

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE
FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



N° d'ordre :
Série :

THÈSE

PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN
SCIENCES

OPTION

ÉLECTROTECHNIQUE

PRÉSENTÉ PAR :

OUKACI ASSIA

M^{me}: MOHAND OUSSAID

Magister en Électrotechnique de l'Université Ferhat Abbas SETIF

THÈME :

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES TECHNIQUES DE
COMMANDE AVANCÉES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Soutenu le 08 / 02 / 2018

Devant le jury:

Président:	BOUZID Aïssa	Professeur Univ. Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur:	TOUFOUTI Riad	Professeur Univ. Med Cherif Messaadia Souk Ahras
Examineurs:	OUARI Ahmed	Professeur Univ. Badji Mokhtar Annaba
	OMEIRI Amar	Professeur Univ. Badji Mokhtar Annaba
	BENALLA Hocine	Professeur Univ. Frères Mentouri Constantine 1
Invité :	DIB Djalel	Professeur Univ. Larbi Tébessi Tebessa

2018

Remerciements

Louange à ALLAH, je remercie Dieu, le tout puissant, pour m'avoir donné la santé, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, durant toutes mes années d'études.

Au terme de ce travail, je suis bienheureuse de pouvoir exprimer toute ma gratitude sincère envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse.

*Tout d'abord, j'adresse ma gratitude et mes profonds remerciements à Monsieur **R.Toufouti**, Professeur à l'Université Mohamed Chérif Messaadia de Souk Ahras, d'avoir dirigé cette thèse ainsi que pour leur aide, son suivi permanent, leur encouragement et ses précieux conseils qu'il n'a cessé de me donner de plus, ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source de savoir. En tout cas, il est très difficile pour moi de le remercier en quelques mots.*

Mes remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce modeste travail, où:

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **A. Bouzid** Professeur de l'Université des frères Mentouri Constantine, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance de la présente thèse.*

*Mes sincères et vifs remerciements vont aussi à Monsieur **H. Benalla** Professeur de l'Université des frères Mentouri Constantine, d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*

*Mes sincères et vifs remerciements vont aussi à Monsieur **A. Omeiri**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **A. Ouari**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Madame **S.Meziane**, Maître de conférences à l'université de Souk Ahras, pour leur aide, ces conseils, ces encouragements, merci du fond de cœur. Je remercie aussi Monsieur **D. Dib**, Professeur à l'Université Larbi Tebessi de Tebessa, pour leur conseils précieux et orientation scientifique.*

*Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à Messieurs : **L.Louze** et **S. Rezgui**.*

*Je tiens également à présenter ma plus vive sympathie aux collègues : **I. Abadlia**, **O.Feddaoui**, et particulièrement à ma deuxième sœur **Atarsia Loubna** qui a toujours été à mes cotés tout au long de la préparation de cette thèse, en m'apportant soutien moral et scientifique.*

Je souhaite enfin à tous les doctorants de finir leur thèse de la meilleure façon qui soit.

Dédicace

A mes parents, **Moukhtar** et **Ouarda Ait Ibrahim**,
qui m'ont Soutenu pendant toute la durée de ces longues études,
Aucun mot ne saura exprimer ma gratitude. Que Dieu leur
préserve bonne santé et longue vie,

A ma très chère sœur **Meriem**, qui a toujours été à mes
cotée surtout dans les durs moments, tous mes vœux de bonheur
aux futurs,

A mon cher époux **Djaafer**, ta gentillesse, ton aide, tes
conseils, ton soutien moral et tes encouragements m'ont permis
de réussir mes études. Que ce travail soit témoignage de ma
reconnaissance pour tes sacrifices, et ta longue patience

A mes deux adorables anges **Kamilia** et **Salsabile**, qui
m'on donné un sens à ma vie.

A mes beaux parents, Belles sœurs et beaux frères.

A tous les membres de ma famille, petits et grands.

Particulièrement a mon oncle **Tayeb** et tout sa famille.
Veuillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon
affection.

Sommaire

<i>Liste des abréviations et symboles</i>	I
Introduction Générale	1
<i>Chapitre I : État de l'art des stratégies de commande de la machine asynchrone</i>	
I.1 Introduction	5
I.2 Histoire des machines électriques	5
I.3 Historique des aérogénérateurs	6
I.4 Etat de l'art sur les stratégies de commande de la machine asynchrone	8
I.4.1 Commande scalaire.....	8
I.4.2 Commande vectorielle.....	9
I.4.3 Commande directe du couple.....	10
I.4.4 La commande adaptative.....	12
I.4.5 Commande par linéarisation entrée-sortie.....	14
I.4.6 Commande par mode glissant.....	15
I.4.7 Commande prédictive.....	16
I.5 Conclusion	16
<i>Chapitre II : Techniques de Commande Classiques et Intelligentes de la MAS</i>	
II.1 Introduction	18
II.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone	18
II.2.1 Commande vectorielle directe.....	20
II.2.2 Commande vectorielle indirecte.....	20
II.2.2.1 <i>Mise en équation de la commande vectorielle indirecte</i>	21
II.2.2.2 <i>Les modes de la commande vectorielle indirecte selon la régulation</i> ...	22
II.2.3 <i>Simulation de la commande vectorielle indirecte en tension</i>	24
II.3 Commande de la MAS par les techniques intelligentes	26
II.3.1 Description de la logique floue (L.F.).....	26
II.3.2 Ensembles flous et fonction d'appartenance.....	27
II.3.3 Représentations des fonctions d'appartenance.....	27
II.3.4 Structure de la commande logique floue.....	28
II.3.5 Commande de vitesse de la machine asynchrone par logique floue.....	30
II.3.5.1 <i>Résultats de test de la commande IFOC régulé par logique floue</i>	32
II.4 Commande directe du couple (DTC) de la MAS	33
II.4.1 Principe de la commande directe du couple.....	36
II.4.2 Résultats de simulation de la DTC.....	38
II.5 Commande adaptative	40
II.5.1 Principe du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS).....	42
II.5.2 MRAS basées sur l'estimation du flux rotorique.....	42
II.5.3 Résultats de simulation de la commande DTC avec MRAS.....	46
II.6 Conclusion	47
<i>Chapitre III : Stratégies de commande avancée de la Machine Asynchrone</i>	
III.1 Introduction	49
III.2 La théorie de commande par linéarisation Entrée-Sortie	49
III.2.1 Technique de la linéarisation entrée – sortie.....	50

III.2.2	Application de la commande par linéarisation entrée-sortie à la MAS.....	56
III.2.3	Résultats de simulation	63
III.3	Commande par Mode glissant	65
III.3.1	Introduction.....	65
III.3.2	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable	66
III.3.3	Représentation des systèmes de commande par mode glissant.....	67
III.3.4	Bases théoriques de la commande par mode glissant.....	69
III.3.5	Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone.....	74
III.3.6	Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS.....	76
III.4	Conclusion	78

Chapitre IV : Généralités sur les Systèmes Éoliens

IV.1	Introduction	79
IV.2	Les types d'éoliennes	79
IV.3	Modélisation de la chaîne de production d'électricité par les éoliennes	82
IV.3.1	Modèle du vent.....	82
IV.3.2	Modélisation de la turbine éolienne.....	83
IV.4	Spécificité des générateurs électriques éoliens	88
IV.4.1	Générateurs asynchrones.....	89
IV.4.2	Comparaison entre les différentes machines électriques tournantes	96
	Comparaison entre les différents types des machines électriques:.....	
IV.5	Description de la génératrice asynchrone double alimentation	96
IV.6	Modélisation de la génératrice asynchrone double alimentation (GADA)	97
IV.6.1	Equations de la machine asynchrone diphasée.....	97
IV.6	Conclusion	103

Chapitre V : Stratégies de Commande de la Génératrice Asynchrone Double Alimentation

V.1	Introduction	104
V.2	Commande vectorielle des puissances active et réactive de la GADA	104
V.2.1	Présentation de la commande vectorielle de la GADA.....	104
V.2.2	Types de commande vectorielle des puissances de la GADA	106
V.2.3	Résultats de Simulation	109
V.3	Commande par mode glissant des puissances active et réactive de la GADA ...	115
V.3.1	Présentation de la commande par mode glissant de la GADA.....	115
V.3.2	Surface de régulation de la puissance active.....	116
V.3.3	Surface de régulation de la puissance réactive	117
V.3.4	Résultats de simulation.....	119
V.4	Conclusion	121
	Conclusion Générale	122
	Annexe A	124
	Annexe B	145
	Annexe C	151
	Annexe D	153
	Annexe E	155
	Bibliographique	161

Liste des abréviations et symboles

➤ Abréviations

M.AS	Machine Asynchrone.
MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation
M.G.	Mode glissant.
C.S.V.	Commande à structure variable.
O.CM	Organe de commande.
FOC	Commande vectorielle directe (Field oriented control)
ILOC	Commande vectorielle indirecte (Indirect Field oriented control)
DTC	Commande directe du couple (Direct torque control)
DSC	Contrôle vectoriel direct du flux statorique (Direct self control)
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MRAC	Commande adaptative avec modèle de référence (Model Reference Adaptive Control)
MRAS	Système adaptatif avec modèle de référence (Model Reference Adaptive System)
SISO	Mono-Entrée Mono-Sortie (Single Input Single Output)
MIMO	Multi-Entrées Multi-Sorties (Multiple Input Multiple Output)

➤ Liste des symboles

s, r	Indices exprimes le stator et le rotor, respectivement.
a, b, c	Indices des variables exprimées dans le repère fixe triphasé
d, q	Indices des repères synchrones (lié au champ tournant à la vitesse synchrone).
α, β	Indices des variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)
R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique.
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique.
M	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
p	Nombre de paires de pôles
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
g	Glissement de la machine.
Ω	La pulsation mécanique
ω_{sl}	La pulsation de glissement
Ω_s	Vitesse de rotation du champs tournant d'origine statorique.
Ω_r	Vitesse de rotation du champs tournant d'origine rotorique.
ω_s	Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.
ω_r	Pulsation rotorique.
θ	Angle électrique entre l'axe de la phase (a) statorique et la phase (a) rotorique.
θ_s	Angle qui fait le repère d-q avec le stator.
θ_r	Angle qui fait le repère d-q avec le rotor.
C_{em}	Couple électromagnétique.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel

T_r	La constante de temps rotorique
T_s	La constante de temps statorique
S	Système à commander.
$s(x)$	Surface de glissement.
U_{cm}	Tension de commande.
x	Vecteur d'état global de dimension n.
$e_i(x_i)$	Ecart entre la variable à régler et sa référence.
r	Degré relatif.
n	Ordre du système.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov.
u_{eq}	Commande équivalente.
M	Gain de glissement.
t_g	Temps de glissement.
$sign$	Fonction signe.
E_c	L'énergie cinétique
m	La masse d'air.
V	Vitesse du vent
ρ	Densité de l'air
P_m	La puissance mécanique extraite du vent
P_C	La puissance cinétique totale théoriquement disponible
λ	La vitesse relative
Ω_t	La vitesse de rotation de la turbine avant multiplicateur
R	Rayon de l'aérogénérateur.
C_p	Le ratio ou coefficient de puissance
β	l'angle de l'orientation de pale
$[I_s]$	Matrice des courants au stator.
$[I_r]$	Matrice des courants au rotor.
$[V_s]$	Matrice des tensions au stator.
$[V_r]$	Matrice des tensions au rotor.
$[\phi_s]$	Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au stator.
$[\phi_r]$	Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au rotor.
$[L_s]$	Matrice des bobinages au stator.
$[L_r]$	Matrice des bobinages au rotor.
$[P]$	Matrice de la transformation directe de Park.
$[P]^{-1}$	Matrice de la transformation inverse de Park.
$[X]$	Vecteur d'état.
$[U]$	Vecteur d'entrée.
$[A]$	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
$[B]$	Matrice d'application de la commande.

Introduction générale

Les machines électriques ont établi un intérêt typique par les experts, car leurs avantages sont incontestables du à leurs aptitudes de s'adapter à tout les milieux et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques [1].

Historiquement, le moteur à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse dans la plupart d'équipements industriels, grâce a sa structure linéaire qui facilite sa commande. Cependant ce type d'actionneur exige un entretien minutieux, son coût est élevé, en plus sa vitesse de rotation est limitée à cause de système ballais-collecteur [2], [3]. Pour cela la vision des chercheurs a été orientée vers d'autres types de machines plus robustes, plus fiables et moins coûteux, à savoir les machines à courant alternatif. Où ils sont été bénéficiés d'une attention particulière dans les applications domestiques ou industrielles (traction ferroviaire, véhicule électrique.....etc). En particulier le moteur asynchrone (MAS), qui sont connues également sous le terme d'origine anglo-saxonne des « machines à induction », sont des machines à courant alternatif sans alimentation électrique du rotor. Le terme anglais provient des courants induits dans le rotor par induction électromagnétique. Le terme « asynchrone » provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément synchronisée avec la fréquence des courants qui les traversent [4]. Elles sont actuellement les machines électriques les plus exploitées dans le domaine industriel, grâce à ses avantages de simplicité de conception mécanique et électrique, de robustesse et de coût faible.

Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor [1], ce qui rend sa commande compliquée et exige des algorithmes de contrôle complexes, Face à ces problèmes de la machine asynchrone ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des stratégies de commande très évoluées afin de résoudre le couplage entre le flux et le couple.

Ainsi avec l'évolution de l'électronique de puissance et les progrès de l'informatique a provoqué des changements importants pour que le domaine de l'entraînement à vitesse variable par des machines à courant alternatif ait connu un essor considérable. D'autant

plus que les processeurs numériques, tels que les DSP (Digital Signal Processor), les FPGA (Field Programmable Gate Array), spécialisés pour l'entraînement des machines électriques ont facilité l'implantation expérimentale. Qu'on les retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), de l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager, etc. Elles étaient à l'origine uniquement utilisées en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elles sont de plus en plus souvent utilisées en génératrice. C'est par exemple le cas des éoliennes.

Ceci est confirmé par l'apparition de plusieurs stratégies de commande de la machine asynchrone basées sur des méthodes d'automatique, à savoir les commande classiques comme : la Commande Scalaire (SC : Scalaire Control), la commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control), la commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control)...etc, ou avancées comme la commande non linéaire, mode glissant...etc [3].

La commande vectorielle est parmi les premières commandes qui ont été introduites dans l'industrie elle est très répandue vue sa simplicité et son coût réduit.

Contrairement à la commande scalaire, la commande vectorielle présente de bonnes performances en régime transitoire et permanent [1], cette stratégie de commande a été développées par Blaschke dès 1971, elle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la MAS et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des MCC [3], cependant cette technique de commande nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine [3].

Pour pallier aux problèmes de la commande vectorielle, grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent au développement des performances des méthodes de commandes plus robustes susmentionnées pour la machine asynchrone que ce soit pour le fonctionnement moteur ou génératrice[5],[6] .

Dans ce contexte, l'objectif principal du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commandes et la mise en œuvre des stratégies de commande avancées appliquées à la machine asynchrone fonctionnant en moteur dans un système d'entraînement à vitesse variable et en génératrice dans une chaîne de conversion à base d'énergie renouvelable. Pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires avec un rejet de perturbation, garantir la robustesse face aux variations paramétriques, et assuré le découplage exacte sans aucune orientation de flux.

Pour ce faire, notre travail sera exposé via cette thèse, qui est organisé et partagée en cinq chapitres, comme suite :

📖 Dans le premier chapitre nous passerons en revue un historique des machines électriques et des aérogénérateurs, par la suite on présente les différentes stratégies de commandes classiques et avancées des machines électriques que nous jugeons les plus représentatives de l'état de l'art actuel.

📖 La première partie du deuxième chapitre est consacré à la présentation des principes de la commande vectorielle des machines asynchrones, on se limite plus particulièrement à la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Pour but d'améliorer les performances dynamiques des régulateurs classique nous présenterons dans la deuxième partie la commande vectorielle indirecte à base de régulateur logique floue.

Pour résoudre le problème du capteur mécanique de vitesse et l'influence des paramètres de la MAS, une alternative intéressante à la commande vectorielle est présentée dans la troisième, on parle de la commande directe du couple sans capteur mécanique. Et on terminera par l'application d'une technique d'estimation de flux statorique en utilisant le système adaptative avec modèle de référence (MRAS) associé à la DTC.

📖 Pour résoudre le problème de la perte de découplage entre le flux et le couple de la MAS causé par la sensibilité de la commande vectorielle face aux variation paramétrique de la machine notamment la résistance rotorique nous présenterons dans le troisième chapitre deux types de commande avancée, la première est la commande par linéarisation entrée sortie et la deuxième la commande par mode glissant, pour chaque type de commande on présente des test de simulation dans l'interface Simulink du logiciel Matlab, afin de valider la robustesse des techniques de commande proposées.

📖 Vu les avantages de la génératrice asynchrone double alimentation par rapport à la génératrice asynchrone à cage dans les chaines de conversion éolienne à vitesse variable, dans le quatrième chapitre, nous présenterons dans la première partie une étude détaillée sur les chaînes de conversion éoliens et en particulier celle qui utilisent les la génératrice asynchrone double alimentation.

Dans la deuxième partie on présente la mise en œuvre d'une plateforme de simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, de la chaîne de conversion éolienne composée d'une turbine associée à une génératrice asynchrone double alimentation.

📖 Le cinquième chapitre, est focalisé à l'application de la commande vectorielle et la commande par mode glissant au système de production de l'énergie éolienne basé sur la GADA.

L'objectif principale et de contrôler indépendamment les puissances active et réactive de cette chaîne de conversion éolienne, des simulations numériques, démontrer la robustesse des méthodes de commande proposées en présence des perturbations de la vitesse du vent.

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

Chapitre I

*Etat de l'art des stratégies de
commande de la machine asynchrone*

Chapitre I

Etat de l'art des stratégies de commande de la machine asynchrone...

I.1 Introduction

L'industrie moderne a besoin de plus en plus des mécanismes d'entraînement à vitesse variable que ce soit pour accroître l'efficacité énergétique ou pour optimiser le contrôle des procédés, dont le domaine d'utilisation ne cesse de s'accroître et exige toujours de meilleures performances. Pour cela, les mécanismes d'entraînement à vitesse variable sont utilisés pour deux raisons principales : Améliorer le rendement d'un équipement entraîné par un moteur en adaptant sa vitesse à la charge toujours changeante et pour permettre un contrôle précis et constant de processus sur une vaste plage de vitesse.

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Grâce à sa simplicité de commande, suite au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, le moteur à courant continu (MCC) est un actionneur électrique qui occupe une place prépondérante dans les applications à vitesse variable destinés à l'usage industriel. Cependant ce type d'actionneur est coûteux et exige un entretien minutieux, en plus sa vitesse de rotation est limitée à cause de son collecteur. Pour cela les MCC ne peuvent être utilisés dans le domaine de large plage de puissance ou de vitesse, ni en milieu corrosifs ou explosifs.

Pour cela la vision des chercheurs a été orientée vers d'autres types de machine plus robuste, plus fiable et moins coûteuse, à savoir les machines asynchrones. Ainsi avec l'évolution de l'électronique de puissance et de l'informatique ont provoqué des changements importants dans la conception des systèmes d'entraînements à vitesse variable. Dans ce chapitre, on présente un état de l'art sur : les machines électriques, les aérogénérateurs et les différentes stratégies de commande appliquées à la machine asynchrone pour le mode de fonctionnement moteur pour les applications industrielles comme la traction électrique, traction de la navire.....etc et pour le mode de fonctionnement génératrice dans les chaînes de conversion éolienne.

I.2 Histoire des machines électriques

Une machine électrique est un dispositif électromécanique basé sur l'électromagnétisme, et l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée, la réalisation réelle de cette machine n'a été procédée qu'à la fin d'année de 1819, à Copenhague. En juillet 1820, par le Danois *Hans-Christian Oersted* a publié les résultats

de sa première expérience sur les machines électriques, qu'ils ont révolus un grand succès qui a provoqué l'activation de plusieurs recherches dans le domaine des machines électromécaniques. En septembre 1820, le Français *André-Marie Ampère* énonce "la règle des trois doigts de la main droite". En novembre 1820, *Dominique François Arago* annonce qu'il a réussi à réaliser une expérience sur l'aimantation des matériaux avec un solénoïde, à cette époque *Humphrey Davy* a réussi à réaliser cette même découverte finalement le principe de l'électroaimant était établi. En 1821, le premier moteur électrique a été réalisé par l'Anglais *Michael Faraday* qui réalise ce moteur appelé ("*moteur de Faraday*") [4].

Sur le principe de cette découverte de *Michael Faraday*, *André-Marie Ampère* fait réaliser, en 1832, par le fabricant d'instruments *Hippolyte Pixi*, de Paris, la "première génératrice électromagnétique". L'étudiant Yougoslave *Nikola Tesla*, suggéra en 1878 à ses enseignants que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, en 1883 *Thomas Edison* construisit le "premier prototype grossier de machine asynchrone". En 1888, *Tesla* déposa des brevets pour les systèmes polyphasés à savoir : les générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et à cages...etc., notamment le moteur asynchrone (MAS) à induit en anneau. Par la suite une concurrence a été annoncé entre *Edison* et *Tesla* au sujet du choix des machines : à courant continu ou alternatif pour la production d'énergie électrique. En 1889 le premier moteur asynchrone triphasé, fut réalisé par l'Allemand *Michael Dolivo-Dobrowolski*. En 1893 le Français *Boucherot*, a réalisé en même temps le moteur à double cage [4].

Après avoir établi un bref historique sur les machines électriques, notre intérêt est aux moteurs à réluctance variable dite moteurs en électromagnétiques, le principe de la réluctance variable est resté très marginal. Il fut surpassé par les machines synchrones permettant la réalisation des plus grands générateurs, par les machines asynchrones et les machines à courant continu (MCC) à collecteur [4].

Dans les installations industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière pour plusieurs raisons, notamment : le faible coût, la masse réduite, la robustesse et la simplicité de construction.

I.3 Historique des aérogénérateurs

Les sources d'énergies traditionnelles non polluantes, ont été exploitées depuis plusieurs siècles, le vent est la source la plus utilisée dans les systèmes basés sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable, comme l'entraînement des moulins, le pompage d'eau et le forgeage des métaux dans l'industrie de

propulsion des navires [7]. Ce n'est qu'après l'évolution de l'électricité comme forme moderne de l'énergie que les recherches successives sur les génératrices électriques, où la turbine à vent générant de l'électricité a été construite pour la première fois en 1891 par le Danois *Poul La Cour*. De puis, les recherches allèrent bon train de ce domaine, que dans les années 1920 en France une éolienne bipale de 20 m de diamètre à été inventée, puis dans les années 1950-60 (tripale de 30 m et 800 kW à Nogent le Roi, bipale de 35 m et 1 MW à Saint Rémy des Landes). En 1941, une éolienne bipale de 1250 kW était expérimentée aux USA. Mais à cause de la crise pétrolière en 1974, à forcer les communautés de commencée des investissements, les études et les expériences pour améliorer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Ces investissements, ont été bénéficiés du premier marché de la Californie qui expose :

- Entre 1980 et 1986 : des turbines de moyenne puissance de 55 kW.
- En 1981 : 144 machines avec un total de puissance de 7 MW.
- En 1985 : 4687 machines avec un total de puissance de 386 MW, [8].

Après ces années, l'industrie des éoliennes a été développé par des pays comme l'Espagne l'Allemagne et le Danemark, qui ont une contribution importante au marché mondial qui atteint 10000 MW en 1998 et environ 47000 MW en 2004 avec une croissance moyenne annuelle de 7500 MW [7]. Le secteur de l'énergie éolienne en Europe assure 7,5 % de la production d'électricité de l'Union européenne en 2014 et représente 32,7 % de la puissance éolienne mondiale [9].

En 2014 la deuxième place est la part du Danois *Vestas* , avec des turbines de 7.3 GW installés. La compagnie a élargie son marché, avec des projets dans un total de 32 pays. La troisième position du classement est obtenue par le groupe *General Electric*, (le leader en 2014). Cependant, il reste la compagnie du secteur la plus puissante des Etats-Unis, qui compte 62% des installations mondiales. Il a installé 5.9 gigawatts, 700 mégawatts plus que l'année précédente (2013). La quatrième place est partagée entre l'Allemande *Siemens* et l'Espagnole *Gamesa*, car les deux compagnies ont installé 3.1GW.

En 2015, le premier producteurs d'énergie éolienne au niveau mondiales est l'entreprise Chinoise *Xinjiang Glodwin Science and Technology* . Il a installé en Chine des turbines éoliennes, de 7.8 gigawatts. L'étude a été élaborée en 2015 par *Bloomberg New Energy Finance*, qui souligne que la Chine a représenté en 2015 la moitié du marché mondial où quatre fabricants Chinois (*Guodian, Ming Yang, Envision* et *CSIC*) apparaissent dans la queue du top 10 au marché mondiale et que c'est la première fois qu'un constructeur chinois occupe ce rang de leader sur ce marché. *Goldwind* était quatrième avec une

puissance de 4,5 GW installés, car la totalité de ses commandes ont été enregistrées sur le marché Chinois [10].

I.4 Etat de l'art sur les stratégies de commande de la machine asynchrone

Grâce au développement des semi-conducteurs, ainsi que les technologies numériques de commande, câblées ou programmées, les entraînements électriques pour les moteurs à vitesse variable connaissent un énorme progrès et cela dans tous les secteurs de l'industrie [11]. Ce développement a favorisé l'apparition de plusieurs stratégies de commandes que nous présenterons sont état de l'art dans ce qui suit.

I.4.1 Commande scalaire

Cette technique de commande a été développée par les groupes tournants *Ward Leonard* en 1891, pour les variateurs de vitesse à base des machine à courant alternatif, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport (V/f) constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence afin de maintenir le flux statorique constant, c'est-à-dire commande à couple constant. Cependant les lois de commande de cette technique sont obtenues en se basant sur la modèle de la MAS en régime permanent [12], ce qui entraîne des fortes oscillations du flux durant les régimes transitoires comme l'inversion de sens de rotation de la machine [2].

Pour pallier à ce problème et améliorer les performances de la commande scalaire, certains travaux de recherche ont été proposés, en utilisant des techniques modernes telles que les régulateurs flous [13],[14]. Comme dans [15] où les auteurs ont proposé une approche à base des Réseau de neurone artificiel (RNA) pour estimer la vitesse du moteur, les résultats de simulation obtenus montrent une bonne robustesse avec une stabilité pour les faibles vitesses. De plus dans [16] les auteurs ont fait une étude comparative entre les contrôleurs classiques et intelligents, les contrôleurs flou, neuronal et neuro-flou (ANFIS : Adaptive Neuro Fuzzy Inference System) sont introduits dans le système pour maintenir la vitesse du moteur lors de la variation de la charge. Les résultats de simulation ont montré que le régulateur Adaptive Neuro Fuzzy, présente une bonne réponse dynamique par rapport aux autres régulateurs, néanmoins, l'implémentation de cette méthode semble moins fiable car les paramètres de la machine ont été supposés fixes dans le temps et leur variabilité n'a pas été testée. D'autres travaux proposent la commande scalaire appliquée dans le domaine de la production de l'énergie électrique par les énergies renouvelables telle que les chaînes de conversion éolienne et photovoltaïque.

Dans [17] les auteurs ont utilisé la commande scalaire pour commander avec un système de pompage d'eau photovoltaïque, l'étude proposée consiste à entraîner la

machine avec un flux constant pour des tensions variables, les résultats de simulation ont montré l'efficacité et la faisabilité de la méthode proposée. Dans [18] les auteurs ont utilisé cette méthode pour commander une génératrice asynchrone double alimentation (GADA), pour un site isolé utilisant l'énergie éolienne, les résultats de simulation et d'expérimentation ont montré que la commande scalaire de la GADA donne de bonnes performances face aux variations de la vitesse du vent.

1.4.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle appelée FOC (Field oriented control) a été développée en Allemagne au début des années 70, par le chercheur Allemand, *F. Blaschke*. Cette technique de commande consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui d'un MCC à excitation séparée [19], en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique à travers l'orientation de flux selon l'axe direct [11] [20]. La commande vectorielle est valable dans les deux régimes transitoire et permanent. Cependant cette technique de commande présente les inconvénients suivants :

- ⊗ Elle requiert, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine, pour mesurer la vitesse ce qui entraîne un surcoût et diminue la fiabilité du système à contrôler. Car ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.
- ⊗ Reste très sensible aux variations des paramètres de la machine ce qui conduit à la perte de découplage entre le flux et le couple, ce qui entraîne la dégradation des performances de la commande [21].

C'est à partir de ces deux inconvénients majeurs de la commande vectorielle que les travaux de recherches annoncés dans la littérature pour but d'éliminer le capteur physique et la nécessité de l'adaptation paramétrique, Une grande partie de ces travaux de recherches est basée généralement sur l'utilisation des observateurs, pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, parmi ces travaux celui Diego et al Ont proposés dans [22], l'intégration d'un modèle mécanique dans l'observateur adaptatif avec model de référence appelé MRAS (Model référence adaptive system), Dans [23], Amit et al ont proposés d'implanter la logique floue dans le MRAS fonctionne comme un estimateur de vitesse. Les résultats obtenus montrent la bonne estimation du MRAS même pour les faibles vitesses.

Même avec ces améliorations apportées, la commande vectorielle basée sur le MRAS reste sensible contre les variations des paramètres de la machine pour les basses vitesses. C'est pour cela que les chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique, en plus de la technique MRAS qui a été proposée dans [24], le

MRAS est utilisé pour l'estimation de la vitesse de rotation et l'adaptation en ligne de la constante du rotorique, les résultats obtenus ont montrés la bonne robustesse du MRAS proposé vis-à-vis les variations paramétriques de la MAS. Malgré ces améliorations le MRAS devient rapidement instable en présence bruits et des incertitudes sur le modèle.

Pour remédier ces problèmes le filtre de Kalman étendu est l'une des meilleures méthodes pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la MAS. Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire stochastique il prend en considération le bruit du système et le bruit de mesure. Le filtre de Kalman fait la prédiction des nouvelles valeurs des variables d'état de la MAS à chaque pas de calcul. Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [25].

Dans [26] l'auteur a proposé la commande vectorielle directe basée sur le filtre de kalman, le flux rotorique, les résistances statoriques et rotoriques sont estimées à l'aide du Filtre de Kalman Etendu (FKE). Sur ce même contexte l'auteur a proposé dans [27] la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse, cette dernière est estimée par le FKE, les régulateurs classiques ont été remplacés par des régulateurs flous.

Dans ces dernières décennies, la commande vectorielle a été appliquée même pour le domaine des énergies renouvelables, comme dans [28] les auteurs ont appliqué la commande vectorielle d'une chaine de conversion éolienne à base de la génératrice asynchrone double alimentation raccordée au réseau. Dans [29] les auteurs ont présenté une étude expérimentale sur la commande vectorielle. Elle est efficace pour l'optimisation de la production d'énergie d'une chaine de conversion éolienne à base de la génératrice asynchrone hexaphasée.

1.4.3 Commande directe du couple

Le principe de ce type de commande a été élaboré dans la deuxième moitié des années 1980 [30], les travaux de recherches ont été dédiées initialement pour les machines asynchrone en 1985 par *Takahashi* abrégé la DTC (Direct torque control) et *Depenbrock* la DSC (Direct self control). La DTC a été finalement retenue par la firme ABB qui l'a commercialisée pour la première fois en 1995. Pour la DSC apporte jusqu'à aujourd'hui des améliorations étendues même aux autres types de moteurs pour les applications de grandes puissances [1], [31].

La commande directe du couple est basée sur la détermination des séquences de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et

le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes hystérésis, directement et séparément en utilisent deux comparateurs à hystérésis [32][33].

La commande directe du couple présente plusieurs avantages [2]:

- ☛ *Contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux.*
- ☛ *Suppression de capteur de vitesse, de flux, pas de modulateur et du régulateur PI.*
- ☛ *Temps de réponse très rapide du couple;*
- ☛ *Robuste face aux variations paramétriques par rapport à la commande FOC.*

La commande la DTC présente les inconvénients suivants:

- ☛ *L'influence de terme résistive statorique à basses vitesses;*
- ☛ *La fréquence de commutation de l'onduleur n'est pas maîtrisée.*
- ☛ *Les oscillations du couple et du flux statorique autour de ses références;*

Pour résoudre ces problèmes et améliorer les performances de la DTC comme la maîtrise de la fréquence de commutation, la réduction des ondulations du couple et du flux statorique[21]. La commande directe du couple a fait l'objet de plusieurs travaux scientifiques.

Dans [34] les auteurs ont analysé les différents effets des variations de la résistance statorique sur les performances de la DTC de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) commandé par la DTC. Dans [35] une nouvelle méthode d'estimation en ligne avec un observateur adaptative de la résistance statorique pour la machine asynchrone a été proposé la stabilité de l'estimateur a été démontrée pour chaque condition de fonctionnement, les résultats de simulations et de l'expérimentation montrent l'efficacité de cette méthode pour différent régimes de fonctionnement à basse et vitesse nulle.

Dans [36], les auteurs ont remplacé la table de commutation classique par une table à base de la logique floue (LF), les résultats de simulation obtenus montrent une réduction des ondulations du couple et du flux avec une trajectoire circulaire de flux pour la DTC flou par rapport à la DTC classique. Dans [37], l'auteur a proposé la commande DTC à base d'un système adaptatif neuro-flou de la machine asynchrone double étoile qui comporte deux ensembles d'enroulement triphasé. Les résultats de simulations ont montrés que cette commande est complètement avec moins d'ondulation du couple et de flux que ceux obtenus par le DTC conventionnel.

Dans [38] les auteurs ont implémentés la commande DTC avec un contrôleur neuro-flous pour le contrôle de la puissance réactive appliqué à un moteur asynchrone double alimentation MADA, les résultats de simulation et expérimental ont été présentés pour valider le fonctionnement du régulateur proposé pour une vitesse variable en conditions de

charge avec variation de la puissance réactive, où ils ont utilisé un contrôleur PI pour contrôler la vitesse du rotor, de sorte que sa sortie est utilisée pour manipuler le couple afin de suivre la valeur de vitesse désirée. Cette stratégie a montré qu'il est possible de découpler le couple et le flux en commandant la puissance de la MADA par DTC N-FL, sans la nécessité d'un contrôleur de courant.

Cette technique de commande a été aussi utilisée pour la commande des systèmes à base des énergies renouvelables. Dans [39], les auteurs ont traité le système de pompage d'eau par la commande (DTC) alimenté par le photovoltaïque (PV), en contrôlant la tension aux bornes du bus continu DC et de la loi d'affinité de la pompe afin de contrôler la vitesse du moteur asynchrone, les résultats de simulation obtenus montrent des bonnes performances du système de pompage proposé.

1.4.4 La commande adaptative

Les commandes adaptatives peuvent être classées en deux grandes familles[40] :

- ↳ *La commande adaptative indirecte.*
- ↳ *La commande adaptative directe.*

La commande adaptative indirecte ou commande adaptative auto-ajustable, a été introduite dès 1958 par *Kalman*, Cette technique de commande utilise un régulateur adaptatif élaboré selon le principe de séparation, si l'estimation du modèle du procédé est effectuée séparément de la conception du régulateur et selon le principe de l'équivalence certaine reposant sur l'hypothèse que les paramètres du modèle estimé sont identiques à ceux du procédé réel [41].

La commande adaptative directe avec modèle de référence appelée MRAC (Model Reference Adaptive Control) a été proposée en 1961 en se basant sur la minimisation d'un indice de performances [42]. La technique MRAC spécifie la forme désirée de la réponse du processus à un signal de commande par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini paramétriquement, l'image donc des performances souhaitées en boucle fermée. Ensuite, un mécanisme d'ajustement ou d'autoréglage élabore des paramètres du contrôleur, à partir de la sortie du processus et de la sortie du modèle, un jeu de paramètres conçu de telle sorte que la différence entre ces deux sorties tend vers zéro [11].

En 1989 *Schauder* a présentés dans [42], une version simplifiée de la technique MRAC c'est le système adaptatif avec modèle de référence appelée MRAS qui a été initialement introduit pour l'estimation de la vitesse de la MAS, Le MRAS est composé d'un modèle de référence et un modèle ajustable ce dernier comporte un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle

adaptatif requise des informations sur la vitesse. Finalement les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse [1] [3].

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, plusieurs auteurs ont proposé l'intégration d'un modèle mécanique dans l'observateur MRAS.

Dans [43] l'auteur a présenté la commande adaptative par logique floue pour l'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour résoudre le problème des capteurs et de la sensibilité vis-à-vis des variations paramétriques de la MAS.

Les auteurs dans [44] ont proposé une version améliorée de la commande vectorielle indirecte en utilisant une nouvelle méthodologie de contrôle adaptatif qui offre une bonne poursuite de vitesse avec une grande robustesse face aux variations des paramètres et des perturbations externes, où ils ont utilisé le contrôleur adaptative neuronal pour compenser les dynamiques partiellement connues et les paramètres du système inconnus ou variables, les résultats de simulation ont montré que le contrôleur adaptatif basé sur le réseau neuronal donne des bonnes performances face aux perturbations.

Les auteurs dans [45], ont utilisé la commande par mode glissant de la MAS, le flux rotorique, la vitesse de rotation, le couple de charge, et la résistance statorique sont estimés à l'aide d'un observateur adaptatif ; les résultats obtenus pour des tests de variations du couple de charge et de la résistance rotorique ont montré la bonne poursuite des trajectoires avec un rejet de perturbations dans les deux régimes transitoire et permanent.

Dans [46], les auteurs ont fait une comparaison entre le régulateur PI classique et le régulateur PI adaptative basé sur la logique floue pour la commande de la MAS, les résultats obtenus montrent que le régulateur proposé a une réaction dynamique, rapide et robuste pour différentes perturbations du couple et des paramètres de la MAS. D'autres travaux comme dans [47], les auteurs ont introduit l'observateur adaptatif du flux rotorique de la MAS pour l'estimation en temps réel de l'inductance mutuelle et de la résistance rotorique ils ont démontrés que cet observateur est capables de fournir des estimations correctes de flux rotorique pour toute la gamme de variation de vitesses, les écarts de l'estimation des paramètres du moteur sont raisonnables même en présence de la saturation et de la température.

Cette méthode est aussi utilisée pour contrôler les véhicules électriques comme dans [48], l'auteur a proposé une commande adaptative non linéaire avec un estimateur de vitesse MRAS basé sur le modèle de flux rotorique, la mise en œuvre de cette structure de commande proposée pour différents profils de conduite du véhicule électrique tels que

l'accélération, la vitesse constante et le mode de décélération les résultats de simulation montrent des performances satisfaisantes de la régulation de vitesse.

Dans ces dernières années la structure de commande MRAS a été appliquée pour la commande des génératrices dans les chaînes de conversion à base des énergies renouvelables. Dans [49] les auteurs ont implémenté un contrôleur adaptatif pour la commande des puissances active et réactive d'une génératrice asynchrone doublement alimentée entraînée par une turbine éolienne, les résultats d'implémentation de structure proposée, montrent les meilleures performances du contrôleur proposé par rapport à celles des performances de la technique de commande classique.

Dans [50], les auteurs ont amélioré la commande DTC de la machine asynchrone à base d'un régulateur adaptatif de flux, le module de flux est ajusté à une valeur appropriée qui garantit une puissance d'entrée afin de maximiser le rendement global du système d'entraînement. Les résultats de l'implantation expérimentale montre la stabilité et la bonne robustesse du régulateur adaptatif proposé même pour le fonctionnement à basse vitesse.

1.4.5 Commande par linéarisation entrée-sortie

Il existe plusieurs types de commandes non linéaires, la plus utilisée et la commande par linéarisation entrée-sortie, elle a été développée par *Filless* et *Kupka* [3], vers les années 1983, par la suite en 1989 dans [51], [52], la commande par linéarisation entrée-sortie a été présentée dans sa forme actuelle en temps continu [53]. Malgré l'ancienneté de la commande non linéaire, elle n'a été appliquée dans le domaine industriel que vers les années 1998 à cause de la complexité de son algorithme de commande [3], [54]. La première application de la commande par linéarisation entrée-sortie a été mise en évidence dans le domaine d'entraînement à vitesse variable des machines électriques par *R. Marino* et al dans [55]. Cette structure de commande est la généralisation de la commande par orientation du flux qui assure une linéarisation des relations entre les entrées et les sorties avec découplage exact [56].

Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande assure un découplage exact entre le couple et le flux de la machine asynchrone, avec une robustesse face aux variations paramétrique. Dans [57], les auteurs proposent une étude expérimentale de la commande par linéarisation entrée-sortie pour commander la vitesse et le flux rotorique de la MAS, les résultats expérimentaux ont montré la robustesse de cette commande pour des perturbations brusque du couple de charge.

Dans [58], *Sebti* et al ont présenté la commande DTC basée sur la théorie de la linéarisation entrée-sortie, les résultats obtenus en présence de variations de couple de

charge, résistance rotorique et du moment d'inertie, montrent des performances très satisfaisantes de la méthode proposée pour les moyennes et basses vitesses.

Les auteurs dans [59] ont proposé la commande DTC basée sur la commande par linéarisation entrée-sortie, les états du système ont été estimés par les réseaux de neurones l'onduleur de tension est commandé par la MLI vectorielle, les résultats obtenus ont montré l'efficacité de cette approche vis-à-vis des perturbations. Cette dernière stratégie de commande a été utilisée aussi pour l'étude d'énergie renouvelable, dans [60] les auteurs ont développé un contrôleur non linéaire, d'une génératrice asynchrone à double alimentation entraînée par une éolienne, la commande par linéarisation entrée-sortie est utilisée représenter les non-linéarités de la variation de la vitesse de l'éolienne, les résultats de simulation ont montré l'efficacité du système de contrôle proposé, les puissances actives et réactives sont bien contrôlé avec un point maximum de puissance MPPT.

1.4.6 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant (CMG) est une commande non linéaire par nature, la caractéristique principale de ces systèmes et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [61], [62]. La théorie de la commande par mode glissant (CMG) appelée SMC (Sliding Mode Control) a été étudiée et développée en union soviétique au début du 20^{ème} siècle, elle est considéré comme cas particulier de la théorie des systèmes à structure variable issue du travail présenté par *Filippov* en 1960, l'utilisation de cette théorie n'a été illustré que par les travaux d'Emelyanov et d'Utkin [1], elle n'a été diffusée en dehors de l'union soviétique que vers le milieu des années 70, grâce à l'article d'*Utkin* publié en (1977) [63].

Depuis plusieurs travaux de recherche qui ont été également menés aux Etats Unis par *J.J.Slotine* et au Japon par *H. Hashimoto* [64], ces travaux ont pour objectif d'appliquer la CMG aux systèmes physiques d'un côté et pour compléter les contributions théorique de cette stratégie de commande dans un autre côté.

La CMG a connu un grand succès ces dernières années, cela est dû à la simplicité de la mise en œuvre et sa robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus. Dans [65] les auteurs ont utilisé la commande développée d'un mécanisme de découplage et un système de contrôle de la vitesse par la commande mode glissant associée à la commande vectorielle directe(DFOC), les résultats de l'expérimentale montrent la robustesse de la commande par mode glissant pour différentes valeurs de la vitesse de référence et les incertitudes du système contrôlé. De plus dans [66], les auteurs ont présenté aussi une combinaison entre la commande DTC par un observateur

à mode glissant pour estimer la vitesse et flux statorique. Des résultats d'expérimentation sont très satisfaisants.

1.4.7 Commande prédictive

Le principe de la commande prédictive (MPC: Model Predictive Control) se résume à utilisation d'un modèle pour prédire le comportement du système et choisir la meilleure décision au sens d'un certain coût tout en respectant les contraintes appliqués au système [3], [56]. La commande prédictive a été apparue en 1962 suite aux travaux de *Zadeh* et *Whalen*, mais elle n'a été considérablement développée dans le domaine industriels que vers la fin des années 70, en Europe on cite les travaux de *Richalet* et al dans [67], où ils ont formulé le problème de la commande prédictive basée sur le modèle heuristique (MPHC : *Model Predictive Heuristic Control*) qui est connue plus tard par le nom de commande algorithmique (MAC : *Model Algorithmic Control*).

De même, aux Etats-Unis, *Cutler* et *Ramaker* [68] en 1980, ont développé ce qui est connu par Matricielle Dynamique (DMC : *Dynamic Matrix Control*). Dans les deux contributions un modèle dynamique du processus a été utilisé à fin de mesurer l'effet des actions de commande sur la sortie, en vue de minimiser l'erreur prédite sous contraintes d'exécution (fonction objectif). L'optimisation est refaite à chaque période d'échantillonnage, appuyée sur les données mesurées du processus [69]. Depuis, de nombreux résultats d'applications ont été publiés dans des domaines très variés tels que l'industrie, la chimie, ...etc. De plus, cette technique est applicable sur une large classe de systèmes (stable, instable en boucle ouverte, à phase non minimale, avec retard) [3]. On peut citer quelques travaux qui ont exploité cette technique de commande pour contrôler les machines électriques. En 1993 *Didier Dimeur* et al dans [70] [71] ont met une structure de commande numérique à architecture ouverte pour la commande d'axe de machine-outil à motorisation asynchrone. Dans [72] les auteurs ont appliqué la commande prédictive de la MAS pour le contrôle de la vitesse, flux rotorique et le couple, les résultats montrent l'efficacité de cette approche en termes de poursuite de trajectoire de référence (vitesse, flux et couple) avec une bonne précision. Dans [73] l'auteur a appliqué la commande prédictive linéaire et non linéaire pour la poursuite de flux et de vitesse de la machine asynchrone. Les résultats obtenus donnent des bonnes performances vis-à-vis des variations paramétriques et du couple de charge.

I.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser en premier lieu l'état de l'art des machines électriques, les aérogénérateurs et les différentes stratégies de commande de la machine

asynchrone sur le marché actuel, commençant par les commandes classiques (scalaire, la FOC et la DTC), commande par les techniques intelligentes (logique floue, les réseaux de neurones), puis les techniques des commandes avancées (adaptative, linéarisation entrée-sortie, mode glissant et prédictive). Finalement, après avoir parcouru les différents axes de recherche et sonder les tendances actuelles sur les commandes avancées des machines électriques et surtout celles de la machine asynchrone, en mode de fonctionnement moteur ou génératrice, nous avons pu tracer les grandes lignes de notre travail qui est essentiellement le développement et la conception d'une commande avancée de la MAS, afin de présenter les points de contributions qui sont orienter vers les aspects suivants :

Fonctionnement Moteur : Pour le mode de fonctionnement moteur de la MAS à cage et pour but d'améliorer les performances de la commande vectorielle on présente :

- ☞ La commande vectorielle par orientation de flux, puis l'amélioration de cette commande par la technique intelligente, où les régulateurs PI classiques sont remplacés par des régulateurs PI flous.
- ☞ Application de la commande directe du couple (DTC), Pour avoir une commande sans capteur de flux et de vitesse.
- ☞ Application de la commande directe du couple à base de la commande adaptative avec modèle de référence.
- ☞ Application des techniques de commandes avancées à savoir la commande non linéaire par retour d'états et la commande par Mode Glissant.

Fonctionnement génératrice : Pour le mode de fonctionnement génératrice, la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) sera étudiée pour le contrôle des puissances, active et réactive générées par une chaîne de conversion éolienne, où on présente deux types de commandes :

- ☞ La commande vectorielle de la GADA.
- ☞ La commande par mode Glissant de la GADA, les régulateurs PI sont remplacés, par des régulateurs à structure variable.

Chapitre II

*Techniques de commande
classiques et intelligentes de la
MAS*

Chapitre II

II.1 Introduction

Grâce à ses nombreux avantages la machine asynchrone est la plus employées dans les systèmes d'entrainements à vitesse variable, presque 80% des moteurs utilisés dans l'industrie ce sont des moteurs asynchrones. Cependant la difficulté de ces machines et la complexité de son modèle dynamique qui est un système non linéaire multi-variables fortement couplé, pour cela l'étude de leur comportement statique et dynamique devient donc nécessaire, afin d'établir leur structure de commande. Dans ce contexte nous présenterons dans la première partie de ce chapitre les techniques de commande classique, à savoir la commande FOC, la commande DTC. Pour but d'améliorer les performances de la commande FOC, on présente dans la deuxième partie la commande vectorielle à base des techniques intelligentes, dont les régulateurs PI classique sont remplacés par des régulateurs PI flou. Dans la troisième partie de ce chapitre nous focalisons notre étude de la commande DTC classique, puis on termine le chapitre par la technique d'estimation de flux statorique dans de la DTC, par le système adaptatif avec modèle de référence.

II.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

La commande vectorielle, a été introduite initialement en 1959 par *Kovacs*, elle s'appuie sur le principe de découplage entre le flux et le couple de la machine, En 1969, *Hasse* a proposé la commande vectorielle indirecte (IFOC : Indirect Field Oriented Control), puis en 1970 *Blaschke* [74], a proposé une autres théorie de commande dite commande vectorielle directe (DFOC : Direct Field Oriented Control), [2] [30], ces deux dernières commandes ont pour objectif d'avoir le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu. Voir figure II.1

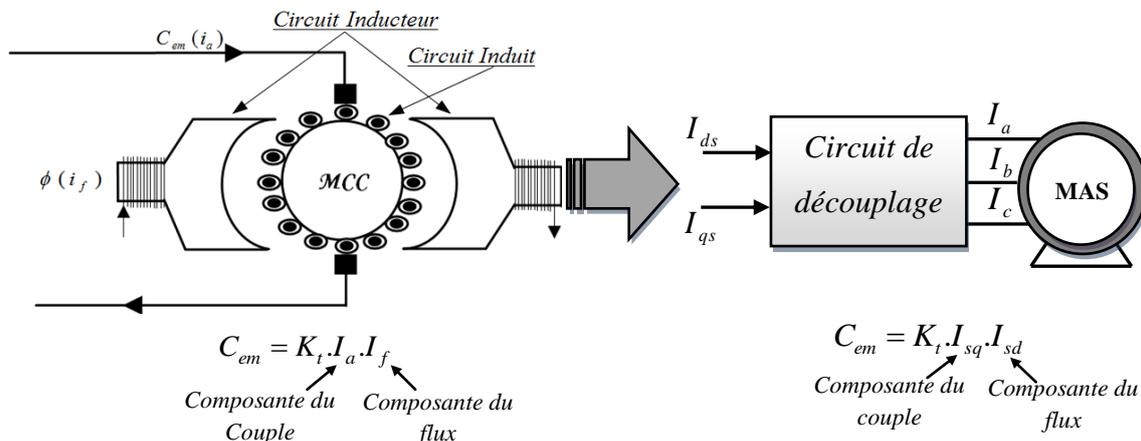


Fig II.1 Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu [3]

Donc le flux est contrôlé par la composante I_{sd} du courant statorique équivalent au courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que le couple électromagnétique est contrôlé par la composante I_{sq} équivalent au courant induit de la machine à courant continu [56]. D'après le modèle de la MAS dans un repère lié au champ la tension et le flux rotorique suivant l'axe direct sont donnés par :

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \tag{2.1}$$

$$V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} \tag{2.2}$$

On déduit le courant I_{rd} de l'expression (2.1) et on le remplace dans (2.2), l'expression de flux rotorique devient :

$$\dot{\phi}_{rd} + \frac{1}{T_r} \phi_{rd} = \frac{M}{T_r} I_{sd} \tag{2.3}$$

L'expression (2.3), montre que le flux rotorique est contrôlé par le courant statorique direct I_{sd} .

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \tag{2.4}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe direct on a ($\phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0$) [74] voir la Figure (II.2.) qui montre le principe de découplage :

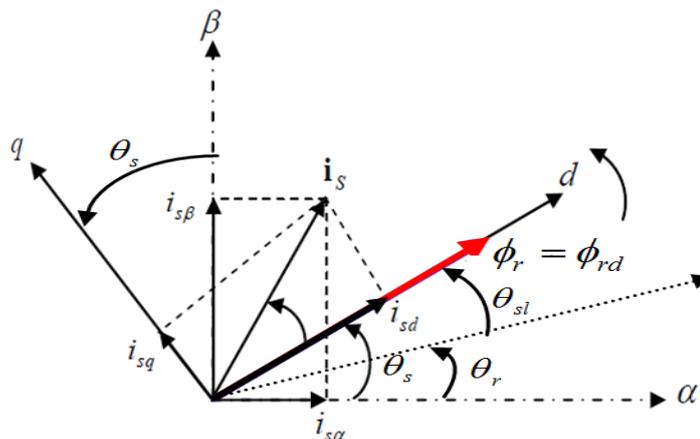


Fig II.2 Principe de la commande vectorielle. [31]

Si on applique cette loi d'orientation ($\phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0$) sur les deux équations précédentes :
Le couple électromagnétique de l'expression (2.4) devient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_r \cdot I_{sq}) \tag{2.5}$$

Si on maintient le flux rotorique constant, le couple sera commandé uniquement par le courant I_{sq} .

Il existe plusieurs classifications de la commande vectorielle selon l'alimentation, l'orientation du flux, la méthode de régulation de flux, etc. Cette dernière donne une classification la plus reconnue, où on distingue la commande vectorielle directe qui repose sur la mesure du flux ou l'estimation de flux (existence d'une boucle de régulation de flux rotorique), contrairement à la commande vectorielle indirecte, la commande vectorielle indirecte le flux n'est pas régulé (le flux rotorique est imposé).

II.2.1 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe possède deux boucles de régulation : une boucle de régulation de vitesse et une autre pour le flux rotorique, des capteurs de flux à effet Hall sont placés à l'intérieur de la machine pour mesurer le flux rotorique, les capteurs physique sont très sensibles aux variations de la température en plus, ils dégradent la robustesse de la machine et augmentent considérable le coût de la commande [3].

La figure (II.3) présente la structure générale de la commande vectorielle directe :

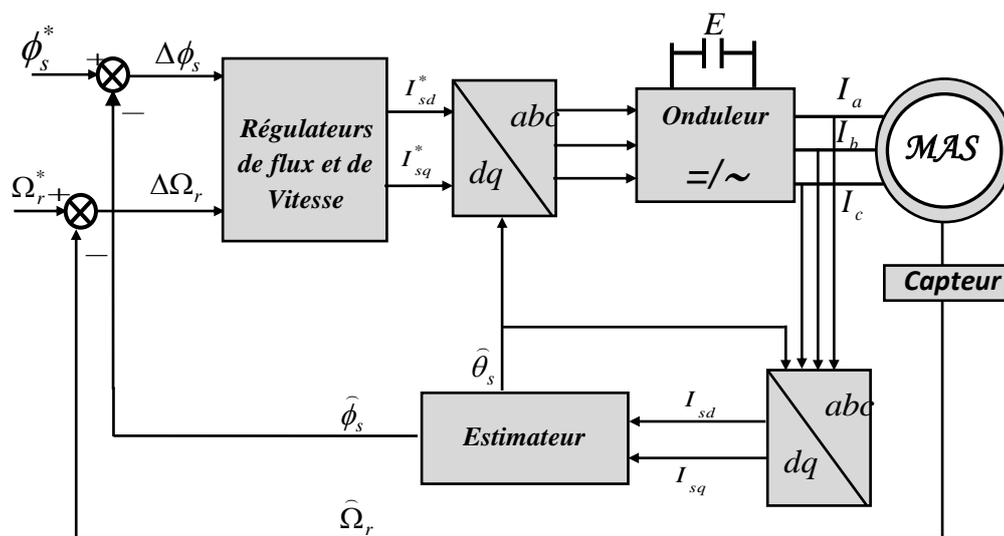


Fig.II.3 Structure de la commande vectorielle directe

Dans la grande majorité des cas, on ne dispose pas de capteurs de flux et on utilise les observateurs [3]. Pour établir la structure de la commande vectorielle directe on utilise les équations de bases suivantes [75].

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \frac{1}{T_r} \phi_r = \frac{M}{T_r} I_{sd} \tag{2.6}$$

$$\dot{\theta}_s = \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sd}}{\phi_r} \tag{2.7}$$

II.2.2 Commande vectorielle indirecte

Dans commande vectorielle indirecte le flux n'est pas régulé et on a pas besoin d'un capteur de flux, puisque dans la structure proposée par Hasse, le flux rotorique est imposé

directement au bloc de la commande IFOC, l'angle des transformations de Park est déterminé à partir de la relation naturelle d'autopilotage de la MAS, donc cette structure présente l'avantage d'élimination du capteur de flux (technique moins coûteuse), cependant l'inconvénient majeur de cette technique et la sensibilité vis-à-vis les variation paramétriques de la MAS qui mène à la perte de découplage.

Le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte est donné par la figure (II.4)

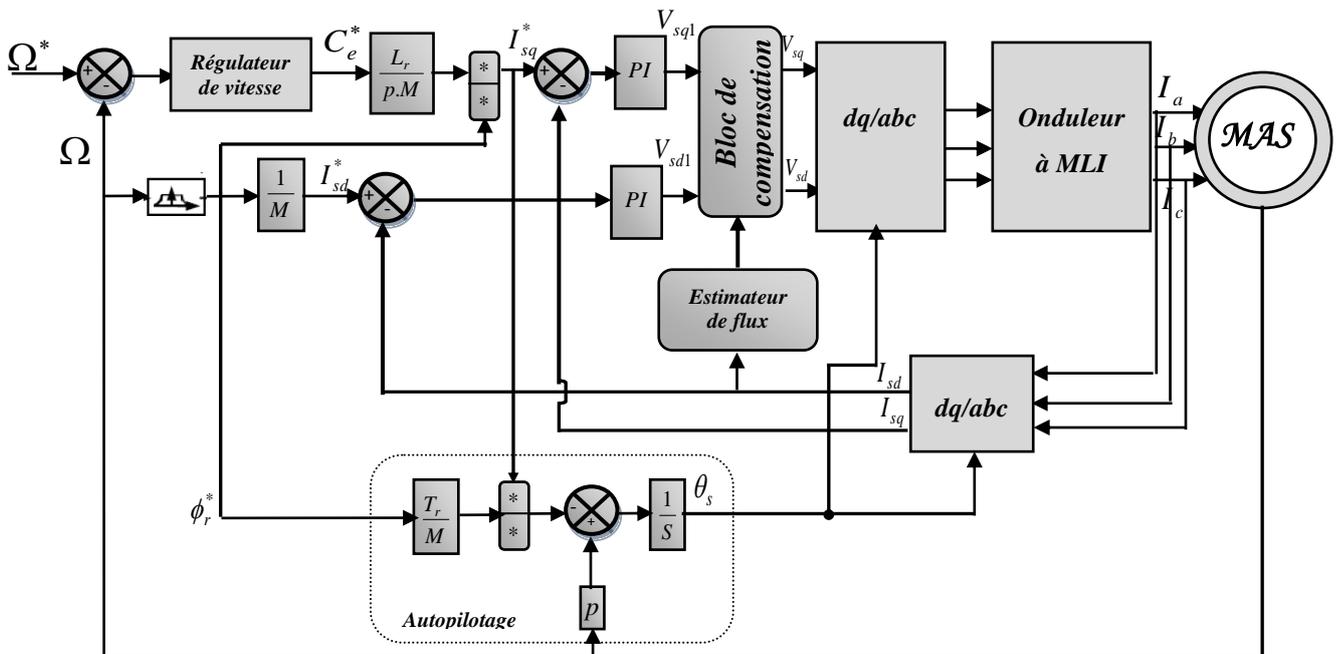


Fig.II.4 La structure générale de la commande vectorielle indirecte[21]

II.2.2.1 Mise en équation de la commande vectorielle indirecte

Dans la représentation d'état de la MAS alimentée en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées. Le problème de commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator. De plus, et pour garder les avantages de la MAS un développement des méthodes dynamiques de flux dont la position et le module sont obtenus à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques est essentiel [21].

La commande vectorielle avec orientation de flux rotorique est appliqué en réalisant le découplage à partir de l'orientation du repère tournant (d,q), tel que l'axe d soit confondu avec la direction de ϕ_r afin d'obtenir la condition de découplage suivant :

$$\phi_{rd} = \phi_r ; \phi_{rq} = 0$$

L'application de ces conditions aux équations du modèle d'état de la MAS avec le repère lié au champ tournant (voir Annexe A), nous donne les lois de commande IFOC:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] I_{sd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{\sigma L_s R_r M}{L_r^2} \phi_r + V_{sd} \right\} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \sigma L_s \omega_r \phi_r + V_{sq} \right\} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = 0 = \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - p\Omega) \phi_r \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{sq} - C_r - f \Omega \end{array} \right. \quad (2.8)$$

A partir de l'équation de flux rotorique du système d'équation (2.8), on déduit que la pulsation du glissement est donnée par :

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} \quad (2.9)$$

En utilisant la relation d'autopilotage de la MAS nous aurons la pulsation statorique:

$$\omega_s = \omega_g + \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} + p\Omega \quad (2.10)$$

La détermination de la position θ_s , pour faire les transformations de Park est déterminée par l'intégration de l'équation (2.10) :

$$\theta_s^* = p\theta + \int_0^t \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} dt \quad (2.11)$$

Si on impose une valeur de ϕ_r à une valeur de référence ϕ_r^* , le couple électromagnétique ne dépendra que du courant statorique et sa forme est linéaire comme celle de la MCC :

$$C_{em} = P \left(\frac{M}{L_r} \right) \phi_r^* I_{sq} \quad (2.12)$$

II.2.2.2 Les modes de la commande vectorielle indirecte selon la régulation

❶ **Commande en courant :** En imposant les références de flux rotorique ϕ_r^* et du couple électromagnétique C_{em}^* aux équations (2.8), la loi de commande de la technique IFOC sera obtenus comme suit [54] :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{sd} = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ I_{sq} = \frac{L_r}{PM} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r^*} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

② **Commande en tension** : Dans la structure en tension nous considérant la dynamique du rotor et du stator, parce que la machine est alimentée par une source de tension. Nous considérons le couple C_{em}^* et le flux ϕ_r^* comme références de commande. Par l'inversement du modèle (2.8), nous trouvons la loi de commande en tensions de la technique IFOC [19].

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{sq} = \frac{L_r}{PM} \frac{C_{em}}{\phi_r} \\ I_{sd} = \frac{1}{M} \left[T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \right] \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} \\ \omega_s = \omega_{sl} + \omega_r \\ V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{sq} - C_r - f \Omega \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Maintenant la commande en tension par orientation de flux proposé est réalisable et peut être exploité par ces équations (2.14), mais il y a l'inconvénient que les tensions V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur les courants (I_{sd} , I_{sq}), le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. Dans notre travail le découplage par compensation sera appliqué à notre commande, expliqué dans ce qui suit [5], [21]:

a) Principe du découplage par compensation :

Le principe de découplage revient à définir des nouvelles variables de commande pour assuré le decouplage, dans notre cas en suppose V_{sd1} et V_{sq1} , tel que V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} . Pour ce la on élimine les termes causant le couplage en choisissant [5] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd}^* = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq}^* = V_{sq1} - e_{sq} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Les f.é.m. de compensation sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_r \\ e_{sq} = -\frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

On a donc, la reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* , à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} , présenté comme suit :

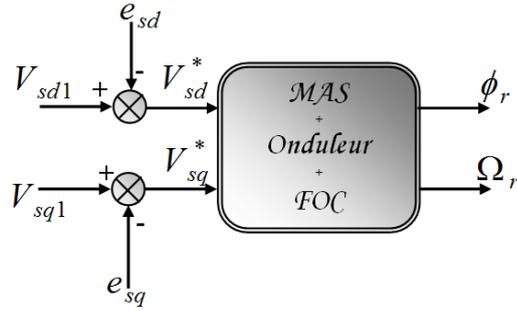


Fig. II.5 Reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^*

En comparant les systèmes d'équation des tensions en (2.14) par (2.15), en considérant de l'équation (2.16), nous aurons un nouveau système pour lequel les actions sur les axes d et q sont découplées [21].

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \left[\frac{di_{sd}}{dt} + \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] i_{sd} \right] \\ V_{sq1} = \sigma L_s \left[\frac{di_{sq}}{dt} + \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] i_{sq} \right] \end{cases} \quad (2.17)$$

Par simplification (4.27) devient :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left[R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right] i_{sq} \end{cases} \quad (4.18)$$

II.2.3 Simulation de la commande vectorielle indirecte en tension :

Dans cette partie des simulations numériques sur Simulink du logiciel Matlab sont présentées, pour valider les performances de la commande vectorielle indirecte face aux variations de la résistance et du couple de charge. Voir la Figure II.6.

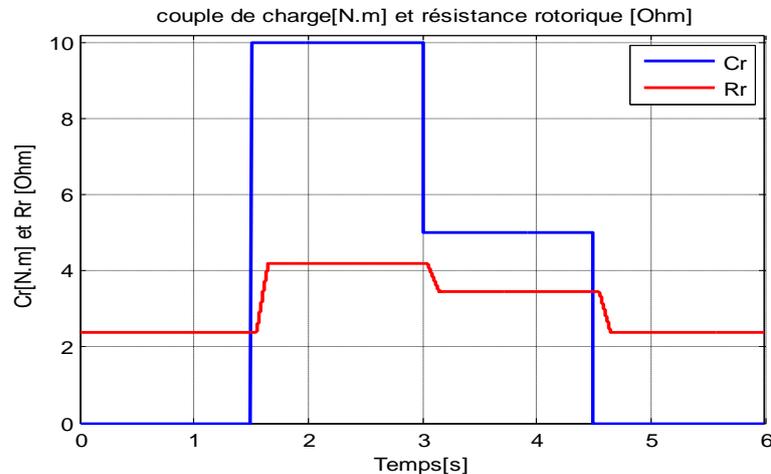


Fig. II.6 Résistance rotorique, Couple de charge

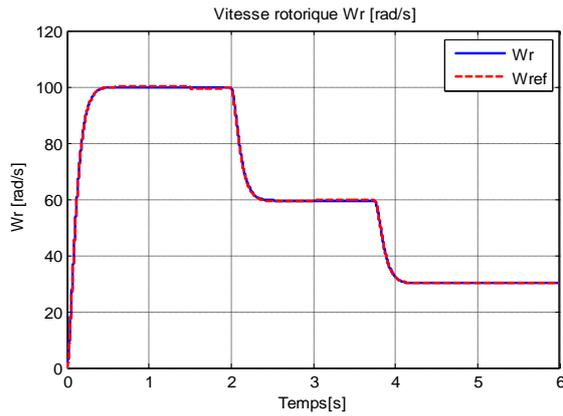


Fig.II.7.a. Vitesse rotorique

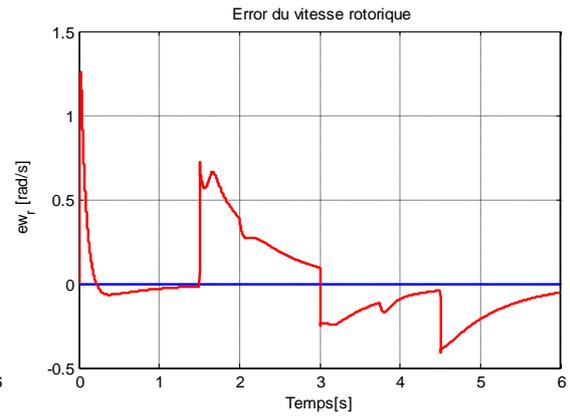


Fig.II.7.b. erreur de vitesse rotorique

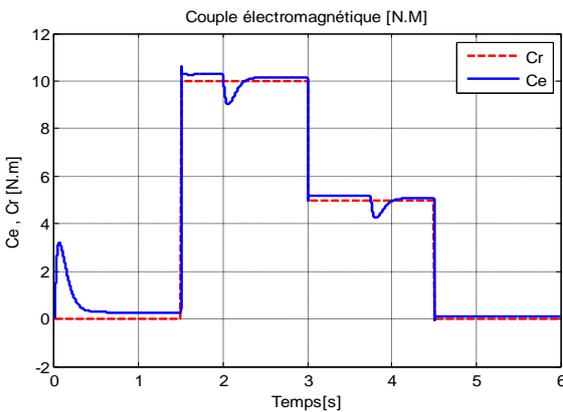


Fig.II.8 Réponse du couple électromagnétique

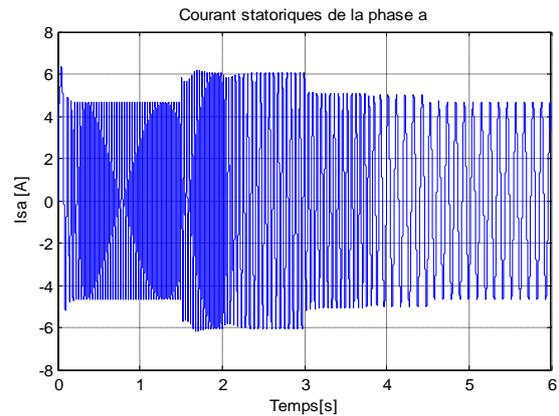


Fig.II.9 Courant statorique de phases (a)

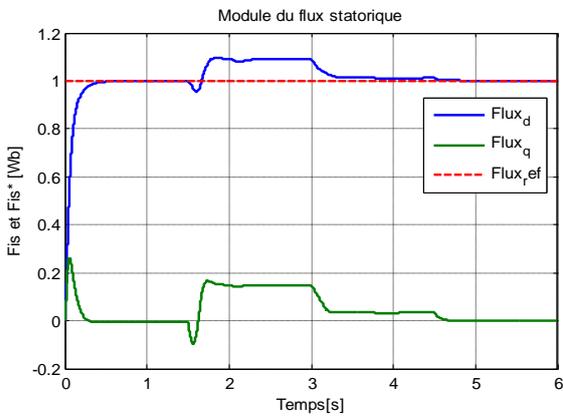


Fig.II.10.a Flux rotorique

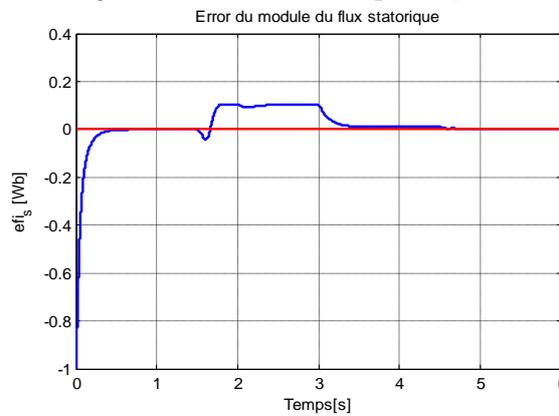


Fig.II.10.b Erreur du flux rotorique

☞ *Interprétation des résultats de simulation*

D'après les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte, les figures II(7.a, 7.b) montrent que la vitesse réelle est contrôlée et suit sa référence, le couple présente des pics aux instants de variation de la vitesse voir les figures II.8, de plus le flux rotorique figure II.10.a est affecté aussi lors de la variation de la charge et de la résistance rotorique figure II.6, où l'on remarque qu'au régime établi le couple et le flux sont découplés, ce qui montre l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle indirecte, d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage.

Cette influence est bien observée sur le courant statorique voir les figures II.9, sa forme est proche du sinusoïdale mais avec des pics aux instants de la variation de vitesse de rotation.

Les résultats de simulation, conduisant à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour cela et pour résoudre les problèmes de la commande vectorielle, on présente dans la partie suivante une l'amélioration de cette commande par le système intelligent la logique floue.

II.3 Commande de la MAS par les techniques intelligentes

Pour pallier aux problèmes de la commande IFOC classique rencontré dans la partie précédente nous présenterons dans cette partie des améliorations de la commande vectorielle par l'utilisation des techniques intelligentes pour améliorer ces performances vis-à-vis des perturbations. On connaît que le fonctionnement long de machine asynchrone provoque son échauffement qui aura un grand influence sur ces paramètres, où la résistance rotorique possède la plus grande échelle de variations parmi les paramètres de la machine asynchrone en fonction de la température. Malheureusement, ce paramètre intervient directement dans l'algorithme de commande vectorielle. En effet, la résistance rotorique est utilisée pour calculer la pulsation de glissement. Qui est ensuite nécessaire pour le calcul de la pulsation statorique. La résistance rotorique varie selon la température et dans les cas extrêmes, cela pourrait détériorer le découplage désiré entre le flux et le couple. Pour ce la dans ce qui suit, la commande vectorielle sera amélioré par des techniques intelligentes la Logique Floue, commençant d'abord à étudier cette technique en donnant ces principes en vus générale. Puis, sera appliqué à la commande vectorielle pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.

II.3.1 Description de la logique floue (L.F.)

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé, ses premières approches ont apparu avant les années 40 par des chercheurs américains, mais, le concept de sous ensembles flous a été proposé la première fois par *Lotfi ZADEH*, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Il a contribué à la modélisation des phénomènes sous forme floue. Mais elle n'a été appliquée pour la régulation des processus industriels qu'en 1974 par *M. Mamdani* sur une chaudière. Après ce travail, elle a connu un réel succès dans la modélisation des systèmes non linéaires et complexes ainsi que dans la commande des processus [30].

II.3.2 Ensembles flous et fonction d'appartenance:

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Les ensembles flous sont déterminés comme étant des termes linguistiques du type: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance [31]. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors en logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure. (II.11) :

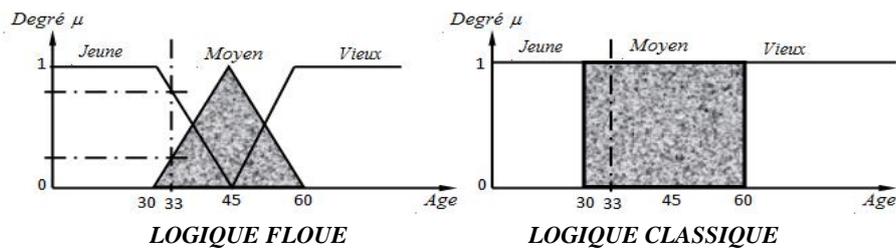


Fig. II.11 Classification des humains selon leur âge [43].

Un ensemble flou A est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ exprimé entre les valeurs $[0,1]$ et qui quantifie le degré par lequel un élément x de X appartient à A .

Plusieurs ensembles flous (par fois appelés sous-ensembles) peuvent être définis sur la même variable, chacune par une fonction d'appartenance, l'ensemble est appelé «Univers de discours X » [1].

$$A = \{(x, \mu_A(x) | x \in X)\} \tag{2.15}$$

II.3.3 Représentations des fonctions d'appartenance

Plusieurs formes non linéaires assez différentes peuvent représenter les fonctions d'appartenance. Les formes trapézoïdale, triangulaire (Fig.II.12), et de cloche sont les plus souvent employées [30].

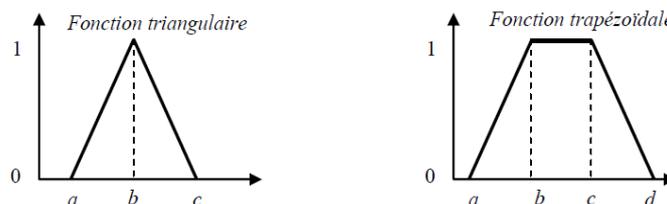


Fig. II.12 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

II.3.4 Structure de la commande logique floue

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière comporte quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la fig. (II.13), [31] :

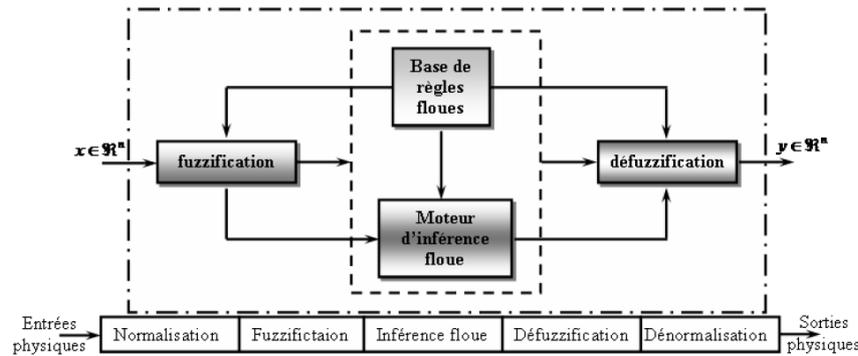


Fig. II.13 Structure du contrôleur flou.

II.3.4.1 L'interface de fuzzification:

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.
- Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées par les règles d'inférences.

Il existe deux techniques de fuzzification :

- ☞ la fuzzification singleton.
- ☞ la fuzzification non singleton.

L'usage de la fuzzification singleton est beaucoup dans le contrôle, elle interprète un point numérique comme un ensemble flou A dans X , ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Avec [1], [43] :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{Si } x = x_0 \\ 0 & \text{Si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (2.16)$$

II.3.4.2 Base de règles:

La base de règles floues, ou base de connaissance, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [30], [31]:

- ☞ Une base de données acquérant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation
- ☞ Une base de règle se compose d'un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : *Si <condition> Alors <conséquence>*

Les conditions sont liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus couramment utilisés sont: l'opérateur d'intersection "ET", l'opérateur d'union "OU", et l'opérateur de la négation ou du complément "NON".[77]. En prenant par exemple deux ensembles flous A, et B, d'où leurs fonctions d'appartenance respectivement $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ et appartenants à un univers de discours X. Les opérateurs susmentionnés sont définis alors comme suit :

– Opérateur « OU »

Il correspond à l'union (C) de deux ensembles flous (A, B) exprimé mathématiquement

$$\text{par : } C = A \cup B \quad (2.17)$$

En logique floue l'union est généralement réalisée par la formulation du maximum des fonctions d'appartenance comme suit :

$$\mu_C(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.18)$$

– Opérateur « ET »

L'intersection ($C = A \cap B$) est souvent réalisée par la formulation du minimum suivante :

$$\mu_C(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.19)$$

– Opérateur « NON »

Le complément d'un ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance tel que :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.20)$$

II.3.4.3 Moteur d'inférence:

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. En se basant sur les concepts flous et l'expertise, elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain.[31]. On parle alors de mécanisme d'inférence ou méthodes d'implication floue, pour les systèmes régulés par la logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [43] :

- Méthode d'inférence « max-min », dite méthode de Mamdani.
- Méthode d'inférence « max-prod », dite méthode de Larsen.
- Méthode d'inférence « somme-prod ».
- Méthode d'inférence de Sugeno.

À cause de sa simplicité la méthode de Mamdani (équation (2.21)) est la plus utilisée, elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "max".

$$\mu_C(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.21)$$

Enfin vient l'agrégation des règles qui est la dernière étape de l'inférence, elle permet de synthétiser les résultats obtenus en prenant en compte l'influence de l'ensemble des valeurs proposées par la décision floue [1].

II.3.4.4 Défuzzification

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue (retour aux grandeurs de sortie réelles). Plusieurs méthodes de défuzzification existent, les plus utilisées sont [30]:

- Méthode par valeur maximale;
- Méthode par valeur moyenne des maxima;
- Méthode par centre de gravité.

– Méthode de Défuzzification par valeur maximale : Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. Cette méthode, simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (par fois on trouve deux valeurs maximales).

– Méthode de Défuzzification par valeur moyenne des maxima : Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

– Méthode de Défuzzification par centre de gravité : Cette méthode, la plus utilisée, et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x\mu_B(x)dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x)dx} \tag{2.22}$$

II.3.5 Commande de vitesse de la machine asynchrone par logique floue

Dans ce qui suit le régulateur flou est basé sur le profil du comportement d'un régulateur PI classique. Les gains d'action proportionnelle est intégrale seront adaptés en fonction de l'erreur 'e' et de sa dérivée 'ė'. Pour le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone un régulateur flou est déposé dans la boucle de régulation de la vitesse. Avec ses variable d'entée sont l'erreur de la vitesse e et sa dérivée 'ė'. [79]

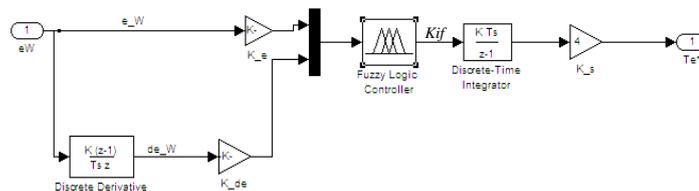


Fig. II.14 Schéma du régulateur de vitesse Flou-PI.

Les variables d'entrée et de sortie : l'erreur « e », la dérivée de l'erreur « de » et la sortie « Kif », sont définis par des fonctions d'appartenance triangulaires ayant 5 ensembles flous. Dans notre cas, la construction de la table d'inférence repose sur une analyse qualitative dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système [31]. Le *Tableau II.1* montre l'une des tables d'inférences possibles.

e_ω \ de_ω	GN	PN	ZE	PP	GP
GN	GN	GN	GN	PN	ZE
PN	GN	GN	PN	ZE	PP
ZE	GN	PN	ZE	PP	GP
PP	PN	ZE	PP	GP	GP
GP	ZE	PP	GP	GP	GP

Tableau II. 1 Table de règles pour le RLF de vitesse.

Les différents ensembles sont définis par les variables linguistiques suivantes : Grand Négative (GN), Petit Négative (PN), Zéro (ZE), Petit Positive (PP), Grand Positive (GP) la distribution de leurs fonctions d'appartenance est montré par la *figure.II.15*

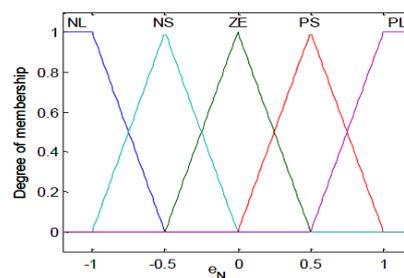


Fig. II.15 Fonctions d'appartenance et univers de discours pour les variables d'entrées et de sortie

La méthode d'inférence choisie est celle de Mamdani. De plus, les fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdales, la méthode de raisonnement max-min et la méthode défuzzification par du centre de gravité sont utilisés comme ils sont habituellement donné dans la littérature [30]. Le schéma suivant illustre la structure de base de la commande vectorielle avec régulateur flou (RF), pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone :

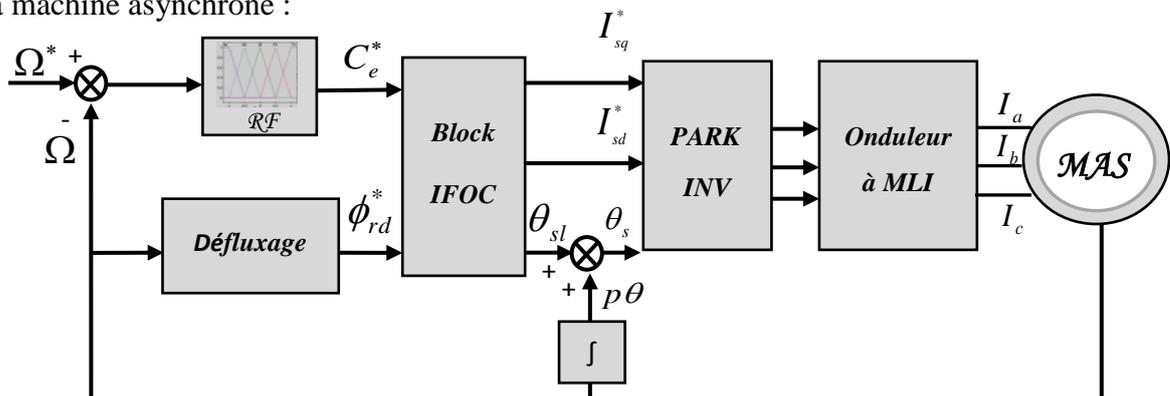


Fig.II.16 Schéma de la commande vectorielle avec régulateur flou de vitesse

II.3.6 Résultats de test de la commande IFOC régulé par logique floue

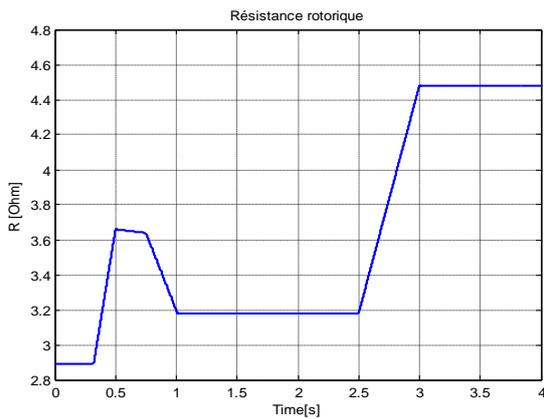


Fig. II.17 Résistance rotorique

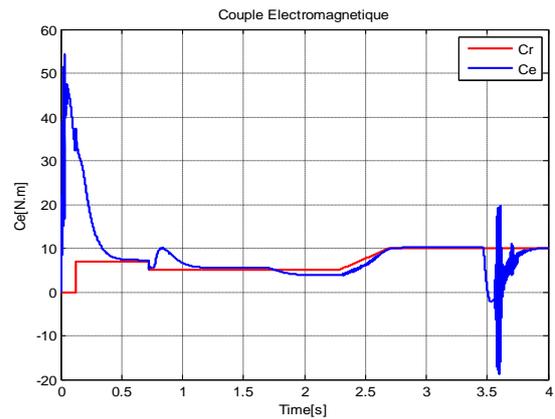


Fig. II.18 Couple électromagnétique

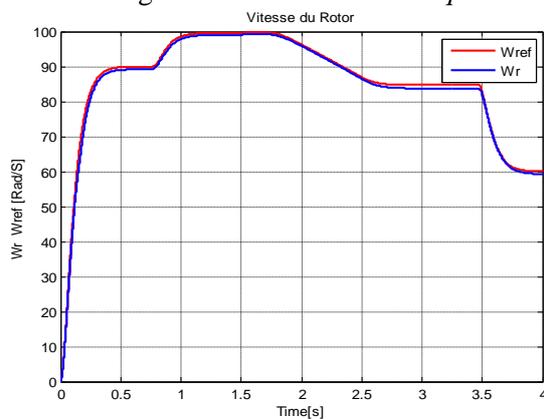


Fig. II.19 Vitesse rotorique

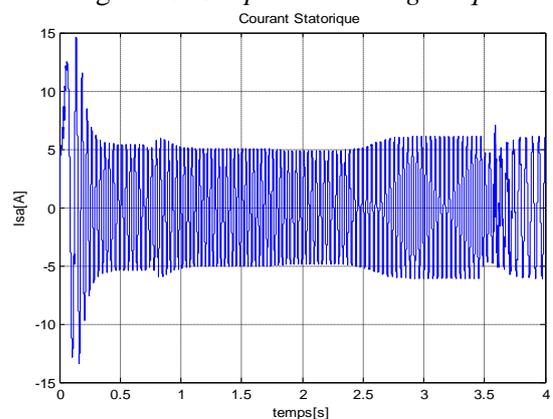


Fig. II.20 Courant statorique

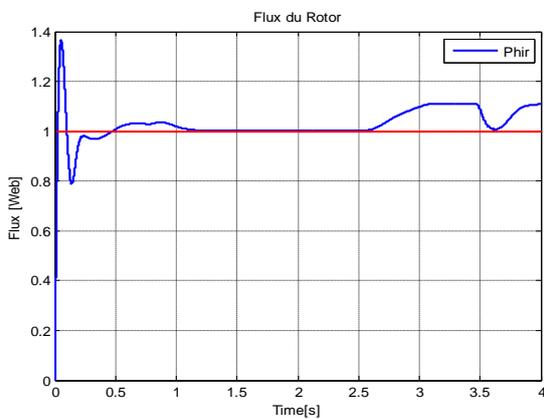


Fig. II.21a Flux rotorique

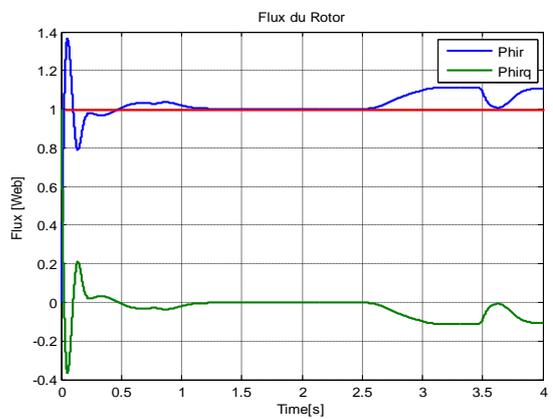


Fig. II.21b Flux rotorique

☞ *Interprétation des résultats de simulation*

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle on a remplacé les régulateur IP classique par des régulateurs IP flou, où les résultats sont effectuée en termes de temps de réponse de la vitesse et robustesse face aux perturbations et aux variations des paramètres de la machine. D'après les résultats de simulation, la figure II.19 montre que la vitesse réelle est contrôlée et suit parfaitement sa référence, Les figures II.18 et II.2 montrent l'apparition, aux instants des perturbations, des pics dans le couple électromagnétique et le flux rotorique respectivement. La figure II.21b montre le

découplage des composantes du flux rotorique où la composante quadrature est toujours nulle. La figure II.20 montre clairement que le courant statorique est effectivement sinusoïdaux à fréquence et amplitude variables et présentent des ondulations qui se répercutent directement sur le couple électromagnétique.

A travers les résultats de simulation obtenus, constatant que le régulateur IP floue permette d'apporter des améliorations du point de vue réponse de la vitesse, mais le problème de la compensation des perturbations et des variations paramétriques n'est pas encore résolu. Cependant, il est nécessaire et intéressant de rechercher d'autres techniques pouvant améliorer le processus de la régulation. C'est dans ce contexte que introduire un autre type de contrôle pour amélioré les performances est notre but, en l'occurrence le contrôle direct du couple (DTC) est l'objet d'étude dans le point suivant.

II.4 Commande directe du couple (DTC) de la MAS

Des recherches ont étendues des études afin de trouver des solutions pour la commande de la machine à induction ayant pour but d'avoir une réponse précise est rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté. L'introduction de la commande directe du couple et du flux abrégé DTC en 1985 par *Takahashi* et (DSC) *Depenbroak* a été reconnue en tant que solution viable pour réaliser ces conditions [21, 76]. mais elle n'a été retenue par la firme ABB qu'à l'année 1995, qui l'a commercialisée pour la première fois, et on apporte jusqu'à aujourd'hui des améliorations étendues même aux autres types de moteurs lorsque de très grandes puissances entrent en vigueur [1].

La commande directe du couple et du flux (DTFC) vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone, en l'appliquant sur les interrupteurs d'alimentation onduleur de tension [1], afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du contrôle entre le flux et le couple sans le besoin à une transformation de coordonnées ou à une modulation de largeur d'impulsion pour la génération des impulsions de commandes des interrupteurs de l'onduleur [3]. Le schéma suivant illustre par la figure II.22 ; la structure de base de la commande directe du couple DTC de la machine asynchrone.

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée [78].

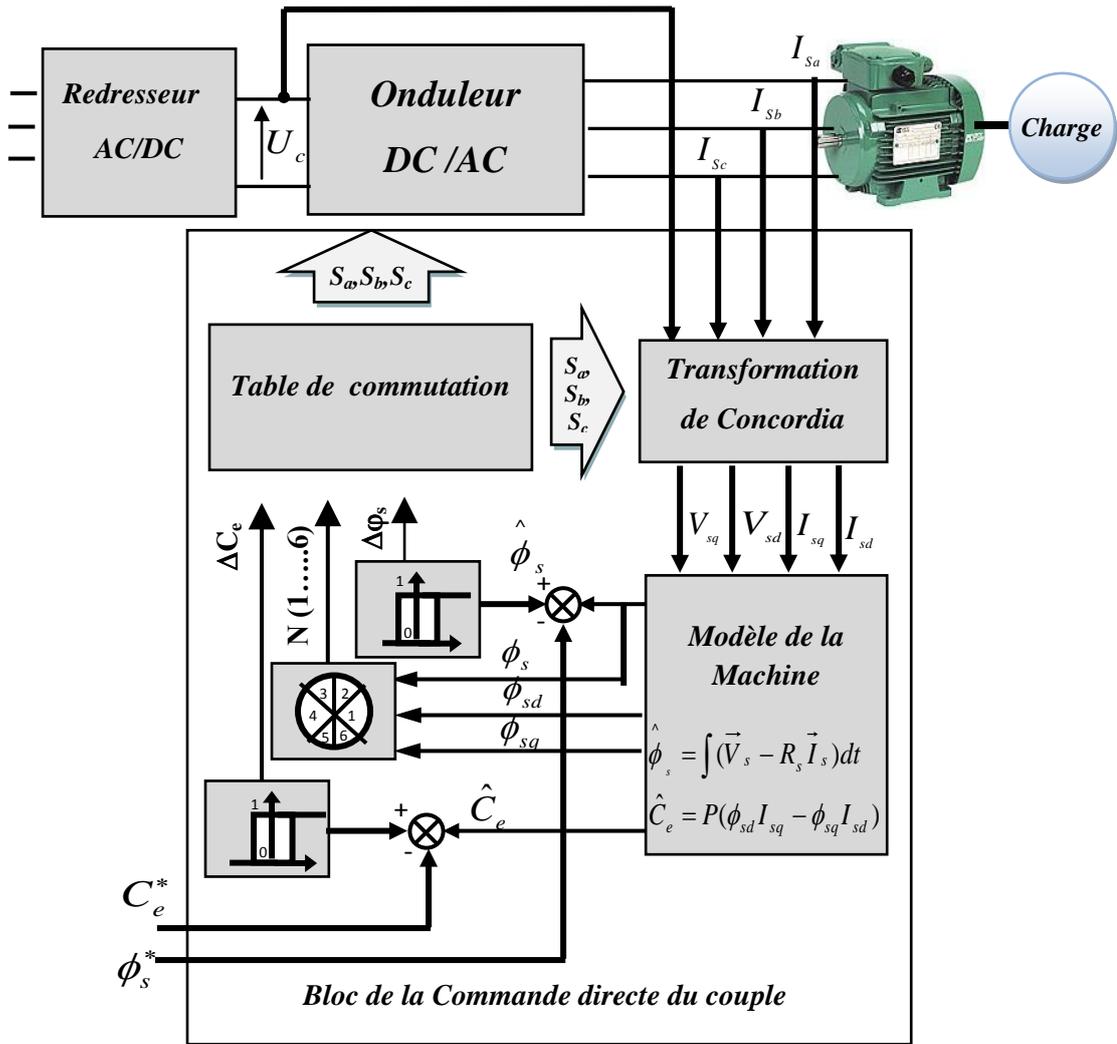


Fig.II.22 Structure de base de la commande directe du couple [3].

Un onduleur de tension classique à deux niveaux permet d’atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l’onduleur. Le vecteur tension \vec{V}_s est livré par un onduleur de tension triphasé, dont l’état des interrupteurs supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$.

Ainsi, le vecteur de tension \vec{V}_s peut s’écrire sous la forme [83]:

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_c \begin{bmatrix} S_a & S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} & S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les combinaisons des trois grandeurs $(S_a \ S_b \ S_c)$ permettent de générer huit positions du vecteur \vec{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul, $(S_a \ S_b \ S_c) = (1 \ 1 \ 1)$ où $(0 \ 0 \ 0)$.

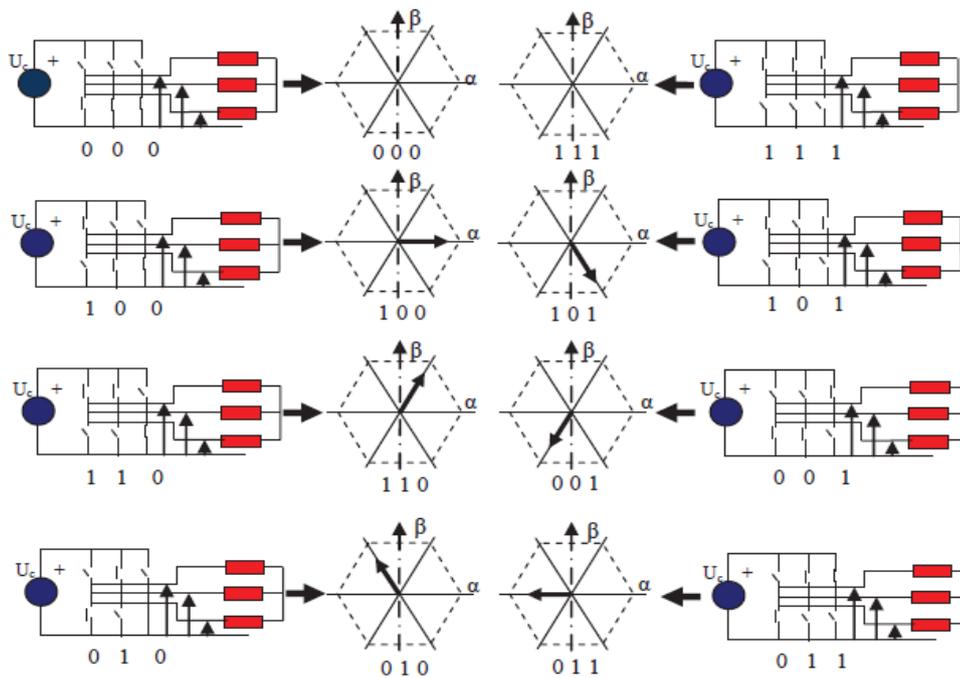


Fig.II.23 Elaboration des vecteur \vec{V}_s a partir de l'onduleur de tension .

a- *Contrôle de Flux* : Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figureII.24, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative [2].

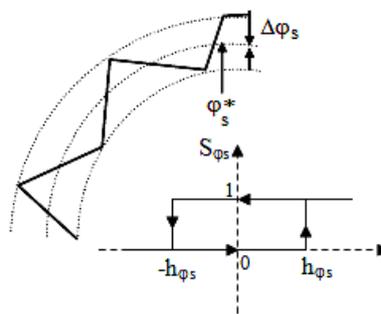


Fig.II.24 Comparateur à hystérésis 2 niveaux [83].

b- *Contrôle de Couple* : Pour la correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure II.25 : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [2]. Ce comparateur est modélisé, tels que 'S_{ce}' représente l'état de sortie du comparateur et 'h_c' la limite de la bande d'hystérésis.

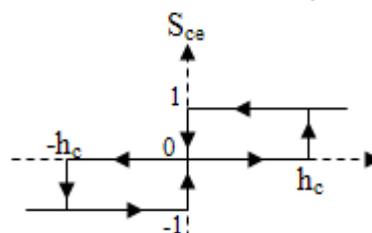


Fig.II.25 Comparateur à hystérésis 3 niveaux. [83].

✎ **Avantages de la commande directe de couple** [3][32]

- ☺ Il n'existe pas de bloc qui calcule (MLI) et de transformation des coordonnées
- ☺ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions
- ☺ La réponse rapide de couple et du flux.

✎ **Inconvénients de la commande directe de couple** [3][32]

- ☹ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence de la résistance statorique).
- ☹ L'existence des oscillations de couple.
- ☹ La fréquence de commutation n'est pas constante (régulateurs à hystérésis).

II.4.1 Principe de la commande directe du couple

Pour chaque période d'échantillonnage le principe de base de la commande directe du couple peut se décomposer selon les étapes suivantes [3] :

- ➊ Mesure des courants et tensions statoriques ($I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$)
- ➋ Estimation des composantes du vecteur flux statorique [86]

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.24)$$

- ➌ Estimation du couple électromagnétique à partir des composantes estimées du flux statorique et des courants mesurés

$$\hat{C}_e = p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (2.25)$$

- ➍ Calcul de l'erreur ($\Delta\varphi_s$) entre le flux de référence et le flux estimé puis normalisation à partir d'un régulateur à hystérésis deux niveaux :

- a) Si $\Delta\varphi_s = 1 \Rightarrow$ l'amplitude de flux statorique doit augmenter
- b) Si $\Delta\varphi_s = 0 \Rightarrow$ l'amplitude de flux statorique doit diminuer

- ➎ Calcul de l'erreur (ΔC_e) entre le couple de référence et le couple estimé et normalisation à partir d'un régulateur à hystérésis à trois niveaux :

- a) Si $\Delta C_e = 1 \Rightarrow$ augmentation de couple électromagnétique,
- b) Si $\Delta C_e = -1 \Rightarrow$ réduction de couple électromagnétique,
- c) Si $\Delta C_e = 0 \Rightarrow$ maintenir de couple électromagnétique constant.

- ➏ Sélection de l'état de commutation de l'onduleur (V_0 à V_7) selon les erreurs de flux $\Delta\varphi_s$, de couple ΔC_e et la position angulaire du vecteur flux statorique (voir figure II.27).

- ➐ Le vecteur tension sélection à partir de la table de vérité (voir tableau II.1), permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique

- ③ L'application d'un vecteur tension V_s quelconque, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension donné par l'équation.

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + V_s T_e \tag{2.26}$$

- ⑩ Lorsque le flux se trouve dans la zone i , les vecteurs V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} pour la diminuer. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux, indépendamment de son amplitude.

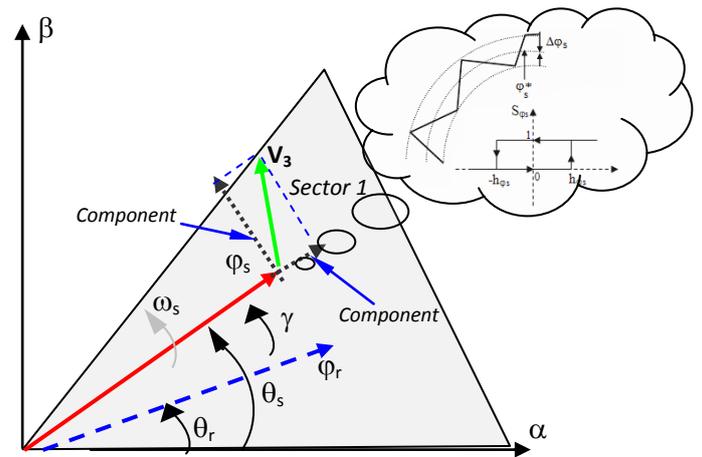
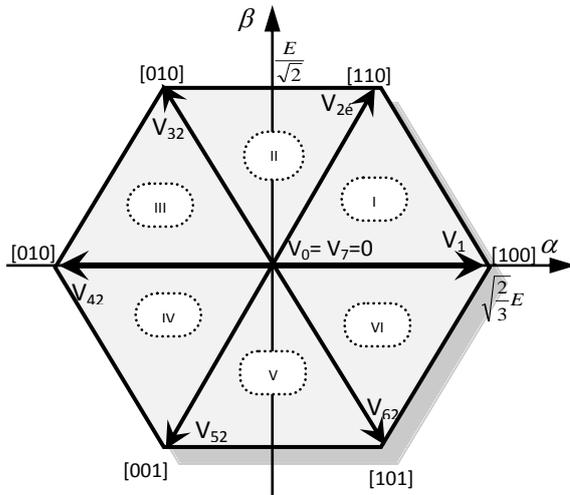


Fig.II.26 Plan complexe en 6 secteurs[2] Fig.II.27 Rotation de flux statorique[2]

Supposons, à titre d'exemple, que à un instant donné le vecteur flux statorique se trouve dans le secteur angulaire $\theta(2)$, i.e. son angle est compris entre 30° et 90° . D'après les règles de comportement du flux statorique établies, l'application des vecteurs tension V_1 , V_2 et V_3 contribuent à son augmentation, tandis que V_4 , V_5 et V_6 contribuent à sa diminution [80]. D'autre part, d'après les règles de comportement du couple, V_3 et V_4 amènent à son augmentation et V_1 et V_6 à sa diminution, les vecteurs V_2 et V_5 ayant un effet peut prévisible mais faible sur sa variation. Si l'on veut à cet instant, par exemple, augmenter aussi bien le couple ($\Delta C_e=1$) que le flux statorique ($\Delta\varphi_s=1$), le vecteur V_3 est le seul à pouvoir le faire dans tout le deuxième secteur. D'autre part, si l'on veut diminuer le couple ($\Delta C_e = -1$), et augmenter le flux statorique ($\Delta\varphi_s=1$), le vecteur à appliquer doit être le V_1 [80], [81]. Une analyse similaire pour les binômes $(\Delta C_e, \Delta\varphi_s) = (1, 0)$ et $(-1, 0)$ amènerait au choix des vecteurs tension V_4 et V_6 , respectivement.

En général, dans le secteur k et pour un sens de rotation positif :

- ☞ Pour augmenter l'amplitude du flux statique on peut appliquer V_i , V_{i+1} ou V_{i-1}
- ☞ Pour diminuer l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_{i+2} , V_{i+3} ou V_{i-2}

Ceci est dû à ce que les vecteurs (V_i, V_{i+1}, V_{i-1}) possèdent une composante V_{sd} positive, par conséquent ils ont tendance à augmenter le flux. En revanche, les autres vecteurs ($V_{i+2}, V_{i+3}, V_{i-2}$) possèdent une composante V_{sd} négative permettant de diminuer le flux statorique [2]. On peut constater que pour un sens de rotation donné, le choix judicieux du vecteur tension permet d'augmenter ou de diminuer l'amplitude du flux. D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager:

- ↪ L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- ↪ L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- ↪ La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée. En général, les vecteurs de tension en direction tangentielle (V_3 et V_6 pour le cas précédent) ont une très grande influence sur le couple. La table de commutation définie par TAKAHASHI [2] est donnée par le tableau II.2

Position de flux		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$\Delta\phi_s = 1$	$\Delta C_e = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
$\Delta\phi_s = 0$	$\Delta C_e = 1$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II.2 Table de vérité

II.4.2 Résultats de simulation de la DTC

Pour illustrer le comportement de la DTC appliquée à MAS alimentée par un onduleur de tension, on présente dans cette partie des tests de simulation pour une variation de la résistance rotorique et le couple de charge illustré dans la figure II.28, avec un flux de référence à 1Wb. Tous ça pour une largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.2 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.01 Wb.

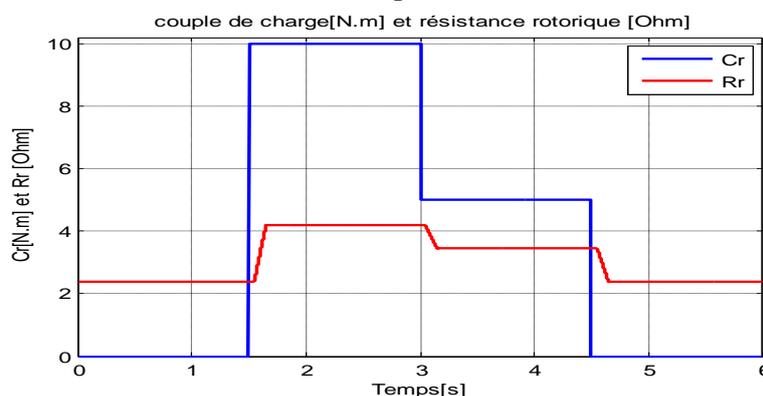


Fig. II.28 Résistance statotorique, Couple de charge

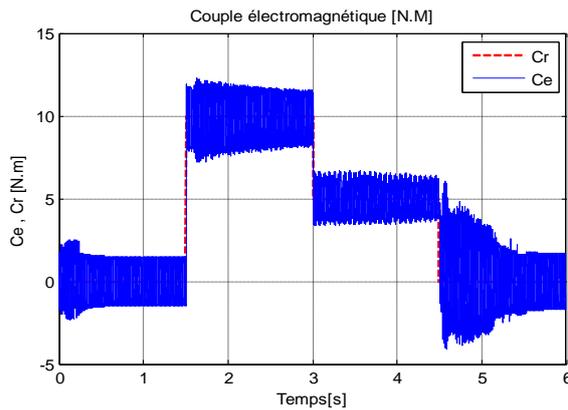


Fig. II.29 Réponse du couple électromagnétique

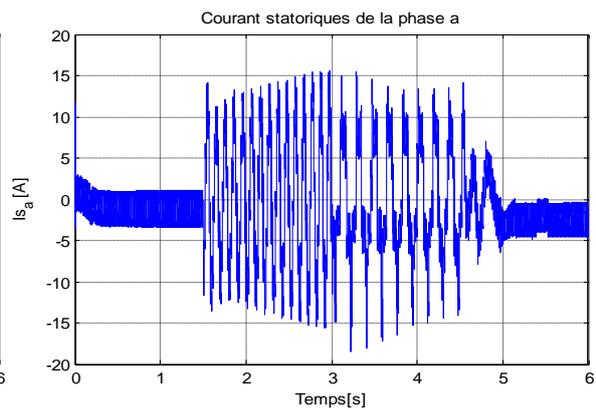


Fig. II.30 Le courant statorique d'une phase a

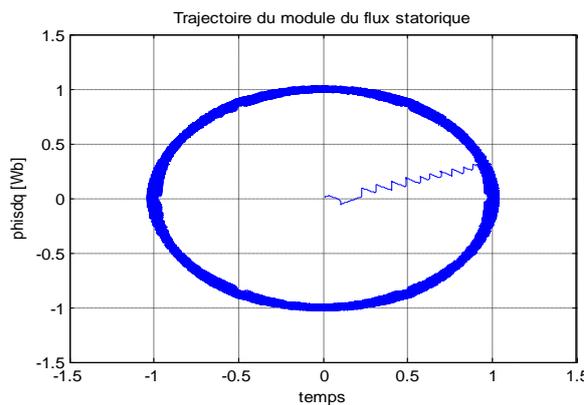


Fig. II.31 trajectoire du module du flux

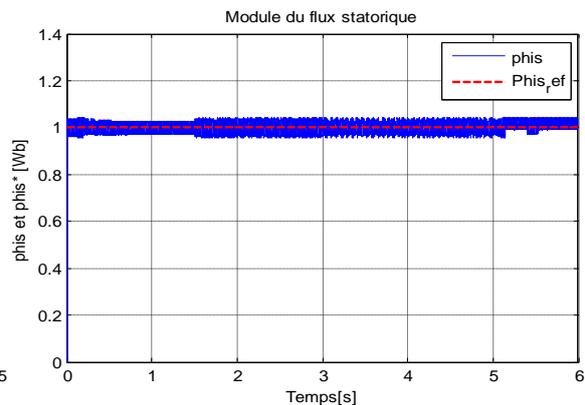


Fig. II.32 module du flux statorique

On constate par ces figures que l'évolution du couple électromagnétique suit à sa référence avec des ondulations figure II.29. La figure II.32 montre que le flux est bien contrôlé car il suit parfaitement la trajectoire prédéfinie mais avec une présence des ondulations autour de la valeur de consigne dû à la bande d'hystérésis, ce qui est bien montré sur la figure II.31 où le flux dans le plan (a, b) est évolution, qui est parfaitement circulaire; le courants statorique qui possède une forme sinusoïdale au régime permanent voir figure II.30 mais il passe la consigne des courant se qui endommage la machine. D'après ces résultats, on peut donc conclure que la DTC présente de bonne performance dynamique et statique de couple et de flux, Mais malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, cependant l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations qui entraîne une fréquence de commutation élevée et variable, cela est due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, où en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle.

C'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes. Pour diminuer les ondulations du couple, en faisant estimée le flux avec le système adaptative par modèle de référence (MRAS) qui sera développé dans ce qui suit.

II.5 Commande adaptative

La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, mais les mesures sont perturbées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

Dû aux grandes performances que présente la technique de commande adaptative en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs, que les chercheurs ont prouvé qu'elle est l'une des meilleurs techniques proposées [22] [23]. Cars, son modèle est conçue pour résoudre le problème des systèmes d'asservissements pratiques, où les paramètres du procédé peuvent varier, cela entraîne des conséquences sur la performance du système et l'instabilité peut survenir dans les cas extrêmes. De plus, le régulateur adaptatif s'adapte aux conditions de fonctionnement du procédé [43].

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961 se basant sur la minimisation d'un indice de performances, approche connue généralement sous la règle de conception du MIT [40].

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement en ligne et en temps réel des régulateurs de boucle de commande de manière à maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du système à contrôler varient dans le temps ou sont inconnus. Il existe plusieurs techniques de commande adaptative [43]:

- Commande adaptative auto-ajustable
- Systèmes adaptatifs avec modèle de référence [3].;
- Systèmes adaptatifs avec les gains programmés;
- Commande adaptative à structure variable [43].

Dans la commande adaptative auto-ajustable (indirecte) figure (II.33), les paramètres du régulateur sont réglés pour s'adapter aux variations des paramètres du procédé. Son principe peut s'exprimer comme suit : les paramètres du régulateur suivent les paramètres du procédé de telle manière que les pôles, zéros et gains soient maintenus identiques pour n'importe quelle condition de fonctionnement [3][43].

Dans un système de commande adaptatif avec modèle de référence (direct) figure II.34, le modèle de référence décrit de manière qu'il doit idéalement répondre à un signal de commande. Le régulateur comprend deux boucles, la boucle interne est une boucle de commande ordinaire avec retour et la boucle externe ajuste des paramètres du régulateur de telle sorte que l'erreur entre la réponse du procédé et la sortie du modèle soit minimale.

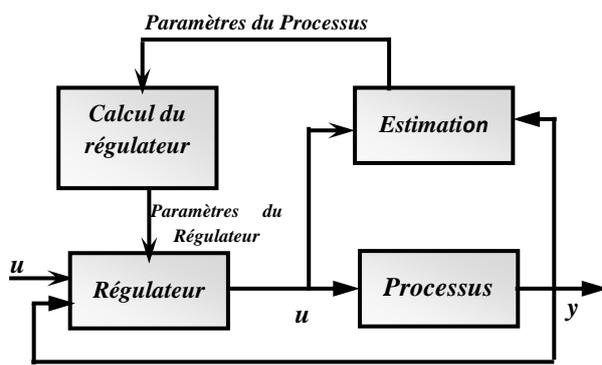


Fig.II.33 Commande adaptative auto-ajustable

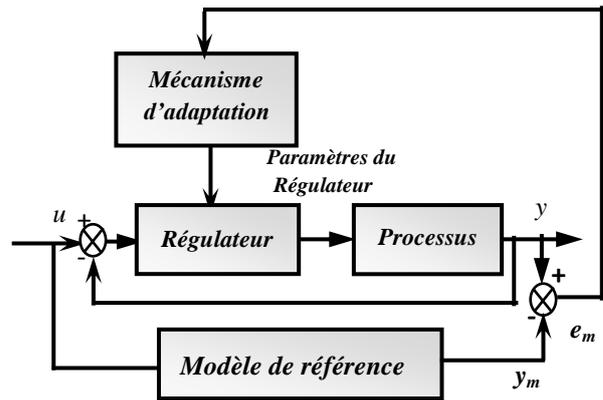


Fig.II.34 Commande adaptative avec modèle de référence

Dans plusieurs cas, de variables mesurables peuvent être trouvés dans un système à commandé, où qu'ils correspondent des changements dans le procédé. Ces variables peuvent être utilisées pour modifier les paramètres du régulateur. Cette approche est connue par programmation des gains figure (II.35). Les gains du régulateur peuvent être changés ou programmés de telle sorte qu'ils puissent compenser les variations des paramètres du procédé. Dans le cas le plus simple, la programmation des gains peut être implantée sous forme d'une table look-up [43].

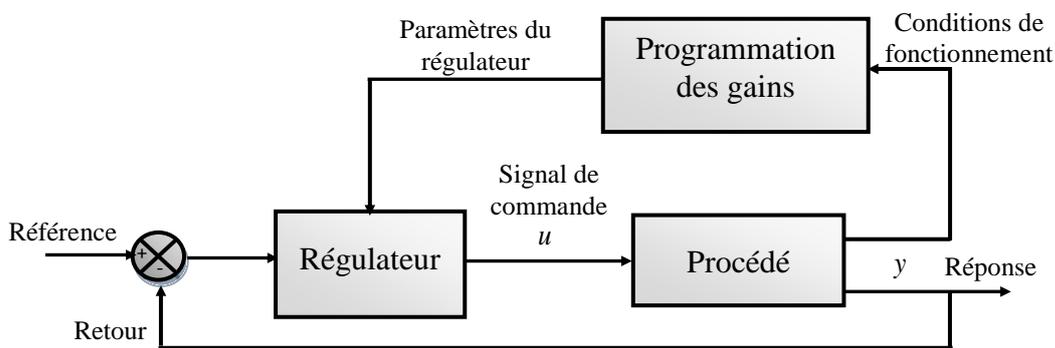


Fig. II.35 Schéma bloc du système avec les gains programmés [43].

La dernière variante de la commande adaptative est le mode de glissement (ou régulateur à structure variable). Ses régulateurs forcent le système à suivre (glisser) une trajectoire prédéfinie dans l'espace d'état, malgré les variations des paramètres du procédé. Cet algorithme est relativement plus simple que les trois premiers et il s'avère très convenable pour la commande de machines alternatives; ses performances sont cependant modestes par rapport aux autres méthodes [3]. Elle sera développée prochainement dans le chapitre suivant. Dans ce qui suit nous intéressons à l'étude du système commande adaptative avec modèle de référence (MRAS) qui a été le sujet préoccupant de plusieurs chercheurs [43].

II.5.1 Principe du Système à Modèle de Référence Adaptatif (MRAS)

Le MRAS a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder en 1989 [42]. Cette approche est plus populaire qui a été mise en application pour la commande sans capteur de vitesse des machines électriques, en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statoriques, elle est aussi très utilisée dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de ces méthodes permet leur utilisation suivant la structure spécifiée, dans différentes applications. Sa structure conduit à des réalisations simples et autorise une grande rapidité d'adaptation. Elle est peu sensible aux bruits ou à une modélisation imparfaite du procédé [40].

La méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyperstabilité (Annexe C), les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse, comme illustrer sur la figure suivante [1] [40] :

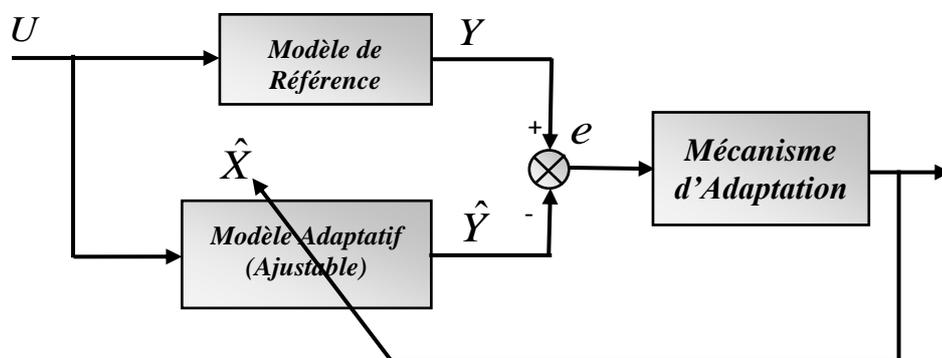


Fig. II.36 Configuration de base de la méthode MRAS [84]

Différents types de MRAS ont été proposées par les chercheurs, elles se différencient par les variables qui sont utilisées pour les modèles de référence et adaptatif, on peut citer ceux qui se basent sur : les flux rotoriques, la force contre électromotrice a été étudiée dans [40], les puissances actives et réactives, ou même sur des variables purement mathématiques (qui n'ont pas de sens physique) [1][3].

II.5.2 MRAS basées sur l'estimation du flux rotorique

Les équations des flux rotoriques de la machine asynchrone sont utilisées dans cette méthode. Le modèle de référence des tensions est dérivé des courants statoriques mesurés et des tensions qui sont soit mesurées ou bien reconstruites à partir des états de l'onduleur et de la tension du bus continu. Les équations sont écrites dans le repère stationnaire [1].

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général (développé dans l'annexe A), tournant à la vitesse ω_s est le suivant [82] [84]:

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j\omega_s \cdot \phi_s \quad (2.27)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j(\omega_s - \omega)\phi_r = 0 \quad (2.28)$$

$$\phi_s = L_s \cdot I_s + M I_r \quad (2.29)$$

$$\phi_r = L_r \cdot I_r + M I_s \quad (2.30)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega \quad (2.31)$$

L'étude est compliquée du fait que le système d'équation différentielle qui présente la MAS est non linéaire. Alors, la recherche du mécanisme d'adaptation $\hat{\omega} = f(e)$ sera difficile de plus, la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Pour cela, la sélection d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \hat{\phi}_{ref} - \phi_r \quad (2.32)$$

II.5.2.1 Modèle de référence

Les composantes de ϕ_r servent à estimer à partir de la mesure des courants statoriques I_s et des tensions statorique V_s . Pour cela, $\omega_s = 0$ sera imposé aux équations (2.27), (2.28) et (2.30). Exprimons I_r à partir de (2.30), on a [84]:

$$\hat{I}_r = L_r^{-1} (\hat{\phi}_{ref} - M I_s) \quad (2.33)$$

Introduisons l'équation (2.33) dans (2.29), il vient :

$$\hat{\phi}_s = L_s \cdot I_s + M (L_r^{-1} (\hat{\phi}_{ref} - M I_s)) \quad (2.34)$$

Ou encore :

$$\hat{\phi}_s = M L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} + (L_s - M^2 L_r^{-1}) I_s \quad (2.35)$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\hat{\phi}_s = M L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} + \sigma L_s \cdot I_s \quad (2.36)$$

En introduisant (2.36) dans (2.27), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} (M L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} + \sigma L_s \cdot I_s) \quad (2.37)$$

$$V_s = R_s \cdot I_s + M L_r^{-1} \hat{\phi}_{ref} \frac{d}{dt} \hat{\phi}_{ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_s \quad (2.38)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\phi}_{ref} = M^{-1} L_r \left(V_s - R_s \cdot I_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} I_s \right) \quad (2.39)$$

Ou encore :

$$\hat{\phi}_{ref} = M^{-1} L_r \int \left(V_s - R_s \cdot I_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} I_s \right) \quad (2.40)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \left(\int (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) - \sigma L_s I_{s\alpha} \right) \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \frac{L_r}{M} \left(\int (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\beta}) - \sigma L_s I_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (2.41)$$

II.5.2.2 Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, I_r de l'équation (2.33) sera exprimé tel que:

$$\hat{I}_r = L_r^{-1} (\hat{\phi}_r - M I_s) \quad (2.42)$$

Et substituant $\frac{d\hat{\phi}}{dt}$ de l'équation (II.28) et (2.42), on imposant $\omega_g = 0$, on aura:

$$R_r L_r^{-1} (\hat{\phi}_r - M I_s) + j\hat{\omega} \cdot \hat{\phi}_r + \frac{d}{dt} \hat{\phi}_r = 0 \quad (2.43)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\phi}_r = -R_r L_r^{-1} \hat{\phi}_r + R_r L_r^{-1} M I_s - j\hat{\omega} \cdot \hat{\phi}_r \quad (2.44)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\phi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\phi}_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (2.45)$$

On peut tirer alors le modèle ajustable comme suit:

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} I_{s\beta} \end{cases} \quad (2.46)$$

II.5.2.3 Mécanisme d'adaptation

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre ϕ_{ref} et $\hat{\phi}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ref} - \frac{d}{dt} \hat{\phi}_r &= \frac{d}{dt} e = (-R_r L_r^{-1} + j\omega) \phi_{ref} - (-R_r L_r^{-1} + j\hat{\omega}) \hat{\phi}_r \\ &= (-R_r L_r^{-1} + j\omega) (\phi_{ref} - \hat{\phi}_r) + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\phi}_r \\ \frac{de}{dt} &= \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) e + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\phi}_r \end{aligned} \quad (2.47)$$

L'équation précédente, peut être exprimée en matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Ou : $\dot{e} = [A]e - [W]$ (2.49)

Avec : $[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad [W] = (\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_r$ (2.50)

La matrice [A] sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable. La matrice [W] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale. La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de $\hat{\omega}$ vers ω est :

$$\hat{\omega} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e . dx \quad (2.51)$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de $\hat{\omega}$ vers ω peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (K_p, K_i) sur la quantité de δe . La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. Alors autour d'un point de fonctionnement sois le choix de linéariser ce système. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur. Selon le critère dit d'hyperstabilité de *Popov*, l'erreur destinée au correcteur sera définis. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de *Peter-Contesse*, [82]. Il vient alors :

$$e = \hat{\phi}_{r\alpha}\phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}\phi_{r\alpha} \quad (2.52)$$

II.5.2.4 Synthèse du correcteur

L'équation (2.51) que nous utilisons dans le mécanisme d'adaptation permet de faire converger les grandeurs estimées vers les valeurs exactes. On peut donc supposer que les grandeurs en régime statique sont identiques. La transformée de Laplace de l'équation (2.51) est la suivante :

$$\frac{\Delta \hat{\omega}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (2.53)$$

La figure II.22 représente la synthèse du correcteur de vitesse

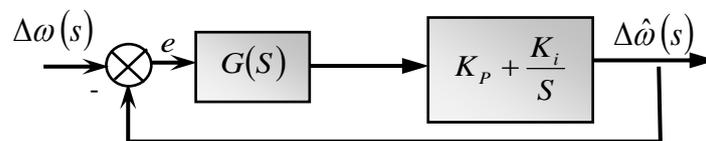


Fig. II.37 Synthèse du correcteur de vitesse

En utilisant les équations (II.51) et (II.53) et après simplification nous trouvons :

$$G(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) |\phi_{r0}|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \quad (2.54)$$

Avec : $|\phi_{r0}|$ Le module du flux., $\omega_{r0} = (\omega_{s0} - \omega_0) = g\omega_{s0}$: représente la différence entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Ce terme sera d'autant plus petit que le glissement g sera proche de zéro.

Cela correspond à un fonctionnement "à vide", lorsque le moment du couple demandé par la charge est relativement faible par rapport au moment du couple nominal, ce qui pose un problème en base vitesse. La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$F(s) = \frac{|\phi_{r0}|^2 (k_p s + k_i)}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \quad (2.55)$$

La fonction de transfert $H(s)$ en boucle fermée, s'obtient alors sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{|\phi_{r0}|^2 (k_p s + k_i)}{s^2 + \left(|\phi_{r0}|^2 k_p + \frac{1}{T_r}\right) s + k_i |\phi_{r0}|^2} \quad (2.56)$$

La représentation standard du dénominateur du second ordre s'écrit $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ de sorte que, par identification, nous trouvons :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n - \frac{1}{T_r}}{|\phi_{r0}|} \\ k_i = \frac{\omega_n^2}{|\phi_{r0}|^2} \end{cases} \quad (2.57)$$

II.5.3 Résultats de simulation de la commande DTC avec MRAS

Dans ce qui suit on présente les résultats de simulation de la commande directe du couple DTC avec régulations de flux où ce flux est estimé avec le système adaptative par modèle de référence (MRAS). Les résultats obtenus sont donnés par les figures ci-dessous :

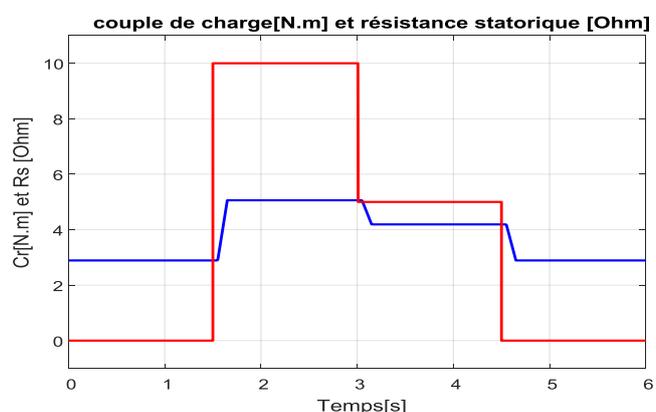


Fig. II.38 Résistance statorique, Couple de charge

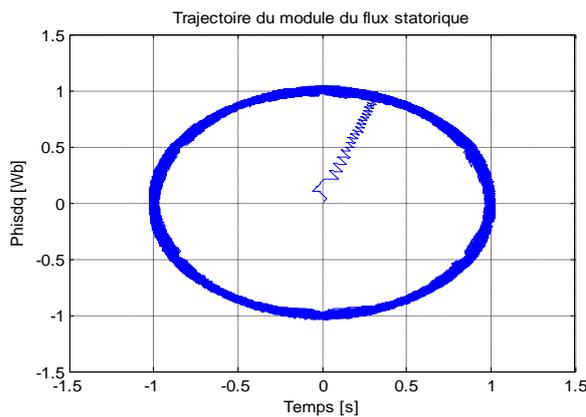


Fig. II.39 trajectoire du module du flux

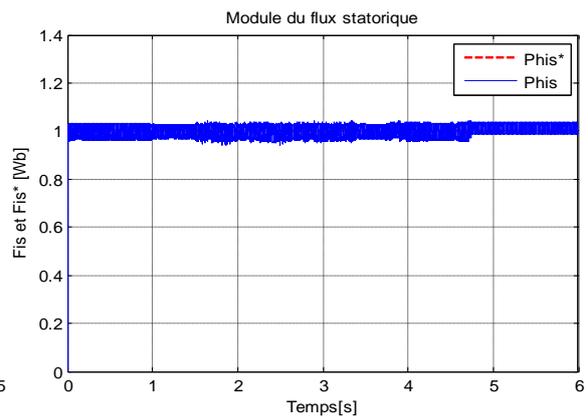


Fig. II.40 module du flux statorique

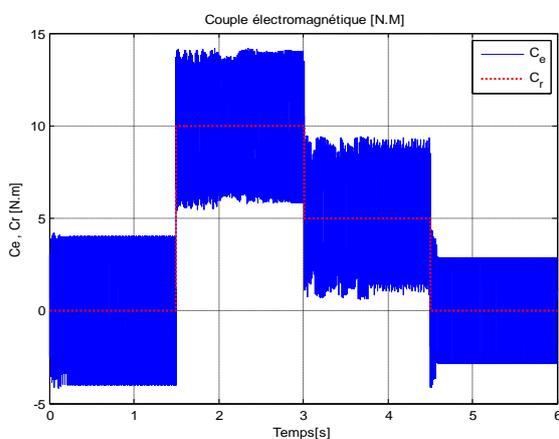


Fig. II.41 couple électromagnétique

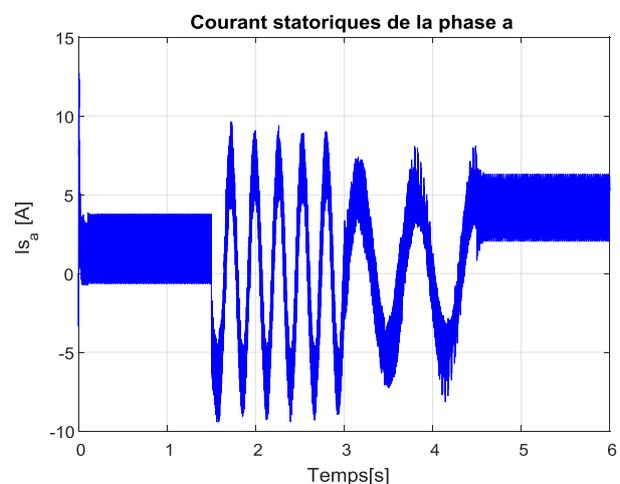


Fig. II.42 courant statorique de la phase a

Les résultats de simulation présentent la dynamique de la MAS lors de la variation du couple de charge et la résistance statorique. On remarque que le module du vecteur flux statorique est bien contrôlé suit parfaitement le flux de référence figures II.40, ce qui est bien montré par la forme circulaires de l'évolution des flux dans le plan(α,β) figure II.39. Ainsi que couple à une bonne réponse et le découplage est satisfaisant malgré les oscillations, comme le montre la figure II.41

II.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on à commencé par l'étude de la commande vectorielle indirecte où la présentation des simulations numériques de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique ont donné des résultats, qui montrent la sensibilité de cette commande face aux variations paramétriques notamment la résistance rotorique, cette dernière entraine la perte de découplage entre le flux et le couple et donc la dégradation des performances de la commande.

Pour cela et pour palier au problème de la commande vectorielle on a proposé par la suite le régulateur flou pour améliorer cette commande, qui a donné une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique aperçus dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Puis on a abordé une structure de la commande DTC appliquée à un modèle de MAS alimenté par un onduleur de tension, les résultats de simulation montrent que la commande DTC est très performante et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle.

On peut donc conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux, cependant l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations qui entraînent une fréquence de commutation élevée et variable, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande, pour ce la on a l'amélioré par l'adaptation du flux en estimant avec le système adaptative par modèle de référence (MRAS) qui à donné des bonne performance vis à vis des variations de paramètres et couple de charge .

Malheureusement, les ces commandes ont des inconvénients, où pour la commande IFOC avec régulation par PI souffre d'instabilité aux variations paramétriques et notamment la résistance et la constante de temps rotorique et ça par confirmation par plusieurs études littéraires des chercheurs, simultanément , la sensibilité de la DTC pour la variation de la résistance statorique en petites vitesses est sans doute incontestable. De même, la DTC MRAS a l'inconvénient d'être sensible à la variation de la résistance statorique. De ce là et en vue de concevoir une commande avancée, notre choix a été orienté vers les techniques qui présentent à la fois une robustesse accrue et n'étant pas fastidieuse à la mise en œuvre et ne demandant pas un lourd temps de calcul lors d'application. Ceci nous a conduit à choisir les techniques de commande linéarisation par retour d'état et la commande à structure variable par mode glissant qui serait bien détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre III

*Stratégies de commande avancées
de la Machine Asynchrone*

Chapitre III

III.1 Introduction

La commande non linéaire développée par Isidori en 1989 [51], présente plusieurs avantages par rapport aux commandes classiques présentées dans le chapitre précédent. Contrairement à la commande vectorielle, la commande non linéaire permet d'avoir un découplage exact sans aucune orientation de flux et aucune transformation dans le repère tournant n'est faite, puisque elle est basée sur un repère fixe, ce qui présente une réduction du temps de calcul.

Un autre avantage des commandes non linéaires est de pouvoir contrôler indépendamment le flux et le couple électromagnétique de la machine même en régime de variation de flux, en utilisant un retour d'état non linéaire, dans lequel il est possible de décomposer le système non linéaire en plusieurs sous-systèmes linéaires, où chacun sous-système est représenté indépendamment par une boucle de commande.

Pour cela est pour but d'améliorer les résultats obtenus par l'application des commande IFOC et DTC, on présente dans ce chapitre deux types de commande avancée, la première est la commande par linéarisation entrée sortie et la deuxième la commande par mode glissant, pour chaque type de commande on présente des test de simulation par l'interface Simulink du logiciel Matlab, afin de valider les performances des techniques de commande proposées.

III.2 La théorie de commande par linéarisation Entrée-sortie

La commande par linéarisation classique basée sur le calcul du jacobien donne une approximation du comportement du système autour d'un point de fonctionnement. Cependant pour une large variation autour de ce point de fonctionnement, le système devient instable et la commande perd ses performances [3].

La commande par linéarisation entrée-sortie est une autre approche qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire à un modèle équivalent linéaire, qui permet de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement ou partiellement linéaire sur toute la plage de fonctionnement [3].

Dans ces dernières années et vu les avantages qu'elle présente la commande linéarisante. Elle attire beaucoup de chercheurs dans plusieurs domaines tel que les variateurs de vitesse

des machines électriques : L'application de la commande linéarisation entrée-sortie sur les machines électriques tournantes est l'objet de plusieurs travaux de recherche comme dans [85] a été appliqué sur la machine à courant continu, [86] sur le moteur pas à pas, [87,88] sur la machine synchrone à aimant permanent MSAP (PMSM : Permanent Magnetic Synchronous Motor), [89]et[90] font l'application sur la machine asynchrone.

III.2.1 Technique de la linéarisation entrée – sortie

Pour bien appliquer cette technique de commande, on fait appel aux outils mathématiques à base de la géométrie différentielle voir Annexe D. L'objectif de l'introduction de ces notions est de limiter la complexité des équations obtenues lors de l'application de cette technique, [3].

Considérons un système non linéaire avec une seule entrée et une seule sortie (SISO), décrit comme suit, [91] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec : $x \in \mathfrak{R}^n$, $y \in \mathfrak{R}$ et $u \in \mathfrak{R}^n$: sont respectivement le vecteur d'état, les variables de sortie et d'entrée du système;

$f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$: sont des fonctions analytiques supposées infiniment différentiables sur \mathfrak{R}^n . Le but de la linéarisation est d'apercevoir un retour d'état u donné par l'équation (3.2) qui entraîne le comportement entré-sortie du système ζ précédent à un système linéaire comme le montre la figure (3.1) [3]:

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (3.2)$$

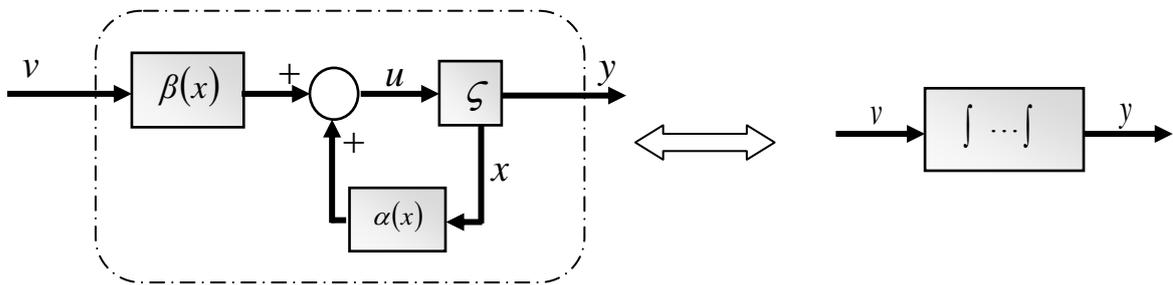


Fig. III.1 Linéarisation entrée – sortie par bouclage statique.

III.2.1.1 Notion du degré relatif [91]

La définition du dérivée de Lie d'une fonction $h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ sur un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x), \dots, f_n(x)]^T$ par :

$$L_f h(x) = \sum \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \quad (3.3)$$

Le degré relatif r d'un système de la forme (3.1) est établi par le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie afin de faire apparaître explicitement l'entrée dans l'expression des dérivées [91]. Il est défini comme suit :

$$\begin{cases} L_g L_f^i h(x) = 0 & 0 \leq i \leq r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

En effet, la dérivée temporelle de la sortie y dans le sens des champs $f(x)$ et $g(x)$ donne :

$$\dot{y} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x).u \quad (3.5)$$

L'équation (3.3) nous permet d'écrire de manière abrégée l'équation précédente qui devient:

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x).u \quad (3.6)$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathbb{R}^n$, on peut déduire facilement la loi de commande de l'équation précédente comme suit :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} \cdot (-L_f h(x) + v) \quad (3.7)$$

Remplaçant (3.7) dans (3.6), alors le système linéarisé représente une simple intégrale:

$$\dot{y} = v \quad (3.8)$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation de la sortie (3.6), qui conduit que le degré relatif du système est supérieur à 1, qui donne :

$$\ddot{y} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} \right] f(x) + \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} f(x) \right] g(x).u \quad (3.9)$$

Ce qui se traduit, par la représentation de *Lie*, comme suit;

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x).u \quad (3.10)$$

Si $L_g L_f h(x)$ est encore nulle, la dérivation doit se poursuivre pour faire apparaître la commande. Pour une $i^{\text{ème}}$ dérivation de la sortie, on a :

$$y^{(i)} = L_f^{(i)} h(x) + L_g L_f^{(i-1)} h(x).u \quad i = 1, 2, \dots, r. \quad (3.11)$$

Jusqu'à atteindre la valeur entière (r) où $L_g L_f^{(i-1)} h(x) \neq 0$, alors la loi de commande qui correspond l'équation précédente est obtenue à partir de (3.11) :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} (-L_f^r h(x) + v) \quad (3.12)$$

où :

$$y^{(r)} = L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x) u \quad (3.13)$$

Cette équation montre que le système linéaire représente une suite de r intégrateurs avec:

$$y^{(r)} = v \quad (3.14)$$

La théorie de la commande par linéarisation entrée sortie développée pour les systèmes non linéaires mono variable (SISO) peut être étendu pour le cas multi variables (MIMO). On ne considère que les systèmes carrés, c'est à dire ayant le même nombre de sortie que d'entrée comme il est montré sur la figure 3.2, de ce fait un grand nombre de résultats issus des systèmes mono variables peuvent faire l'objet d'une extension au cas multi variables (la transformation locale des coordonnées, dynamique des zéros ...etc.) [3].

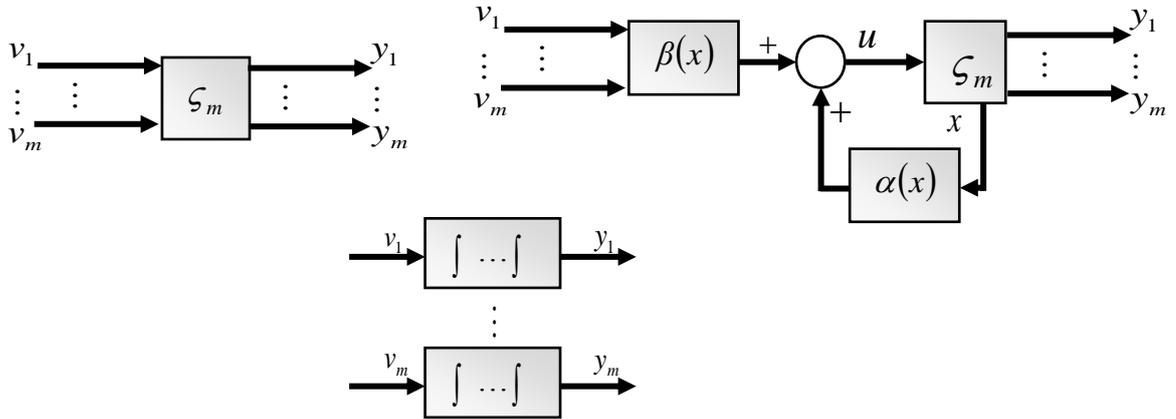


Fig.III.2 Linéarisation entrée – sortie pour un système MIMO.

La forme des systèmes non linéaires, multi-entrées multi-sorties est donné comme suite :

$$\zeta_m = \begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{j=1}^m g_j(x) u_j \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{cases} \quad (3.15)$$

L'application de la technique de linéarisation entrée sortie pour les systèmes MIMO est la même que celle des systèmes SISO, alors chaque sortie y_i est dérivée r_i fois jusqu'à ce qu'au moins la dérivée $L_{g_j} L_f^{(r_i-1)} h_i(x)$ soit différente de zéro [3].

$$y_i^{(r_i)} = L_f^{(r_i)} h_i(x) + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} L_f^{(r_i-1)} h_i(x)) u_j \quad (3.16)$$

On obtient une matrice $\beta(x)$ de découplage d'ordre $m \times m$, qui correspond à :

$$\beta(x) = L_{g_j} L_f^{(r_i-1)} h_i(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Alors la représentation matricielle de l'équation (3.16) est comme suit [91] :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \alpha(x) + \beta(x)u \quad (3.18)$$

Où :

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} . h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} . h_m(x) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Si $\beta(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

$$[u] = \beta(x)^{-1} [-\alpha(x) + [v]] \quad (3.20)$$

En remplaçant (3.20) dans (3.16), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme, et équivalent au m chaînes d'intégrateurs r_i en parallèle :

$$[y_1^{r_1} \dots y_m^{r_m}]^T = [v_1 \dots v_m]^T \Leftrightarrow [y_i^{r_i}] = [v_i] \quad (3.21)$$

Pour une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée v , n'importe quelle dynamique stable peut être imposé, comme il est montré par la figure suivante [88]:

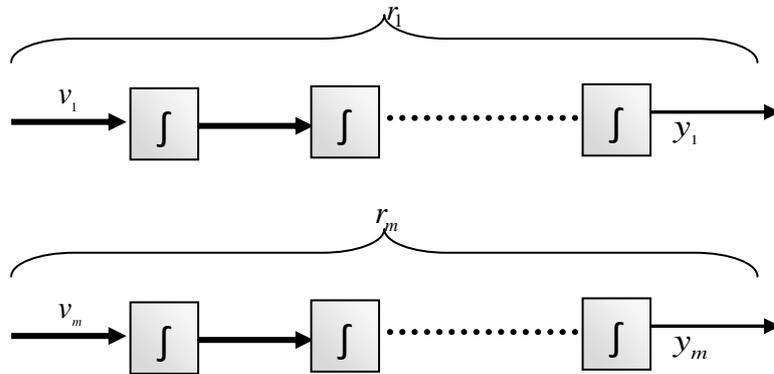


Fig.III.3 Linéarisation exacte (systèmes MIMO) forme canonique de Brunowsky.

Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivations, le système est non contrôlable. [3]:

- 1- Pour $r = n$, le système admet une linéarisation exacte.
- 2- Pour $r < n$, le système admet une linéarisation partielle.

Les fonctions $h(x), L_f h(x), \dots, L_f^{r-1} h(x)$ apparues dans la dérivée y ont une importance particulière, elles peuvent être choisies comme étant un nouveau système de coordonnées. Ce choix apporte une simplification importante à la structure des équations d'état décrivant le système [88].

En remarque que l'expression (3.21) représente m intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable, ce comportement indésirable nécessite une mise sous forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété du crochet de *Lie* voir l'annexe D [3].

III.2.1.2 Condition de linéarisation exacte

Si le degré relatif r du système est $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ ou n est l'ordre du système, alors il y aura r

fonctions $(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_r)$ qui permettent d'écrire [54]:

$$\begin{aligned} z &= (\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{r_1}, \psi_{r_1+1}, \dots, \psi_r) \\ &= (h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, L_f h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, \dots, h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux cas possible :

1^{er} Cas : linéarisation partielle $\sum_{i=1}^m r_i < n$

Dans ce cas les états $\psi_i^j (j=1, \dots, m; i=1, \dots, r_j)$ représentent seulement la dynamique externe du système de dimension r , on peut alors compléter ce vecteur par les $(n-r)$ fonctions $(\psi_1, \dots, \psi_{n-r})$ indépendantes les unes des autres. Elles sont obtenues par la vérification des conditions données par la méthode de *Frobenius* pour compléter le difféomorphisme (annexe D) du système [3, 91].

On considère les premiers r états, les équations d'états pour le système (3.15) transformé sont [88] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = \psi_2 = z_2 \\ \dot{z}_2 = \psi_3 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r_i-1} = z_{r_i} \\ \dot{z}_{r_i} = L_f^{r_i} h_i + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{(r_i-1)} h_i \cdot u_j \end{array} \right. \quad (3.23)$$

Les $n - r$ états restants peuvent être choisis librement tel que $L_g \psi_p(x) = 0$ pour $p=r+1, \dots, n$.

Dans ce cas :

$$\frac{dz_p}{dt} = L_f \psi_p(x) + L_{g_j} \psi_p(x) \cdot u = q_p(z) \quad (3.24)$$

L'espace d'état décrit dans les nouvelles coordonnées correspondra donc à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_{ri} \\ \dot{z}_{r_i} = \alpha(z) + \beta(z)u \\ \dot{z}_{r_i+1} = q_{r_i+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{array} \right. \quad (3.25)$$

✓ 2^{eme} Cas : linéarisation exacte $\sum_i^m r = n$

Dans ce cas, le système non linéaire est complètement linéarisé par retour d'état en utilisant les expressions $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$, donné par l'équation (3.22). Alors l'ensemble des fonctions $\psi_k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq m$ définissent un difféomorphisme [3], tel que :

$$\psi = \begin{bmatrix} \psi_1(x) \\ \vdots \\ \psi_r(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1 \quad L_f h_1 \quad \dots \quad L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \vdots \\ [h_m \quad L_f h_m \quad \dots \quad L_f^{r_m-1} h_m]^T \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Après l'application de la technique de linéarisation entrée-sortie du système non linéaire ce dernier est transformé à un système formé de m sous systèmes linéaires et découplés.

Dans la technique de commande la technique de linéarisation entrée-sortie, le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition optimale des pôles [92], c'est technique généralement connue par le nom : commande par placement des pôles.

III.2.1.3 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le nouveau vecteur de commande v est conçu selon les objectifs de commande. Pour les problèmes de poursuite, ce vecteur doit satisfaire la dynamique des erreurs donnée par l'expression suivante [88]:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1} (y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1 (y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq m \quad (3.27)$$

Où $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$: Les vecteurs qui définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties.

k_i : sont des coefficients choisis de façon que le polynôme $s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1$, possède des racines avec des parties réelles négatives (polynôme d'Hurwitz), afin d'avoir une erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$, C. à d. $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$.

Enfin le système linéaire obtenu à partir de l'application de la commande linéarisante, peut être représenté en boucle fermée donnée par la figure suivante [54],[88]:

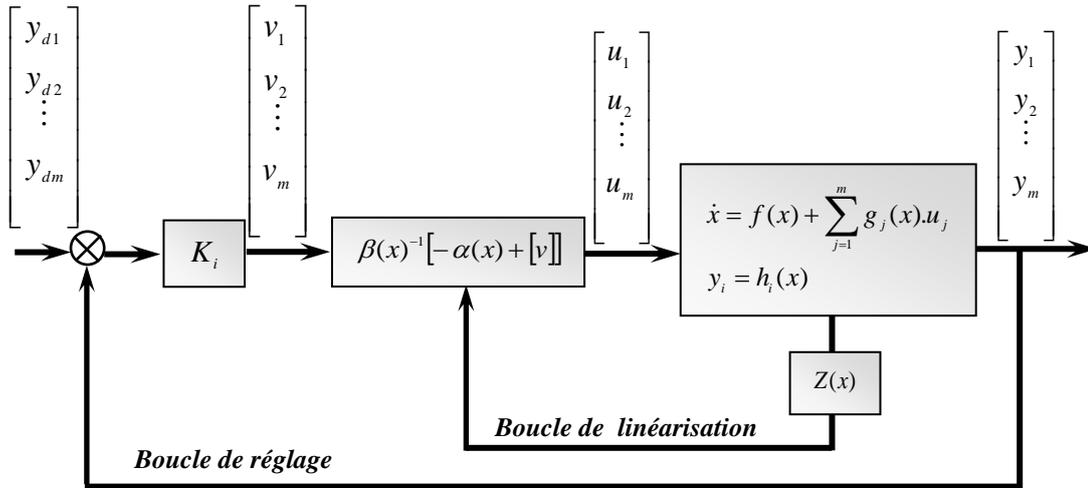


Fig.III.4 Schéma bloc du système multi entrées multi sortie "MIMO" linéarisé en boucle fermée.

III.2.2 Application de la commande par linéarisation entrée-sortie à MAS

Après avoir présenté le principe de la technique de commande non linéaire par retour d'état, pour pallier aux problèmes du non linéarité et le fort couplage entre les grandeurs à contrôler dans modèle de la MAS, dans cette partie on présente la commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone.

III.2.2.1 Modèle non linéaire de la MAS alimentée en tension

Le modèle d'état de la MAS utilisé est un modèle qui exprime les grandeurs électriques, magnétiques et mécanique dans un repère lié au stator, sa forme non linéaire est représenté

$$\text{par: } \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\text{Avec: } x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \quad (3.29)$$

Le vecteur d'état x est représenté par les deux composantes du courant statorique, deux composantes du flux rotorique et une équation mécanique qui gouvernent la vitesse de rotation.

u : Vecteur de commande ; y : Sortie choisie ;

$$u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (3.30)$$

$f(x)$: fonction analytique tel que:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{s\alpha} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \dot{\phi}_{r\alpha} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] \omega \phi_{r\beta} \\ -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{s\beta} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \dot{\phi}_{r\beta} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] \omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \dot{\phi}_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \dot{\phi}_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{1}{J} \cdot \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} \cdot C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

III.2.2.2 Linéarisation du modèle de la machine asynchrone

Le cas délicat pour le principe de la linéarisation par découplage entrées-sorties, est le choix des critères de commandes y_i alors $(h_i(x))$ [54], ce choix est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1 et y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties du système y_1, y_2 et les nouveaux vecteurs de commande v_1, v_2 à l'entrée du système, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit exactement découplé [93].

Pour l'application des techniques de linéarisation entrée-sortie à la commande de la MAS [3], on a deux cas sur le choix des variables de sortie:

↪ Commander le couple et la norme au carré du flux rotorique :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ \frac{PM}{L_r} (I_{s\beta} \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \phi_{r\beta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ C_e \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

↪ Commander la norme au carré du flux rotorique et la vitesse de rotation:

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Pour simplifier le calcul différentiel de cette technique le choix du nombre des variables à contrôler est le même que le nombre des lois de commande du modèle. Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Le système à contrôler,

doit être de type carré. D'où, on a choisi la vitesse rotorique et la norme au carré du flux rotorique comme sorties du procédé [54].

III.2.2.3 Conditions d'application de la commande non linéaire

Pour obtenir la loi de commande par linéarisation entrée-sortie, il faut tout d'abord vérifier est ce que le système non linéaire étudié admet une linéarisation entrée-sortie et le calcul de l'ordre du degré relatif du système c'est-à-dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée U . Pour appliquer la technique de commande linéarisante à la machine asynchrone. Les variables de sortie choisies sont la norme au carré du flux rotorique et la vitesse de rotation [54, 93]:

$$\begin{cases} h_1(x) = y_1 = \Omega \\ h_2(x) = y_2 = \frac{1}{2}(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \end{cases} \quad (3.33)$$

La technique de commande linéarisation par entrée-sortie est développée à partir des théories de la géométrie différentielle. Donc pour vérifier la condition précédente on utilise les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie [3,93]:

$$y_1 = L_f^0 h_1(x) = h_1(x) = \Omega_r \quad (3.34)$$

Alors la dérivée de la vitesse de rotation est donnée par :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) = \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \quad (3.35)$$

On dérive une deuxième fois, puisque la première dérivée de la vitesse ne fait pas apparaître le vecteur de commande.

$$\ddot{y}_1 = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_1(x) \cdot V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) \cdot V_{s\beta} \quad (3.36)$$

La deuxième dérivée de la vitesse de rotation fait apparaître le vecteur de commande.

Avec :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) = \frac{pM}{JL_r} \left[- \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right] (I_{s\beta} \phi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \phi_{r\beta}) - \Omega \frac{pM}{\sigma L_s L_r} (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) - \right. \\ \left. - p\Omega (I_{s\alpha} \phi_{r\beta} + I_{s\beta} \phi_{r\alpha}) \right] + \frac{f^2}{J^2} \Omega + \frac{f}{J^2} C_r \end{aligned} \quad (3.37)$$

Les fonctions de Lie sont données par (voir l'annexe D):

$$\begin{cases} L_{g1} L_f h_1(x) = -\frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \\ L_{g2} L_f h_1(x) = -\frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.38)$$

D'autre part la norme du carré de flux rotorique est donnée par l'équation (3.39):

$$y_2 = L_f^0 h_2(x) = h_2(x) = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (3.39)$$

Pour faire fait apparaître le vecteur de commande, on applique les mêmes étapes pour la deuxième variable de sortie qui est la norme du carré de flux rotorique, on dérive deux fois cette sortie, nous aurons [84, 94]:

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x).V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x).V_{s\beta} \quad (3.40)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) = & \frac{2}{T_r} M \phi_{r\alpha} f_1(x) + M \phi_{r\beta} f_2(x) + (-2\phi_{r\beta} + M I_{s\alpha}) f_3(x) \\ & + (-2\phi_{r\alpha} + M I_{s\beta}) f_4(x) \end{aligned} \quad (3.41)$$

Ceci donne

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) = & -\frac{2}{T_r} M \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{3M}{T_r} \right) (I_{s\alpha} \phi_{r\beta} + I_{s\beta} \phi_{r\alpha}) + \left(\frac{2M^2}{\sigma T_r^2 L_s L_r} + \frac{4}{T_r^2} \right) (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) + \\ & + \frac{2\Omega p M}{T_r} (I_{s\alpha} \phi_{r\beta} - I_{s\beta} \phi_{r\alpha}) + \frac{2M^2}{T_r^2} (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

Les fonctions de Lie sont données par (voir l'annexe D):

$$\begin{cases} L_{g1} L_f h_1(x) = \frac{\partial L_f h_1(x)}{\partial x} g_1(x) = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} \\ L_{g2} L_f h_1(x) = \frac{\partial L_f h_2(x)}{\partial x} g_2(x) = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (3.43)$$

De ce qui précède le degré relatif du la vitesse rotation est $r_1 = 2$ et celui de la norme du carré de flux rotorique est $r_2 = 2$, alors la somme des degrés relatifs de la vitesse et du flux est inférieure au degré $n=5$ du système étudié (équation (3.28)) donc nous obtenons une dynamique d'ordre 1 ($n-r=5-4$) rendue non observable nous pouvons effectuer le changement des coordonnées (difféomorphisme) suivant [3, 54, 93]:

$$\begin{cases} z_1 = y_1 = h_1(x) \\ z_2 = L_f h_1(x) \\ z_3 = y_2 = h_2(x) \\ z_4 = L_f h_2(x) \\ \vdots \\ z_5 = y_3 = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \end{cases} \quad (3.44)$$

Notons que le choix de la variable Z_5 est arbitraire. Pour notre cas et pour plus de précisions sur la position de flux rotorique cette variable représente l'angle du flux rotorique ce dernier variable est nécessaire pour assurer une transformation de Park précisée. Le modèle dynamique du moteur asynchrone d'équation (3.28) s'exprime dans les nouvelles coordonnées par [54]:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{y}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{z}_2 = \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) V_{s\alpha} + L_g L_f h_1(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_3 = \dot{y}_2 = L_f h_2(x) \\ \dot{z}_4 = \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_g L_f h_2(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_5 = \dot{y}_3 = L_f h_3(x) \end{cases} \quad (3.45)$$

A partir de l'équation précédente le système d'équation (3.28) accepte une linéarisation entrée-sortie. Les dérivées de sorties sont données par [94]:

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1(x) \\ \ddot{y}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

La matrice de découplage $D(x)$ est donnée par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} & \frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Pour déterminer la loi de commande linéaire, il faut que la matrice $D(x)$ soit inversible, donc on notera qu'il est nécessaire que son déterminant donné par l'équation (3.48) soit non nul :

$$\det D(x) = 2 \cdot \frac{PM^2}{(L_s \cdot \sigma)^2 \cdot T_r \cdot L_r \cdot J} \cdot (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \neq 0 \quad (3.48)$$

Donc pour assurer la condition précédente, il est nécessaire que la machine présente une aimantation rémanente $(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \neq 0$.

La dynamique de l'angle du flux rotorique z_5 est rendue observable par le retour d'état linéarisant elle est déduite par :

$$\dot{z}_5 = \ddot{y}_3 = P\Omega + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{(\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha})}{\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2} = Pz_1 + \frac{R_r}{Pz_3} (Jz_2 + Cr) \quad (3.49)$$

En se basant sur la relation d'autopilotage de la machine asynchrone ($\omega_g = \omega_s - \omega$), représentée par la différence entre la vitesse du champs magnétique et la vitesse angulaires rotorique ($\dot{z}_5 - p\Omega$), on trouve la vitesse de glissement exprimée par :

$$\dot{z}_5 - P\Omega = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{(\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha})}{\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2} = \frac{R_r}{P} \frac{C_e}{\phi_r^2} \quad (3.50)$$

On suppose que le flux rotorique de la machine est non nul, donc le déterminant de la matrice $D(x)$, La matrice $D(x)$ est inversible. Dans ce cas on peut tirer le vecteur $[V_{sa}, V_{sb}]^T$ de l'équation (3.46):

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} = [D(x)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

La relation précédente de la loi de commande non linéaire, montre une relation qui relie les nouveaux vecteurs de commande (v_1, v_2) aux vecteurs d'entrée (V_{sa}, V_{sb}) , par la matrice de découplage $D(x)$, on peut dire que cette technique de commande est découplée [54, 84].

Les nouveaux vecteurs de commande (v_1, v_2) sont donnés par :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 = \ddot{y}_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 = \ddot{y}_2 \end{cases} \quad (3.52)$$

On remplace (3.49) et (3.52) dans (3.45), le système devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v_1 \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = v_2 \\ \dot{z}_5 = Pz_1 + \frac{R_r}{Pz_3} (Jz_2 + C_r) \end{cases} \quad (3.53)$$

Dans le but d'avoir un système découplé avec une bonne poursuite de trajectoire de références avec un rejet de perturbation, les vecteurs de commande v_1 et v_2 sont choisis comme suite [84][93]:

$$\begin{cases} v_1 = -k_{11}(\Omega - \Omega^*) - k_{12} \left(\frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} - \dot{\Omega}^* \right) + \ddot{\Omega}^* \\ v_2 = -k_{21}(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 - \phi_r^{*2}) + k_{22} \left(\frac{2}{T_r} (M(\phi_{r\alpha} I_{s\beta} + \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)) - \phi_r^{*2} \right) + \phi_r^{*2} \end{cases} \quad (3.54)$$

Les coefficients (k_{11}, k_{12}) et (k_{21}, k_{22}) sont des constants à déterminer de sorte que le système découplé d'ordre 2 suivant :

$$\begin{cases} \ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}^* = -k_{11}(\dot{\Omega} - \dot{\Omega}^*) - k_{12}(\Omega - \Omega^*) \\ \ddot{\phi}_{r\alpha}^2 + \ddot{\phi}_r^{*2} = -k_{21}(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_r^{*2}) + k_{22}(\phi_r^2 - \phi_r^{*2}) \end{cases} \quad (3.55)$$

En boucle fermée l'erreur de poursuite est donnée par :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{11}\dot{e}_1 + k_{12}e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22}e_2 = 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

Les erreurs des variables de sortie sont définies par :

$$\begin{cases} e_1 = \phi_r^* - \phi_r \\ e_2 = \Omega^* - \Omega \end{cases} \quad (3.57)$$

Les coefficients k_{ij} sont choisis tels que les deux polynômes $s^2 + k_{11}s + k_{12}$ et $s^2 + k_{21}s + k_{22}$ possèdent des racines à partie réelle négative. Pour maintenir le flux constant, pour un système bouclé du second ordre, on choisit $k_{11} = 2\zeta.\omega_0$ et $k_{12} = \omega_0^2$.

La figure 3.5, montre la structure de la loi de commande par retour d'état linéarisant qui relie les nouveaux vecteurs de commande (v_1, v_2) aux vecteurs physiques $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ [94].

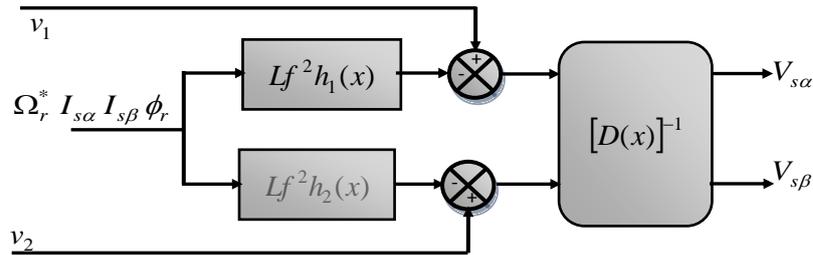


Fig.III.5 Structure de la technique de commande proposée

On peut conclure que l'application de la technique de commande non linéaire à la MAS, nous a permis de décomposer le modèle non linéaire de la MAS en deux sous-systèmes linéaires, mono-variables découplés où le contrôle des variable de sortie sera indépendant sans aucune orientation de flux rotorique, contrairement à la commande vectorielle.

Enfin, la structure générale de la technique de commande non linéaire de la machine asynchrone est présentée par figure 3.6.

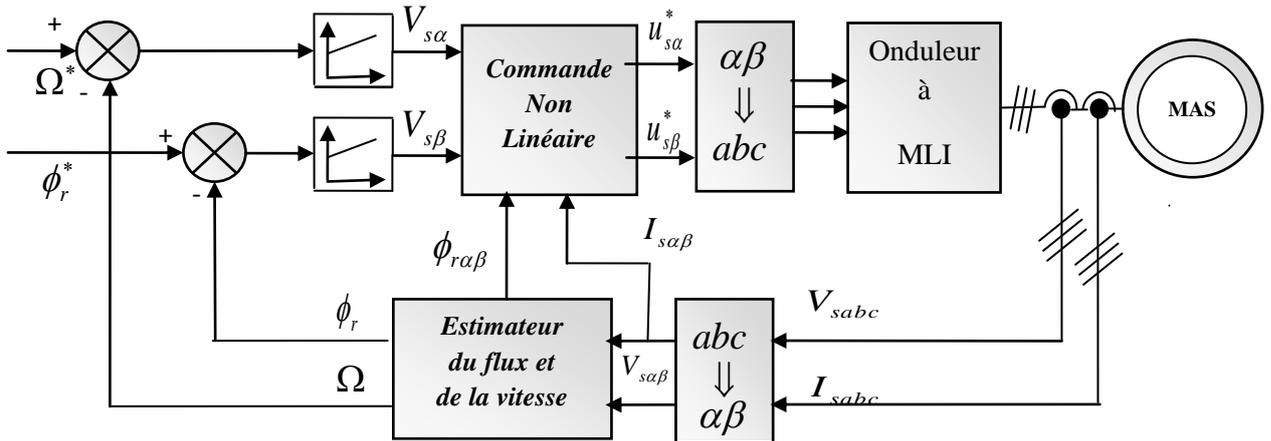


Fig. III.6 Commande non linéaire en tension de la MAS. [54]

III.2.3 Résultats de simulation

Pour valider la robustesse de la commande non linéaire de la MAS, on présente des tests de simulation numérique, pour différents régimes de fonctionnement à savoir l'inversion du sens de rotation de vitesse de rotation, en présence d'une variation de la charge et de la résistance rotorique. Les résultats obtenus sont donnés par les figures suivantes :

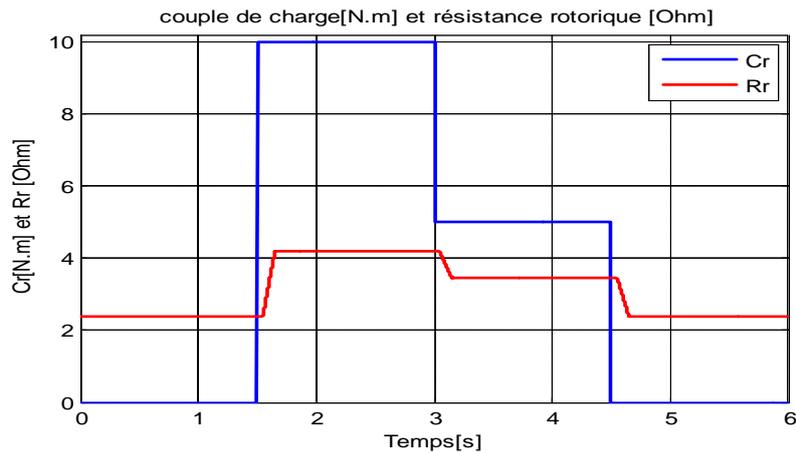


Fig. III.7 Résistance rotorique, Couple de charge

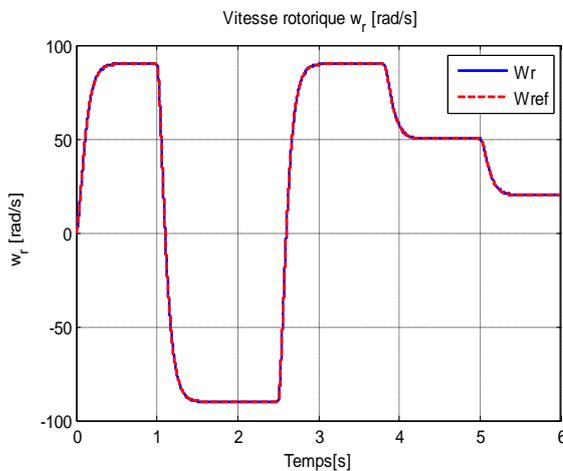


Fig.III.8.a Vitesse rotorique

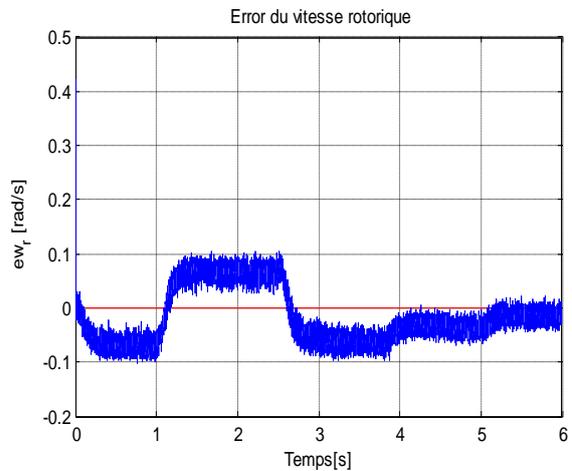


Fig.III.8.b Erreur de vitesse rotorique

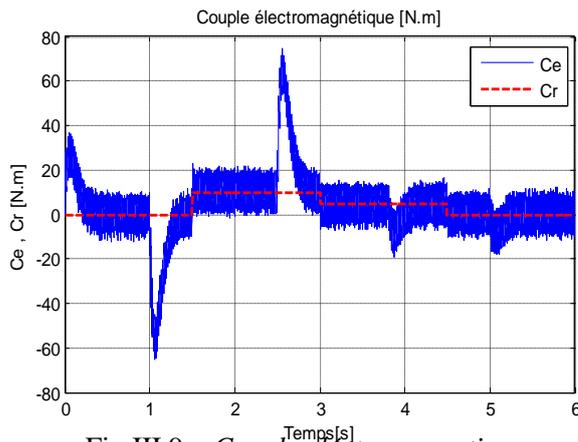


Fig.III.9 Couple électromagnétique

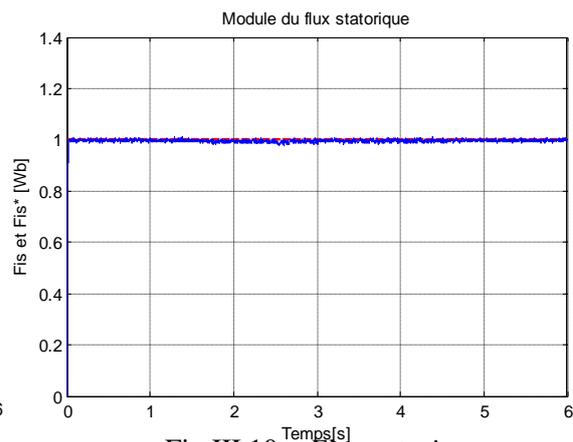


Fig.III.10 Flux rotorique

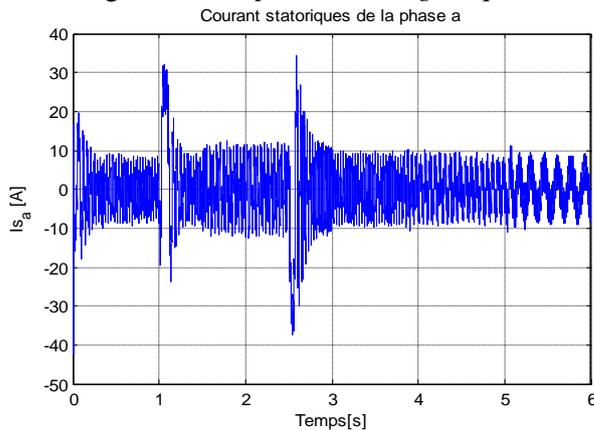


Fig.III.11.a Courant statorique

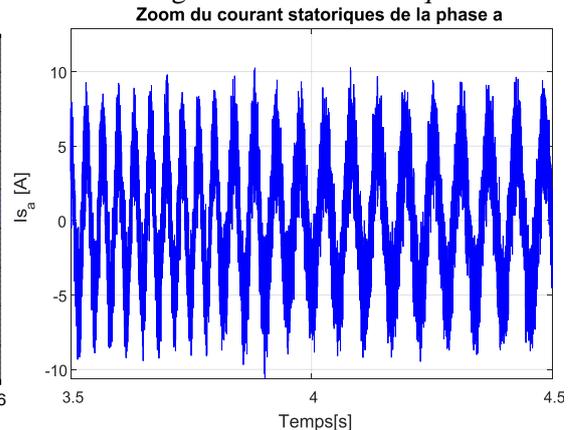


Fig.III.11.b Zoom courant statorique

Interprétation des résultats de simulation

D'après la figure III.8.a, on remarque que pour les deux régimes transitoire et permanent la robustesse de la commande est bien réalisée face aux variations de la résistance rotorique et du couple de charge, car la vitesse rotorique de la machine asynchrone suit parfaitement la vitesse de référence, même aux instants de l'inversion de sens de rotation et aux faibles valeurs de vitesse de rotation, ce qui est bien montré sur la figure III.8.b, où l'erreur de la vitesse est presque nulle.

La figure III.9, montre que le couple présente des pics au démarrage de la MAS et aux instants de l'inversion de sens de rotation due à la dynamique de démarrage de la MAS après ces instants le couple rattrape le couple de charge dans une enveloppe déterminé par le choix des comparateurs à hystérésis de la MLI.

Le flux rotorique de la machine présente un régime transitoire très rapide car, il atteint le régime permanent avec un temps de réponse très faible, voir la figure. III.10, on remarque aussi à partir de cette figure que le flux rotorique est bien contrôlé et il n'est pas affecté par les variations de la vitesse, de la charge et de la résistance rotorique ce qui montre le découplage exact obtenu par la commande linéarisante.

La forme du courant statorique est sinusoïdale bruitée voir la figure III.11.a, dans les régimes transitoires correspond au démarrage et aux inversions de sens de rotation de la vitesse, le courant garde des valeurs respectable et proche de la valeur du courant nominal se qui est bien montré par la figure III.11.b.

Finalement en conclure, que la commande non linéaire, nous permis de résoudre le problème de la perte de découplage face aux variations paramétrique de la MAS avec rejet de perturbations, ce qui montre la bonne robustesse de la commande non linéaire par rapport à la commande vectorielle.

III.3 Commande par mode glissant

III.3.1 Introduction

La commande par mode glissant traduite de l'anglais *Sliding Mode Control*(SMC), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable (*VSC : Variable Structure Control*) [5, 62]. Cette technique de commande a été développée en 1967 à partir des travaux théoriques du chercheur Soviétique Emelyanov, apparue au début des années soixante, elle n'a été diffusée en dehors de ce pays au milieu des années 1970, grâce à un papier de d'Utkin en 1974 et le livre d'Itkis en 1976 [95,96,97].

Par la suite, de nombreux travaux de recherche ont été déclenchés dans plusieurs équipes de recherche au état unis par J.J.Slotine et au Japon par Young, Harashima, et Hashimoto, pour but de compléter l'étude théorique d'un côté et d'appliquer cette technique aux systèmes physiques d'un autre côté, [107], les résultats obtenus par ces travaux de recherche montrent les bonnes performances de la commande par mode glissant le seule problème qui a été signalé est celui des oscillations causés par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande [96].

En 1980 et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et de l'informatique et vue sa simplicité la commande par mode glissant est devenue l'une des approches la plus attractive dans le domaine de commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [62,98].

Les résultats des travaux de recherche publiés à travers les études théoriques rapportées sur la commande par mode glissant, montrent sa robustesse et son efficacité dans plusieurs domaines d'application telle que la robotique et les moteurs électriques, prouvé par les articles suivants [99, 100, 101, 102, 103]... etc.

III.3.2 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable :

La commande par mode glissant ou commande à structure variable appartient à la famille des commandes non linéaires. Le principe de base de cette technique de commande est d'amener les états du système pour atteindre une surface de glissement S (Sliding Surface) prédéfinie et de la faire glisser autour de celle-ci à l'aide d'une logique de commutation appropriés jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement ce qui est bien montré sur la figure (III.12). Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système devient robuste face aux perturbations externes et aux variations paramétrique du processus a contrôlé [1, 62].

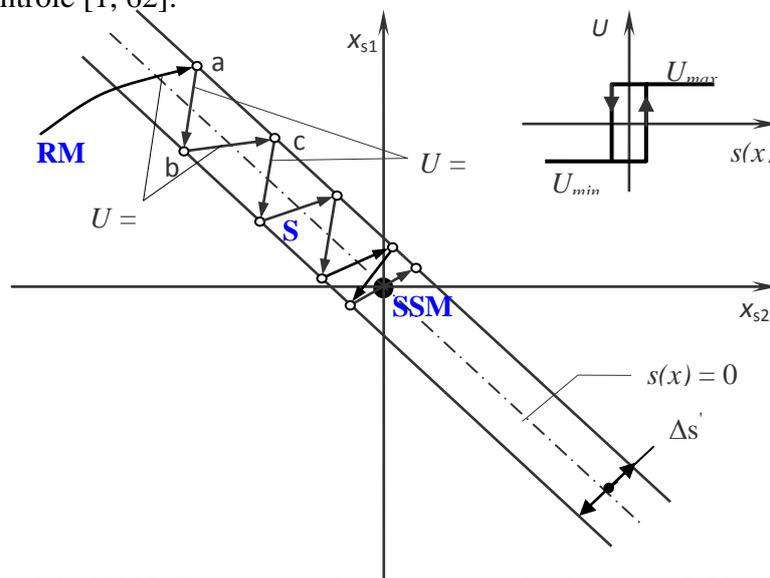


Fig. III.12 Trajectoire d'état en régime de glissement [107].

La réponse du système à la commande par mode glissant passe en général par les trois modes suivants [1, 104] :

- ❶ *Mode d'atteinte ou de convergence (Reaching Mode, RM)* : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ❷ *Mode de glissement (Sliding Mode, SM)* : c'est le mode durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phases. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y) = 0$.
- ❸ *Mode du régime permanent (Steady-State Mode, SSM)* [5] : pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre qui est origine du plan de phase, on doit ajouter ce mode, qui permet de bien caractériser la qualité et les performances obtenus de la commande.

III.3.3 Représentation des systèmes de commande par mode glissant

Dans le système à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut distinguer trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes [105, 106].

- ❖ Structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.
- ❖ Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.
- ❖ Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

III.3.3.1 Structure de commutation par contre réaction d'état variable

Dans ce cas la tension de commande U_{cm} qui acquies l'organe de commande ce change rapidement entre deux variables U_{cm1} et U_{cm2} , voir la Figure III.13, donc pour cette structure le vecteur d'état est représentée soit par $-K_1$ ou par $-K_2$. Suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande U_{cm} est donnée par [102]:

$$U_{cm} = \begin{cases} U_{cm1} = -k_1^T x & \text{pour } s(x) > 0 \\ U_{cm2} = -k_2^T x & \text{pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.54)$$

$k_{1,2}^T$: Gains du retour d'état.

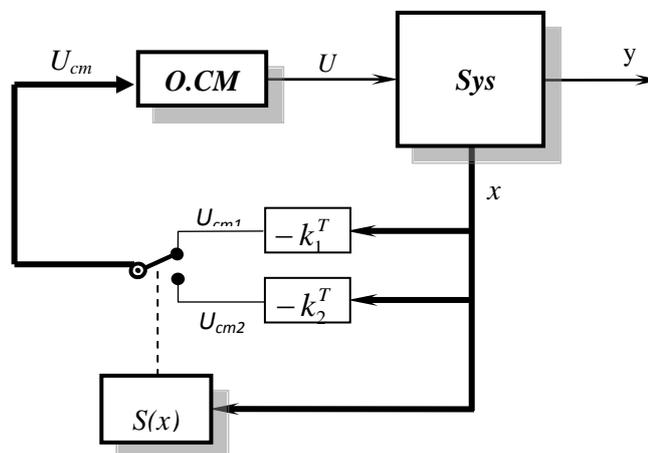


Fig. III.13 Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

Avec : **O.C.M** est l'organe de commande, **S** est le système à commander, $s(x)$ est la surface de glissement, U_{cm} est la tension de commande, x est le vecteur d'état global de dimension n .

III.3.3.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Dans ce cas l'organe de commande est en état de basculement entre deux valeurs U_{max} et U_{min} . Avec une commutation imposée donnée par:

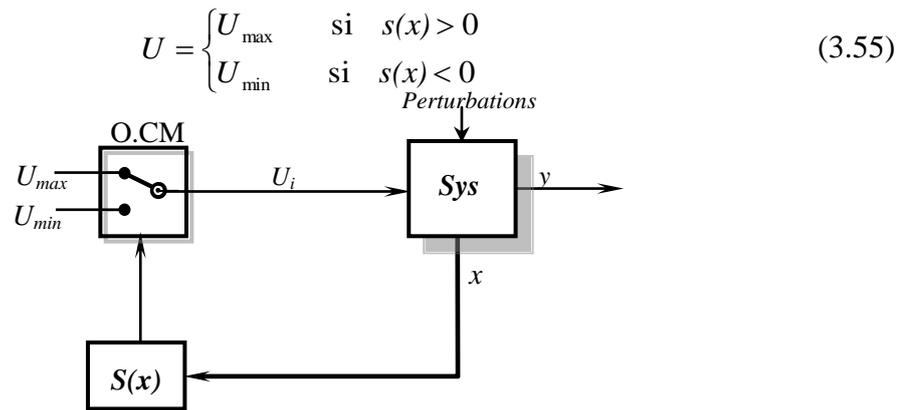


Fig.III.14 Système de réglage par commutation au niveau de l'organe de commande.

Ce système de réglage est traditionnel il correspond à un fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs. La commande associée à cette structure est la plus utilisée dans plusieurs domaines d'application industrielle telle que les variateurs de vitesse [106].

III.3.3.3 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Pour bien pré-positionner l'état futur du système (c'est la valeur désirée du système en régime permanent) on doit ajouter la commande équivalente à l'organe de commande, comme il est montré sur la figure suivante [105] :

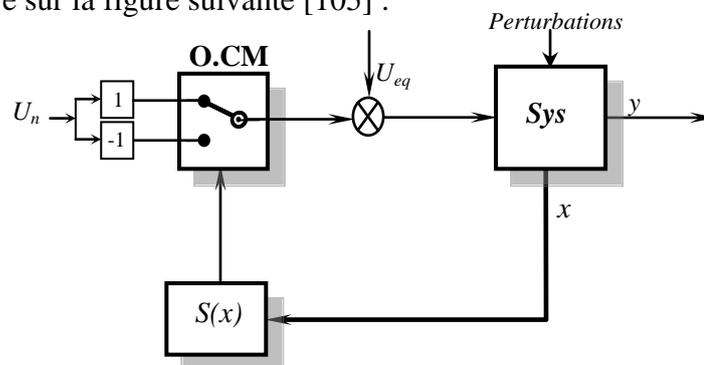


Fig. III.15 Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

La convergence des trajectoires d'état du système vers l'état désiré est garantie par le terme de commande U_n et assure son maintien, où la loi de commande dans ce cas est donnée par les états de l'équation suivante [106]:

$$U = \begin{cases} U_{eq} + U_n & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{eq} - U_n & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

Cette structure de commande est caractérisée par sa simplicité de mise en œuvre, elle permet pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, à l'aide d'une commande équivalente, où la convergence vers cet état est assurée par action sur le terme de commutation [98].

Pour notre étude dans ce qui notre travail est focalisé sur la mise en œuvre de cette configuration.

III.3.4 Bases théoriques de la commande par mode glissant

La conception d'une commande par mode glissant contient d'une façon systématique les problèmes de stabilité et des performances désirées. Les condition nécessaires pour la mise en œuvre de cette stratégie de commande sont [5, 107]:

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

III.3.4.1 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement une expression linéaire ou non linéaire à paramètres constants ou variables dont les composantes sont représentées par des relations algébriques entre les variables d'état du système [1], parmi les avantages de la technique de commande par mode glissant est la liberté du choix de la surface de glissement, ce choix concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme [5].

Pour un système défini par l'équation d'état non linéaire (3.57), le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.57)$$

Où : $x \in R^n$ et $u \in R^m$, le nombre de surfaces S choisit est égal au nombre m d'entrées u du système.

La surface de glissement est un paramètre essentiel pour la mise en œuvre de la commande par mode glissant, elle représente le comportement dynamique désiré du système, où la variable que l'on veut contrôler glisse à l'intérieur de cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Il existe différentes formes de surface de glissement dans la littérature, où chacune une d'elle présente ces performances selon l'application désirée [5]. Pour ce qui concerne la forme non linéaire de la surface, J.J. Slotine a proposé une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence de la variable à contrôlé vers sa valeur désirée [107].

Pour chaque variable à contrôlé il lui associe une surface de glissement donnée par:

$$S_i(x_i) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{r-1} \cdot e_i(x_i) \quad / \quad i = 1 \dots m \quad (3.58)$$

Avec : $e_i(x) = x_i - x_{i_{ref}}$: c'est l'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ_i : est une constante positive.

r : c'est le degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande (le plus petit entier positif tel que $\frac{\partial S}{\partial u} \neq 0$) [1, 112].

$$\begin{aligned} r=1 &\Rightarrow S(x) = e(x) \\ \text{Alors que pour : } r=2 &\Rightarrow S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x) \\ r=3 &\Rightarrow S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \end{aligned} \quad (3.59)$$

L'objectif principale de la commande par mode glissant est de maintenir la surface de glissement à zéro $S(x) = 0$. Pour un choix adéquat du gain, l'unique solution de cette dernière équation différentielle linéaire est $e(x) = 0$, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [109].

↳ *Remarque :*

Pour un système multi-variable ayant m commandes, la surface de glissement le choisit

comme suite [107]:

$$S(x) = \begin{pmatrix} S_1(x) \\ \vdots \\ S_m(x) \end{pmatrix} \quad (3.59)$$

La dynamique réduite sur $S(x)$ sera donc de dimension $(n-m)$, avec n est l'ordre du système.

III.3.4.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions d'existence de la 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. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence [62].

☞ *La condition directe de commutation*

La condition directe de commutation, est la première condition. Elle a été proposée et étudiée par les chercheurs soviétiques Emilyanov et Utkin, pour but de donner à la surface de glissement une dynamique convergente vers zéro. Elle est définie par l'expression suivante [97, 107]:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.60)$$

Cette condition peut être reformulée autrement par l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (3.61)$$

Cette inégalité, est connue comme une condition d'existence, elle nous permet de déterminer les paramètres de réglage afin de résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable [107].

☞ La fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commutation est choisie de façon à décroître la fonction $\dot{V}(x) < 0$ [98]. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à régler vers la valeur désirée afin de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Pour le cas mono-variable, nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [104]:

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (3.62)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.63)$$

Pour que la fonction $V(x)$ décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (3.61) est vérifiée [107]. Ce qui montre que la stabilité et la dynamique du système sur la fonction scalaire $S(x)$ choisie précédemment dépendent seulement des paramètres de la surface de glissement choisie, ce qui signifie que les lois de commande sont invariantes par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande [93].

Le système est dit en mode glissant si la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, et cela jusqu'à ce qu'il arrive à l'état d'équilibre. Les gains de réglage des contrôleurs par mode glissant sont déterminés à partir de (3.61 et 3.63) permet aussi de déterminer les gains de réglage des contrôleurs par mode glissant [1, 107].

III.3.4.3 Détermination de la loi de commande

La dynamique du système est indépendante de la loi de commande lorsque le régime glissant est atteint, afin de maintenir les conditions de glissement, c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande [5].

Dans notre cas, la structure de commutation choisie est celle de la commande équivalente détaillée dans la partie (III.3.3.3). Cette commande est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface $S(x)$. Dans ces conditions la commande est écrite comme suit [97]:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_n \quad (3.64)$$

\mathbf{u}_{eq} : Terme qui correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle est calculée directement en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S}(x) = 0$.

\mathbf{u}_n : Terme qui correspond loi de commande de commutation ou discontinue, il est introduit pour satisfaire la condition de convergence, il garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Ainsi, comme le montre la Figure III.16, la commande est discontinue et commutée à fréquence élevée entre U_{max} et U_{min} et U_{eq} n'est en fait que la valeur moyenne de ce signal discontinu modulé en largeur [107].

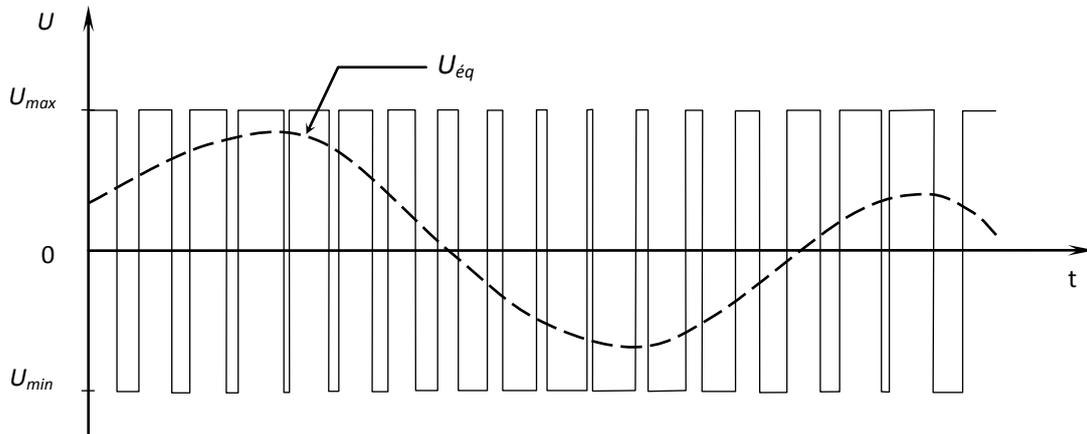


Fig.III.16 Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} [107].

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

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.65)$$

La substitution de (3.57) et (3.64) dans (3.65), donne, [107]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x) + g(x)u_{eq}\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x)u_n\} \quad (3.66)$$

Pendant les régimes de glissement et la phase du régime permanent, on détermine la commande équivalente, où la surface et sa dérivée sont nulles ($S(x)=0, \dot{S}(x)=0$), la partie discontinue et aussi nulle $u_n=0$, Dans ces conditions la solution de l'équation

$$(3.66) \text{ est alors comme suite [1]: } u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right\} \quad (3.67)$$

$$\text{Avec la condition de transversalité : } \det \left[\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \right] \neq 0 \quad (3.68)$$

Pendant le mode de convergence, si on remplace la commande équivalente de l'équation (3.67) par son expression dans l'équation (3.66), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface de glissement [5, 107]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x)u_c\} \quad (3.69)$$

La commande discontinue est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition d'existence $\dot{S} \cdot S < 0$, sera défini comme suit :

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x)u_c\} < 0 \quad (3.70)$$

Afin de la satisfaire la condition de convergence (3.61), le signe de u_c doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} g(x)$, pour cela, la forme la plus simple que peut prendre la commande

discrète est celle d'un relais représenté par la fonction « *signe* » abrégée « *sign* » (figure 3.16) [93] :

$$u_c = -g^{-1} \cdot k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.71)$$

Où k est une constante strictement positive (gain de glissement), [107].

La fonction Signe est représentée par la figure suivante :

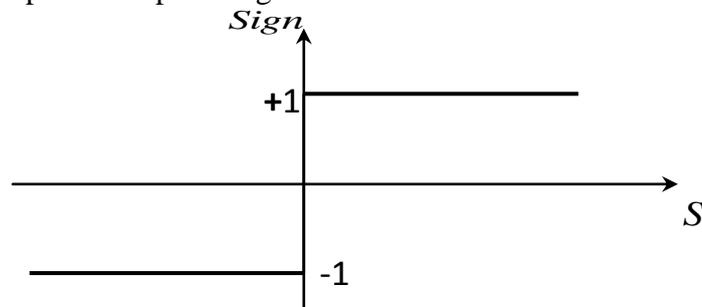


Fig. III.17 Représentation de la fonction 'Signe'.

Et la présentation mathématique de l'équation $\text{sign}(S(x))$ donnée comme suit :

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} +1 & \text{si } s(x) > 0 \\ -1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.72)$$

III.3.5 Application de la commande à la machine asynchrone

Après avoir présenté un rappel sur la théorie de la commande par mode glissant ainsi que leur principe base, dans la partie qui suit on essaye d'appliquer cette structure de commande pour contrôler le flux rotorique et la vitesse de la machine asynchrone, pour but de résoudre les problèmes de la non linéarité du modèle de la machine asynchrone et avoir un découplage exacte entre le flux et le couple de la machine même en présence des variations paramétrique de la MAS.

III.3.5.1 Choix des surfaces de glissements

Pour appliquer la commande par mode glissant de la MAS, on choisit les variables à contrôler, le flux rotorique et la vitesse comme étant les variables de sortie, alors l'équation du vecteur de sortie exprimée précédemment (3.33) sont comme suit :

$$y(x) = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_r \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Par le biais de la dérivée de Lie calculé dans la technique précédente dans (3.36 et 3.40), le degré relatif du flux est $r_1 = 2$ et celui de la vitesse est $r_2 = 2$, alors les surfaces de glissement de la relation (3.58) peuvent être déterminées de la manière suivante[93] [107] :

$$\begin{cases} S_1 = \lambda_1 \cdot e_1 + \dot{e}_1 \\ S_2 = \lambda_2 \cdot e_2 + \dot{e}_2 \end{cases} \quad (3.74)$$

λ_1 et λ_2 : sont des gains positifs.

$$\text{Avec:} \quad \begin{cases} e_1 = \phi_r - \phi_{ref} \\ e_2 = \Omega - \Omega_{ref} \end{cases} \quad (3.75)$$

En remplaçant les relations (3.75) et (A.62) dans (3.74) en aura :

$$\begin{cases} S_1 = \lambda_1 \cdot (\phi_r - \phi_{ref}) + a_{31} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + 2 \cdot a_{33} \cdot \phi_r - \dot{\phi}_{ref} \\ S_2 = \lambda_2 \cdot (\Omega - \Omega_{ref}) + \mu \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{c_r}{J} \cdot \Omega - \frac{f}{J} \cdot \Omega - \dot{\Omega}_{ref} \end{cases} \quad (3.76)$$

III.3.5.2 Détermination de la loi de commande en vérifiant les conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement de ces deux grandeur à contrôlé soient nulles. L'équation (3.76) devient :

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\phi_r - \phi_{r_ref}) + \lambda_2 \cdot (\phi_r - \phi_{r_ref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Omega - \Omega_{ref}) + \lambda_1 \cdot (\Omega - \Omega_{ref}) = 0. \end{cases} \quad (3.78)$$

Alors, pour que les surfaces de glissement s'annulent, il faut que la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs références Ω_{ref} et ϕ_{fer} , donc il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante. Par conséquent, la réalisation d'un mode glissant est conditionné par la vérification par la relation d'attractivité de Lyaponov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle de l'invariance ($\dot{S}_i = 0$), ce dernier est défini comme suit [93, 107]:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = 2 \cdot (\lambda_1 \cdot a_{33} + 2 \cdot a_{33}^2 + a_{31} \cdot a_{13}) \cdot \phi_r + (\lambda_2 \cdot a_{31} + 3 \cdot a_{33} \cdot a_{31} + a_{11} \cdot a_{31}) \cdot f_1 \\ \quad - (a_{31} \cdot a_{34}) \cdot f_2 + a_{31}^2 \cdot f_3 - \lambda_1 \cdot \dot{\phi}_{rref} - \ddot{\phi}_{rref} + b_{11} \cdot a_{31} \cdot (x_3 \cdot V_{s\alpha} + x_4 \cdot V_{s\beta}) \\ \dot{S}_2 = \mu \cdot (\lambda_1 + a_{33} + a_{11}) \cdot f_2 - \lambda_2 \cdot \frac{c_r}{J} \cdot \mu \cdot a_{34} \cdot x_5 \cdot f_1 + -(a_{34} \cdot a_{14} \cdot \mu) \cdot \phi_r \\ \quad - \lambda_2 \cdot \dot{\Omega}_{r_ref} - \ddot{\Omega}_{r_ref} + b_{11} \cdot \mu \cdot (x_3 \cdot V_{s\alpha} - x_4 \cdot V_{s\beta}) \end{cases} \quad (3.79)$$

tels que :

$$\begin{cases} f_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ f_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ f_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (3.80)$$

Le système (3.79) peut être réorganisé sous forme matricielle comme suit:

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (3.81)$$

avec:
$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} ; \quad D = \begin{bmatrix} -b_{11} \cdot x_4 & b_{11} \cdot x_3 \\ b_{11} \cdot k \cdot x_3 & b_{11} \cdot k \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyaponov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir :

$$\dot{S} = -k \cdot \text{Sign}(S) \quad (3.82)$$

En égalisant (3.81) et (3.82) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot k \cdot \text{Sign}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (3.83)$$

D'après l'équation (3.64) la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_n \quad (3.84)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_n = -D^{-1} \cdot k \cdot \text{Sign}(s) \end{cases} \quad (3.85)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D soit réversible, alors:

$$b_{11}^2 \cdot (x_3^2 + x_4^2) \neq 0 \quad (3.86)$$

Avec :

$$\begin{cases} x_3 = \phi_{rd} \\ x_4 = \phi_{rq} \end{cases}$$

Le déterminant est non nul, donc, la matrice D est réversible, sauf si $b_{11}^2 = 0$ où $b_{11} = \frac{1}{L_s \sigma}$ et à l'arrêt du moteur le courant est nul donc le flux s'annule, de là il faut prévoir les conditions initiales des flux au démarrage.

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale il faut choisir

λ_1 et λ_2 suffisamment grand, critère de convergence, en a alors :

$$\begin{cases} \lambda_1 > |F_1| \\ \lambda_2 > |F_2| \end{cases} \quad (3.87)$$

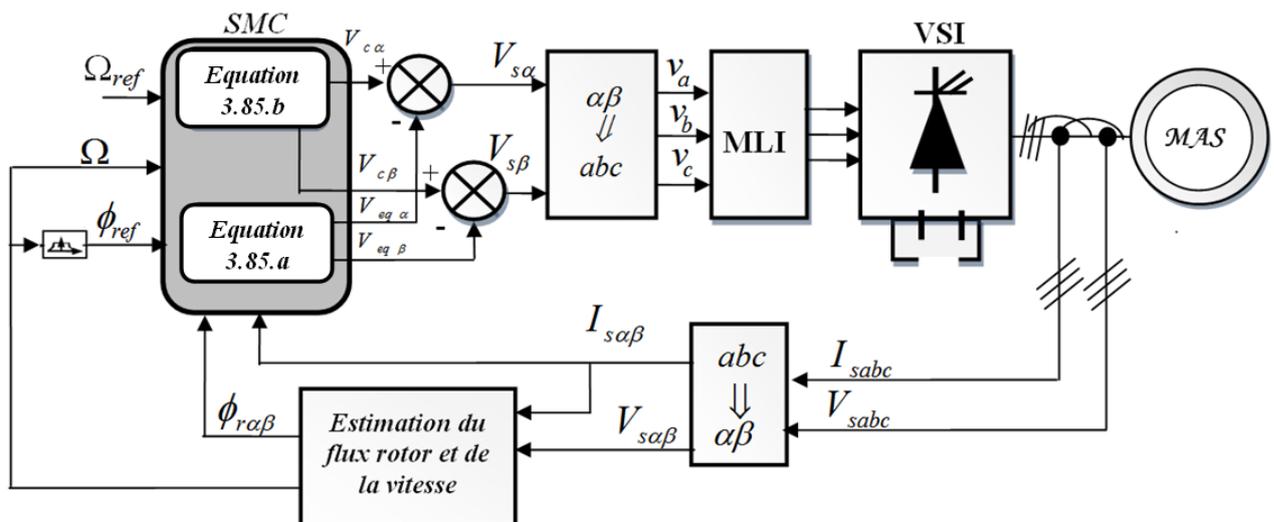


Fig. III.18 Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MAS [93].

III.3.6 Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MAS

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant appliquée à MAS, le réglage de la vitesse et du flux est maintenu, on applique les mêmes testes approuvé pour la commande linéarisation E/S, c'est-à-dire inversion du sens de rotation et variation de la résistance rotorique, du couple de charge et de la vitesse. Les résultats de simulation de la mise en œuvre de la commande par mode glissant de la MAS sur l'interface Simulink du logiciel Matlab sont les suivants :

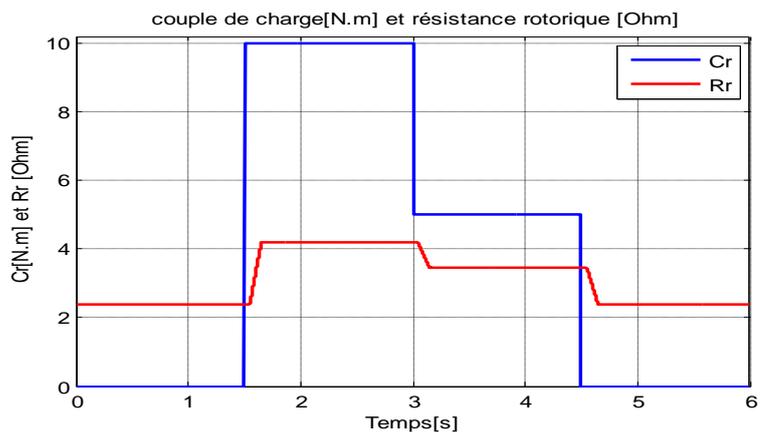


Fig. III.19 Résistance rotorique, Couple de charge

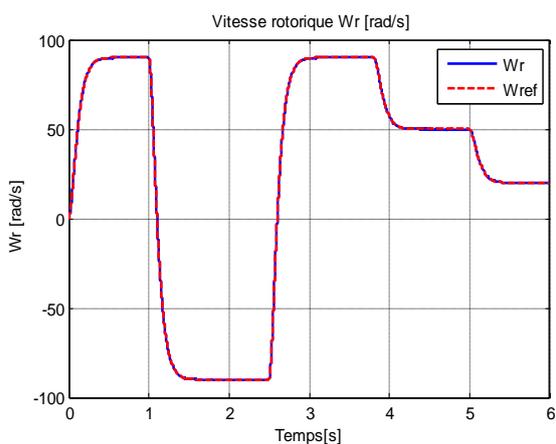


Fig.III.20.a Vitesse rotorique

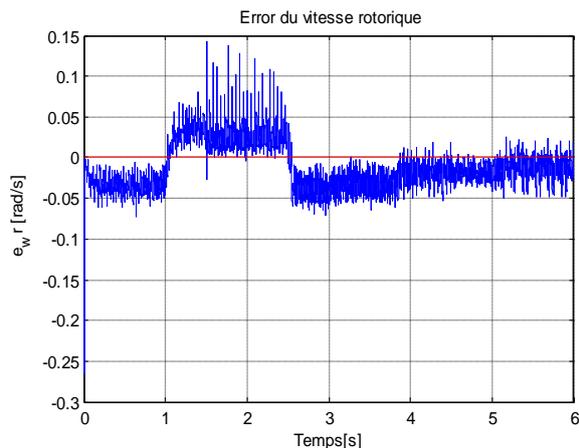


Fig.III.20.b Erreur de vitesse rotorique

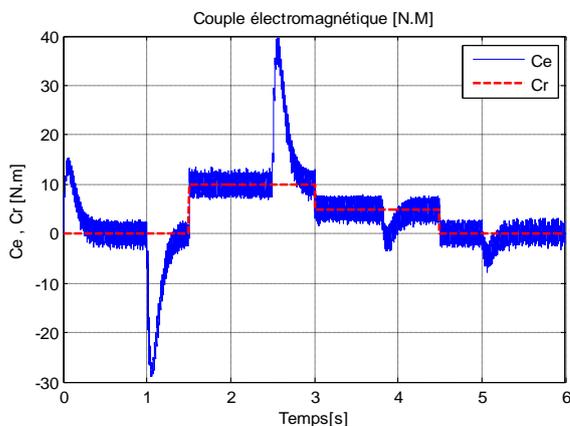


Fig.III.21 Couple électromagnétique

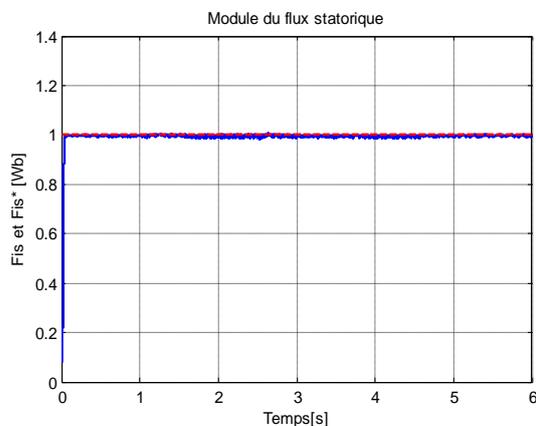


Fig.III.22 Flux rotorique

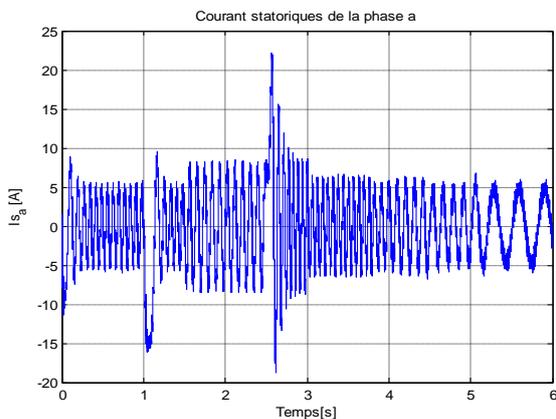


Fig.III.23.a Courant statorique

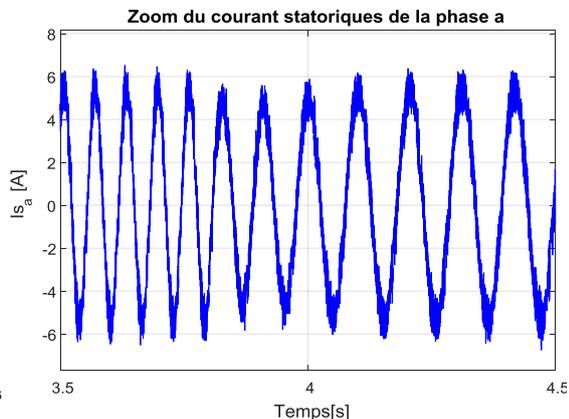


Fig.III.23.b Zoom courant statorique

Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats obtenus, on remarque que la poursuite de la vitesse de rotation est presque similaire que celle obtenu par la commande par linéarisation entrée sortie, où la vitesse suit parfaitement sa référence la figure III.20.a, Mais l'erreur de la vitesse est meilleure que ce dernier comme le montre la figure III.20.b.

Le couple électromagnétique est bien contrôlé, sa repense est bien améliorée, puisque aux instants de la variation et de l'inversion de vitesse de rotation le couple présente des pics de (-30Nm et 40Nm) inférieures à ceux obtenus par la commande par linéarisation entrée (-60Nm et 60Nm) voir la Figure III.21.

Le flux rotorique coïncide avec le flux de référence, il n'est pas affecté par les inversions de sens de rotation vitesses, les variations de la résistance rotorique et du couple charge voir la Figure III.22, ce qui montre le découplage exacte entre le couple et le flux.

La forme du courants statorique à une forme sinusoïdale moins bruitée, lors de l'inversion du sens de rotation les appels de courant (-15A et 20A) figure III.23.a, inférieur à ceux obtenus par la commande par linéarisation entrée (30A et -40A) figure III.11.a.

En conclusion nous constatons que les poursuites de trajectoire du couple, du flux rotorique et du courant statorique obtenues par la commande par mode glissant sont bien améliorées que celles obtenues dans la commande par linéarisation entrée sortie.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté deux types de commande avancée, la première est la commande par linéarisation entrée sortie et la deuxième la commande par mode glissant ces stratégies de commande ont été abordées pour but d'améliorer les poursuites des trajectoires toute en maintenant le découplage et la stabilité du système.

D'après les bonnes poursuites des trajectoires observées par les résultats de simulation de la mise en œuvre de ces deux stratégies de commande, on peut conclure que la commande linéarisation par retour d'état et la commande par mode glissant montrent des performances dynamiques meilleurs que celles des commandes classiques, mais les résultats de la commande par mode glissant sont bien meilleurs. Pour ce là, cette dernier est choisi pour l'appliquée à la génératrice asynchrone double alimentation dans le dernier chapitre, mais avant ça nous présentant un petit aperçus sur les systèmes éoliennes dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

*Généralités sur les systèmes
éoliens*

Chapitre IV

IV.1 Introduction

Actuellement la vision ancienne pour la production d'électricité a été orientée en urgence vers l'exploitation des ressources d'énergies renouvelables qui vont prendre la base d'autres ressources fossiles afin de répondre aux exigences actuelles [108].

Dans ce contexte plusieurs travaux de recherche ont été entamés dans différentes laboratoires de recherches afin d'exploiter ces ressources en énergie qui sont pratiquement inépuisables, propres et plus économiques en exploitant bien les éléments de la nature comme l'eau, le soleil et le vent [7].

La production d'électricité par des sources d'énergie éoliennes est l'énergie qui a connu une croissance la plus rapide par rapport aux autres sources d'énergies renouvelables. Grâce à cette grande croissance et vu les contraintes environnementales demandées, l'énergie éolienne est la plus utilisée au niveau mondiale pour produire de l'électricité propre à court et à moyen termes.

L'avenir de l'électricité généré par des éoliennes passe par une implantation des champs d'éoliennes en mer, loin des côtes pour ne pas gâcher le paysage où plusieurs gouvernements ont été engagés dans ce projet de production tel que le Danemark est à la pointe des expériences dans ce domaine. Il possédait en 2003 les trois quarts de la puissance éolienne par l'installation des parcs éoliens en mer [109, 110]. À propos de l'Algérie, un pays très vaste d'un climat très diversifié, ayant deux grandes zones géographiques distinctes, le Nord Méditerranéen et le Sud Saharien, peut devenir un bon concurrent dans cette course de recours aux énergies renouvelables.

Pour ce qui concerne la vitesse du vent, le Sud Algérien est caractérisé par des vitesses plus élevées qu'au nord, plus particulièrement les Sud-Ouest.

Pour le Nord, la vitesse est au contraire peu élevée avec l'existence de micro climats sur les sites côtiers, généralement le vent est à peu près stable tout au long de l'année vers Annaba, Biskra et Adrar. Cela a son importance lorsqu'il s'agit de placer une chaîne de conversion à base d'énergie éolienne [111].

IV.2 Les types d'éoliennes

Les éoliennes sont classées selon l'orientation de leurs axes de rotation par rapport à la direction du vent on distingue deux types des éoliennes.

IV.2.1 Éoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe verticale sont les premières structures développées pour la production de l'énergie électrique pour les zones de faibles vitesses du vent et ainsi pour des petites puissances, car quel que soit la direction du vent elles peuvent capter son énergie cinétique.

L'avantage principal de ces éoliennes est leur intégration sans aucune complexité dans les architectures des bâtiments, grâce à leur accessibilité par la situation de générateur au niveau de sol. Il existe trois types d'éoliennes à axe vertical : Savonius, Darrieus et à cône.

IV.2.1.1. Éolienne de type Savonius : L'avantage principal de ces éoliennes est au niveau de faible encombrement de sa structure générale. Le rotor des éoliennes *Savonius* est composé par deux demi-cylindres qui tournent sur un même axe il est représenté par la figure IV.1.a. Les forces exercées par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensités différentes. Il en résulte un couple entraînant la rotation de l'ensemble.

IV.2.1.2. Éolienne de type Darrieus : En raison de leur grande sensibilité ce type éolienne peut fournir des puissances qui ne dépassent pas les 500 kW. L'éolienne à axe verticale avec un rotor Darrieus est représentée par la figure IV.1.b, elle fonctionne grâce à la portance, basée sur le principe de la variation cyclique d'incidence. L'inconvénient majeur de ce type d'éolienne qu'elle ne peut pas démarrer toute seule, car lorsqu'elle est à l'arrêt, un dispositif auxiliaire de démarrage est nécessaire. [112] [113]

IV.2.1.3. Éolienne à cône : L'éolienne à cône est représentée par la figure IV.1.c, ces éoliennes sont légères (tige de distribution de poids léger en graphite), puisque elles sont constituées par plusieurs couches minces de puces aérodynamiques connectés via des sous-fils à un point de distribution central où il se trouve un générateur qui convertie l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Elles peuvent fournir des puissances qui varient de 100 W à 2000 W [113]

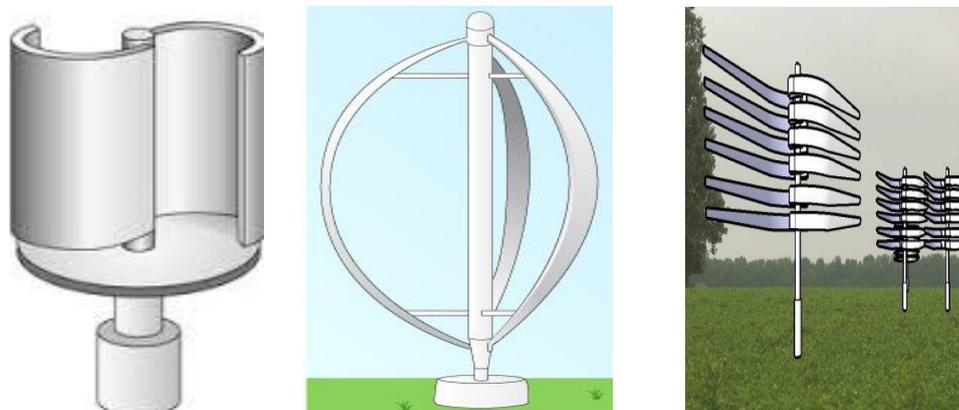


Fig. IV.1 a) Eolienne Savonius b) Eolienne Darrieus c) Eoliennes à cône

En conclusion ces types d'éoliennes sont peu utilisés, en effet, le capteur d'énergie est présent près du sol, où il est exposé aux turbulences et au gradient de vent ce qui réduit son efficacité, car ils doivent faire face à de fortes contraintes [113].

IV.2.2 Eoliennes à axe horizontal :

Les éoliennes à axe horizontal ont été inspirées des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales à la manière des ailes d'avion, le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie entre 1 et 3. Dans la littérature, les éoliennes indispensablement étudiées sont les éoliennes à axe horizontal à rotor tripale, ils ont pris le dessus sur celles à axe vertical, car elles mènent un bon arrangement entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien. Leur majeure avantage qu'elles soient moins exposées aux contraintes mécaniques et la position du récepteur à plusieurs dizaines de mètres du sol privilégie l'efficacité [112, 114, 115, 116]. Cette éolienne est représentée par Figure IV.2.



Fig IV.2 Eoliennes à axe horizontal [112]

IV.2.3 Comparaison des différents types de turbines

Les figures suivantes présentent une comparaison entre les différents types de turbines en comparant leurs coefficients aérodynamiques de puissance ou de couple en fonction de la vitesse normalisée λ .

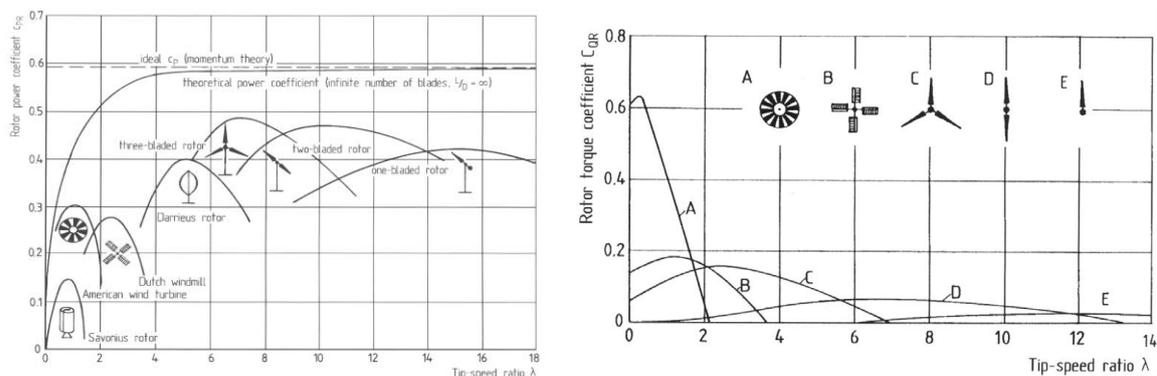


Fig.IV.3 Coefficients de puissance et de couple en fonction de la vitesse normalisée λ pour différents types de turbines [117]

IV.3 Modélisation de la chaîne de production d'électricité par des éoliennes

Les éléments qui constituent une éolienne sont représentés par la figure IV.4. Elle comporte trois éléments principaux : Le mat, la nacelle et le rotor .

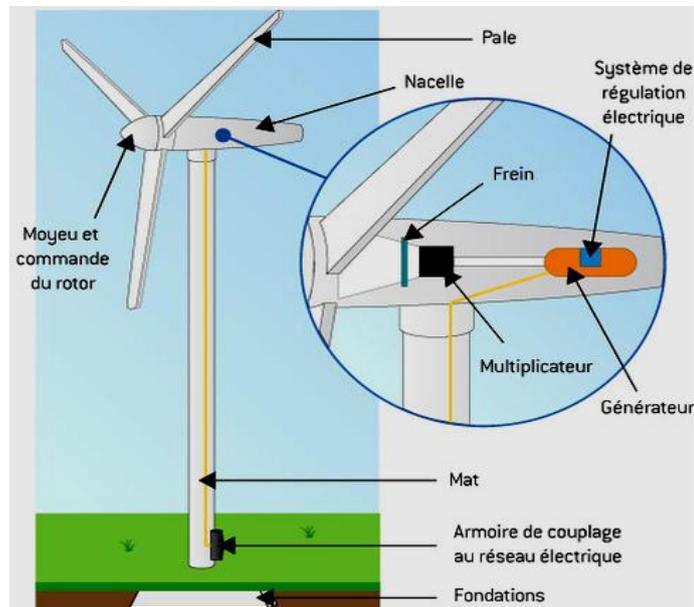


Fig. IV.4 Chaîne électromécanique à multiplicateur de vitesse d'une éolienne [118].

IV.3.1 Modèle du vent

Due à l'effet des différences de température et de pression le vent apparaît, le responsable de ce phénomène est le soleil qui chauffe les mers mais pas au même rythme ce qui entraîne l'échauffement des masses d'air qui les culminent qui mène à augmenter le volume d'air, ce qui crée un déplacement des particules de l'air et si en capturant leur énergie cinétique que les éoliennes se mettent à fonctionner [62].

Les propriétés dynamiques du vent sont essentielles pour l'étude de la chaîne de conversion d'énergie, car l'évolution de la puissance de l'éolienne varie au cube de la vitesse du vent. Cette dernière est un vecteur tridimensionnel, néanmoins dans la modélisation, la direction de la vitesse du vent est considérée comme un vecteur à une dimension [116]. Généralement la fonction scalaire qui représente la vitesse du vent est évolue selon une forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques données par l'expression suivante. [5] :

$$V(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3\omega t) + 1.5 \sin(5\omega t) - 1.25 \sin(10\omega t) + \sin(3\omega t) + 0.5 \sin(50\omega t) + 0.25 \sin(100\omega t) \quad (4.1)$$

avec : $\omega = \frac{2\pi}{10}$

La Figure IV.5 représente le vent simulé avec une vitesse moyenne de 8.2 m/s

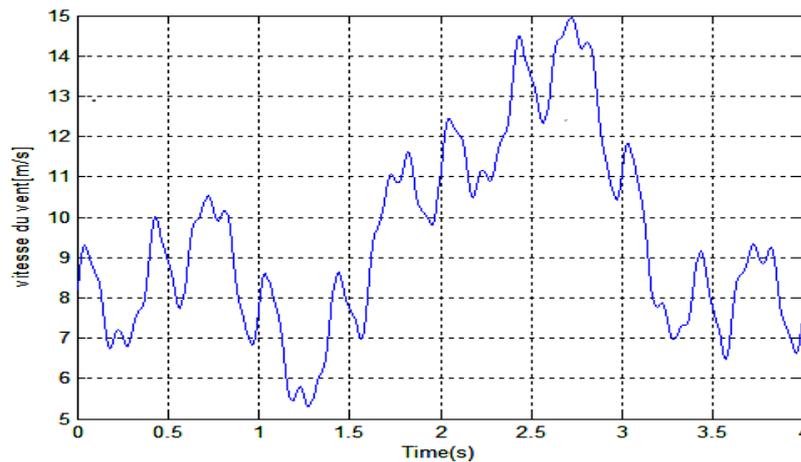


Fig. IV.5 Simulation du profil de la vitesse du vent.

IV.3.2 Modélisation de la turbine éolienne

IV.3.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la turbine :

Le système éolien étudié à axe horizontal, se compose d'une turbine qui contient 3 pales orientables de longueur R représenté sur la figure IV.5. Après de modéliser ce système on suppose certaines hypothèses simplificatrices pour établir des relations simples à étudier :

- On considère que la conception des trois pales sont identiques ce qui attribut que l'ensemble des pales sont un seul et même système mécanique.
- Nous négligeons le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air puisqu'il est très faible.
- Les pertes de frottement de la turbine sont négligeable par rapport aux pertes de la génératrice car la vitesse de la turbine est faible [7].

IV.3.2.2 Loi de Betz

Le principe de la conversion éolienne à axe horizontal est établi par la loi de *Betz*, qui provient de la puissance du vent en utilisant le calcul basé sur l'énergie cinétique ' E_c ' de la masse d'air ' m ', qui se déplace à la vitesse ' V ', où [5, 110]:

$$E_c = \frac{1}{2} m.V^2 \quad (4.2)$$

Considérons le système éolien représenté par la figure IV.6, qui montre le passage du vent qui traverse l'hélice par un tube de courant, où la masse d'air qui arrive devant à une vitesse V_1 de surface S_1 entraînant l'hélice qui affaiblitte cette vitesse vers V_2 pour une surface S_2 , où la masse d'air en mouvement à la densité $\rho = 1.22 \text{ kg/m}^3$, traversant la surface S des pales est définie par [114] :

$$m = \frac{\rho.S(V_1 + V_2)}{2} \quad (4.3)$$

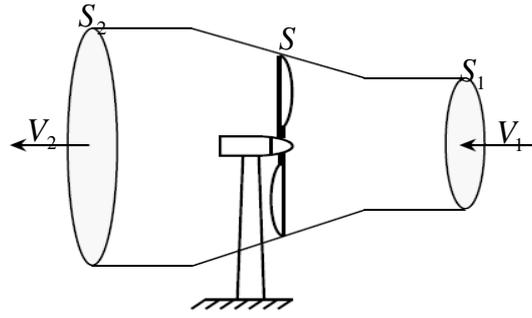


Fig. IV.6 Tube de courant autour d'une éolienne.

D'après la seconde loi de Newton, la puissance extraite à la sortie de la turbine P_m s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent [115], comme suit :

$$P_m = \frac{m \cdot (V_1^2 + V_2^2)}{2} \quad (4.3)$$

En remplaçant m par son expression dans (4.3) donne :

$$P_m = \frac{\rho \cdot S (V_1 + V_2) (V_1^2 + V_2^2)}{4} \quad (4.4)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance cinétique P_C correspondante serait alors [114]:

$$P_C = \frac{\rho \cdot S \cdot V_1^3}{2} \quad (4.5)$$

avec : $V_1 = V_v = \frac{\Omega_t R}{\lambda}$: est la vitesse du vent ; et λ est la vitesse relative

Ω_t : vitesse de rotation de la turbine avant multiplicateur.

R : rayon de l'aérogénérateur, et $S = \pi \cdot R^2$ la surface des pales.

Le ratio $\frac{P_m}{P_C}$ appelé aussi coefficient de puissance C_p entre la puissance extraite du vent

et la puissance cinétique totale théoriquement disponible est alors :

$$C_p = \frac{P_m}{P_C} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right) \left(1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad (4.6)$$

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour calculer le coefficient C_p et différentes expressions ont été proposées [119, 120]

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_i}} + C_6 \lambda \quad (4.7)$$

Avec : $\frac{1}{\lambda_i} = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)$ et $\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_v}$

$$C_1 = 0.5176 \quad C_2 = 116 \quad C_3 = 0.4 \quad C_4 = 5 \quad C_5 = 21 \quad C_6 = 0.0068.$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation précédente (figure IV.7), on s'aperçoit que le coefficient de puissance C_p présente un maximum de 0,5 cette limite théorique appelée limite de *Betz* qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée [114]. La figure IV.7, représenté le coefficient de puissance C_p en fonction λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent pour plusieurs valeurs de l'angle de l'orientation de pale β [121].

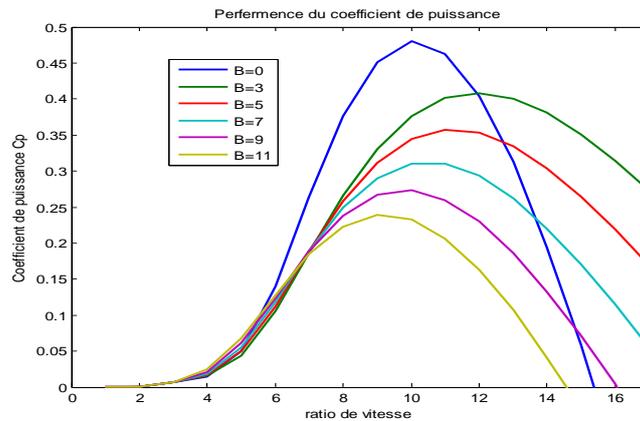


Fig .IV.7 Coefficient de puissance en fonction du ratio de vitesse λ pour différents angle d'orientation de pale β .

IV.3.2.3 Production d'énergie mécanique

La puissance du vent est convertie par une turbine à une puissance à la sortie de l'aérogénérateur, c'est la puissance mécanique P_m , qui dépend du coefficient de puissance C_p comme suite [114, 122]:

$$P_m = \frac{P_m}{P_C} \cdot P_C = C_p \cdot P_C = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot S \cdot V_v^3 \quad (4.8)$$

Si V_v est remplacée dans la relation (4.8), la puissance mécanique P_m ou puissance de la turbine P_t devient :

$$P_m = P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot \frac{R^3}{\lambda^3} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \Omega_t^3 \quad (4.9)$$

IV.3.2.4 Les caractéristiques puissance-vitesse $P_t (\Omega_t)$

La caractéristique puissance-vitesse représentée par la figure IV.8, montre l'action de la vitesse du vent sur la puissance de la turbine, où on observe que pour plusieurs valeurs de vitesse du vent, il existe un point de puissance optimale correspondant à une vitesse de rotation correspondante [121].

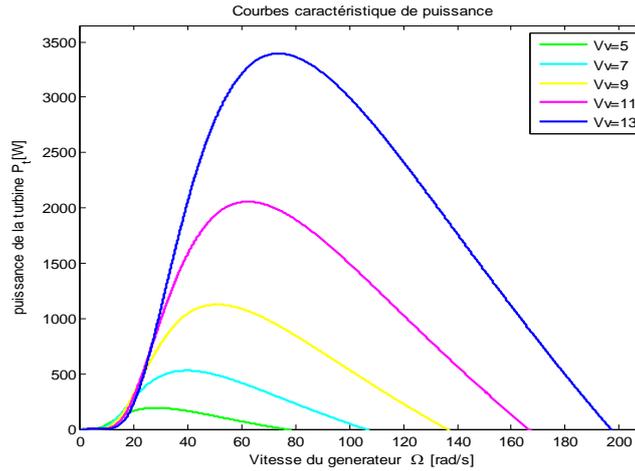


Fig.IV.8 Effet de la vitesse de vent sur la caractéristiques $P_t (\Omega_t)$.

Le couple de la turbine est le rapport entre la puissance aérodynamique (turbine) et la vitesse de sa rotation Ω_t :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} \tag{4.10}$$

IV.3.2.5 Modélisation du Multiplicateur

La turbine se connecte à l'arbre du générateur par une boîte de vitesse appelée multiplicateur dont le rapport de son engrenage est égal à gain de vitesse G , ce gain est choisi de manière que la vitesse d'arbre du générateur sera dans la zone de vitesse appropriée. En négligeant les pertes de transmission, le couple et la vitesse de la turbine se sont rapportés au côté du générateur par [123] [124] :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \tag{4.11}$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \tag{4.12}$$

Où : C_g est l'effet du couple de la turbine sur l'arbre de la génératrice, Ω_{mec} est la vitesse de rotation du générateur.

IV.3.2.6 Equation dynamique de l'Arbre:

La chaîne d'arbre mécanique de l'éolienne qui se compose des pales, le moyeu et une petite inertie représentant le rotor du générateur correspondent une masse qui est l'inertie du rotor de la turbine J_t . En ramenant les paramètres mécaniques de la turbine à l'arbre de la génératrice, on obtient le modèle défini par la relation suivante [62, 125] :

$$C_g - C_{em} = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f \cdot \Omega_{mec} \tag{4.13}$$

Avec $J = J_g + \frac{J_t}{G^2}$ et $f = f_g + \frac{f_t}{G^2}$ (4.14)

Il est noté que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine, de là l'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total C_{mec} appliqué au rotor :

$$C_{mec} = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} \tag{4.15}$$

et
$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \tag{4.16}$$

Le couple issu du frottement est modélisé par le coefficient de frottement visqueux f .

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \tag{4.17}$$

En se basant sur les équations précédentes, la représentation globale du modèle physique de la turbine éolienne montrée par la figure IV.9, qui a comme entrées : l'angle de calage des pales, la vitesse du vent et le couple électromagnétique fourni par la génératrice, sont représentés sous schéma bloc de la figure IV.10:

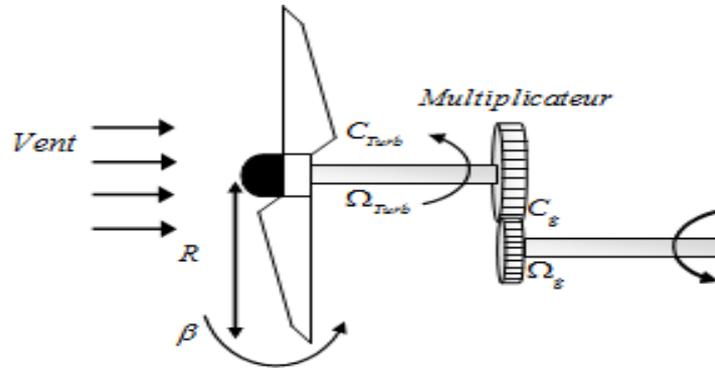


Fig.IV.9: Modèle de la turbine éolienne.

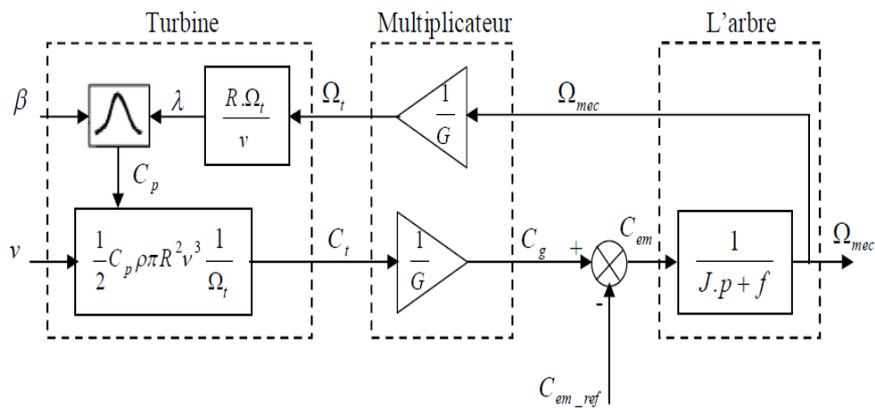


Fig.IV.10 : Le schéma bloc de la turbine éolienne [123, 126].

IV.3.2.7 Production optimale d'énergie

Le fonctionnement à vitesse variable d'un système de production d'énergie par éolienne en régime optimal est systématiquement le but voulu, pour cela en exploitant les maxima du réseau de courbes de la Figure IV.11. La turbine éolienne est dimensionnée pour

développer sur son arbre une puissance nominale $P_{mec\ nom}$ obtenue à partir d'une vitesse du vent nominale V_n . La turbine éolienne doit modifier ses paramètres quand la vitesse du vent est supérieure à V_n , afin d'éviter la destruction mécanique, de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante.

De plus la vitesse de démarrage V_d ou la vitesse minimale pour le démarrage V_{min} est indiquée, à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie ; la vitesse maximale du vent V_{max} est précise pour des raisons de sûreté de fonctionnement où la turbine ne convertit plus l'énergie. Ces vitesses définissent quatre zones sur le diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent comme suit [5] :

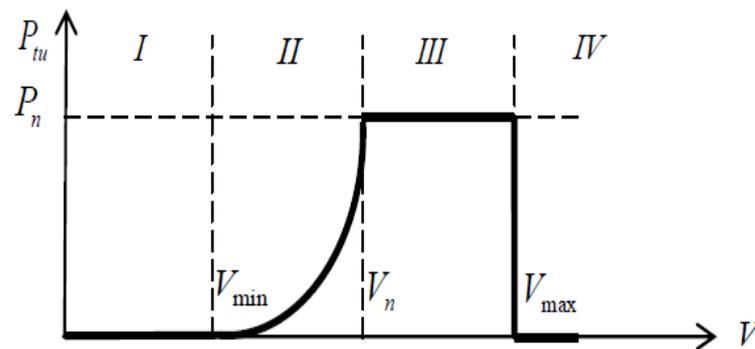


Fig.IV.11 Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent

- **La zone I**, $P_m = 0$ la turbine ne fonctionne pas où aucune puissance n'est délivrée pour des vitesses du vent inférieures à la vitesse de démarrage V_{min} .
- **La zone II**, dans cette zone laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V_v .
- **La zone III**, la vitesse de rotation est maintenue constante, où la puissance P_m fournie reste égale à $P_{mec\ nom}$.
- **La zone IV**, dans cette zone le système de sûreté de fonctionnement arrête la rotation le transfert de l'énergie [117].

IV.4 Spécificité des générateurs électriques éoliens

On peut regrouper les générateurs éoliens selon différentes catégories. Ils peuvent être classés selon [5] :

- La nature du convertisseur électromécanique (MAS, MCC...etc)
- La nature de l'accouplement mécanique (présence de multiplicateur ou non).
- Le type de fonctionnement : à vitesse fixe ou variable.

IV.4.1 Générateurs asynchrones

Les machines asynchrones à cage sont les plus utilisées même, dans le domaine de la génération de l'énergie d'électricité dans les chaînes de conversion éolienne, [114, 127], car elles offrent des performances attractives en termes robustesse durée du vie et le coût d'investissement, tout particulièrement dans les chaînes de conversions où elles sont directement connectées au réseau. Cependant lorsqu'il s'agit de réaliser un entraînement à vitesse variable, on leur préfère plutôt les machines asynchrones à rotor bobiné qui offrent d'excellents compromis performances/coût [5].

IV.4.1.1 Chaîne de conversion éolienne à vitesse fixe

La majorité des applications à base des éoliennes sont à connexion directe au réseau (vitesse de rotation fixe), Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone à cage (GAS) soit au-delà du synchronisme, La figure IV.12 représente les principaux éléments d'une chaîne de conversion éolienne en utilisant une génératrice asynchrone à cage [5, 127].

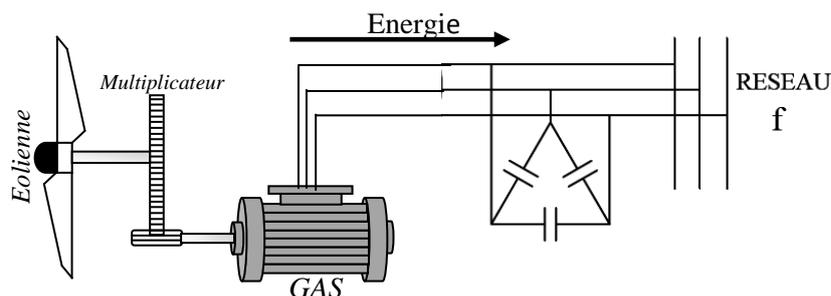


Fig. IV.12 Chaîne de conversion éolienne à vitesse fixe à base d'une GAS à cage [127].

Cette configuration est très simple dû à l'absence d'interface entre le stator et le réseau et pas de contacts glissants ce qui facilite l'entretien de la machine. Cependant dans cette structure pour amorcer la machine, il est nécessaire d'insérer un banc des condensateurs avec les enroulements statoriques afin de magnétiser la machine. Face à cette sa simplicité cette structure présente les inconvénients suivants [114] :

- La génératrice est auto-excité (le choix de l'autoamorçage est très délicat).
- Le rotor est inaccessible donc l'énergie rotorique n'est pas récupérable.
- La vitesse n'est pas variable.
- La variation brusque du couple engendre des perturbations du courant débité au réseau.

IV.4.1.2 Chaîne de conversion éolienne à vitesse variable

Malgré la simplicité du système précédent, le système de fonctionnement à vitesse fixe peut être bruyant, à cause de la modification des caractéristiques aérodynamiques dues aux

limites de la plage de vitesses de vent exploitable et à l'orientation des pales, [83]. Pour résoudre ces problèmes on emploie des convertisseurs de puissance, pour générer une production de puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse de vent [5].

L'introduction de convertisseurs de puissance (Redresseur-Onduleur) entre le générateur et le réseau figure IV.13, donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique [117]. Cette configuration permet un fonctionnement de l'éolienne à une vitesse variable [127], où la tension produite du générateur est redressée et transformée en une tension continue. Le fonctionnement de l'onduleur est alors classique et une commande adéquate permet de délivrer une tension alternative de fréquence fixe correspondant à celle du réseau. Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important, de plus, la présence des capacités est indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine [114].

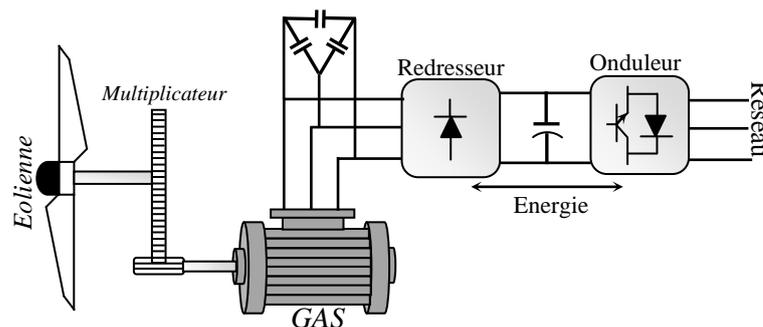


Fig. IV.13 Chaîne de conversion éolienne basée sur la MAS connectée au réseau par redresseur – onduleur [114].

Dans ce système de production le redresseur est unidirectionnel, donc l'énergie ne peut pas être fournie par le réseau, pour pallier à ce problème le redresseur peut être remplacé par convertisseur statique bidirectionnel (un onduleur), ce qui permet le transfert de la puissance réactive dans les deux sens (voir la figure IV.14) et ainsi fournir la puissance réactive à la machine asynchrone et éviter l'emploi des condensateurs du montage précédent [127].

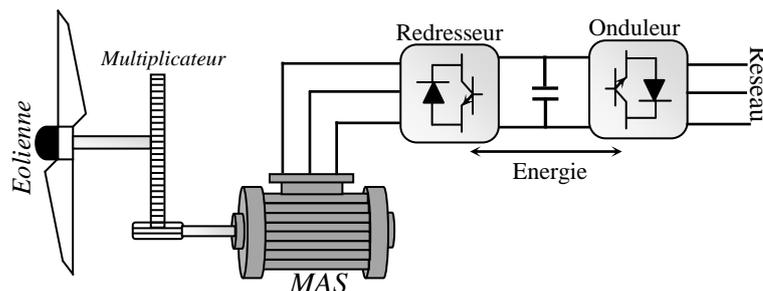


Fig. IV.14 Chaîne de conversion éolienne à base de la MAS connectée au réseau par deux onduleurs [127].

Vu le coût et la complexité de la mise en œuvre, cette chaîne de conversion n'a pas été utilisée dans l'industrie, de plus les enroulements statoriques de la MAS sont alors soumis à des variations de tension importantes qui peuvent réduire leur durée de vie [114].

Une autre structure qui a été proposée dans la littérature pour but d'avoir de nouveaux degrés de liberté à partir de l'insertion d'un convertisseur statique, entre la génératrice et sa charge voir figure IV.15:

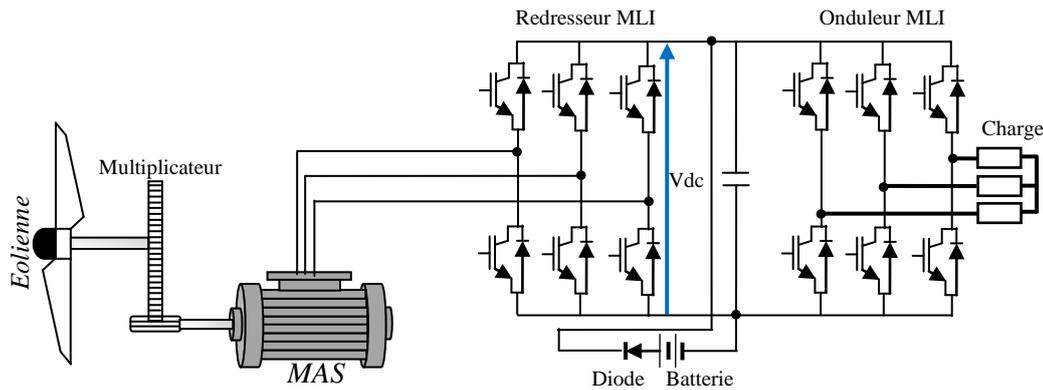


Fig. IV.15 Chaîne de conversion éolienne basée sur deux convertisseurs MLI [83]

Ces convertisseurs statiques à commande MLI sont utilisés dans le cas d'une commande adaptée à une meilleure exploitation de l'éolienne afin d'avoir [83] :

- Fonctionnement à des vitesses basses.
- Une diminution du bruit audible.
- Une transformation optimale de l'énergie.
- Une bonne gestion des transitoires vis-à-vis de la charge.

Cependant, le coût élevé et la complexité de la commande sont les inconvénients majeurs de cette chaîne de conversion.

IV.4.1.3 Machine asynchrone double alimentation type "brushless"

Cette machine présente l'intérêt d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable à l'instar du dispositif donné à la figure IV.16. Par contre, de forte puissance est connectée directement sur le réseau et le convertisseur est placé entre le stator de faible puissance et le réseau, où il est dimensionné uniquement pour faire transiter la puissance destinée à la magnétisation de la machine [114]

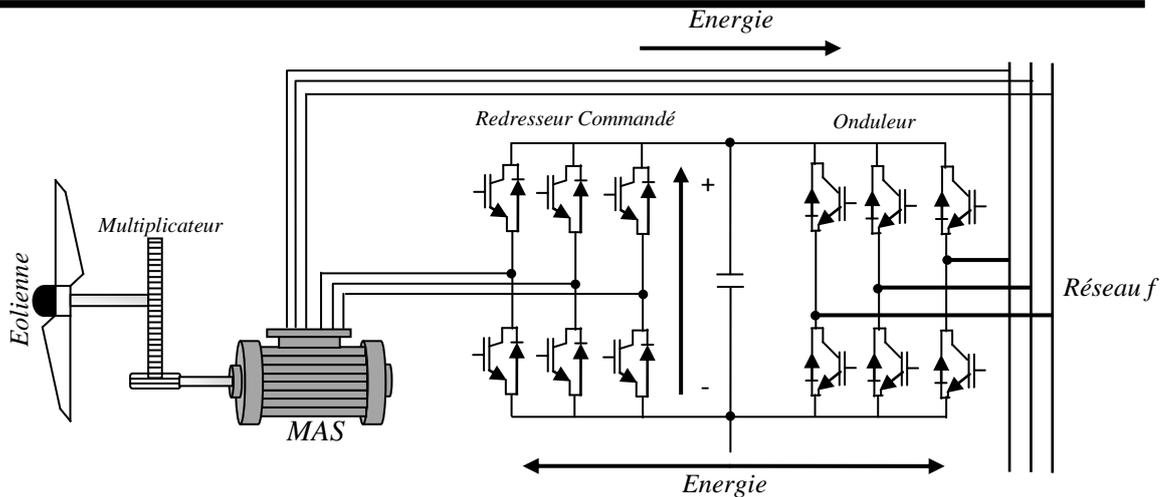


Fig. IV.16 Chaîne de conversion éolienne basée sur la MAS brushless [114].

La MAS brushless présente l'avantage principal de l'absence de contacts glissants, elle comporte deux stators à différent nombre de pair de pôles. Cependant la présence d'un deuxième stator rend la conception de la machine très compliquée et augmente le coût, le poids et l'encombrement de l'ensemble [127].

IV.4.1.4 Machine asynchrone double alimentation (MADA)

La MADA est constituée généralement d'un stator et d'un rotor, le stator est identique à celui de la machine à cage d'écureuil, le rotor est constitué également de trois bobines triphasées accessibles par trois bagues munies de contacts glissants.

a- Contrôle de glissement par dissipation de l'énergie rotorique : La structure générale du contrôle de glissement par dissipation de l'énergie rotorique est représentée sur la figure IV.17, Le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur via un hacheur de tension. La variation du glissement est assurée par le contrôle de des interrupteurs du redresseur afin de faire varier l'énergie dissipée dans rotor de la MADA et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable dans le plan couple-vitesse [114, 127]

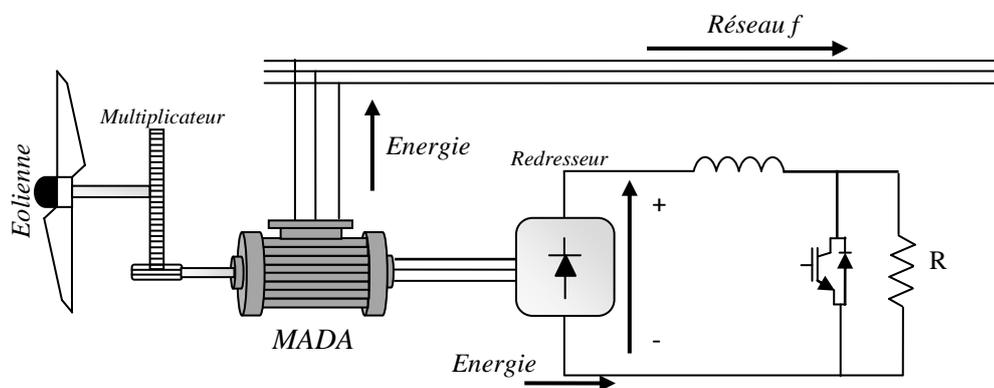


Fig. IV.17 MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée.

Dans le cas où le glissement est important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est complètement dissipée dans la charge résistive, ce qui entraîne une augmentation importante de la puissance transite dans le convertisseur. Dans le dispositif "OPTI-SLIP", développé par le fabricant "Vestas" un système qui utilise des composants qui tournent avec le rotor et une transmission optique des signaux de commande, dans ce procédé la variation du glissement obtenue est de 10% [114], l'inconvénient majeur de cette structure est le faible rendement.

b- *Structure à base de pont à diodes et pont à thyristors – structure de Kramer* : Pour pallier au problème de la chaîne de conversion précédente et afin d'améliorer le rendement du système globale, on remplacera le hacheur et la résistance par un onduleur de tension qui va nous permettre de renvoyer l'énergie de glissement vers le réseau, ce qui est bien montré dans la figure IV.18. [114].

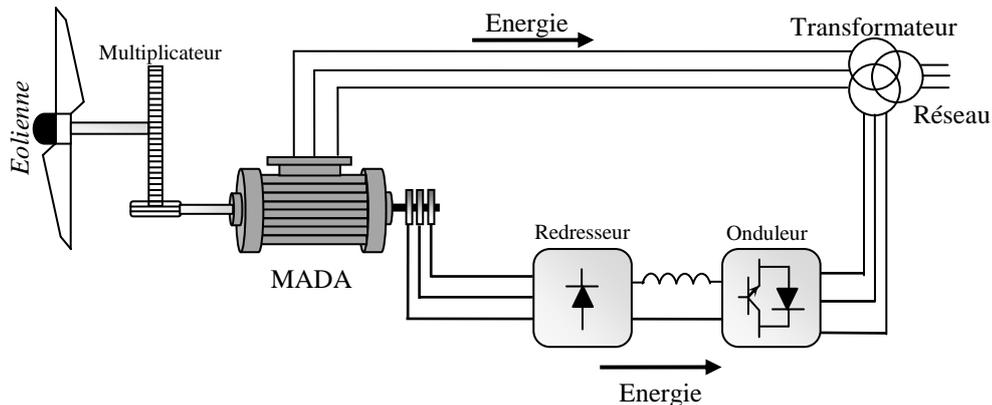


Fig. IV.18 MADA, structure Kramer à base de pont à diodes et pont à transistors

Cette structure consiste à remplacer l'ondeur à commutation naturelle constitué de thyristors, par un ondeur à commutation forcée et à modulation de largeur d'impulsions (MLI), constitué par des transistors de puissance. Ce type d'ondeur fonctionnant à fréquence de découpage élevée, n'injecte pratiquement pas de courants harmoniques en basses fréquences. Cette structure permet aussi de contrôler le flux de puissance réactive. Par contre, elle ne permet pas d'asservir la vitesse de la génératrice, suite à l'utilisation d'un pont à diodes. Cette structure permet donc de magnétiser la machine asynchrone par le biais du bus continu, ce qui alourdit le dispositif en termes de coût et de complexité de mise en œuvre. De plus, les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des variations de tensions importantes qui peuvent réduire leur durée de vie [7].

c- *Structure à base de cycloconvertisseur* : L'avantage principal de cette structure est la grande marge de manœuvre pour la commande. L'énergie de glissement dans cette chaîne

de conversion peut être transférée dans deux sens, la structure de base est représentée sur la figure IV.19.

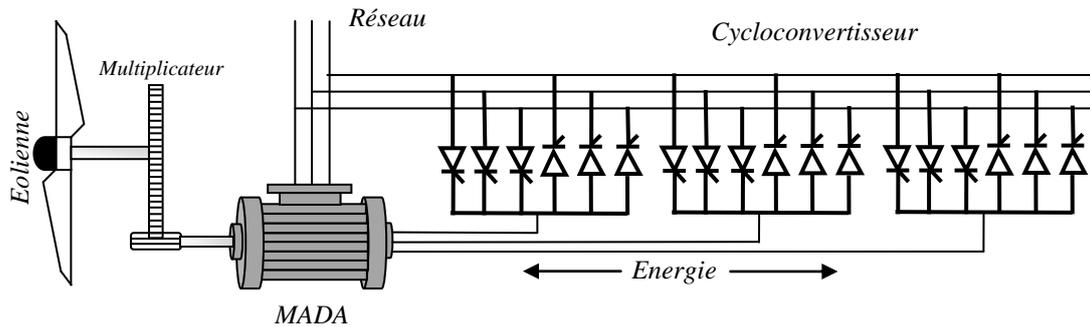


Fig. VI.19 Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Cette configuration, est conçue pour des valeurs de fréquence rotorique très inférieures à celles du réseau. Comme la puissance est bidirectionnelle, il est possible de faire varier l'énergie de glissement et faire fonctionner la machine en hypo-synchrone ou en hyper-synchrone [7].

d- Structure à base de deux ponts triphasés à commande MLI : Dans cette configuration on utilise deux ponts triphasés IGBT, ces deux pont sont commandés par la technique de (MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions). A partir de cette configuration on peut contrôler le flux et de la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone côté machine et le contrôle des puissances actives et réactives transitées du côté réseau, la structure de base de cette configuration est présentée par la figure IV.20.

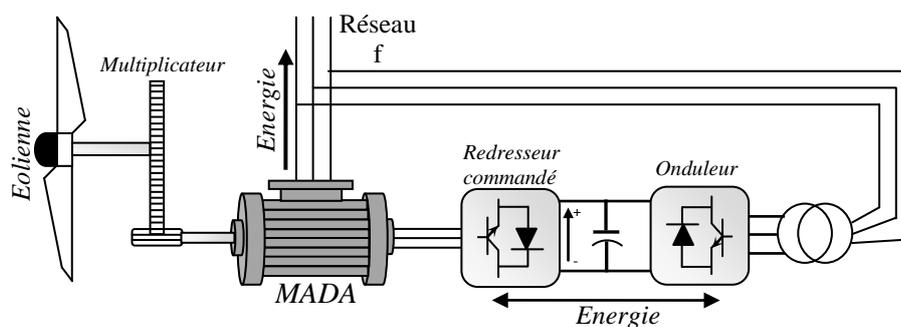


Fig. IV.20 Structure à base de deux ponts triphasés à commande MLI

Cette configuration possède les mêmes caractéristiques que la structure précédente, cependant le fonctionnement du convertisseur côté réseau permet un prélèvement des courants de meilleure qualité [7, 114]. Les différentes configurations de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique des machines synchrone est asynchrone pour le fonctionnement à vitesse variable utilisées dans les systèmes éoliens sont représentés sur la figure IV.21 [128].

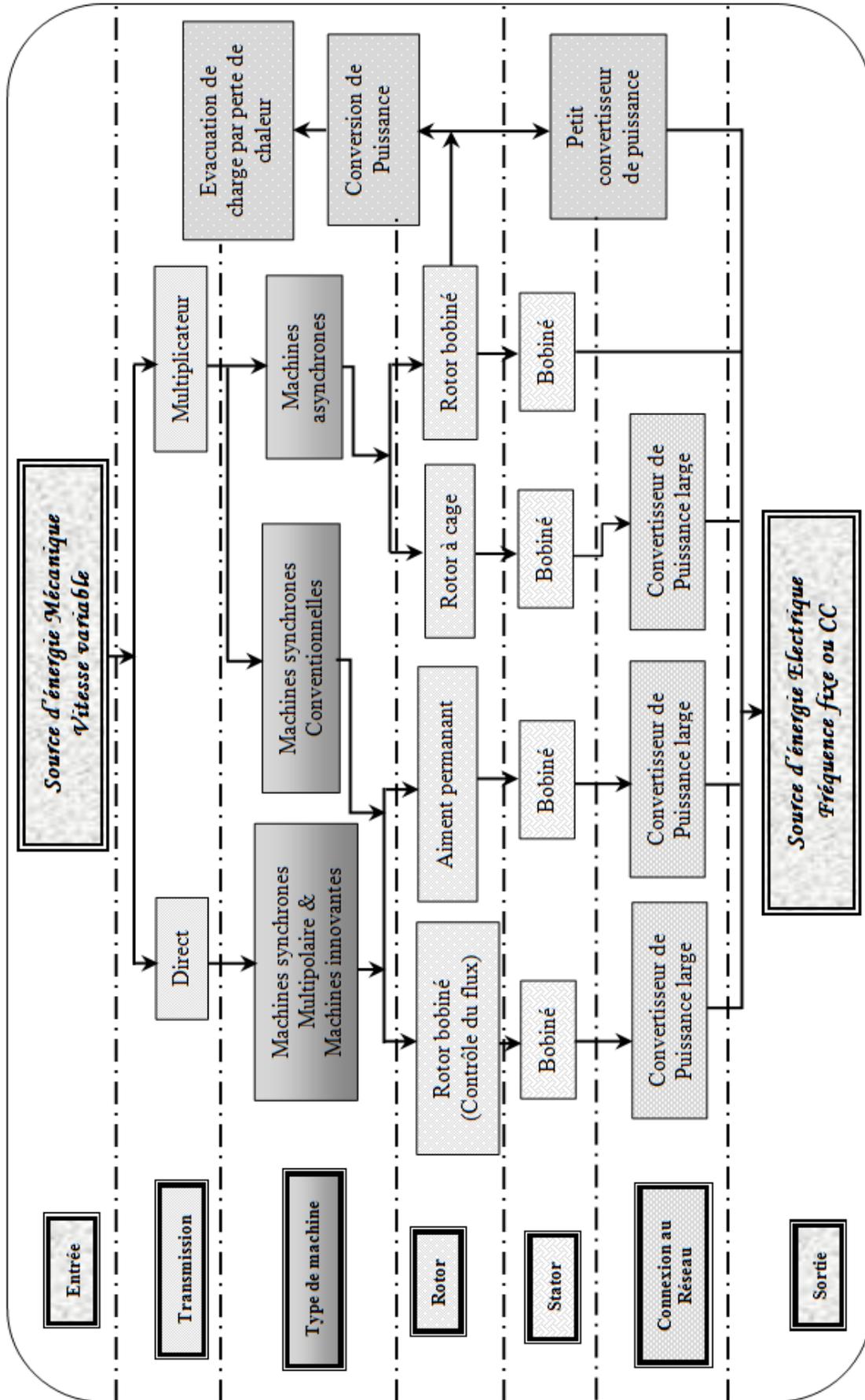


Fig. IV.21 Processus de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique. [128]

Les avantages et inconvénients des machines électriques sont résumés dans le tableau IV.1.

IV.4.2 Comparaison entre les différents types des machines électriques:

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
MAS à vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> 👍 Machine robuste; 👍 Faible cout 👍 Pas d'électronique de puissance 	<ul style="list-style-type: none"> 👎 Puissance extraite non optimisé. 👎 Maintenance de la boite de vitesse. 👎 Pas de contrôle de l'énergie réactive. 👎 Magnétisation de la machine imposée par le réseau.
MADA à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> 👍 Fonctionnement à vitesse variable. 👍 Puissance extraite optimisé 👍 Electronique de puissance dimensionnée à 30 % de la puissance nominale. 👍 Machine standard. 👍 Connexion de la machine facile à gérer. 👍 Une magnétisation de la machine gérée en cas de défaut sur le réseau. 	<ul style="list-style-type: none"> 👎 Maintenance de la boite de vitesse. 👎 Pris de l'électronique de puissance. 👎 Contrôle et commande complexe. 👎 Contact glissant bagues -balais
MSAP à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> 👍 Fonctionnement a vitesse variable sur toute la plage de vitesse. 👍 Puissance extraite optimisé pour les vents faibles. 👍 Connexion de la machine facile à gérer. 	<ul style="list-style-type: none"> 👎 Pris d'électronique de puissance. 👎 Machine spécifique. 👎 Grand diamètre de machine. 👎 Electronique de puissance dimensionnée pour la puissance nominale de la génératrice.

Tableau IV.1 Avantages et inconvénients des différentes éoliennes [7].

IV.5 Description de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou à rotor bobiné comporte un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones à cage et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants.

Le stator de la MADA est généralement connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur.

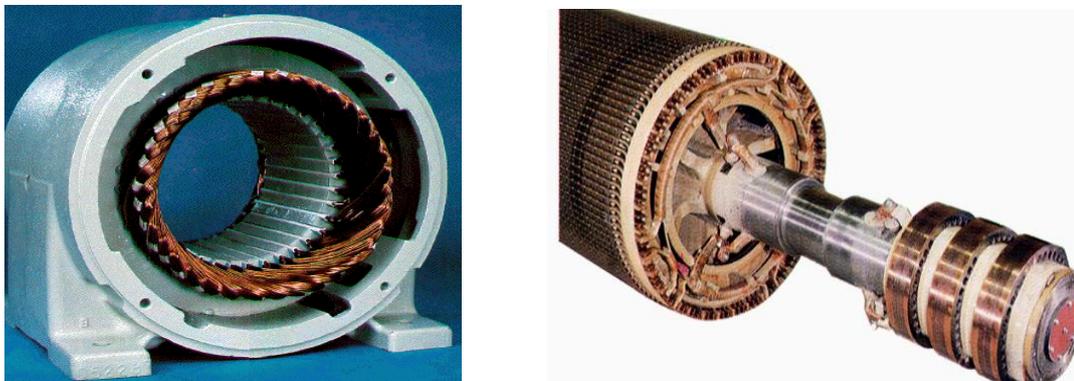


Fig.IV.22 Stator et rotor de la asynchrone à double alimentation [129]

La phase modélisation est une phase obligatoire destinée à définir un modèle dynamique suffisamment fin pour décrire au mieux le comportement du procédé et d'envisager l'optimisation de cette machine. Le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes transitoire et permanent et valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser des hypothèses simplificatrices qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine [2].

IV.6 Modélisation de la machine asynchrone double alimentée (MADA)

En respectant les hypothèses simplificatrices classiques, exposées dans l'annexe A, le modèle mathématique de la MADA est identique au modèle de la machine asynchrone à cage, la seule différence réside dans le fait que le rotor est accessible, où ces enroulements ne sont plus systématiquement en court-circuit, par conséquent les tensions aux bornes des enroulements rotoriques, ne sont pas nulles [130].

IV.6.1 Equations de la machine asynchrone diphasée

En utilisant la transformation de Park démontrée dans l'Annexe A, le modèle biphasé de la MADA dans le repère tournant de Park (d-q) lié au champ tournant on donne les équations des tensions et des flux.

IV.6.1.1 Equations électriques

Les équations (A.12, A.19 et A.20) des tensions au stator et au rotor de la machine de l'annexe A sont représentées par [131]:

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\text{Où : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = (\omega_{sl} + \omega_r) \Rightarrow \omega_{sl} = \omega = \omega_s - \omega_r = \omega_s - p\Omega$$

IV.6.1.2 Equations magnétiques

Les équations du flux au stator et au rotor (A.26 et A.27) s'expriment:

$$\begin{cases} \phi_{sdq} = -L_s \cdot I_{sdq} + M \cdot I_{rdq} \\ \phi_{rdq} = L_r \cdot I_{rdq} - M \cdot I_{sdq} \end{cases} \quad (4.20)$$

IV.6.1.3 Expressions d'équation mécanique et du couple

L'équation mécanique et le couple électromagnétique de la machine s'expriment aussi comme dans (A.39 et A.41) sous la forme:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f \Omega \quad (4.21)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot M (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (4.22)$$

Où : C_m Représente le couple d'entraînement. [131]

a) *Les différentes puissances existant pour la GADA:* Il existe trois connexions de puissance de la GADA, la puissance de l'arbre mécanique d'entrée, la puissance électrique de sortie du stator et la puissance de glissement du rotor qui peut servir d'évier ou de source en fonction du mode opérationnelle. La puissance principale est générée par stator de la MADA, le rotor est connecté directement au bus continu; via un convertisseur bidirectionnel ce qui permet de contrôler la fréquence (donc le glissement). Le rotor et le stator sont couplés au bus continu pour que la puissance électrique totale à la de sortie de ce bus soit la somme de la puissance du stator et de la puissance de glissement du rotor. Pour les vitesses au-delà de la vitesse de synchronisme (super-synchrone), la puissance de glissement est extraite du rotor, mais pour les vitesses au-dessous de la vitesse de synchronisme (sub-synchrone), la puissance doit être injectée dans le rotor pour maintenir le glissement souhaité, de sorte qu'une puissance supplémentaire du stator est nécessaire pour répondre à cette demande, comme le montre la figure IV.23 [132].

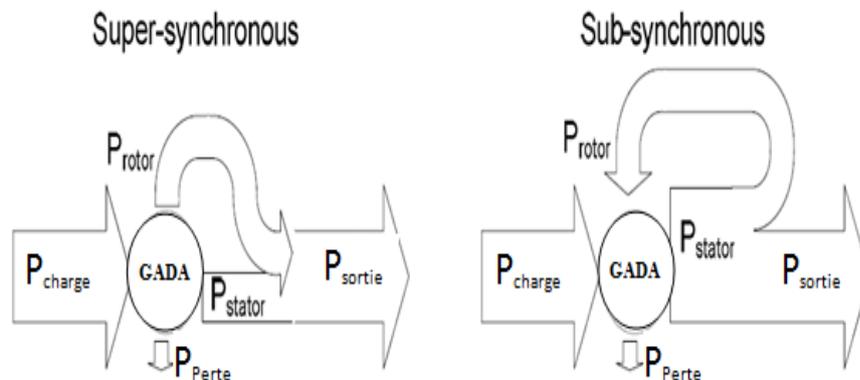


Fig.IV.24 Les puissances existants de la génératrice asynchrone doublé alimentation[132].

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques sont définies comme suite [133]:

$$\begin{cases} P_{sd} = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \\ Q_{sd} = V_{sq}I_{sd} - V_{sd}I_{sq} \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} P_{rd} = V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \\ Q_{rd} = V_{rq}I_{rd} - V_{rd}I_{rq} \end{cases} \quad (4.24)$$

IV.6.1.4 Mise en forme d'équation d'état de la MADA [131]

Les équations de la modélisation de la MADA peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état, on choisit pour vecteur d'état le vecteur de courants $[I_{sd} \ I_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^T$. En remplaçant les équations des flux (4.19) dans les équations des tensions (4.20) on trouve:

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s \cdot I_{sd} - L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{sd} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{rd} + \omega_s \cdot L_s \cdot I_{sq} - \omega_s \cdot M \cdot I_{rq} \\ V_{sq} = -R_s \cdot I_{sq} - L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{sq} + M \cdot \frac{d}{dt} I_{rq} - \omega_s \cdot L_s \cdot I_{sd} + \omega_s \cdot M \cdot I_{rd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + L_r \cdot \frac{d}{dt} I_{rd} - M \cdot \frac{d}{dt} I_{sd} - (\omega_s - \omega_r) \cdot L_r \cdot I_{rq} + (\omega_s - \omega_r) M \cdot I_{sq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + L_r \cdot \frac{d}{dt} I_{rq} - M \cdot \frac{d}{dt} I_{sq} + (\omega_s - \omega_r) \cdot L_r \cdot I_{rd} - (\omega_s - \omega_r) M \cdot I_{sd} \end{cases} \quad (4.25)$$

Pour simuler le comportement de la MADA sous Matlab on représente l'équation d'état (4.25) sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -L_s & 0 & M \\ -M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \cdot L_s & 0 & -\omega_s \cdot M \\ -\omega_s \cdot L_s & 0 & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & \omega_s \cdot M & 0 & -\omega_s \cdot L_r \\ -\omega_s \cdot M & 0 & \omega_s \cdot L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot M & 0 & \omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot M & 0 & -\omega_r \cdot L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

↳ *Simulation de la chaine de conversion éolienne :*

Le modèle développé ci-dessus est évidemment valable pour l'étude du régime moteur autant que générateur sur réseau [83]. Le modèle de la chaine de conversion éolienne est réalisé sous Matlab/Simulink. La simulation est réalisée avec un aérogénérateur à vitesse variable. Ce dernier est modélisé et accouplé à une GADA par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse. Un essai en boucle ouverte de la turbine sans asservissement de vitesse a été réalisé, afin de connaître pour deux formes de vitesse du vent, la puissance

active générée par la GADA. Nous traduisons le modèle représenté par les équations précédentes sous forme de structure en schéma bloc sous l'interface Simulink que nous présentons par la figure suivante :

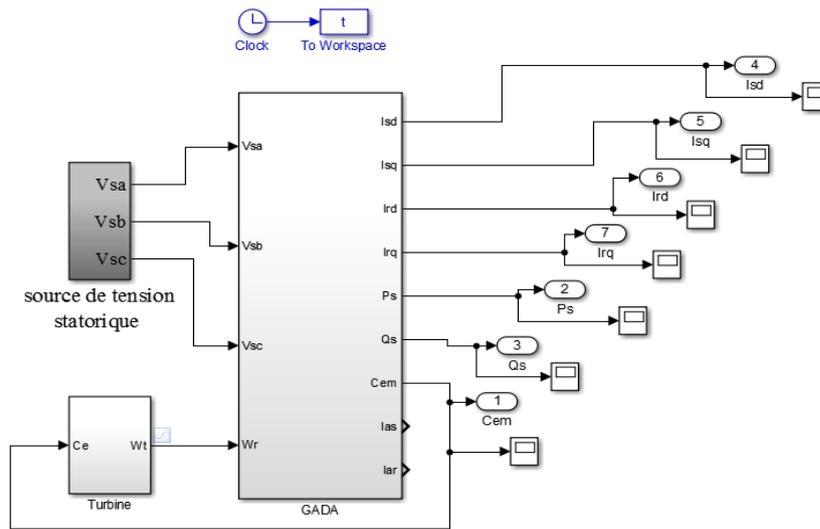


Fig.IV.25 Structure en schéma bloc de la chaine de conversion GADA-Turbine

↳ **Résultats de simulation :** Les figures suivantes illustrent les résultats de simulations effectuées pour deux formes de la vitesse du vent linéaire et aléatoire.

↳ **Vent linéaire**

↳ **Vent aléatoire**

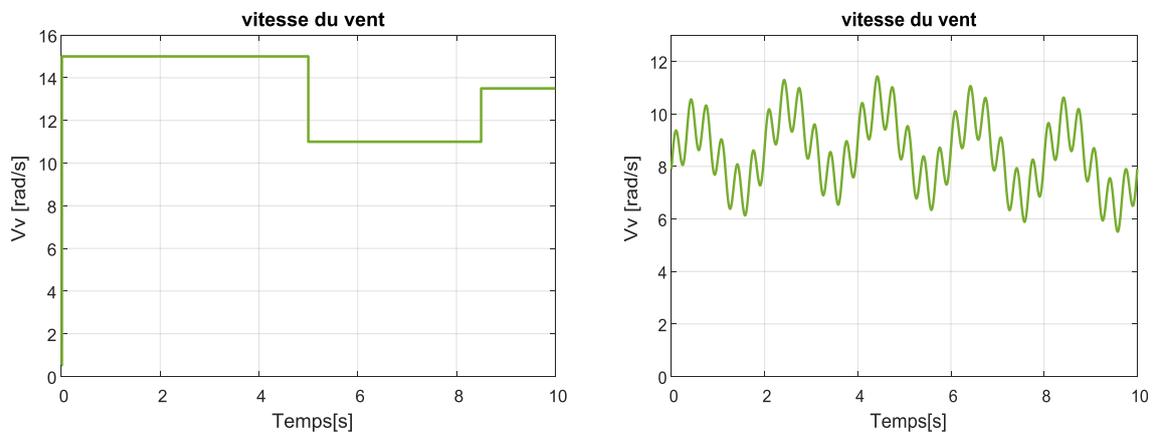


Fig.IV.26 Vitesse du vent

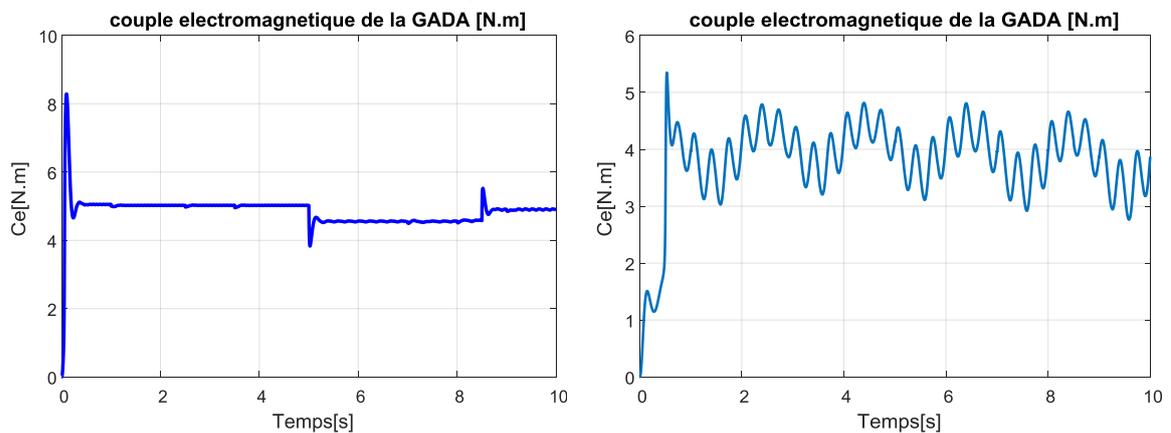


Fig.IV.27 Couple électromagnétique de la GADA [N.m]

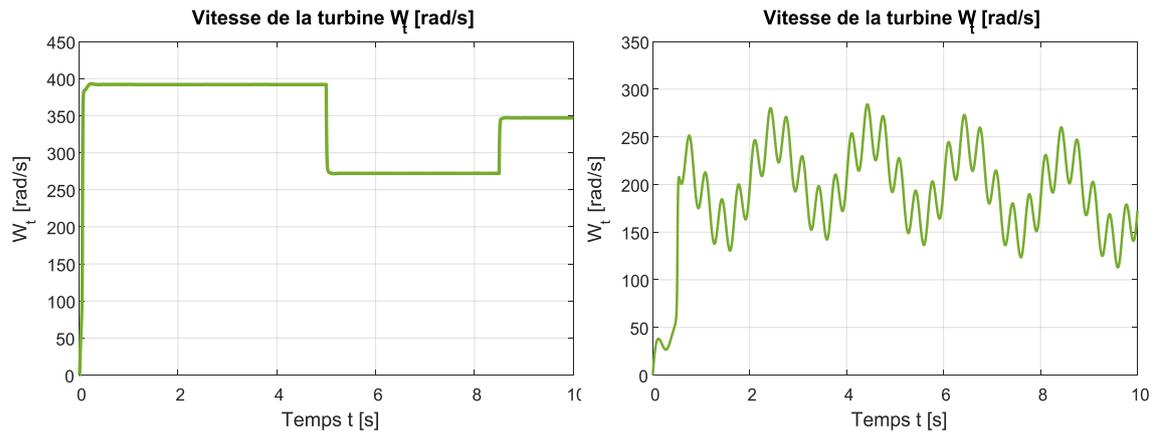


Fig.IV.28 Vitesse de la turbine W_t [rad/s]

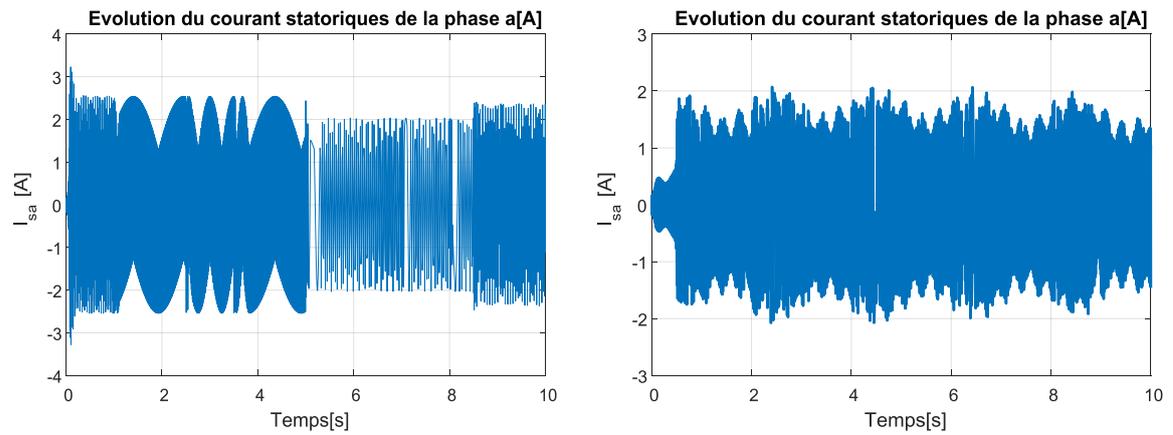


Fig.IV.29 Evolution du courants statorique de la phase(a).

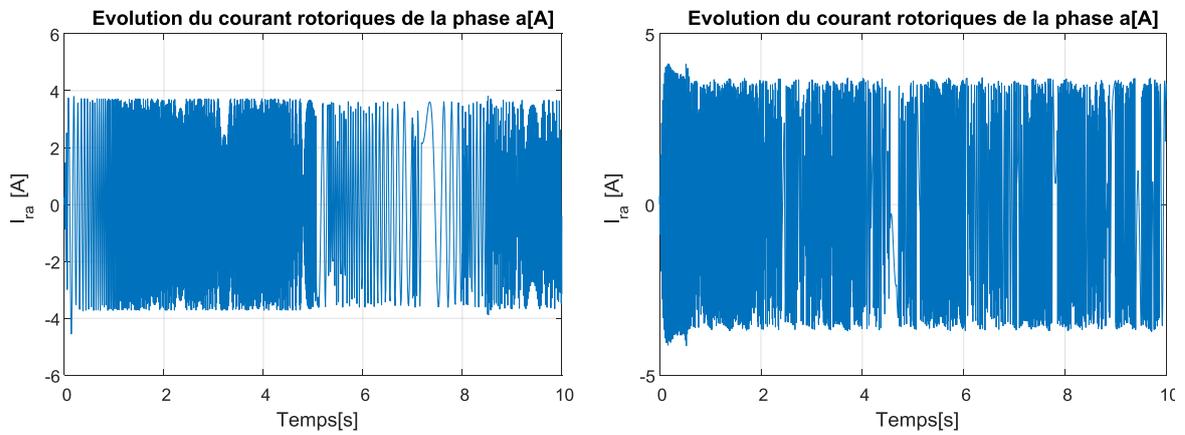


Fig.IV.30 Evolution du courants rotorique de la phase(a).

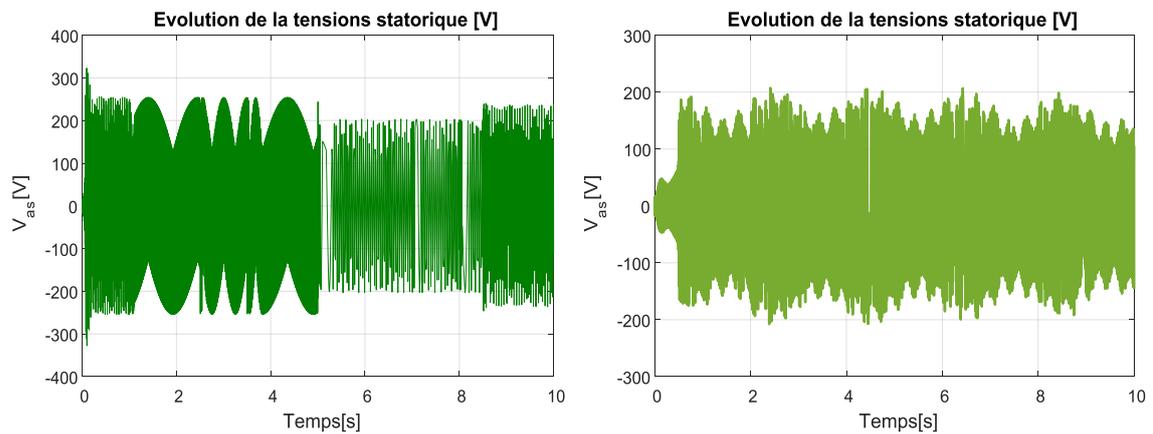


Fig.IV.31 Evolution de la tension statorique de la phase(a)

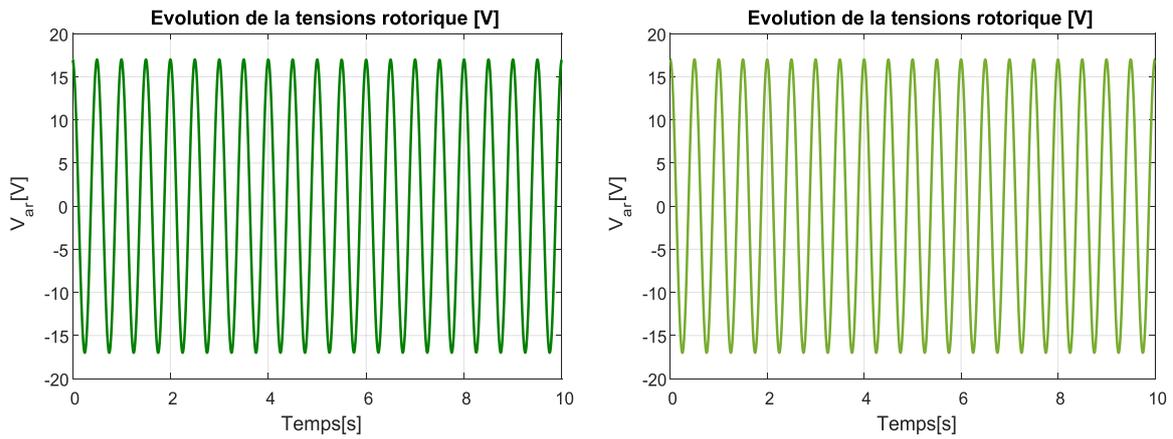


Fig.IV.32 Evolution de la tension rotorique de la phase(a).

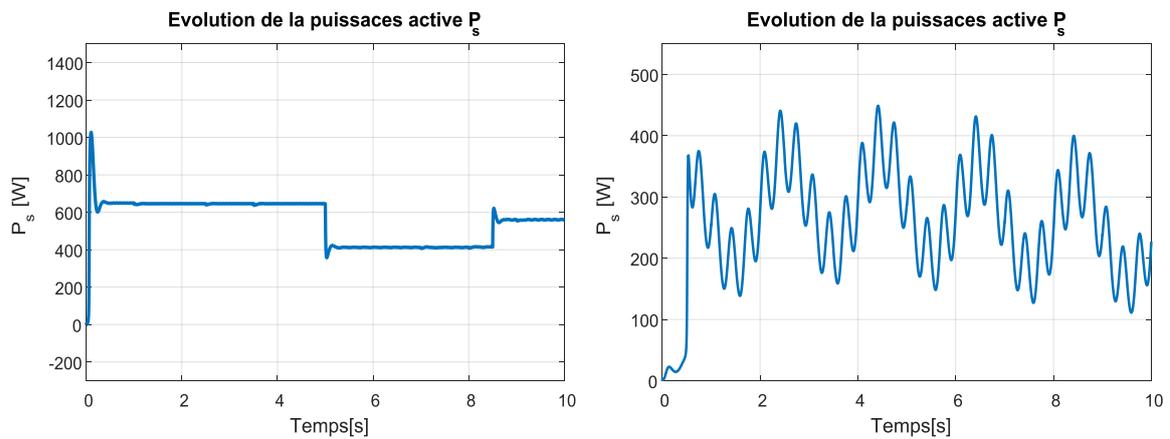


Fig.IV.33 Evolution de la puissance active P_s

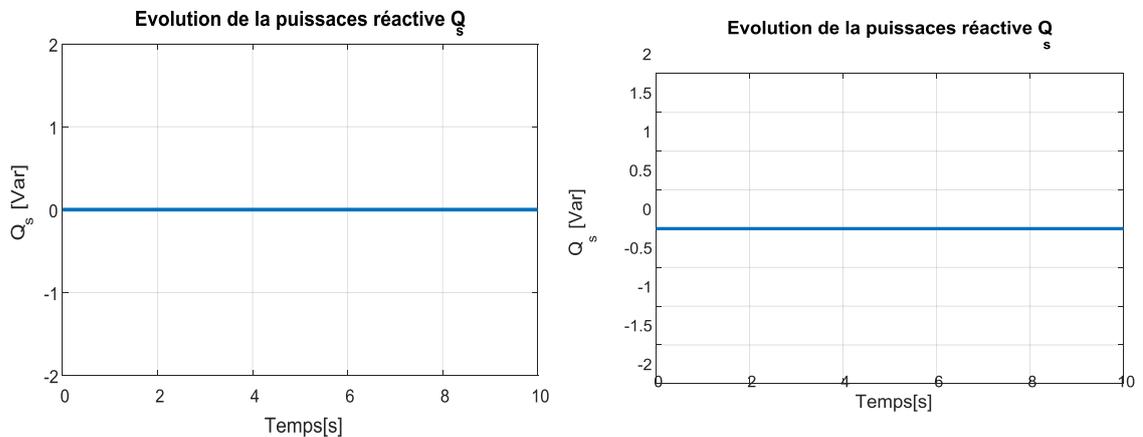


Fig.IV.34 Evolution de la puissance réactive Q_s

VI.6.3.1 Interprétation des résultats

Au regard des figures (IV.31 et IV.32), on peut remarquer que la tension statorique et rotorique ont des fréquences différentes. La fréquence statorique est imposée par le réseau (50Hz), mais la fréquence rotorique est liée au glissement de la machine qui égal à 1.9 HZ. et ce qui est claire aussi en comparant les figures des courant statorique et rotorique (IV.29 et IV.30) on voit que la fréquence des courants rotoriques est dixième de la fréquence des courants statoriques.

On constate l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage et après environ 0.1s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales respectivement de fréquence 50Hz et 1.9 Hz.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté un aperçu général sur l'énergie éolienne dédiée à produire de l'énergie électrique basé sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Dans ce contexte, on a décrit dans un premier lieu quelques notions nécessaires à la compréhension au sujet de la technologie des éoliennes, les différents types d'éoliennes ainsi que les machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est la machine la plus utilisée dans le domaine de conversion éolienne à savoir les principales théories qui régissent l'interaction entre le vent et la turbine éolienne, ensuite différentes structures qui composent la chaîne de conversion éolienne existante ont été présentés, ainsi que les différentes configurations de l'association machine -convertisseur.

A la fin du chapitre on a présenté la modélisation de la chaîne de conversion éolienne et les tests de simulation, pour but d'étudier les stratégies de commande des puissances active et réactive de la GADA dans le chapitre qui suit.

Chapitre V

*Stratégies de commande de la
génératrice Asynchrone double
alimentation*

Chapitre V

V.1 Introduction

La chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable utilisant la génératrice asynchrone doublement alimentée (GADA), est considérée comme l'une des sources d'énergie renouvelable les plus exploitées par rapport aux autres systèmes d'énergies éoliennes. Cependant et vu l'intermittence de l'énergie éolienne les évolutions technologiques de ce système passent généralement par la mise au point d'une stratégie de commande optimisée et stable, afin d'extraire une production de grande capacité avec moins de perturbations [121].

Après avoir modélisé les éléments de cette chaîne de conversion éolienne, dans le chapitre précédent, l'objectif principal de ce chapitre est la mise en œuvre d'une commande de la puissance active et réactive générée par cette chaîne de conversion éolienne basée la GADA, en utilisant deux techniques de commande à savoir la commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande par mode glissant. Des simulations numériques seront présentées par le logiciel Matlab/Simulink, qui permet de mettre en place du modèle de la chaîne de conversion ainsi que les lois de commande associées, afin d'examiner la robustesse des méthodes de commande proposées en présence des perturbations de la vitesse du vent.

V.2 Commande vectorielle des puissances active et réactive de la GADA :

V.2.1 Présentation de la commande vectorielle de la GADA

Vu sa simplicité d'implantation la commande vectorielle est une technique de commande très populaire dans le domaine des entraînements à vitesse variable des machines à courant alternatif, elle consiste à obtenir un certain découplage entre le flux et le couple afin d'avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu.

Pour pouvoir contrôler facilement et indépendamment les puissances actives et réactives générées par la génératrice GADA entraînée par la turbine éolienne en mode de fonctionnement hypersynchrone, on réalise dans ce qui suit la commande vectorielle avec orientation du flux statorique le principe de la commande développé dans le chapitre II, [28,115, 132]. Le principe de découplage de la commande vectorielle consiste à orienter le flux statorique suivant l'axe 'd' du référentiel tournant voir la figure II.2 du chapitre II.

$$\text{On a donc : } \phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0$$

Pour les applications à moyenne et grande puissance, on peut négliger le terme résistif devant la tension, tout en considérant le flux statorique constant donc : $\frac{d\phi_s}{dt} = 0$

Les équations de la GADA (4.19) et (4.20) devient [134]:

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{d\phi_s}{dt} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \phi_s \quad d'o\grave{u} \quad \phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \\ \phi_{sd} = \phi_s = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = 0 = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (5.1)$$

A l'aide des équations du flux dans (4.20), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (5.2)$$

D'après la contrainte d'orientation du flux statorique, l'expression (4.22) du couple se réduit comme suit :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (5.3)$$

En utilisons l'équation (5.2), les puissances actives et réactives statoriques de l'équation (4.23) s'écrivent [135]:

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \cdot V_s \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} = V_s \cdot \left[\frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot I_{rd} \right] = \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \end{cases} \quad (5.4)$$

Le système d'équation précédent montre le découplage entre le contrôle de la puissance active et celui de la puissance réactive. L'inductance magnétisante est constante on travaille dans le régime non saturé et si la tension et la fréquence sont imposées par le réseau on peut dire que [136, 137]:

- ✓ La puissance active au stator P_s est contrôlée par la courant rotorique inverse I_{rq} .
- ✓ La puissance réactive Q_s est contrôlée par la courant rotorique direct I_{rd} elle est éventuellement contrôlée à zéro pour but d'avoir un facteur de puissance unitaire au stator

Les expressions des tensions rotorique appliquées à la GADA, peuvent être déterminées par la substitution des équations (5.1) et (5.2) dans (4.25) [115]:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{rq} + g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s + g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} \end{cases} \quad (5.5)$$

Par l'observation de l'équation (5.5) on s'aperçoit que les puissances statorique et les tensions rotorique sont liés par une fonction de transfert du 1^{er} ordre, donc après transformation de Laplace on peut déduire le schéma fonctionnel de la GADA donné par la figure ci-dessous :

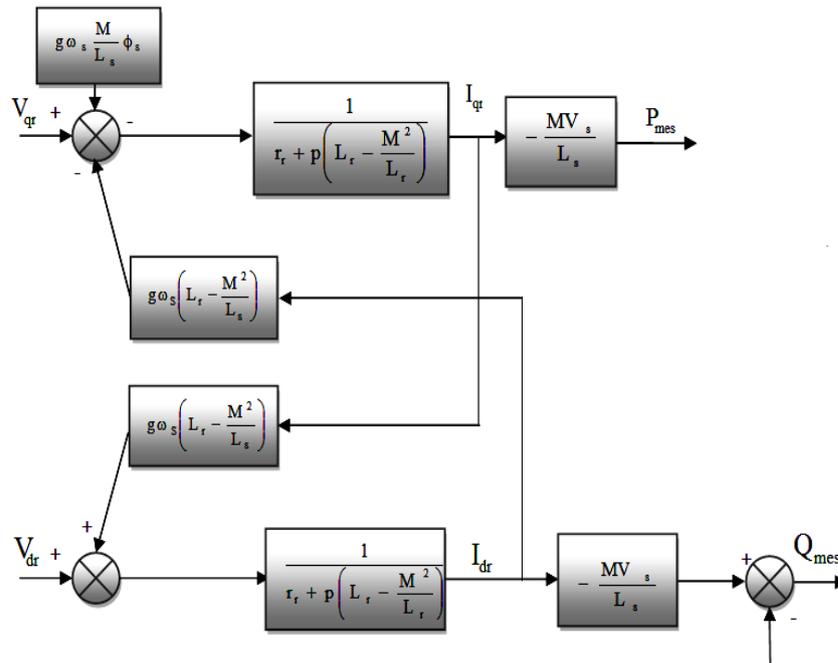


Fig.V.1 Schéma bloc des régulateurs des puissances de la GADA.

Remarque : La faible valeur du glissement g minimise l'influence du couplage entre les axes d et q , ils peuvent être commandés séparément avec leurs propres régulateurs [130].

V.2.2 Types de commande vectorielle des puissances de la GADA

Dans la littérature il existe plusieurs types de commandes vectorielles, suivant l'orientation de flux, le mode d'alimentation... etc. Notre est de contrôler les puissances de la GADA on peut citer la commande vectorielle directe et indirecte pour la suite de notre travail [115] :

- ✓ *La commande directe :* dans cette structure les régulateurs remplacent les termes de couplage négliger et contrôlent directement les tensions rotorique de la GADA, le schéma fonctionnel de la commande directe est le suivant:

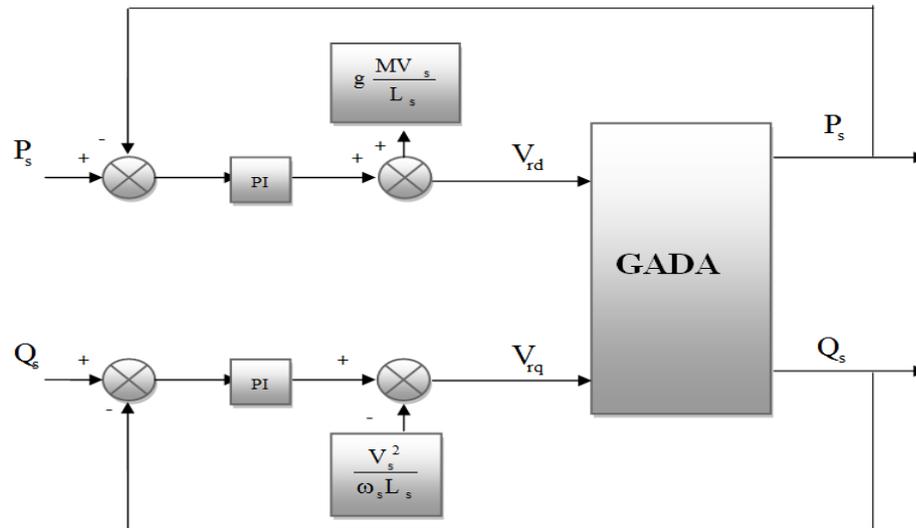


Fig.V.2 Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA

Les régulateurs PI sont utilisés pour but d'assurer une bonne poursuite de trajectoire des puissances active et réactive, d'où l'action intégrale permet d'avoir une erreur statique presque nulle tandis l'action proportionnelle améliore la rapidité de la réponse, à cet effet, la commande directe consiste à contrôler indépendamment et directement les puissances P_s et Q_s de la GADA, afin d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis les perturbations internes ou externes [7]. Les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q et ils sont calculés dans l'annexe B.

L'inconvénient majeur de ces régulateurs est la dynamique lente dans les systèmes ou/et variant dans le temps : comme celui des variations brusque des paramètres de la machine notamment la résistance qui nécessite des gains auto-ajustables.

✓ *La commande indirecte* : dû fait que les termes de couplage sont compensés en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotorique, pour la réalisation de cette commande on utilise les expressions des puissances statorique en fonction des courants rotorique et des expressions des tensions rotorique en fonction des courants rotorique. Dans ce qui suit on présente trois types de commandes : commande avec seulement les boucles de courants, la commande avec boucles de puissances et la commande avec boucles de courants et boucles de puissances, cette dernière commande est compliquée, car elle présente quatre boucles donc quatre régulateurs PI, cependant les poursuite de trajectoires des puissances statorique et des courants rotorique généralement sont plus amélioré que commande sont boucles de puissances.

a) Commande avec boucle de courant : cette méthode présente seulement les boucles de régulation des courants rotorique dont les consignes sont directement déduites des

valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine, comme il est présenté par le schéma fonctionnel suivant :

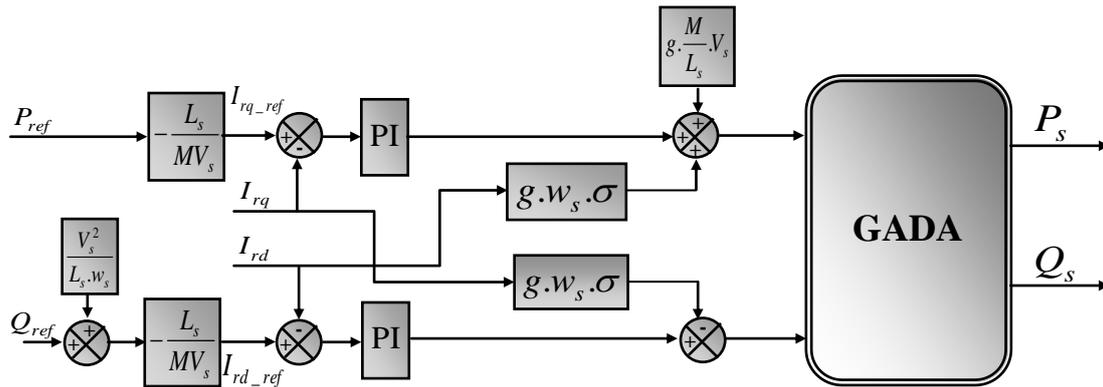


Fig.V.3 Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de courant [135]

b) **Commande avec boucles de puissance** : cette méthode présente seulement les boucles de régulation des puissances, les consignes sont imposés à des valeurs proches des puissances nominales de la GADA, comme il est présenté par le schéma bloc suivant :

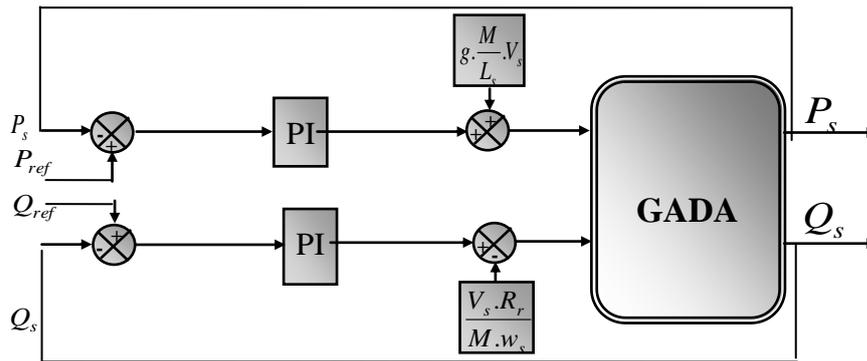


Fig.V.4 Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissances.

c) **Commande avec boucles de puissances et de courants** : pour but d'améliorer les performances dynamiques de la commande précédente, on ajoute deux autres boucles de régulation des puissances statoriques. Le schéma fonctionnel démontré par la figure. V.5.

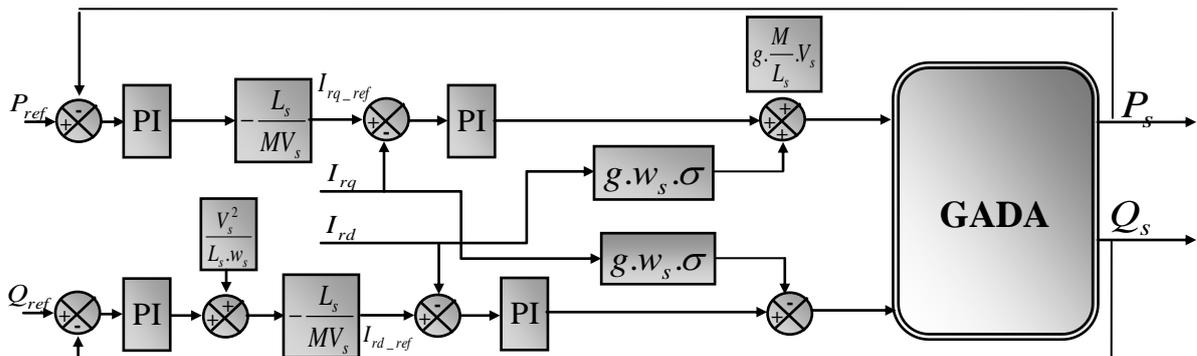


Fig.V.5 Schéma bloc de la commande avec boucles de courants et puissances.

V.2.3 Résultats de Simulation

Pour valider les performances des méthodes des commandes proposées dans le paragraphe précédent des tests de simulation ont été réalisés dans l'interface Simulink du logiciel Matlab, le stator de la GADA est alimenté par le réseau et le rotor est alimenté par un convertisseur (onduleur de tension à MLI). Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation sont reportés en Annexe A. Les tests de simulation ont été effectués pour des échelons des puissances actives et réactives statoriques linéaire et aléatoire.

☞ Résultats de simulation avec boucle de courant

☞ Puissance linéaire

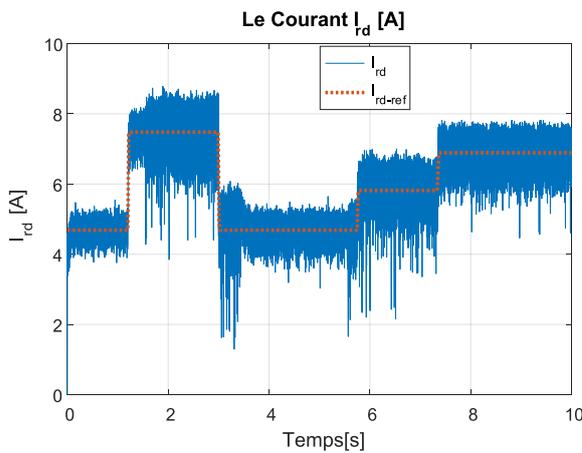


Fig. V.6a. Courant I_{rd}

☞ Puissance aléatoire

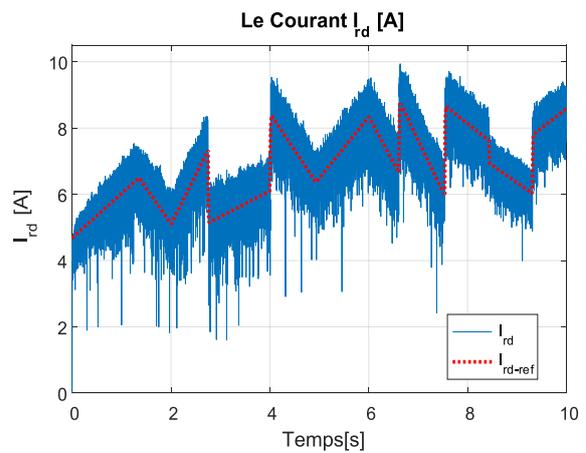


Fig. V.6b. Courant I_{rd}

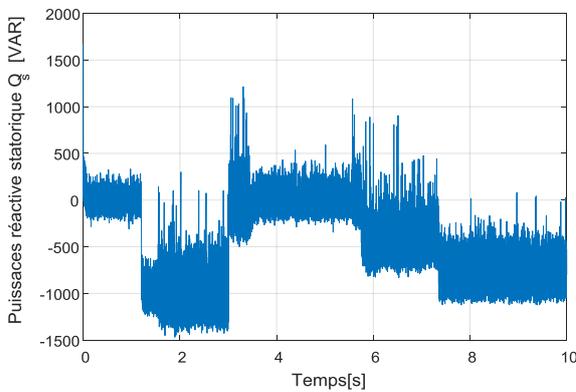


Fig. V.7a. Puissance réactive

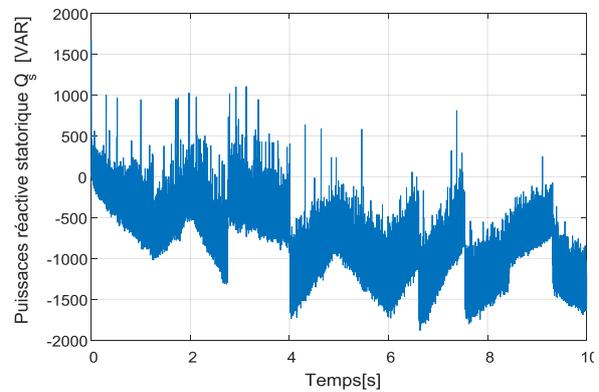


Fig. V.7b. Puissance réactive

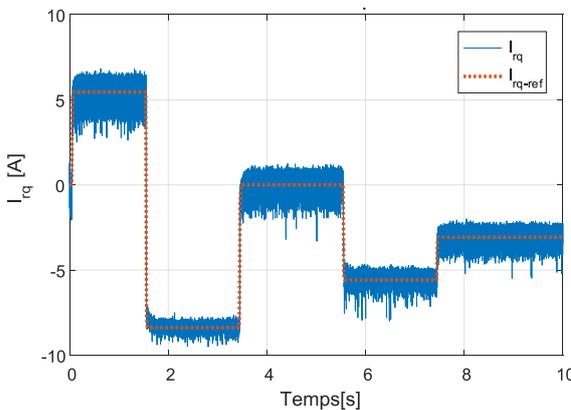


Fig. V.8a. Courant I_{rq}

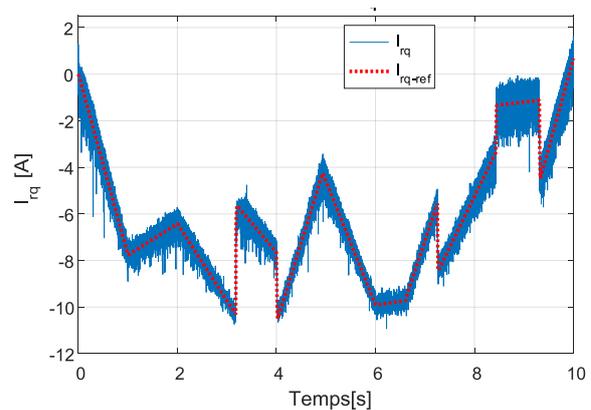


Fig. V.8b. Courant I_{rq}

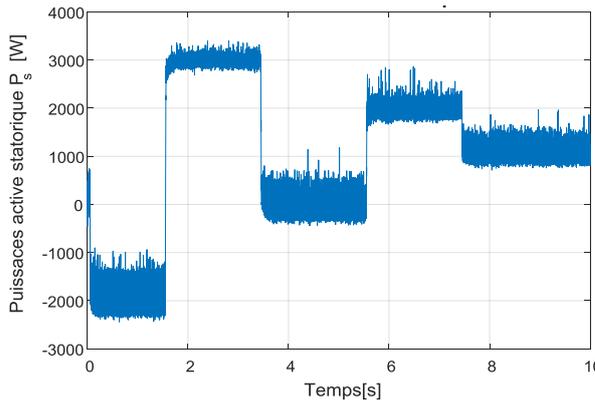


Fig. V.9a. Puissance active

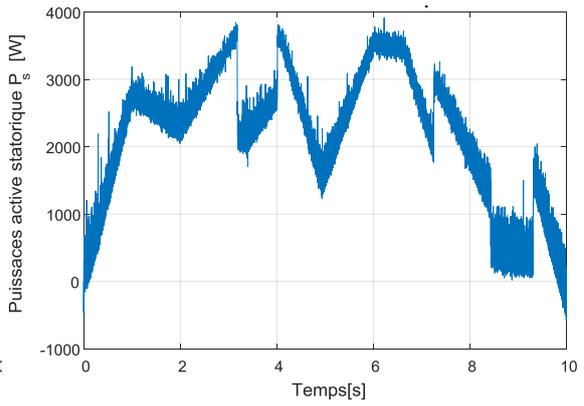


Fig. V.9b. Puissance active

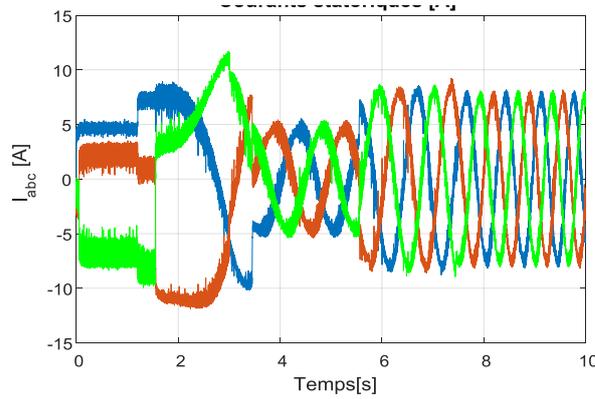


Fig. V.11a. Courant I_{abc}

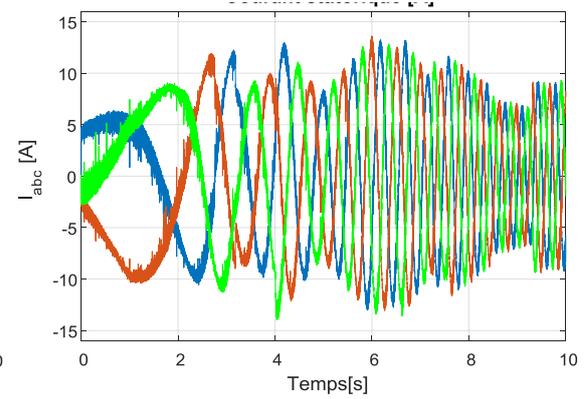


Fig. V.11b. Courant I_{abc}

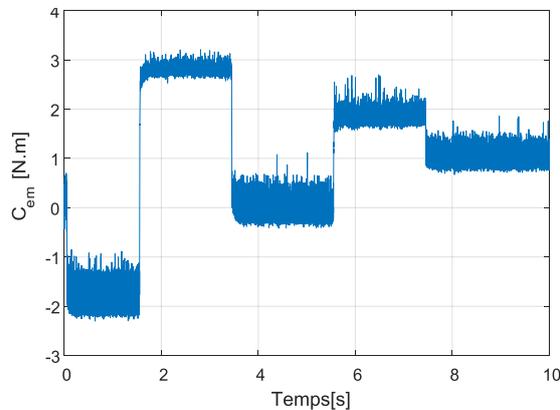


Fig. V.12a. Couple électromagnétique

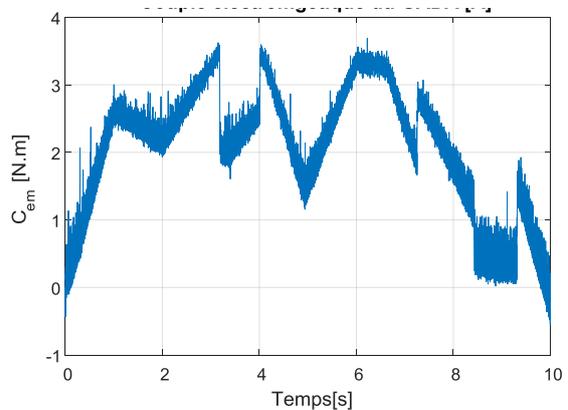


Fig. V.12b. Couple électromagnétique

☞ *Interprétation des résultats de simulation :*

D'après les résultats de simulation obtenus on remarque que l'application de la commande vectorielle à la GADA entraînée par la turbine, nous a permis d'avoir le découplage voulu entre la puissance active et la puissance réactive, puisque on observe bien que le courant rotorique en quadrature I_{rq} contrôle la puissance réactive et le courant rotorique directe I_{dr} contrôle la puissance active voir les figures (V.6-V.7) et (V.6-V.7).

☞ D'après les figures (V.6a-V.6b), on observe que le courant rotorique en quadrature I_{qr} suit le courant de référence I_{qref} , mais avec des ondulations dans un enveloppe allongé. Ces dernières ondulations sont directement observés sur les formes les puissances réactives voir les figures (V.7a et V.7b).

☞ D'après les figures (V.8a-V.8b), le courant rotorique directe I_{dr} est bien contrôlé où il suit parfaitement le courant de référence avec moins d'ondulations autour de I_{dref} , donc la puissance réactive aussi présente moins d'ondulations voir les figures (V.9a et V.9b). Les figures (V.10a et V.10b) montrent que les courants statorique ont une forme sinusoïdale avec un faible pic au régime transitoire, ce qui donne une énergie avec moins harmoniques. Alors en conclu que cette technique de contrôle permet de découpler les expressions de la puissance active et réactive de la GADA.

📖 *Résultats de simulation avec boucle de puissances :* Dans ce cas on a seulement la boucle de régulation des puissances active et réactive, les courant rotorique n'ont pas une boucle de régulation ils sont imposés directement par des valeurs à la sortie des régulateurs de puissances.

Puissance linéaire

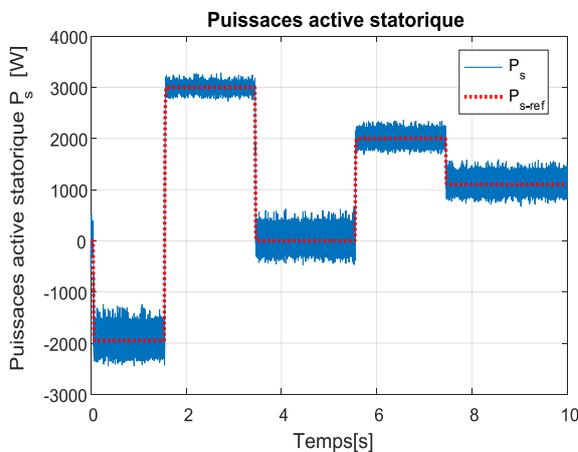


Fig. V.13a. Puissance active

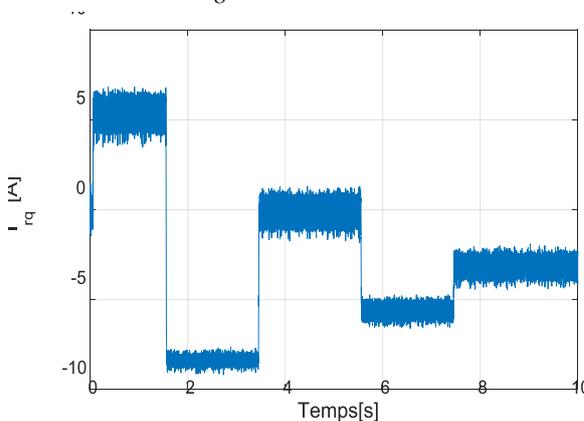


Fig. V.14a. Courant I_{rq}

Puissance aléatoire

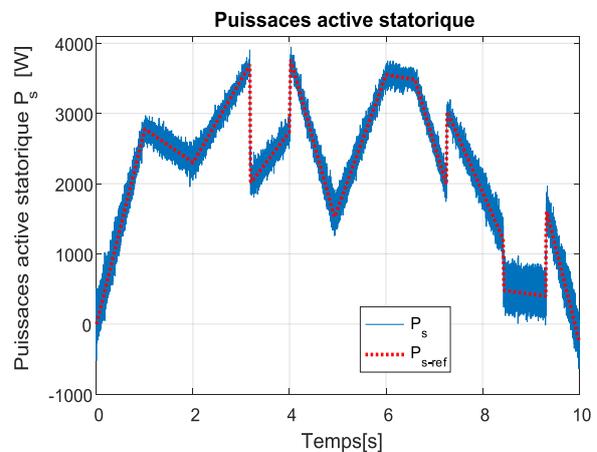


Fig. V.13b. Puissance active

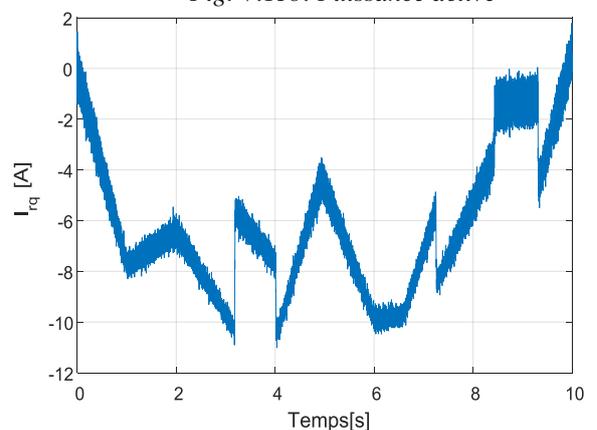


Fig. V.14b. Courant I_{rq}

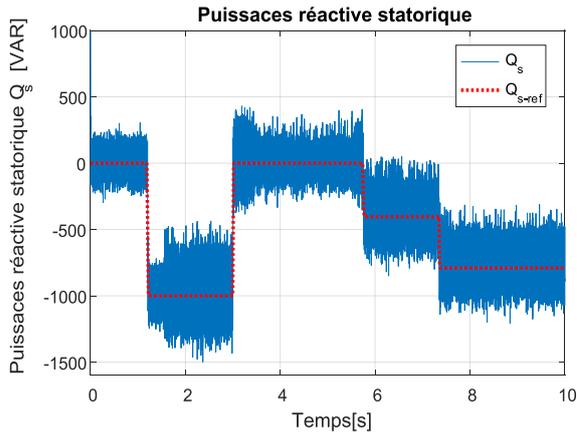


Fig. V.15a. Puissance réactive
Le Courant I_{rd} [A]

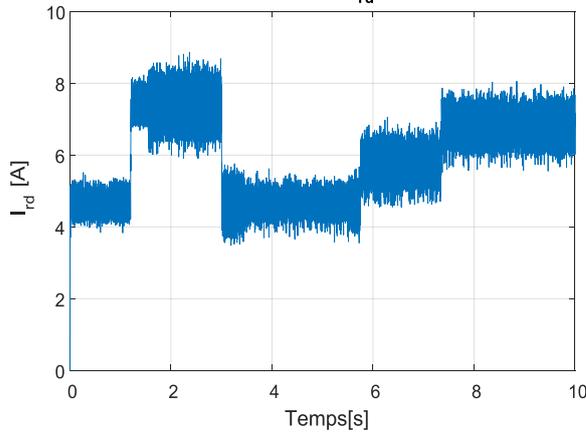


Fig. V.16a. Courant I_{rd}
Courant statorique [A]

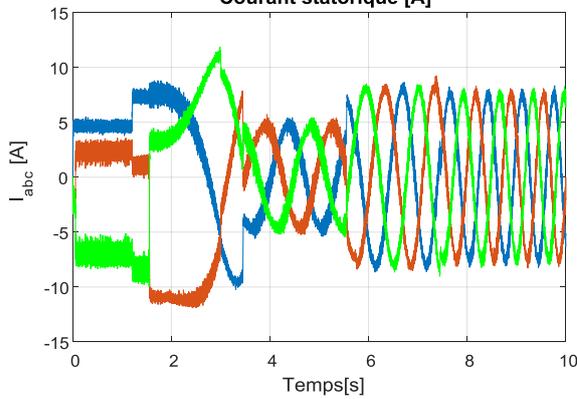


Fig. V.17a. Courant I_{abc}

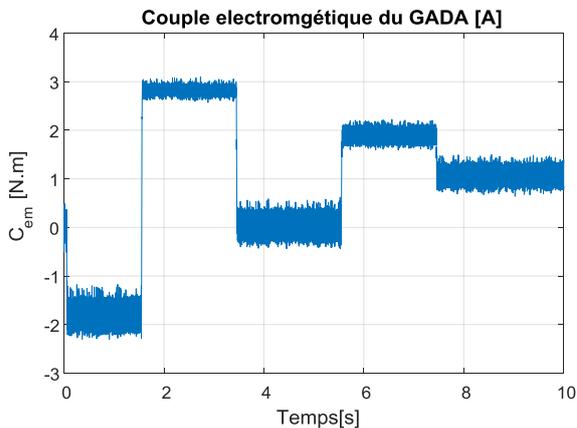


Fig. V.18a. Couple électromagnétique

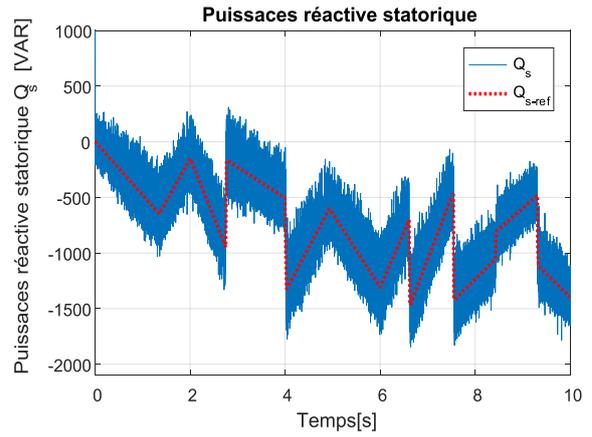


Fig. V.15b. Puissance réactive
Le Courant I_{rd} [A]

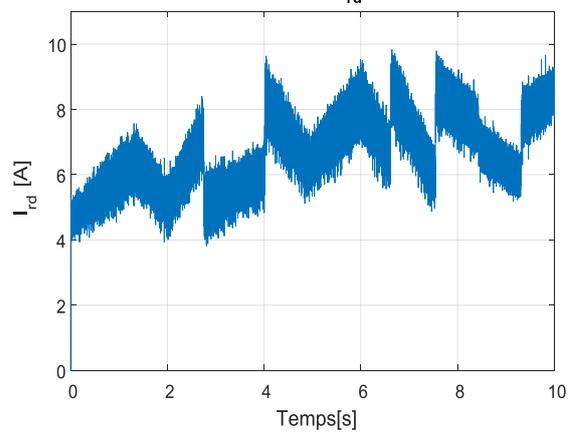


Fig. V.16b. Courant I_{rd}
Courant statorique [A]

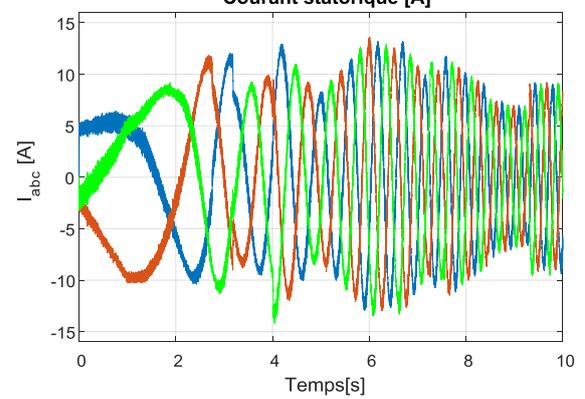


Fig. V.17b. Courant I_{abc}

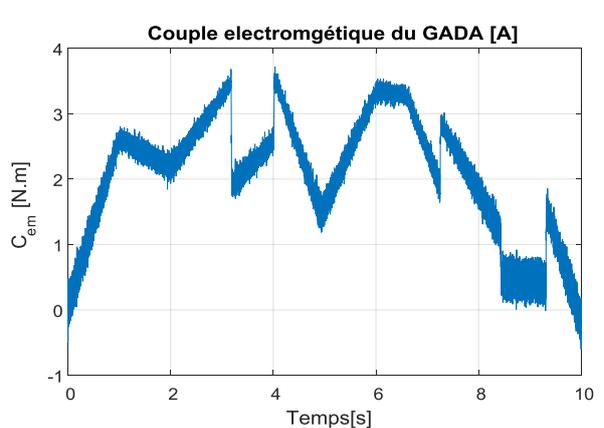


Fig. V.18b. Couple électromagnétique

Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats de simulation obtenus on remarque que le découplage voulu est toujours maintenu entre la puissance active et la puissance réactive, puisque on observe bien que le courant rotorique en quadrature I_{rq} contrôle la puissance réactive et le courant rotorique directe I_{dr} contrôle la puissance active voir les figures (V.6-V.7) et (V.6-V.7).

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion de la boucle de puissance a donnée presque les mêmes performances que celles de la boucle de courant. D'après les figures (V.8a-V.8b), on peut noter seulement que la réponse de la puissance réactive présente moins d'ondulations par rapport à celle de la boucle de courant.

Résultats de simulation avec boucle de courant et boucle de puissance

Puissance linéaire

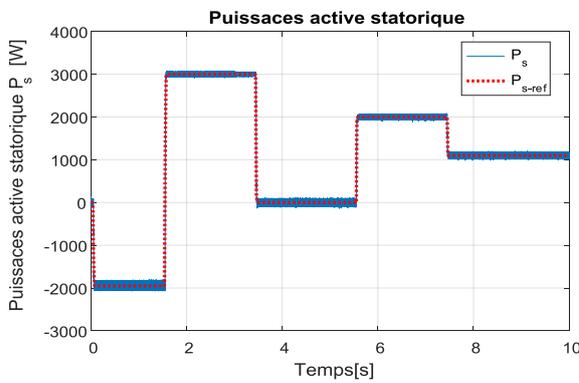


Fig. V.19a. Puissance active

Puissance aléatoire

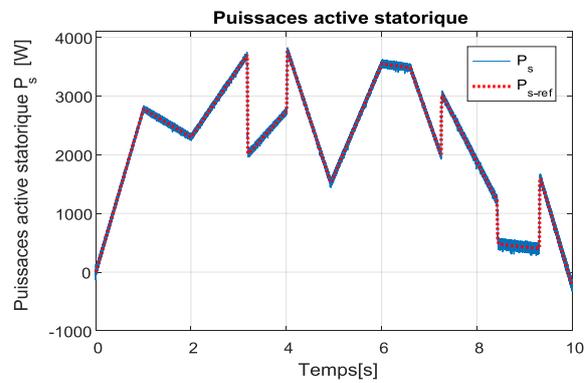


Fig. V.19b. Puissance active

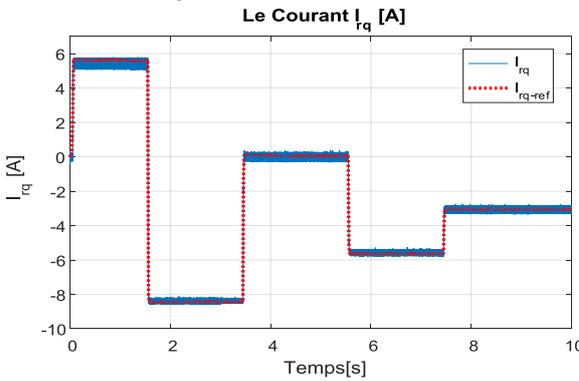


Fig. V.20a. Courant I_{rq}

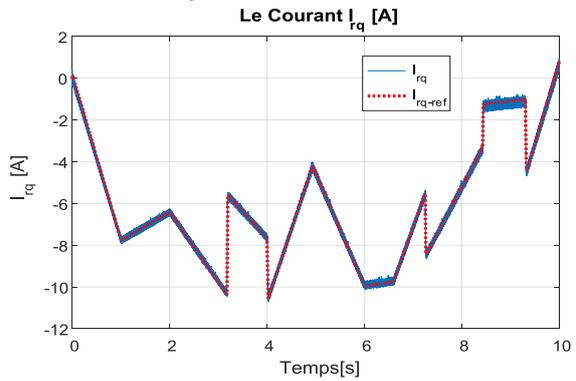


Fig. V.20b. Courant I_{rq}

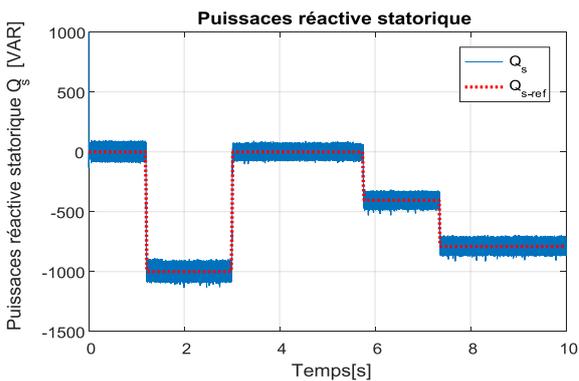


Fig. V.21a. Puissance réactive

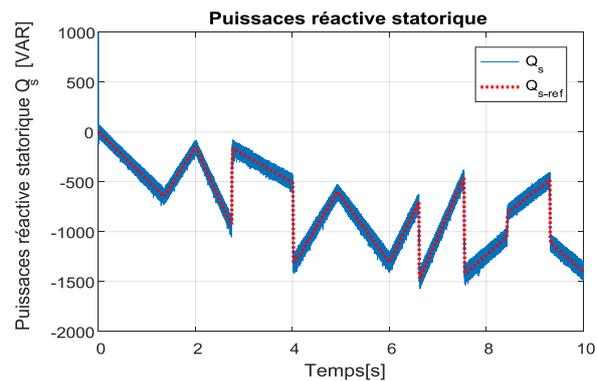


Fig. V.21b. Puissance réactive

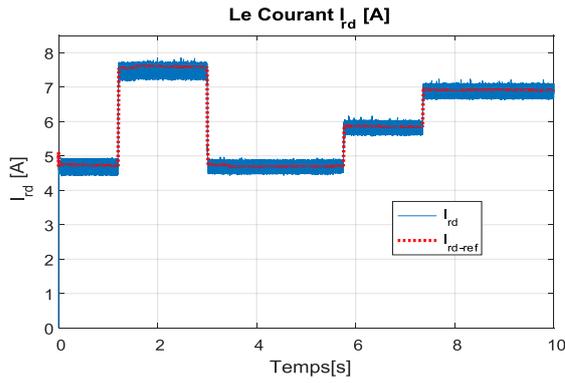


Fig. V.22b. Courant I_{rd}

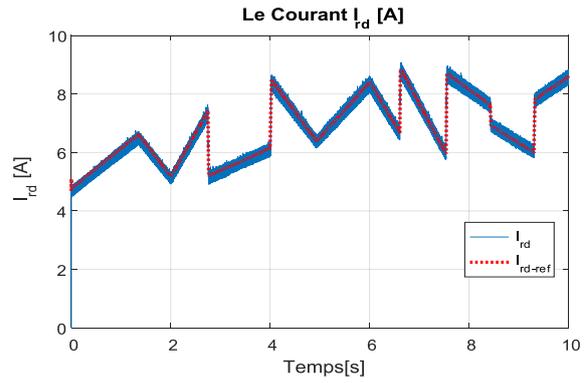


Fig. V.22b. Courant I_{rd}

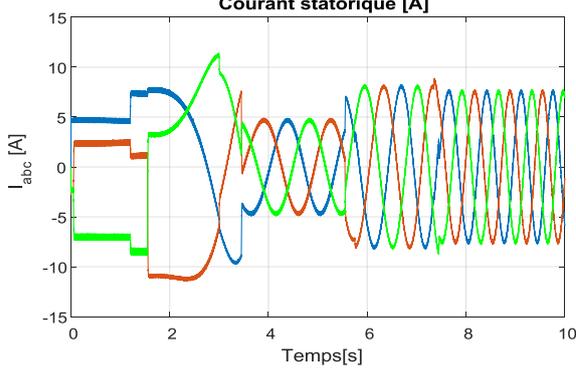


Fig. V.23a. Courant I_{abc}

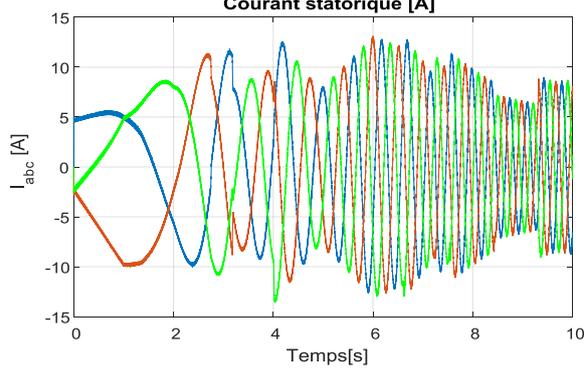


Fig. V.23b. Courant I_{abc}

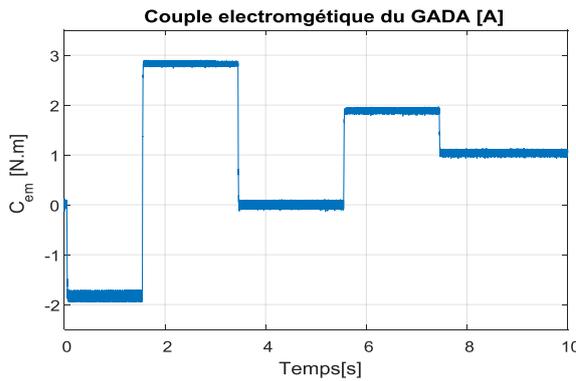


Fig. V.24a. Couple électromagnétique

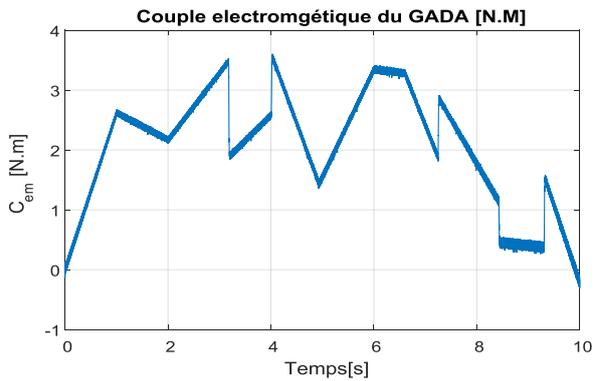


Fig. V.24b. Couple électromagnétique

Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats de simulation obtenus par l'application des deux boucles de puissances et de courant, on remarque toujours le découplage entre la puissance active et la puissance réactive, cependant dans ce cas les poursuites de trajectoire des puissances et des courants sont meilleures que celles obtenues dans le cas d'une seule boucle (courant ou puissance). D'après les figures on peut observer que les ondulations des grandeurs actuelles autour des grandeurs de référence sont faibles.

D'après les figures (V.23-V.24) on peut noter aussi que la réponse du courant statorique et du couple électromagnétique sont bien améliorés, la forme du courant est sinusoïdale non bruité régime permanent. Alors en conclu que cette technique de contrôle permet de découpler les expressions de la puissance active et réactive de la GADA.

Donc à partir des résultats obtenus on peut conclure que l'association de deux boucles nous a permis d'améliorer les performances de la commande avec une seule boucle, mais la mise œuvre de la commande avec boucle de puissance et courant est compliqué, car elle comporte quatre régulateurs PI, vu l'étude technico-économique dans ce qui suit on s'intéresse à l'amélioration des performances de la commande avec seulement les boucles de puissance par l'application de la commande par mode glissant.

V.3 Commande par mode glissant des puissances active et réactive de la GADA:

V.3.1 Présentation de la commande par mode glissant de la GADA

Après avoir présenté les principes de la commande par mode glissant dans le chapitre III, où on vu que le principe de cette technique consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriés autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre stable, représenté par la fonction « *Sign* » donnée par la fonction suivante [134]:

$$U_n = -K \cdot \text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} +I & \text{si } s(x) > 0 \\ -I & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Dans ce qui suit on va présenter l'application de la commande par mode glissant à la chaîne de conversion éolienne basée sur la GADA, afin de valider l'approche par des résultats de simulation qui seront présentés après. Pour cela, à partir des équations (5.4) et (5.5), on a le système d'équations d'état du GADA suivant [138]:

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \cdot V_s \\ Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot I_{rd} \\ \frac{d}{dt} I_{rd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{rd} - \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} \cdot I_{rd} + g \cdot \omega_s \cdot I_{rq} \\ \frac{d}{dt} I_{rq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} V_{rq} - \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} \cdot I_{rq} - g \cdot \omega_s \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \end{cases} \quad (5.7)$$

Pour appliquer notre commande les sorties à régler sont la puissance active et réactive générées par la GADA et qui sont données par l'équation suivante :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

A partir de ce choix des sorties les deux surfaces de glissement sont la puissance active et la puissance réactive, définies comme suite [7]:

$$\begin{cases} S_1(P_s) = P_s^* - P_s \\ S_2(Q_s) = Q_s^* - Q_s \end{cases} \quad (5.9)$$

V.3.2 Surface de régulation de la puissance active

Pour contrôler la puissance active de la GADA, la forme de la surface glissement est donnée comme suite [139]:

$$S_1(P_s) = e_P = P_s^* - P_s \quad (5.10)$$

La dérivée de cette surface est donnée par :

$$\dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad (5.11)$$

La substitution de l'expression de la puissance (5.4) dans l'équation de la dérivée (5.11) donne :

$$\dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* - \left(-\frac{M}{L_s} \cdot \dot{I}_{rq} \cdot V_s \right) \quad (5.12)$$

On remplace l'équation (5.4) de la dérivée du courant rotorique en quadratique \dot{I}_{rq} , dans l'équation (5.12), cette dernière devient [139] :

$$\dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \left(V_{rq} - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s \right) \quad (5.13)$$

En remplaçant l'expression de V_{rq} par l'expression de la commande du mode glissant donné par l'expression (3.64) du chapitre III, sa donne:

$$\dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \left((V_{rq_eq} + V_{rq_n}) - R_r \cdot I_{rq} - g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rd} - g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s \right) \quad (5.14)$$

Durant le mode de glissement et dans le régime permanent, la surface de glissement est nulle $S_1(P_s) = 0$, par conséquent, sa dérivée $\dot{S}_1(P_s) = 0$ et la partie discontinue $V_{rq_n} = 0$ sont aussi nulles.

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

$$V_{rq_eq} = R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s - \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^* \quad (5.15)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (5.15), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [104] :

$$\dot{S}_1(P_s) = \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \cdot V_{rq-n} \quad (5.16)$$

La condition d'attractivité exprimée par la condition de Lyapunov $\dot{S}_1(P_s) \cdot S_1(P_s) < 0$, doit être vérifiée ce qui nous impose à mettre :

$$S_1(P_s) \cdot \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \cdot V_{rq-n} < 0 \quad (5.17)$$

Afin de satisfaire la condition de Lyapunov précédente, le signe de V_{rq-n} doit être opposé à celui de la surface $S_1(P_s)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais [126] :

$$V_{rq-n} = -k_{V_{rq}} \cdot \text{Sign}(S_1) \quad (5.18)$$

$k_{V_{rq}}$: est un gain du mode glissant (voir Annexe G), leur signe il doit être différent de celui de la dérivée de la surface.

La commande globale est donnée finalement par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} V_{rq}^* &= V_{rq-eq} + V_{rq-n} \\ &= R_r \cdot I_{rq} + g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rd} + g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot V_s - \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \dot{P}_s^* - k_{V_{rq}} \cdot \text{Sign}(S_1) \end{aligned} \quad (5.19)$$

V.3.3 V.3.1.2. Surface de régulation de la puissance réactive

Pour contrôler la puissance réactive de la MADA, on choisit la forme de la surface glissement exprimée par l'expression suivante [62]:

$$S_2(Q_s) = e_Q = Q_s^* - Q_s \quad (5.20)$$

La dérivation de cette surface est donnée par :

$$\dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad (5.21)$$

En combinant l'équation (5.4) et l'équation (5.21) nous trouvons :

$$\dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \left(-\frac{V_s \cdot M}{L_s} \cdot \dot{I}_{rd} \right) \quad (5.22)$$

En remplaçant l'expression (5.4) de la dérivée du courant rotorique direct \dot{I}_{rd} dans l'équation (5.22), nous aurons :

$$\dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s \cdot M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot (V_{rd} - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rq}) \quad (5.23)$$

En remplaçant l'expression de V_{rd} par l'expression de la commande du mode glissant donné par l'expression (3.64) du chapitre III, sa donne:

$$\dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s \cdot M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \left((V_{rd_eq} + V_{rd_n}) - R_r \cdot I_{rd} + g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rq} \right) \quad (5.24)$$

De la même façon, Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface de glissement est nulle $S_2(Q_s)=0$, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}_2(Q_s)=0$ et la partie discontinue $V_{rd_n}=0$ sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente suivante [138]:

$$V_{rd_eq} = R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rq} - \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \dot{Q}_s^* \quad (5.25)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (5.25), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [138, 140]:

$$\dot{S}_2(Q_s) = \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \cdot V_{rd_n} \quad (5.26)$$

Durant le mode de convergence la condition d'attractivité exprimée par la condition de Lyapunov $\dot{S}_2(Q_s) \cdot S_2(Q_s) < 0$, doit être vérifiée ce qui nous impose à mettre:

$$\dot{S}_2(Q_s) \cdot \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot V_s \cdot V_{rd_n} < 0 \quad (5.27)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de V_{rd_n} doit être opposé à celui de $S_2(Q_s)$. Donc la forme la plus simple qu'on l'on peut adopter est la commande d'un relais:

$$V_{rd_n} = -k_{Vrd} \cdot \text{Sign}(S_2) \quad (5.28)$$

k_{Vrd} est un gain positive du mode glissant (voir Annexe E).

Finalement la commande globale est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} V_{rd}^* &= V_{rd_eq} + V_{rd_n} \\ &= R_r \cdot I_{rd} - g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot I_{rq} - \frac{\sigma \cdot L_r \cdot L_s}{M \cdot V_s} \dot{Q}_s^* - k_{Vrd} \cdot \text{Sign}(S_2) \end{aligned} \quad (5.29)$$

On peut résumer les équations de la commande par mode glissant des puissances actives et réactives de la GADA par la figure suivante:

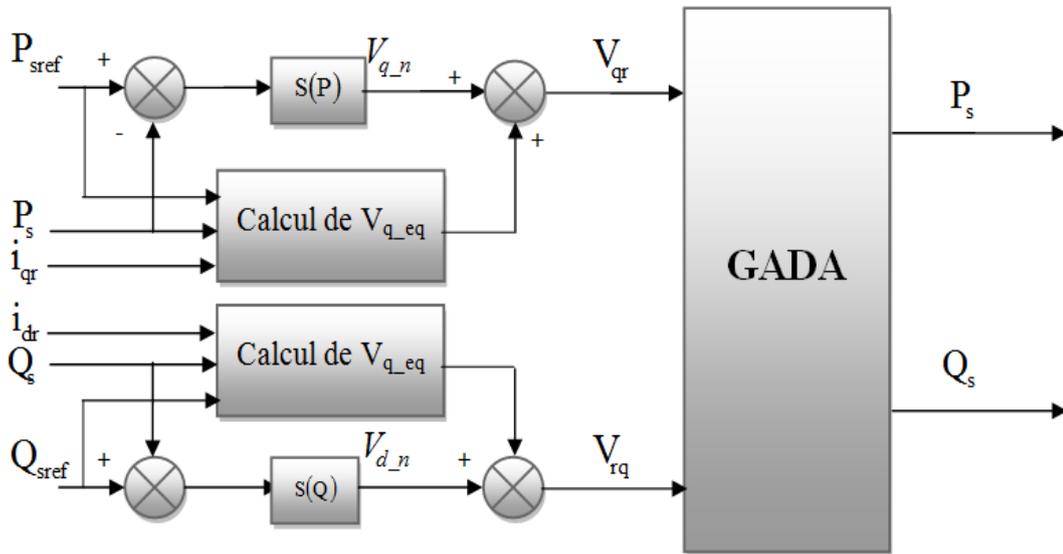


Fig.V.25 Structure de la commande par mode glissant de puissances de la GADA

V.3.4 Résultats de simulation:

☞ Puissance linéaire

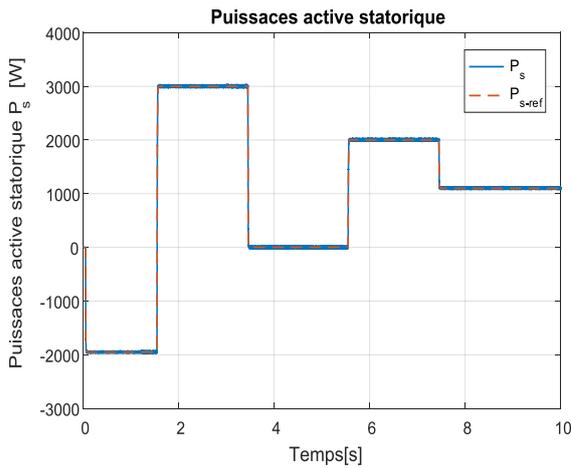


Fig. V.26a. Puissance active

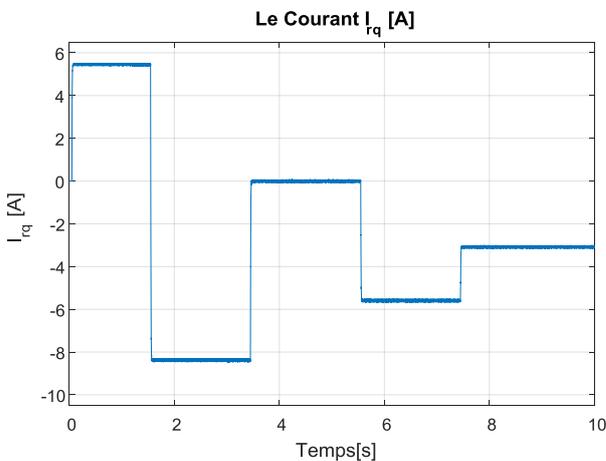


Fig. V.27a. Courant I_{rq}

☞ Puissance aléatoire

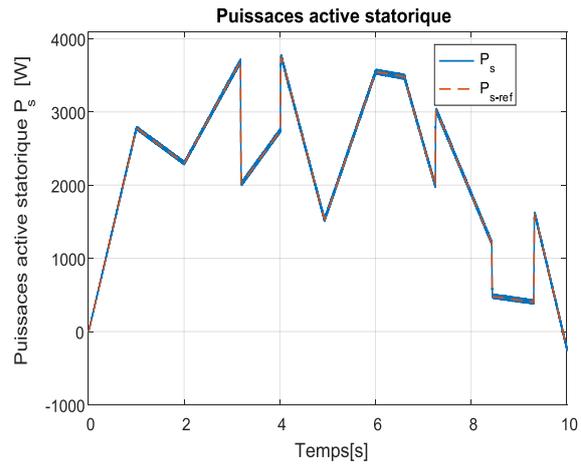


Fig. V.26b. Puissance active

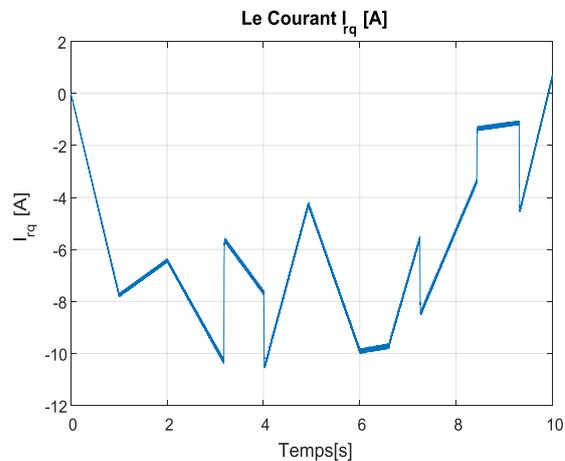


Fig. V.27b. Courant I_{rq}

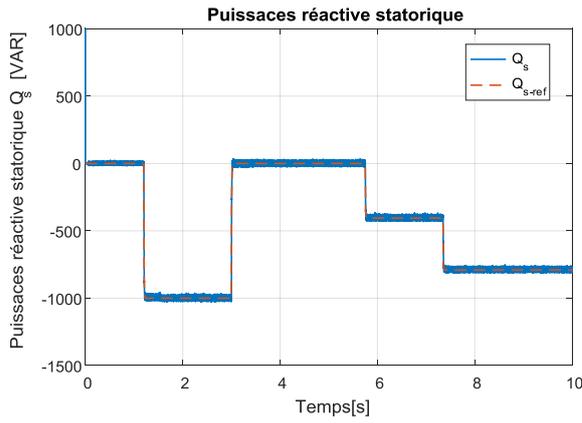


Fig. V.28a. Puissance réactive

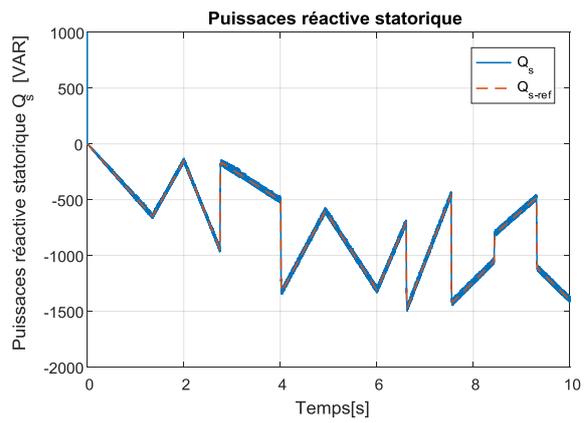


Fig. V.28b. Puissance réactive

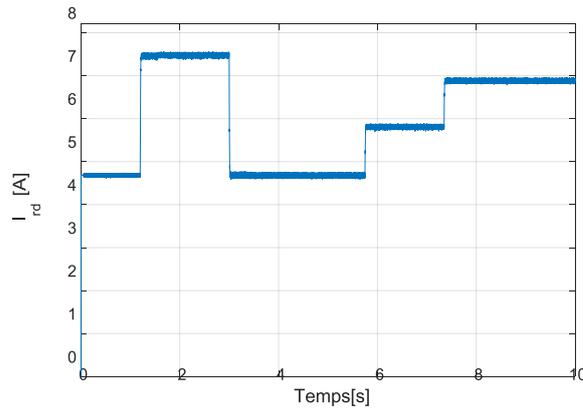


Fig. V.29a. Courant I_{rd}

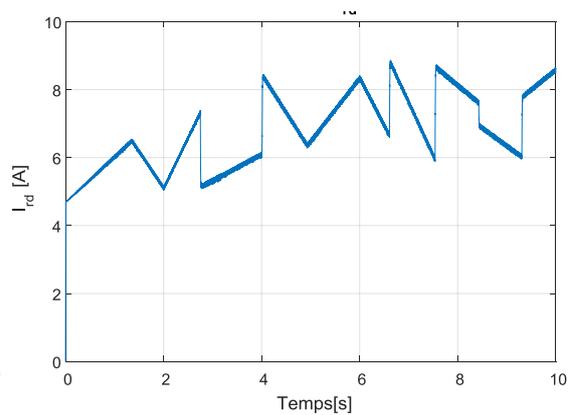


Fig. V.29b. Courant I_{rd}

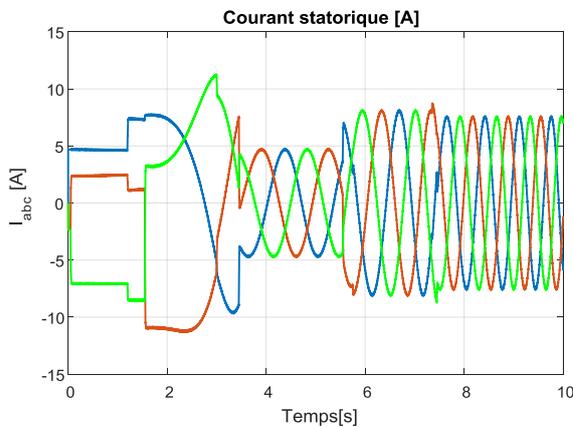


Fig. V.30a. Courant I_{abc}

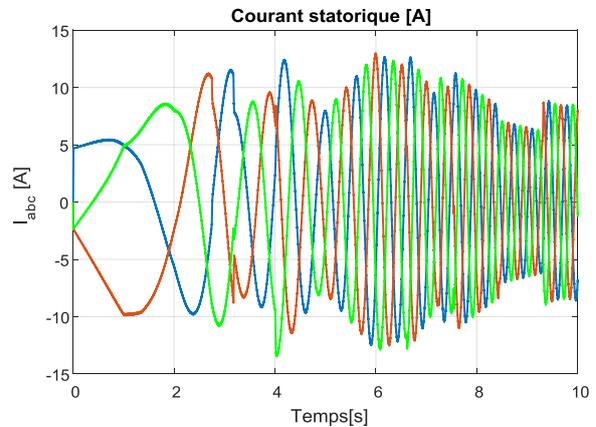


Fig. V.30b. Courant I_{abc}

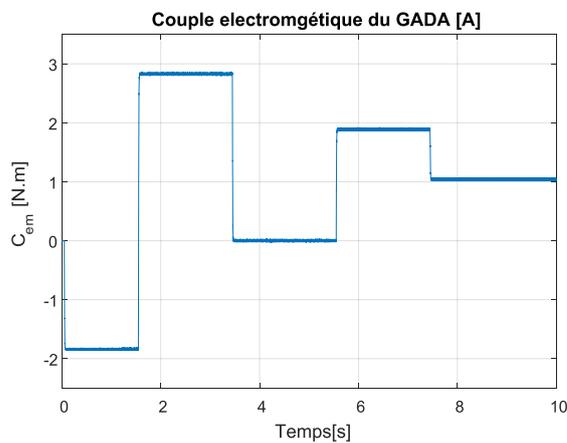


Fig. V.31a. Couple électromagnétique

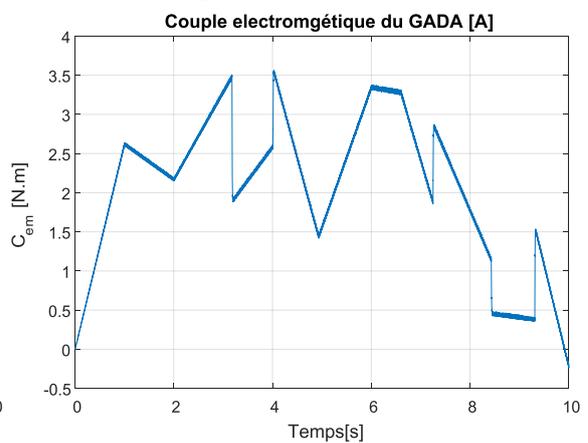


Fig. V.31b. Couple électromagnétique

Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats de simulation obtenus on remarque que le découplage exact entre la puissance active et la puissance réactive, car le courant rotorique en quadrature I_{rq} contrôle la puissance réactive et le courant rotorique directe I_{dr} contrôle la puissance active voir les figures (V.26-V.27) et (V.28-V.29).

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion d'une boucle de puissance a donnée des résultats meilleurs que celle obtenus par les trois techniques utilisées dans la commande vectorielle, ce qui est bien montré par les figures où les puissances statorique et les courants coïncident avec leurs références sans déplacements dans les deux régimes transitoire et permanent avec une erreur statique nulle

D'après les figures (V.30-V.31) on peut noter aussi que la réponse du courant statorique et du couple électromagnétique sont bien améliorés, la forme du courant au régime permanent est purement sinusoïdale. Alors on peut conclure que l'application de la commande par mode glissant nous a permis de bien améliorer les résultats de la commande vectorielle avec la boucle de puissance seulement et avoir un découplage exact sans aucune orientation de flux avec une très bonne poursuite des trajectoires.

V.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des techniques de régulation des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone double alimentation (GADA), à savoir la commande vectorielle et la commande par mode glissant, dont l'objectif est de contrôler les puissances active et réactive indépendamment en effectuons un découplage entre ces deux puissances qui sont contrôlées respectivement par le courant en quadrature et le courant direct.

D'après les résultats obtenus par l'environnement Simulink, nous avons constaté que la régulation des puissances et des courants est réalisée avec de très bonnes performances dynamiques par l'application de la commande par mode glissant. Cependant, la stratégie de commande vectorielle reste la plus adaptée puisque elle offre la simplicité et la facilité de la mise en œuvre.

Conclusion générale

Les problématiques discutés dans cette thèse nous ont permis d'étudier les stratégies de commande des machines asynchrones, appliquées pour deux modes de fonctionnement, que ce soit pour le mode de fonctionnement moteur pour les applications industrielles, ainsi que le mode de fonctionnement génératrice pour la production de l'énergie électrique dans une chaîne de conversion éolienne. D'ailleurs notre objectif est d'accroître la robustesse et l'efficacité du système de conversion électromécanique d'une part et d'améliorer la qualité de l'énergie fournie d'une autre part, via la proposition des algorithmes de commande.

Pour ce faire, on a présenté dans le premier chapitre un état de l'art étendu, au premier le développement des machines électriques et leurs stratégies de commande classiques et avancées.

Au second lieu, on a présenté la commande vectorielle par orientation de flux rotorique (FOC), qui consiste à réaliser un découplage entre le flux et le couple de la machine. Néanmoins, ce découplage, n'est pas maintenu en présence des variations paramétriques de la machine notamment la résistance rotorique, de plus cette technique nécessite la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine, pour cela et pour but d'améliorer les performances dynamiques de la commande vectorielle, on a remplacé d'une part les régulateurs PI classiques par des régulateurs intelligents à base de logique floue, d'une autre part l'application de commande directe du couple sans capteur mécanique cette technique a montré une supériorité des performances vis-à-vis la commande vectorielle, en plus pour éliminer le capteur de flux, une technique d'estimation de flux statorique en utilisant le système adaptative avec modèle de référence (MRAS) associé à la DTC a été utilisée.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude et l'élaboration des commandes avancées, telle que la commande linéaire par retour d'état et la loi de commande par mode glissant. Le choix de ces techniques a été motivé par le fait qu'elles sont très robustes envers les perturbations internes et externes. L'application de ces techniques pour le contrôle de la vitesse et le flux de la machine, montrent que le découplage est maintenu même en présence des variations de la résistance et du couple de charge, où les

performances dynamiques de la commande linéarisation par retour d'état et la commande par mode glissant sont meilleurs que celles des commandes classiques.

Le quatrième chapitre rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion à base de l'énergie éolienne ainsi que les différentes associations des machines électriques convertisseurs statiques, pouvant être accouplées à une éolienne. Par la suite nous avons abordé la modélisation et la simulation de la chaîne de conversion d'éolienne à base de la génératrice asynchrone à double alimentation sous l'environnement Simulink du logiciel Matlab.

La cinquième partie, a été consacrée à l'application de la commande vectorielle et la commande par mode glissant au système de production de l'énergie éolienne basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), pour but d'avoir un découplage entre la puissance active et la puissance réactive générées par la chaîne de conversion éolienne.

Les résultats obtenus de la commande par mode glissant montrent que les puissances et les courants rotoriques sont bien contrôlés indépendamment avec de très bonnes performances dynamiques que celles obtenus par l'application de la commande vectorielle, ce qui montre que les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques avec une bonne poursuite de trajectoire et un rejet de perturbations.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement de ces dispositifs sont envisageables :

- ✎ La mise en œuvre de la commande prédictive non linéaire.
- ✎ Application des techniques de commande avancées aux systèmes hybrides.
- ✎ La validation des travaux de la simulation de cette thèse par des essais expérimentaux.

Annexes

Annexe A

A.1 Introduction

La machine asynchrone est très exploitée grâce à ses avantages de simplicité de construction, son faible coût d'achat, sa fabrication et sa robustesse mécanique mais elle a l'inconvénient d'une grande complexité physique liée aux couplages électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour apprêter des approches de commande assurant les performances espérées, alors un modèle diffusant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent est nécessaire. Pour développer un modèle plus simple de cette machines, elle exige un calcul matriciel [2, 3].

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes, qui transforme un système triphasé en système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle, et permet l'étude des régimes transitoires. [1]

L'objectif de cette annexe est de présenter mathématiquement, la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé, soit tournant, soit fixe au stator. D'où à partir de transformations mathématiques adaptées, ces référentiels sont déterminés du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone. [3]

Le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone, sa transformation à un système diphasé et son alimentation seront présentés dans ce qui suit :

A.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Pour élaborer le modèle dynamique de la machine asynchrone à n'importe quelle commande, il doit être une bonne approximation au modèle réel, pour pouvoir évaluer les commandes appliquées à n'importe quelle condition de changement possible dans le montage. Pour cela, ce modèle doit comporter tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes transitoire et permanent.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine [2].

A.2.1 Hypothèses simplificatrices [130]

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices, pour simplifier les relations entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants donné comme suit :

- ☞ L'effet d'encoche est négligeable ;
- ☞ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.e.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ☞ La saturation de circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- ☞ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ☞ Enfin, le neutre n'est pas relié à la terre (isolé) ce qui implique que le régime homopolaire est nul

Ces hypothèses impliquent que :

- L'entrefer est supposé à épaisseur constante
- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques d'une forme sinusoïdale.

A.2.2 Mise en équation de la MAS

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la figure A.1. Elle est munie de six enroulements [141]. Le stator est formé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré. Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulement rotoriques sont notées, respectivement, (A, B, C) et (a, b, c) . L'angle θ est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

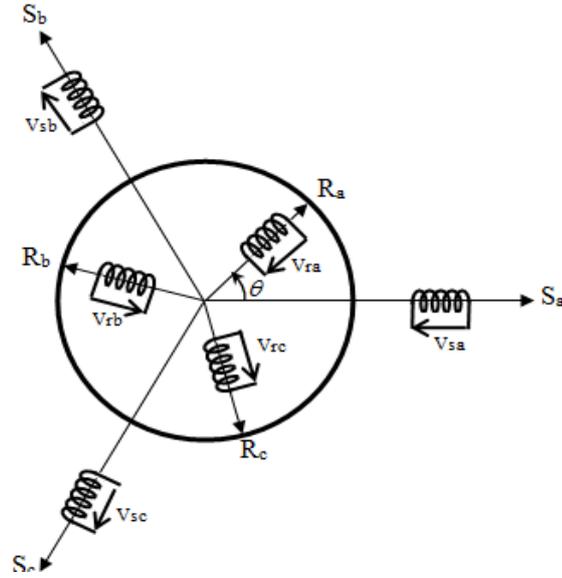


Fig. A.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

A.2.2.1 Equations des tensions et des flux [2]

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{A.1})$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{A.2})$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \phi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \phi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{cases} \phi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \phi_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \phi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Les flux totalisés dans les phases du stator et du rotor s'expriment sous la forme matricielle comme,

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{A.5})$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{A.6})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.7}) \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

En mettant (A.5) et (A.6) dans, respectivement, (A.1) et (A.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (\text{A.10})$$

$$[0] = [R_r] [I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t [I_s] \} \quad (\text{A.11})$$

Les deux équations précédentes ce sont des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

On note que, la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles doivent être conservée après la transformation. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park. [1, 130]

A.2.3 Modèle de Park de la machine asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire, pour cela on fait appel à la transformation de Park [3] Malgré l'ancienneté (1929) de cette transformation, mais elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout

simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [2]. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation d'un système triphasé équilibré en un système biphasé, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés dans le plan (d,q) [129] où la figure.A.2 le montre.

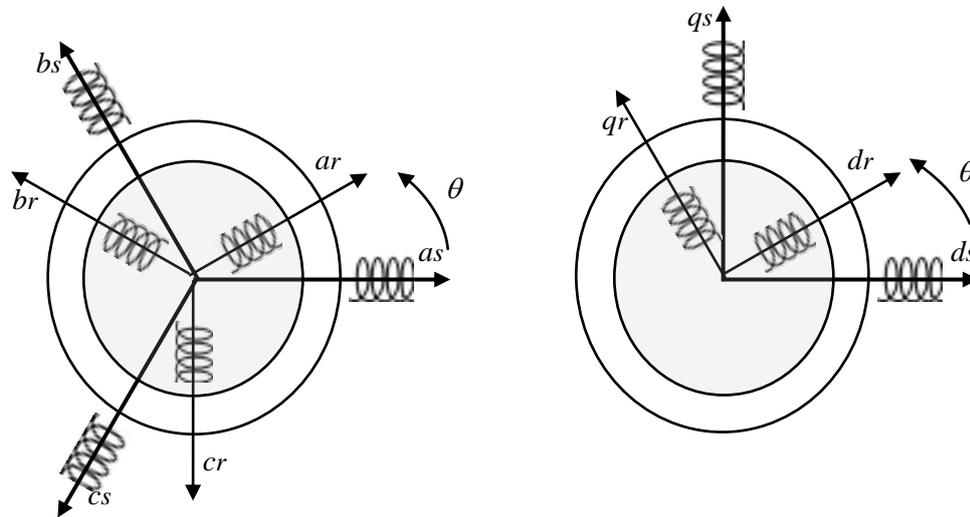


Fig. A.2 Modèle de Park de la MAS

A.2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est une transformation du repère triphasé vers le repère diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère mobile (dq). Pour simplifier les équations des machines à chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), et par conséquent le modèle, on applique la transformation de Park. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r des grandeurs rotoriques, la relation suivante montre la liaison entre ces derniers:

$$\theta_{sl} = \theta = \theta_s - \theta_r \quad \text{Où} \quad \begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

avec

θ_{sl} est l'angle du glissement

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Pour la conservation de puissance, la valeur de soit $\sqrt{2/3}$ pour une conservation de puissance.

A.2.3.2 Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((A.13) et (A.14)) à l'expression (A.1) :

$$[P^{-1}(\theta)][V_{sdq}] = [R_s][P^{-1}(\theta)][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta)][\phi_{sdq}] \} \quad (\text{A.15})$$

En multipliant les deux termes de l'égalité par $P(\theta_s)$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ \phi_{sdq} \} + [P(\theta)] \frac{d[P^{-1}(\theta)]}{dt} \cdot [\phi_{sdq}] \quad (\text{A.16})$$

Ou :

$$\frac{d[P^{-1}(\theta)]}{dt} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons

$$[P(\theta)] \frac{d[P^{-1}(\theta)]}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Et l'expression (A.16) devient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

A.2.3.3 Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park (A.13 et A.14) à l'expression (A.5) :

$$[P^{-1}(\theta)][\phi_{sdq}] = [L_{ss}][P^{-1}(\theta)][I_{sdq}] + [M_{sr}][P^{-1}(\theta)][I_{rdq}] \quad (\text{A.21})$$

Soit

$$[\phi_{sdq}] = [P(\theta)][L_{ss}][P^{-1}(\theta)][I_{sdq}] + [P(\theta)][M_{sr}][P^{-1}(\theta)][I_{rdq}] \quad (\text{A.22})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta)][L_{ss}][P^{-1}(\theta)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Et :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Or, d'après l'égalité (A.12), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

En introduisant les inductances cycliques : $\left\{ L_s = l_s - M_s, \quad M = \frac{3}{2} M_{sr} \right.$

L'expression (A.22) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique: $L_r = l_r - M_r$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

A.2.4 Choix du référentiel [82, 83]

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq, d'après (A.19), (A.20), (A.26) et (A.27), sont les suivantes :

⚡ *Equations des flux :*

$$(A.28) \quad \begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases}$$

⚡ *Equations des tensions :*

$$(A.29) \quad \begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \phi_{rd} \end{cases}$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

1- Référentiel lié au stator : caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_{sl} = \theta = -\theta_r$. Le

2- Référentiel lié au rotor : caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta_{sl}$.

3- Référentiel lié au synchronisme : dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $d\theta_s / dt = \omega_s$, et $d\theta_r / dt = \omega_s - \omega$.

A.2.5 Expressions du couple électromagnétique [1, 134]

Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance mécanique est donnée par :

$$P_{mec} = (\phi_{sd} I_{sd} - \phi_{sq} I_{sq}) \omega_c + (\phi_{rd} I_{rd} - \phi_{rq} I_{rq}) \omega \quad (A.30)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \cdot \left(\frac{P_{mec}}{\omega_r} \right) \quad (A.31)$$

En utilisant les relations entre flux et courant, on peut en déduire plusieurs expressions du couple tous égaux, dont le vecteur d'état utilisé à l'étude qui détermine ce choix. Il en résulte les expressions suivantes [129]:

$$(A.32) \quad \begin{cases} C_{em} = pM \cdot (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \\ C_{em} = p \cdot (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \\ C_{em} = p \cdot (\phi_{rq} I_{rd} - \phi_{rd} I_{rq}) \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \end{cases}$$

A.2.6 Equation du mouvement

La vitesse de rotation mécanique Ω se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{A.33})$$

Avec :

J : l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine ;

C_r : Le couple de charge.

f : Coefficient du frottement visqueux.

A.2.7 Représentation d'état du système

Un système quelconque peut être décrit par différents variable d'état. La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état électromagnétiques dépend des objectifs de la commande ou de l'observation. Plusieurs variables d'états de la machine peuvent être choisis. Pour notre cas, nous choisissons comme variable d'état la variante [1, 107].

$$x = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \Omega]^t \quad (\text{A.34})$$

La représentation d'état est sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{A.35})$$

Le vecteur d'état $x = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \Omega]^t$, $f(x)$ la fonction dynamique du système, le vecteur de commande $u = [U_1 \quad U_2]^t = [V_{sd} \quad V_{sq}]^t$, et $g(x)$ est la fonction d'application de commande.

A.2.7.1. Modèle exprimé dans le repère lié au champ tournant [3]

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.36})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A.37})$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (\text{A.38})$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.39})$$

A partir de l'équation (A.39), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.40})$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (A.40) par leurs valeurs dans les équations (A.38), on obtient alors :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{A.41})$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.42})$$

Pour le rotor à partir des équations (A.37) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = -R_r I_{sd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rq} - \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{A.43})$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenues en (A.40), les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{A.44})$$

On obtient finalement à partir des équations (A.36), (A.41), (A.42) et (A.46) :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right] I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r} \right] \phi_{rd} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \right] (\omega_s - \omega_{ls}) \phi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right] I_{sq} + \omega_s I_{sd} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r} \right] \phi_{rq} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \right] \omega \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{A.45})$$

On peut écrire les équations (A.46) et (A.47) sous forme d'équations d'état (A.35) telles que:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \phi_{rd} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] (\omega_s - \omega_{ls}) \phi_{rq} \\ -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{sq} + \omega_s I_{sd} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \phi_{rq} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] \omega \phi_{rd} \\ \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} - \omega_{sl} \phi_{rd} \\ \frac{1}{J} \cdot \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} \cdot C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega \end{bmatrix};$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: La constante de temps rotorique et statorique ;

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion.

Ce modèle est utilisé pour la commande vectorielle, la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

A.2.7.2. Modèle exprimé dans le repère lié au stator

Le passage de Park (d, q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.46})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.47})$$

En vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux le choix d'un repère diphasé, aux axes orthogonaux (α, β) fixes au stator, ayant l'axe α selon la phase a du système d'alimentation. Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.48})$$

$$\begin{cases} V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{A.48})$$

Etant donné que le repère (α, β) est lié au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position (θ) du rotor, il vient que :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.49})$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (A.51):

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{(\phi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha})}{M} \\ I_{r\beta} = \frac{(\phi_{s\beta} - L_s I_{s\beta})}{M} \end{cases} \quad (\text{A.51})$$

Les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites sont les suivantes:

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{A.52})$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{A.53})$$

En remplaçant les expressions des équations (A.51-53) dans les équations (A.48-49), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator [107] :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{s\alpha} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \phi_{r\alpha} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] \omega \phi_{r\beta} \\ -\left[\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right] I_{s\beta} + \left[\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right] \phi_{r\beta} + \left[\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma}\right] \omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{1}{J} \cdot \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} \cdot C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.54})$$

Ce dernier modèle d'état sera utilisé dans les simulations de la commande directe du couple la commande adaptative, La machine utilisée en simulation, est une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

A.3 Modélisation de l'alimentation de la MAS

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur. [141]

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, ou l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle triangulo-sinusoidale (MLI). [2, 129]

A.3.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure A.3, est constitué :

- D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables [141].

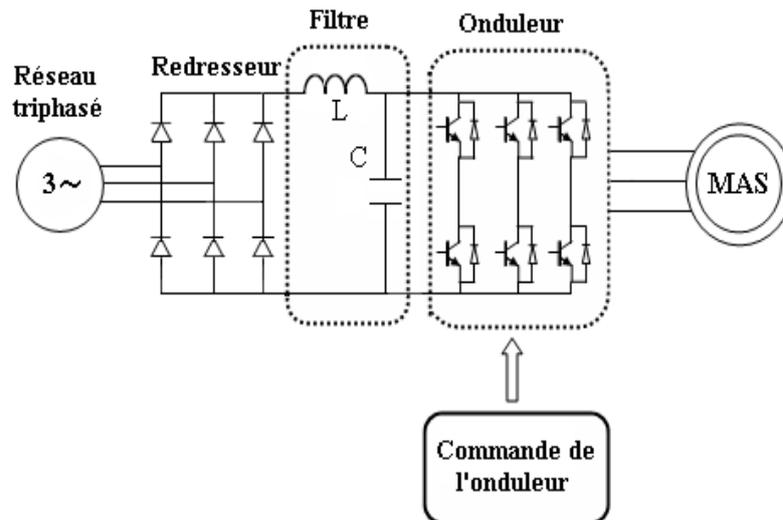


Fig. A.3 Schéma du convertisseur statique.

Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [75], ces caractéristiques sont :

- ☞ Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- ☞ Une large plage de variation de vitesse.
- ☞ Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- ☞ La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

A.3.2 Modélisation du redresseur [75,141]

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure B.2). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré

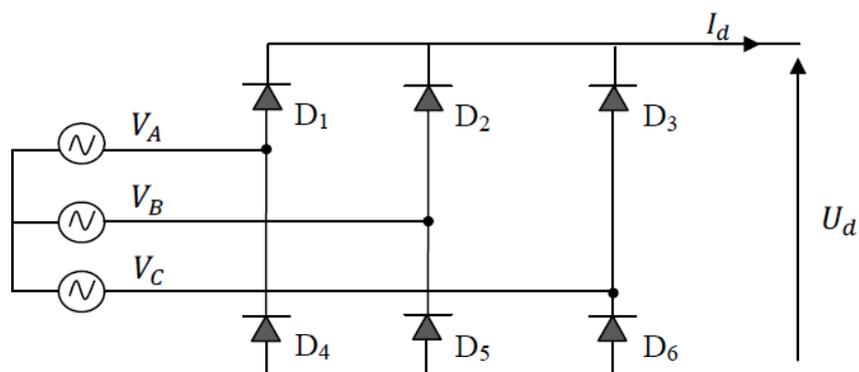


Fig. A.4 Représentation du redresseur triphasé à diodes

- ❖ Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .
- ❖ Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement et aux pertes dans les diodes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.55})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{A.56})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{A.57})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{A.58})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

A.3.3 Modélisation du filtre : [75]

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

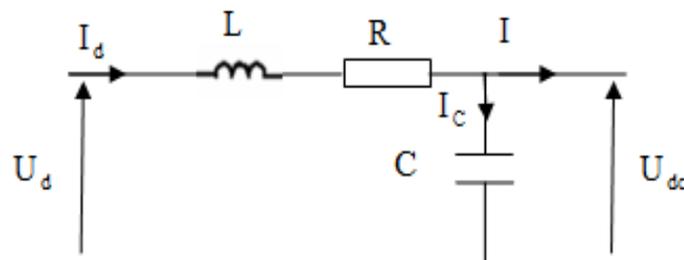


Fig. A.5 Représentation d'un filtre.

- ❖ Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- ❖ L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{A.59})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{A.60})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressé}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (\text{A.61})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2.\pi.f_c \quad (\text{A.62})$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre

A.3.4 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu-alternatif. Il permet d'obtenir par un jeu d'interrupteur une tension alternative à partir d'une source de tension continue, et en même temps d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variable à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS, et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [141].

A.3.4.1 Principe de fonctionnement

Le schéma de base d'un onduleur à transistors de puissance est illustré par la figure A.6. Il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupérations ($D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$) pour renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur, les transistors de puissance sont surtout utilisé pour avoir une bonne commutation. [75]

L'état des interrupteurs, peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande, et il sont supposés parfaits S_i ($i = a, b, c$): [2]

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert,
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

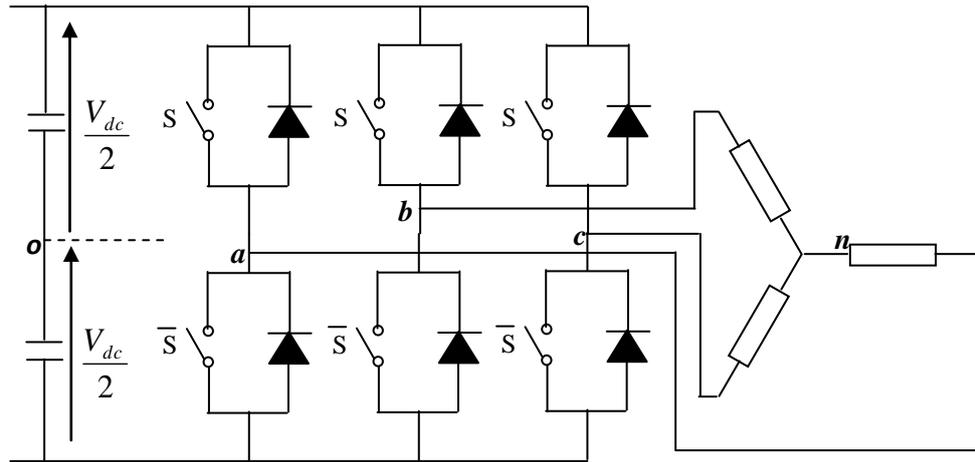


Fig. A.6 L'onduleur de tension associé à la MAS

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire l'interrupteur supposé idéalisés.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On à donc :

$$I_{Kci} = 0, V_{Kci} \neq 0 ; \text{ Interrupteur ouvert.}$$

$$I_{Kci} \neq 0, V_{Kci} = 0 ; \text{ Interrupteur fermé.}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{A.63})$$

Tel que V_{a0} , V_{b0} , et V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu "o" d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Clarcles, comme suite :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{A.64})$$

V_{an} , V_{bn} , et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative).

V_{n0} : tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o"

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{A.65})$$

La substitution de (A.64) dans (A.65) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{A.66})$$

En remplaçant (A.66) dans (A.64), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{A.67})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{dc}] \quad (\text{A.68})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{A.69})$$

$$[V_{dc}] = [V_{a0} \quad V_{b0} \quad V_{c0}]^T \quad (\text{A.70})$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \quad (\text{A.71})$$

Donc, pour chaque bras il y'a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être envisagés comme des grandeurs booléennes. La commutation est supposée idéale ($i = 1, 2, 3$), la matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.72})$$

A.3.4.2 Commande par MLI.

La modulation de largeur d'impulsion est basée sur la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs complémentaires deux à deux, pour commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence pouvant alimenter la machine asynchrone. Deux types de MLI sont présentés dans le cadre de ce travail. Pour plus de détails sur le calcul, le lecteur est invité à se reporter par exemple à la référence [3].

Deux méthodes de MLI seront développées dans ce paragraphe, MLI traingulo-sinusoidale et MLI vectorielle

❖ **Modulation de largeur d'impulsions sinus-triangle :** [3]

Cette modulation est nommée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, couramment sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence d'aspect, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux contribue à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui explique le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse

et la fréquence f de la référence :
$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p

de la porteuse:
$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

Le schéma de principe est donné par la figure A.7.

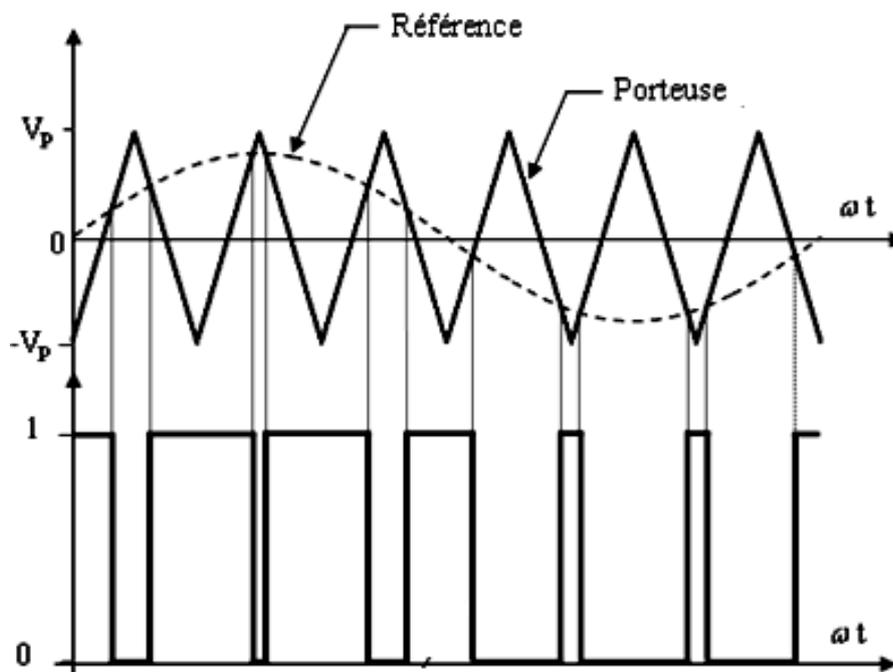


Fig. A.7 Principe de la commande MLI- ST

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0 \quad \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2} \quad T_p \right] \end{cases} \quad (\text{A.73})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r , En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rb} = V_r \sin \left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rc} = V_r \sin \left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{A.74})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation (A.74) suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{A.75})$$

La MLI permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI qui permet le réglage simultané de fréquence et de la tension de sortie. La stratégie triangulo-sinusoidale, retenue le long de notre travail, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions $(V_{ra}^*, V_{rb}^*, V_{rc}^*)$, calculées par la transformation inverse de Park à partir de $(V_{rd}^*, V_{rq}^*, \omega_r)$ à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation supérieur à ω_r [141].

A.4 Paramètres de la machine asynchrone utilisée en simulation [2]

MAS triphasé, 50 Hz, 3 kW, 220V, 3A, 1390 tr/min

Valeurs Nominales	Fréquence	50	Hz
	Tension (Δ/Y)	220/380	V
	Paires de pôle (P)	2	—
Constantes	R_s	2.89	Ω
	R_r	2.39	Ω
	L_s	0.225	H
	L_r	0.220	H
	L_m	0.214	H
	J	0.05	Kg/m^2
	f	0.0014	—

A.5 Paramètres de la génératrice Asynchrone double alimentation utilisée en simulation

GADA triphasé, 50 Hz, 4 kW, 220V, 3A, 1440 tr/min

Valeurs Nominales	Fréquence	50	Hz
	Tension (Δ/Y)	220/380	V
	Paires de pôle (P)	2	—
Constantes	R_s	4.85	Ω
	R_r	3.805	Ω
	L_s	0.274	H
	L_r	0.274	H
	L_m	0.2582	H
	J	0.031	Kg/m^2
	f	0.05	—

Annexe B

B.1 Introduction

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont les plus utilisés dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P garantit la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent [1]. Dans notre commande il n'y a qu'un régulateur PI pour la régulation de la vitesse.

B.2 Calcul des paramètres des régulateurs PI pour le moteur asynchrone

B.2.1 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir du schéma bloc de la régulation de vitesse suivante [3,75]:

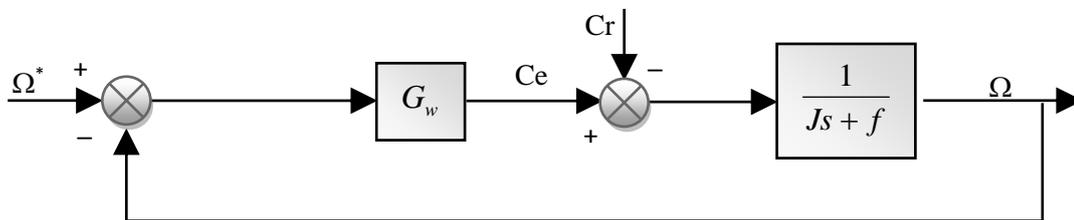


Fig. B.1 Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du système (A-41) est comme suit:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_{em} - C_r) \quad (B.1)$$

La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse est donnée par:

$$G_w = \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) \quad (B.2)$$

avec : K_{pw} : gain proportionnel du correcteur de la vitesse(w),

K_{iw} : gain intégral du correcteur de la vitesse,

s : l'opérateur de LAPLACE.

Où : $\tau_{iw} = \frac{1}{K_{iw}}$: constante de temps d'intégration,

$$\tau_w = \frac{K_{pw}}{K_{iw}} = \tau_{iw} K_{pw} : \text{dosage de corrélation d'intégrale}$$

☞ **Détermination des paramètres du correcteur de vitesse :**[1]

Il s'agit de déterminer les gains K_{pw} et K_{iw} du correcteur PI .

❖ *Fonction de transfert en boucle ouverte :*

$$H_{BO} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = (G_w - C_r) \cdot \frac{1}{Js + f} = \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) \cdot \frac{1}{Js + f} - C_r \cdot \frac{1}{Js + f} \quad (\text{B.3})$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation (B.3) devient:

$$FTBO_w = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{pw} \cdot s + K_{iw}}{J \cdot s^2 + f \cdot s} \quad (\text{B.4})$$

❖ *Fonction de transfert en boucle fermée :*

$$FTBF_w = \frac{FTBO_w}{1 + FTBO_w} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\left(\frac{K_{pw}}{K_{iw}} s + 1 \right)}{\frac{J}{K_{iw}} s^2 + \left(\frac{f + K_{pw}}{K_{iw}} \right) s + 1} \quad (\text{B.5})$$

Pour $\tau_w = \frac{K_{pw}}{K_{iw}}$ la relation (B.5) devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{1 + \tau_w s}{1 + \left(\tau_w + \frac{f}{K_{iw}} \right) s + \frac{J}{K_{iw}} s^2} \quad (\text{B.6})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $1 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + \frac{1}{\omega_n^2} S^2$, alors le système d'équation à résoudre est le suivant:

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_{iw}} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \tau_w + \frac{f}{K_{iw}} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

avec : ω_n : Pulsation propre non amortie (rad/s).

ξ : Facteur d'amortissement (sans dimension), $\xi = 1$ est la valeur critique.

$T = \frac{1}{\xi \cdot \omega_n}$: Constante de temps.

En développant (B.7) on trouve :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_{iw}}{J}} \\ \xi = \frac{1}{2} \frac{f + K_{pw}}{\sqrt{JK_{iw}}} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Pour un amortissement critique $\xi = 1$ et concéderont que le frottement de la machine est négligeable $f \approx 0$ alors on obtient :

$$\begin{cases} K_{pw} = \tau_w K_{iw} \\ K_{iw} = \frac{4J}{\tau_w^2} \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

avec

$$\tau_w = \frac{t_{rep-w}(5\%)}{3}$$

B. 2.2 Régulateur de flux [75]

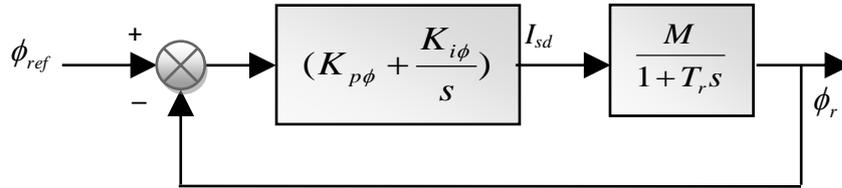


Fig. B.2 Boucle de régulation de flux.

D'après l'équation (II.15.b) on peut écrire :

$$\phi_r = \frac{M}{1 + T_r s} I_{sd} \quad (\text{B.10})$$

avec

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{B.11})$$

☞ Paramètres de correcteur [3]

De la même manière comme nous l'avons fait dans la boucle de vitesse, on retrouve [3, 75]

❖ Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO_\phi = \frac{(K_{p\phi}s + K_{i\phi})M}{s(T_r s + 1)} \quad (\text{B.12})$$

❖ Fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF_\phi = \frac{FTBO_\phi}{1 + FTBO_\phi} = \frac{\phi}{\phi^*} = \frac{\left(\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} s + 1 \right)}{\frac{T_r}{MK_{i\phi}} s^2 + \left(\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} + \frac{1}{K_{i\phi}} \right) s + 1} \quad (\text{B.13})$$

Pour $\tau_\phi = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}}$ la relation (B.13) devient :

$$\frac{\phi}{\phi^*} = \frac{1 + \tau_\phi s}{1 + \left(\tau_\phi + \frac{1}{K_{i\phi}} \right) s + \frac{T_r}{MK_{i\phi}} s^2} \quad (\text{B.14})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2$, alors le système d'équation à résoudre est le suivant:

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{T_r}{MK_{i\phi}} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \tau_\phi + \frac{1}{MK_{i\phi}} \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

En développant (D.15) on trouve :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{M \cdot K_{i\phi}}{T_r}} \\ \xi = \frac{1 + M \cdot K_{pf}}{2 \sqrt{MT_r K_{i\phi}}} \end{cases} \quad (\text{B.16})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{t_{rep-\phi}(5\%)}{3} \quad (\text{B.17})$$

B.3 Calcul des paramètres des régulateurs PI pour la génératrice Asynchrone

Le calcul des paramètres régulateurs utilisés pour la commande vectorielle de la génératrice est le même que se lui du moteur développé dans (D.1.2) deuxième méthode.

B.3.1 Régulateur des puissances

Pour s'assurer que les puissances active et réactive du GADA suivent leurs consignes, un régulateur PI est indispensable. Leur but d'utilisation est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Les boucles de régulation des puissances active P_s et réactive Q_s de la commande vectorielle en boucle de puissance peuvent se présenter par le schéma bloc de la figure B.3 [5]:

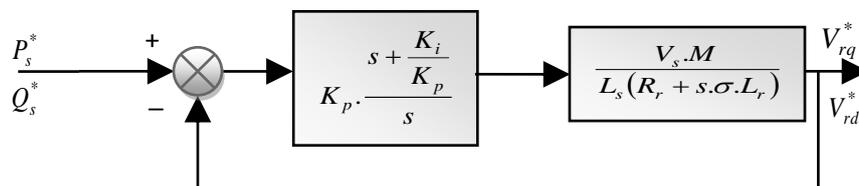


Fig. B.3. Boucle de régulation des puissances .

En peut réécrire l'équation donnée dans le schéma bloc comme suit :

$$\frac{V_s \cdot M}{L_s (R_r + s \cdot \sigma \cdot L_r)} = \frac{V_s \cdot M}{L_s \cdot \sigma \cdot L_r \left(\frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} + s \right)} \quad (\text{B.18})$$

La compensation du pole de la fonction de transfert par le zéro du régulateur conduit à imposer

$$\frac{1}{\sigma \cdot T_r} = \frac{K_i}{K_p} \quad (\text{B.19})$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Alors, en boucle ouverte, la fonction de transfert devient :

$$FTBO = \frac{V_{rq}^*}{P_s^*} = \frac{V_{rd}^*}{Q_s^*} = \frac{K_p \cdot V_s \cdot M}{L_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot s} \quad (\text{B.20})$$

Et la fonction de transfert du système en boucle fermée est alors :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{V_{rq}^*}{P_s^*} = \frac{V_{rd}^*}{Q_s^*} = \frac{K_p \cdot V_s \cdot M}{L_s \cdot \sigma \cdot L_r \cdot s} = \frac{1}{\frac{L_s \cdot \sigma \cdot L_r}{V_s \cdot M \cdot K_p} \cdot s + 1} \quad (\text{B.21})$$

Donc en obtient une réponse de type 1^{er} ordre $\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{K}{1 + \tau_\phi \cdot s}$, alors la constante du

temps égale à :

$$\tau = \frac{L_s \cdot \sigma \cdot L_r}{V_s \cdot M \cdot K_p} \quad (\text{B.22})$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep}(5\%) = 3 \cdot \tau$ la relation (B.30)

$$K_p = \frac{3 \cdot \sigma \cdot L_r \cdot L_s}{V_s \cdot M \cdot t_{rep}(5\%)} \quad (\text{B.23})$$

En remplaçant (B.19) dans (B.23), on aura :

$$K_i = \frac{3 \cdot R_r \cdot L_s \cdot t_{rep}(5\%)}{V_s \cdot M \cdot t_{rep}(5\%)} \quad (\text{B.24})$$

B.3.2 Régulateur de la composante des courants i_{sd} et i_{sq} [62]

Les boucles de régulateur du courant de la commande vectorielle en boucle de courant fourni les tensions V_{rd1} et V_{rq1} du découplage par compensation d'après l'équation suivante:

$$\begin{cases} i_{rd} = V_{rd1} \left[\frac{1}{\sigma L_r} \left(\frac{1}{s + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \right) \right] \\ i_{rq} = V_{rq1} \left[\frac{1}{\sigma L_r} \left(\frac{1}{s + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \right) \right] \end{cases} \quad (\text{B.25})$$

Donc, la boucle de régulation des courants est alors donnée par la figure suivante :

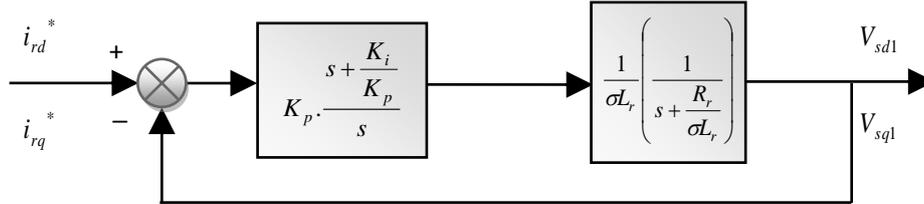


Fig. D.5 Boucle de régulation des courants

☞ Détermination Paramètres de correcteur

La compensation du pôle de la fonction de transfert par le zéro du régulateur conduit à imposer

$$\frac{R_r}{\sigma L_r} = \frac{K_i}{K_p} \quad (\text{B.26})$$

Alors, en boucle ouverte, la fonction de transfert (FTBO) est donnée comme suit:

$$FTBO = \frac{V_{sd1}}{i_{sd}^*} = \frac{V_{sq1}}{i_{sq}^*} = \frac{K_p}{\sigma L_r \cdot s} \quad (\text{B.27})$$

Et la fonction de transfert du système en boucle fermée (FTBF) est alors :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{V_{sd1}}{i_{sd}^*} = \frac{V_{sq1}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_r}{K_p} \cdot s} \quad (\text{B.28})$$

Donc on obtient une réponse de type 1^{er} ordre $\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{K}{1 + \tau \cdot s}$, où la constante du temps

égale à :

$$\tau = \frac{\sigma L_r}{K_p} \quad (\text{B.29})$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep}(5\%) = 3 \cdot \tau$ la relation (B.29) donne :

$$K_p = \frac{3 \cdot \sigma L_r}{t_{rep}(5\%)} \quad (\text{B.30})$$

En remplaçant (B.26) dans (B.30), on aura :

$$K_i = \frac{3 \cdot R_r}{t_{rep-i_{sd}}(5\%)} \quad (\text{B.31})$$

Annexe C

C.1 Utilisation de la théorie de Lyapunov

Introduisons quelques définitions et théorèmes sur la stabilité au sens de Lyapunov pour développer une loi de commande adaptative [3]. Dans cette annexe, on donne les définitions des notions utilisées. Soit un système décrit par une équation non linéaire $\frac{dX}{dt} = f(X, t)$, avec x vecteur d'état de dimension n et $f(0, t) = 0$.

C.1.1 Notion de la stabilité

La solution $x = 0$ est stable au sens de Lyapunov si et seulement si pour tout $t_0 > 0$ et tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta(t_0, \varepsilon)$ tel que :

$$|x_0| < \delta(\varepsilon, t_0) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \quad \text{pour tout } t > t_0$$

où $x(t)$ est une solution égale à x_0 en t_0 .

C.1.2 Définition de la stabilité asymptotique

La solution $x = 0$ est asymptotiquement stable au sens de Lyapunov si et seulement si :

- 1- Elle est stable au sens de Lyapunov
- 2- Pour tout $t > 0$ et tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta(t_0)$ et $T(\varepsilon, x_0, t_0)$ tel que :

$$t_0 < \sigma(t_0) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \quad \text{pour tout } t > t_0 + T \quad (\text{C.1})$$

Où : $x(t)$ est une solution égale à x_0 en t_0 .

Cela signifie, en fait, que si les conditions initiales ne s'éloignent pas trop du point d'équilibre, alors $\lim |x(t)| = 0$. En d'autres termes la solution $x = 0$ est attractive.

C.1.3 Fonction de Lyapunov [1]

Une fonction $V(x)$ associée au système $\dot{x} = f(x)$ est dite de Lyapunov si elle vérifie les conditions suivantes :

- $V(x)$ est définie positive ($V(x) > 0$)
- Les dérivées partielles de $V(x)$ suivant les états x_i sont continus.

- Sa dérivée par rapport au temps est semi- définie négative ($V(x) \leq 0$)

C.1.3. 1 Utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité

Un point d'équilibre $x = 0$ est stable s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ à dérivées partielles continues tel que [3]:

- ☞ $V(x)$ est définie positive
- ☞ $-\dot{V}(x)$ est semi- définie négative.

C'est à dire que le point d'équilibre est stable si on peut apercevoir une fonction de Lyapunov associée au système.

C.1.3. 2 Matrice définie positive

Une matrice carrée $M(n, n)$ est dite définie positive si

$$X^T M x > \quad \forall x \in \mathfrak{R}^n (x \neq 0) \quad (C.2)$$

Une condition essentielle pour que la matrice M soit définie positive est que les éléments diagonales de M soit strictement positifs. Une condition nécessaire et suffisante pour que la matrice M soit définie positive est que tous ses mineurs principales (c.a.d. $M_{11}, M_{11}M_{22} - M_{21}M_{12}, \dots$) soient strictement positifs.

C.1.3. 3 Théorème de Kalman - Yakubovitch

Soit le système :

$$\dot{x} = Ax \quad x \in \mathfrak{R}^n \quad (C.3)$$

Avec A matrice d'Hurwitz, c.a.d toute les valeurs propres de A ayant une partie réelle négative [3]. Il existe deux matrices symétriques définies positives P et Q vérifiant l'équation matricielle de Lyapunov :

$$A^T P + PA = -Q \quad (C.4)$$

C.1.3. 4 Lemme de Barbalat

Si une fonction $f(t)$ est bornée, et si $\dot{f}(t)$ est uniformément continue, alors $\dot{f}(t)$ tend vers zéro quand le temps t tend vers l'infini:

$$\dot{f}(t) \rightarrow 0 \quad \text{quand } t \rightarrow \infty \quad (C.5)$$

C.1.3. 5 Continuité uniforme

Une condition suffisante pour que $\dot{f}(t)$ soit uniformément continue est que sa dérivée $\ddot{f}(t)$ Soit bornée.

Annexe D

D.1 Notions de la géométrie différentielle

Des notions de la géométrie différentielle en vue de les utiliser dans la théorie de retour d'état linéarisant. On considère le système [42]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (D.1)$$

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_n)^T$$

Avec :

$$g = (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \quad (D.2)$$

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$$

D.1.1 Difféomorphisme

Une fonction ϕ

$$\begin{aligned} \phi : \Omega &\rightarrow \mathbb{R}^n \\ (x_1, x_2, \dots, x_n)^T &= (z_1, z_2, \dots, z_n)^T \end{aligned} \quad (D.3)$$

Définie dans une région Ω est un difféomorphisme local si :

- 1- $\phi(x)$ est une bijection
- 2- $\phi(x)$ et $\phi^{-1}(x)$ sont différentiables.

Si ces conditions sont vérifiées pour tout $x \in \mathbb{R}^n$ ($\Omega = \mathbb{R}^n$), le difféomorphisme est dit globale.

D.1.2 Champ de vecteurs [3]

Un champ de vecteurs f est une application qui assigne à chaque point p dans une région $\Omega_p \subset \mathbb{R}^n$ une fonction f_p dans \mathbb{R}^n :

$$f: \Omega \rightarrow \mathbb{R}^n$$

$$p \rightarrow fp$$

D.1.3 Gradient

Etant donné une fonction scalaire $h(x)$ de l'état x . Le gradient de h est donné par :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} \quad (D.4)$$

∇h représente le vecteur colonne d'éléments : $\nabla h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$

D.1.4 Jacobien

Le Jacobien d'un champ de vecteur $f(x)$ est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (D.5)$$

∇f représente une matrice d'éléments : $\nabla f_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$

D.1.5 Dérivée de Lie

On considère une fonction scalaire $h : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ et deux champs de vecteurs $f, g :$

$$\mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R} \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$$

La dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteur f est une fonction scalaire définie

$$\text{par : } L_f h(x) = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{D.6})$$

Les dérivées de Lie d'ordre supérieur sont données par :

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^i h &= L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{D.7})$$

La dérivée de la fonction $L_f h$ suivant le champ de vecteur g est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum_{i=1}^n \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{D.8})$$

D.1.6 Crochet de Lie [3]

Soit f et g deux champs de vecteurs dans \mathcal{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g \quad (\text{D.9})$$

Le crochet de Lie d'ordre supérieur est défini comme suit :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{D.10})$$

Le crochet de Lie a les propriétés suivantes :

➤ *Bilinéarité*

$$\begin{aligned} [\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2, g] &= \alpha_1 [f_1, g] + \alpha_2 [f_2, g] \\ [f, \alpha_1 g_1 + \alpha_2 g_2] &= \alpha_1 [f, g_1] + \alpha_2 [f, g_2] \end{aligned} \quad (\text{D.11})$$

Avec : α_1, α_2 : des constantes réelles

f_i, g_i : des champs de vecteurs. ($i=1, 2$)

➤ *Anti-commutativité* $[f, g] = -[g, f]$

➤ *Identité de Jacobi* $L_{ad_f g} h = L_f L_g h - L_g L_f h$

D.1.7 Distribution

Une distribution D est un espace ou sous-espace vectorielle engendrée par une base formée par les champs de vecteurs f_1, f_2, \dots, f_d : $D = \text{span} \{f_1, f_2, \dots, f_d\}$ (D.12)

D.1.8 Involutivité

La distribution D est dite involutive si elle est stable par crochet de Lie :

$$\forall x, y \in D : [x, y] \in D$$

Annexe E

Détermination des Gains de la loi de commande par mode glissant.....✍

E.1 Exemple de détermination de la loi de commande [1]

Pour un système non linéaire à paramètres incertains mais bornés on peut écrire le système non linéaire de second ordre d'après [45] comme suit :

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}) + b(x, \dot{x})u \quad (\text{E.1})$$

Pour satisfaire la condition (3.61) il est recommandé de choisir la dérivée de la surface comme suit :

$$\dot{S} = -k \cdot \text{Sign}(S) \quad (\text{E.2})$$

Dans [14] les auteurs ont proposé une méthode pour les systèmes mono variables et ensuite généralisée pour les cas multi variables, dite « exponential reaching law ERL » tel que, selon la distance entre les états initiaux et la surface de glissement, les états du système peuvent atteindre rapidement la surface de commutation quand ils sont loin d'elle, et la vitesse devient lente lorsque les états sont en proximité. La méthode proposée donne au système plus de rapidité sans oscillations de haute fréquence (broutement) dans de différents points de fonctionnement [45][1].

L'expression (E.2) est également appelée loi d'atteinte. En intégrant cette équation par rapport au temps donne le temps t_r (the reaching time), qui est le temps requis pour que le vecteur d'erreur (e, \dot{e}) atteigne la surface S :

$$t_r = \frac{|S(0)|}{k} \quad (\text{E.3})$$

Il est évident qu'en augmentant k cela réduit le temps de la phase d'atteinte, mais au risque de détrimement de la commande car des valeurs trop grandes provoqueraient le broutement [1].

En reprenant l'équation (3.61), et en prend $n=1$ (pour notre cas les surface de glissement de la vitesse et du flux) alors l'équation devient:

$$S = \lambda \cdot e + \dot{e} \quad (\text{E.4})$$

En dérivant l'équation (E.4) et en l'égalisant avec l'équation (E.2), alors loi de commande peut être définie comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{S} &= -k \cdot \text{Sign}(S) = \lambda \cdot \dot{e} + \ddot{e} = \lambda \cdot (\dot{x}^* - \dot{x}) + \ddot{x}^* - \ddot{x} \\
&= \lambda \cdot \dot{e} + \ddot{x}^* - \ddot{x} \\
&= \lambda \cdot \dot{e} + \ddot{x}^* - f - b \cdot u
\end{aligned} \tag{E.5}$$

On peut alors tirer l'expression de la commande u comme suit :

$$u = b^{-1}(\lambda \cdot \dot{e} + \ddot{x}^* - f) + b^{-1} \cdot k \cdot \text{Sign}(S) \tag{E.6}$$

Après le développement de la loi de commande dans le chapitre 3 (partie III.3.3.3), la théorie choisie pour la logique de commutation est la commande équivalente donnée par l'équation (3.64) comme suit:

$$u = u_{eq} + u_c \tag{E.7}$$

En comparant (E.7) avec (E.6) on trouve :

$$\begin{cases} u_{eq} = b^{-1}(\ddot{x}^* - \lambda \dot{e} - f) \\ u_c = b^{-1} \cdot k \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \tag{E.8}$$

Physiquement on peut interpréter la commande équivalente à un terme continu de la commande discontinue u_c . Son rôle est de garder l'état du système sur la surface

de glissement lorsqu'elle est atteinte (puisque à $S = 0 \Rightarrow u_c = 0$). Par ailleurs, le rôle de la commande discontinue est de diriger l'état du système vers la surface de glissement à partir d'un point initial ou lorsque celui-ci est perturbé. Le problème un peu contradictoire est que la commande discontinue cause le phénomène du broutement par la nature de la fonction signe, et c'est elle même qui assure la robustesse de la commande par mode glissant [107].

Maintenant afin de déterminer les paramètres du contrôleur par mode glissant on va considérer que l'erreur entre $\hat{f}(x)$ et la valeur estimée $f(x)$ est bornée dans le temps, on l'exprime alors par [1]:

$$|\hat{f}(x) - f(x)| \leq F(x) \tag{E.9}$$

La loi de commande décrite dans (E.6) sera réécrite comme suit si en tenant compte de la nouvelle proposition (E.9):

$$u = b^{-1}(\lambda \cdot \dot{e} + \ddot{x}^* - \hat{f}) + b^{-1} \cdot k \cdot \text{Sign}(S) \tag{E.10}$$

En substituant cette dernière équation dans (E.5), nous obtiendrons la loi d'atteinte suivante :

$$\dot{S} = (\hat{f} - f) - k \cdot \text{Sign}(S) = F - k \cdot \text{Sign}(S) \tag{E.11}$$

Ainsi, pour que la surface de glissement converge vers zéro, le gain M doit vérifier :

$$k > |F|, \forall t \quad (\text{E.12})$$

On aperçoit clairement qu'en choisissant une valeur suffisamment grande du gain k , l'incertitude sur f sera absorbée par celui-ci, donc plus grand sera k plus grande sera la robustesse du système, mais cela dépend du phénomène du broutement qui sera amplifié. On est donc confronté à un compromis entre la valeur de k qui doit être assez grande et de faire attention au broutement.

E.2 Conception de la commande avec une loi d'atteinte exponentielle (ERL)

Dans l'article [45] les auteurs en choisi le terme exponentiel pour exprimer la loi d'atteinte « exponential reaching law ERL». Ils ont démontré qu'il peut s'adapter selon les variations de la surface de commutation. Son expression est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{k}{N(s)} \cdot \text{Sign}(S) \quad k > 0 \quad (\text{E.13})$$

$$\text{Où :} \quad N(s) = \delta_0 + (1 - \delta_0)e^{-\alpha|s|^p} \quad (\text{E.14})$$

$$\text{Et :} \quad \begin{cases} 0 < \delta_0 < 1 \\ p < 0, \quad p \in \mathbb{N} \\ \alpha > 0 \end{cases} \quad (\text{E.15})$$

Le choix des paramètres de la loi de commande δ_0 , p , et α dépend de la dynamique du système, l'amplitude des incertitudes y compris les perturbations externes.

On peut remarquer que pour de grandes valeurs de la surface de commutation $|s|$, $N(s)$ tend vers δ_0 et sur ce $\frac{k}{N(s)}$ tend vers $\frac{k}{\delta_0}$ qui est plus grand que k . Par contre, si $|s|$ diminue,

$N(s)$ approche l'unité et $\frac{k}{N(s)}$ converge vers k . En d'autre termes, dans le premier cas la

convergence vers la surface sera rapide et dans le second cas le terme $\frac{M}{N(s)}$ diminue progressivement ce qui limite l'effet du broutement. En effet :

$$M \leq \frac{M}{N(s)} \leq \frac{M}{\delta_0}, \text{ et } -\frac{M}{\delta_0}|S| \leq S \cdot \dot{S} \leq -M|S| \leq 0 \quad (\text{E.16})$$

Ainsi, le système est stable au sens de Lyapunov.

À partir de cette analyse on peut s'apercevoir que la méthode proposée est adaptative aux variations de la surface de glissement (car $\frac{k}{N(s)}$ varie entre k et $\frac{k}{\delta_0}$).

- r-q : pour une valeur de δ_0 égale à l'unité, on se retrouve à la loi d'atteinte donnée par l'équation (E.2), qui devient donc un cas particulier de (E.13).

- Pour un même gain k , le temps pour atteindre la surface est réduit par rapport à la méthode conventionnelle donnée par (E.3).

E.2.1 Choix des paramètres de la loi ERL

Dans ce qui suit, une idée générale est donnée du rôle des paramètres de la loi **ERL** et de la manière dont ils sont choisis. Et démontrons comment les incertitudes du système peuvent affecter le choix des paramètres pour maintenir la robustesse du régulateur proposé [1].

La condition donnée par (E.12) est agressive vu que le gain k est surdimensionné pour assurer la condition de convergence. Cependant avec l'approche de la loi **ERL**, cette équation peut être écrite de la manière suivante :

$$k \geq \delta_0 F + (1 - \delta_0) e^{-\alpha |s|^p} \cdot F \quad (\text{E.17})$$

Selon cette dernière équation le gain k doit au minimum être plus grand que $\delta_0 F$. On respectant cela la solution de (E.17) par rapport à S on peut avoir :

$$|S| = \sqrt[p]{\frac{\ln\left(\frac{(1 - \delta_0) \cdot F}{k - \delta_0 \cdot F}\right)}{\alpha}}, \quad k > \delta_0 \cdot F \quad (\text{E.18})$$

La relation (E.18) montre que pour retrouver la condition (E.17), la surface de glissement S doit varier dans une bande de largeur d_w donnée par :

$$d_w = \sqrt[p]{\frac{\ln\left(\frac{(1 - \delta_0) \cdot F}{k - \delta_0 \cdot F}\right)}{\alpha}} \quad (\text{E.19})$$

Donc on voit bien que le paramètre α contrôle directement d_w .

$$\text{Sat}(S/\varepsilon) = \begin{cases} -1 & \text{pour } S \leq -\varepsilon \\ S/\varepsilon & \text{pour } -\varepsilon \leq S \leq \varepsilon \\ 1 & \text{pour } S \geq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{E.20})$$

On peut remarquer aussi qu'il y a une similitude entre l'approche par ERL et la méthode conventionnelle déjà décrite par (E.6) dont la largeur de la bande est écrite par :

$$d_w = \frac{\varepsilon F}{k}, \quad k > |F|, \quad \forall t \quad (\text{E.21})$$

Mais avec cette méthode le gain k est toujours fixe et peut avoir des valeurs inappropriées [1, 45].

E.3 Calcul des paramètres des gains de glissement pour la GADA :

- Les paramètres des gains de glissement sont choisis de façon à exiger la dynamique en mode de convergence et de glissement, à garantir la rapidité de la convergence, et l'important à limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal [5].

E.3.1 Vérification de la condition de convergence [107]

En vérifiant la condition de convergence d'après l'équation (3.61) et le choix de la dérivée de la surface par l'équation (3.71) :

- **1^{er} cas** : Si $s(x) > 0 \Leftrightarrow \text{Sign}(S(x)) = +1$ alors l'équation (3.71) sera :

$$u_C = -k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{E.22})$$

De la l'équation (3.61) sera :

$$\begin{cases} \dot{S}(x).S(x) = -k \cdot S(x) \\ \text{et} \\ S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{E.23})$$

Alors la condition (3.61) est incontestable :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{E.24})$$

- **2^{ème} cas** : Si $s(x) < 0 \Leftrightarrow \text{Sign}(S(x)) = -1$ alors l'équation (3.71) sera :

$$\dot{S}(x) = +k \quad (\text{E.25})$$

De la l'équation (3.61) sera :

$$\begin{cases} \dot{S}(x).S(x) = +k \cdot S(x) \\ \text{et} \\ S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{E.26})$$

Alors la condition (3.61) est incontestable : $\dot{S}(x).S(x) < 0$

Dans ce cas, on peut dire que la condition de convergence est vérifiée.

E.3.2 Estimation des gains de glissement de la GADA [5]

E.3.2.1 Calcul du gain $k_{v_{rq}}$

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

○ **1^{er} cas** : Si $S(P) > 0 \Rightarrow \dot{S}(P) < 0$

$$\begin{cases} (5.13) \\ (5.18) \end{cases} \Leftrightarrow \dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{M}{\sigma.L_r.L_s}.V_s \left(k_{V_{rq}} - R_r.I_{rq} - g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rd} - g.\frac{M}{L_s}.V_s \right) < 0 \quad (E.27)$$

$$k_{V_{rq}} < -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{P}_s^* + R_r.I_{rq} + g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rd} + g.\frac{M}{L_s}.V_s \quad (E.28)$$

○ **2^{ème} cas** : Si $S(P) < 0 \Rightarrow \dot{S}(P) > 0$

$$\begin{cases} (5.13) \\ (5.18) \end{cases} \Leftrightarrow \dot{S}_1(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{M}{\sigma.L_r.L_s}.V_s \left(k_{V_{rq}} - R_r.I_{rq} - g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rd} - g.\frac{M}{L_s}.V_s \right) > 0 \quad (E.29)$$

$$k_{V_{rq}} > -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{P}_s^* + R_r.I_{rq} + g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rd} + g.\frac{M}{L_s}.V_s \quad (E.30)$$

A partir des deux équations (E.28) et (E.30) en déduit que :

$$k_{V_{rq}} > \left| -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{P}_s^* + R_r.I_{rq} + g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rd} + g.\frac{M}{L_s}.V_s \right| \quad (E.31)$$

E.3.2.2 Calcul du gain $k_{V_{rd}}$

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

○ **1^{er} cas** : Si $S(Q) > 0 \Rightarrow \dot{S}(Q) < 0$

$$\begin{cases} (5.23) \\ (5.28) \end{cases} \Leftrightarrow \dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s.M}{\sigma.L_r.L_s} \cdot (k_{V_{rd}} - R_r.I_{rd} + g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rq}) < 0 \quad (E.32)$$

$$k_{V_{rd}} < -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{Q}_s^* + R_r.I_{rd} - g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rq} \quad (E.33)$$

○ **2^{ème} cas** : Si $S(Q) < 0 \Rightarrow \dot{S}(Q) > 0$

$$\begin{cases} (5.23) \\ (5.28) \end{cases} \Leftrightarrow \dot{S}_2(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s.M}{\sigma.L_r.L_s} \cdot (k_{V_{rd}} - R_r.I_{rd} + g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rq}) > 0 \quad (E.34)$$

$$k_{V_{rd}} > -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{Q}_s^* + R_r.I_{rd} - g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rq} \quad (E.35)$$

A partir des deux équations (E.33) et (E.35) en déduit que :

$$k_{V_{rd}} > \left| -\frac{\sigma.L_r.L_s}{M.V_s}.\dot{Q}_s^* + R_r.I_{rd} - g.\sigma.L_r.\omega_s.I_{rq} \right| \quad (E.36)$$

Références bibliographiques

Bibliographie

-
-
- [1] S. E. Rezgui, “*Techniques de commande avancées de la machine asynchrone : étude comparative et applications*”. Thèse de Doctorat en sciences de l’Université de Contantine. Aout 2015.
- [2] R. Toufouti, “*Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone*”. Thèse doctorat. Université de Constantine. 2008.
- [3] S. Meziane, “*Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone*”. Thèse doctorat. Université de Constantine. Juin 2009.
- [4] B. Multon, “*Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable*”. Revue 3E.I n°3, pp.3-8. juin 1995.
- [5] L. Louze, “*Production décentralisée de l’énergie électrique : Modélisation et contrôle d’une génératrice asynchrone auto excitée*”. Thèse doctorat de l’Université de Contantine. Juin 2010.
- [6] S. Ghoudelbourk, T. Bahi, H. Merabet, Y. soufi, “*Etude et Contrôle des Puissances de la GADA Dans une Chaîne Eolienne*”. The International Conference on Electronics & Oil: from theory to applications. (ICEO’11). March 1-2 2011.
- [7] A. Boumassata, “*Modélisation et simulation d’une chaîne de conversion éolienne*”. Thèse de 3^{ème} cycle de l’Université de Contantine. 12 juil. 2016.
- [8] B. Multon, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, “*Etat de l’Art dans les Aérogénérateurs Electriques*”, revu ‘L’Electronique de Puissance Vecteur d’Optimisation Pour les Energies Renouvelables’, ISBN 2-912154-8-1 ECRIN 32. Mai 2002. Document d’Internet, Disponible à : http://www.geea.org/IMG/pdf/EtatArt_Aerogenerateurs2002.pdf.
- [9] www.wikipedia.org/wiki/%C3%89nergie_%C3%A9olienne_en_Europe.
- [10] <http://www.planetoscope.com/eolienne/1060-production-mondiale-d-energie-eolienne.html>.
- [11] Chelihi A. et Chemachema M. “*Model reference adaptive control of twin rotor MIMO system via minimal controller synthesis*”, Journal of Systems and Control Engineering , 228 (6), 406-418. 2013.
- [12] S. H. Jeon, Student , K. Kyo Oh, J. Young Choi, “*Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors*” . IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3. June 2002.
- [13] N. Saad , M. Arrofiq, “*A PLC-based modified-fuzzy controller for PWM-driven induction motor drive with constant V/Hz ratio control*”, Elsevier Ltd., Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, pp. 95-112. 2012.
- [14] M. Suetake, I. N. da Silva, A. Goedtel, “*Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control*” , IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 58, no. 3, pp. 750-760. March 2011.
- [15] dos Santos, Tiago H., et al. “*A neural speed estimator in Three-Phase Induction Motors powered by a driver with scalar control.*” Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian. IEEE, 2011.
- [16] P. M., and A. Jaya Laxmi, “*Scalar control of an induction motor using artificial intelligent controller.*” Power, automation and communication (INPAC), 2014 International Conference on. IEEE, 2014.
- [17] N. Rebei, B. Benghanem, A. Hmidet, O. Hasnaoui, “*Study of Photovoltaic Water Pumping System using Scalar- DVC Based Control*” . Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on. IEEE, 2013.
- [18] S. Drid, M.S. Nait-Said, A. Makouf, M. Tadjine, “*Doubly Fed Induction Generator Modeling and Scalar Controlled for Supplying an Isolated Site*”, J. Electrical Systems 2-2 (2006): 103-115. 2006.
- [19] L. Atarsia, R. Toufouti, S. Meziane, A. Oukaci, “*Applied to Input-Output Feedback linearization Control an Induction Motor*”. International Conference on Electro-Energy. (ICEE’2014), Univ.Skikda , 10-11 Nouv.2014.

- [20] L. Atarsia, R. Toufouti, S. Meziane, A. Oukaci, " *Direct Torque Control Of Induction Motor And Regulation Speed Using The Adaptive Control* ". International Conference on Automatic Control, Telecommunication and Signals.(ICATS'15), Univ. Annaba , 16-18 Nov. 2015.
- [21] A. Ammar , " *Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires* ", Thèse doctorat. Université de Biskra, 29 Juin 2017.
- [22] Pinheiro Diego D., et al, " *Comparison of sensorless techniques based on Model Reference Adaptive System for induction motor drives* ". Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. IEEE, 2015.
- [23] A. Kumar, Amit, and Tejavathu Ramesh, " *MRAS speed estimator for speed sensorless IFOC of an induction motor drive using fuzzy logic controller* ". Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE), 2015 International Conference on. IEEE, 2015.
- [24] M.S. Morey, V.B. Virulkar, G.A. Dhokane, " *MRAS based Speed Identification and Online Updating of Rotor Time Constant for Sensorless Field Oriented Controlled Induction Motor* ", International Conference on Emerging Trends in Electrical, Electronics and Sustainable Energy Systems (ICETEESES), IEEE. 2016.
- [25] I. Al-rouh, " *Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone* ", Thèse de Doctorat .Université Henri Poincaré, Nancy-I . 12 Juillet 2004.
- [26] J. Talla, Z. Peroutka, V. Blahnik, L. Streit, " *Rotor and Stator Resistance Estimation of Induction Motor Based on Augmented EKF* ". ISBN 978-80-261-0386-8, University of West Bohemia, 2015.
- [27] Y. Zahraoui, A. Bennassar, M. Akherraz, A. Essalmi, " *Indirect Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Observer and Fuzzy Logic Controllers* ", Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2015 3rd International. IEEE, 2015.
- [28] R. Charles, V. Vinod , J Anju, " *Field Oriented Control of Doubly Fed Induction Generator in Wind Power System* ", Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015.
- [29] A. Pantea, A. Sivert, A. Yazidi, F. Betin, S. Carriere, G.A. Capolino, " *Efficient Field Oriented Control with Power Losses Optimisation of a Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines* ", Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE. IEEE, 2016.
- [30] A.Chikhi, " *Conception d'une commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la SVM* ". Thèse doctorat. Université de Batna. Fev.2013.
- [31] L. Baghli, " *Contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue , des neurones et des algorithmes génétique* ". Thèse doctorat. Université Nancy-I. 1999.
- [32] I. Takahashi, T. Noguchi, " *Take a look back upon the past decade of direct torque control* ", IECON. 23rd International Conference on Vol.2, Issue, pp.546 – 551, Nov 1997.
- [33] G. Guidi, H. Umida, " *A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives* ", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 36, No. 6, November/December 2000.
- [34] A.Jafarian Abianeh, H. W. Ping, " *Study into Effects of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Drive* ", IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA2010), Penang, Malaysia. 2010.
- [35] H. Sudheer , S.F. Kodad, B. Sarvesh, " *Direct Torque and Flux control of Induction Machine using Fuzzy Logic controller* " International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB16) IEEE, 2016.

- [36] M. Moghaddasian, A. Raeispour, M. A. Zamani, R. Kianinezhad, "A Direct Torque Control (DTC) Method for Dual Three-Phase Induction Motors Using ANFIS", Power Symposium, 2008. NAPS'08. 40th North American. IEEE, 2008.
- [37] R. V. Jacomini, C. M. Rocha, J. A. T. Altuna, J. L. Azcue, C. E. Capovilla, A. J. Sguarezi Filho, "Implementation of a Neuro-Fuzzy Direct Torque and Reactive Power Control for DFIM", Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE. IEEE, 2014.
- [38] M. R. Agha Kashkooli, S. M. Madani, R. Sadeghi, "Improved Direct Torque Control of DFIG with Reduced Torque and Flux Ripples at Constant Switching Frequency", 2016, 7th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016) 16-18 Feb. 2016, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran.
- [39] B. Singh, S. Dwivedi, U. Sharma, C. Jain, "Solar PV Array Fed Direct Torque Controlled Induction Motor Drive for Water Pumping", India Conference (INDICON), 2015 Annual IEEE. IEEE, 2015.
- [40] A. Chelih, "Synthèse de lois de commande par la théorie d'hyperstabilité Application aux systèmes physiques". Thèse doctorat. Université de Biskra. 02 Juin 2016.
- [41] P. V., Osburn, H. P. Whitaker; A. Kezer, "New developments in the design of adaptive control systems", Institute of Aeronautical Sciences, pp. 61-39.1961.
- [42] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers". Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, pp.493- 499, 1989.
- [43] Minh ta cao, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", Thèse de Doctorat de l'Université LAVAL QUÉBEC. 1997.
- [44] H. Ait Abbas, B. Zegnini, M. Belkheir, "Neural Network-Based Adaptive Control For Induction Motors", 12th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. 2015.
- [45] D. Traoré, F. Plestan, A. Glumineau, J. d. Leon, "Sensorless Induction Motor: High-Order Sliding-Mode Controller and Adaptive Interconnected Observer". Transactions on industrial electronics, Vol. 55, No. 11. IEEE, Nov. 2008.
- [46] Z. Kamran, K. Saleem, C. A. Mehmood, M. Zin Rehman, A. Haider, M.A. Javed "performance of adaptive PI based on Fuzzy Logic for indirect vector control induction motor drive", Robotics and Artificial Intelligence (ICRAI), 2016 2nd International Conference on. IEEE, 2016.
- [47] A. Anuchin, D. Shpak, D. Aliamkin, F. Briz "Adaptive Observer for Field Oriented Control Systems of Induction Motors", 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2016.
- [48] S. Jamshed Rind, Y. Ren, K. Shi, L. Jiang et Muhammad Tufail, "Rotor Flux-MRAS based Speed Sensorless Non-Linear Adaptive Control of Induction Motor Drive for Electric Vehicles", Power Engineering Conference (UPEC), 2015 50th International Universities. IEEE, 2015.
- [49] R. Bhattarai, N. Gurung, S. Kamalasan, "Minimum Variance Controller Based Adaptive Control for Doubly Fed Induction Generator", North American Power Symposium (NAPS), 2016. IEEE, 2016.
- [50] W. M. Utomo, S. Y. Sim, Z. A. Haron, A. A. Bohari, N. M. Zin, "Online adaptive flux control for space vector pwm-dtc im drives towards optimum efficiency design". ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences ISSN 1819-6608. 2013.
- [51] A. Isidori, "Nonlinear control systems". Second Edition, Springer Verlag Berlin, Heidelberg. 1989.
- [52] B. Charlet, "Sur quelques problèmes de stabilisation robuste des systèmes non linéaires", Thèse de Doctorat de l'école des mines de paris spécialité : mathématiques et automatique, 20 novembre 1989.

- [53] Olivier page, *‘‘Etude et comparaison de différentes structures de commande multi-contrôleurs. application a un axe robotise’’*. Thèse de Doctorat de l’Université SAVOIE. Juillet 2001.
- [54] L. Atarsia, R. Toufouti, S. Meziane, A. Oukaci, *‘‘Applied to Input-Output Feedback linearization Control an Induction Motor with Load Torque and Rotor Resistance Time Varying’’*. International Conference on Informatique Processing and Electrical Engineering.(ICEE’2014), Univ.Skikda , 25-26 Nouv.2014.
- [55] R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, *‘‘ On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors’’*. *Trans. on Control Sys. Tech.*, vol. 8, no. 3, pp. 570-579, IEEE, May. 2000.
- [56] A. Merabet, *‘‘ Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone’’*. Thèse de Doctorat de l’Université QUÉBEC. Mai 2007.
- [57] H. Sira-Ramírez, F. González-Montañez, J. A. Cortés-Romero, A. Luviano-Juárez , *‘‘A Robust Linear Field-Oriented Voltage Control for the Induction Motor: Experimental Results’’*. *Transactions on industrial electronics*, Vol. 60, No. 8. IEEE. August 2013.
- [58] B. Sebti, F.Naceri1, R. Abdessemed, *‘‘ Reduction of Torque Ripple in DTC for Induction Motor Using Input–Output Feedback Linearization’’*. *Serbian Journal of Electrical Engineering* .Vol. 8, No. 297-110.P.97-110. UDK: 621.313.333. May 2011.
- [59] A. Farrokh Payam, M. N. Hashemnia, J. Faiz , *‘‘ Robust DTC Control of Doubly Fed Induction Machines Based on Input-Output Feedback Linearization Using Recurrent Neural Networks’’*. Mais 2012. *JPE Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, September 2011.
- [60] Choon Yik Tang, Yi Guo, John N. Jiang, *‘‘Nonlinear Dual-Mode Control of Variable-Speed Wind Turbines with Doubly Fed Induction Generators’’* , *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 19.4 (2011): 744-756.
- [61] C.Edwards, S.K.Spurgeon , *‘‘ Sliding Mode Control , theory and application’’* , Edition TAYLOR & FRANCIS, Ltd. 1998.
- [62] Y.Bekakra, *‘‘ Contribution à l’Etude et à la Commande Robuste d’un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation’’*. Thèse de Doctorat en sciences de l’Université Beskra.Oct 2014.
- [63]] V. I. Utkin , *‘‘ Sliding mode control design principles and application to electric drives’’*. *IEEE Transaction on Industrial Electronic* V.40, N°1. February 1993.
- [64] R. Husson, C. Lung, J-F. Aubry, J. Daafouz, D. Wolf , *‘‘AUTOMATIQUE_ Du cahier des charges à la réalisation de systèmes’’*. Edition DUNOD, Paris, 2007.
- [65] R-J. Wai, K-M. Lin, *‘‘ Robust Decoupled Control of Direct Field Oriented Induction Motor Drive’’*. *Transactions on industrial electronics*, Vol. 52, No. 3837. IEEE , JUNE 2005.
- [66] T. Orłowska-Kowalska, G. Tarchala, M. Dybkowski-Wroclaw, *‘‘ Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with amagnetizing reactance estimator for the field-weakening of theinduction motor drive’’*. *Mathematics and Computers in Simulation*. N. 98. P. 31–45 .Published by Elsevier. 2014.
- [67] J.Richalet, A. Rault, J.L. Testud et J. Papon, *‘‘ Model predictive heuristic Control: applications to insdustrial processes’’*. *Automatica*, 14(5), pp. 413-428, 1978.
- [68] C. R. Cutler & B. L. Ramaker, *‘‘ Dynamic Matrix Control – A computer control algorithm’’* . *Proceedings joint Automatic Control Conference*, 1980.
- [69] E. Granado Migliore, *‘‘ Commande prédictive a base de programmation semi définie’’*, Thèse de Doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Spécialité: Systèmes Automatiques. , 5 juillet 2004.
- [70] D. Dumur, P. Boucher and T. Kolb, *‘‘ Application of cascade constrained receding horizon predictive control to an induction machine’’*, *Proceedings of the International Conference on Control Applications Dearborn, Mi. IEEE* ,September 15-18, 1996.
- [71] G. Ramond D. Dumur Z, P. Boucher , *‘‘ Direct adaptive constrained receding horizon predictive control with conditional updating application to motor drives’’* . Variable

- Inertia proceedings Of The 38th Conference On Decision & Control Phoenix, Arizona. December 1999.
- [72] K. Bdirina, H. Naimi, R. Hajer , “ *Commande Prédicative Non Linéaire à un pas de la Machine Asynchrone* “. ICEO'11. 2011.
- [73] S.Meziane, R.Toufouti, H. Benalla , “ *Generalized Nonlinear Predictive Control of Induction Motor* “. May. 2008. International Review of Automatic Control., Vol:1. N° 2, pp65-71.
- [74] F.Blaschke , “ *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines* “. May 1972, Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220.
- [75] M. O.Hamiti, “ *Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à reluctance variable. Approches par la structure et par la commande*“, Thèse Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I .
- [76] H. Benbouhenni, “ *Comparateur à hysteresis à sept niveaux pour la commande DTC basée sur les techniques de l'intelligence artificielle de la MAS* “, Journal of Advanced Research in Science and Technology. ISSN: 2352-9989-553, 2017 JARST.
- [77] P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y., Dieulot, L. Duboit, “*Introduction à la commande floue*”, Edition Technip, 1998, ISBN : 2-7108-0721-1.
- [78] H. Benbouhenni , “ *Étude comparative entre la commande DTC neuronale et la commande DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale de la machine asynchrone* “ , Rev. Ivoir. Sci. Technol., 29 (2017) 30 - 43 30 ISSN 1813-3290.
- [79] A. Aissaoui, H. Abid, M. Abid , A. Tahour, “ *Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée* “, Automatique et ordinateurs. Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., 52, 1, p. 89–103, Bucarest, 2007.
- [80] C.Martins , “ *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée* “. Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse. 2000.
- [81] Swierczynski Dariusz, “ *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive* “ , Thèse Université de Technologie Lublin Poland. 2005.
- [82] L.O. Peter-Contesse, “ *Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de grande puissance* “. Thèse de Doctorat, INPT, Université de Toulouse, 1996.
- [83] Idjdarene Kassa , “*Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes* “ . Thèse doctorat de l'Université de Bejaia. Mais 2010.
- [84] R.Toufouti, S.Meziane, O. Feddaoui, M. Saaidia, “ *A Robust Decoupling Control of Induction Motors Based Adaptive Rotor Flux Observer* “. Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet- December, 16-18, 2016.
- [85] S. Mehta and J. Chiasson, “ *Nonlinear control of a series DC Motor : Théory and experiment* “, IEEE Trans. Indl. Electron. pp 134-141, February 1998.
- [86] R. Marino and P.Tomei, “ *Nonlinear Control Design* “. Printic Hall, 1995.
- [87] D. Grenier, L. A. Dessaint, O. Akhrif, Y. Bonnassieux and B. Le pioufle, “ *Experimental nonlinear torque control of a permanent magnet synchronous motor using saliency*“, IEEE Trans. Ind. Electron. pp 680- 687, October 1997.
- [88] A. Kaddouri, “*Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* “. Thèse doctorat de l'Université Laval. Novembre 2000.
- [89] T. V. Raumer, “ *Commande Adaptative Non Linéaire de Machine Asynchrone*“. Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [90] M.Nibouche, F.Boudjema, M.S.Boucherit, “*Commande Linearisante d'un MAS avec Poursuite d'une Trajectoire*“, Proceedings CEA'94, Alger, 29-30, Nov, 1994.
- [91] A. F. Okou, “*Commande non linéaire adaptative des réseaux électriques*“, Thèse doctorat de l'Université Québec. Nov. 2000.

- [92] A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes, A. Bentaallah. “ *Linéarisation entrée/sortie et réglage flou d’une machine asynchrone alimentée en courant* “. ACTA Electroteh. v48 il (2007).
- [93] A. Oukaci, R. Toufouti, D. Dib, L. Atarsia, “ *Comparison Performance between Sliding Mode Control and nonlinear Control, Application to Induction Motor* “. Archiv für Elektrotechnik, Electrical Engineering. DOI 10.1007/s00202-016-0376-3. Accepted: 9 May 2016. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2016.
- [94] R. Toufouti, S. Meziane, O. Feddaoui, M. Saaidia, “ *A Global Stability of Linearizing Control With a Robust Kalman Rotor Flux Observer of the Induction Motor* “. Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet- December, 16-18, 2016.
- [95] V. I. Utkin, “ *Variable Structure Systems with Sliding Modes*” IEEE Transaction on automatic control, Vol.AC-22, NO. 2, April 1977.
- [96] C. Edwards, S.K. Spurgeon, “ *Sliding Mode Control, theory and Application* “ , Edition Taylor & Fracis, Ltd, 1998.
- [97] V. I. Utkin, “ *Sliding mode control design principles and application to electric drives* “ , IEEE Transaction on Industrial Electronic V.40, N°1, February 1993.
- [98] K. Saoudi , Z. Bouchama, M.N. Harmas, K. Zehar, “ *An Adaptive Fuzzy Sliding Mode Power System Stabilizer for single and multi-machine power systems.* “ , Advances and Applications in Sliding Mode Control systems. Springer International Publishing, 2015. 305-326.
- [99] T. Orłowska-Kowalska, G. Tarchala, M. Dybkowski, “ *Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with amagnetizing reactance estimator for the field-weakening of theinduction motor drive* “ , Mathematics and Computers in Simulation 98 (2014) 31–45. IMACS. Published by Elsevier .2013.
- [100] C. Fallaha, M.Saad, H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad, “ *Sliding Mode Robot Control with Exponential Reaching Law* “ , IEEE Transactions on industrial electronics, Vol., No. , MARCH 2010.
- [101] O. Barambones, “ *Sliding Mode Control Strategy for Wind Turbine Power Maximization* “. ISSN 1996-1073. doi:10.3390/en5072310. Energies 5.7 (2012): 2310-2330.
- [102] W. Rong-Jong , K. Lin, “ *Robust Decoupled Control of Direct Field-Oriented Induction Motor Drive* “. IEEE Transactions on industrial electronics, VOL. 52, NO. 3, JUNE 2005.
- [103] Jui-Ho Chen, H.Yau ,W. Hung, “ *Design and Study on Sliding Mode Extremum Seeking Control of the Chaos Embedded Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking in Wind Power Systems* “ , ISSN 1996-1073. doi:10.3390/en7031706. Energies 2014, 7, 1706-1720.
- [104] Y. Bekakra, D. Ben attous, “ *Active and Reactive Power Control of a DFIG with MPPT for Variable Speed Wind Energy Conversion using Sliding Mode Control* “. World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol:5, No:12, 2011.
- [105] P.Vidal, “ *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation* “ , Thèse doctorat de l'Université TOULOUSE. 14 décembre 2004.
- [106] A. Si ammour , “ *Contribution à la Commande mode glissant d'ordre fractionnaire* “ , Thèse doctorat de l'Université TOULOUSE. 04-07- 2011.
- [107] A. Oukaci, R. Toufouti , D. Dib, “ *Contribution to study Performance of the Induction Motor by Sliding Mode Control and Field Oriented Control* “ . A.T. Azar and Q. Zhu (eds.), Advances and Applications in SlidingMode Control systems, Studies in Computational Intelligence 576, DOI 10.1007/978-3-319-11173-5_18 .Springer International Publishing Switzerland 2015.
- [108] R. Charles , V. Vinod, J. Anju, “ *Field Oriented Control of Doubly Fed Induction Generator in Wind Power System* “. Computational Intelligence and Computing Research (ICIC), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015.

- [109] P. Dunsky, " *Les nouvelles filières d'énergie renouvelable (rapport no 3)* ", (Centre Hélios), pour la Commission de l'économie et du travail de l'Assemblée nationale du Québec, mars 1997, 44 pages.
- [110] A. Tamaarat et A. Benakcha, " *Performance de la commande des puissances active et réactive dans une éolienne basée sur une MADA* ". Revue des Energies Renouvelables Vol. 20 N°4 (2017) 635 – 647 . 25 Déc. 2017.
- [111] D. Saheb Koussa " *Production d'électricité par un générateur éolien* ", Centre de Développement des Energies Renouvelables CDER. Recherche et Développement. Division énergie éolienne, 13 Juin 2008, Algérie.
- [112] S.Nasr , N. Moubayed, " *Étude comparative entre éolienne à axe horizontal et éolienne à axe vertical* ". Bulletin of the Polytechnic Institute of Jassy 7 (2011): 145-157.
- [113] P. Leconte, M. Rapin, E. Szechenyi, " *Eoliennes* ", Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie mécanique, pp. BM 4 640 1 - BM 4 640 21.
- [114] F. Poitiers, " *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne* ", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes. 2003.
- [115] 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 1. Déc. 2006.
- [116] F.Kendouli , " *Centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique* ", Thèse de doctorat de l'Université Mentouri de Constantine , 2012.
- [117] B. Multon, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, " *État de l'art dans les aérogénérateurs électriques* ". Extrait du rapport de synthèse ECRIN « L'Electronique de Puissance Vecteur d'Optimisation Pour les Energies Renouvelables ». ISBN 2-912154-8-1 ECRIN, mai 2002.
- [118] <http://leseoliennes.e-monsite.com/pages/les-eoliennes-terrestre/b-fonctionnement.html>, Les éoliennes & nouvelles technologies : Les éoliennes d'altitude.
- [119] K. Trinadha, A. Kumar, K. S. Sandhu , " *Wind Driven Induction Generator Study with Static and Dynamic Loads* ". International Journal of Energy Science IJES IJES Vol.1 No.3 PP.151. 2011.
- [120] K. Trinadha, A. Kumar, K. S. Sandhu , " *Study of Wind Turbine based SEIG under Balanced/Unbalanced Loads and Excitation* ". International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol.2, No.3, pp. 353~370. ISSN: 2088-8708 _ 353. Journal homepage: <http://iaesjournal.com/online/index.php/IJECE> , June 2012.
- [121] S. Datta, J. P. Mishra, A. K. Roy, " *Active and Reactive Power Control of a Grid Connected Speed Sensor Less DFIG based Wind Energy Conversion System* ". Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE), 2015 International Conference on. IEEE, 2015.
- [122] T. Boutabba, S. Drid, M.E.H. Benbouzid, " *A Hybrid Power Generations System (Wind Turbine/Photovoltaic) to driving a DFIG fed by a three inverter* ". 15th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering - STA'2014, Hammamet, Tunisia, December 21-23, 2014 STA'2014-PID3572- REC.
- [123] M. Zadehbagheri , R. Ildarabadi , M. Baghaei Nejad, " *Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator(DFIG) for Wind Energy Conversion System* ". International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 4, Issue 11, November-2013 1573 ISSN 2229-5518 IJSER © 2013 <http://www.ijser.org> .
- [124] X. Liu , Y. Han, " *Sliding Mode Control for DFIG-based Wind Energy Conversion Optimization with Switching Gain Adjustment* ". Intelligent Control and Automation (WCICA), 2014 11th World Congress on. IEEE, 2014.
- [125] S. El aimani, " *Modelisation de differentes technologies d'oolinne integrees dans un reseau de moyenne tension* ". Thèse de doctorat de l'Ecole centrale de Lille. 06. Déc. 2004.
- [126] S. Kouadria, Y. Messlem, E. M. Berkouk, " *Sliding mode control of the active and reactive Power of DFIG for variable-speed wind energy conversion system* ". Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2015 3rd International. IEEE, 2015.

- [127] Z. Tir, " *Contribution à l'Étude d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation sans Balais en vue de son Application dans le Domaine de l'Énergie Éolienne* ", Thèse de doctorat de l'Université de Batna . 2014.
- [128] S. Koussa, " *Production d'électricité par un générateur éolien* ", Recherche et Développement, Division énergie éolienne, N°13 Juin 2008.
- [129] C. Chevassu, " *Machines électriques, Cours et problème* ", Version n°2,71. version du 20 juillet 2012. <http://cesarx.free.fr/gfdlf.html>.
- [130] A. Tamaarat, " *Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie à base d'une MADA* ". Thèse doctorat de l'Université de Biskra. Mais 2010.
- [131] R. Abdessemede, " *Modélisation et simulation des machine électrique* ". Livre de l'édition ellipses Marketing. ' Technosup' .ISBN/978-2-7298-6495-8 .2011.
- [132] T. Feehally, J.Apsley, " *The Doubly-Fed Induction Machine as an Aero Generator* ", IEEE Transactions on Industry Applications 51.4 (2015): 3462-3471.
- [133] M. Zadehbagheri , R. Ildarabadi , M. Baghaei Nejad, " *Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator(DFIG) for Wind Energy Conversion System* ". International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 4, Issue 11, November-2013 1573 ISSN 2229-5518 IJSER © 2013 <http://www.ijser.org> .
- [134] H.Serhoud, " *Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone sans Balais à Double Alimentations* ". Thèse doctorat de l'Université de Biskra. Mais 2010.
- [135] I.Griche, A. Gherbi , " *Field-Oriented Control of DFIG in Wind Turbine* ".The Proceedings of Second International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Clean Energy and Green Computing, Konya, Turkey, 2015.
- [136] E. Aydin, A. Polat, L. T. Ergene, " *Vector Control of DFIG in Wind Power Applications* ", 5th International Conference on Renewable Energy Research and Application, Birmingham. IEEE. 20-23Nov.2016.
- [137] D. Sun, X. Wang, H. Nian, Z. Q. Zhu, " *A Sliding-Mode Direct Power Control Strategy for DFIG Under Both Balanced and Unbalanced Grid Conditions Using Extended Active Power* ". DOI 10.1109/TPEL.2017.2686980, IEEE Transactions on Power Electronics. 2017.
- [138] S. Taraft , D. Rékioua , D. Aouzellag, " *Commande en mode glissant de la MADA dans une éolienne à vitesse variable connectée au réseau* ". Revue des Energies Renouvelables. 337 – 346. SMEE'10 .Bou Ismaïl. Tipaza. 2010.
- [139] A. Boualouch, A. Essadki, T. Nasser, A. Boukhriss, A. Frigui, " *Power Control of DFIG in WECS Using Backstipping and Sliding Mode Controller* ". World Academy of Science, Engineering and Technology. International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering Vol:9, No:6, 2015.
- [140] S. Sharma, J. P. Mishra, S. Datta , " *Sliding Mode Power Control of a DFIG based Variable Speed Wind Energy Conversion System* ". India Conference (INDICON), 2015 Annual IEEE. IEEE, 2015.
- [141] G. Grellet, G. Clerc " *Actionneurs électriques* ", Editions Eyrolles, 1997.

Travaux scientifiques



Publications Internationales

- 1) **Oukaci A.**, Toufouti R., Dib D. “*Contribution to study Performance of the Induction Motor by Sliding Mode Control and Field Oriented Control*” A.T. Azar and Q. Zhu (eds.), *Advances and Applications in Sliding Mode Control systems*, Studies in Computational Intelligence 576, DOI 10.1007/978-3-319-11173-5_18 .Springer International Publishing Switzerland 2015
- 2) **Oukaci A.**, Toufouti R., Dib D., Atarsia L. “*Comparison Performance between Sliding Mode Control and nonlinear Control, Application to Induction Motor*”. Archiv für Elektrotechnik, Electrical Engineering. DOI 10.1007/s00202-016-0376-3. Accepted: 9 May 2016. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2016.



Communications Internationales

- 1) **Oukaci A.** , Abdlaziz M. , Zatout I. “*Loi de commande par mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliqué à la machine asynchrone*”, International Conference on Power Electronics.(ICPEED’2010), Univ.Oran (USTO), 26-27 Octobre 2010.
- 2) **Oukaci A.**, Toufouti R., Atarsia L. “*Comparison Performance between Sliding Mode Control and Field Oriented Control: Theory Applied to Induction Motor*”. International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT’14) , Mounestir – Tunisie, 22,25 Mars 2014.
- 3) Atarsia L., Toufouti R. Meziane S., **Oukaci A.**, “*Applied to Input-Output Feedback linearization Control an Induction Motor*”. International Conference on Electro-Energy.(ICEE’2014), Univ.Skikda , 10-11 Nov.2014.
- 4) Atarsia L., Toufouti R. Meziane S., **Oukaci A.**, “*Applied to Input-Output Feedback linearization Control an Induction Motor with Load Torque and Rotor Resistance Time Varying*”. International Conference on Informatique Processing and Electrical Engineering.(ICEE’2014), Univ.Skikda , 25-26 Nov.2014.
- 5) **Oukaci A.**, Toufouti R., Dib D., Atarsia L. “*Contribution to study Performance of the Induction Motor by Sliding Mode Control and non-linear Control*”. Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED’14). 10-11 Dec.2014
- 6) Atarsia L., Toufouti R. Meziane S., **Oukaci A.**, “*Direct Torque Control Of Induction Motor And Regulation Speed Using The Adaptive Control*”. International Conference on Automatic Control, Telecommunication and Signals.(ICATS’15), Univ.Annaba , 16-18 Nov.2015.



Communications Nationales

- 1) **Oukaci A.** , Abdlaziz M. , Zatout I. “*Commande par mode glissement de la machine asynchrone*”, Premier Conference National sur l’ Electrotechnique.(CNE’10), Centre Univ.Souk Ahras, 23-24 Nov.2010.
- 2) **Oukaci A.**, Toufouti R., Atarsia L. “*Contrôle par la technique de Mode Glissant : Application à la Machine Asynchrone*”.Seminaire National sur les TIC.(SNTIC 2013). Univ.Oran (USTO-MB-), 30-31 juin 2013.

Résumé

L'industrie de l'énergie actuellement fait face à de nombreuses problématiques. La première problématique concerne l'utilisation des sources d'énergies fossiles qui ont une répercussion directe sur l'augmentation des gaz à effet de serre. A cet effet, et pour but de réduire nos émissions de gaz à effet de serre et d'accroître notre efficacité énergétique, l'introduction des énergies renouvelables propres inépuisables, dans le domaine énergétique à savoir la production de l'électricité n'est plus une question de choix, mais c'est une obligation pour la politique énergétique des nations.

Dans ce contexte et pour accroître la robustesse et l'efficacité du système de conversion électromécanique dans une chaîne de conversion à base d'énergie renouvelable d'une part et améliorer la qualité de l'énergie fournie d'une autre part, le but du travail présenté dans cette thèse dans un premier lieu est la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire de haute performances appliqué au moteur asynchrone, avec comme objectifs d'améliorer les poursuites de trajectoires avec un rejet de perturbation et garantir la stabilité et le maintien de découplage entre le flux et le couple en présence des variations des paramètres de la machine

Les résultats de simulation obtenus pour le mode de fonctionnement moteur, montrent que la commande par mode de glissement et la commande non linéaire présentent des performances dynamiques meilleures que ceux obtenus par l'application des autres techniques de commande.

Les meilleurs performances dynamiques de la commande par mode glissant ont été confirmées par la mise en œuvre de technique pour le contrôle des puissances active et réactive générées par la génératrice asynchrone double alimentation entraînée par une turbine éolienne, les résultats de simulation obtenus pour des perturbations de la vitesse de vent de montrent le découplage exacte et la bonne poursuite de trajectoires entre les puissances active réactive générées.

Mot clés : Moteur asynchrone à cage, Génératrice asynchrone double alimentation, commande vectorielle, commande direct du couple, Commande par linéarisation entrée sortie, Commande par mode glissant, Energie renouvelable, Energie éolienne.

Abstract

The industry energy is currently facing many challenges. The most important one concerns the use of conventional energy sources which have a direct impact on increasing global warming. With a view of reducing the emission of greenhouse gases, sharing renewable energy and increasing our energy efficiency by transforming energy and introducing clean renewable energies that are not implemented in the field of energy, electricity production is no longer a matter of choice it became an obligation for nation's energy policy.

In this context, to increase the durability and efficiency of the electric switching system of renewable energy on the one hand, and to improve the quality of energy supplied on the other, the purpose of the work presented in this thesis is primarily the implementation of high-performance nonlinear control law on asynchronous machine, secondly the improvement of process paths with disturbance rejection and finally ensuring stability and maintaining the disconnection between flow and torque despite changes in machine parameters.

The simulation results obtained for motor operation show that the nonlinear and sliding mode control have best dynamic performance compared to those obtained through the application of other control techniques.

The best dynamic performances of the sliding mode control were confirmed by the implementation of this technique into control scheme of the active and reactive power of doubly fed induction generator driven by wind turbine. The simulation results confirm the exact decoupling and good trajectory tracking of the active and reactive power.

Keywords : Squirrel cage induction generator, Doubly fed induction generator, Field oriented control, Direct torque control, Input output linearisation control, Sliding mode control, Renewables energy, wind energy.

ملخص

تواجه صناعة الطاقة حاليا العديد من المشاكل. وتتعلق المشكلة الأولى باستخدام مصادر الطاقة تقليدية، حيث زيادة غازات لها تأثير مباشر على زيادة الاحتباس الحراري. وتحقيقا لهذه الغاية، وبهدف خفض انبعاث هذه الغازات، والحصول على حصة من الطاقة المتجددة وزيادة كفاءتنا في استخدام الطاقة، وتحويل الطاقة وإدخال طاقات جديدة نظيفة ومتجددة، حيث أن إنتاج الكهرباء لم يعد مسألة اختيار، بل التزاما، بسبب سياسة الطاقة في الأمم.

في هذا السياق، ولزيادة متانة وكفاءة سلسلة نظام التحويل الكهربائي للطاقة المتجددة من جهة، وتحسين نوعية الطاقة الموردة من جهة أخرى، الهدف من الأعمال التي عرضت في هذه الرسالة، في المقام الأول هو تنفيذ قانون التحكم غير الخطي عالية الأداء على آلة كهربائية لا متزامنة، بهدف تحسين مسارات التطبيقات مع رفض اضطراب وضمان الاستقرار والحفاظ على فك الارتباط بين تدفق وعزم الدوران على الرغم من وجود تغيرات في ثوابت الآلة، في حالة المحرك تظهر نتائج المحاكاة أن النظام انزلاقي له أداء الديناميكي جيد من تلك التي حصلنا عليها من خلال التحكم الشعاعي. النتائج الجيدة والأداء الديناميكي للتحكم الانزلاقي تم تأكيدها بواسطة محاكاة هذه التقنية للتحكم في الاستطاعة الفعالة والارتكازية للنتيجة من مولد المتزامن مزدوج التغذية بقيادة توربين الرياح، نتائج المحاكاة تؤكد التحكم المنفصل والجيد للمسارات لا استطاعة الفعالة والارتكازية للنتيجة، من أجل سرعة الرياح المتغيرة.

الكلمات المفتاحية: المحرك اللاتزامني قفص السنجاب، محرك اللاتزامني مزدوج التغذية، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر للعزم، التحكم اللاخطي، التحكم الانزلاقي، الطاقات المتجددة، طاقة الرياح.