REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

Faculté de Technologie – Département du génie électrique

Filière : *Electrotechnique*

Spécialité : *Commandes Electriques*

Projet de fin d'études de Master

Commande par Backstepping D'une MADA en fonctionnement génératrice

Présenté par :

DIFALLAH YASSINE

KACHOUANE MOURAD

Proposé et Dirigé par :

Dr. KABECHE NADIR

Promotion 2020/2021



Remerciement



Mes remerciements vont tout premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la puissance qu'il m'adonnée durant toutes ces années d'études.

Je tiens. Avant tout A exprimé ma profonde gratitude à mon encadreur Mr KABECHE NADIR. Pour la confiance qu'il m'a apportée durant toute la durée de ce travail de recherche

Je tiens à lui exprimer mon grand respect et mon admiration pour sa personnalité et sa générosité et je le remercie pour sa contribution dans ma formation





Dédicace

A l'âme de mon père,

à ma mère,

à mon frère « Yacine»

à toute ma petite famille,

à tous mes amis

je dédie ce mémoire

Résumé

La présente thèse traite, la synthèse de lois de commande non linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur. L'objectif étant de modéliser et concevoir un modèle de simulation d'un système de conversion d'énergie éolienne. Dans une première étape, l'association de la partie mécanique intégrant la turbine, le multiplicateur, la technique MPPT et la partie électrique (MADA), associée à un contrôle des puissances active et réactive, basée sur une commande à flux statorique orienté selon un repère biphasé., un aperçu sur les techniques répandues dans le cadre de la commande de la machine asynchrone, nous avons mis l'accent sur la modélisation de cette dernière avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande. La présentation d'une commande stabilisant par backstepping, définir le modèle complet du MADA en intégrant au processus précédent le réglage du bus continu et le contrôle de la puissance, des améliorations traitant la robustesse, les puissances actives et réactives pour le convertisseur côté réseau, le tout est débitant dans le réseau électrique.

Abstract

This thesis deals with the synthesis of nonlinear control laws for the control of an asynchronous machine with dual power supply dedicated to a wind turbine system. The objective is to model and design a simulation model of a wind energy conversion system. In a first step, the association of the mechanical part integrating the turbine, the multiplier, the MPPT technique and the electrical part (MADA), associated with an active and reactive power control, based on a stator flux control oriented according to a biphasic benchmark., an overview of the techniques used in the control of the asynchronous machine, we have focused on the modeling of the latter before presenting its dynamic model for its control. The presentation of a stabilizing control by backstepping, defining the complete model of the MADA by integrating the DC bus adjustment and power control into the previous process, improvements dealing with robustness, active and reactive power for the converter on the network side, the whole is debiting in the electrical network.

ملخص

تتناول هذه الأطروحة توليف قوانين التحكم غير الخطية للتحكم في آلة غير متزامنة مع مصدر طاقة مزدوج مخصص لنظام توربينات الرياح. الهدف هو نمذجة وتصميم نموذج محاكاة لنظام تحويل طاقة الرياح. في الخطوة الأولى، اقترن الجزء الميكانيكي الذي يدمج التوربين والمضاعف وتقنية MPPT والجزء الكهربائي (MADA)، المرتبط بالتحكم في الطاقة النشط والمتفاعل، بناءً على التحكم في تدفق الجزء الثابت الموجه وفقًا لمعيار ثنائي الطور، نظرة عامة على التقنيات المستخدمة في التحكم في الآلة غير المتزامنة، لقد ركزنا على نمذجة الأخيرة قبل تقديم نموذجها الديناميكي للتحكم فيها. العرض التقديمي للتحكم في الاستقرار عن طريق الرجوع للخلف، وتحديد النموذج الكامل لـ MADA من خلال دمج تعديل ناقل التيار المستمر والتحكم في الطاقة في العملية السابقة، وتحسينات التعامل مع المتانة، والطاقة النشطة والمتفاعلة للمحول على جانب –الشبكة، الكل هو الخصم في الشبكة الكهربائية.

SOMMAIRE

Remerciement .....

Dédicace .....

LISTE DES FIGURES .....::

Liste des symboles et abréviations .....

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITER 01:l'etat de l'art du MADA

1 Introduction 3

2 Description de la machine asynchrone à double alimentation 3

3 Principe de fonctionnement d'une MADA 6

4 Modélisation de la MADA 7

4.1 Modèle triphasé de la MADA 7

4.1.1 Équations électriques de la machine 8

4.1.2 Équations magnétiques 9

4.2 Modèle biphasé de la MADA 9

4.2.1 Modèle de la MADA dans le repère α, β 11

4.2.2 Modèle de la MADA dans le repère d, q 11

5 Simulation du modèle de la MADA 12

6 Conclusion 16

CHAPITER 02: commande par Backstepping d'une MADA

1 Introduction 17

2 Rappel sur la théorie de Lyapunov 17

3 Commande par Backstepping et application de la théorie de Lyapunov dans la commande des systèmes 19

3.1 Commande basée sur la fonction de Lyapunov 19

3.2 Principe de la commande par Backstepping : 20

3.3 Commandepar Backstepping-intégrateur.....22

4 Application de la commande par fonction de Lyapunov sur le modèle de la MADA……25

5 Conclusion.....28

CHAPITER 03: Simulation de la MADA avec la commande par fonction de Lyapunov

1 Introduction 29

2 Schéma de commande dans l'environnement Matlab/Simulink. 29

3 Résultats de simulation de la commande et traitement. 30

4 Conclusion.....34

CONCLUSION GENERALE.....35

BIBLIOGRAPHIE…….…….……38

ANNEXE ……...…….41

LISTE DES FIGURES

CHAPITER 01

fig.1.1: Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation …..……...…….3

fig.1. 2 : Structure du stator d'une MADA…….……..……..4

fig.1. 3 : Structure du rotor bobiné d'une MADA…….…….…….……4

fig.1. 4 : Conversion de l'énergie cinétique du vent…….……..…….5

fig.1. 5 : Schéma d'alimentation typique d'une MADA…….……..……..……5

fig.1. 6: mode de fonctionnement……..……..…...7

fig.1. 7: Représentation spatiale de la MADA dans le système triphasé……8

fig.1. 8: Principe de la transformation triphasé-biphasé……...……10

fig.1. 9: Décomposition de la transformation de Park……..10

fig.1. 10: schéma bloc de simulation du MADA……..……12

fig.1. 11 : Tensions statorique dans le repère fixe…….……12

fig.1. 12 : Tension rotorique dans le repère fixe……...…….13

fig.1. 13 : Courant statorique dans le repère fixe……...……13

fig.1. 14 : Courant rotorique dans le repère fixe……14

fig.1. 15 : Flux statorique dans le repere (d, q)……..……..14

fig.1. 16 : flux rotorique dans le repere (d, q)……..……..15

fig.1. 17 : Puissances active et réactive du MADA……..…….……15

CHAPITER 02

fig.2. 1 : Schéma générale de la conception de la commande par Backstepping….....21

CHAPITER 03

fig.3. 1 : Schéma bloc de la MADA avec la commande……..29

fig.3. 2 : Evolution de la puissance active avec la commande……..30

fig.3. 3 : Evolution de la puissance active avec la commande……..31

fig.3. 4 : Evolution de la tension rotorique Vrq…….……31

fig.3. 5 : Evolution de la tension rotorique Vrd…….32

fig.3. 6 : Evolution des flux statoriques…….32

fig.3. 7 : Evolution de la tensions rotorique V_αr…….33

fig.3. 8 : Evolution de la tensions rotorique V_βr…….33

Liste des symboles et abréviations

Paramètres de modélisation du moteur asynchrone

R_s	Résistances statoriques par phase
R_r	Résistances rotoriques par phase,
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_{fs}	Inductance de fuite statorique par phase
L_{fr}	Inductance de fuite rotorique par phase
M	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
σ	Coefficient de dispersion ou (de Blondel)
p	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie $(\mathrm{Kg/m^2})$
f	Coefficient de frottements visqueux $(\mathrm{Nm.s.rad^{-1}})$
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple de charge
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique

Repère

$\overrightarrow{S_a}, \overrightarrow{S_b}, \overrightarrow{S_c}$ Axes liés aux enroulements triphasés statoriques

$\overrightarrow{R_a}, \overrightarrow{R_b}, \overrightarrow{R_c}$ Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques

(d, q) Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques

(α, β) Axes de référentiel de Park (fixe au stator)

θ Position angulaire du rotor par rapport au stator

θ_s Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)

θ_r Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)

Grandeurs électriques au stator

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} Tensions statoriques triphasées,

$V_{s,abc}$ Vecteur des tensions statoriques triphasées

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)

$V_{s,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)

v_{sd}, v_{sq} Tensions statoriques diphasées dans le repère(d, q)

$V_{s,dq}$ Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} Courants statoriques triphasés

$I_{s,abc}$ Vecteur des courants statoriques triphasés

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)

$I_{s,\alpha\beta}$ Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)

i_{sd}, i_{sq} Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

$I_{s,dq}$ Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} Tensions rotoriques triphasées

$V_{r,abc}$ Vecteur des tensions rotoriques triphasées

$v_{r\alpha}, v_{r\beta}$ Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)

$V_{r,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)

v_{rd}, v_{rq} Tensions rotoriques diphasées dans le repère(d, q)

$V_{r,dq}$ Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} Courants rotoriques triphasés

$I_{r,abc}$ Vecteur des courants rotoriques triphasés

$i_{r\alpha}, i_{s\beta}$ Courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

$I_{r,\alpha\beta}$ Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

i_{rd}, i_{rq} Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

$I_{r,dq}$ Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{s,abc}$ Vecteur de flux magnétiques au stator

$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$ Vecteur de flux magnétiques au stator, (α, β)

$\phi_{s,\alpha\beta}$ Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)

ϕ_{sd}, ϕ_{sq} Flux statoriques diphasés dans le repère tournant(d, q)

$\phi_{s,dq}$ Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant(d, q)

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{r,abc}$ Vecteur de flux magnétiques au rotor

$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ Vecteur de flux magnétiques au rotor, (α, β)

$\phi_{r,\alpha\beta}$ Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

ϕ_{rd}, ϕ_{rq} Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant(d, q)

$\phi_{r,dq}$ Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère tournant(d, q)

Grandeur mécanique de la machine

$(\Omega_s, \Omega_{r)}$ La vitesse de champ tournant

ω_s, ω_r Pulsation électrique des grandeurs statoriques et rotoriques

ω Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation

p Nombre de paires de pôles

ω_g Pulsation électrique de glissement t$\omega_g = \omega_s - \omega$

g Glissement de la vitesse de rotation $(\omega_s - \omega)/\omega_s$

f_s Fréquence électrique des grandeurs statoriques

f_r Fréquence électrique des grandeurs rotoriques

Ω Vitesse mécanique de rotation (rad/s)

N Vitesse mécanique de rotation $tr/mn.$

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants. Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables [7], il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier [7], il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation « MADA », c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions [2]. La machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne et l'application dans les entraînements de grande puissance. Nos travaux concernent le fonctionnement en génératrice, pour l'amélioration des performances dynamique de la MADA en utilisant la théorie de la commande non-linéaire.

Un intérêt important a été accordé à cette machine dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hypo synchrone, synchrone, hyper synchrone) [4]. Analogiquement à la machine à induction, le principe de la commande vectorielle à base des régulateur PI classiques était la solution la plus utilisé pour la commande dus MADA. Toutefois, la simplicité des régulateurs PI s'accompagne avec quelques inconvénients qui limitent les performances telles que, la sensibilité aux variations des paramètres, le caractère linéaire des régulateurs PI dont les conditions de validation ne sont vérifiées que pour le régime permanent, etc..[9].

D'autre part et, vue la nature non linéaire de la dynamique de la MADA, il était naturel pour plusieurs chercheurs de s'orienter vers la théorie la commande non linéaire pour améliorer les performances dynamiques de cette machine. Parmi les différentes variantes de commande non linéaire, on distingue une variante qui est à la fois plus performantes moins coûteuse en termes de calcule et de développement, c'est la commande par Backstepping. Cette technique se base sur la théorie de stabilité de Lyapunov, ce qui renforce le volet stabilité de la commande [14].

Par conséquent, l'objectif du présent travail est d'utiliser l'un des principes de la commande par Backstepping pour la commande de la MADA.

En plus de l'introduction générale, le présent travail se compose de trois chapitres :

Le premier chapitre donne, au premier lieu, un petit rappel sur les systèmes éoliens et leur place dans l'exploitation des énergies renouvelables tout en explicitant la structure et le principe de fonctionnement de la MADA qui est l'élément clé du système éolien. Ensuite, la modélisation de la MADA est abordée en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MADA et ses alimentations. Le modèle obtenu est validé par une étude de simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink.

Le second chapitre sera consacré à la présentation du principe de la commande par Backstepping ainsi que son application sur la MADA pour commander les puissances active et réactive du côté stator.

Le troisième chapitre présentera les résultats de simulation obtenus en intégrant les lois de commande établis dans le schéma de commande de la MADA.

Enfin, une conclusion générale qui regroupe les résultats obtenus ainsi que les perspectives envisagées pour la continuité du travail.

1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de plusieurs recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, en particulier, pour être utilisée dans les systèmes éoliens pour la production d'énergie électrique [15]. Pour dresser un état de l'art le plus organisé possible, il est d'abord nécessaire de détailler les différentes appellations d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et de présenter sa constitution. Ensuite, ce chapitre présente le domaine d'application de cette machine et les alimentations électriques utilisées.

2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation date de l'année 1899 ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation, Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). La figure (I.1) représente le symbole d'une MADA.

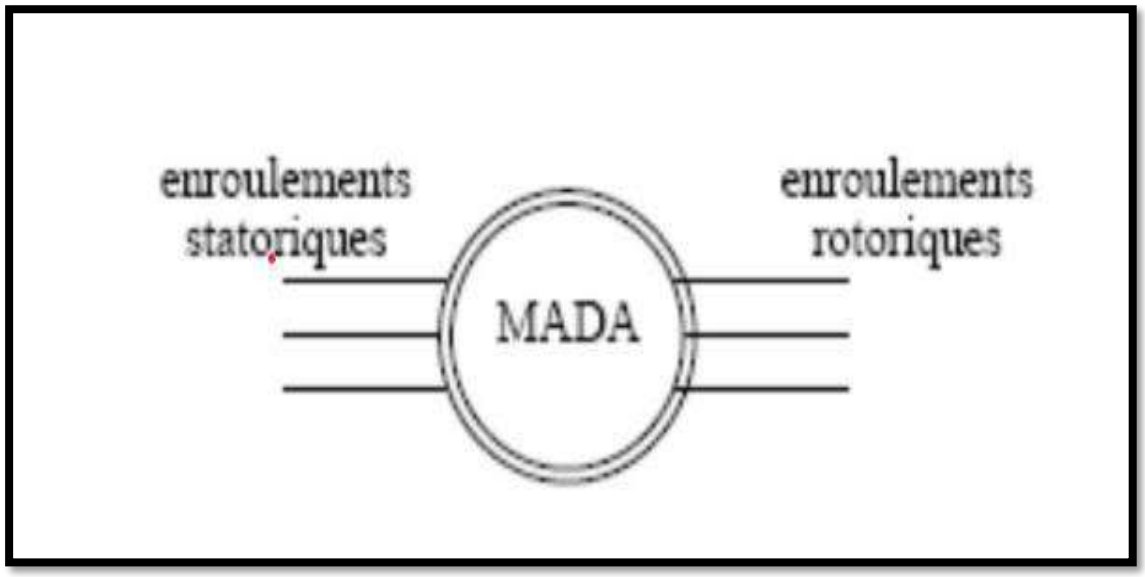


fig.1.1: Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans les quelles viennent s'insérer les enroulements (Fig. 1.2). Le rotor est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont accessibles de l'extérieur par l'intermédiaire de bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais (Fig. I.3).

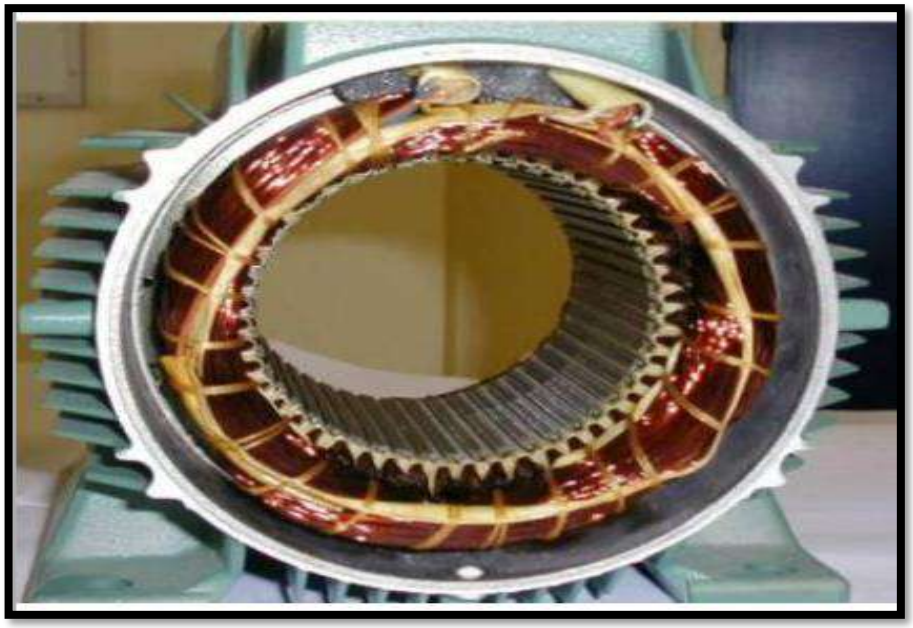


fig.1. 2 : Structure du stator d'une MADA

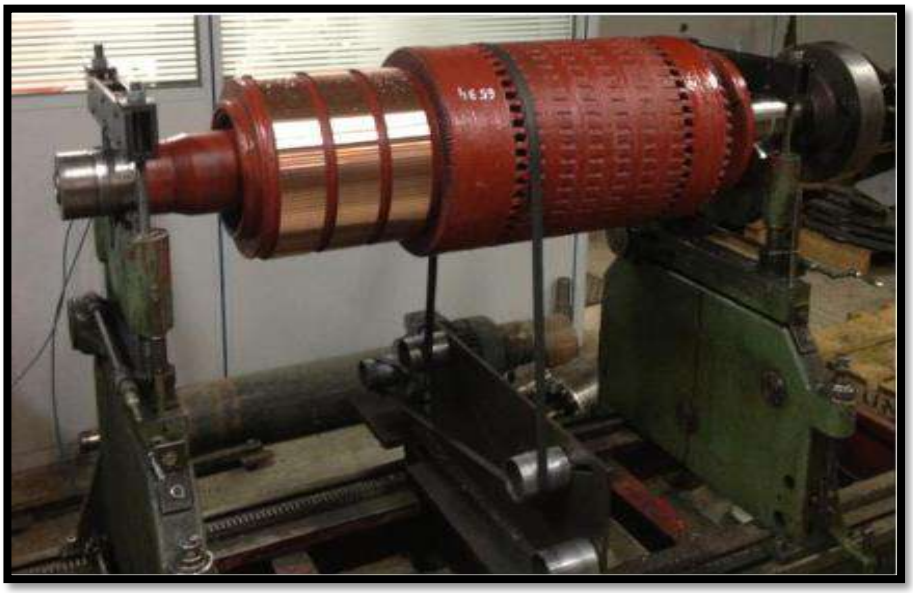


fig.1. 3 : Structure du rotor bobiné d'une MADA

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir le fonctionnement à vitesse variable du système comme le cas des turbines éoliennes (Fig.1.4).

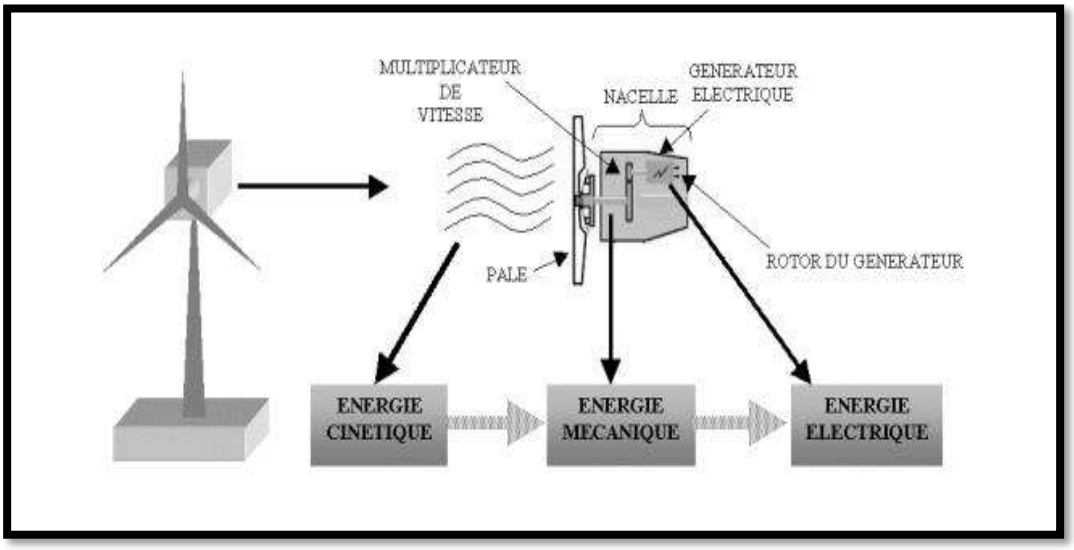


fig.1. 4 : Conversion de l'énergie cinétique du vent

En fonctionnement moteur qu'en fonctionnement générateur, Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement raccordé directement au stator, la figure (1.5) représente un schéma d'alimentation typique d'une MADA [11].

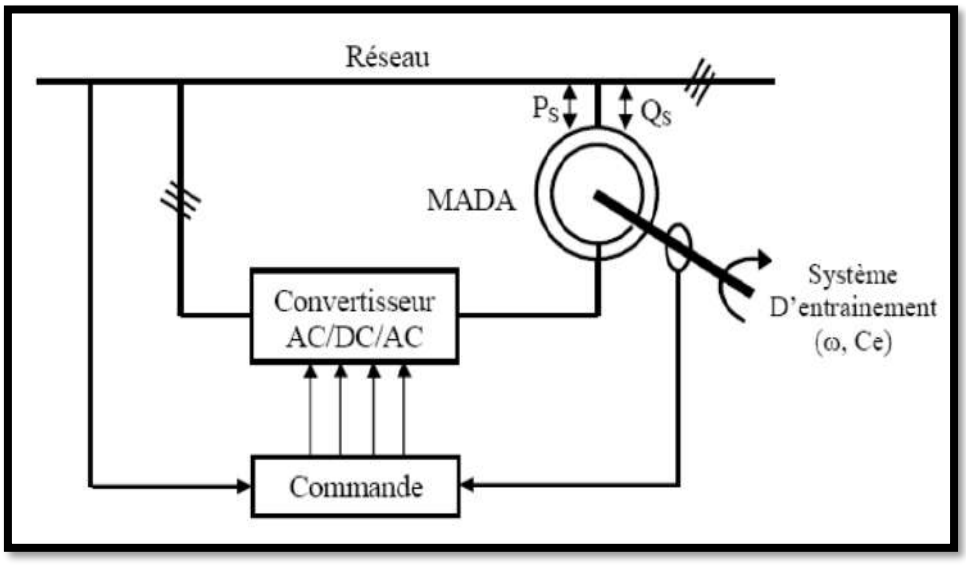


fig.1. 5 : Schéma d'alimentation typique d'une MADA

3 Principe de fonctionnement d'une MADA

La machine à étudier est une machine asynchrone à double alimentation triphasé, équilibrée et a rotor bobiné, dont la source d'excitation est disposée au niveau du rotor. Les bobines du rotor sont connectées au réseau à travers un convertisseur de puissance bidirectionnelle à travers un système balais-bagues. Le stator est alimenté par une source triphasée équilibré de fréquencef_s, et le rotor alimenté par une deuxième source de tension de fréquence f_r, lecourant statorique créent un champ tournant à la vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \qquad (1.1)$$

De manier analogue les courant rotoriques produisent un champ tournant à la vitesse :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \qquad (1.2)$$

La vitesse angulaire de la machine est définie par :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r \text{ Avec } \omega_m = \Omega_m . p \qquad (1.3)$$

Le signe plus (+) dans l'équation (1.1) signifier que le champ tournant créé par l'enroulement du stator tourne dans le même sens que celui crée par les enroulements du rotor c'est-à-dire que la machine en en mode hypo synchrone $(\omega_s < \omega_r)$. Dans ce cas, la puissance est fournie au réseau par le stator, la puissance de glissement est fournie par le réseau à travers le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme (Fig. 1.6) [11].

Le signe (-) signifier que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tourne des sens oppose c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper synchrone $(\omega_s > \omega_r)$.Dans ce cas, la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme (Fig. 1.6) [10].

D'autre part la relation qui relier la fréquence du stator et celle du rotor est donne par :

$$f_s = f_r + pf_m \quad (1.4)$$

Dans ce cas le glissement g est définie par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (1.5)$$

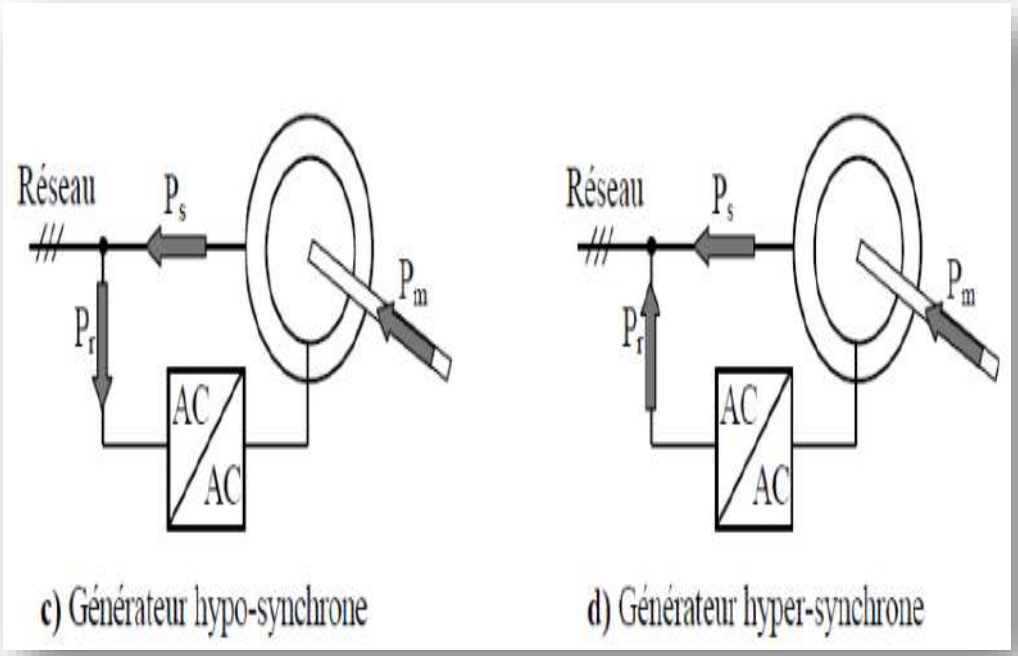


fig.1. 6: mode de fonctionnement

4 Modélisation de la MADA

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un mode de représentation de la machine réelle permettant de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes d'analyse et de commande de la machine.

4.1 Modèle triphasé de la MADA

La MADA est représentée sur la figure (1.7) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (O_{AR})par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (O_{as}) [8].

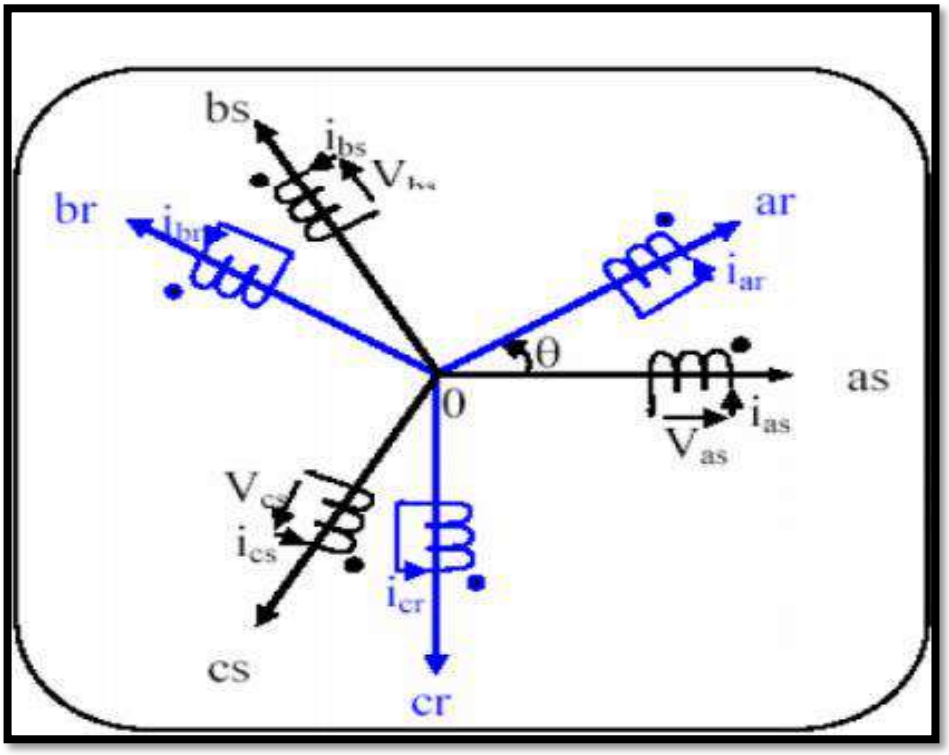


fig.1. 7: Représentation spatiale de la MADA dans le système triphasé

4.1.1 Équations électriques de la machine

$$[\boldsymbol{V_{abc}}] = R_S[I_{abc}] + \frac{d}{dt}\Phi_{abc} \text{ Au stator.} \quad (1.6)$$

$$[\boldsymbol{V_{ABC}}] = R_r[I_{ABC}] + \frac{d}{dt}\Phi_{ABC} \text{ Au rotor.} \quad (1.7)$$

Avec :

$[\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix}\Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c\end{bmatrix}$ vecteur flux statorique.

$[V_{abc}] = \begin{bmatrix}Va \\ Vb \\ Vc\end{bmatrix}$ vecteur tension statorique appliqué aux trois phases.

$[Iabc] = \begin{bmatrix}Ia \\ Ib \\ Ic\end{bmatrix}$ vecteur courant statorique traversant les enroulements statoriques De la même façon, par un changement d'indice, les vecteurs rotoriques sont comme suit *:*

$[\Phi_{ABC}]$, $[V_{ABC}]$, $[I_{ABC}]$

4.1.2 Équations magnétiques

$$[\phi_s]abc = [L_s].[I_s]abc + [M_{sr}].[I_r] \quad (1.8)$$

$$[\phi_r]ABC = [L_r].[I_r]ABC + [M_{rs}]^t.[I_s]\,ABC \quad (1.9)$$

Pour laquelle ont défini :

$[L_s]$, $[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques et rotoriques

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

Avec :

$$L_s = \begin{bmatrix} ls & ms & ms \\ ms & ls & ms \\ ms & ms & ls \end{bmatrix}, L_r = \begin{bmatrix} lr & ms & ms \\ ms & lr & ms \\ ms & ms & lr \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[M_{rs}] = [Mrs]^t = mrs \begin{bmatrix} cos\theta & cos\theta + {}^{2\pi}/_{3} & cos\theta - {}^{2\pi}/_{3} \\ cos\theta - {}^{2\pi}/_{3} & cos\theta & cos\theta + {}^{2\pi}/_{3} \\ cos\theta + {}^{2\pi}/_{3} & cos\theta - {}^{2\pi}/_{3} & cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

4.2 Modèle biphasé de la MADA

Le modèle de la MADA dans le référentiel (abc) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant.

Le but d'utiliser ces transformations c'est de passer d'un système triphasé (abc) vers un système biphasé (α, β), figure (1.8). Il existe principalement deux transformations : Clark et Concordia. La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de Concordia, elle conserve la puissance mais pas l'amplitude.

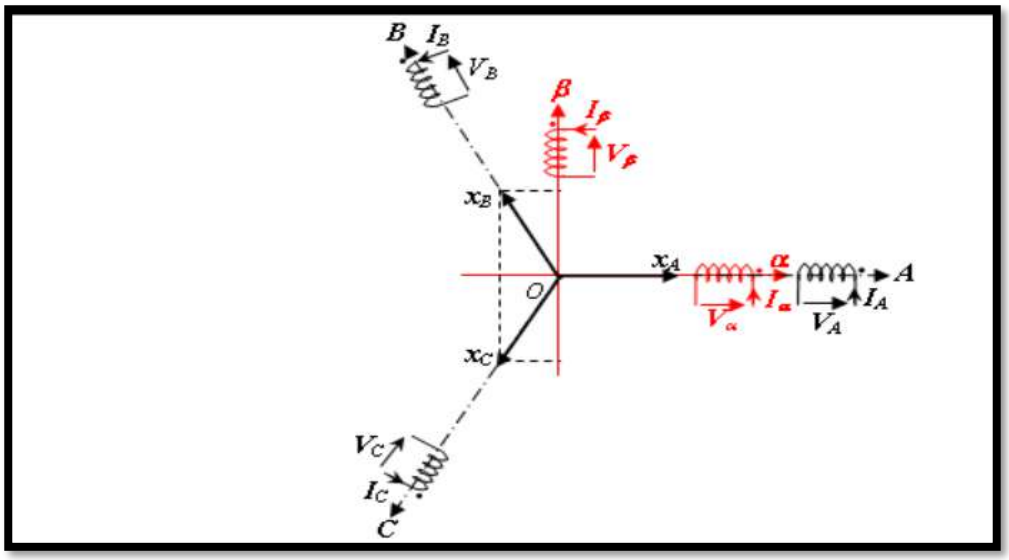


fig.1. 8: Principe de la transformation triphasé-biphasé

Suivant la vitesse du repère biphasé par rapport au stator on distingue trois types de repères ou modèles :

- Modèle lié au stator ou fixe (Fig.1.8), le modèle obtenu par la transformation de Concordia, il est préférable pour visualiser et analyser les différentes variables de la machine.
- Modèle lié au champ tournant (Fig.1.9), le repère tourne avec la vitesse de synchronisme par rapport au stator, le modèle obtenu par la transformation de Park

Ce repère est préférable pour la commande par ce que les grandeurs obtenues sont fixes.

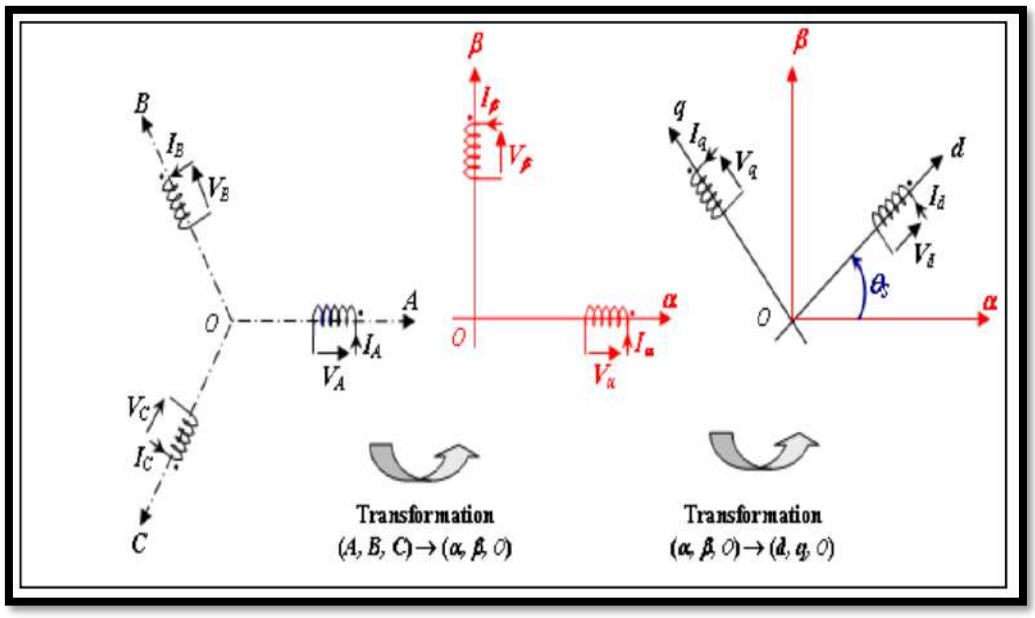


fig.1. 9: Décomposition de la transformation de Park.

4.2.1 Modèle de la MADA dans le repère (α, β)

En appliquant la transformation de Concordia sur les équations de la MADA dans le repère triphasé, le modèle dans le repère (α, β) s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{\propto s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{I}_{\alpha r} \\ \dot{I}_{\beta r} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{L_s L_r \sigma}\right) \left\{ \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_m L_m^2 & R_r L_m & \omega_m L_m L_r \\ -\omega_m L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_m L_m L_r & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_m L_s L_m & -R_r L_s & -\omega_m L_s L_r \\ \omega_m L_s L_m & R_r L_m & \omega_m L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix} \right. \\ \left. \times \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \qquad (1.12)$$

Avec $[I_{\alpha s} \quad I_{\beta s} \quad I_{\alpha r} \quad I_{\beta r}]$ représente le vecteur d'état et $[V_{\alpha s} \quad V_{\beta s} \quad V_{\alpha r} \quad V_{\beta r}]$ représente le vecteur d'entrée du système.

4.2.2 Modèle de la MADA dans le repère $(\boldsymbol{d}, \boldsymbol{q})$

Dans tous nos travaux, nous nous intéressons à une orientation du repère (d, q) suivant le champ tournant. Dans ce cas les équations de la MADA sont représentées par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{L_s L_r \sigma}\right) \left\{ \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_m L_m^2 + L_s L_r \sigma \omega_s & R_r L_m & \omega_m L_m L_r \\ \omega_m L_m^2 + L_s L_r \sigma \omega_s & -R_s L_r & -\omega_m L_m L_r & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_m L_s L_m & -R_r L_s & -\omega_m L_s L_r + L_s L_r \sigma \omega_s \\ \omega_m L_s L_m & R_r L_m & \omega_m L_s L_r + L_s L_r \sigma \omega_s & -R_r L_s \end{bmatrix} \right. \\ \left. \times \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \right\}$$

(1.13)

Avec $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$, $[I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]$ représente le vecteur d'état et $[V_{ds} \quad V_{qs} \quad V_{dr} \quad V_{qr}]$ représente le vecteur d'entrée du système.

Les flux de la machine sont donnés par :

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \qquad (1.14)$$

5 Simulation du modèle de la MADA

La figure (1.9) illustre le modèle de la MADA, dans le repère (α, β), réalisé en utilisant l'interface MATLAB/Simulink.

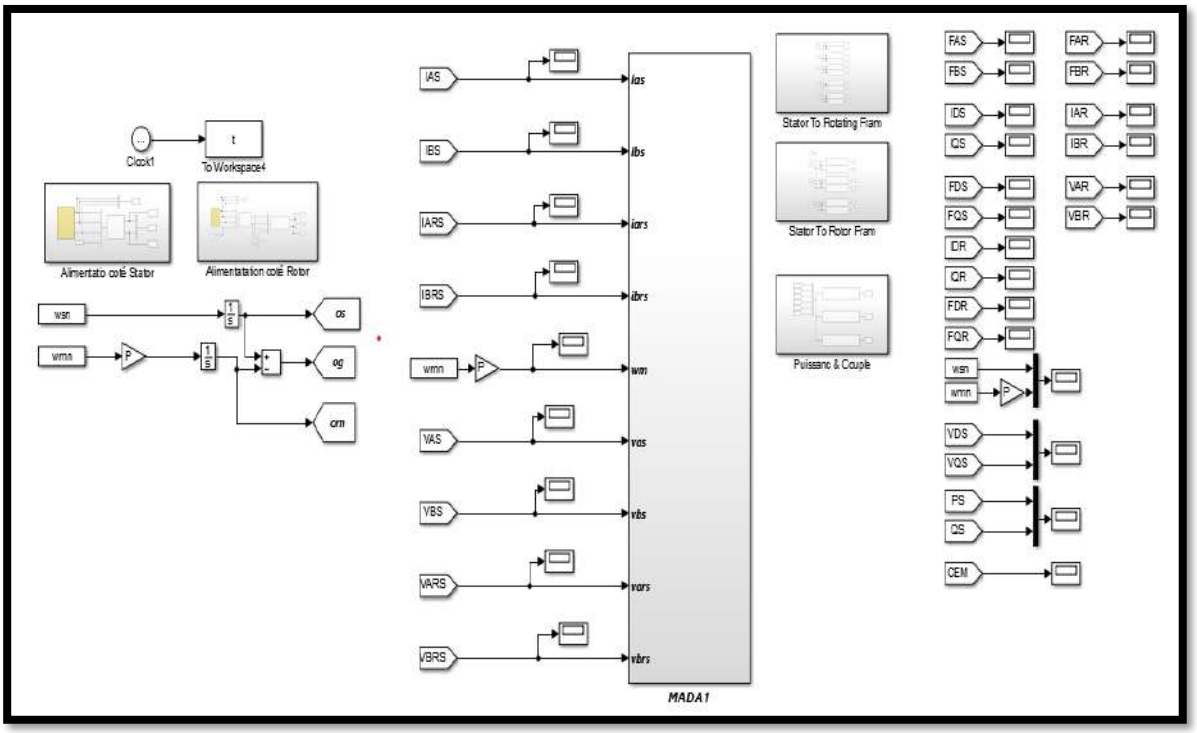


fig.1. 10: schéma bloc de simulation du MADA

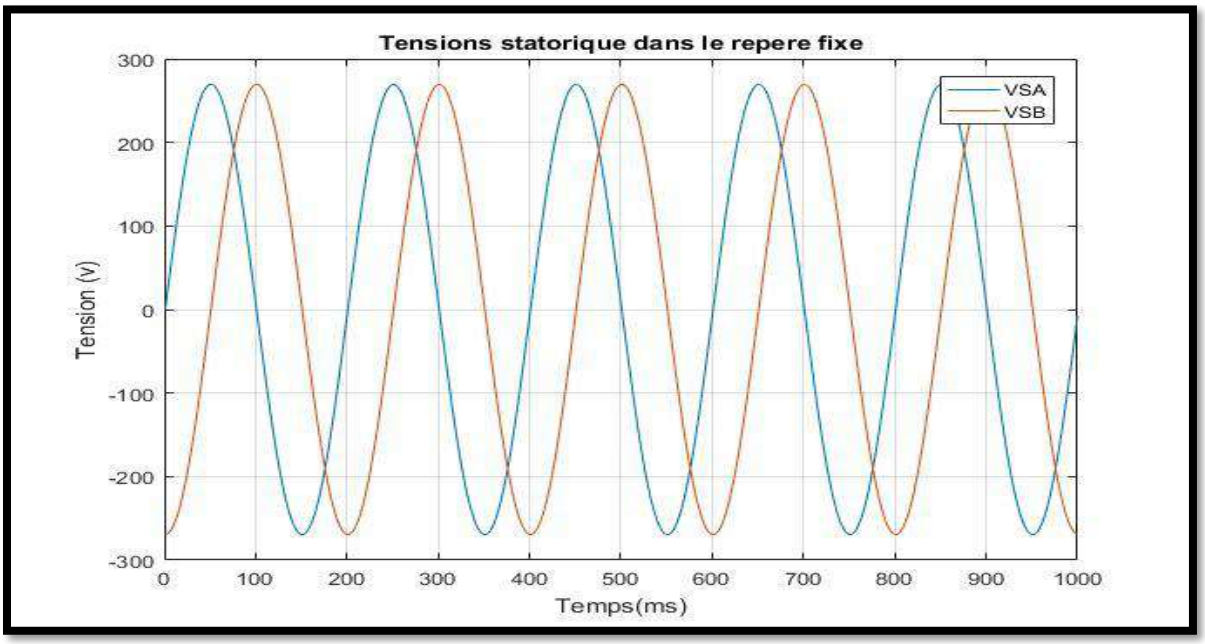


fig.1. 11 : Tensions statorique dans le repère fixe

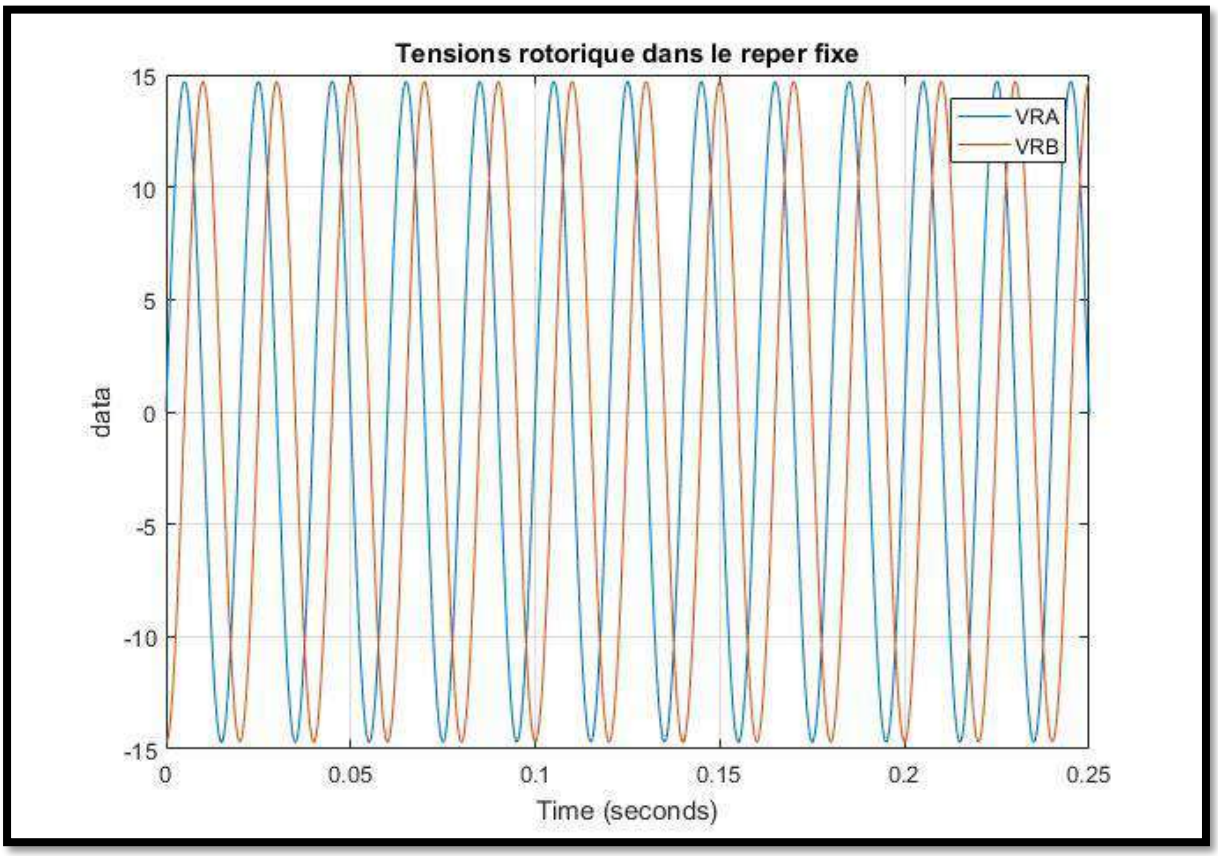


fig.1. 12 : Tension rotorique dans le repère fixe

Après la transformation de (Concordia) qui est d'un repère triphasé a un repère biphasé, on remarque à travers les Figures (1.11) et (1.12) que la forme d'onde reste le même avec une variation dans l'amplitude.

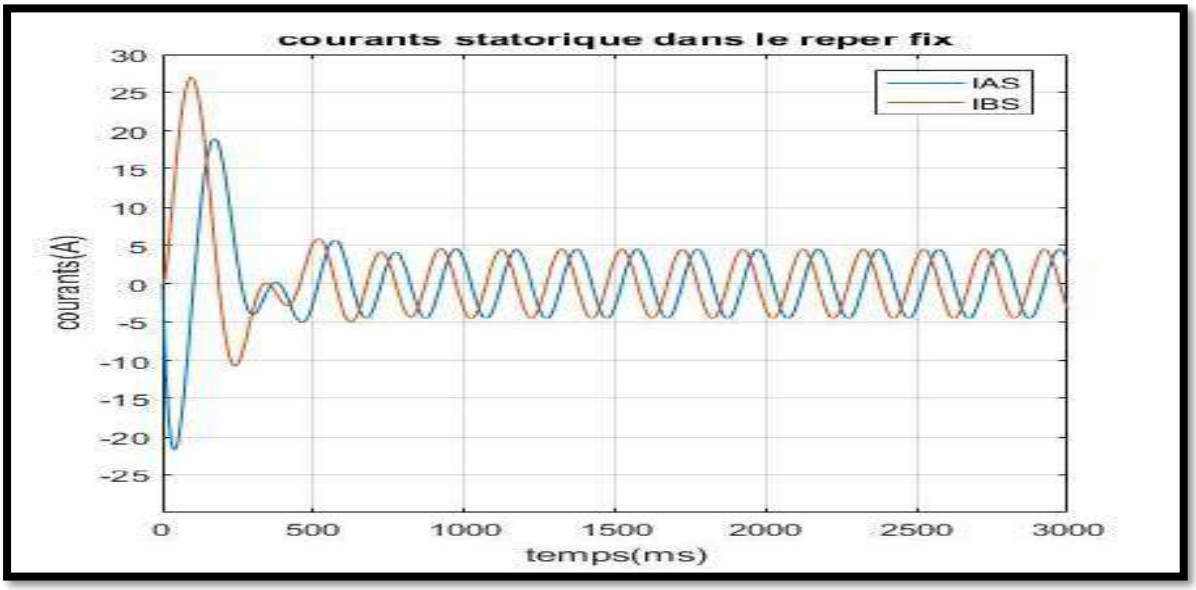


fig.1. 13 : Courant statorique dans le repère fixe

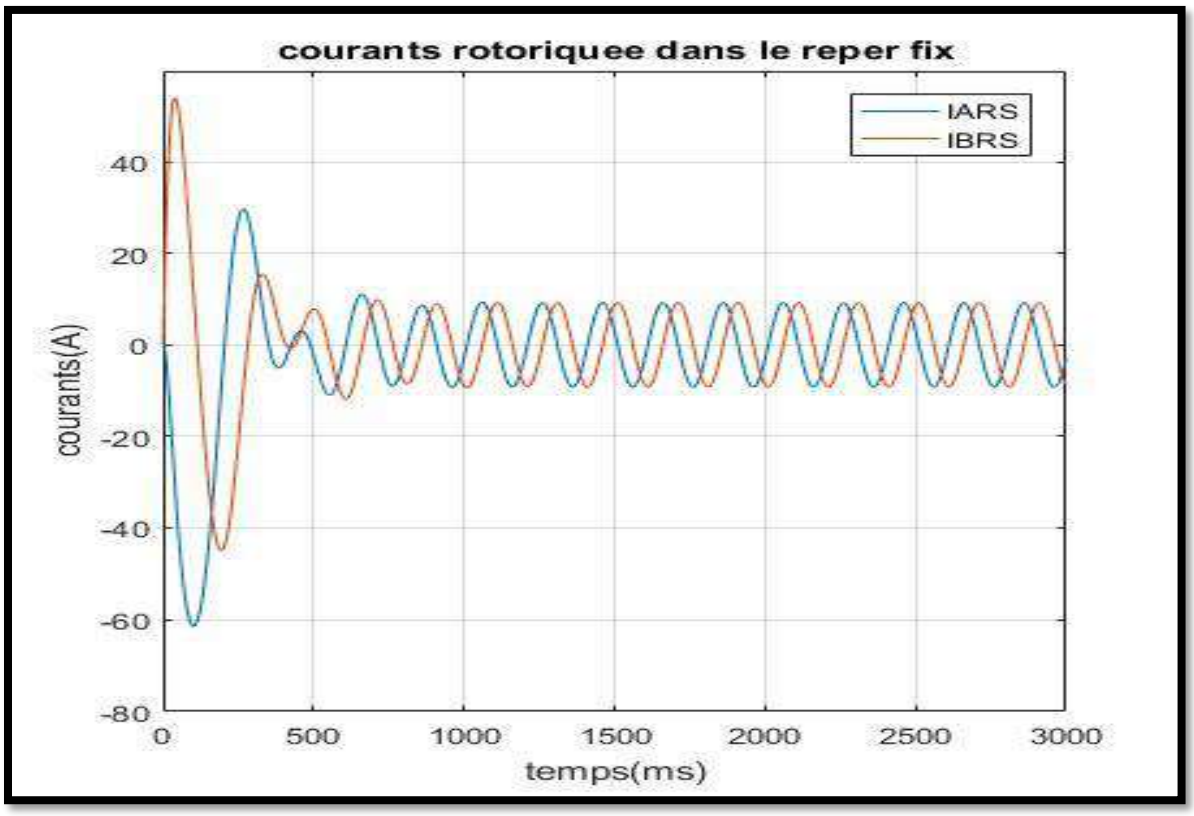


fig.1. 14 : Courant rotorique dans le repère fixe

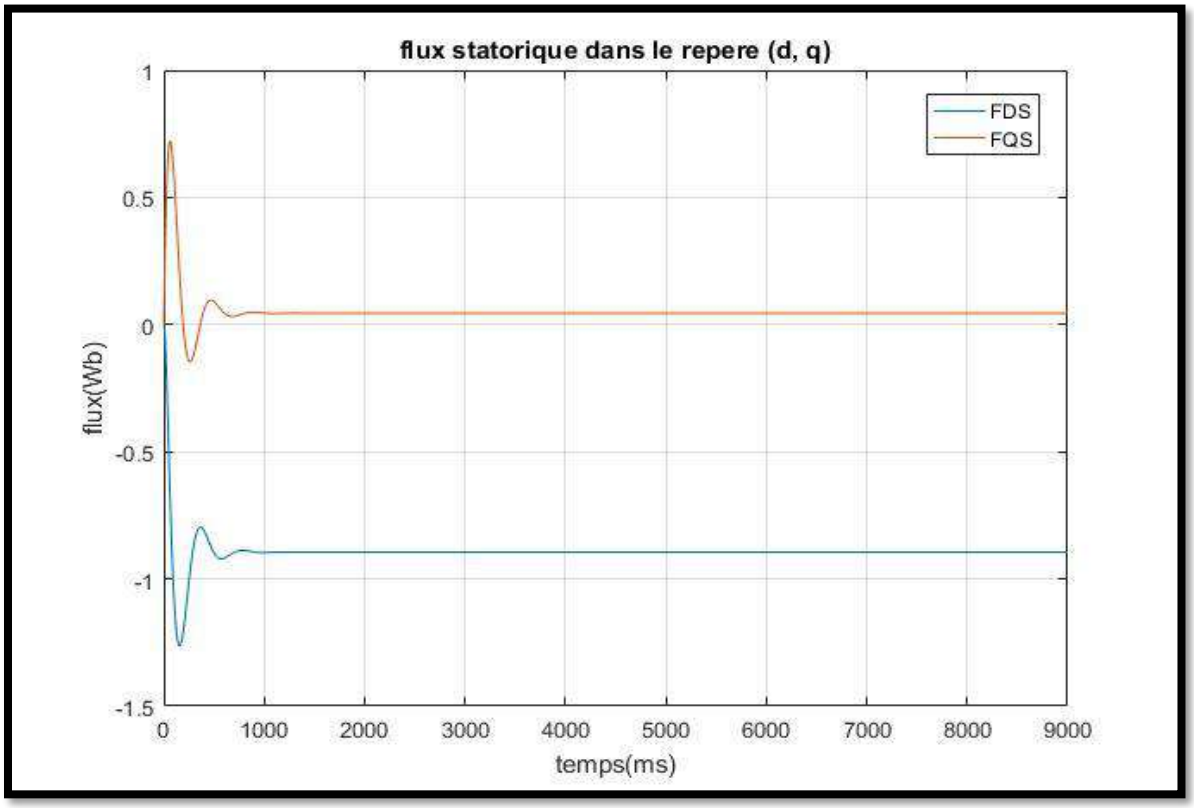


fig.1. 15 : Flux statorique dans le repère (d, q)

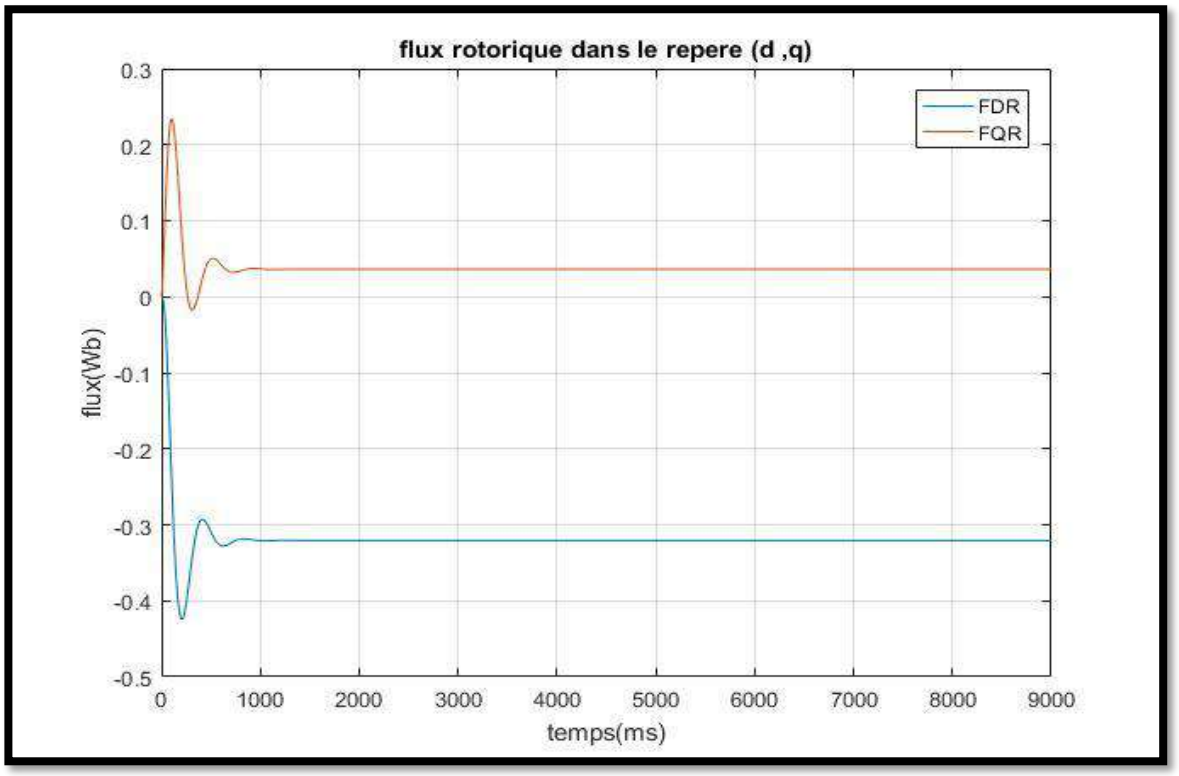


fig.1. 16 : flux rotorique dans le repère (d, q)

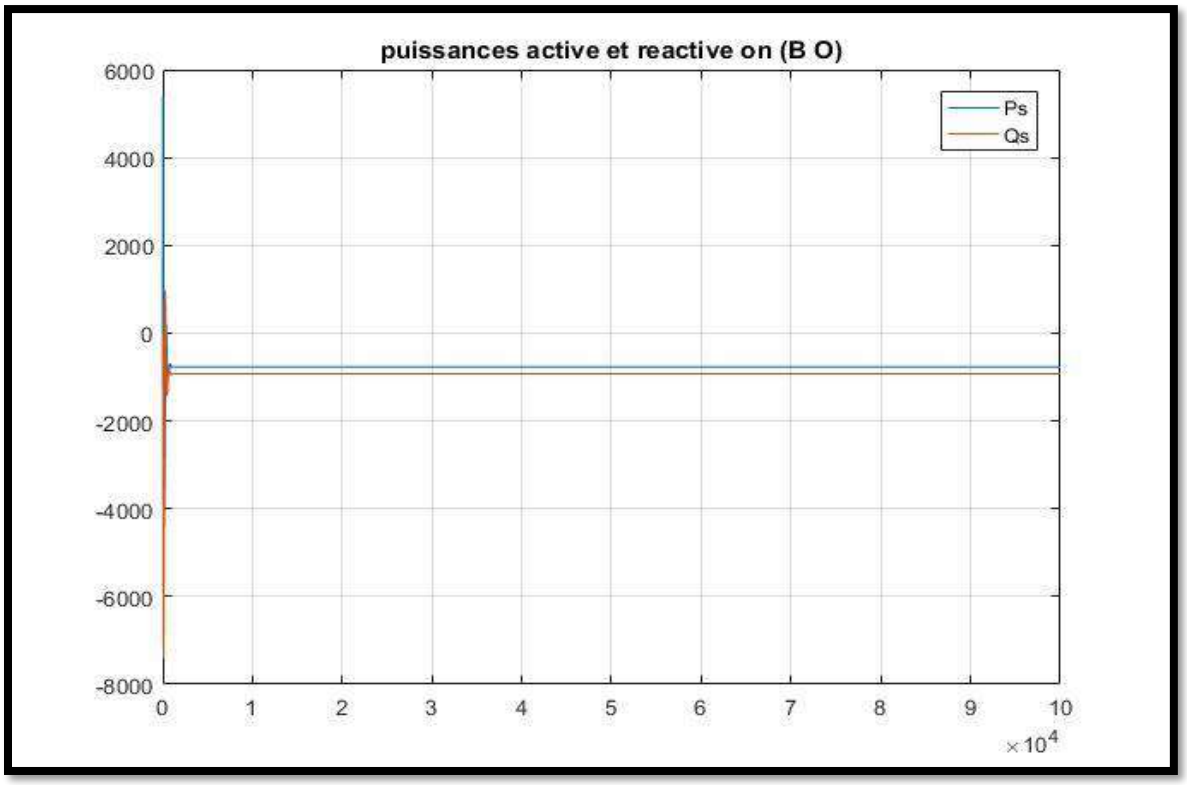


fig.1. 17 : Puissances active et réactive du MADA

Suivants ces figures, on peut dire que le flux et les puissances on régime permanent sont stables.

6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté l'état de l'art sur la conversion électromécanique en utilisant la MADA, où nous avons touché la description de la machine asynchrone et son principe de fonctionnement. Par la suite, on a établi le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système biphasé en utilisant les transformations de Park et de Concordia. Le modèle obtenu a été validé par simulation en utilisant l'environnement MATLAB/Simulink. Ce modèle sera utilisé pour développer la commande proposée dans le chapitre suivant.

1 Introduction

Le générateur asynchrone à double alimentation (MADA) est très attractif pour les éoliennes de forte puissance. La MADA offre nombreux avantages dont la plus importante la possibilité de fonctionner dans une large gamme de vitesse de rotation ce qui est très intéressant pour le cas des systèmes éoliens [7].

Pour profiter de ses avantages, différentes approches de commande ont été proposées pour contrôler les puissances active et réactive délivrées par la MADA au réseau électrique. En se basant sur le principe d'orientation du flux de la machine, la commande vectorielle et la commande directe de puissance ont été largement appliquées sur la MADA. L'inconvénient majeur de ces commandes est l'utilisation des régulateurs PI qui sont linéaires et sensibles aux variations des paramètres de la machine [1],[5].

D'autre part, la théorie de la commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les dernières décennies. Les techniques développées dans ce secteur sont appliquées à l'étape de la conception et à l'exécution des modèles de commande dans les systèmes non linéaires. Actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés. L'un des techniques les plus connues est la théorie de Backstepping. Cette méthode est fondée sur la conception récursive de la loi de commande en basant sur la théorie de Lyapunov. L'utilisation des notions de stabilité, pour générer la loi de commande, renforce et améliore les performances du schéma de commande résultant.

Par conséquent, le présent chapitre est consacré à l'établissement des lois de commande pour les puissances active et réactive de la MADA en utilisant le principe de la commande par Backstepping [1].

2 Rappel sur la théorie de Lyapunov

La condition de base sur un système commandé est qu'il doit converger vers un état que nous déterminons appeler point de fonctionnement ou point d'équilibre. La stabilité est considérée comme étant la qualité la plus recherché dans l'étude d'un système dynamique. L'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires a connu un développement très important depuis l'utilisation des résultats de la théorie de stabilité déduite des travaux de

Lyapunov. Dans ce contexte, les deux méthodes de Lyapunov, connues sous les noms de la première et la seconde méthode représentent des outils analytiques puissants.

Pour la première méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de Cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes linéaire.

Pour la deuxième méthode, appelée méthode directe et qui est plus générale, elle se base sur l'analyse du sens de variation de l'énergie total du système pour analyser sa stabilité. Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie, appelé fonction de Lyapunov, pour laquelle l'analyse de la stabilité des systèmes non linéaire devient plus commode [12].

Une fonction de Lyapunov est une fonction $V(x)$ qui possède deux propriétés essentielles :

1. La première est la qualité d'extremum au point d'équilibre$\left(x = x_{équilibre}\right)$, à savoir s'il s'agit d'un maximum ou d'un minimum. Le point d'équilibre a tendance à être stable si cet extremum est un minimum. Afin de forcer la présence d'un minimum au point d'équilibre, la fonction sera contrainte à être positive pour toute valeur différente de l'origine, autrement dite, elle doit être définie positive. Elle ne pourra s'annuler qu'à l'origine. Dans ce cas, la fonction est dite : fonction candidate de Lyapunov.

$$V(x)\ définie\ positive \rightarrow \begin{cases} x = x_{équilibre} \rightarrow & V(x) = 0 \\ x \neq x_{équilibre} \rightarrow & V(x) > 0 \end{cases} \qquad (2.1)$$

2. La deuxième particularité de la fonction de Lyapunov est que, lors de la présence d'un système stable, elle a tendance à diminuer ou d'être conservée lors de l'évolution du système. En conséquence, la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov doit être au minimum semi-définie négative :

$$\frac{dV(x)}{dt}\ semi-définie\ négative \rightarrow \begin{cases} x = x_{équilibre} \rightarrow & \frac{dV(x)}{dt} = 0 \\ x \neq x_{équilibre} \rightarrow & \frac{dV(x)}{dt} \leq 0 \end{cases} \qquad (2.2)$$

Si pour un système, on trouve une fonction qui vérifie les conditions (2.1) et (2.2), le point d'équilibre $\left(x = x_{équilibre}\right)$ est stable. Si en plus $\frac{dV(x)}{dt}$ est strictement négative $\left(\frac{dV(x)}{dt} < 0\right)$, le point d'équilibre devient asymptotiquement stable (le système converge obligatoirement vers son point d'équilibre $\left(x \to x_{équilibre}\right)$après un certain temps).

3 Commande par Backstepping et application de la théorie de Lyapunov dans la commande des systèmes

La fonction de Lyapunov introduite initialement pour analyser la stabilité des systèmes non-linéaires, a été transformée en un outil pour établir les lois de commande permettant la stabilité des systèmes dynamique par retour d'état. A cet effet, différentes approches de commande ont été développés en exploitant les propriétés d'une fonction de Lyapunov pour renforcer les lois de commande [12], parmi lesquelles, on trouve

- La commande par fonction de Lyapunov
- La commande par Backstepping

3.1 Commande basée sur la fonction de Lyapunov

La commande par fonction de Lyapunov représente une version simplifiée de la commande par Backstepping générale qui sera traité dans le paragraphe suivant. Pour comprendre le concept de cette commande, considérant le système mono-entrée/mono-sortie défini par la forme affine suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \qquad (2.3)$$

Avec :

- $x \in R^n$: Le vecteur des variables d'état avec $x = x_{eq}$ comme point d'équilibre ;
- $u \in R$: L'entrée de commande ;
- $f : R^n \to R^n$, $g : R^n \to R^n$: Des fonctions non linéaires lisses (infiniment dérivables) ;

L'objective de la commande par retour d'état, pour le système (2.3), est de trouver une réaction d'état :

$$u = \Phi(x) \qquad (2.4)$$

Tel que le système en boucle fermée :

$$\dot{x} = f\big(x,\ \Phi(x)\big) \tag{2.5}$$

Soit asymptotiquement stable par rapport au point d'équilibre $\big(x = x_{eq}\big)$. Selon la deuxième méthode de Lyapunov (méthode directe), cela signifie qu'il existe une fonction $V(x)$ satisfit les conditions d'une fonction de Lyapunov, les conditions données par (2.1) et (2.2).

Soit la fonction définie positive$V(x)$, condition (2.1) vérifiée, donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2}e^2 \ : \quad e = x - x_{eq} \tag{2.6}$$

La dérivée de $V(x)$ peut être donnée par :

$$\frac{dV(x)}{dt} = \dot{V}(x) = e\frac{de}{dt} = e\frac{d(x-x_{eq})}{dt} = e\big\{f(x) - \dot{x}_{eq} + g(x)u\big\} \tag{2.7}$$

Pour satisfaire la deuxième condition de la fonction de Lyapunov (condition 2.2), la dérivée de $V(x)$ doit être définie négative. Pour satisfaire cette condition et, selon (2.7), une réaction d'état peut être sélectionnée comme suivant :

$$u = \Phi(x) = \frac{-f(x)+\dot{x}_{eq}-Ke}{g(x)\neq 0} \quad : \quad K > 0 \tag{2.8}$$

Avec la réaction d'état (2.7), $\frac{dV(x)}{dt} = -Ke^2 \leq 0$, donc $\frac{dV(x)}{dt}$ est définie négative et le point d'équilibre $x = x_{eq}$ est stable.

3.2 Principe de la commande par Backstepping :

L'idée de la commande par Backstepping a été proposée aux années 80 du siècle passé par Petar Kokotović pour une catégorie de système appelée système de rétroaction « Stricte Strict-Feedback System »[13]. Ce type de systèmes possède une forme d'état triangulaire inférieur équivalente à celle donnée par le système (2.9).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_2(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3)x_4 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = f_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) + g_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot U \end{cases} \tag{2.9}$$

Avec :

- $x \in R^n$: Le vecteur des variables d'état ;
- u : L'entrée de commande ;
- $f : R^n \to R^n$, $g_i : R^i \to R$: Des fonctions non linéaires de classe C^∞ ;

Le principe du Backstepping consiste à décomposer la problématique de commande du système global en une séquence de sous-problèmes pour un ensemble de sous-systèmes et à utiliser récursivement certains états comme commandes intermédiaires ou « commandes virtuelles ». Les lois de commandes intermédiaires sont sélectionnées, d'une manière récursive, en utilisant une série de fonctions de Lyapunov. Il s'agit de choisir au départ une fonction de Lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter, au fur et à mesure qu'on stabilise les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir finalement à une fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système complet.

Le schéma de commande devient en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre (Fig.2.1).

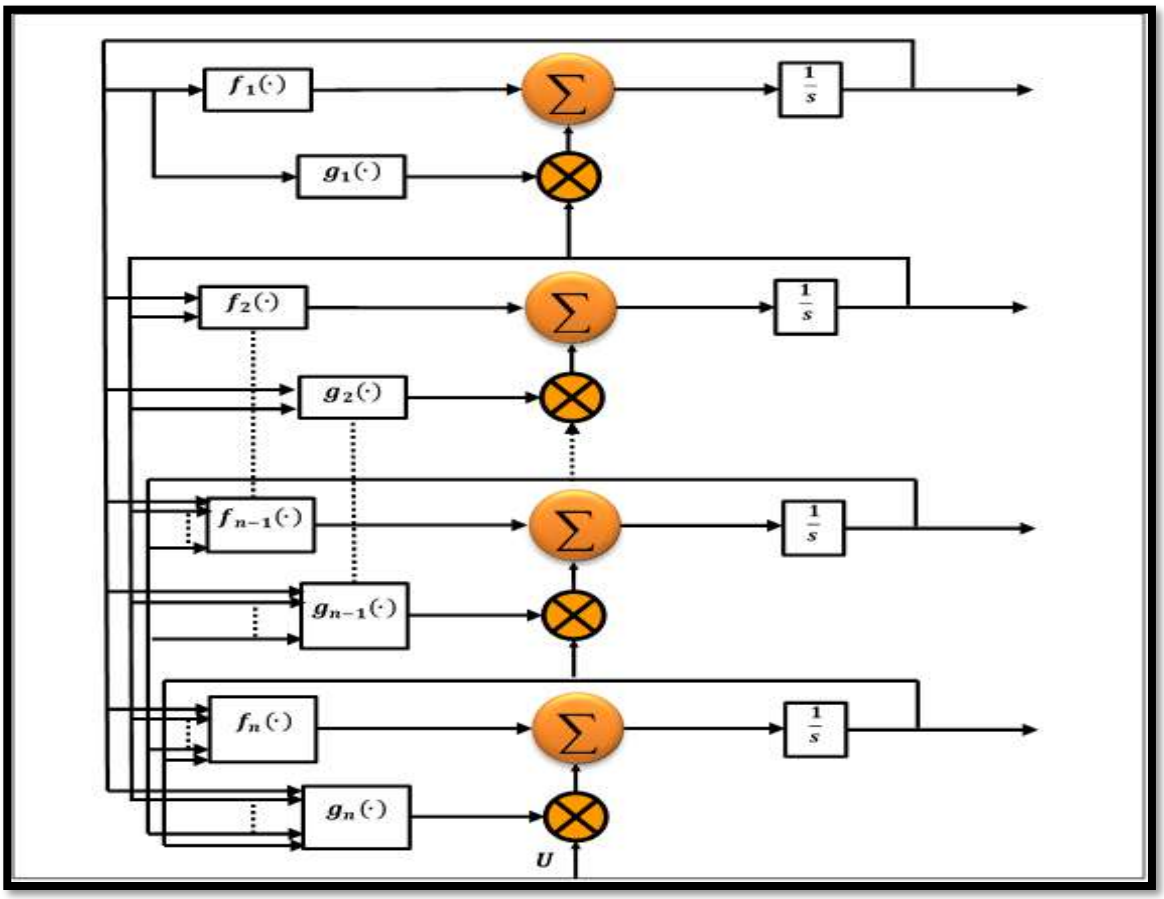


fig.2. 1 : Schéma générale de la conception de la commande par Backstepping.

3.3 Commande par Backstepping-intégrateur

Comme indiqué précédemment, la commande par Backstepping s'applique à des systèmes ayant la forme triangulaire inférieure donnée par (2.9). Considérant un cas particulier pour ce système où la dynamique est représentée par une chaine d'intégrateurs :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\xi_1 \quad : \ (a_1) \\ \dot{\xi}_1 &= \xi_2 \quad : \ (a_2) \\ &\vdots \\ \dot{\xi}_{j-1} &= \xi_j \quad : \ (a_{j-1}) \\ \dot{\xi}_j &= u \quad : \ (a_j) \end{aligned} \tag{2.10}$$

Avec :

- $x \in R^n$: Le vecteur des variables d'état.
- $u \in R$: L'entrée de commande.
- $\xi_j \in R$: Des variables qui sont vues comme entrées indépendantes aux sous-systèmes du système (2.10).
- $f : R^n \to R^n$, $g : R^n \to R^n$: Des fonctions non linéaires lisses (infiniment dérivables) .
- Le point $(x = x_{eq},\ \xi_1 = \xi_d,\ \cdots,\ \xi_j = \xi_{jd})$ représente le point d'équilibre du système.

La commande par Backstepping pour le système (2.10) peut être achevée via une procédure itérative récursive. En commençant par le sous-système(a_1), une loi de commande intermédiaire ou virtuelle (ξ_1) est établit pour garantir la stabilité de ce sous-système. Par la suite, en remonte récursivement à travers l'établissement des commandes virtuelles $(\xi_2, \xi_3, \cdots, \xi_j)$ jusqu'à atteindre la loi de commande globale(u). Pour chaque étape de développement, une fonction de Lyapunov convenable est sélectionnée et étudiée afin d'extraire les lois de commande virtuelles ciblées. Le nombre d'étape correspond à l'ordre du système.

Pour comprendre le principe de commande précédent, considérant le système non linéaire, avec un simple intégrateur, donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\xi \quad \rightarrow \ (a) \\ \dot{\xi} &= u \quad \rightarrow \ (b) \end{aligned} \tag{2.11}$$

La commande du système (2.11) passe par deux étapes.

Etape 1 : Commande virtuelle (ξ) : Considérant le sous-système (2.11a) :

- Soit l'origine $(e = x - x_{eq} = 0)$ le point d'équilibre du sous-système (2.11a) pour $(\xi = 0)$;
- Considérant ξ comme une entrée de commande (virtuelle) pour le sous-système (2.10a). La commande virtuelle ξ existe mais elle est inconnue. Supposant qu'il existe une valeur désirée ξ_d de ξ qui peut être donnée par la réaction d'état suivante :

$$\xi_d = \phi(x) \ : \ \phi(0) = 0 \tag{2.12}$$

Soit z une nouvelle variable, représentant l'erreur entre la commande virtuelle ξ et sa valeur désirée ξ_d (2.12), qui s'exprime par :

$$\begin{aligned} z &= \xi - \xi_d = \xi - \phi(x) \\ \dot{z} &= \dot{\xi} - \dot{\phi}(x) = u - \dot{\phi}(x) \end{aligned} \tag{2.13}$$

Avec :

$$\dot{\phi}(x) = \frac{\phi(x)}{dx}\dot{x} = \frac{\phi(x)}{dx}(f(x) + g(x)\xi) \tag{2.14}$$

En utilisant le changement de variable (2.13), le système (2.11) devient :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= f(x) - \dot{x}_{eq} + g(x)\phi(x) + g(x)z \quad \rightarrow \ (a) \\ \dot{z} &= u - \dot{\phi}(x) \qquad\qquad\qquad\qquad \rightarrow \ (b) \end{aligned} \tag{2.15}$$

- Soit la fonction définie positive $V_1(e)$ donnée par :

$$V_1(e) = \frac{1}{2}e^2 \tag{2.16}$$

- La dérivée de $V_1(e)$ le long de (2.14a) est :

$$\dot{V}_1(x) = \frac{dV_1(e)}{de}\dot{e} = e \cdot \left(f(x) - \dot{x}_{eq} + g(x)\phi(x) + g(x)z\right) \tag{2.17}$$

Pour que le point d'équilibre $(e = 0)$ du sous-système (2.15a) soit stable, c'est-à-dire $\dot{V}_1(x)$ soit définie négative, la réaction d'état $\phi(x)$ (la valeur désirée de la commande virtuelle ξ) peut être sélectionnée selon (2.17) comme suivant :

$$\phi(x) = \frac{-f(x) + \dot{x}_{eq} - k_1 x}{g(x) \neq 0} \ : \ \ k_1 > 0 \tag{2.18}$$

En utilisant la réaction d'état (2.18), la dérivée de $V_1(x)$ devient :

$$\dot{V}_1(x) = \frac{dV_1(x)}{dx}\dot{x} = x \cdot (-k_1 x + g(x)z) = -k_1 e^2 + g(x)ze \tag{2.19}$$

Si le terme $g(x)zx$ est maintenue nul (il sera traité dans l'étape suivante), $\dot{V}_1(x)$ sera défini négative et le système (2.11a, 2.15a) est globalement asymptotiquement stable.

Etape 2 : Commande globale (réelle) u :

A partir de l'étape précédente, le sous-système n'est asymptotiquement stable par la réaction d'état (2.18) que si le terme $g(x)ze$ converge vers zéro. A cet effet, le sous-système (2.15b) est considéré pour s'occuper de ce problème. La convergence du terme $g(x)ze$ vers zéro peut être assurée si la variable z converge vers zéro($z \to 0$). Si $z \to 0$, alors la commande virtuelle ξ converge vers sa la valeur désirée $\xi_d = \phi(x)$. Pour ce faire, considérant le sous-système (2.15b) et :

- Soit z la variable à commander et soit l'origine $(e = 0,\ z = 0)$ le point d'équilibre du sous-système (2.15)
- Soit ul'entrée de commande (globale ou réelle) du sous-système (2.15b) et, par conséquent, le système global (2.11)
- Soit la fonction définie positive $V_2(e,z)$ donnée par :

$$V_2(e,z) = V_1(e) + \frac{1}{2}z^2 \tag{2.20}$$

- La dérivée de $V_2(e,z)$ le long de (2.14b) est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e,z) = \dot{V}_1(e) + z\dot{z} &= \underbrace{-k_1e^2 + g(x)ze}_{\dot{V}_1} + z\dot{z} \\ &= -k_1e + z(g(x)e + \dot{z}) \\ &= \underbrace{-k_1e^2}_{A_1} + \underbrace{z\left(g(x)e + u - \dot{\phi}(x)\right)}_{A_2} \end{aligned} \tag{2.21}$$

La dérivée de la fonction $V(x)$ se compose de deux parties. La partie A_1 qui est définie négative et la partie A_2 qui doit être rendue définie négative par un choix approprié de l'entrée de commande$u$. Selon (2.21), l'entrée de commande u peut être sélectionnée comme suivant :

$$u = \dot{\phi}(x) - g(x)e - k_2z \ : \ k_2 > 0 \tag{2.22}$$

La dérivée de $V(x)$ devient :

$$\dot{V}(x) = -k_1x^2 - k_2z^2 \tag{2.23}$$

A partir de (2.23), on peut facilement vérifier que $\dot{V}_2(x)$ est définie négative, par conséquent $V_2(x)$ est une fonction de Lyapunov et le l'origine $(e = 0,\ z = 0)$ est globalement asymptotiquement stable pour le système (2.15) et, par conséquent, pour le système (2.11).

4 Application de la commande par fonction de Lyapunov sur le modèle de la MADA

L'objectif de la commande consiste à commander l'évolution des puissances active et réactive de la MADA suivant les exigences d'utilisation. Etant donné le caractère non linéaire et coulé de la dynamique de la MADA, la commande de celle-ci n'est passible qu'après un découplage approprié entre les comportements dynamiques des puissances commandée. Pour avoir un tel découplage, le principe de l'orientation du champ est utilisé [].

Dans ce cas, le vecteur flux du stator ou rotor (selon utilisation) est aligné sur l'axe direct du repère tournant dont le flux devient égal à sa composante directe et la composante en quadrature est nulle.

Avec l'orientation du flux statorique, les composants du flux de statoriques deviennent :

$$\phi_{ds} = \phi_s \Longrightarrow \phi_{qs} = 0 \tag{2.24}$$

Par conséquent, les flux du stator et du rotor sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = 0 = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_s I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \tag{2.25}$$

Pour la tension du stator et du rotor, ils sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = R_s I_{qs} + L_s \phi_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - L_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + L_r \phi_{dr} \end{cases} \tag{2.26}$$

En utilisant les équations (2.25) et (2.26), la puissance active, la puissance réactive et le couple électromagnétique sont exprimés par :

$$P_s = -\frac{V_s L_m}{L_s} I_{qr} \tag{2.27}$$

$$Q_s = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s L_m}{L_s} I_{dr} \tag{2.28}$$

$$T_{em} = \frac{p L_m}{L_s} I_{qr} \phi_s \tag{2.29}$$

Les tensions du rotor, qui sont les entrées du système à commander, deviennent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s}\right) \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_r \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s}\right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s}\right) \frac{dI_{qr}}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s}\right) I_{dr + g\frac{L_m V_s}{L_s}} \end{cases} \tag{2.30}$$

Avant d'entamer l'établissement des lois de commande, les puissances active et réactive, considérant leurs erreurs de poursuivis exprimées par :

$$\begin{cases} E_P = P_s - P_f \\ E_Q = Q_s - Q_f \end{cases} \tag{2.31}$$

Pour la commande des puissances actives et réactives, considérons les fonctions candidates de Lyapunov suivantes :

$$\begin{cases} V_P = \frac{1}{2} E_P \\ V_Q = \frac{1}{2} E_Q \end{cases} \tag{2.32}$$

Les dérivées de ces fonctions se donnent par :

$$\dot{V}_P = E_P \dot{E}_P = E_P \left(\dot{P}_s - \dot{P}_f\right) \tag{2.33}$$

$$\dot{V}_Q = E_Q \dot{E}_Q = E_Q \left(\dot{Q}_s - \dot{Q}_f\right) \tag{2.34}$$

En utilisant les équations (2.27), (2.28) et (2.30), on trouve :

$$\dot{P}_s = -\frac{V_s L_m}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} = \underbrace{\left(\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)\left(-\frac{g L_m}{L_s} V_s - L_r \sigma \omega_g I_{dr} - R_r I_{qr}\right)}_{F_P} + \underbrace{\left(-\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)}_{G_P} V_{qr} \tag{2.35}$$

$$\dot{Q}_s = -\frac{V_s L_m}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} = \dot{Q}_s = \underbrace{\left(\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)\left(\frac{R_s L_m}{L_s V_s} Q_s - R_r I_{dr} + L_r \sigma \omega_g I_{qr}\right)}_{F_Q} + \underbrace{\left(-\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)}_{G_Q} V_{dr} \tag{2.36}$$

Avec l'utilisation de (2.34) et (2.35) dans (2.32) et (2.33), respectivement, les dérivées des fonctions V_p et V_q deviennent :

$$\dot{V}_P = E_P \dot{E}_P = E_P\left(F_P + G_P V_{qr} - \dot{P}_f\right) \tag{2.37}$$

$$\dot{V}_Q = E_Q \dot{E}_Q = E_Q\left(F_Q + G_Q V_{dr} - \dot{Q}_f\right) \tag{2.38}$$

Avec :

$$F_P = \left(\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)\left(-\frac{g L_m}{L_s} V_s - L_r \sigma \omega_g I_{dr} - R_r I_{qr}\right)$$

$$F_Q = \left(\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}\right)\left(\frac{R_s L_m}{L_s V_s} Q_s - R_r I_{dr} + L_r \sigma \omega_g I_{qr}\right)$$

$$G_P = G_Q = -\frac{L_m V_s}{L_s L_r \sigma}$$

Pour que les puissances active et réactive poursuivre leur valeur de référence, c'est-à-dire les erreurs de poursuit converge zéro, il faut que les dérivées des fonctions de Lyapunov correspondantes (2.37) et 2.38) soient définie négative. Pour atteindre cet objectif, les tensions de commande V_{qr} et V_{dr} peuvent être données selon (2.37) et (2.38) par les réactions d'état suivantes :

$$V_{qr} = \Phi_P = \frac{-F_P + \dot{P}_f - K_P E_P}{G_P} \quad : \quad K_P > 0 \tag{2.39}$$

$$V_{dr} = \Phi_Q = \frac{-F_Q + \dot{Q}_f - K_Q E_Q}{G_Q} \quad : \quad K_Q > 0 \tag{2.40}$$

L'utilisation des lois de commande (2.39) et (2.40) dans (2.37) et 2.38) donne :

$$\dot{V}_P = -K_P E_P^2 \tag{2.41}$$

$$\dot{V}_Q = -K_Q E_Q^2 \tag{2.42}$$

A partir de (2.41) et (2.42), il est clair que $\dot{V}_P$ et $\dot{V}_Q$ sont définies négatives donc les points d'équilibre $E_P = 0$ et $E_Q = 0$ sont stables ($E_P \to 0$ et $E_q \to 0$). Par conséquent, les lois de commande (2.39) et (2.40) permettent aux puissances active (P_s) et réactive (Q_s) de la MADA de poursuivre asymptotiquement leurs valeurs de référence (P_f)et (Q_f).

5 Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux concepts et théories de la commande par Backstepping basée sur la théorie de Lyapunov ont été explicités. Par la suite, la commande par fonction de Lyapunov a été appliquée sur le modèle de la MADA pour générer les lois qui permettent de contrôler les puissances active et réactive de la MADA. Dans le chapitre suivant, les lois de commande établies seront validées en utilisant l'environnement Matlab/Simulink

1 Introduction

Pour valider les lois de commande établies au chapitre précédent, l'environnement MATLAB/Simulink est utilisé. En effet le schéma réalisé se compose de deux parties. La première partie comporte la MADA qui est représentée par son modèle dans le repère fixe lié au stator. La deuxième partie comporte les lois de commandes établies qui sont développées dans le repère tournant lié au champ tournant [9]. Le passage entre les deux repères est réalisé à travers la transformation de Park et son inverse.

2 Schéma de commande dans l'environnement Matlab/Simulink.

La figure (3.1) illustre le schéma de commande réalisé dans l'environnement Matlab/Simulink.

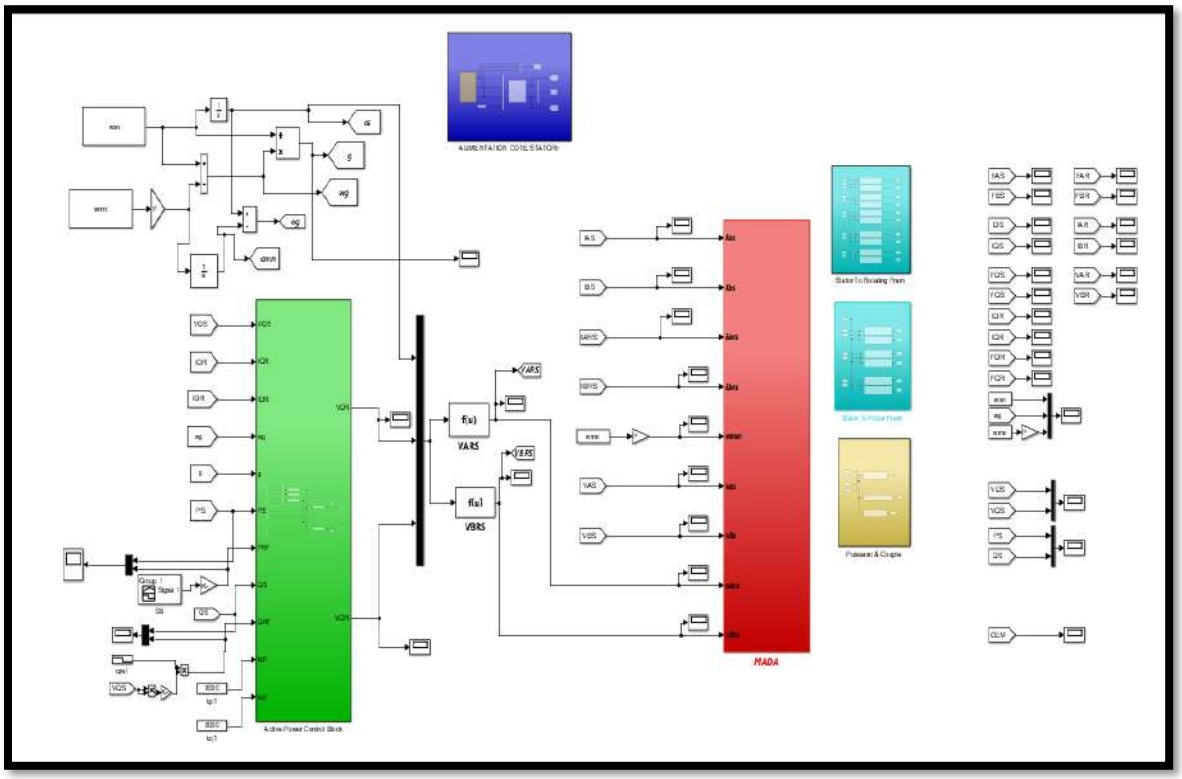


fig.3. 1 : Schéma bloc de la MADA avec la commande

Le schéma bloc comporte les blocs suivants :

- Modèle de la MADA dans le repère fixe donné par le système d'équation (1.12)
- Bloc de calcul de puissance et du couple, équation (2.27), (2.28) et (2.15b)
- Bloc de calcule des grandeurs du réseau
- Blocs comportant les transitions entre les différents repères

- Bloc de commande réalisé à travers les lois de commande établies dans le chapitre précédent (équations (2.35), (2.36), (2.39) et (2.40)

3 Résultats de simulation de la commande et traitement.

Afin de valider les lois de commande développées, ces dernières ont été utilisées avec le modèle de la MADA (les paramètres du système utilisé sont résumés dans l'annexe à la fin de ce mémoire). Différentes valeurs de références (point de fonctionnement) ont été données aux puissances active et réactive.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement la puissance des lois de commande qui ont permet les objectifs de la commande.

- La figure (3.2) représente l'évolution de la puissance active, où cette dernière suit fidèlement sa valeur de réponse
- La figure (3.3) représente l'évolution de la puissance réactive, à part quelque faible régime transitoire, la puissance réactive suit de son côté sa valeur de réponse.
- Les figures (3.4) et (3.5) illustrent l'évolution des tensions de commande, coté rotor, ces dernières évoluent suivant les valeurs de références attribuées aux puissances active et réactive.
- La figure (3.6) présente l'évolution des deux composantes du flux statorique, on constate clairement que la condition d'orientation du flux est respectée.
- Les figues (3.7) et (3.8) représentent les tensions rotoriques

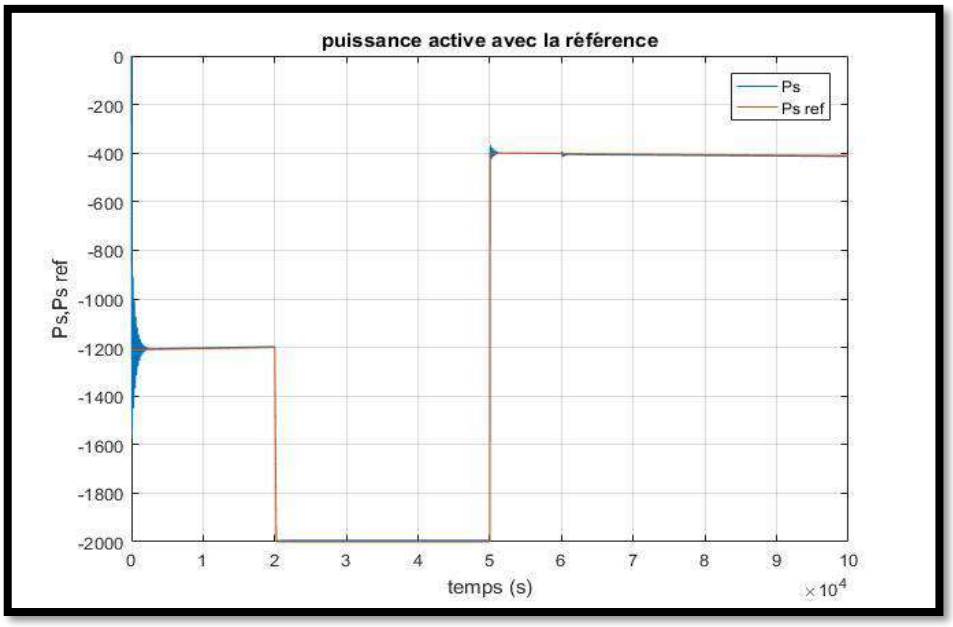


fig.3. 2 : Evolution de la puissance active avec la commande

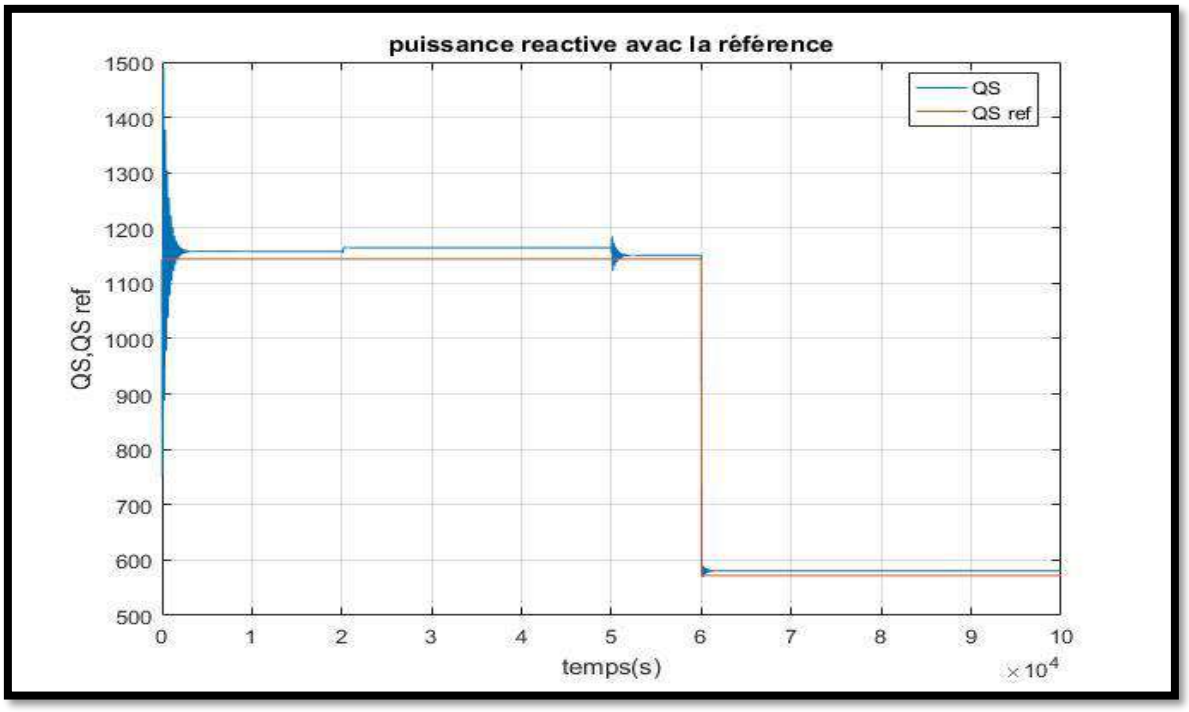


fig.3. 3 : Evolution de la puissance active avec la commande

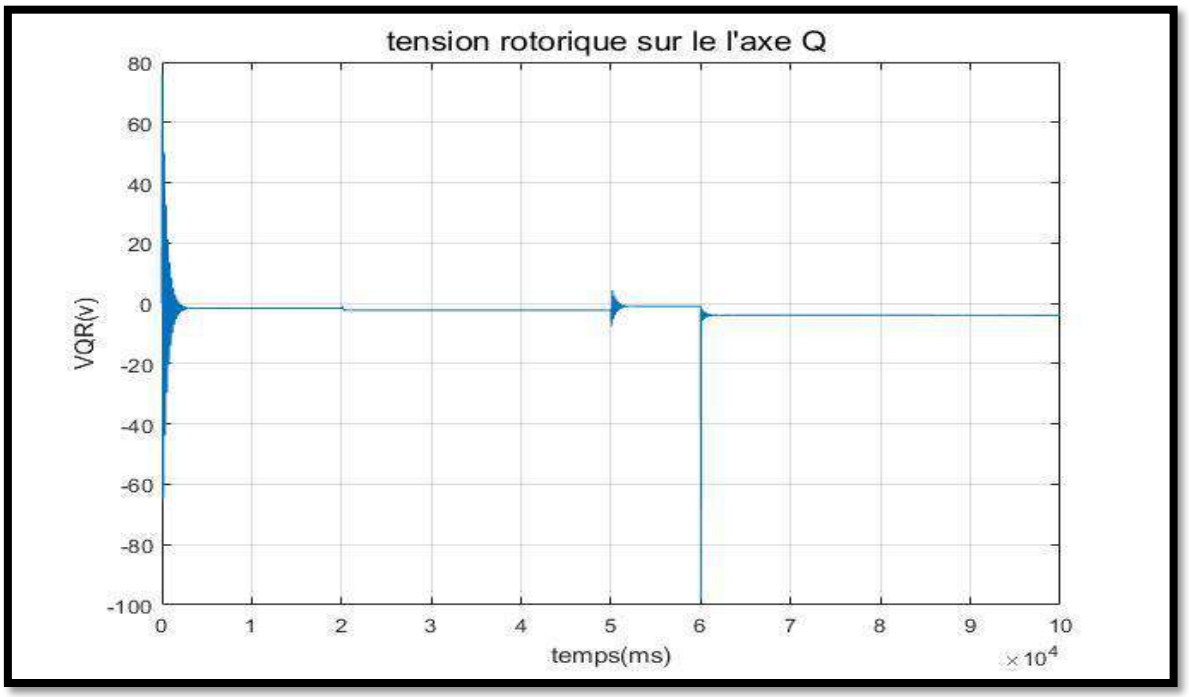


fig.3. 4 : Evolution de la tension rotorique Vrq.

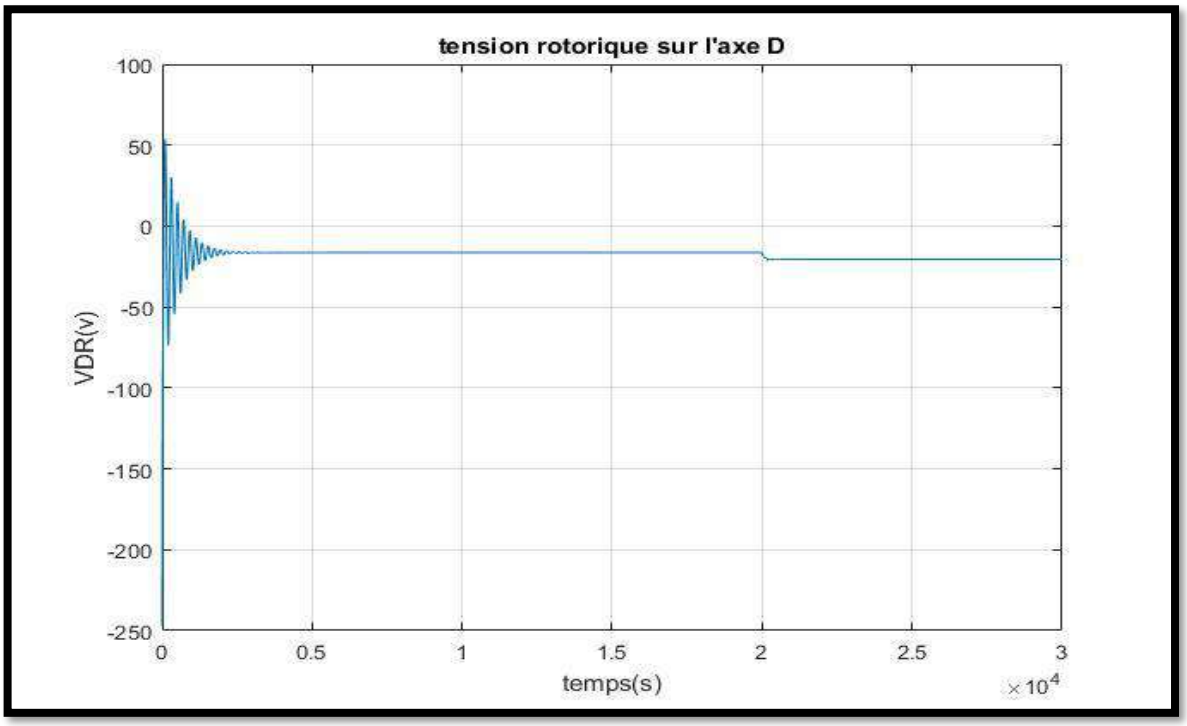


fig.3. 5 : Evolution de la tension rotorique Vrd.

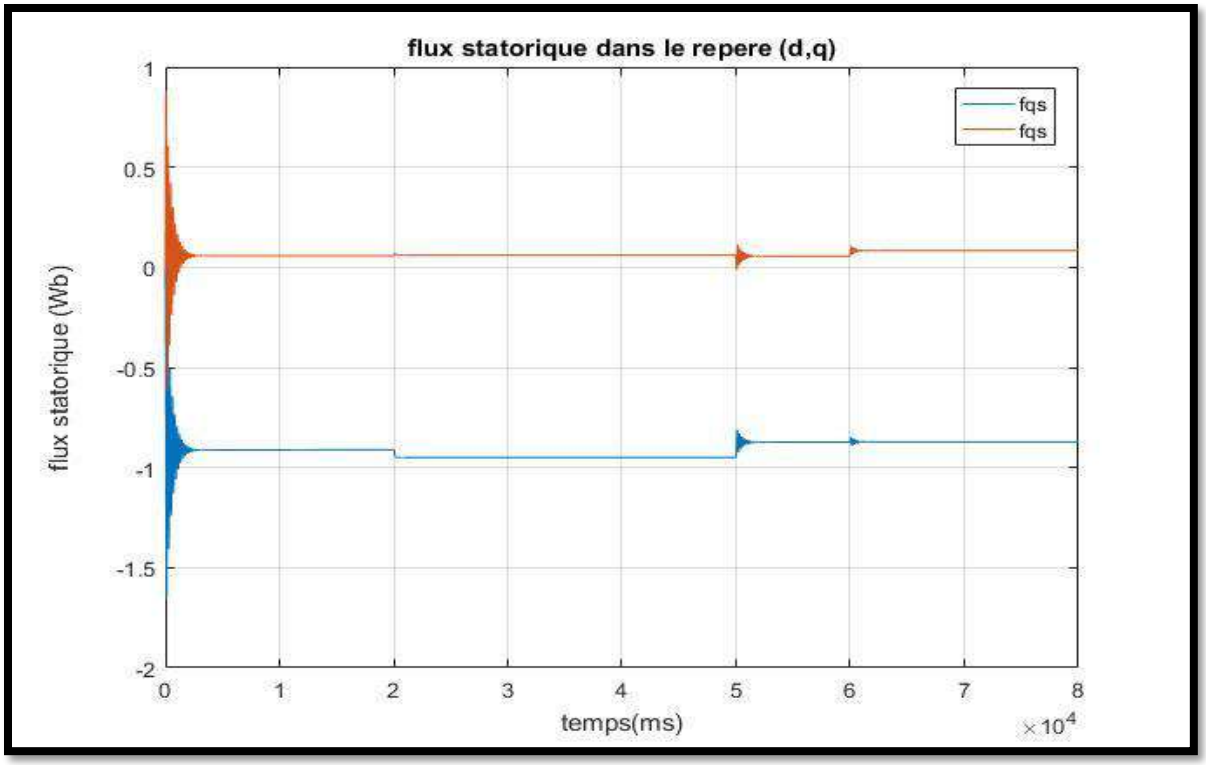


fig.3. 6 : Evolution des flux statoriques.

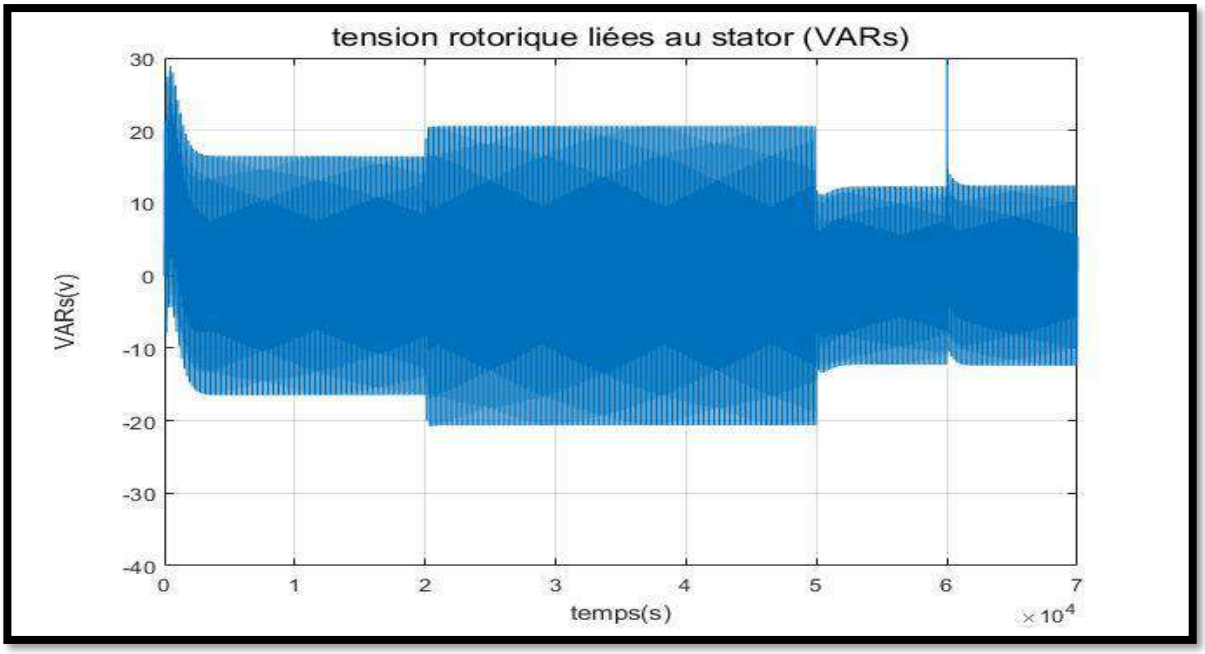


fig.3. 7 : Evolution de la tensions rotorique $\boldsymbol{V_{\alpha r}}$.

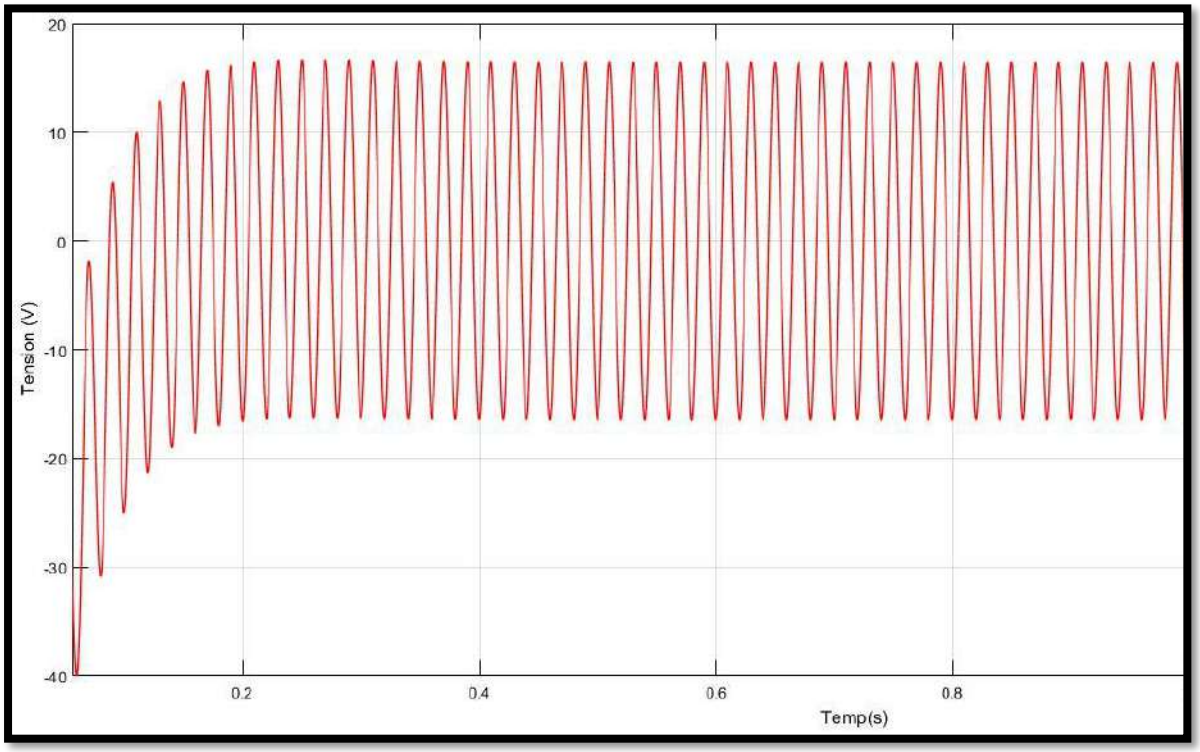


fig.3. 8 : Evolution de la tensions rotorique $\boldsymbol{V_{\beta r}}$.

4 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté rappel sur les notions de stabilité au sens de Lyapunov. Ensuite, on a présenté les différentes techniques de commande par Backstepping basées sur la méthode directe de Lyapunov. On a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursive est systématique, et simple, tous en stabilisant notre système. Enfin, on a utilisé l'une des techniques de la commande par Backstepping qui la commande par fonction de Lyapunov pour établir la commande de la MADA. Les lois de commande établies visent la commande séparée des puissances active et réactive du côté stator de la MADA.

Les résultats de simulation obtenus ont montré clairement la capacité des lois commande proposées à contrôler les puissances active et réactive qui poursuivent fidèlement leurs références pour les différentes conditions de fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement significativement non linéaire, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires. L'objectif principal de ce mémoire est de synthétiser des lois de commande efficace pour la MADA en utilisant le principe de la commande par Backstepping basé sur la méthode directe de Lyapunov.

Après une brève description de la structure et le principe de fonctionnement de la MADA, le modèle de cette dernière a été développé en utilisant les différents repères existants fixes et tournants. Le modèle établi a été validé par simulation.

Puis, nous avons présenté l'aspect théorique de la technique decommande non linéaire par Backstepping et exposé les étapes quipermettent l'établissement des lois de commande par différentes approches de Backstepping. La commande par Backstepping basée sur la fonction de Lyapunov a été utilisée pour générer les lois de commande pour les puissances active et réactive de la MADA.

Finalement, les lois de commande établies ont été validées par simulation où les performances obtenues sont très satisfaisantes et permettent de tracer comme perspective la réalisation pratique de la commande développée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] A. FENNI**,** « Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire de Magister.

[2] F. BONNET, « Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur ». Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2008

[3] H. A. TOLIYAT et G. B. KLIMAN, « Hand book Of Electric Motors », second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.

[4] AZAIZIZA.R, "Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux", Mémoire de magister en génie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008.

[5] SALLOUM G,"Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2007, France.

[6] DENDOUGA. A, « contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.

[7] BOLDEA I. "The Electric Generator Handbook: variable speed generators, CRC press Taylor & Francis group, 2006, New York, U.S.A.

[8] ABDESSEMED R. et KADJOUDJ M, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, 1996. Algérie.

[9] AKKARI.N, « Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation » ; thèse de doctorat. Université de Batna, Algérie 2010.

[10] S. ARDJOUN," Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire de magister, Université DJILLALI Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2010.

[11] L. BENALIA, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentations », thèse de doctorat. Université de Batna, Algérie 2010.

[12] FahedEshbair, " modélisation et commande d'un système multi-motor par la technique de commande Backstepping ", Université du Québec,Aout 2005.

[13] M. DOUMI, A.G. AISSAOUI, A. TAHOUR,M.ABID,et K.TAHIR, « Nonlinear integral backstepping control of wind energy conversion system based on a Double-Fed Induction Generator »,PrzegladElektrotechniczny, vol.92,n°3, p.130-135,2016.

[14] M.Hallouz, N.Kabache, etS.Moulahom, « DTC Backstepping Based control of Double Fed Induction Generator ». in 2019 Progress in applied Electrical Enggineering(PAEE), 2019,p.1-6 .

[15] B. Boussoufi, M. Karim, A. Lagrioui, M. Taoussi, et A. Derouich, « Adaptive Backstepping Control of DFIG Generator for Variable-speed Wind Turbines System. », J. Electr. Syst., vol. 10, n°3, 2014.

[16] S. Mensour, A. Essadki, T.Nasser, B. B. Idrissi, et L. Ben Tarla, « Dspace DS110 implementation of robust nonlinear controller applied for DFIG.

ANNEXE

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés par :

Vsn=220 : Tension nominale du stator en [V]

Fsn = 50 : Fréquence en [Hz]

P = 2 : Nombre de paires de pôles

Nsn = Fsn*60 /P : Vitesse de synchronisme

Nn = 1338 : Vitesse du rotor

wmn=Nn*2*pi/60 : Pulsation du rotor

gn = (Nsn-Nn)/Nsn : glissement nominale '%'

Frn = Fsn*gn : Fréquence rotor en [Hz]

Pn = 1.5e3 : Puissance nominale en [W]

Isn = 3.8 : Courant nominal du stator en [A]

Irn = 13.5 : Courant nominal du rotoren [A]

Rs = 4.08 : Résistance statorique en [ohm]

Rr = 0.435 : Résistance rotorique en [ohm]

Ls = 0.202 : Inductance cyclique statorique en[H]

Lr = 0.0272 : Inductance cyclique rotorique en [H]

Lm = 0.0709 : Inductance magnétisante en [H]

J = 0.0361: Moment d'inertie en [Kg/m2]

Kf = 0.00843 : Coefficient de frottement [Nm/rad/s]