الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Électrotechnique

Option : commande Électrique

THEME

COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION RELIEE AU RESEAU ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par :

Dr. Boulkhrachef Salah

Dr. Boudana Djamel

Préparé et présenté par :

Belaid Khaled

Laroui Soufiane

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'étude.

Nous adressons mes sincères remerciements à tous mes enseignants de L'université de Médéa, notamment à notre encadreurs Dr. Boulkhrachef Salah et Dr.Boudana Djamel.
D'avoir proposé le sujet sur lequel nous avons travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté.

Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs de L'université de Médéa pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académique et professionnelles.

Nos profonds remerciements tous les membres du jury qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réussir ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux deux êtres qui me sont très chers dans cette vie, à savoir mon père et ma mère.

Je leur dis merci mon père du fond de mon cœur pour ton éducation, ton sacrifice, ton assistance et pour ce que tu m'as fait et qui m'a permis d'avoir cette réussite et ce bonheur.

Je te dis merci et mille fois merci maman pour ta patience, ton courage et ton sacrifice pour moi.

À mes chers frères

À toute ma famille

À tous mes proches

À mes chers amis

À toute ma promotion de l'université Yahia Farés de Médéa

À tous ce qui m'ont porté leur soutien moral

Je dédié ce modeste travail

Avec mes sincères salutations à vous tous

Khaled

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux deux êtres qui me sont très chers dans cette vie, à savoir mon père et ma mère.

Je leur dis merci mon père du fond de mon cœur pour ton éducation, ton sacrifice, ton assistance et pour ce que tu m'as fait et qui m'a permis d'avoir cette réussite et ce bonheur.

Je te dis merci et mille fois merci maman pour ta patience, ton courage et ton sacrifice pour moi.

À mes chers frères

À toute ma famille

À tous mes proches

À mes chers amis

À toute ma promotion de l'université Yahia Farés de Médéa

À tous ce qui m'ont porté leur soutien moral

Je dédié ce modeste travail

Avec mes sincères salutations à vous tous

Soufiane

ملخص:

يعالج هذا العمل اشكالية التحكم باستراتيجية النمط الانزلاقي في نظام تحويل الطاقة الهوائية الذي يحتوي على ماكينة لا متزامنة ذا تغذية مزدوجة (الساكن موصول مباشرة بالشبكة اما الدوار فبواسطة مقوم على التسلسل مع منوب). هذه التقنية وجدت فعاليتها في تغير بنية الأنظمة باستخدامها لقانون المراقبة غير الخطية. والهدف من ذلك هو تطبيق هذه الاستراتيجية للتحكم في تبادل القدرة الفعالة والقدرة الرجعية للساكن بتغذية الدوار بواسطة محول ثنائي الاتجاه. نتائج المحاكاة العددية التي تم الحصول عليها تظهر الاهتمام المتزايد من هذا التحكم في أنظمة الطاقة.

كلمات مفتاحية: ماكينة لا متزامنة ذات تغذية مزدوجة، النمط الانزلاقي، التحكم الشعاعي، التحكم في القدرة.

Résumé :

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

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

Abstract:

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

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

Table des matières

Liste des figures ..... **i**
Liste des tableaux ..... **iii**
Liste des symboles ..... **iv**
Introduction générales **1**

Chapitre I : Généralité sur la MADA

I.1.Introduction 3
I.2.Etat de l'art de la machine à Double Alimentation (MADA) 3
I.3. Structure de la machine 4
I.4. Modes de fonctionnement de la MADA 4
I.5. Classification des machines à double alimentation 6
I.5.1. MADA simple 7
I.5.2. MADA en cascade 7
I.5.3. MADA en cascade à un repère 8
I.5.4.Machine à double alimentation sans balais 8
I.5.5.Machine à double alimentation sans collecteur 9
I.6.Domaine d'application de la MADA 10
I.7.Aperçu sur les configurations de la MADA rotor bobiné 10
I.7.1. Configuration pour application moteur 11
I.7.1.1.Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur 11
I.7.1.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo convertisseur 11
I.7.1.3.MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants 12
I.7.2. Configuration pour application génératrice 13
I.7.2.1.MADA à énergie rotorique dissipée 13
I.7.2.2.Structure de Kramer 14
I.7.2.3.Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur 14
I.7.2.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI 15
I.8.Avantages et inconvénients de la MADA 15
I.8.1.Avantages de la MADA 15
I.8.2.Inconvénients de la MADA 17
I.9.Conclusion 18

Chapitre II : Modélisation de la MADA

II.1.Introduction 19
II.2. Modélisation de la machine à double alimentation 19
II.2.1.Hypothèses simplificatrices 19
II.2.2.Modèle de la MADA dans le repère abc 20
II.2.3.La transformation de Park 22
II.2.3.1.Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes *(d, q)* 23
II.2.3.2 .Choix du référentiel 24
II.2.4.Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant 25
II.2.5.Mise sous forme d'équation d'état 25
II.3.Simulation de la commande de la MADA 26
II.4.Modélisation de l'alimentation de la MADA 30
II.4.1. Modélisation du redresseur 31
II.4.2. Modélisation du filtre 31
II.4.3.Modélisation de l'onduleur 32
II.4.4.Commande triangulo-sinusoïdale de l'onduleur 34
II.5.Résultat de simulation de l'association MADA-Onduleur 36
II.6.Conclusion 38

Chapitre III : Commande vectorielle de la MADA

III.1. Introduction 39
III.2. Alimentation de la MADA 40
III.3. Principe de la commande vectorielle 40
III.4. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique 41
III.5. Contrôle indépendant des puissances actives et réactives 44
III.5.1. Contrôle indirect des puissances de la GADA 44
III.5.2. Dimensionnement du correcteur 45
III.5.3. Contrôle directe des puissances de la GADA 47
III.5.4. Dimensionnement du correcteur 49
III.5.5. Résultats de simulations 50
III.6.Conclusion 50

Chapitre IV : Commande par mode glissant du GADA

IV.1. Introduction 55
IV.2. Introduction aux systèmes de réglage à structure variable 55
IV.2.1. Historique 55
IV.2.2. Objectif de la commande par mode glissant 56
IV.3. Différentes structures du contrôle par mode de glissement 56

IV.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande 57
IV.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état 57
IV.4. Théorie de la commande par mode de glissement 59
IV.5. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant 60
IV.5.1. Choix de la Surface de Glissement 61
IV.5.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant 61
IV.6. Application de la Commande par Mode Glissant au Contrôle de la Puissance Active et Réactive du GADA 65
IV.6.1. Commande Directe par Mode Glissant du GADA 65
IV.6.1.1. Surface de Régulation de la Puissance Active Statorique Ps 65
IV.7. Résultats de Simulation 68
IV.7.1.Commande direct par SMC 69
IV.8. Conclusion 72

Liste des figures

Figure I.1. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA……..(4)
Figure I.2. Mode hypo-synchrone……(5)
Figure I.3. Mode hyper-synchrone……...(5)
Figure I.4. Mode hypo-synchrone……(6)
Figure I.5. Mode hyper-synchrone…..……...(6)
Figure I.6. Schéma de principe de la machine à double alimentation simple……(7)
Figure I.7. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade……...(7)
Figure I.8. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur……(8)
Figure I.9. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai……(9)
Figure I.10. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur……(9)
Figure I.11. Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur……(11)
Figure I.12. Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cyclo convertisseur……..(12)
Figure I.13. Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cycloconvertisseurs…….(12)
Figure I.14. MADA à énergie rotorique dissipée……..(13)
Figure I.15. Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique…. ……....(13)
Figure I.16. MADA à structure de Kramer……...……(14)
Figure I.17. Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur ……..(14)
Figure I.18. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI……..(15)
Figure I.19. Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA……...……..……... (16)
Figure II.1. Représentation schématique du modèle d'une MADA……....……...(19)
Figure II.2. Représentation de la MADA dans le repère de Park……...……..(22)
Figure II.3. Le schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension……(26)
Figure II.4. Réponse de la GADA pour Vdr=0v, Vqr=12v, g=0.05 ……(28)
Figure II.5. Réponse de la GADA pour Vdr=-12v, Vqr=0v, g=0.05 ……..(29)
Figure II.6. Schéma du convertisseur statique……..(30)
Figure II.7. Schéma du redresseur triphasé à diodes……(31)
Figure II.8. Représentation d'un filtre……..(32)
Figure II.9. Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux……...……(33)
Figure II.10. Schéma de principe de la commande MLI……..……...……(33)
Figure II.11. Schéma de signaux de la commande MLI……..……(34)
Figure II.12. Schéma bloc de la commande MLI sous Matlab/Simulink……(35)
Figure II.13. Réponse de GADA avec onduleur……...(37)
Figure III.1. Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension……(40)
Figure III.2. Principe général de la commande vectorielle……..…..(40)
Figure III.3. Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances……(43)

Figure III.4. Schéma de principe de la commande indirecte de la GADA……..……(45)
Figure III.5. Schéma bloc de régulation du courant i_{dr}……(46)
Figure III.6. Position des pôles dans le plan de phase……..(47)
Figure III.7. Schéma de principe de la commande directe de la GADA……..……(48)
Figure III.8. Schéma bloc de régulation de la puissance réactive Q_s…….……..…..(49)
Figure III.9. Puissances active statoriques en commande direct…….……..……..(51)
Figure III.10. Puissances réactive statoriques en commande directe……...……(52)
Figure III.11. Courant rotorique Idr et Iqr…….……..……..……..…..(52)
Figure III.12. Les Flux statorique…….……..……..……..……(52)
Figure III.13. Les courants statorique Ias et rotorique Iar…….……..……(53)
Figure III.14. La tension rotorique Var…….……..……..…..……(53)
Figure IV.1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande…….(57)
Figure IV.2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état ...…(58)
Figure IV.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente……...(58)
Figure IV.4. Convergence du système glissant…….……..……..……...(59)
Figure IV.5. Glissement idéal…….……..……..……..…(60)
Figure IV.6. Glissement réal…….……..……..……..……(60)
Figure IV.7. Interprétation d'Ueq…….…… (63)
Figure IV.8. Fonction sgn (Commande de type relais)…….……..……(65)
Figure IV.9. Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant Appliquée au GADA…....(68)
Figure IV.10. Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink……...……..(68)
Figure IV.11. Puissances active et réactive statorique…….……..……..(70)
Figure IV.12. Courant rotorique sur l'axe d, q et les flux statorique…….……...(71)

Liste des tableaux

Tableau I.1. Quadrants de fonctionnement de la MADA……...……(5)

Tableau III.1. Paramètres des régulateurs PI des puissances statoriques…….…(51)

Tableau IV.1. Puissances de références active et réactive……...…….…(69)

Liste des symboles

Pr : puissance active rotorique

PS : puissance active statoriques

Q.s. : puissance réactive statorique

$Prés$ = puissance de réseau

$Pmec$ = puissance mécanique

w_e : vitesse du repere dq et la

w_r : vitesse rotorique par rapport au stator

J_m : Moment d'inertie de la machine,

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_m : Coefficient de frottement de la machine.

o : Indice de l'axe homopolaire.

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

ω_p : Vitesse du système d'axe (d, q).

[$varvbrvcr$] : tension statoriques

[$iaribricr$] : tension rotorique

[$\emptyset ar\emptyset br\emptyset cr$] : flux rotoriques

[$vasvbsvcs$] : tentions rotoriques

[$iasibsics$] : courant statoriques

[$\emptyset as\emptyset bs\emptyset cs$] : flux statoriques

[$vdrvqr$] : tension statoriques par parck

[$idriqr$] : tension rotorique de parck

[$\emptyset dr\emptyset qr$] : flux rotoriques de parck

[$vasvbsvcs$] : tentions rotoriques de parck

[$idsiqs$] : courant statoriquesde parck

[$\emptyset ds\emptyset qs$] : flux statoriques de parck

$[p(\Theta)]$: matrice de parck

$[p(\Theta)]^{-1}$: Matrice inverse de parck

Rs : La résistance statorique par phase (Ω).

Rr : La résistance rotorique par phase (Ω).

Ls, L'inductance propre d'une phase statorique (H).

Lr: L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

Ms : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

Mr: L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

Msr: Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique

p : Le nombre de paires de pôles.

g : glissement.

Vs: La tension simple statorique (V).

Vr: La tension simple rotorique (V).

Ωs: La pulsation statorique (rd/s).

Ωr: La vitesse mécanique de la machine (rd/s).

$\emptyset_m$: Flux magnétisant

Cem: Le couple électromagnétique (m.N).

Cs: Le couple résistant (m.N).

d, q : Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.

θ : Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.

Ueq : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinue.

X : vecteur de variables.

Si : vecteur surface de commutation

Introduction générale

Introduction générale :

Les machines électriques jouent un rôle fondamental dans les différentes branches de l'industrie. Elles sont utilisées dans les entraînements réglés et principalement commeActionneur dans la grande majorité des servomécanismes. Il est connu, pour ce qui est de la Partie technologique, que la productivité et la qualité du produit fini sont liées à la conduite des machines électriques intervenant dans le processus. [DJE15].

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne.

Plusieurs recherches et études ont émergé dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine à courant alternatif. Dans ce sens, Blaschk et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : à savoir la commande vectorielle dite aussi commande à flux orienté. Cette dernière est d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine [MAN 15].

L'orientation du flux statorique est souvent un choix préféré pour la MADA, car il conduit à une mise en équations plus simple et un découplage entre les puissances active et réactive échangées avec le réseau auquel elle est connectée. Avec ce principe d'orientation, la puissance active liée au couple sera contrôlée par une composante de la tension rotorique et la puissance réactive liée directement au flux sera contrôlée par l'autre composant.

Le premier chapitre aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique nous présentons un état de l'art sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Le deuxième chapitre fera l'objective de la modélisation de la MADA à travers un modèle mathématique, pour cette objective en utilisons la transformation da PARK.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la MADA qui est entraînée par une vitesse fixe et variable.

Le quatrième chapitre sera consacré à la commande par mode glissant pour la régulation de commande puissance active et réactive statorique de la MADA, cette technique est faite par des échelons des puissances données

Chapitre I
Généralité sur la MADA

I.1.Introduction

La machine asynchrone à double alimentation avec rotor bobiné, présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé. Ce dernier est accessible par trois bagues munies de contacts glissants. La Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) a suscité un grand intérêt surtout en tant que génératrice dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, à travers ce chapitre nous allons présenter la machine asynchrone à double alimentation en commençant par décrire sa structure, exposer ses différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisées tout en citant ses avantages et ses inconvénients[1].

I.2.Etat de l'art de la machine à Double Alimentation (MADA)

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être, et sera, dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles[2].

Pour les applications moteur, la littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [3].

La machine asynchrone à double alimentation est l'une des solutions à utiliser pour les entrainements à vitesse variable. Où le stator est connecté au réseau (50 HZ) et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de fréquence. Le système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas, les vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones sont possibles et le système peut être utilisé dans le fonctionnement moteur et générateur. Ces caractéristiques favorisent l'utilisation de cette machine dans les processus industriels spéciaux demandant une haute performance dynamique. Elle a été déjà utilisée dans les applications de haute puissance comme les laminoirs d'acier ou de fer, aussi bien que dans les applications de production d'énergie électrique où elle a donnée des résultats satisfaisants. [4].

I.3. Structure de la machine

La MADA a un stator identique à celui d'une machine asynchrone a induction. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques. On peut voir sur la figure (I.1) que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor. [5].



Figure I.1. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

I.4. Modes de fonctionnement de la MADA

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du stator. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels de la machine. Le principe de la commande de laMADA en ces modes peut être compris à travers la figure (I.2). Dans cette dernière, P_s,$P_r$etP_{mec} désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique .en négligeant les pertes, on peut généraliser le transfert des puissances montré dans la figure(I.1) comme suit [6] :

$$Pr = -g.PS \qquad \text{(I.1)}$$

Moteur g>0	Génératrice g<0
Hypo-synchroneg>0 Ps > 0 Pr < 0	**Hypo-synchrone**g>0 Ps < 0 Pr > 0
Hyper-synchroneg<0 Ps > 0 Pr > 0	**Hyper-synchrone**g<0 Ps < 0 Pr < 0

Tableau I.1. Quadrants de fonctionnement de la MADA

❖ **Mode moteur :**

Mode **hypo-synchrone** : la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau.

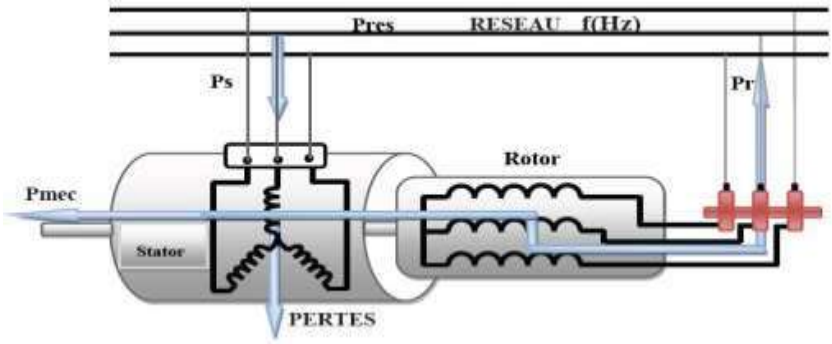


Figure I.2. Mode hypo-synchrone

Mode **hyper-synchrone :** le rotor consomme de la puissance à partir du réseau.

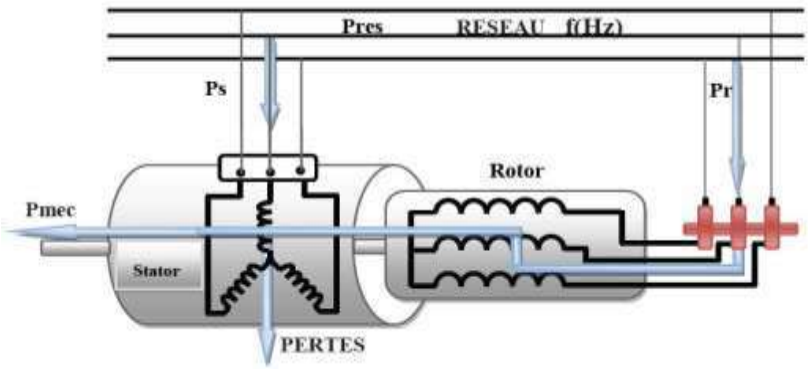


Figure I.3. Mode hyper-synchrone

❖ **Mode génératrice :**

Mode **hypo-synchrone** : une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.

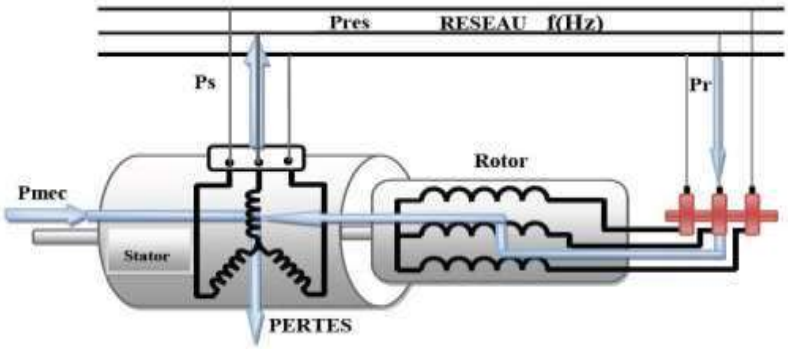


Figure I.4. Mode hypo-synchrone

Mode **hyper-synchrone :** la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondante à g.P_s est transmise par l'intermédiaire du rotor.

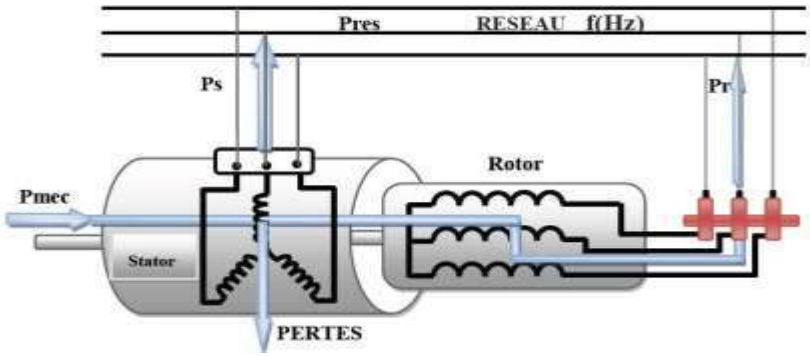


Figure I.5. Mode hyper-synchrone

I.5. Classification des machines à double alimentation

La dénomination Machine à double alimentation concerne aussi bien le fonctionnement en mode générateur que le fonctionnement en mode moteur et peut s'adresser à une multitude de configurations. Nous pourrons trouver un recensement de certains travaux où les MADA sont classées suivant leur architecture. Dans chacune des classes, les auteurs rappellent les équations fondamentales, et les principales applications. On ne citera ici que les six grandes classes qu'ils distinguent [7] :

I.5.1. MADA simple

Dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé, le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure(I.6) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA[8].

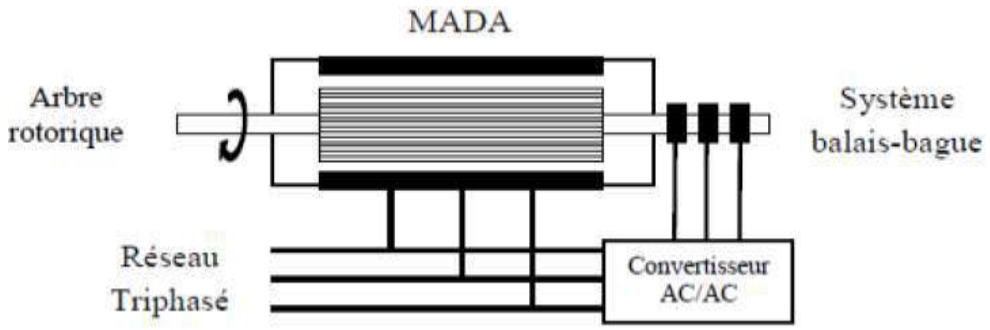


Figure I.6. Schéma de principe de la machine à double alimentation simple

I.5.2. MADA en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascader Doubly Fed Induction Machine). La figure I.7 présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [9].

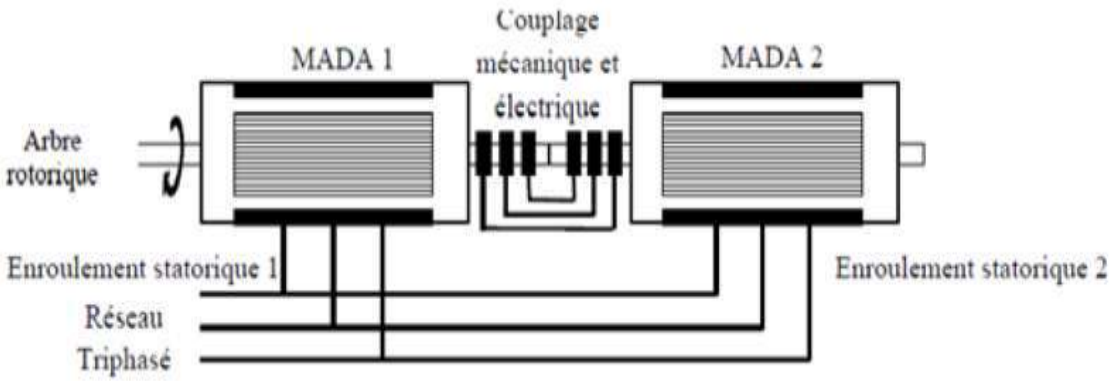


Figure I.7. Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade

I.5.3. MADA en cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère constitue de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [9].

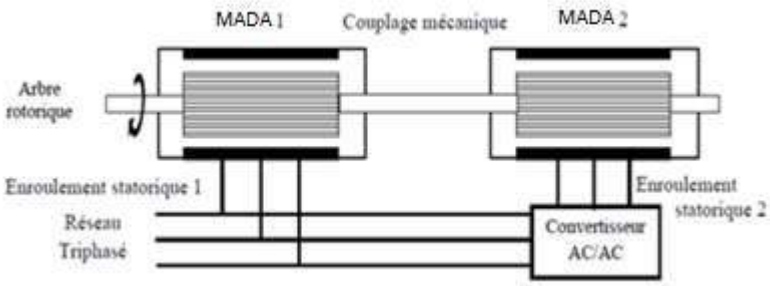


Figure I.8. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire.

I.5.4.Machine à double alimentation sans balais

Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.9) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [10].

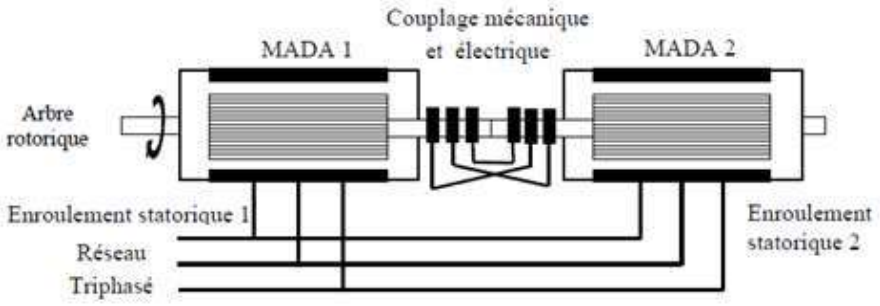


Figure I.9. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai

I.5.5.Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.10). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents, ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [9].

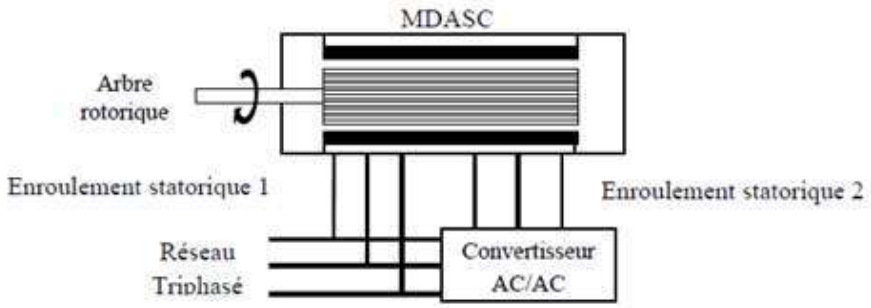


Figure I.10. Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur

I.6.Domaine d'application de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles.Grâce à ces nombreux avantages, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreuxsystèmes de production d'énergie décentralisée tel que [11]:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables.
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant. La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [9]:
- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc...

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

I.7.Aperçu sur les configurations de la MADA rotor bobiné

Comme toutes les autres machines électriques à courant alternatif, la MADA peut fonctionner en moteur et en génératrice. Chaque mode de fonctionnement est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisit. Dans cette partie du chapitre, on va citer les configurations les plus utilisées selon la littérature, pour chaque mode de fonctionnement.

I.7.1. Configuration pour application moteur

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70%, [11] en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques.

I.7.1.1.Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés au réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly FedInduction Machine).

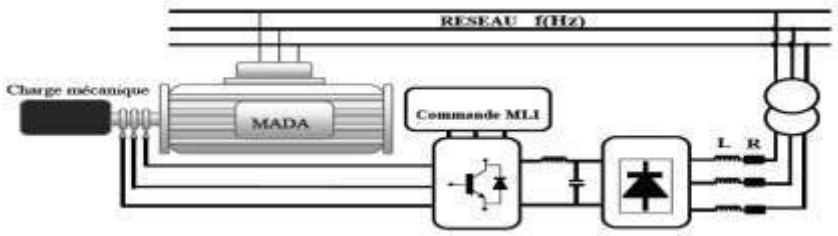


Figure I.11. Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences Rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale. [12]

I.7.1.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo convertisseur

Le remplacement de l'association redresseur-onduleur par un cyclo convertisseur autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau.

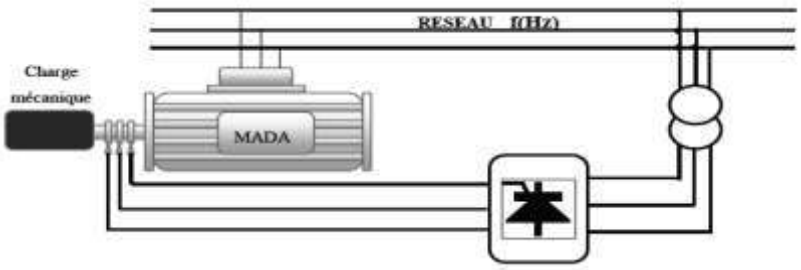


Figure I.12. Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cyclo convertisseur

Le principe du cyclo convertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cyclo convertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés.[12]

I.7.1.3.MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants

Dans cette structure on trouve plusieurs configurations possibles. Le stator et le rotor sont alimentés soit :

- Deux cyclo convertisseurs;
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs;
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun.

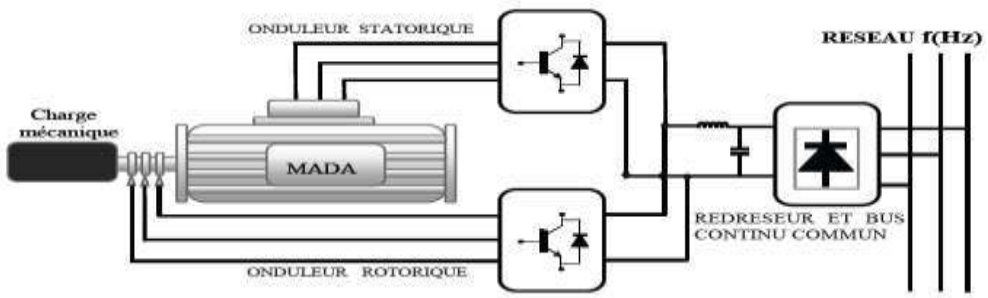


Figure I.13. Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cycloconvertisseurs

Grâce à ce type d'alimentation, la MADA possède quatre degrés de libertés ce qui rend son contrôle très souple. On peut donc régler la vitesse (ou le couple), le flux Statorique (rotorique et d'entrefer), le glissement et le facteur de puissance. [27]

I.7.2. Configuration pour application génératrice

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

I.7.2.1.MADA à énergie rotorique dissipée

Le stator est connecté directement au réseau tandis que le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur. L'ajout d'un hacheur à base d'IGBT permet de varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur.[10]

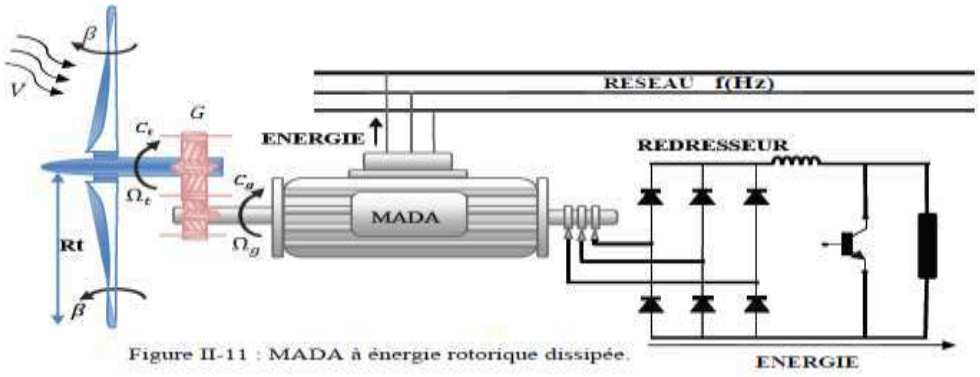


Figure I.14. MADA à énergie rotorique dissipée

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

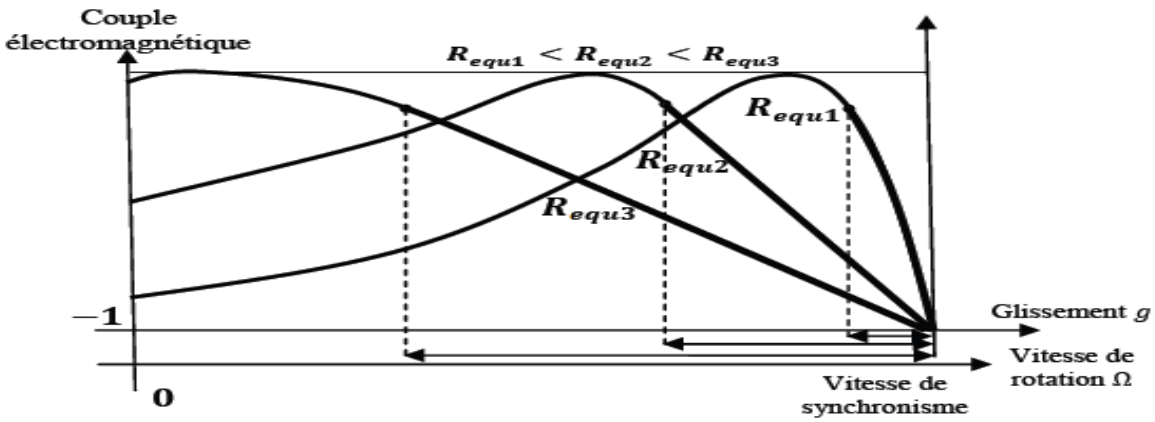


Figure I.15. Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique

I.7.2.2.Structure de Kramer

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

Ce système permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. L'utilisation de thyristor pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau). Le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme (hyper synchrone). [28]

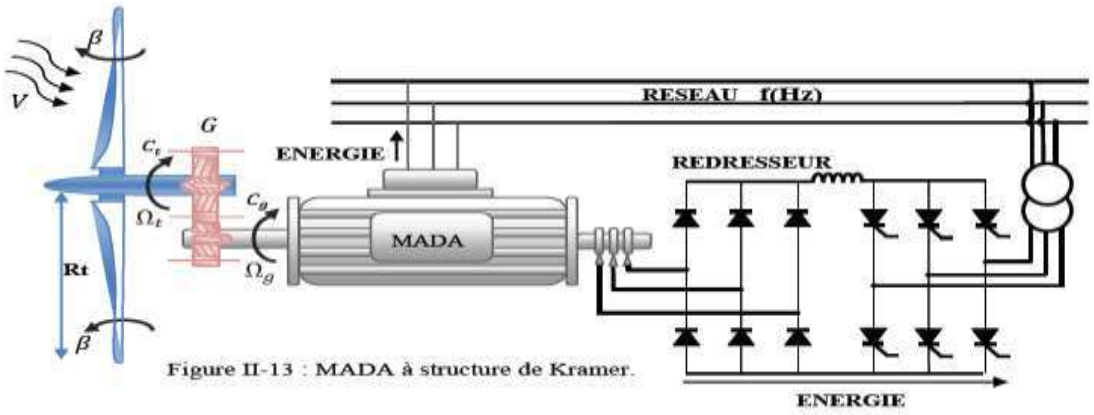


Figure I.16. MADA à structure de Kramer

I.7.2.3.Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

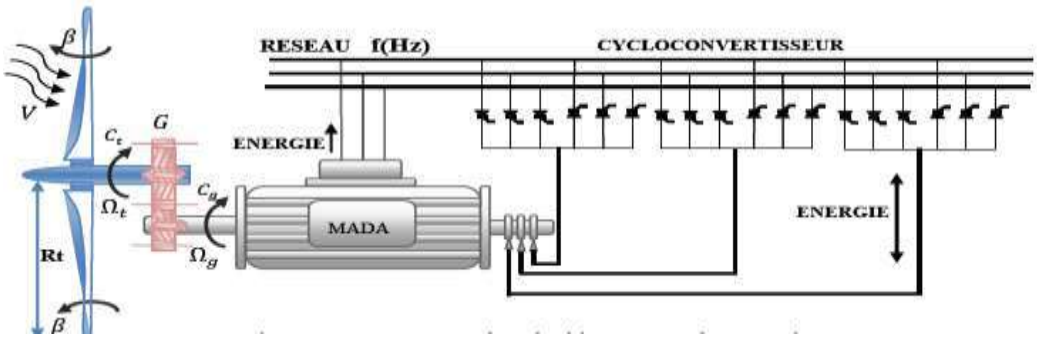


Figure I.17. Structure de Scherbius avec cyclo convertisseur

Pour rendre la structure précédente réversible, en échange d'énergie entre le rotor et le réseau, on remplace le redresseur et l'onduleur par un cycloconvertisseur. L'utilisation de

cyclo convertisseur permet d'avoir une plage de la vitesse de rotation variant de 30% autour de la vitesse de synchronisme. L'inconvénient de cette structure est la génération des perturbations harmoniques importantes qui diminue le facteur de puissance du dispositif. [29]

I.7.2.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Le progrès de l'électronique de puissance permet d'avoir des interrupteurs qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture avec une fréquence de commutation importante. L'utilisation des convertisseurs à base de ce type d'interrupteurs permet le rejet des premiers harmoniques vers les fréquences élevées ce qui limite les perturbations harmoniques et facilite le filtrage. [29]

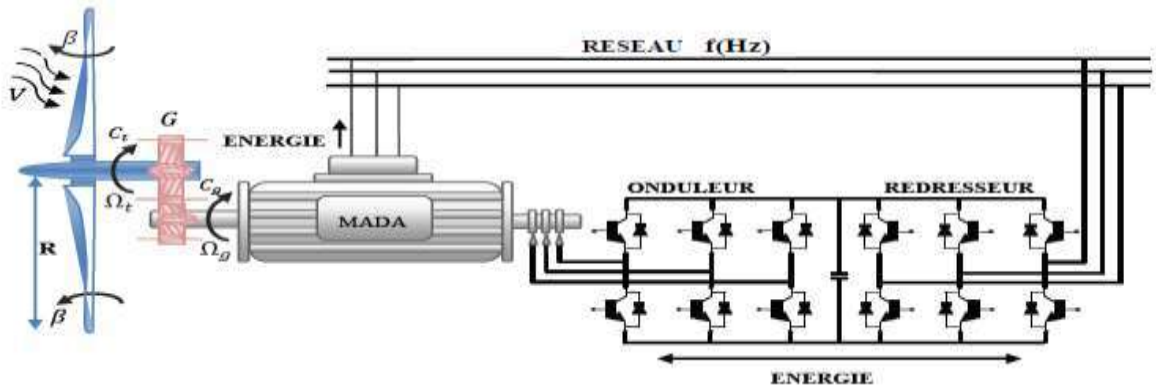


Figure I.18. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

La réversibilité de puissance du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à ± 30 % autour du synchronisme, les convertisseurs sont alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. [9], [14], [15]De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau.

La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

I.8.Avantages et inconvénients de la MADA

I.8.1.Avantages de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente plusieurs avantages dont on peut citer :

- Production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper-synchrone) et la récupération de la puissance de glissement a la puissance nominale sans être surchauffée.

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donne ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique. [16]

- Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés que pour une fraction de la puissance de la machine (30%) contrairement au système utilisant la machine asynchrone à cage d'écureuil ou le convertisseur est dimensionné pour la totalité de la puissance de la machine.

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor en effet dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentent son rendement.

- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivre une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. [11]

- La possibilité de fonctionner à couple constant au de la vitesse nominale. [16]

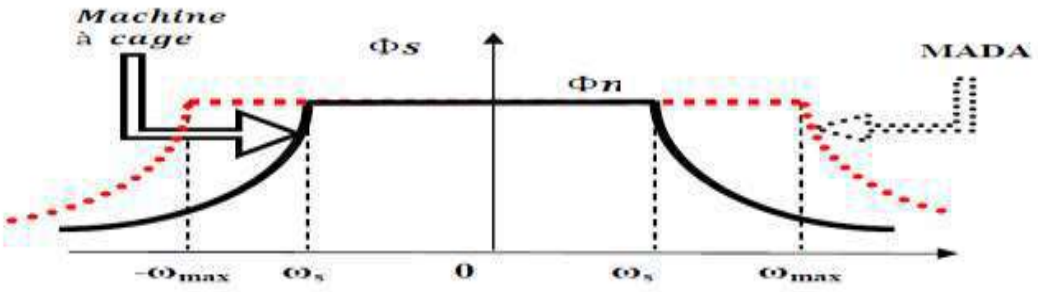


Figure I.19. Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA

I.8.2.Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone, alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique, généralement elle est plus longue à cause des balais. [16]

- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. [12]

Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [17].

I.9.Conclusion

Dans ce chapitre un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation(MADA) et leur application a été donné ainsi que les différents types de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière ont été présentés.

La MADA porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Pour bien exploiter la machine asynchrone à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande vectorielle sont nécessaires. L'objet du prochain chapitre est consacré à la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation (GADA).

Chapitre II
Modélisation de la MADA

II.1.Introduction

La modélisation d'une machine asynchrone est basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Les méthodes matricielles sont développées et sont devenues les bases pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande [19].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation. On présentera sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations, l'une alimente le stator avec un couplage direct au réseau et l'autre alimente le rotor à fréquences variables. [8].

II.2. Modélisation de la machine à double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (*OAR*) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (*OAS*).

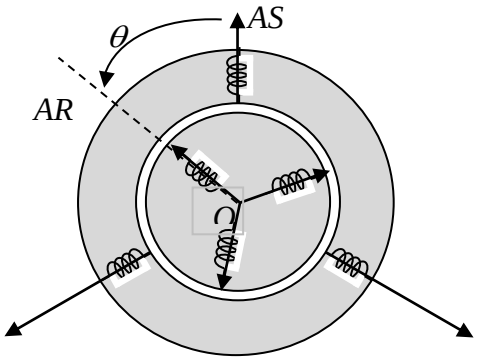


Figure II.1. Représentation schématique du modèle d'une MADA

II.2.1.Hypothèses simplificatrices

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

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

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

Ces chois signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.

- Les inductances propres sont constantes.

- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de 1'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.2.2.Modèle de la MADA dans le repère abc

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

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \dfrac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \dfrac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

Avec :

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

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

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

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

Où :

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

$[L_{ss}], [L_{rr}]$: sont les matrices des inductances statoriques et rotoriques.

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

Avec :

$$\begin{cases}[R_s]=R_s.[I]_{3\times3}\\ [R_r]=R_r.[I]_{3\times3}\end{cases} \tag{II.3}$$

$$[L_{ss}]=\begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s\\ m_s & l_s & m_s\\ m_s & m_s & l_s\end{bmatrix},[L_{rr}]=\begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r\\ m_r & l_r & m_r\\ m_r & m_r & l_r\end{bmatrix} \tag{II.4}$$

$$[M_{sr}]=M_{\max}.\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2.\pi/3) & \cos(\theta-4.\pi/3)\\ \cos(\theta-4.\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta-2.\pi/3)\\ \cos(\theta-2.\pi/3) & \cos(\theta-4.\pi/3) & \cos(\theta)\end{bmatrix} \tag{II.5}$$

$$[M_{rs}]=[M_{sr}]^T \tag{II.6}$$

Avec :

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

$M_{\max}$: est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotoriquepour $\theta=0$.

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

$$W_{mag}=\frac{1}{2}\left([I_s]^T[\phi_s]+[I_r]^T[\phi_r]\right) \tag{II.7}$$

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

$$C_e=\frac{\partial W_{mag}}{\partial\theta_{geom}}=n_p\cdot\frac{\partial W_{mag}}{\partial\theta_{elect}} \tag{II.8}$$

On peut déduire :

$$C_e=\frac{P}{2}[I_s]^T\left(\frac{d[M_{sr}]}{d\theta_{elect}}\right)[I_r] \tag{II.9}$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J_m\frac{d\Omega}{dt}+f_m\cdot\Omega=C_{em}-C_r \tag{II.10}$$

Où :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \tag{II.11}$$

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

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

II.2.3.La transformation de Park

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère (d, q) tournant dont l'orientation est à priori arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en une machine diphasée équivalente [23].

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, figure (II.2).

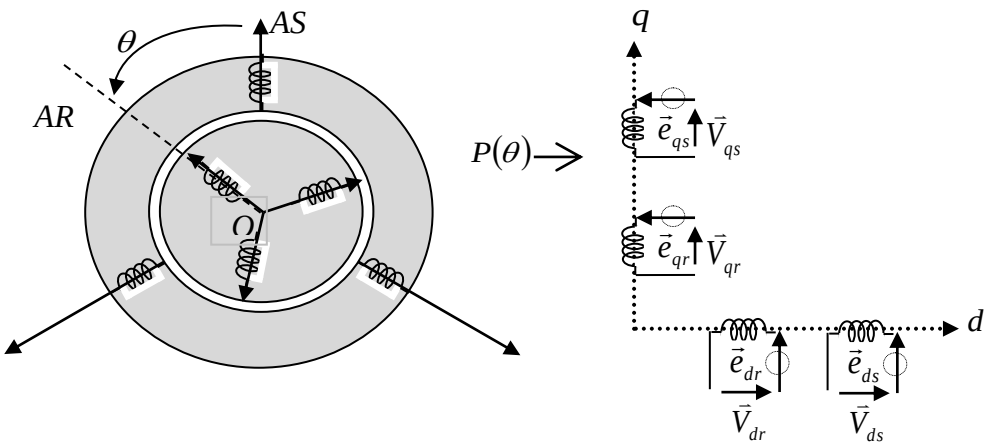


Figure II.2. Représentation de la MADA dans le repère de Park

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

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

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par latransformation (II.12) :

$$\begin{bmatrix}x_d\\ x_q\\ x_o\end{bmatrix}=[P(\theta)]\begin{bmatrix}x_a\\ x_b\\ x_c\end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

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

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

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

$$[P(\theta)]^{-1}=\begin{bmatrix}\cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) & 1\\ \cos(\theta_p-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p-\frac{2\pi}{3}) & 1\\ \cos(\theta_p-\frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_p-\frac{4\pi}{3}) & 1\end{bmatrix} \quad \text{(II.14)}$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées par :

$$\begin{bmatrix}x_a\\ x_b\\ x_c\end{bmatrix}=[P(\theta_p)]^{-1}\begin{bmatrix}x_d\\ x_q\\ x_o\end{bmatrix} \quad \text{(II.15)}$$

II.2.3.1.Equations électriques et magnétiques dans le système d'axes *(d, q)*

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_p \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_p \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \dfrac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega_r)\Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \dfrac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

Avec :

ω_p : Vitesse du système d'axe (d, q).

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

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

Avec :$L_s=l_s-m_s$,$L_r=l_r-m_r$ sont les inductances cycliques statorique et rotorique,

$M=(3/2)M_{max}$ est l'inductance magnétique.

II.2.3.2 .Choix du référentiel

Pour étudier les régimes transitoires des machines électriques, il est recommandé de choisir un système d'axes qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe. A partir du système d'axe (*d*, *q*) onpeut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers. Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles :

- Référentiel fixé par rapport au stator : ω_p =0
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_p = \omega$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_p = \omega_s$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par

orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

II.2.4.Modèle biphasé de la MADA lié au champ tournant

Dans ce repère les tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s.\phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s.\phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.18)}$$

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (II. 10) au système d'équations différentielles modélisant la machine [17]. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante:

$$\boldsymbol{C_{em} = P(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds})} \quad \text{(II. 19)}$$

II.2.5.Mise sous forme d'équation d'état

Les équations (II.18) peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état. On choisit pour vecteur d'état $x = \lfloor \phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr} \rfloor$, on trouve les équations d'état sous forme matricielle :

$$\begin{cases} L.\dfrac{dx}{dt} = A.x + B.U \\ y = C.x \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

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

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

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

II.3.Simulation de la commande de la MADA

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel MATLAB/SIMULIK. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

Le schéma bloc de la MADA est donné par :

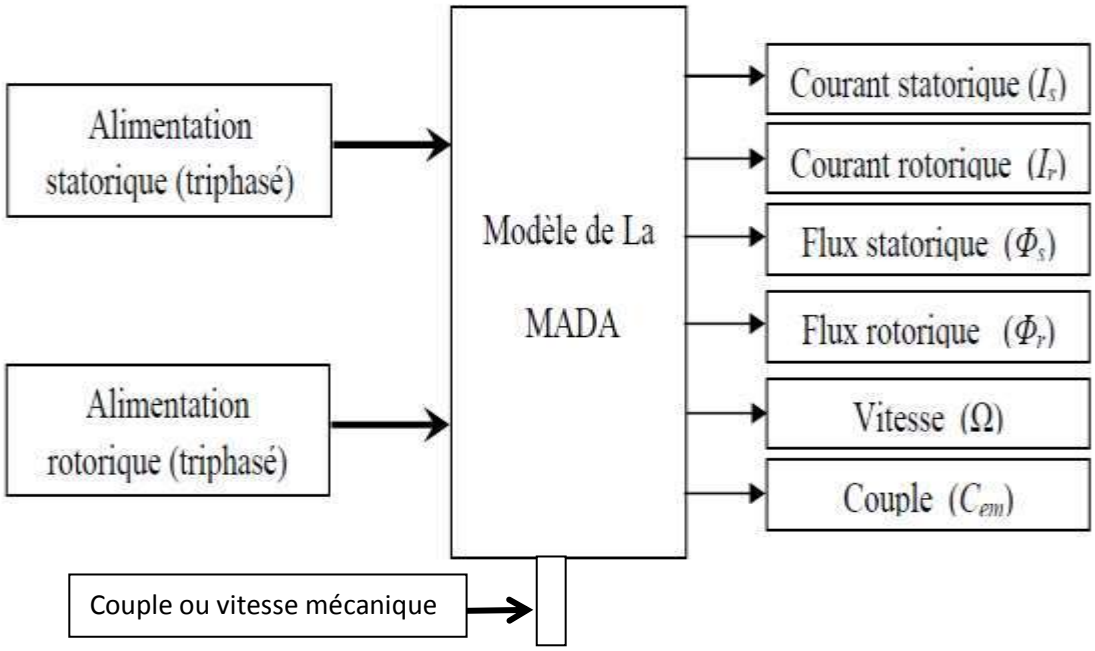


Figure II.3. Le schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension

Les résultats présentés par la figure II.4 montre le fonctionnement génératrice de la MADA, lors d'un fonctionnement à glissement $g = +0.05$ (vitesse de 1425tr/mn) avec

application d'une tension statorique à valeur efficace de 220V, et une tension rotorique à $v_{dr} = 0$ et $v_{qr} =$ -12V. Le système passe par un régime transitoire puis s'établit à des valeurs de, P_s ,Q_s,Pr , Q_r et $C_{em}<0$.

Dans la figure II.5 nous montrons le comportement moteur de la MADA, lors d'un fonctionnement à glissement $g = -0.05$ avec application d'une tension statorique à valeur efficace de 220V, et une tension rotorique à $v_{dr} = 0$ et $v_{qr} = 12$v. Le système passe par un régime transitoire puis s'établit à des valeurs de, Q_s, Pr, Q_r et $C_{em}>0$.

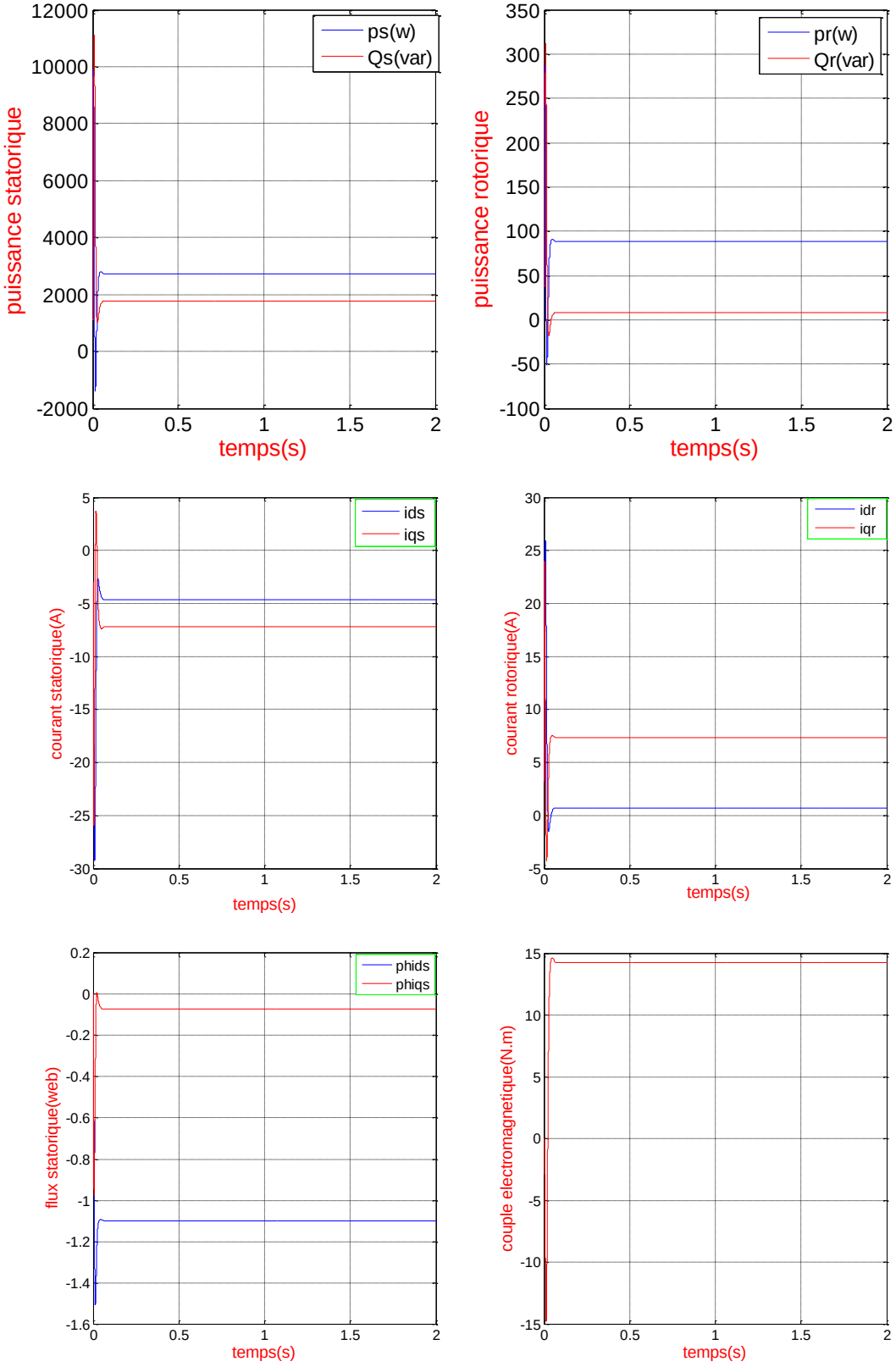


Figure II.4. Réponse de la GADA pour Vdr=0v, Vqr=12v, g=0.05

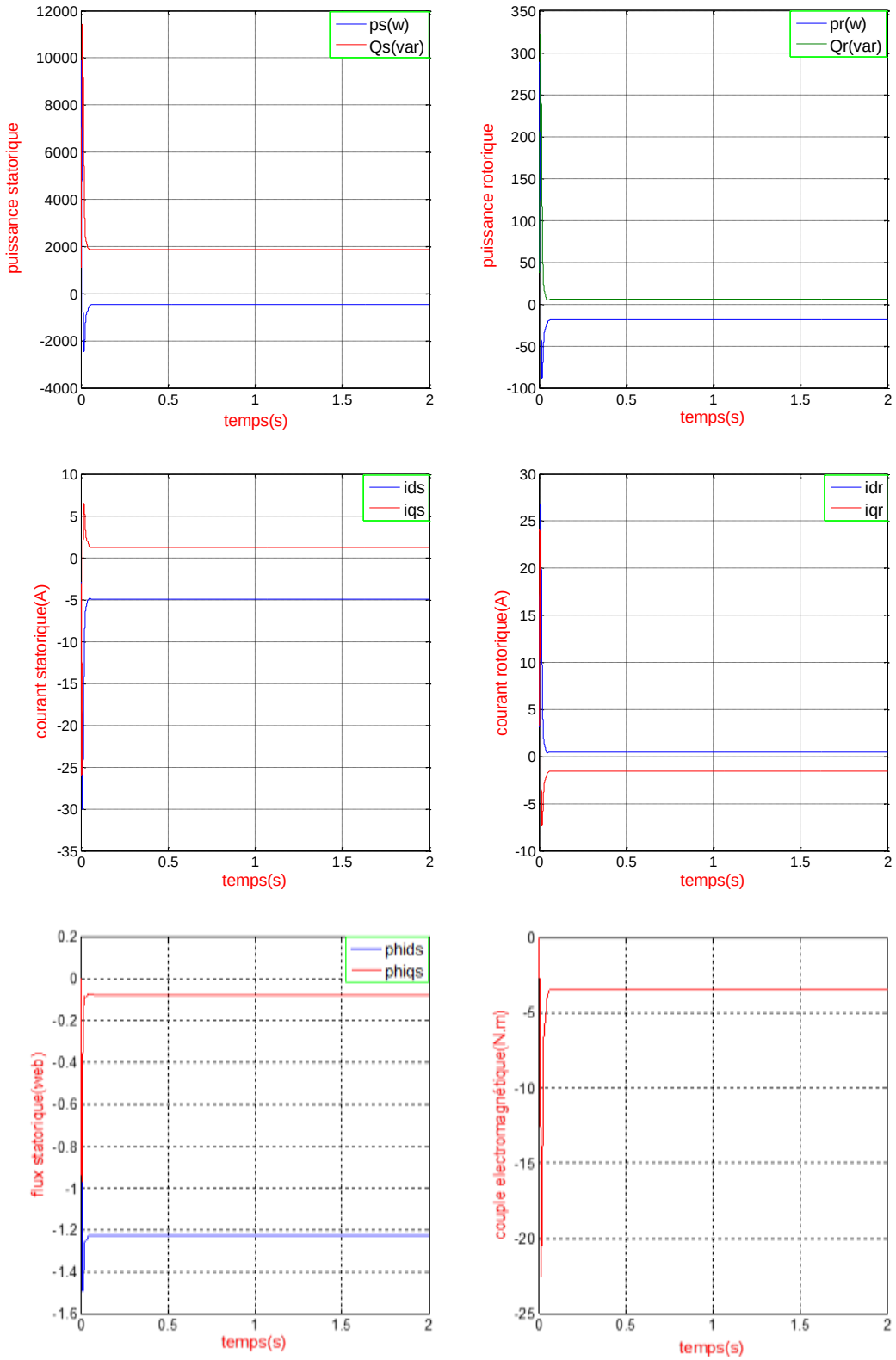


Figure II.5. Réponse de la GADA pour Vdr=0v, Vqr=12v, g=-0.05

La réponse obtenu montre que pour des valeurs de vdr=0v, vqr =12v et un glissement de 0.05, les résultats obtenu du puissance active et de couple c'est des valeurs positive, donc la machine fonctionne comme un moteur, pour des valeurs de vdr=0v, vqr=12v et un glissement de -0.05, les résultats obtenu du puissance active et de couple c'est des valeurs négative donc la machine fonctionne comme génératrice.

Au regard de la figure (II.4), on peut remarquer que la tension statorique et rotorique ont des fréquences différentes. La fréquence statorique est imposée par le réseau (50Hz). La fréquence rotorique est liée au glissement de la machine qui égal à 0.05 dans ce cas (la machine est entrainée par une vitesse de 1425 tr/min) ; et ce qui est claire aussi sur le figure (II.5).

II.4.Modélisation de l'alimentation de la MADA

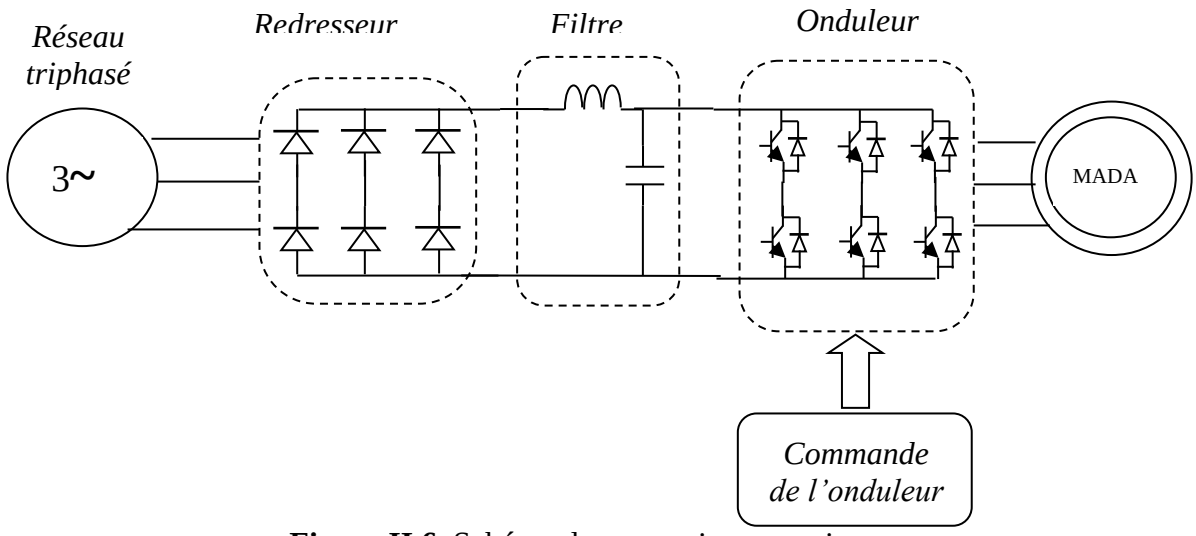


Figure II.6. Schéma du convertisseur statique

Le long de tout notre travail, les différentes structures de commande sont constituées de l'association d'une machine asynchrone à double alimentation avec un onduleur de tension. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'association redresseur-filtre-onduleur de tension est représentée dans la figure (II.6).

II.4.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative [25].

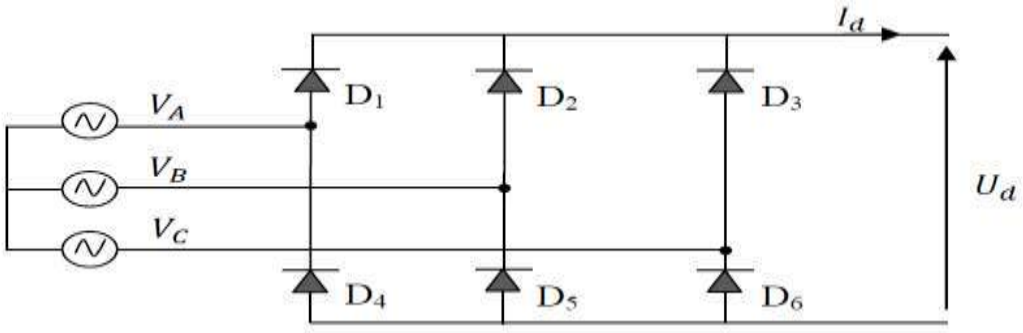


Figure II.7. Schéma du redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes D_1, D_2, D_3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 à anode commune assurant le retour du courant I_d. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_{max} sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_{max} sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_{max} sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II-21)}$$

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

$$U_d(t) = Max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - Min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \text{(II-22)}$$

La tension redressée présente un taux d'ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer un filtre passe bas entre le redresseur et l'onduleur.

II.4.2. Modélisation du filtre

Le filtre est constitué par une inductance L_{ft} en série avec une capacité C_{ft} en parallèle comme il est représenté à la figure (II.8).

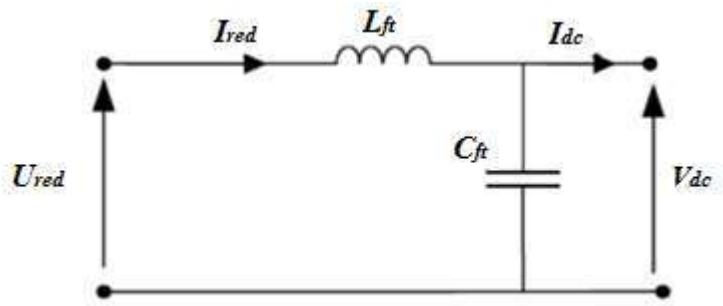


Figure II.8. Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{red} = \frac{1}{L_{ft}} (U_{red} - V_{dc}) \\ \frac{d}{dt} V_{dc} = \frac{1}{C_{ft}} i_c = \frac{1}{C_{ft}} (i_{red} - i_{dc}) \end{cases} \quad \text{(II-23)}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1+\left(\sqrt{L_{ft}C_{ft}}s\right)^2} \quad \text{(II-24)}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_{ft}C_{ft}}}$

II.4.3.Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [26]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La Figure (I.9) illustre le schéma structurel d'un onduleur à 2 niveaux alimentant le rotor d'une machine asynchrone à double alimentation.

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor–diode par un seul interrupteur bidirectionnel « S_i».Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur.

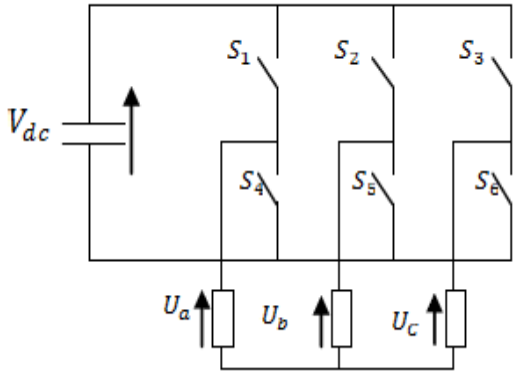


Figure II.9. Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variablesS_a,S_b, etS_c

- Branche1 :

Sa=0 Si S1 est ouvert et S4 est fermé ;

Sa=1 Si S1 est fermé et S4 est ouvert.

- Branche2 :

Sb=0 Si S2 est ouvert et S5 est fermé ;

Sb=1 Si S2 est fermé et S5 est ouvert.

- Branche3 :

Sc = 0 Si S3 est ouvert et S6 est fermé ;

Sc =1 Si S3 est fermé et S6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (II.25)$$

Or, si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}.(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}.(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_c = \frac{1}{3}.(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad \text{(II.26)}$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.27)}$$

II.4.4.Commande triangulo-sinusoïdale de l'onduleur

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [39]

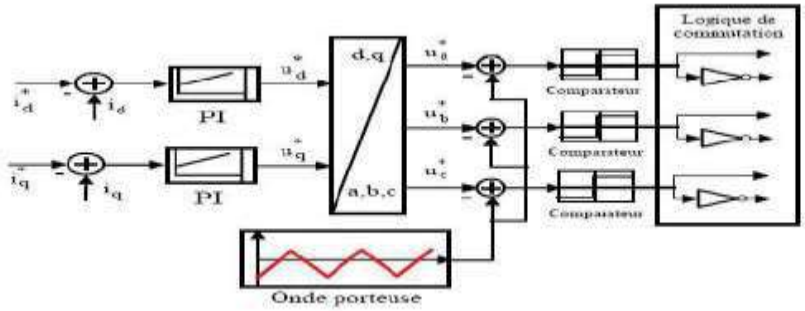


Figure II.10. Schéma de principe de la commande MLI

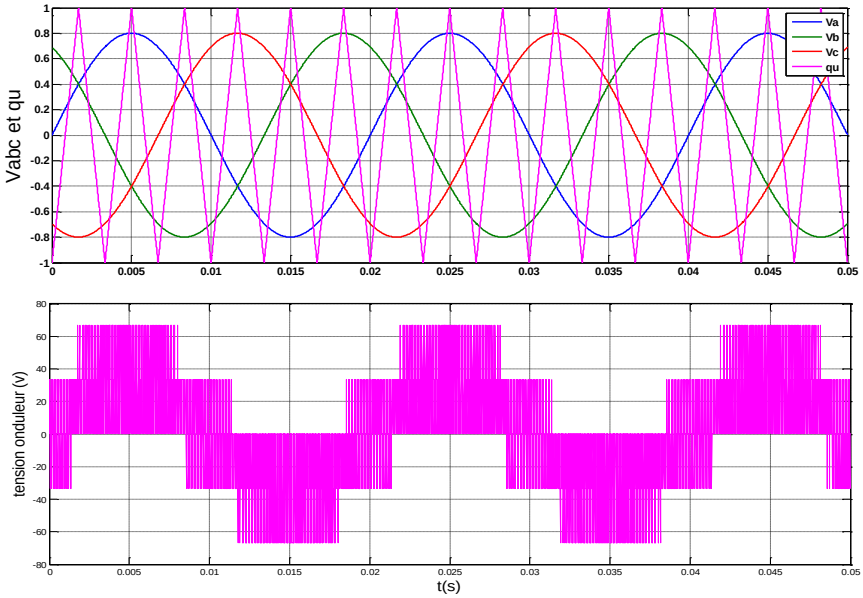


Figure II.11. Schéma de signaux de la commande MLI

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{Rrefa} = V_m \sin(2\pi f) \\ V_{Rrefb} = V_m \sin(2\pi f - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{Rrefc} = V_m \sin(2\pi f + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(II.28)}$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f p) sur la fréquence de référence (f),m=$\frac{f_p}{f}$

2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (Vpm),r =$\frac{V_m}{V_{pm}}$

f_p: fréquence de la porteuse.

Le modèle de la commande de la technique MLI sous Matlab/Simulink est représenté par la figure (II. 4).

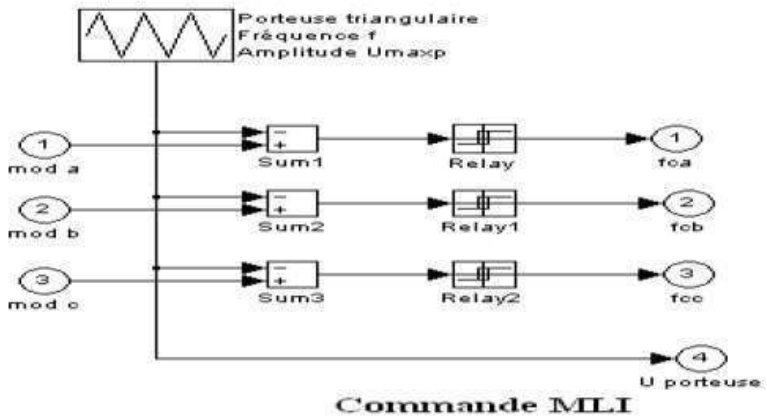


Figure II.12. Schéma bloc de la commande MLI sous Matlab/Simulink

II.5.Résultat de simulation de l'association MADA-Onduleur

Dans cette section et pour valider la conception de l'onduleur à MLI, nous simulons le comportement de l'association onduleur-machine. Les simulations sont effectuées sur la machine dont les paramètres électriques et mécanique sont donnés dans l'annex1.

La figure II.12 montre les performances de l'association MADA-Onduleur, lors d'un fonctionnement à glissement $g = +0.05$ (vitesse de 1425tr/mn) avec application d'une tension statorique à valeur efficace de 220V. Le système passe par un régime transitoire puis s'établit à des valeurs de, Ps, $Q.s.$,P_r , Q_r et $C_{em}<0$. Nous remarquons des Oscillations dans les réponses à cause de la présence de l'onduleur.

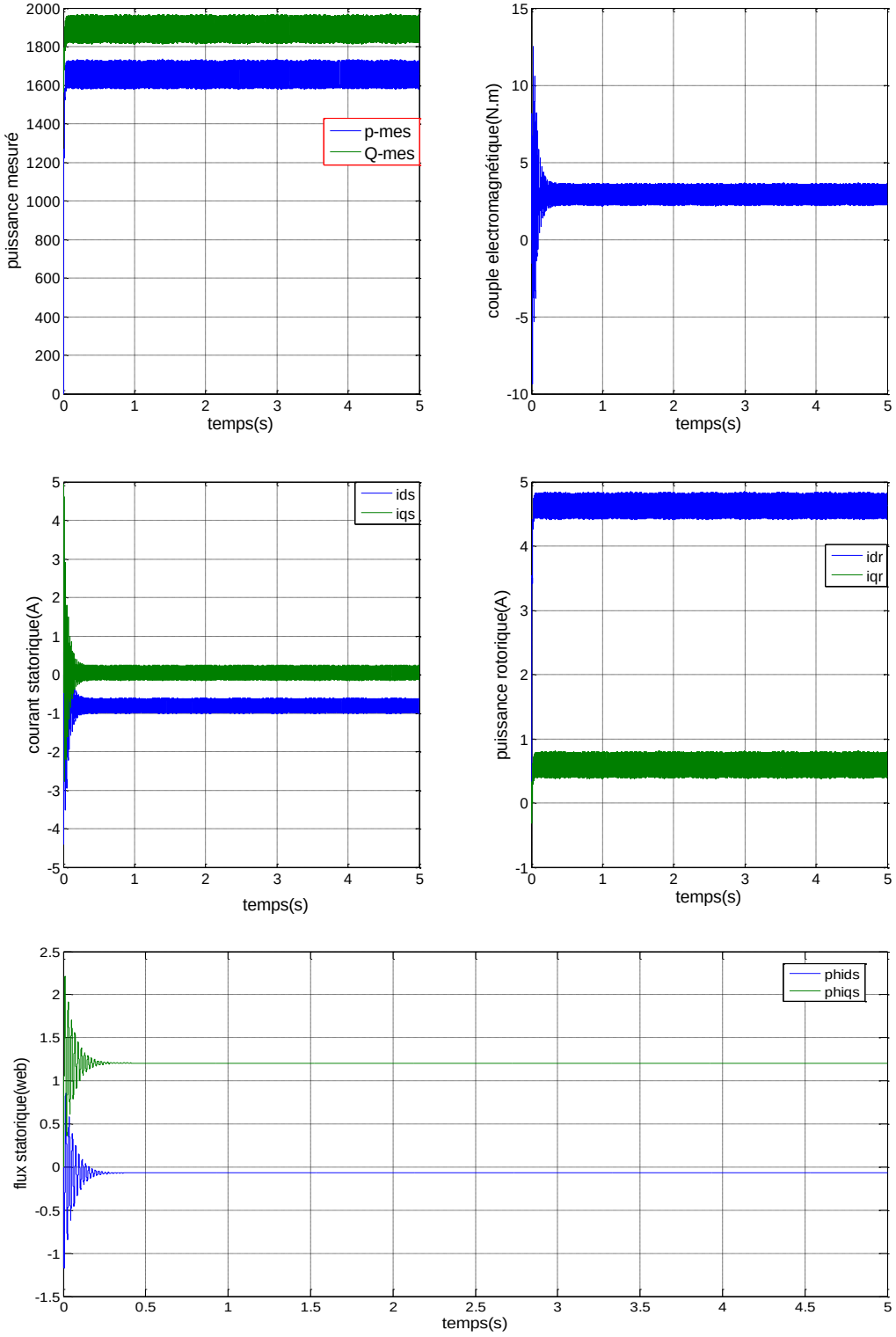


Figure II.13. Réponse de GADA avec onduleur

La figure II.12 montre les performances de l'association MADA-Onduleur, lors d'un fonctionnement à glissement $g = +0.05$ (vitesse de 1425tr/mn) avec application d'une tension statorique à valeur efficace de 220V. Le système passe par un régime transitoire puis s'établit à des valeurs de, P_s, Q_s,Pr,Qr et $C_{em}<0$. Nous remarquons des Oscillations dans les réponses à cause de la présence de l'onduleur.

II.6.Conclusion

La MADA est bien étudiée dans ce chapitre où on a présenté la théorie de cette machine, la structure de la MADA, ainsi que son modèle mathématique dans le repère naturel (a, b, c).Ce modèle est non linéaire et fortement couplé.

Pour contourner cette difficulté, on a fait appel à la transformation de Park. Le modèle dynamique de la machine écrit dans le repère de Park puis traduit sous forme d'équations d'état, a été simule. Les résultats de simulation sont satisfaisants.

On remarque également que le modèle de la machine met en évidence le couplage indésirable existant entre les axes d et q. L'élimination de ce couplage passe par la commande vectorielle à flux orienté. Ce modèle sera exploité pour étudier la stratégie de commande de la machine asynchrone à double alimentation en puissance active et réactive au chapitre suivant.

Chapitre III
Commande vectorielle de la MADA

III.1. Introduction

Une bonne commande des machines asynchrones à double alimentation est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. La technique d'orientation du flux statorique permet de rapprocher son comportement à celle d'une machine à courant continu. Ainsi, le modèle de la machine asynchrone à double alimentation devient linéaire et découplé. Le vecteur de tension rotorique étant divisé en deux composantes, une composante contrôle la puissance active ou la vitesse de rotation et l'autre contrôle la puissance réactive. De plus, le système de la MADA devient linéaire du premier ordre. Ce qui nous permet d'utiliser des régulateurs classiques à action proportionnelle intégrale. [20], [21].

Dans cette optique, ce chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MADA alimentée via l'enroulement rotorique par un onduleur à MLI. Nous présenterons d'abords la loi de commande basée sur l'orientation du flux statorique. Par la suite, nous effectuerons la régulation de la puissance active et réactive en utilisant la technique de commande indirecte [3].

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d-q) :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

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

Dans tous nos travaux, nous nous intéressons à une commande vectorielle directe en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

III.2. Alimentation de la MADA

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension (Figure III.1). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur. [22]

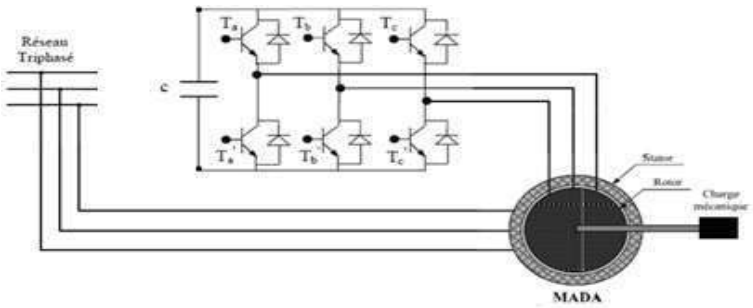


Figure III.1. Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension

III.3. Principe de la commande vectorielle

Le principe général de la commande vectorielle en puissances active et réactive est illustré sur la figure (II-2).

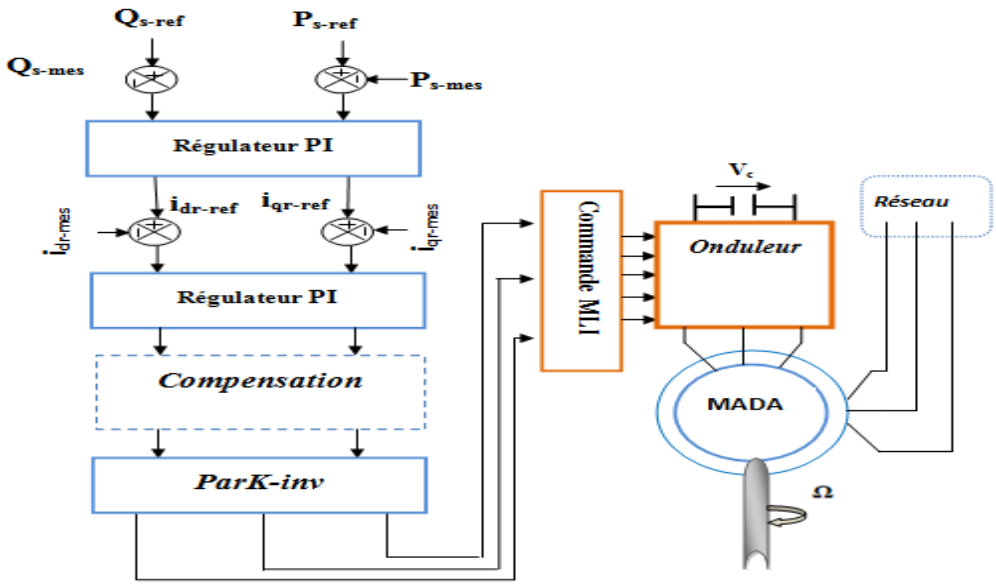


Figure III.2. Principe général de la commande vectorielle

Dans le cadre de ce mémoire, nous développons la commande vectorielle en puissance active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du repère (d-q) suivant le flux statorique. Pour établir cette commande, on considère l'hypothèse simplificatrice que les enroulements statoriques et rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibres, donc, toutes les composantes homopolaires sont nulles [22].

III.4. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de la MADA, nous allons réaliser un contrôle indépendant de la puissance active et réactive en établissant les équations des tensions rotoriques générées par un onduleur à MLI [23], [24], [25], [26]. On oriente le repère (d, q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique $\emptyset_{ds}$.

Dans ce cas :

$$\begin{cases} \emptyset_{ds} = \emptyset_s \\ \emptyset_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

L'expression du couple électromagnétique devienne alors :

$$c_{em} = n_p \frac{M}{L_s} \emptyset_{ds} . I_{qs} \quad \text{(III.2)}$$

Dans l'hypothèse où le flux $\emptyset_{ds}$ est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendante du courant rotorique d'axe q.

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

$$v_{sn} = R_s I_{sn} + \frac{d\emptyset_{sn}}{dt} \quad \text{(III.3)}$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique Rs, ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance utilisée dans l'énergie éolienne, cette relation devienne :

$$v_{sn} = \frac{d\emptyset_{sn}}{dt} \quad \text{(III.4)}$$

La relation (III.7) montre que le repère lié au flux statorique tourne à la même vitesse angulaire que la vectrice tension statorique et qu'il est en avance de $\pi/2$ sur ce même vecteur.

On peut alors écrire (toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant) :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = v_s \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

En s'alignant sur le repère choisi et en utilisant les simplifications ci-dessus inhérentes à ce repère, nous pouvons simplifier les équations des tensions comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = v_s = w_s \phi_{ds} \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Et l'équation de flux (III .4) devient :

$$\begin{cases} \emptyset_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

A partir de l'équation (III.7), nous pouvons alors écrire les équations des courants statorique :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statorique d'une machine asynchrone sont données par :

$$\begin{cases} P_s = v_s I_{ds} + v_{qs} I_{qs} \\ Q_s = v_s I_{qs} + v_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices dans notre cas (Vds=0) donne :

$$\begin{cases} P_s = v_s I_{qs} \\ Q_s = v_s I_{ds} \end{cases} \quad \text{(III.10)}$$

En remplaçant Ids et Iqs par leurs expressions données par l'équation (III.8) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

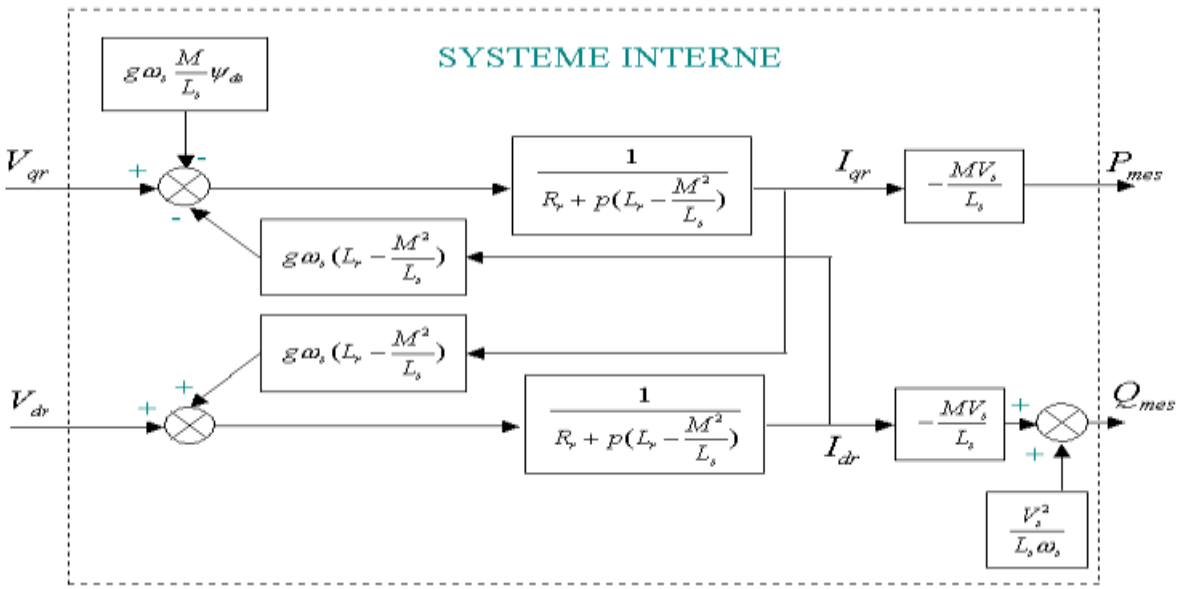
$$\begin{cases} P_s = -v_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = \frac{{v_s}^2}{w_s L_s} - v_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotorique qui seront appliqués à la machine.

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr} + \frac{M v_s}{w_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.12)}$$

Ces expressions des flux rotorique d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions des tensions rotorique diphasées. Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{dr}}{dt} - g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr} \\ v_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{qr}}{dt} + g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr} + g \frac{M v_s}{L_s} \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$



FigureIII.3. Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances

III.5. Contrôle indépendant des puissances actives et réactives

Après avoir élaboré le modèle pour le contrôle indépendant des puissances de la MADA, il suffit maintenant d'inverser ses blocs pour déduire les tensions de référence de l'onduleur à partir des puissances active et réactive de références [22]

III.5.1. Contrôle indirect des puissances de la GADA

Pour pouvoir contrôler les puissances active et réactive échangées entre l'enroulement du stator de la GADA et le réseau, nous allons réaliser une commande à l'aide des régulateurs à action Proportionnel-Intégral. Nous nous basons sur les équations, établis précédemment, qui relient les tensions du rotor, générées par l'onduleur à MLI avec les puissances actives et réactive statorique.

L'équation (III.14) nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants rotoriques étant donné qu'à l'influence des couplages prés, chaque courant peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur [23].

$$\begin{cases} i^*_{qr} = -\frac{L_s}{MV_s} P^*_s \\ i^*_{dr} = -\frac{L_s}{MV_s} Q^*_s + \frac{V_s}{M\omega_S} \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

Avec :

$i^*_{dr}\ et\ i^*_{qr}$ Sont les grandeurs de référence des courants rotoriques.

P^*_s et Q^*_s sont les grandeurs de référence des puissances statoriques.

A partir des équations (III.13) et ((III.14) nous pouvons établir le schéma bloc des boucles de régulation des courants rotoriques d'axes 'dq' donnant ainsi les puissances statoriques désirées (FigureIII.4)

Avec e_{dr} et e_{qr} sont les termes de couplage et sont donnés par :

$$e_{dr} = -\delta Lr g\omega_s i_{qr} \quad et \quad e_{dr} = \delta Lr g\omega_s i_{dr} + g\frac{MV_s}{Ls} \text{(III.15)}$$

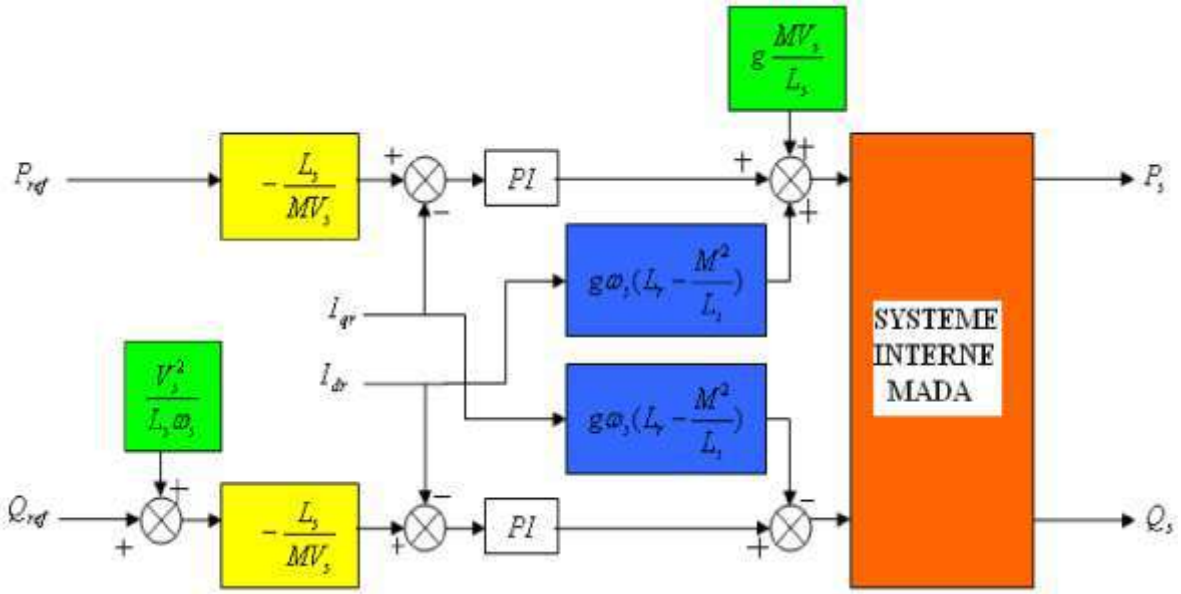


Figure III.4. Schéma de principe de la commande indirecte de la GADA

III.5.2. Dimensionnement du correcteur

Les expressions des deux courants sans les termes de couplage sont déduites du système d'équation (III.13) comme suit :

$$\begin{cases} v^r{}_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{dr} \\ v^r{}_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

Avec

$$v_{dr} = v^r{}_{dr} + e_{dr} \; et \; v_{qr} = v^r{}_{qr} + e_{dr} \quad \text{(III.17)}$$

On remarque bien que les fonctions de transfert des deux courants sont identiques. Ceci justifie l'utilisation des correcteurs de mêmes paramètres pour les deux boucles de régulations.

Le schéma bloc de la régulation du courant rotorique idren boucle fermée est représenté par la figure suivante (Figure III.5). Celui du courant rotorique iqr est le même.

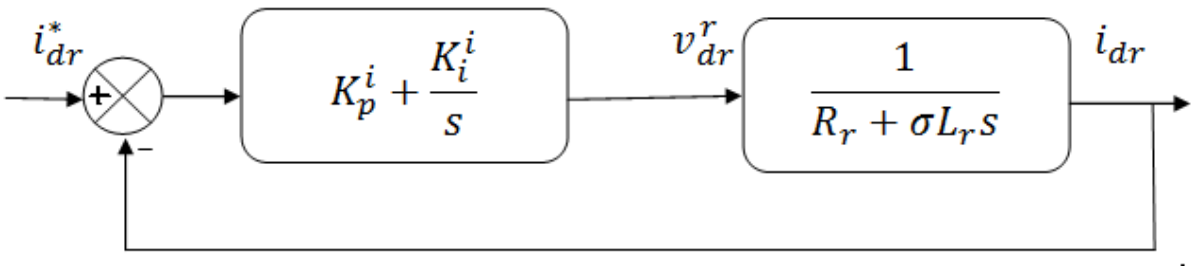


Figure III.5. Schéma bloc de régulation du courant i_{dr}

Sachant que la fonction de transfert du courant rotorique par rapport à la tension est $\frac{1}{R_r + \sigma L_r s}$, donc la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\text{FTBO} = \left(K^i{}_p + \frac{K^i{}_i}{s}\right)\frac{1}{R_r \sigma L_r s} \qquad \text{(III.18)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\text{FTBO} = \frac{i_{dr}}{i_{qr}} = \frac{\frac{1}{R_r \sigma L_r s}\left(K^i{}_p + \frac{K^i{}_i}{s}\right)}{1 \frac{1}{R_r \sigma L_r s}\left(K^i{}_p + \frac{K^i{}_i}{s}\right)} \qquad \text{(III.19)}$$

Après simplification, il en résulte :

$$\text{FTBO} = \frac{(K^i{}_p s + K^i{}_i)/\sigma L_r}{s^2 + \frac{R_r + K^i{}_p}{\sigma L_r} s + \frac{K^i{}_i}{\sigma L_r}} \qquad \text{(III.20)}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe de placement des pôles.

Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles complexes à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjuguées à partie réelle égale à la partie imaginaire.

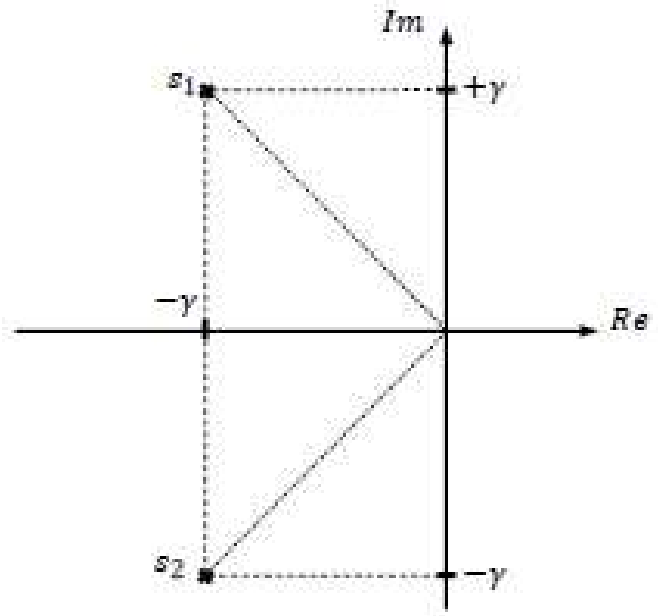


Figure III.6. Position des pôles dans le plan de phase

En imposant les pôles$i_{1,2} = -\gamma \mp j\gamma (j^2 = -1)$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$s^2 + 2\,\gamma s - 2\gamma^2 \tag{III.21}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K^i{}_p = 2\,\gamma\sigma L_r - R_r \\ K^i{}_i = 2\gamma^2\sigma L_r \end{cases} \tag{III.22}$$

III.5.3. Contrôle directe des puissances de la GADA

Afin d'éviter le problème de l'erreur statique sur les grandeurs à régler, nous utilisons maintenant la régulation directe de ces grandeurs. En s'opposant sur les équations (III.13) et (III.14) établis précédemment. Nous élaborons d'autres équations qui relient directement les tensions du rotor, générées par l'onduleur à MLI avec les puissances actives et réactive statoriques. Depuis l'équation (III.13), on peut déduire les courants rotoriques en fonction des puissances statoriques comme suit :

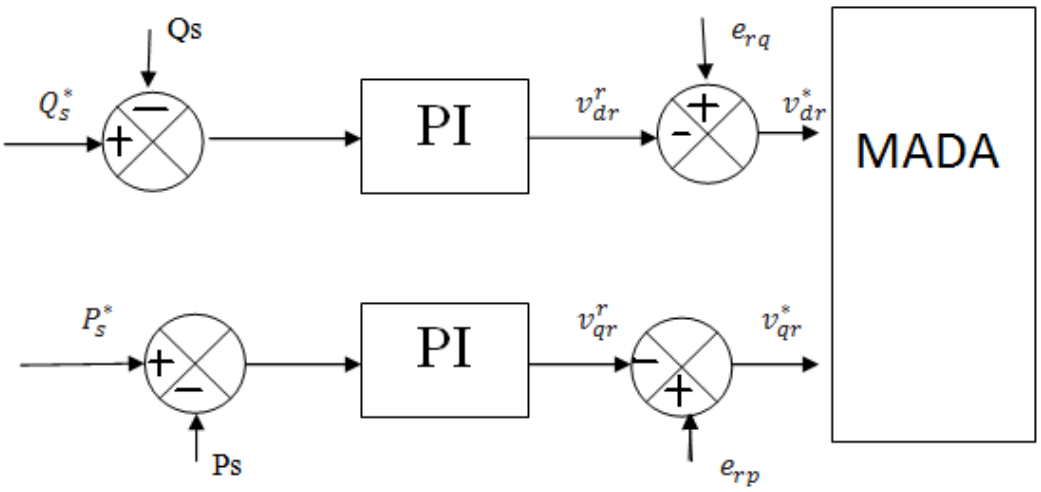
$$\begin{cases} i_{qr} = -\frac{L_s}{MV_s} P_s \\ i_{dr} = -\frac{L_s}{MV_s} Q_s + \frac{V_s}{M\omega_S} \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

En remplaçant ces expressions dans l'équation (III.13), et en supposant que $\frac{V_s}{M\omega_S}$ est constante en fonction du temps, on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = -R_r \frac{Vs}{M\omega_s} Q_s - \delta L_r \frac{Ls}{M\omega_s} \frac{d}{dt} Q_s - -\delta Lr \mathrm{g} \omega_s i_{qr} + R_r \frac{Vs}{M\omega_s} \\ V_{qr} = -R_r \frac{Ls}{MV_s} P_s - \delta L_r \frac{Ls}{M\omega_s} \frac{d}{dt} P_s + \delta Lr \mathrm{g} \omega_s i_{dr} + \mathrm{g} \frac{M\omega_s}{L_s} \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

L'équation (III.24) nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des puissances actives et réactive statoriques, chaque puissance peut être commandée indépendamment de l'autre. A partir de ces équations, nous pouvons établir le schéma de principe des boucles de régulation directe des puissances active et réactive statoriques (Figure III.9). Avec e_{rQ} et e_{rp} sont les termes de couplage pour les deux boucles:

$$\begin{cases} e_{rQ} = -\delta Lr \mathrm{g} \omega_s i_{qr} + R_r \frac{Vs}{M\omega_s} \\ e_{rp} = \delta Lr \mathrm{g} \omega_s i_{dr} + \mathrm{g} \frac{M\omega_s}{L_s} \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$



FigureIII.7. Schéma de principe de la commande directe des puissances statoriques de la GADA

III.5.4. Dimensionnement du correcteur

Les expressions des deux puissances sans les termes de couplage sont déduites des équations (III.11) comme suit :

$$\begin{cases} v^r{}_{dr} = R_r \frac{Ls}{MV_s} Q_s + \sigma L_r \frac{L_s}{MV_s} \frac{d}{dt} Q_s \\ v^r{}_{qr} = R_r \frac{Ls}{MV_s} P_s + \sigma L_r \frac{L_s}{MV_s} \frac{d}{dt} p_s \end{cases} \quad \text{(III.26)}$$

Avec

$$v_{dr} = -v^r{}_{dr} + e_{rQ} \; et \; v_{dr} = -v^r{}_{qr} + e_{rp} \quad \text{(III.27)}$$

Comme pour le cas de la régulation indirecte. On remarque bien que les fonctions de transfert des deux puissances sont identiques. Ceci justifie l'utilisation des correcteurs de mêmes paramètres pour les deux boucles. La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\text{FTBO} = \left(K_p^p + \frac{K_i^p}{s}\right) \frac{MV_s}{R_s L_s + L_r \sigma L_s s} \quad \text{(III.28)}$$

Le schéma bloc de la régulation de la puissance réactive $Q_s$en boucle fermée est représenté par la figure suivante. Celui de la puissance activeP_s reste le même.

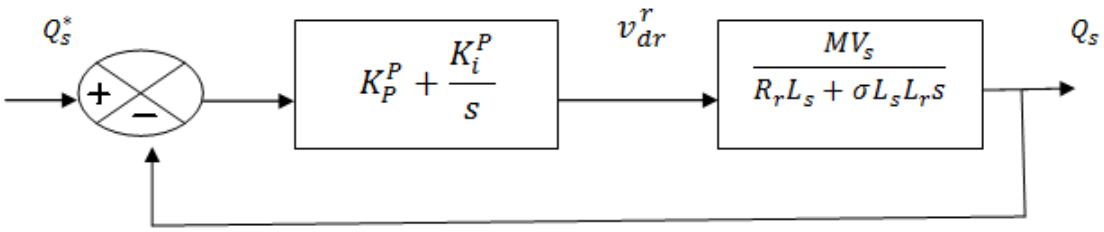


Figure III.8. Schéma bloc de régulation de la puissance réactive Q_s

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\text{FTBO} = \frac{Q_s}{Q_s^*} = \frac{\frac{MV_s}{R_r L_s + L_r \sigma L_s s}\left(K_p^p + \frac{K_i^p}{s}\right)}{1 + \frac{MV_s}{R_r L_s + L_r \sigma L_s s}\left(K_p^i + \frac{K_i^i}{s}\right)} \quad \text{(III.29)}$$

Après simplification, il en résulte :

$$\text{FTBO} = \frac{\frac{MV_S}{R_r L_S + L_r \sigma L_S s}\left(K_p^p + \frac{K_i^p}{s}\right)/\sigma L_S L_r}{s^2 + \frac{L_S R_r + K_p^p MV_S}{\sigma L_r} s + \frac{MV_S K_P^i}{\sigma L_r L_S}} \quad \text{(III.30)}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait aussi à l'aide du principe de placement des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjuguées à partie réelle égale à la partie imaginaire [41].

Par identification du dénominateur de l'équation (III.30) avec le polynôme de l'équation (III.18), nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_p^p = \frac{2\,\gamma\sigma L_S L_r - R_r L_S}{MV_S} - R_r \\ K_i^p = \frac{2\gamma^2 \sigma L_S L_r}{MV_S} \end{cases} \quad \text{(III.31)}$$

Nous constatons que les paramètres du régulateur dans ce cas (Régulation directe) sont proportionnels aux ceux du cas de régulation indirecte. C'est tout à fait correct car la relation entre les fonctions de transfert des deux systèmes est proportionnelle comme suit :

$$\frac{Q_s}{v_{dr}^r} = \frac{L_s}{MV_s}\frac{i_{dr}}{v_{dr}^r} \quad \text{(III.32)}$$

Où

$$K_p^p = \frac{L_s}{MV_s} K_i^p \; et \; K_i^p = \frac{L_s}{MV_s} K_i^i \quad \text{(III.33)}$$

III.5.5. Résultats de simulations

Les simulations présentées dans cette partie sont effectuées sur la machine de l'annexe I avec les mêmes temps d'application des échelons.

Les paramètres des régulateurs PI utilisés au schéma de principe (Figure III.7) sont résumés au tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôle 1	Pôle 2	$K^i{}_p$	$K^i{}_i$
Puissance $(P_s\ et Q_s)$	$s_1 = -80 - j80$	$s_2 = -80 + j80$	0.003	1.111

Tableau III.1. Paramètres des régulateurs PI des puissances statoriques

D'après les résultats obtenus, nous constatons que les puissances active et réactive (les grandeurs à régler) suivent leurs références. Les réponses sont oscillatoires avec amortissement relatif optimale comme prévue (pôles imposés complexes conjugués à parties réelles négatives). Le temps de repense est de 0.1s. Nous constatons aussi que le flux statorique selon l'axe directe est presque constant (ne varie que très peu avec les fortes variations de la puissance active).

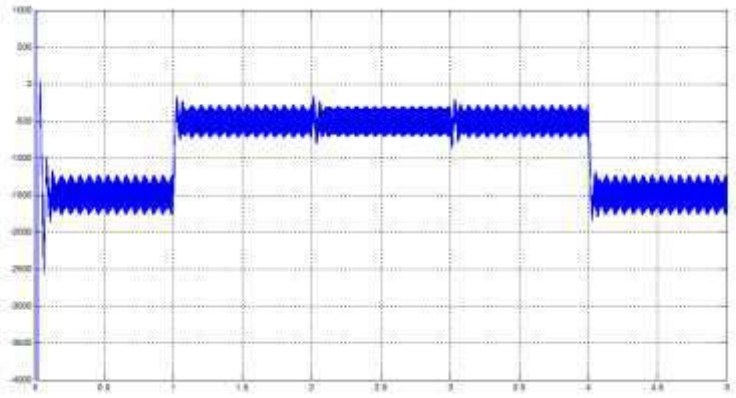


Figure III.9. Puissances active statoriques en commande direct

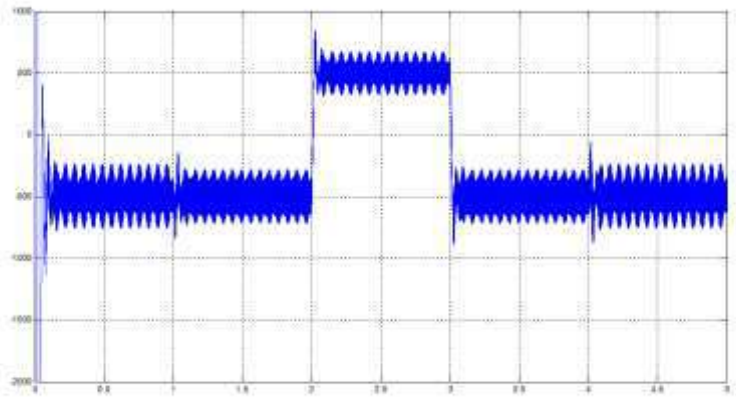


Figure III.10. Puissances réactive statoriques en commande directe

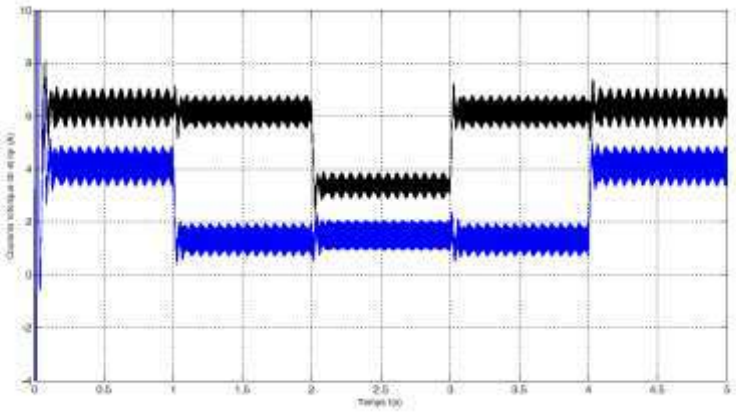


Figure III.11. Courant rotorique Idr et Iqr

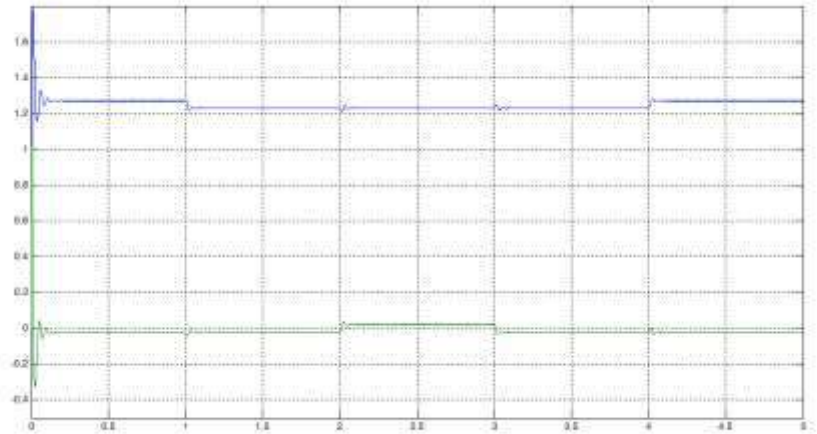


Figure III.12. Les Flux statorique

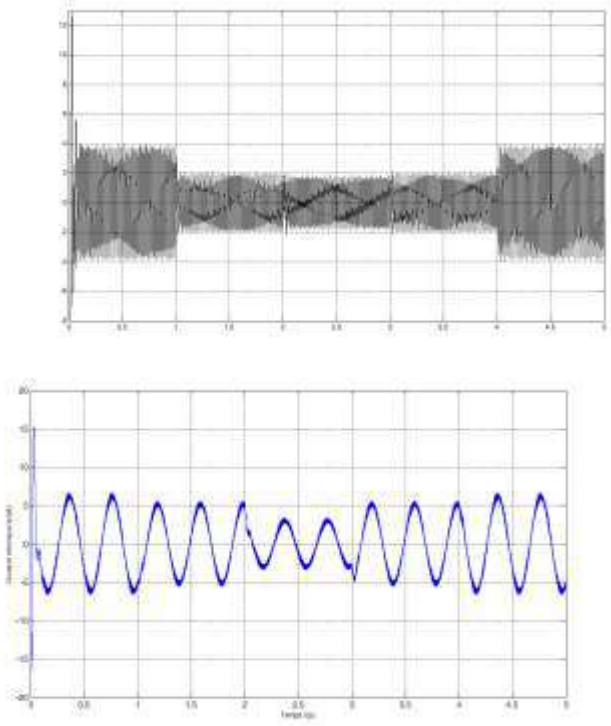


Figure III.13. Les courants statorique Ias et rotorique Iar

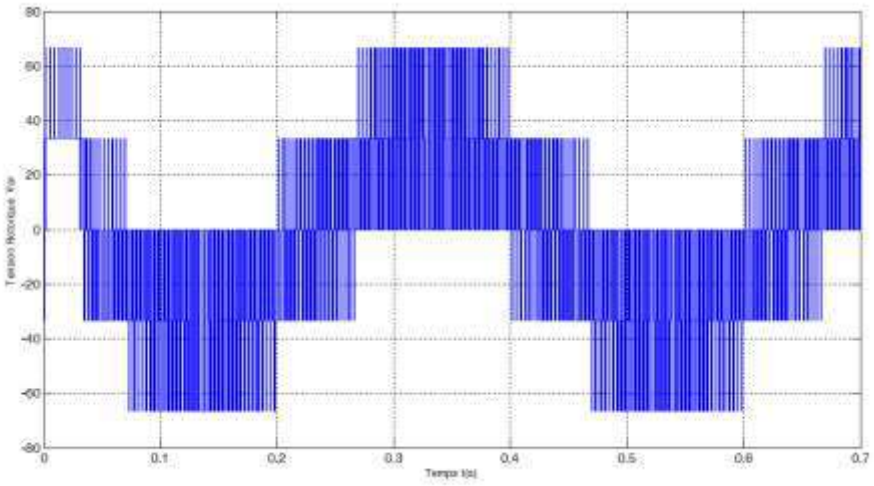


Figure III.14. La tension rotorique Var

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

La puissance active du côté statorique est négative ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA, La puissance réactive est réglable selon les besoins du réseau, et les deux sont découplées entre eux (la puissance active est commandée par la composante iqr et la puissance réactive par le composante idr).

III.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe ***d***. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répondue. [1]

A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC. [1]

Dans le chapitre suivant, on va voir une nouvelle technique de commande non linéaire, c'est la Commande par *Mode Glissement* qui élimine l'utilisation des régulateurs classiques.

Chapitre IV
Commande par mode Glissant du GADA

IV.1. Introduction

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème. [1]

En effet, des techniques de commande sont demandées, dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode s'appelle la commande par mode glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Elle a été inventée pour la première fois en union soviétique dans le but de résoudre les problèmes de plusieurs applications [28].

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude théorique sur la commande à structure variable, afin d'adapter cette technique à la commande de la puissance active et réactive développées par la DFIG. De plus, les performances apportées par cette technique de commande par rapport celle du chapitre précédant seront présentées. [1]

IV.2. Introduction aux systèmes de réglage à structure variable

IV.2.1. Historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire àdynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [21]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique (Emelyanove 1967, Utikin 1974), et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao etHung 1993).

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable.

Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées [17].

IV.2.2. 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.

IV.2.3. Principe

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. [1]

IV.3. Différentes structures du contrôle par mode de glissement

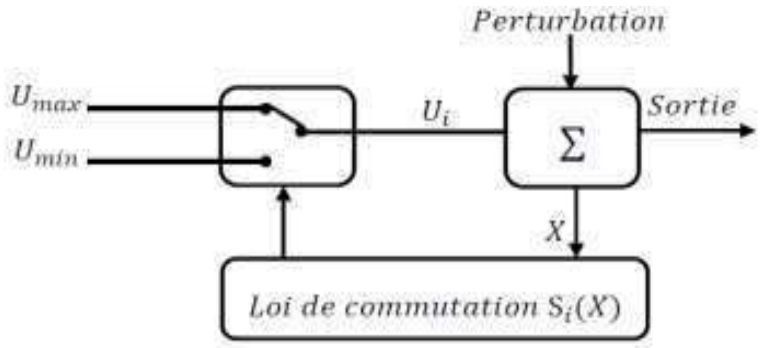
Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre -réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de

la commande équivalente [30]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

IV.3.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (IV.1).Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée.

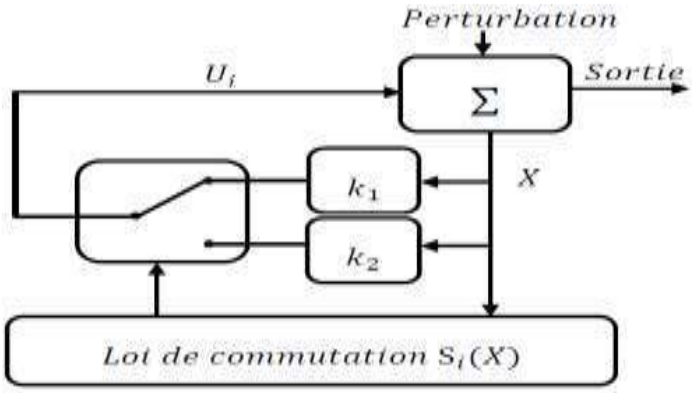
Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.[1].



FigureIV.1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

IV.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (IV.2). Cette structure est la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [31]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.

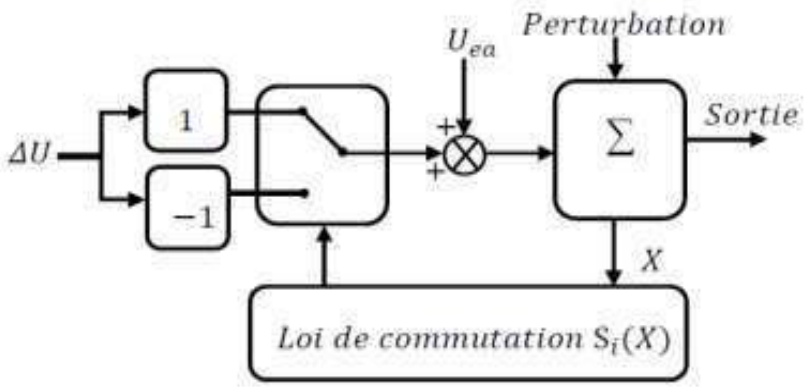


FigureIV.2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

IV.3.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figureIV.3, présente un réel avantage. Elle permet de repositionner 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 on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.[1].



FigureIV.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Avec :

Ueq : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinue.

X : vecteur de variables.

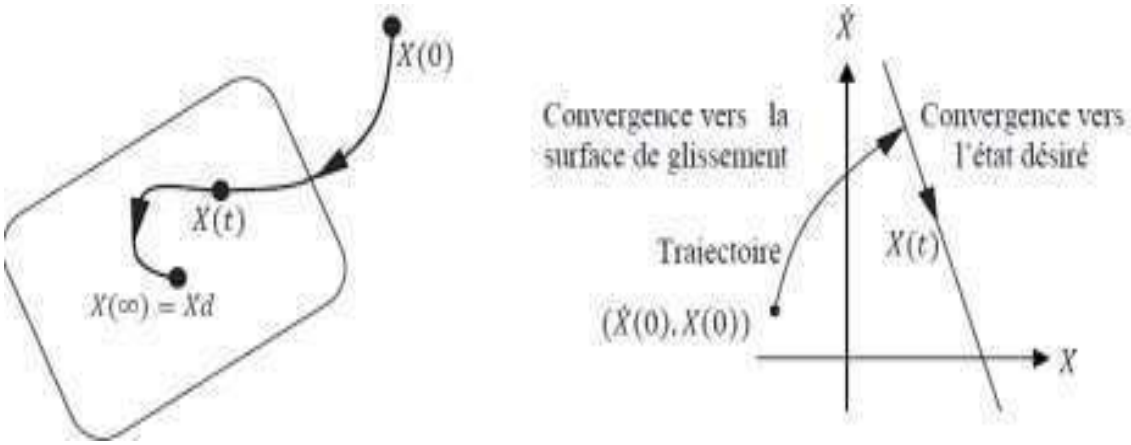
Si : vecteur surface de commutation

IV.4. Théorie de la commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable (sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre.

D'où le phénomène de glissement figure (IV.4). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

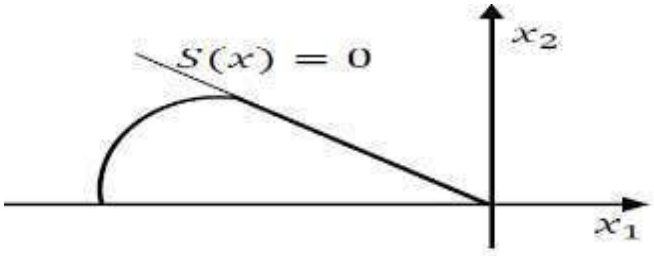
- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.



FigureIV.4. Convergence du système glissant

a. Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation S(x) = 0. Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S.



FigureIV.5. Glissement idéal

b.Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

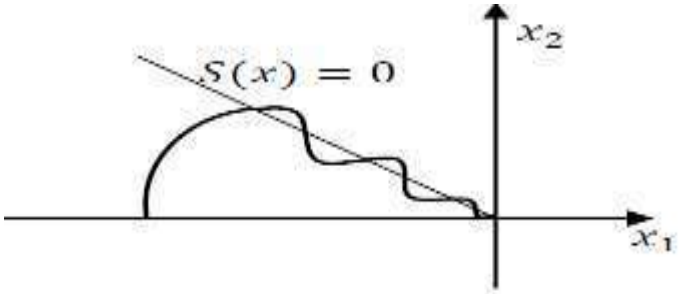


Figure IV.6. Glissement réal

IV.5. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte le problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [32], [33]:

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

IV.5.1. Choix de la Surface de Glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant [18], [34], [35] :

$$\dot{X} = f(x,t) + \dot{B}(x,t).u(x,t) \qquad \text{(IV.1)}$$

Où : X∈ $\mathbb{R}^n$est le vecteur d'état, u ∈ $\mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, f (x, t)∈ $\mathbb{R}^n$

B(x, t)∈ $\mathbb{R}^{n*m}$

J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [18], [36], [37], qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = (d/dt + \lambda s)^{n-1} e \qquad \text{(IV.2)}$$

Avec:

ƛs: Coefficient positif,

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

x_d : Valeur désirée.

n : Ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il fautDériver afin de faire apparaître la commande [38].

S(x) est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse ‘‘ e ’’ tend vers zéro pour un choix correct du gain ƛs et c'est l'objectif de la commande [38].

IV.5.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [38]. On présente deux types de conditions qui sont :

IV.5.2.1. La Fonction Discrète de Commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emiliano et Utkin.

Elle est donnée sous la forme [38] :

$$S(x).s'(x) < 0 \qquad \text{(IV.3)}$$

IV.5.2.2. La Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov, C'est une fonction scalaire positive ; V(x) >0, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante [33] :

$$V(x) = 1/2(s^2(x)) \qquad \text{(IV.4)}$$

ca dérivé est :

$$V'(x) = S(x).s'(x) \qquad \text{(IV.5)}$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction ($V(x) \prec 0$) ; 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 '' tel 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 $S(x).\dot{S}(x) \prec 0$ [34].

IV.5.3. Détermination de la Loi de Commande

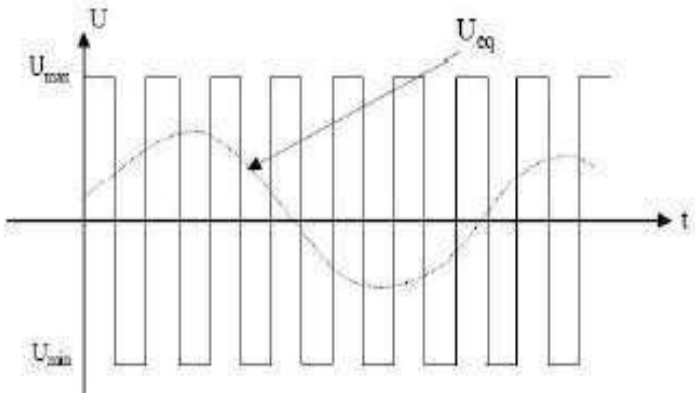
La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et le deuxième est stabilisant (U_n). Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [31], [39].

$$U = U_{eq} + U_n \qquad \text{(IV.6)}$$

U_{eq}Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement S(x)= 0 La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}$(x)= 0

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs Max. et Umin (FigureIV.7).

La commande discrète Un est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [08].



FigureIV.7. Interprétation d'Ueq

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équationIV.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U.

La dérivée de la surface S(x) est :

$$S'(x) = \frac{\partial s}{\partial t} - \frac{\partial s}{\partial t}.\frac{\partial x}{\partial t} \qquad \text{(IV.7)}$$

En remplaçant les expressions (IV.1) et (IV.6) dans l'expression (IV.7), on trouve :

$$S'(x) = \frac{\partial s}{\partial t}(f(x,t) + b(x,t)U_{eq}(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}b(x,t)U_{eq} \qquad \text{(IV.8)}$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente [08]:

$$U_{eq} = -\frac{\partial s}{\partial t}(f\ (x,t).\frac{\partial s}{\partial t}b(x,t) \quad \text{(IV.9)}$$

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

$$S'(x)\frac{\partial s}{\partial t}b(x,t)U_n \neq 0 \quad \text{(IV.10)}$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression(IV.9) dans l'expression (IV.8), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S'(x)\frac{\partial s}{\partial t}b(x,t)U_n \quad \text{(IV.11)}$$

Ou la condition d'attractivité S(x).Ṡ(x) devient [5] :

$$S'(x)\frac{\partial s}{\partial t}b(x,t)U_n \prec 0 \quad \text{(IV.12)}$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de Un doit être opposé à celui de $s(x).\frac{\partial s}{\partial x}$.b(x, t), généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [38]:

$$U_n = k.\mathrm{si}\,gn(s(x,t)) \quad \text{(IV.13)}$$

Ou :

K : est un gain

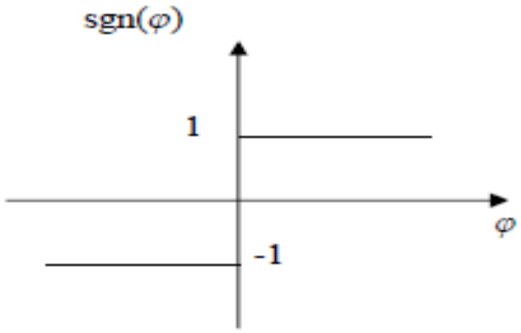
Le signe de k doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x}$.b(x, t)

Pour une fonction définie φ, l'expression de la fonction signe « sgn » est donnée par [07],

[09], [11], [12] :

$$Sgn(\varphi) = \begin{cases} 1, if\ \varphi \succ 0 \\ 0, if\ \varphi = 0 \\ -1, if\ \varphi \prec 0 \end{cases} \quad \text{(IV.14)}$$

La figue IV.8 représente la fonction de la commande discrète de type relais :



FigureIV.8. Fonction sgn (Commande de type relais)

IV.6. Application de la Commande par Mode Glissant au Contrôle de la Puissance Active et Réactive du GADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant au générateur asynchrone à double alimentation (GADA).

Alors, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équations d'état du GADA suivant:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \cdot \dfrac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \dfrac{V_s^{\,2}}{W_s L_s} - \dfrac{V_s}{L_s} i_{dr} \end{cases} \tag{IV.15}$$

$$\begin{cases} idr = \dfrac{1}{\sigma Tr}.idr + gWs.iqr + \dfrac{1}{\sigma Lr} Vdr \\ i_{qr} = -\dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{Tr} + \dfrac{1}{LsTsLr}\right) iqr - gWs.idr + \dfrac{1}{\sigma Lr} Vdr \end{cases} \tag{IV.16}$$

IV.6.1. Commande Directe par Mode Glissant du GADA

IV.6.1.1. Surface de Régulation de la Puissance Active Statorique Ps

L'erreur de la puissance active statorique est définie par [38]:

$$e = P_s^* - P_s \tag{IV.17}$$

Pour n =1, la surface de la puissance active statorique peut être définie à partir de l'équation

(IV.20) comme suit :

$$S(P_s) = e = P_s^* - P_s \tag{IV.18}$$

ca dérivé :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \tag{IV.19}$$

En substituant l'expression de $\dot{P}_s$de l'équation (IV.16) dans l'équation (IV.20), on trouve :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{MV_s}{L_s}\dot{I}_{qr} \tag{IV.20}$$

En substituant l'expression de $\dot{I}_{qr}$de l'équation (IV.18) dans l'équation (IV.21), on trouve :

$$\dot{S}(Ps) = \dot{P}_s^* + \frac{MV_s}{L_s L_{r\sigma}}(V_{qr} - R_r . I_{qr})$$

On prend :

$$V_{qr} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^{n} \tag{IV.21}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$\begin{aligned} S(P_s) &= 0 \\ \dot{S}(P_s) &= 0 \\ V_{qr}^{n} &= 0 \end{aligned} \tag{IV.22}$$

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$\begin{cases} V_{qr}^{eq} = R_r I_{qr} - P_s^* . \dfrac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \\ V_{qr}^{n} = k_{vqr} . sat(P(s)) \end{cases} \tag{IV.23}$$

$$K_{vqr} : constantnégative$$

IV.6.1.2. Surface de Régulation de la Puissance Réactive Statorique Qs

L'erreur de la puissance réactive statorique est définie par [38]:

$$e = Q_s^* - Q_s \tag{IV.24}$$

Pour n =1, la surface de la puissance réactive statorique peut être définie à partir de L'équation (III.2) comme suit :

$$S(Q_s) = e = Q_s^* - Q_s \tag{IV.25}$$

Le dérivé :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \tag{IV.26}$$

En substituant l'expression de $\dot{Q}_s$de l'équation (IV.16) dans l'équation (IV.28), on trouve :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \left(\frac{V_s^{\,2}}{W_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \dot{I}_{dr} \right) \tag{IV.27}$$

On prend :

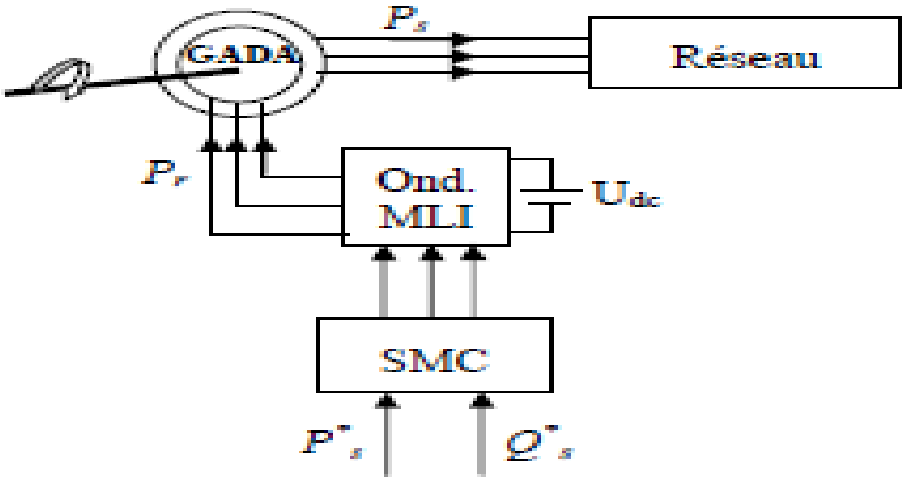
$$V_{dr} = vdr^{eq} + vdr^{n} \tag{IV.28}$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a S (Qs)=0 $\dot{S}$ (Qs)=0$Vdr^{n} = 0$

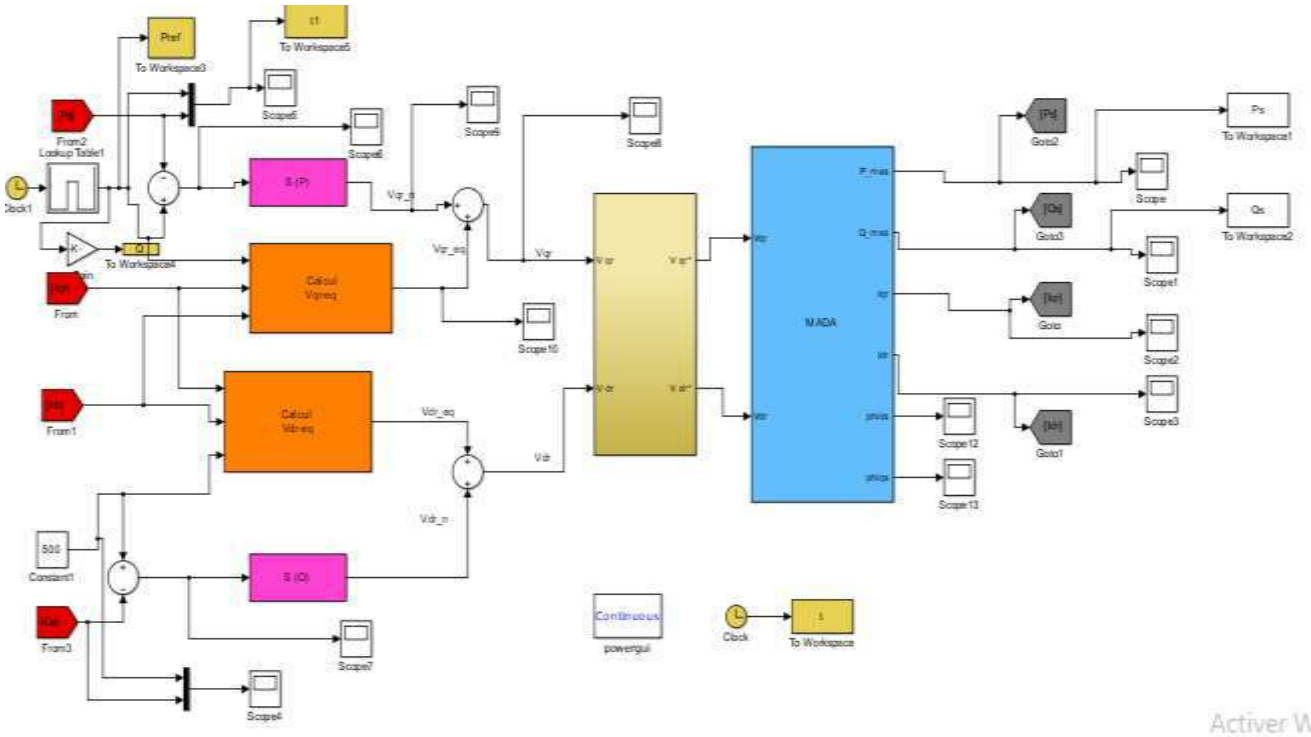
Donc la commande équivalent donnée par :

$$\begin{cases} vdr^{eq} = R_r i_{dr} - Q_s^* \cdot \dfrac{L_s L_r \sigma}{V_s M} \\ vdr^{n} = k_{vdr} . sat(S(Q_s)) \end{cases} \tag{IV.29}$$

$K_{v_{dr}}$: constant négative



FigureIV.9. Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant Appliquée au GADA



FigureIV.10. Schéma fonctionnel de la commande directe par mode glissant appliquée au GADA sous l'environnement Matlab/Simulink

IV.7. Résultats de Simulation

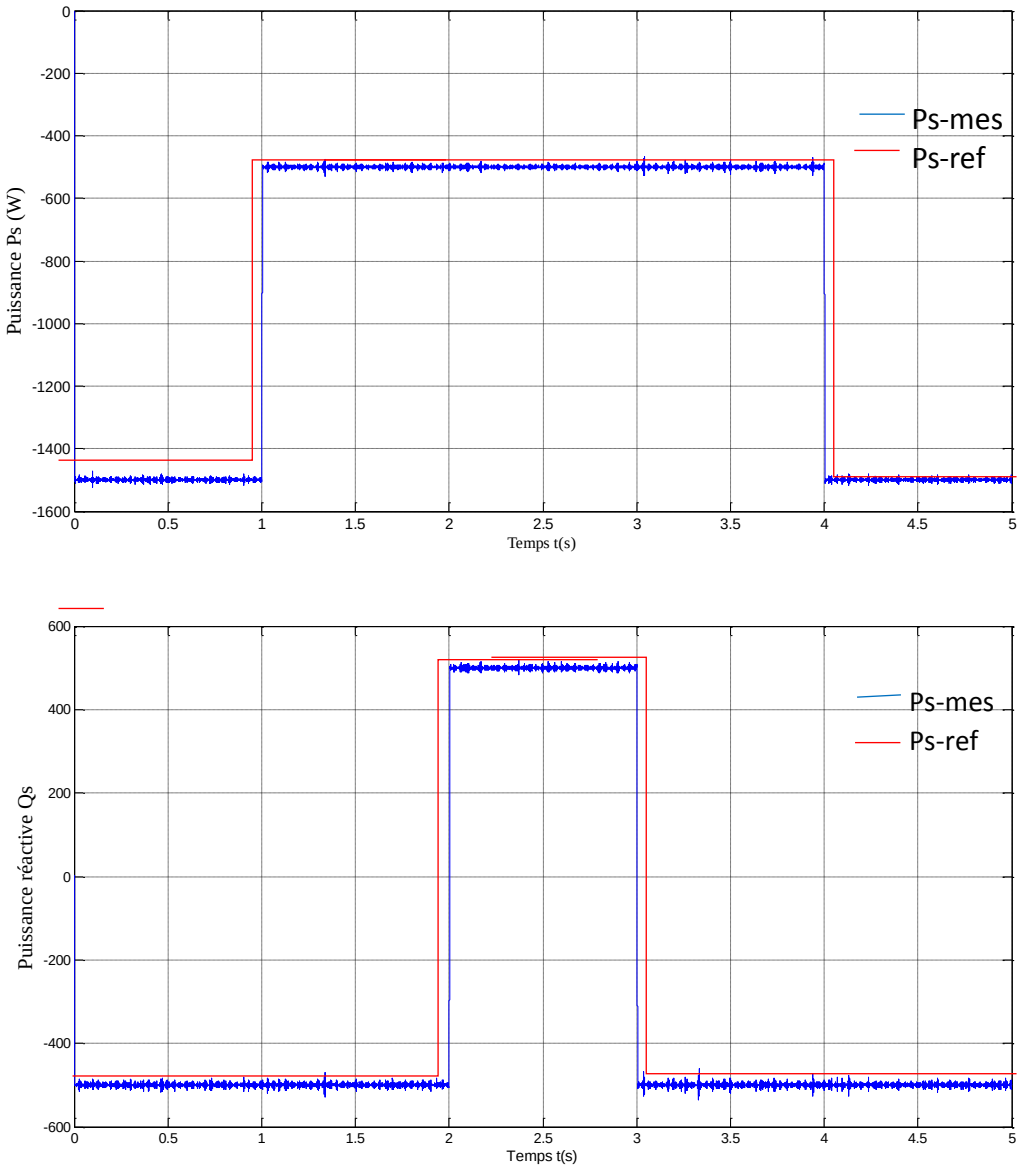
Pour visualiser le comportement de la commande par mode glissant directe dans cette partie, nous avons soumis cette commande à des échelons des puissances active et réactive.

Les échelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande du GADA, sont représentés par le tableau suivant :

Temps(s)	Ps^*(W)	Qs^*(W)
0 à 1	-1500	-500
1 à 2	-500	500
2 à 3	-500	500
3à 4	-1500	-500
4à 5	-1500	-500

Tableau IV.1. Puissances de références active et réactive

IV.7.1.Commande direct par SMC



FigureIV.11. Puissances active et réactive statorique

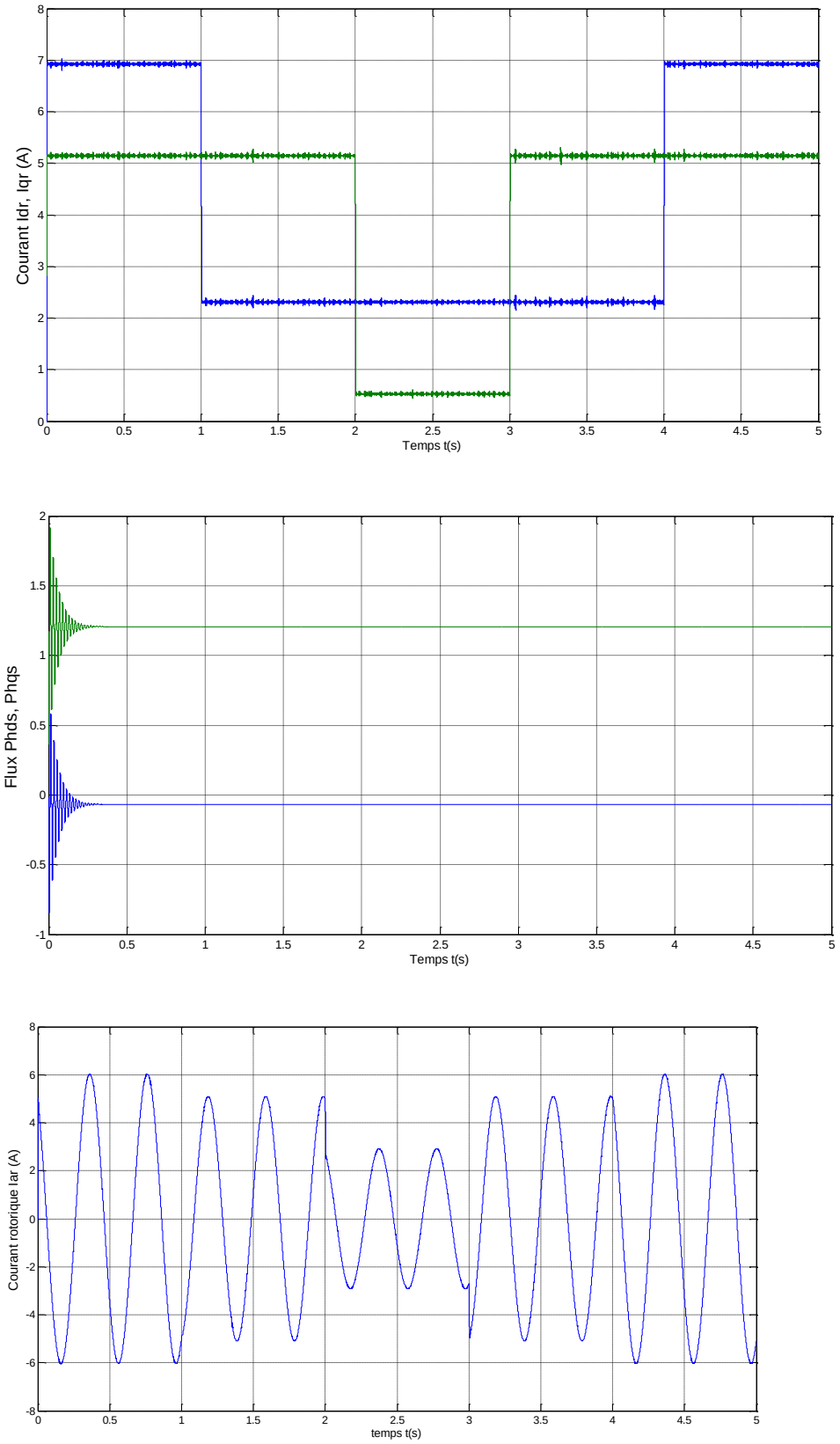


Figure IV.12. Courant rotorique sur l'axe d, q et les flux statorique

Ces résultats montre les performances de réglagepar la commande par mode de glissement, d'après ces résultats on constate que la commande par mode glissant à une meilleur régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statoriques ainsi au niveau des courants rotorique.

La réponse des puissances statoriques figure (IV.12) et (IV.13)montre les meilleures performances. La composante quadrature du courant rotorique atteint sa référence rapidement comparativement au régulateur PI sans dépassement et même du composant direct du courantrotorique.

La puissance réactive statorique prend un valeur de 500var pendant le temps de 0.5s à 0.8s, donc on peut dire que la machine fonctionne comme moteur, entre0 à 0.5s et 0.8s à 1.3s on a un valeur négative donc la machine fonctionne comme génératrice.

IV.8. Conclusion

La théorie de la commande par mode glissant et son application au générateur asynchrone à double alimentation (GADA) pour le contrôle robuste des puissances active et réactive statoriques ont été présentées dans ce chapitre, où cette commande à une forme différentecomparée à la commande vectorielle classique.

Les résultats de simulation montrent la fiabilité et la robustesse de cette commande qui donne un bon poursuivre de puissance active statorique à sa référence, rapidement et sans dépassement avec une erreur négligeable.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier et de réaliser par la simulation numérique une commande robuste pour la régulation de la puissance active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation (GADA).

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages. Dans le deuxième chapitre nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de Park. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Générateur a été effectuée dans le but de connaître le comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink sont présentés.

Le GADA été destinée pour la production d'énergie électrique, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques est élaborée dans le troisième chapitre. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la MADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques "active et réactive" par les puissances réelles débitées par le stator de la machine a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposée parfaite.

Dans ce sens, une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables a été détaillée dans le quatrième chapitre, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande par mode glissant est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifié d'une manière discontinue. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes.

Enfin l'étude du contrôle par mode glissant de la MADA présente une stratégie de commande appliquée au système de production d'énergie électrique équipée d'un générateur asynchrone à double alimentation. Cette technique trouve sa plus forte justification au

problème d'utilisation d'une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle.

Comme perspective de recherche, nous proposons :

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- Etude de la robustesse de cette commande vis à vis la variation paramétrique.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MADA.

Références bibliographiques

[1] H.Ben nadji, A.belloul, « commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant » mémoire de master de l'université d'El oued, 2015.

[2] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007

[3] S. Khoujet El Khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchronedoublement alimentée (MADA)," Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2006.

[4] B. ABDELOUHAB et H. Adel, « Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.

[5]. A.Boyette., ''Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,'' Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2006.

[6] Y. Djeriri, " Commande Par Réseaux de Neurones d'une MADA Intégrée à un système Eolien," Mémoire de Magister Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbés,2009.

[7] V .Paul-Etienne, « commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation », thèses de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2004.

[8] A.Allali, N.Terfai « commande des puissances active et réactive de la MADA, en utilisant la logique flou type 2 », Mémoire de master université de Médéa, 2013

[9] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

[10] C.Bennour, simulation de la commande vectorielle par régulateur d'une chaine éolienne à base d'une MADA, thèse de master université de Biskra, 2012.

[11] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de L'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à

double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.

[12] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.

[13] S. Khoujet El Khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)," Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France, 2006.

[14] Bernard MULTON, Xavier ROBOAM, Brayima DKYO, Cristian NICHITA, Olivier GERGAUD, Hamid BEN AHMED, « Aérogénérateurs électriques ». L'Université de Paris 6, Universités à l'Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan/SATIE.

[15] S. Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

[16]. M.Bouaraki "Etude d'un entrainement à double alimentation pour turbin éolienne a vitesse variable : Application sur un site à TINDOUF", thèse de magister de l'université M'hamed bougera, boumardas, 2011.

[17] Y. Elbia, ''Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté,'' Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.

[18] D. Ben attous, A.Golea, R. Abdessemed, "Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone," ICEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran, Algérie.

[19] F. Merrahi, "Alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) ", mémoire de magister, ENP, Alger, 2007.

[20] S .Georges, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », thèse de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2007.

[21] N. Akkari, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010 Livre, édition universitaire européennes, 2014.

[22] A. Chaiba, ‘‘Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension,’’ Thèse de magister de l’université de Batna, 2004.

[23] R. Michaux, P. Le Tellier, « Les machines discoïdes à champs axial dans les systèmes de production électrique », revue de l’électricité et de l’électronique, N° 3, mars 1997, pp. 37 42.

[24] S. El Aimani, B. François, F. Minne, B. Robyns « Modelling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators for Variable Speed Wind Turbines integrated in a distribution Network”, EPE 2003, Toulouse.

[25] J.R. Saenz, A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, I. Albizu, F. Pérez-Hidalgo, M. Irizar, “Reactive Power Regulation in Wind Farms : Control Strategies”, EPE 2001 _Graz.

[26] J.P Caron, J.P Hautier, « Modélisation de la MAS, Commande vectorielle », éditions techniques, Paris, 1995.

[27] Brice Beltran**,** « Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur », thèse de doctorat, université de Bretagne Occidentale, 2010.

[28] H. S. KIM, J. H. PARK, Y. K. CHOI, « Variable Structure Control of Brushless DC Motor using Evolution Strategy with Varying Search Space », IEEE, 1996.

[29] H. S. CHOI, Y. H. PARK, Y. CHO and M. LEE, « Global Sliding-Mode Control Improved Design for a Brushless DC Motor», IEEE Control Système Magazine, June 2001.

[30] B. ABDELOUHAB et H. Adel, « Commande par mode de glissement d’une suspension active d’un véhicule », PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.

[31] H. BÜHLER, « Réglage par Mode de Glissement », Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, Lausanne, Suisse, 1986.

[32] H. Amimeur, ‘‘Contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode de glissement,’’ Thèse de Magister de l’Université de Batna, 2008.

[33] A. L. Nemmour; “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation,” Mémoire de Magister de l’Université de Batna, 2002.

[34] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode Controller," Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.

[35] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Comparaison study between SVM and PWM inverter in sliding mode control of active and réactive power control of a DFIG for variable speed Wind energy," International Journal of Renewable Energy Research, Vol. 2, No. 3, pp. 471-476, 2012.

[36] H. Hashimoto, H. Yamamoto, D. Yanagisawa, F. Harachima, "Brushless servomotor control using VSS approach," IEEE TAS Annuel Meeting, pp. 72-79, 1986.

[37] Y. Ho Edwardy, Pareshc. Sen, "A microcontroller based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling," IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol. 37, No. 3, pp. 227-235, June 1990.

[38] Y. Bekakra, "Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées," Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, 2010.

[39] N. Madni, M. F. Benkhoris, "Sliding mode control of asynchronous motor drive", Power Electronics and Variable Speed Drives Conférence, 21-23 Septembre 1998, Publication No. 456, IEEE 1998.

[40] Y. Bekakra, D. Ben attous, "DFIG sliding mode control driven by wind turbine with using a SVM inverter for improve the quality of energy injected into the electrical grid," ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications, Vol. 11, No. 1, pp. 63-75, February 2013.

[41] Abdelfettah Kerboua, «Régulation des puissances d'une éolienne à base d'unemachine asynchrone à double alimentation reliée au réseau électrique », universitéde Sidi-Bel-Abbès, 2012.

Annexe

lespremières de la machine à induction à double alimentée :

Valeurs nominales : 1.5kw ; 220/380v-50hz ; g=0.05;

g (glissement)=0.05

Rs (résistance du stator)=4.85 Ω;

Rr (résistance du rotor)=3.805 Ω ;

Ls (induction statorique)=0.274 H ;

Lr (induction rotorique)=0.274 H;

Msr (induction mutuelle statorique rotorique)=0.258 H;

P (Nombre de pair de pole)=2;

J (moment d'inertie)=0.031 Kg.m^2;

Coefficient de Frottement) f=0.008 N.m.s/rd;

Ws (vitesse angulaire)= 314 rd/s

Vs (tentions statorique)=380v