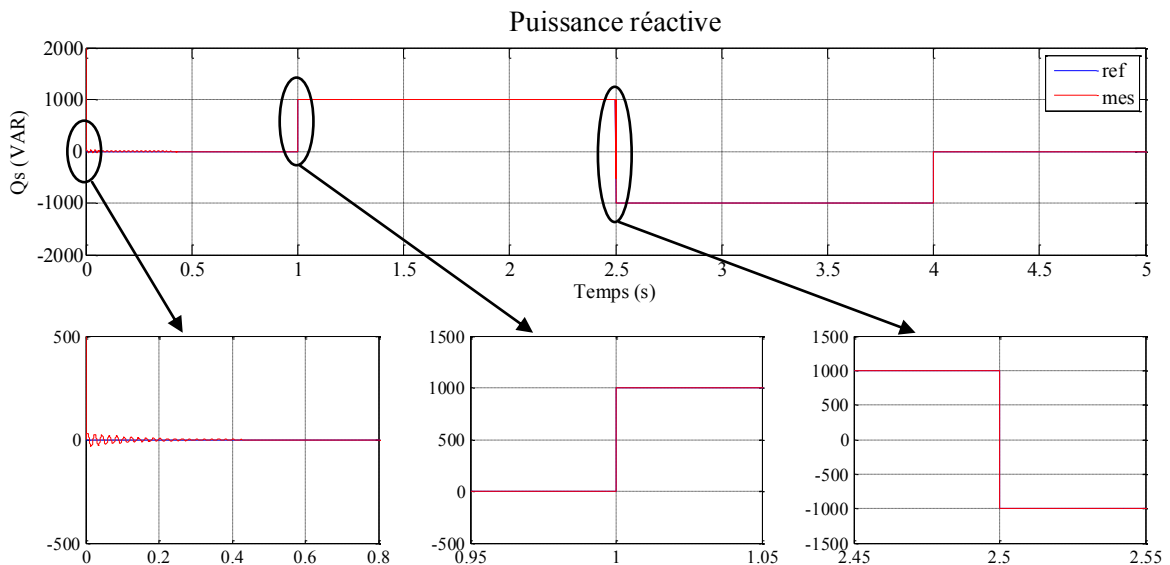
### IV.4 Résultats de simulation

Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

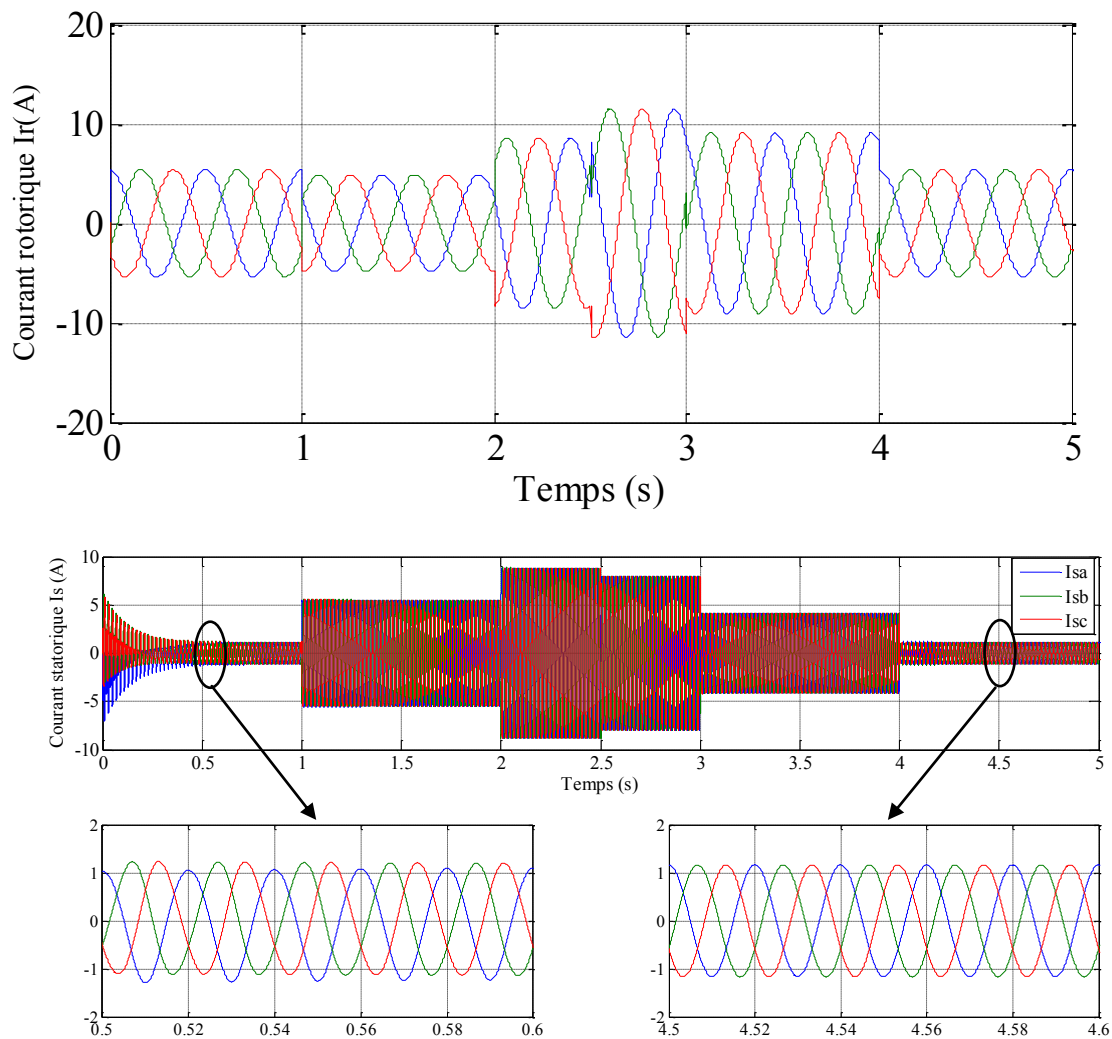
- Machine connectée au réseau ;
- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 *tr/min* ;
- Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -1500W*) et  $t=2s$  et  $t=3s$  : échelon négatif pour la puissance active (*passede 0 à -3000W*).
- Entre les instants  $t=1s$  et  $t=2.5s$  : échelon positif pour la puissance réactive (*passede 0 à 1000 VAR*) et  $t=2.5s$  et  $t=4s$  échelon négatif pour la puissance réactive (*passede 0 à -1000 VAR*).



**Figure (IV.3) :** Résultat de simulation de la puissance active.



**Figure (IV.4) :** Résultat de simulation de la puissance réactive.



**Figure (IV.5) :** Les composantes du courant statoriques et rotoriques repère (abc).

#### IV.4.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande Hybride glissant-Backstepping sur la machine asynchrone à double alimentation qu'il soit entraîné à vitesse fixe, sans convertisseurs, montrent une bonne poursuite des puissances générées aux valeurs de références correspondantes.

Ces résultats montrent les performances de régulation pour la commande Hybride glissant-Backstepping, d'après ces résultats on constate que la commande Hybride à une bonne régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statoriques ainsi au niveau des courants rotoriques. La réponse des puissances statoriques montre les meilleures performances.

#### IV.5 Etude comparatives des commandes étudiées

Pour examiner les différentes lois des commandes développées et synthétisées du générateur asynchrone à double alimentation dans ce travail, nous allons présenter une étude comparative entre ses différentes techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes conditions. Le but de ce parti est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans les chapitres précédents.

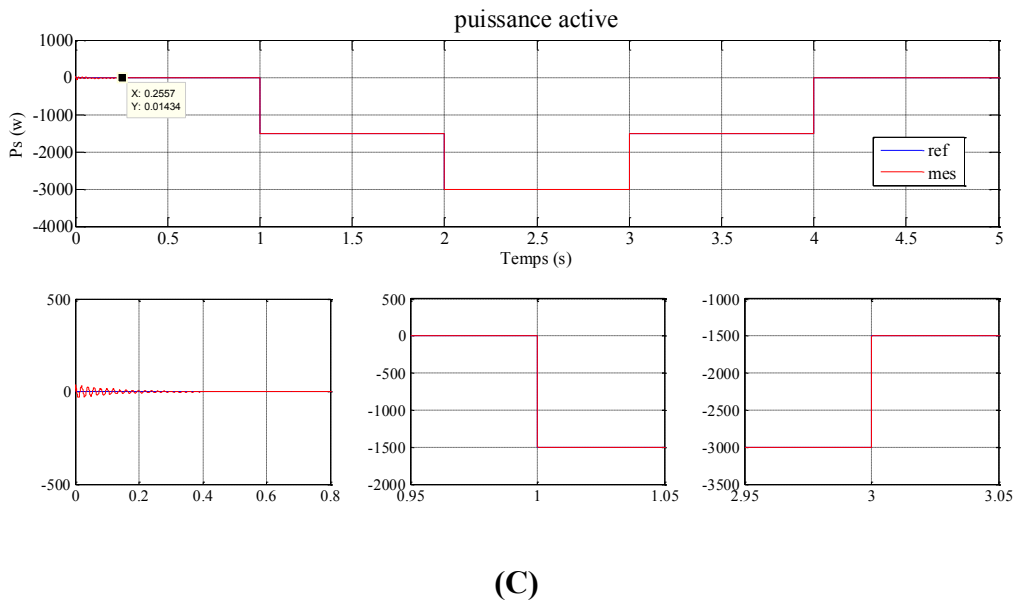
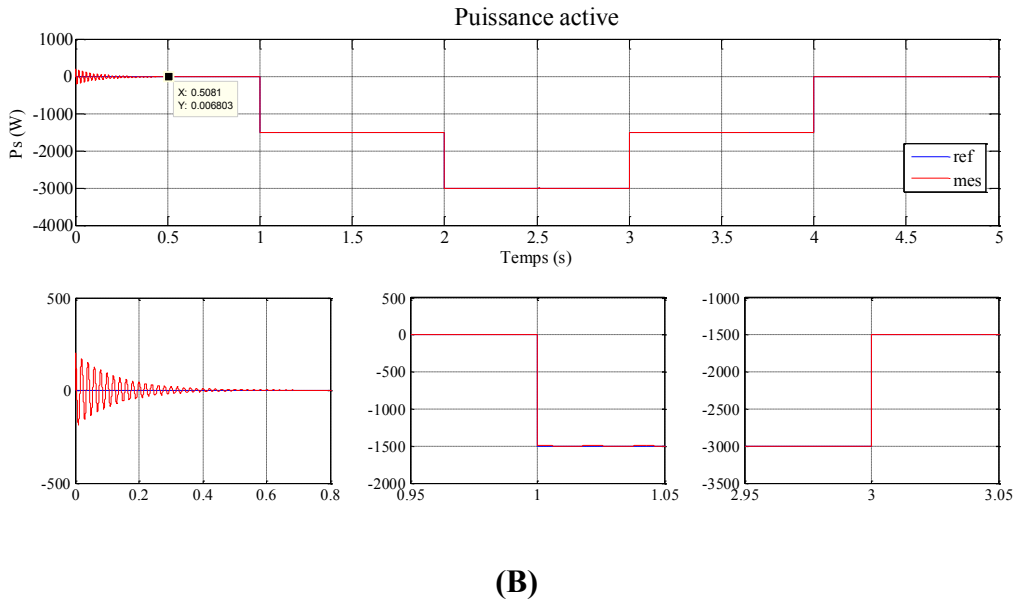
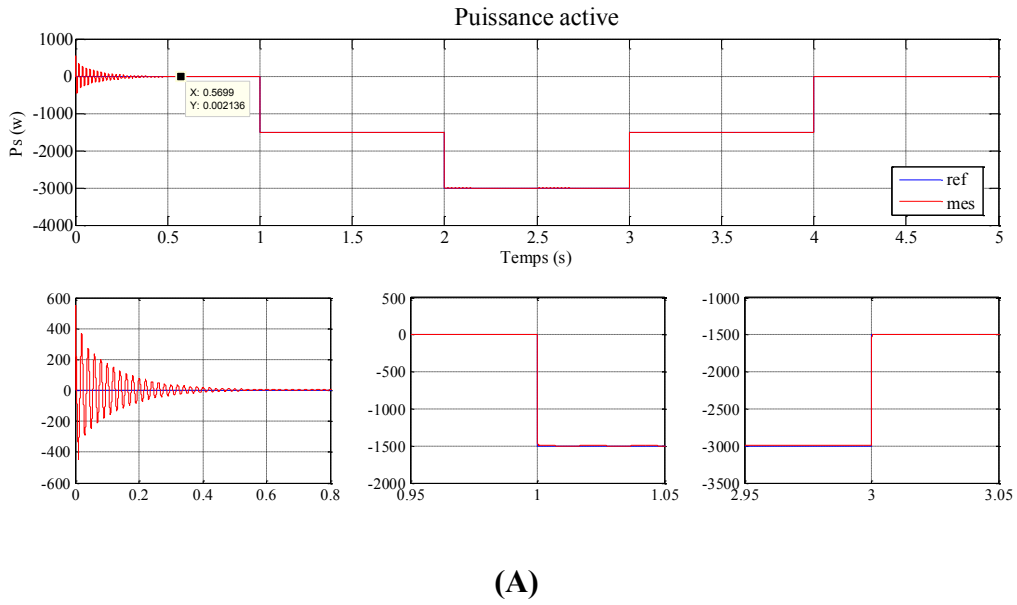


Figure (IV.6) : La  $P_s$  (w) du trois commandes, (A) C MG, (B) C Back et (c) C Hyb.

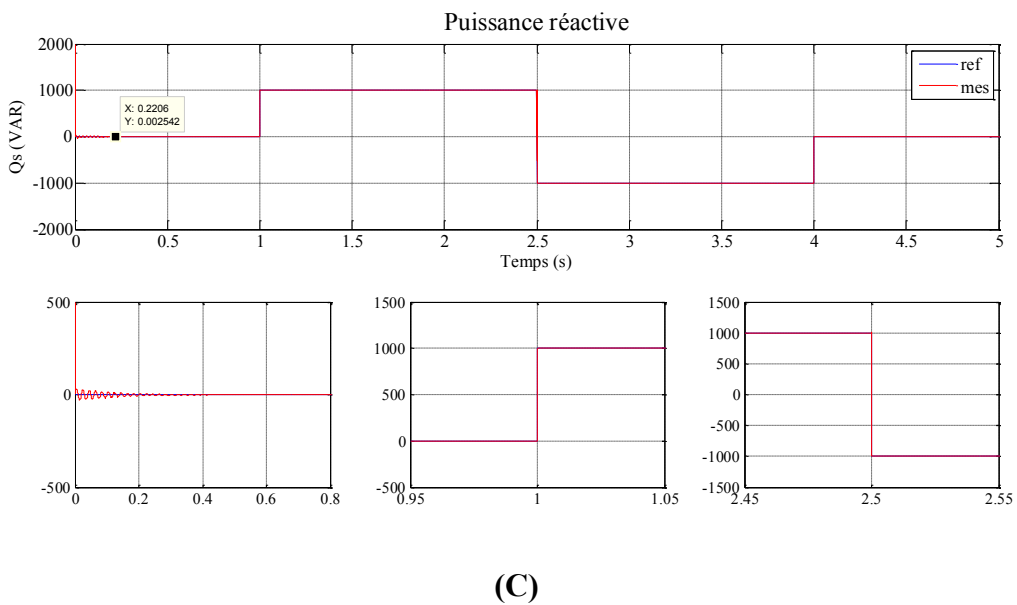
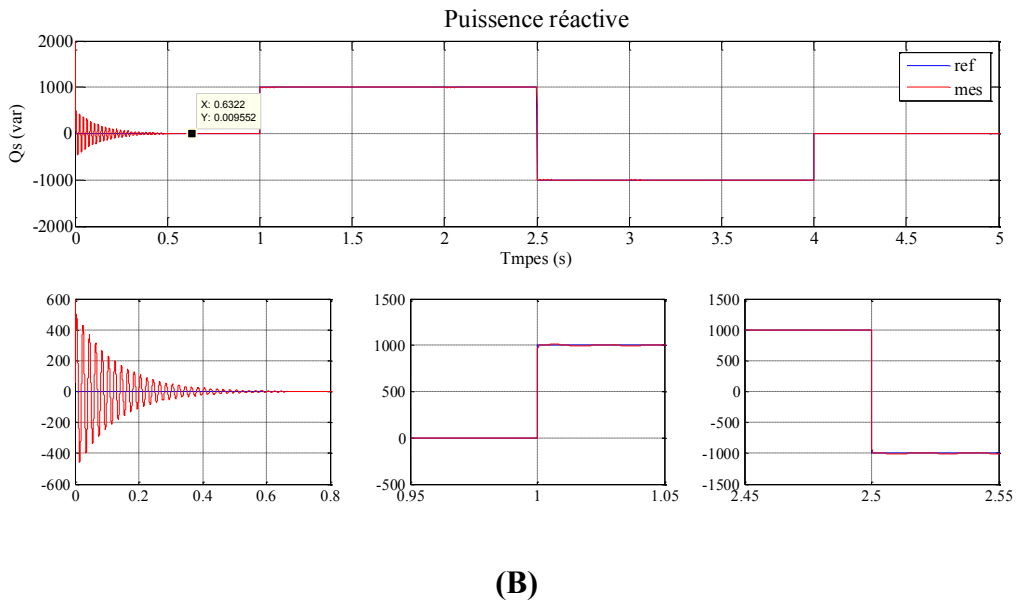
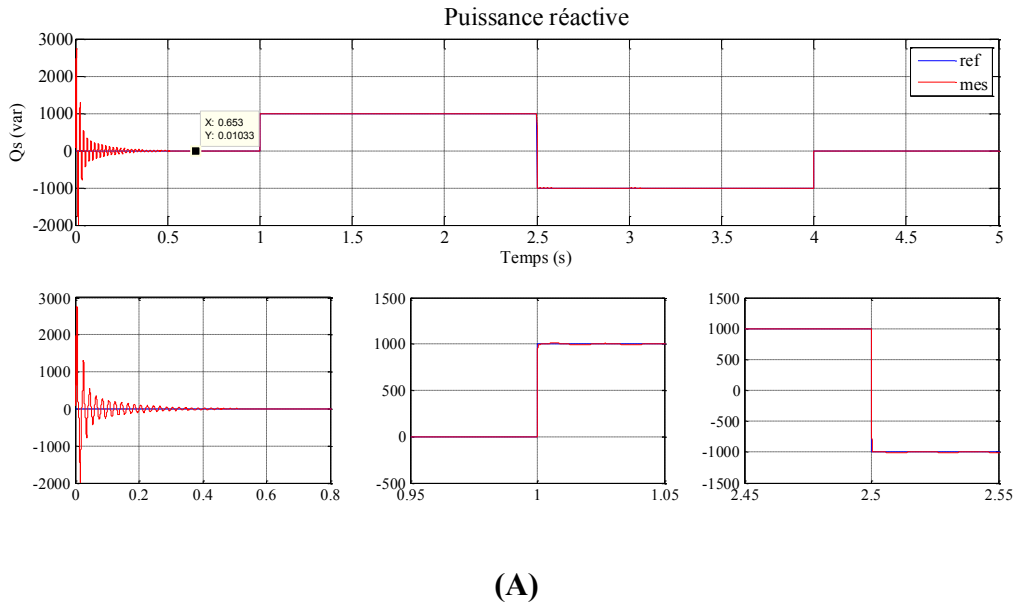


Figure (IV.7) : La  $Q_s$  (var) du trois commandes, (A) C MG, (B) C Back et (c) C Hyb.

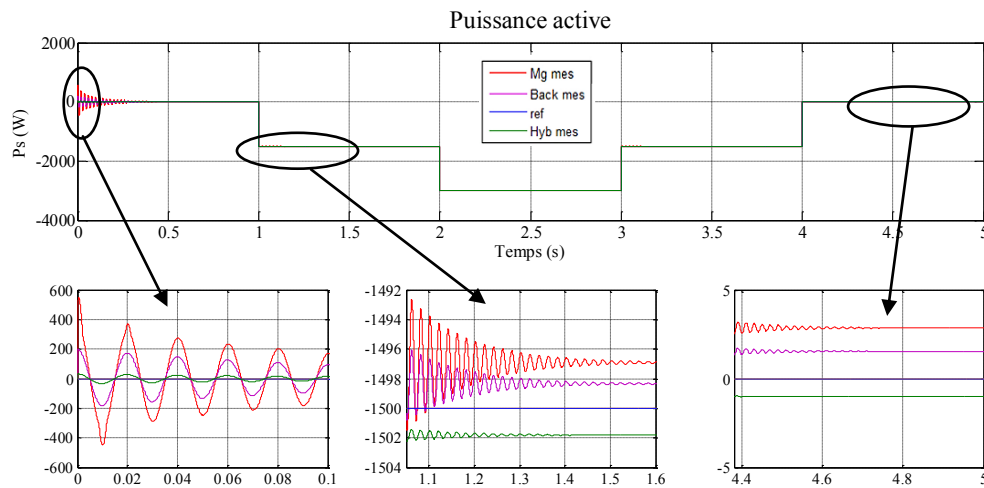
Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la puissance active et réactive sont satisfaisantes pour les trois types de commande, mais ceux de la commande hybride glissant-Backstepping obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau IV.1

**Tableau (IV.1) :** Critères de comparaison entre et les trois commande

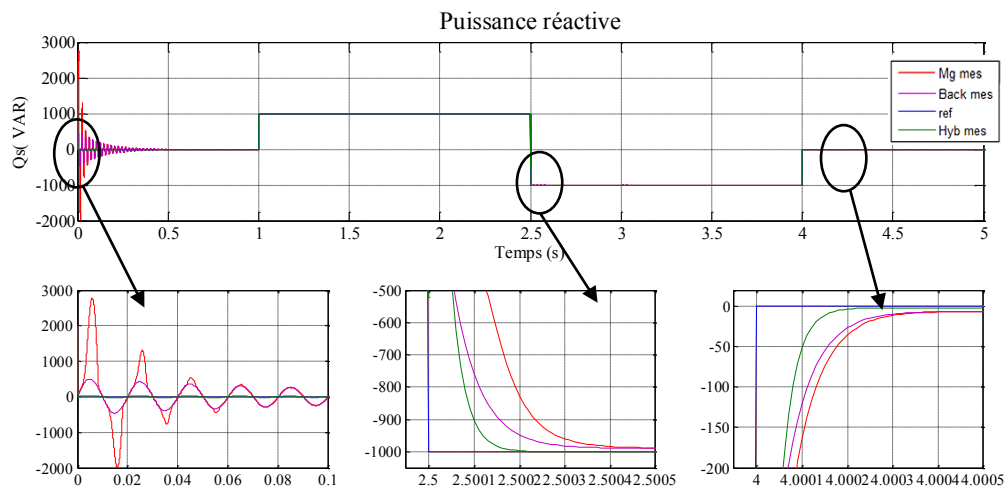
Commande	Temps de réponse	Régime transitoire au démarrage (dépassements)	Sensibilité aux variations des consignes (variation des puissances active et réactive)
Mode glissant	Faible	Une perturbation importante	Sensible
Backstepping	Plus faible	Une perturbation plus faible	Insensible
Hybride	Meilleure fiabilité	Meilleure fiabilité de la perturbation	Insensible

**IV.5.1 Comparaison qualitative**

Dans cette comparaison, nous avons représenté les courbes de puissances active et réactive pour avoir la robustesse de la commande proposée. Les résultats de simulations sont présentés par la figure suivante :



**Figure (IV.8) :** Puissance active produite pour les trois commandes avec un zoom.



**Figure (IV.9) :** Puissance réactive produite pour les trois commandes avec un zoom.

### Interprétation des résultats :

Dans cet essai, nous avons visualisé la forme des deux puissances active et réactive pour une durée de simulation  $T_S = 5s$ . Les trois commandes proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des petites variations paramétriques ; cependant, la commande hybride mode glissant-backstepping se présente comme la meilleure commande ayant des allures des puissances presque lisses et un bon suivi des allures des consignes.

#### IV.5.2 Comparaison quantitative

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement. (En chiffres), Ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions [OUL 23].

Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

- L'intégrale de l'erreur quadratique :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (IV.4)$$

- L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (IV.5)$$

- L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt \quad (IV.6)$$

- L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré :

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (IV.7)$$

**Tableau (IV.2) :** Étude comparative des commandes développées pour la GADA.

	Critère	Commandes développées pour le système considéré		
		Commande par mode de glissant	Commande par backstepping	Commande hybride glissant-backstepping
Puissance active	IAE	44.8727	23.9328	11.0086
	ISE	$5.0822 \times 10^3$	$1.3902 \times 10^3$	244.7824
	ITAE	42.7307	22.8551	22.0190
	ITSE	894.4104	309.5213	519.7187
Puissance réactive	IAE	64.6596	46.9782	8.0207
	ISE	$4.6134 \times 10^4$	$8.9186 \times 10^3$	232.8273
	ITAE	16.9647	16.3321	15.7186
	ITSE	$1.4998 \times 10^3$	848.5322	340.1512

### **Interprétation des résultats**

Les résultats présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que les valeurs de la commande hybride mode glissant-Backstepping est la commande la plus robuste par rapport les autres techniques.

### **IV.6 Conclusion**

Dans but d'améliorer les performances des commandes on a introduit dans ce chapitre la commande hybride Backstepping-mode glissant.

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur le système étudiée (Générateur asynchrone à double alimentation). Pour ce faire, on a utilisé deux approches fondamentales qualitative et quantitative. Les résultats obtenus montrent bien et clairement que la commande hybride Glissant-Backstepping est le plus efficace et le plus performante sur le système de conversion d'énergie éolienne considéré par rapport aux autres commandes.

# **Conclusion générale**

L'objectif de cette mémoire est l'amélioration des performances d'une chaîne de conversion l'énergie éolienne basée sur une GADA dans le but d'extraire le maximum de puissance et de fournir une énergie au réseau électrique avec le moins possible d'harmoniques.

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 ont été présentés. Aussi, les différentes structures des éoliennes existantes et leurs technologies, leurs systèmes mécaniques de régulation, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été présentés et discutés.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone double alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle a été validé en simulation dans le mode moteur et générateur.

Dans le deuxième chapitre, il est évident que la technique du mode glissant offre des résultats meilleurs et plus performants (dépassement, temps de réponse et précision de poursuite, ...). En plus de ces avantages, la commande par mode glissant assure à l'utilisateur de la GADA une robustesse et une fiabilité élevées, ainsi qu'une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Dans le troisième nous avons présenté l'implémentation de technique de commande par Backstepping pour les puissance active et réactive générée par notre générateur GADA. Cette approche garantit la pérennité du En tout temps, le système est en boucle fermée. Les principales définitions concernant cette technique ont été exposées, telles que : la stabilité et l'équilibre des systèmes non linéaires, ainsi que la méthode d'analyse de Lyapunov, qui est un élément clé de la technique du backstepping.

D'autre part, pour améliorer la robustesse de la commande de la GADA, nous avons présenté une nouvelle commande hybride basée sur la commande par mode de glissant et la commande par backstepping. La commande proposée est basée sur la modification du contrôleur par mode glissant, où nous conservons la valeur de la commande équivalente et nous remplaçons la commande attractive par la commande du backstepping. Les résultats de simulation ont montré que la commande hybride a permis d'aboutir à plusieurs avantages, tel que des performances remarquables et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie ( $P_s, Q_s$ ) de la GADA a été confirmée par une étude comparative.

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.
- L'établissement d'un modèle de la GADA tenant compte de la saturation magnétique.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.
- L'utilisation des autres techniques plus développées : (réseaux de neurones, logique floue, ...etc).

# **Références bibliographiques**

- [ARS 20] ARSLANE Yassir « Commande par backstepping de la machine asynchrone double alimentation » Master M'sila 2020.
- [AUR 10] AURELIEN D, « Etude de systèmes différentiels fractionnaires » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2010.
- [AMR 11] AMAR si Amour, « Contribution de la commande par modes glissants d'ordre fractionnaire » Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri. Tizi-Ouzou, 2011.
- [BEN 12] BENNOUR Cherif « Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation » Magister en : Electrotechnique Université de Biskra 2012.
- [BEK 14] BEKAKRA Youcef « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation » Doctorat – Biskra 2014.
- [BNEF] Sources: Bloomberg New Energy Finance.
- [BEN 00] BENASKEUR A. R., "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse de doctorat (Ph.D), Université de Laval, Québec, Canada, 2000.
- [BEN 98] BENCHAIIB A « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, Amiens, 1998.
- [BEN 20] BEN FAHIMA Ouahiba, ZROUG Hadda « Commande par Backstepping d'une Génératrice » Master univ M'sila 2020.
- [BOU 22] BOUAOUICHE S, SAAD, M., & MEKHILEF, S. « Hybrid Control Backstepping Blur Type 1 and 2. In Proceedings of the International Conference on Electrical and Information Technologies for Rail Transportation » (pp. 123-135). IEEE, 2022.
- [CAN 00] C. CANUDAS de Wit. « Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC ». Vol. 1, Lavoisier, Paris, 2000.
- [CHE 18] N. CHERFIA, « Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne », Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine, 2018.
- [CHA 07] S. Chaouch, A. Herizi, H. Serrai & M. Nait said, "Lyapunov and Backstepping Control Design of induction Motor System", 4th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SDD 07), Hammamet, Tunisie, 2007
- [DJE 15] DJERIRI Youcef « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle » Doctorat en Sciences SIDI-BEL-ABBES 2015.
- [DJE 19] Y. DJERIRI, H. M. AHMED, et M. ALLAM, « Commande par mode glissant de la GADA124 associée à un convertisseur à trois niveaux de tension à structure NPC et entraînée par une turbine éolienne », First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019, ENPOran – Algeria. March 4-5, 2019.
- [DER 17] N. Derbel, J. Ghommam & Q. Zhu, « Applications of sliding mode control », Springer Science+Business Media Singapore, 2017.

- [ECH 22] ECHIHEB Farah , Yasmine Ihedrane , Badre Bossouf, Manale Bouderbala , Saad Motahhir , Mehedi Masud , SultanAljahdali & Madiha ElGhamrasni « Robust sliding Backstepping mode control of a wind system based on the DFIG generator » 2022 .
- [FAD 13] A. E. FADILI, F. GIRI, A. E. MAGRI & L. DUGARD « Nonlinear controller for Doubly Fed Induction Motor with bi-directional AC/DC/AC converter » 11<sup>th</sup> IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, Caen, France, 2013.
- [FRI 18] S. Li, X. Yu, L. Fridman, Z. Man & X. Wang, « Advances in variable structure systems and sliding mode control: theory and applications », Springer International Publishing AG, 2018.
- [GAS 23] GASMI Hamza « Contribution à l'amélioration de la commande des chaînes de conversion éoliennes » THÈSE DOCTORAT Univ-GUELMA 2023.
- [GHO 21] GHOUL Nacer « Commande par mode glissant-flou d'une génératrice asynchrone à double alimentation » Master m'sila 2021.
- [HER 21] HERIZI Abdelghafour « amélioration des performances de la commande non linéaire robuste d'un moteur asynchrone a double alimentation "MADA" » doctorat M'sila 2021.
- [HAB 21] B. HABIB, « Commande DPC-SVM hybride par mode glissant d'ordre 2 d'une GADA intégrée dans un système éolien à double rotor », Thèse de Doctorat, Algérie, 2021.
- [KOU 19] KOUADRIA Selman « Étude et commande d'un système éolien connecté au réseau » Doctorat Ecole Nationale Polytechnique 2019.
- [KRS 08] M. KRSTIC & A. SMYSHLYAEV, Boundary control of PDEs « a course on backstepping designs", Society for Industrial and Applied Mathematics », Philadelphia, 2008.
- [KRS 95] M. Krstic, I. Kanellakopoulos & P. V. Kokotovic, «Nonlinear and adaptive control design»,John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [KOK 92] P. V. Kokotović, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", IEEE Control systems Magazine, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, 1992.
- [LOU 16] LOUCIF Mourad « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur » THÈSE DOCTORAT Université Tlemcen 2016.
- [LOU 15] M. LOUCIF, A. BOUMEDIENE, et A. MECHERNENE, « Nonlinear Sliding Mode Power Control of DFIG under Wind Speed Variation and Grid Connexion » 2015.
- [MUL 02] S. MULLER, M. DEICKE, R. W. De DONCKER, « Doubly fed induction generator systems for wind turbines » IEEE Industry Applications Magazine, pp. 26-33, May-June 2002.
- [MLL 13] Mlle. El kabira el mjabber « Modélisation et commande de la MADA pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne »Master sidi Mohammed Ben Abdellah 2013.
- [MOH 11] M.MOHAMED Moustafa EZZAT, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes. 17 Mai 2011.
- [NEH 21] NEHALA Nardjes « Les énergies renouvelables énergie éolienne » licence ANNABA 2021.
- [OUL 23] OULHA Ibrahim, CHELIHI Narimane « commande hybride backstepping flou type 1 et 2 d'un système de conversion d'énergie éolien basé sur une machine asynchrone double alimentations (MADA) » master université M'sila 2023.

- [**OUI 03**] R. OUIGUINI, R. BOUZID & Y. SELLAMI, « Une commande robuste par mode glissant flou appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome » Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique, Tlemcen, Alegria, 2003.
- [**ROU 15**] R. ROUABHI, R. ABDESSEMED, A. CHOUDER, A. DJERIOUI, « Hybrid Backstepping control of a doubly fed wind energy induction generator ». The Mediterranean Journal of measurement and control, Vol: 11, N: pp. 367-376. 1, Janvier 2015.
- [**ROU 12**] ROUABHI Riyadh « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » Magister en Electrotechnique SETIF 2012.
- [**ROU 16**] ROUABHI Riyadh « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée » Doctorat BATNA\_ 2016.
- [**SAM 15**] SAMIA Bourdim « Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens » DOCTORAT Batna 2015.
- [**TRI 18**] TRIA Fatma Zahra « Contribution à l'étude et à la commande d'un système éolien » Doctorat en sciences Biskra 2018.
- [**TOU 15**] TOUATI Mustapha Kamel « Étude D'une Génératrice Éolienne Connectée Au Réseau Électrique » Magister Université de Batna 2015.
- [**TAR 15**] TARFAOUI Boumediene « Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur » Magister 'Oran 2015.
- [**TAM 17**] TAMINDJOUTE Zineb « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) » Master Bejaia 2017.
- [**TOU 15**] TOUATI Mustapha Kamel « Étude D'une Génératrice Éolienne Connectée Au Réseau Électrique » Magister Batna 2015.
- [**TAP 03**] A. TAPIA, G. TAPIA, J. X. OSTOLAZA, and J. R. SÁENZ, « Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator », IEEE Trans. on Energy Conversion , pp. 194-204, June 2003.
- [**UTK 06**] V. UTKIN et H. LEE, « Chattering problem in sliding mode control systems », IFAC Proceedings Volumes, vol. 39, no 5, p. 1, doi: 10.3182/20060607-3-IT-3902.00003. 2006.
- [**VAL 10**] F. VALENCIAGA, « Second order sliding power control for a variable speed-constant frequency energy conversion system », Energy Conversion and Management, vol. 51, no 12, p. 3000-3008, doi: 10.1016/j.enconman. 04.06.2010.
- [**YOU 14**] YOUSFI Messaoud « synthèse des contrôleurs par backstepping de la machine asynchrone » magister en électrotechnique Batna 2014.
- [**ZEG 14**] S. ZEGHLACHE, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ». Thèse de Doctorat, université de M'sila 2014.

# Annexe

## 1- Les paramètres de la machine à induction double alimentée :

### *Valeurs nominales :*

*Puissance nominale :*  $P_n = 4KW.$

*Tension nominale :*  $v/U = 220/380V \quad 50Hz.$

*Courant nominale :*  $i/I = 15/8.6A .$

*La vitesse nominale :*  $\Omega_n = 1440 \text{ tr}/\text{min} .$

*Nombre de paires de pôles :*  $P = 2 .$

### **Paramètre :**

*Résistance du stator:*  $R_s = 1.2\Omega .$

*Résistance du rotor:*  $R_r = 1.8 \Omega .$

*Inductance stator :*  $L_s = 0.1554H.$

*Inductance du rotor:*  $L_r = 0.1568H.$

*Inductance Mutuelle :*  $M = 0.15H.$

### **Constantes mécaniques :**

*Moment d'inertie:*  $J = 0.2 \text{ Kg. m}^2.$

*Coefficient de frottement:*  $f = 0.001 \text{N. m. s}/\text{rd}.$

## 2- Paramètres du filtre :

*Résistance du filtre :*  $R_f = 0.25\Omega.$

*Inductance du filtre :*  $L_f = 0.005H.$

## 3- Capacité du condensateur de lissage de la tension du bus continu :

$C = 4400 \mu F.$

## **Résumé :**

L'intérêt croissant pour l'énergie éolienne, une source d'énergie propre et abondante, a conduit à une forte dépendance aux combustibles fossiles. Générateurs asynchrones à double alimentation (GADA) sont fréquemment utilisés dans les éoliennes en raison de leur efficacité et de leur capacité de contrôle de puissance. Cependant, ils sont confrontés à des défis en matière de stratégies de contrôle dans des conditions de vent variables. Ce projet présente une solution robuste qui combine les méthodes de mode glissant et backstepping pour améliorer la stabilité et la résistance du système éolien, tout en éliminant le phénomène de broutage. La thèse est divisée en quatre chapitres qui abordent l'état actuel des connaissances, les algorithmes de contrôle, la stabilité des systèmes non linéaires, ainsi que la validation de la stratégie de contrôle hybride à l'aide d'une méthode de validation croisée.

## **Mots clés :**

Générateur asynchrone à double alimentation, système éolien, commande mode glissant, backstepping, contrôle hybride

## **Abstract:**

Growing interest in wind energy, a clean and abundant source of energy, has led to heavy reliance on fossil fuels. doubly fed induction generator (DFIG) is frequently used in wind turbines due to its efficiency and ability to control power. However, they face challenges in control strategies under different wind conditions. This project presents a robust solution that combines sliding mode and backstepping methods to improve the stability and robustness of the wind system, while eliminating the chatter phenomenon. The thesis is divided into four chapters that address the current state of knowledge, control algorithms, and stability of nonlinear systems, as well as the validation of a hybrid control strategy using a cross-validation method.

## **Keywords:**

doubly fed induction generator, wind system, sliding mode control, backstepping control, hybrid control

## **ملخص:**

أدى الاهتمام المتزايد بطاقة الرياح، وهي مصدر نظيف ووفير للطاقة، إلى الاعتماد الكبير على الوقود الأحفوري. يتم استخدام المولد غير المتزامن ثنائي التغذية (GADA) بشكل متكرر في توربينات الرياح نظراً لكفاءته وقدرته على التحكم في الطاقة. ومع ذلك، فإنهم يواجهون تحديات في استراتيجيات التحكم في ظل ظروف الرياح المختلفة. يقدم هذا المشروع حلاً قوياً يجمع بين الوضع المنزلق وطرق التراجع لتحسين استقرار وقوة نظام الرياح، مع القضاء على ظاهرة التثيرة. تنقسم الأطروحة إلى أربعة فصول تتناول الوضع الحالي للمعرفة، وخوارزميات التحكم، واستقرار الأنظمة غير الخطية، بالإضافة إلى التحقق من صحة استراتيجيات التحكم الهجين باستخدام طريقة التحقق المتبادل.

## **الكلمات المفتاحية:**

المولد التعريفي ذو التغذية المزوجة، طاقة الرياح، التحكم في الوضع المنزلق، خطوة الى الخلف، التحكم الهجين