

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR-BATNA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister

En Electrotechnique

Option : ***Commande Electrique***

Présenté par :

Elbia Youcef

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

**Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à
Double Alimentation et à Flux Orienté**

Soutenu le 15 / 06 /2009

Devant le jury composé de :

Nom	Grade	Université	Qualité
Mr Rachid Abdessmed	Professeur	Batna	Président
Mr Lakhdar Mokrani	Maître de Conférences	Laghouat	Rapporteur
Mr Bachir Abdelhadi	Maître de Conférences	Batna	Examineur
Mr Amor Bourek	Maître de Conférences	Biskra	Examineur
Mr Said Drid	Maître de Conférences	Batna	Examineur

REMERCIEMENTS

Tout d'abord merci au bon dieu le tout puissant, de m'avoir donné la force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

Le présent travail a été réalisé au sein du Laboratoire des Matériaux de Génie Electrique de l'Université de Laghouat sous la direction de Monsieur Lakhdar Mokrani Maître de Conférences à l'Université de Laghouat, qui m'a fait l'honneur de diriger ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour son aide, ses conseils précieux, ses sacrifices, malgré ses obligations, ainsi que pour la confiance qu'il m'a prodiguée durant la réalisation de ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Rachid Abdessmed Professeur à l'Université de Batna, Directeur du Laboratoire de Recherche LEB, pour m'avoir honoré avec sa présence en acceptant de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance composé de Messieurs : Bachir Abdelhadi, Said Drid, Maîtres de Conférences à l'Université de Batna, Amor Bourek Maître de Conférences à l'Université de Biskra. Je les remercie chaleureusement pour leur présence et pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire.

Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna pour leurs aides et leurs encouragements.

Sans oublier mes collègues dans le domaine de la recherche et durant les années d'étude, je tiens à les remercier vivement.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

DEDICACES

A ma chère mère, la personne qui a beaucoup sacrifié pour moi sans elle je n'aurais eu la volonté d'atteindre ce niveau ;

A la mémoire de mon cher père et ma deuxième chère mère ;

A toute ma famille ;

A tous mes frères et mes amis ;

A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour ;

...je dédie ce modeste travail.

Y. Elbia

ملخص

تهدف هذه المذكرة إلى عرض دراسة محاكاة للتحكم بواسطة تقنية المنطق الغامض المحسن في ماكينة كهربائية لاتزامنية، مضاعفة التغذية و موجهة التدفق. نظام تغذية هذه الآلة مكون من جزئين متماثلين، أحدهما يغذي الجزء الساكن و الآخر يغذي الجزء الدوار. كل جزء مكون من العناصر التالية: مموج جهد ثلاثي الأطوار، يتم التحكم فيه بالتيار، مقوم ثلاثي الأطوار مشكل من ثنائيات المساري، مصفاة لترشيح الجهود الكهربائية عالية التواتر. بغية التحكم في هذه الآلة نستعمل منظمين على التوالي، منظم تناسبي و تكاملي ذو نمط كلاسيكي و منظم مؤسس على تقنية المنطق الغامض. يتم تحسين وسائط هذين المنظمين باستعمال تقنية اللوغاريتمات الجينية (اللوغاريتمات الوراثية) مهجنة بطريقة السامبلكس بالنسبة للمنظم الأول، ثم بطريقة التدرج بالنسبة للمنظم الثاني (ذو المنطق الغامض). من أجل تحسين النتائج المتحصل عليها بواسطة تقنية التدفق الموجه تم تصميم ملاحظ ذو نمط إنزلاقي. كما تم في آخر هذه المذكرة التعرض لتقنية التحكم بدون لاقط السرعة.

تجسيدا لهذا العمل، تم إتباع الخطوات التالية:

- وصف نظام إستغلال الماكينة اللاتزامنية، مضاعفة التغذية و نمذجتها
- إبراز تقنية التحكم الشعاعي أو ما يسمى بالتدفق الموجه
- تقديم نظرية التحكم بواسطة المنطق الغامض وكيفية إنشاء منظم يعتمد على هذه النظرية
- التعرض لتقنية اللوغاريتمات الجينية واستعمالها كأداة لتحسين وسائط منظم السرعة الكلاسيكي و ذو المنطق الغامض
- تصميم ملاحظ ذو نمط إنزلاقي واستعماله لضبط تدفق الماكينة و التحكم فيها دون لاقط سرعة
- عولجت عدة أنظمة عابرة (إقلاع بدون حمولة، إدخال عزم مقاوم بعد الإقلاع، عكس إتجاه الدوران و تبديل قيمة السرعة)، بالإضافة إلى ذلك تم أيضا إجراء اختبارات لمعرفة مدى متانة تقنية التحكم المستعملة إزاء تغير بعض الوسائط الأساسية للماكينة. من خلال هذه الدراسة تم الحصول على نتائج تمثيلية جيدة، سواء على مستوى النظام العابر أو النظام الدائم.

كلمات مفتاحية:

ماكينة كهربائية مضاعفة التغذية، مموج جهد ثلاثي الأطوار، التحكم الشعاعي، منظم تناسبي و تكاملي ذو نمط كلاسيكي و ذو المنطق الغامض، تحسين المنظمين، اللوغاريتمات الجينية، ملاحظ ذو نمط إنزلاقي، تحكم بدون لاقط سرعة، متانة التحكم.

Résumé :

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) et à flux orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux parties identiques, l'une reliée au stator et l'autre au rotor. Chaque partie est constituée par les éléments suivants : un onduleur de tension triphasé, commandé en courant, un redresseur triphasé à diodes et un filtre passe-bas. Pour commander la machine, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique en premier lieu ; puis un régulateur PI flou. Ces deux régulateurs sont optimisés par un algorithme génétique combiné tantôt avec la méthode de Simplex et tantôt avec l'algorithme de Gradient. Afin d'améliorer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la MADA, la synthèse d'un observateur de flux à modes glissants a été présentée. De plus, une technique de commande sans capteur de vitesse a été proposée à la fin de ce mémoire. Pour ce faire, on a adopté les étapes suivantes :

1. Modélisation de la MADA à vitesse variable et de son alimentation ;
2. Présentation de la technique de commande vectorielle appliquée à la MADA ;
3. Présentation de la théorie de la commande floue, et son utilisation pour la conception d'un régulateur de vitesse flou ;
4. Présentation des algorithmes génétiques et leur utilisation comme outil d'optimisation des paramètres des deux régulateurs de vitesse de la MADA ;
5. La conception d'un observateur de flux à modes glissants et son utilisation au réglage de flux et à la commande sans capteur de vitesse de la MADA.

Plusieurs régimes transitoires ont été traités par simulation (démarrage à vide, introduction d'un couple de charge, inversion et changement de consigne de la vitesse). De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la MADA ont été aussi effectués. D'après les résultats de simulation, la technique de commande étudiée permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques et statiques et présente une robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

Mots clés :

Machine asynchrone à double alimentation, Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle, Régulateur PI classique et flou, Optimisation des régulateurs, Algorithmes génétiques, Observateur à modes glissants, Commande sans capteur de vitesse, Robustesse de la commande.

Abstract :

This memoir presents a simulation study of a genetic optimized fuzzy logic control of a field oriented doubly fed induction machine (DFIM). The supply system of this machine includes two identical parts, one of the stator and the other of the rotor. Every part is constituted by the following elements : a three phase voltage source inverter controlled by current, a three phase rectifier of diodes, and a low-pass filter. Two speed regulators are used to control the speed of this machine. One is a conventional PI regulator and the other is a fuzzy logic PI controller. These two regulators are optimized by a genetic algorithm combined with the simplex algorithm and of the gradient algorithm respectively. In order to improve the decoupling between the flux and the electromagnetic torque the synthesis of a sliding mode flux observer has been presented and used to estimate the machine rotor flux. Finally, a sensorless speed control technique is used to eliminate the speed sensor. For this fact, one has adopted the following stages :

1. Modelling of the DFIM and its supply system ;
2. Presentation of the field oriented control, applied to the DFIM ;
3. Presentation of the theory of the fuzzy logic, and its use to design a fuzzy speed regulator ;
4. Presentation of the genetic algorithms as a tool of optimization of the two speed regulators ;
5. A design of a full state sliding mode observer used to the flux and sensorless speed control.

Several transient cases have been treated (no-load starting operation, step loading, inversion of speed and change of its command value). Besides, robustness tests concerning the parametric variation of the DFIM have been presented. According to the simulation results, the strategy used to control the system has shown good static and dynamic performances and presented a robustness against the loading operation outside disruption and some key parametric variations.

Key words :

Doubly fed induction machine, Three phase voltage source inverter, Field oriented control, PI conventional and fuzzy PI logic controllers, Optimization of the regulators, Genetic algorithms, Sliding mode flux observer, Sensorless speed control, Robustness of the control.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE I

ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I.1 INTRODUCTION.....	5
I.2 PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION....	5
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	6
I.4 DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE DE LA MADA.....	6
I.4.1 Commande de la MADA par un seul convertisseur.....	6
I.4.2 Commande de la MADA par deux onduleurs.....	7
I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA.....	8
I.5.1 Avantages de la MADA.....	8
I.5.2 Inconvénients de la MADA.....	9
I.6 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA.....	10
I.7 MODELISATION DE LA MADA.....	10
I.7.1 Modèle effectif de la MADA.....	11
I.7.2 Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation.....	12
I.7.3 Application de la transformation de Park à la MADA.....	15
I.7.4 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park.....	16
I.7.4.1 Equations des tensions	17
I.7.4.2 Equations des flux.....	18
I.7.4.3 Choix du référentiel.....	18
- Référentiel lié au stator.....	19
- Référentiel lié au rotor	19
- Référentiel lié au champ tournant	20
I.7.4.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park	20
I.8 MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE DE PARK SOUS FORME D'ETAT.....	20
I.9 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MADA.....	21

I.9.1 Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.....	22
I.9.2 Modélisation du circuit de filtrage	23
I.9.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI.....	24
a. Tensions des phases statoriques	25
b. Tensions composées de la charge (MADA)	25
c. Tensions simples de la machine	25
d. Principe de la MLI	27
I.10 CONCLUSION.....	28

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

II.1 INTRODUCTION.....	29
II.2 GENERALITES SUR LA COMMANDE VECTORIELLE	30
II.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	30
II.2.2 Variantes de la commande vectorielle.....	31
II.2.3 Commande vectorielle directe.....	31
II.2.4 Commande vectorielle indirecte.....	32
II.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	32
II.3.1 Différents repères de référence.....	33
II.3.2 Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA.....	35
II.4 REGLAGE DE VITESSE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE PAR UN PI CLASSIQUE.....	38
II.5 DEFLUXAGE.....	40
II.6 RESULTATS DE SIMULATION	41
II.6.1 Machine asynchrone à simple alimentation.....	41
II.6.1.1 Démarrage à vide	41
II.6.1.2 Introduction d'un couple de charge	42
II.6.2 Machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse PI.....	44

II.6.2.1 Démarrage à vide.....	44
II.6.2.2 Introduction d'un couple de charge.....	44
II.6.2.3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation.....	47
II.6.2.4 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	47
II.6.2.4.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.....	47
II.6.2.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances.....	47
II.6.2.4.3 Robustesse vis-à-vis de la variation d'inertie.....	49
II.6.2.4.4 Robustesse vis-à-vis de la variation de la fréquence rotorique.....	50
II.7 CONCLUSION.....	52

CHAPITRE III

COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

III.1 INTRODUCTION.....	53
III.2 UN PEU D'HISTORIQUE	53
III.3 DOMAINES D'APPLICATION.....	54
III.4 CONCEPT DE LA LOGIQUE FLOUE.....	55
III.5 NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	56
III.5.1 Ensemble flou.....	56
III.5.2 Fonction d'appartenance.....	57
III.5.3 Variables linguistiques.....	58
III.5.4 Operateurs de la logique floue.....	59
III.5.5 Règles floues.....	60
III.6 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....	61
III.6.1 Interface de fuzzification.....	62
III.6.2 Base des règles.....	62
III.6.3 Mécanisme d'inférence flou.....	63
III.6.4 Interface de défuzzification.....	64
III.7 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....	65
III.8 COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE.....	65
III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	66

III.8.1.1 Fuzzification.....	67
III.8.1.2 Base des règles.....	68
III.8.1.3 Mécanisme d'inférence.....	69
III.8.1.4 Défuzzification.....	69
III.8.2 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou.....	70
III.9 RESULTATS DE SIMULATION.....	71
III.9.1 Démarrage à vide.....	71
III.9.2 Introduction d'un couple de charge.....	71
III.9.3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation.....	71
III.9.4 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	75
III.9.4.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.....	75
III.9.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances.....	75
III.9.4.3 Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	75
III.9.4.4 Robustesse vis-à-vis de la variation de la fréquence rotorique.....	76
III.9 CONCLUSION.....	78

CHAPITRE IV

OPTIMISATION DES REGULATEURS DE VITESSE DE LA MADA PAR LES ALGORITHMES GENETIQUES

IV.1 INTRODUCTION.....	79
IV.2 DEFINITION D'UN ALGORITHME GENETIQUE.....	80
IV.3 BREF HISTORIQUE DE L'ALGORITHME GENETIQUE.....	81
IV.4 PRINCIPES GENERAUX.....	81
IV.5 FONCTIONNEMENT D'UN ALGORITHME GENETIQUE.....	82
IV.6 OPERATEURS ET PARAMETRES DE L'ALGORITHME GENETIQUE.....	83
IV.6.1 Codage des chromosomes.....	83
IV.6.2 Initialisation de la population.....	84
IV.6.3 Fonction d'adaptation.....	84
IV.6.4 Evaluation.....	85
IV.6.5 Sélection.....	85
IV.6.5.1 Sélection par la roulette.....	85
IV.6.5.2 Sélection par ordonnancement.....	87

IV.6.5.3 Sélection par tournoi.....	87
IV.6.5.4 Sélection uniforme.....	87
IV.6.6 Croisement.....	87
IV.6.6.1 Croisement à un point de coupure ou discret.....	88
IV.6.6.2 Croisement à deux points.....	89
IV.6.6.3 Croisement multiple (multi-points).....	89
IV.6.6.4 Croisement continu (uniforme).....	90
IV.6.6.5 Croisement arithmétique (barycentrique).....	90
IV.6.7 Mutation.....	91
IV.6.7.1 Mutation uniforme.....	92
IV.6.7.2 Mutation non uniforme.....	92
IV.7 CHOIX DES PARAMETRES D'UN ALGORITHME GENETIQUE.....	93
IV.7.1 Taille de la population.....	93
IV.7.2 Probabilité des opérateurs génétiques.....	93
IV.7.3 Nombre de générations.....	93
IV.8 OPTIMISATION DES REGULATEURS DE VITESSE DE LA MADA PAR ALGORITHME GENETIQUE.....	94
IV.8.1 Méthode de gradient.....	94
IV.8.2 Méthode de simplex ou Nelder-Mead.....	94
IV.8.3 Procédure d'optimisation des deux régulateurs.....	95
IV.8.4 Optimisation du régulateur PI classique.....	96
IV.8.5 Résultats de simulation.....	96
IV.8.6 Optimisation du régulateur PI flou.....	100
IV.8.7 Résultats de simulation et interprétation.....	100
IV.9 CONCLUSION.....	104

CHAPITRE V

OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS DEDIE A LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MADA

V.1 INTRODUCTION.....	105
V.2 THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	106
V.3 NOTIONS D'UN SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE.....	106

V.4 COMMANDE PAR MODE GLISSANT	106
V.4.1 Conception de la commande par mode glissant	107
V.4.1.1 Choix de la surface de glissement	107
V.4.1.2 Condition d'accès au mode glissant	108
V.4.1.3 Synthèse des lois de commande du mode glissant	108
V.5 OBSERVABILITE ET OBSERVATEURS	111
V.5.1 Présentation des observateurs	111
V.5.1.1 Description	111
V.5.1.2 Principe d'un observateur	111
V.5.2.3 Classification des observateurs	112
V.5.2.4 Observateur à mode glissant	113
V.5.2.5 Etapes de dimensionnement de l'observateur	113
V.6 APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE	115
V.6.1 Synthèse de l'observateur de flux à mode glissant appliqué à la MADA	115
V.6.2 Estimation des composantes du flux	117
V.7 RESULTATS DE SIMULATION	118
V.7.1 Cas d'un régulateur PI classique	118
V.7.1.1 Démarrage à vide	118
V.7.1.2 Introduction d'un couple de charge	119
V.7.1.3 Inversion du sens de rotation	119
V.7.2 Cas d'un régulateur PI flou	121
V.7.3 Commande sans capteur de vitesse de la MADA	123
V.7.4 Algorithme d'estimation de la vitesse rotorique	123
V. RESULTATS DE SIMULATION	125
V. CONCLUSION	130
CONCLUSION GENERALE	131
ANNEXE	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

I. NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
A, B	Ensembles flous	Sans unité
C	Capacité du filtre	μF
C_e	Couple électromagnétique	$N.m$
C_r	Couple résistant	$N.m$
$e, \Delta e,$	Erreur de vitesse et sa variation	rd/s
f	Fréquence du réseau d'alimentation	Hz
f_{ro}	Fréquence rotorique	Hz
f_r	Coefficient de frottement	$N.m.s/rd$
f_c	Fréquence de coupure	Hz
f_{obj}	Fonction objective	
g	Glissement	Sans unité
G_t	Génération courante	Sans unité
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta ce}$	Facteurs d'échelles du régulateur flou	Sans unité
t	Temps	s
i	Courant électrique	A
I_a	Courant d'induit	A
i_{abc}	Courants instantanés des phases statoriques	A
i_{ABC}	Courants instantanés des phases rotoriques	A
i_{dqor}	Composantes du courant rotorique dans le repère de Park	A
i_{dqos}	Composantes du courant statorique dans le repère de Park	A
$i_d(t)$	Courant redressé	A
$i_f(t)$	Courant filtré	A
I_f	Courant d'excitation	A
$i_{\alpha\beta r}$	Composantes du courant rotorique dans le repère (α, β) .	A
$i_{\alpha\beta s}$	Composantes du courant statorique dans le repère (α, β)	A
u	Tension électrique	V
u_{abc}	Tensions instantanées des phases statoriques	V
u_{ABC}	Tensions instantanées des phases rotoriques	V

Symbole	Signification	Unité
u_{dqr}	Composantes de tension rotorique dans le repère de Park	V
u_{dqos}	Composantes de tension statorique dans le repère de Park	V
$u_d(t)$	Tension redressée	V
$u_f(t)$	Tension filtrée	V
$u(t)$	Signal de commande	
u_{eq}	Commande équivalente	
u_n	Commande discrète	
$u_{\alpha\beta r}$	Composantes de tension rotorique dans le repère (α, β)	V
$u_{\alpha\beta s}$	Composantes de tension statorique dans le repère (α, β)	V
U	Univers de discours	Sans unité
J	Moment d'inertie	$kg.m^2$
K_i, K_p	Gains du régulateur PI classique	Sans unité
L	Inductance du filtre	H
L_r, L_s	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	H
M	Inductance cyclique mutuelle	H
N	Nombre de générations	
P	Nombre de paires de pôles	Sans unité
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
p_c	Probabilité de croisement	Sans unité
p_m	Probabilité de mutation	Sans unité
p_i	Probabilité de sélection	Sans unité
P_r, P_s	Puissances actives, rotorique et statorique respectivement	W
Q_r, Q_s	Puissances réactives, rotorique et statorique respectivement	Var
q_i	Probabilité cumulative	Sans unité
$R(t)$	Signal de référence	
$y(t)$	Signal de sortie	
R_r, R_s	Résistances de phases, rotorique et statorique respectivement	Ω ou Ohm
$S(x)$	Surface de glissement	Sans unité
s	Opérateur de Laplace	Sans unité
T	Taille de la population	Sans unité

Symbole	Signification	Unité
T_v	Ensembles des catégories floues	Sans unité
V	Variable linguistique	Sans unité
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	Sans unité
$\Delta i_r, \Delta i_s$	Bandes d'hystérésis rotorique et statorique respectivement	A
μ	Fonction ou degré d'appartenance	Sans unité
ω_a	Vitesse angulaire du repère de park	rd/s
ω_{gl}	Pulsation de glissement	rd/s
ω_r	Vitesse angulaire de rotation du rotor	rd/s
ω_{ref}	Vitesse angulaire de référence	rd/s
ω_s	Vitesse angulaire de rotation du champ tournant	rd/s
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique du rotor	rd/s
φ	Flux	Wb
$\varphi_{dqr}, \varphi_{hidr}, \varphi_{hiqr}$	Composantes du flux rotorique dans le repère de Park	Wb
$\varphi_{dqs}, \varphi_{hids}, \varphi_{hiqs}$	Composantes du flux statorique dans le repère de Park	Wb
$\varphi_{\alpha\beta r}$	Composantes du flux rotorique dans le repère lié au stator	Wb
$\varphi_{\alpha\beta s}$	Composantes du flux statorique dans le repère lié au stator	Wb
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	Sans unité
λ_1, λ_2	Gains de l'observateur de flux à modes glissants	Sans unité
θ	Angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a	rd
θ_r, θ_s	Angles électriques, rotorique et statorique	rd
$ref, *$	Indices de référence	
$\hat{x}$	Grandeur estimée	
$\dot{x}$	Grandeur dérivée	

II. LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFIM	Doubly Fed Induction Machine
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
F-O-C	Field Oriented Control
AG	Algorithme Génétique
fem	Force électromotrice
fmm	Force magnétomotrice
PI	Proportionnel Intégral
Park ⁻¹	Transformation de Park inverse

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison de leur fiabilité et leur construction simples. Elles occupent plus de 80% dans le domaine de conversion électromécanique d'énergie. Leur dynamique non linéaire est un problème assez délicat car elle rend la commande très difficile.

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse [1]. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [2].

Commander une telle machine est une opération délicate à cause du couplage existant entre leurs différentes variables. Contrairement à ce type de machine, la machine à courant continu présente l'avantage de la simplicité de sa commande, malgré que sa dynamique soit complexe.

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [3,4].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [5]. Les techniques de commande classique de type PI ou PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. Cela peut influencer le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoires [2,5].

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Car ce dernier implique un compromis entre la robustesse d'un côté et le coût d'un autre côté. La commande intelligente est un vocabulaire qui a apparu ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain [6]. La logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques sont les grandes familles qui constituent l'intelligence artificielle.

La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou [5]. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par la logique floue, qui est en pleine expansion. Celle-ci permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [7]. Les machines électriques, notamment les machines asynchrone possèdent une dynamique non linéaire ce qui rend la commande conventionnelle non efficace et justifie l'utilisation de la logique floue. Celle-ci manifeste aussi une robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique et non paramétrique. Cependant, l'inconvénient majeur de la commande

floue est le manque de techniques de conception (détermination des gains du correcteur, le choix des fonctions d'appartenance ...). Afin de remédier ce problème, on peut utiliser une procédure d'optimisation pour mieux dimensionner ce type de régulateurs. Plusieurs méthodes d'optimisation ont été proposées ; on peut les classer en deux groupes : les méthodes d'optimisation déterministes et les méthodes non déterministes (appelées aussi méthodes stochastiques ou à recherche aléatoire). Le choix de telle ou telle méthode dépend du système à étudier et à sa complexité [8-10]. Les méthodes stochastiques sont des méthodes plus efficaces et plus puissantes, elles utilisent des processus stochastiques basés sur une exploration aléatoire de l'espace des solutions possibles [11].

Les Algorithmes Génétiques (AG_s) représentent une famille assez riche et très intéressante d'algorithmes stochastiques d'optimisation qui sont fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et la génétique. Les premiers travaux sur les algorithmes génétiques ont commencé dans les années soixante par le professeur Holland [12]. L'application des algorithmes génétiques aux problèmes d'optimisation a été formalisée par Goldberg en 1989 [9,13]. Le principe de ces algorithmes est de procéder par une recherche stochastique globale sur un espace important et à travers une population de pseudo-solutions. La procédure de résolution d'un problème par ces algorithmes génétiques se fait grâce aux opérateurs de reproduction et de mutation. L'utilisation de ces algorithmes pour la conception des systèmes de commande classique ou floue appliquée à une machine asynchrone à double alimentation est une solution attractive. De plus, une combinaison entre l'algorithme génétique qui permet la localisation de l'optimum global et d'autres méthodes déterministes de recherche locale permet d'améliorer les performances désirées.

D'autre part, pour une autre amélioration concernant surtout le découplage entre le flux et le couple de la MADA, on peut doter la commande d'un observateur de flux à modes glissants par exemple. Ce dernier présente beaucoup d'avantage grâce à sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Son principe est basé sur la théorie du mode glissant qui est un prolongement de l'étude des systèmes à structure variable introduit par Utkin [5,14].

Quelque soit le type de commande appliquée à la MADA, pour asservir sa vitesse il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. La présence de ce capteur entraîne un surcoût et une complexité de commande. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, plusieurs recherches ont été élaborées afin de supprimer ce capteur et le remplacer par un estimateur ou un observateur. Cette commande dite "sans capteur" est devenue de plus en plus attractive, présente l'intérêt économique, améliore la fiabilité et évite la fragilité et la difficulté d'installation du capteur de vitesse. La vitesse doit alors être reconstituée par estimation [16,17].

Le présent travail concerne une étude de la commande floue optimisée sans capteur de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de cinq chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages. Une modélisation détaillée de cette machine avec son système d'alimentation a été aussi présentée.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle appliquée au flux statorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. Les résultats de simulation obtenus par ce régulateur flou seront comparés à ceux obtenus par le PI classique afin de juger les performances dans les deux cas.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des algorithmes génétiques, utilisés pour optimiser les paramètres des deux régulateurs de vitesse de la MADA. Une discussion et comparaison des performances obtenues par les deux régulateurs optimisés seront présentées.

Le dernier chapitre comprend une brève étude théorique concernant le mode glissant et son application à la conception d'un observateur de flux permettant de munir la commande d'une boucle de réglage de celui-ci. En suite, on présente à la fin de ce chapitre une technique de commande sans capteur de vitesse. L'efficacité et la robustesse de cet observateur à modes glissants seront montrées par des résultats de simulation.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

I.1 INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor.

I.2 PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

La première apparition de cette machine date de l'année 1899 [4,18] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [19]. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [1,4]. La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

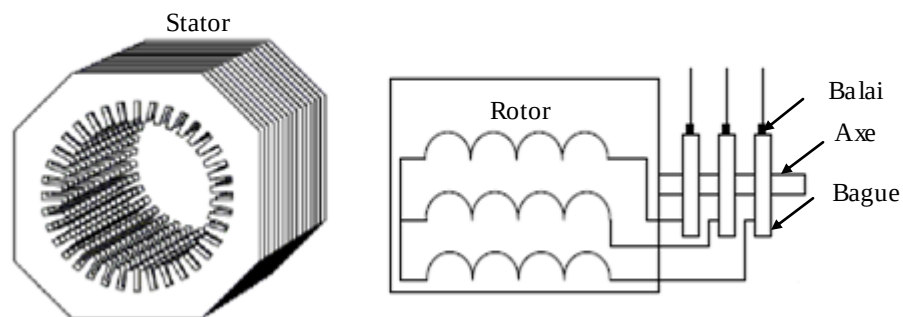


Fig. I.1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{ms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r ; alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des f_{mr} des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que [20] :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s g \quad (I.1)$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés [20].

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{ms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_{ro} , définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_{ro}$; c'est à dire :

$$f_{ro} = f g \quad (I.2)$$

I.4 DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE DE LA MADA

La structure de la machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage de permettre de commander les variables de la machine, telle que, la puissance, la vitesse, le couple. Cette commande est réalisée par plusieurs méthodes et structures ; selon le mode de fonctionnement, la variable à commander et le domaine d'application.

I.4.1 Commande de la MADA par un seul convertisseur

C'est la stratégie la plus simple et la plus utilisée dans les applications industrielles, cette structure est illustrée par la figure suivante [21] :

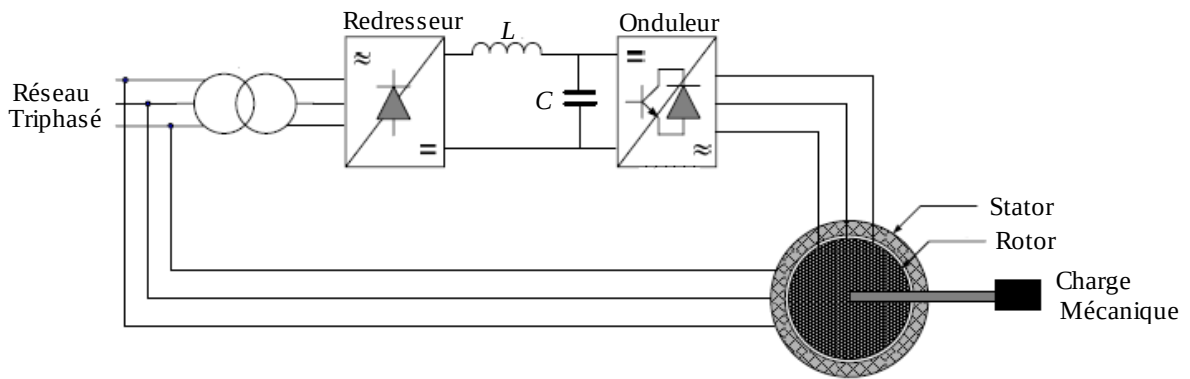


Fig. I.2 MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

Dans cette structure de commande, la MADA est alimentée à son stator par le réseau, tandis que le rotor est alimenté à travers un système de conversion qui comporte un redresseur, un filtre et un onduleur. Cette structure est appelée aussi la cascade hyposynchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire [1]. La machine dans ce cas peut fonctionner en moteur ou générateur, mais l'application la plus courante est l'utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques.

I.4.2 Commande de la MADA par deux onduleurs

Cette structure de commande consiste en une MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes [1] :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.

La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure suivante [21] :

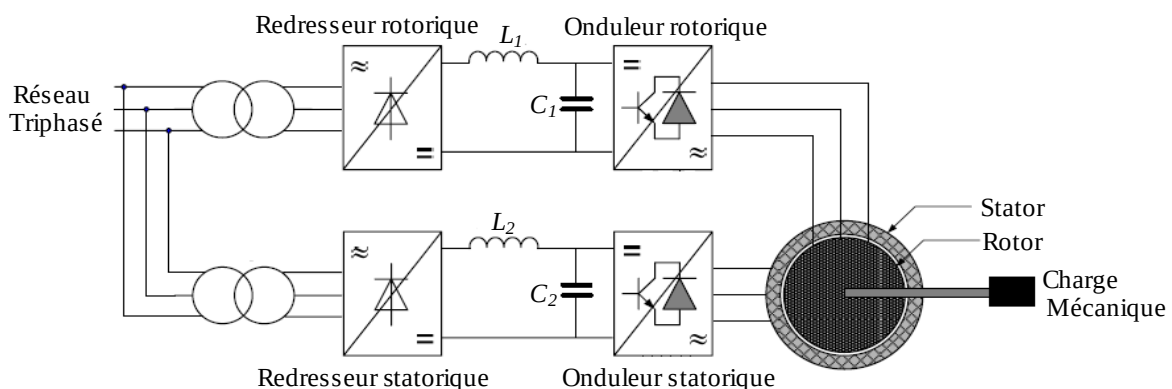


Fig. I.3 MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé [1].

La deuxième structure est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante [21] :

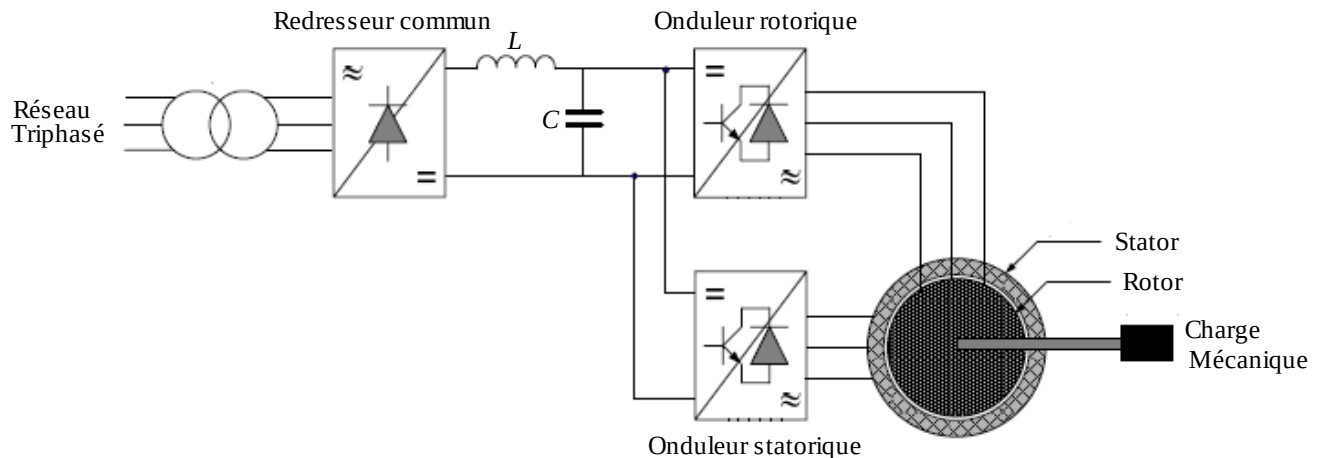


Fig. I.4 Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.

Ces deux dernières structures de commande sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique [1].

I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

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

I.5.1 Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [4].
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [2,21].

- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [4].
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [2].
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [2].
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [23].
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [21].

I.5.2 Inconvénients de la MADA

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

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [1].
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix [1].
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [21].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la

vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [5].

I.6 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [22]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telles que [2] :

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [1] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

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

I.7 MODELISATION DE LA MADA

Dans ce qui suit on va présenter la modélisation de la machine asynchrone double alimentée par deux onduleurs à MLI, l'un alimente le stator et l'autre le rotor à travers un transformateur abaisseur.

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entrées sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [20].

A partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande ; ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. Une première difficulté réside dans la commande de cette machine à cause du couplage du flux magnétique et du couple électromagnétique ; la deuxième est liée à l'identification des paramètres.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [24] :

- La modélisation de Park ;
- La modélisation par réseaux de perméances ;
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine [24].

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [6,20,25,26] :

- L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables ;
- Le circuit magnétique est non saturé, c'est à dire à perméabilité constante ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- La fmm créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale ;
- La symétrie de construction est parfaite ;

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [20]:

- L'additivité des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles.

I.7.1 Modèle effectif de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (I.5).

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

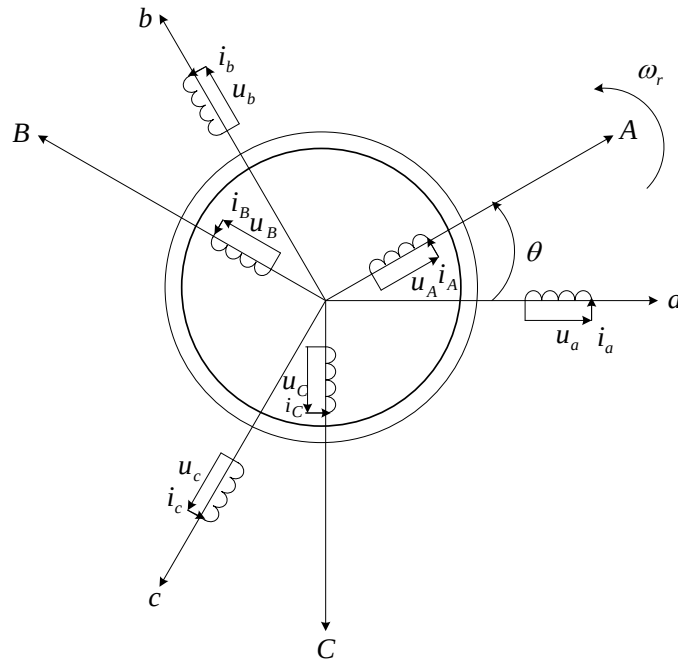


Fig. I.5 Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.

I.7.2 Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements illustrés par la figure (I.5) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.3)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\varphi_{ABC}]}{dt} \quad (I.4)$$

Où :

R_s est la résistance d'une phase statorique ;

R_r est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

- $[u_{abc}] = [u_a \ u_b \ u_c]^t$: le vecteur des tensions statoriques ;
- $[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$: le vecteur des courants statoriques ;
- $[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t$: le vecteur des flux statoriques.

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques :

- $[u_{ABC}] = [u_A u_B u_C]^t$: le vecteur des tensions rotoriques ;
- $[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^t$: le vecteur des courants rotoriques ;
- $[\varphi_{ABC}] = [\varphi_A \varphi_B \varphi_C]^t$: le vecteur des flux rotoriques.

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes :

Pour le stator :

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}]^t[i_{abc}] \quad (I.6)$$

Où : $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}$$

$[L_r]$ est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

Et $[L_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par :

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})_{AB} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{aa} : C'est l'inductance propre d'une phase statorique ;

L_{ab} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

L_{AA} : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique ;

L_{AB} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;

L_{aA} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (I.5) et (I.6) dans les équations (I.3) et (I.4) respectivement, on obtient :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}][i_{ABC}])}{dt} \quad (I.7)$$

$$[u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]^t [i_{abc}])}{dt} \quad (I.8)$$

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [27]. Cette équation est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (I.9)$$

Où :

J est le moment d'inertie du rotor de la machine en $(kg.m^2)$;

Ω_r est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rd/s) ;

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$$

Tel que :

P est le nombre de paires de pôles ;

ω_r est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor ;

f_r est le coefficient de frottement en $(N.m.s/rd)$;

C_{em} est le couple électromagnétique en $(N.m)$;

C_r est le couple résistant en $(N.m)$.

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

I.7.2 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c , en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette *fmm* de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q) . La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [20,28]. Le schéma de la figure (I.6) montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

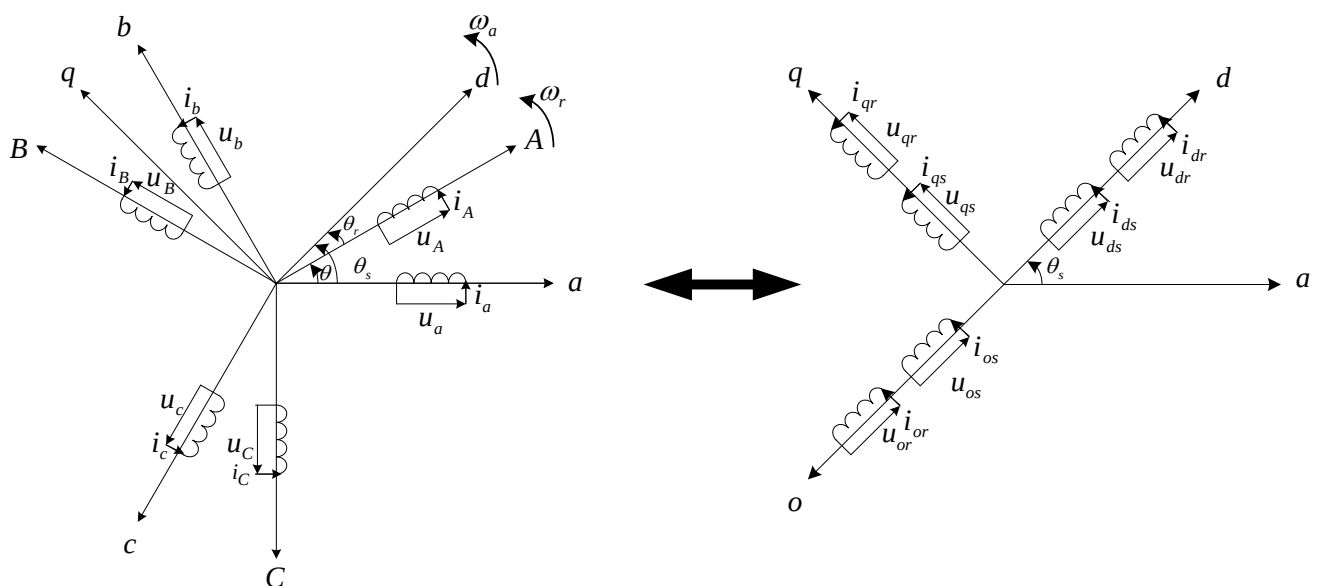


Fig. I.6 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où :

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a ;

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A , et l'axe de Park direct d ;

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a , et l'axe de Park direct d ;

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q) ;

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

- Pour le stator :

$$[X_{dgo}]_s = [A_s][X_{abc}] \quad (I.10)$$

- Pour le rotor :

$$[X_{dgo}]_r = [A_r][X_{ABC}] \quad (I.11)$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension u , un courant i , ou un flux φ .

Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \text{ et } [A_r] = [A(\psi = \theta_r)]$$

I.7.3 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes :

- Pour les tensions :

$$[u_{dgo}]_s = [A_s][u_{abc}] \quad (I.12)$$

$$[u_{dgo}]_r = [A_r][u_{ABC}] \quad (I.13)$$

- Pour les courants :

$$[i_{dqo}]_s = [A_s][i_{abc}] \quad (I.14)$$

$$[i_{dqo}]_r = [A_r][i_{ABC}] \quad (I.15)$$

- Pour les flux :

$$[\varphi_{dqo}]_s = [A_s][\varphi_{abc}] \quad (I.16)$$

$$[\varphi_{dqo}]_r = [A_r][\varphi_{ABC}] \quad (I.17)$$

I.7.3.1 Equations des tensions

Pour le stator, on a :

$$[u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.18)$$

En multipliant l'équation (I.18) par la matrice $[A_s]$, il vient :

$$[A_s][u_{abc}] = [A_s]R_s[i_{abc}] + [A_s]\frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.19)$$

Alors :

$$[u_{dqo}] = R_s [i_{dqo}] + [A_s]\frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.20)$$

Le développement de l'équation (I.20) donne :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_a \varphi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_a \varphi_{ds} \\ u_{os} &= R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{aligned} \quad (I.21)$$

Où : $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (d,q) .

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor :

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \varphi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \varphi_{dr} \\ u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{aligned} \quad (I.22)$$

I.7.3.2 Equations des flux

Pour le stator, en multipliant l'équation (I.5) par $[A_s]$ on trouve :

$$[A_s][\varphi_{abc}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}] \quad (I.23)$$

Donc :

$$[\varphi_{dqo}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}] \quad (I.24)$$

Après la simplification, on trouve :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{os} &= L_s i_{os} \end{aligned} \quad (I.25)$$

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve :

$$\begin{aligned} \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs} \\ \varphi_{or} &= L_r i_{or} \end{aligned} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_s &= L_{aa} - L_{ab} && \text{: est l'inductance cyclique statorique ;} \\ L_{os} &= L_{aa} + 2L_{ab} && \text{: est l'inductance homopolaire statorique ;} \\ M &= \frac{3}{2} L_{aA} && \text{: est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;} \\ L_r &= L_{AA} - L_{AB} && \text{: est l'inductance cyclique rotorique ;} \\ L_{or} &= L_{AA} + 2L_{AB} && \text{: est l'inductance homopolaire rotorique ;} \end{aligned}$$

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_a du repère (d,q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_a .

I.7.3.3 Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

- **Référentiel lié au stator** : Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α, β) . Dans ce cas, $(\omega_a = 0)$. Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [20]. Les équations électriques de la machine deviennent :

Au stator :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ u_{os} &= R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{aligned} \quad (I.27)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_r \varphi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_r \varphi_{dr} \\ u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{aligned} \quad (I.28)$$

- **Référentiel lié au rotor** : Dans ce cas, le système d'axes (d, q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse $(\omega_a = \omega_r)$. Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [20]. Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent :

Au stator :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \\ u_{os} &= R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{aligned} \quad (I.29)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \\ u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{aligned} \quad (I.30)$$

- **Référentiel lié au champ tournant** : Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (X,Y), il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire ($\omega_a = \omega_s$). Les équations électriques deviennent :

Au stator :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{os} &= R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \end{aligned} \quad (I.31)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \\ u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{aligned} \quad (I.32)$$

I.7.3.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (I.9) au système d'équations différentielles modélisant la machine [4]. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (I.33)$$

I.8 MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE DE PARK SOUS FORME D'ETAT

Pour obtenir le modèle complet de la MADA, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient quatre équations électriques en fonction des composantes des courants et/ou flux statoriques et rotoriques. L'association de l'équation mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{L_s \sigma} \left(u_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} i_{dr} + (\omega_s \sigma - P \Omega_r (\sigma - 1)) L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} u_{dr} + P \Omega_r M i_{qr} \right) \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{L_s \sigma} \left(u_{qs} - R_s i_{qs} + \frac{MR_r}{L_r} i_{qr} - (\omega_s \sigma - P \Omega_r (\sigma - 1)) L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} u_{qr} - P \Omega_r M i_{dr} \right) \\
\frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{1}{L_r \sigma} \left(u_{dr} - R_r i_{dr} + \frac{MR_s}{L_s} i_{ds} + \frac{\sigma - 1}{M} P \Omega_r L_s L_r i_{qs} - \frac{M}{L_s} u_{ds} + \frac{\omega_s \sigma - P \Omega_r}{L_s} i_{qr} \right) \\
\frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{1}{L_r \sigma} \left(u_{qr} - R_r i_{qr} + \frac{MR_s}{L_s} i_{qs} - (\omega_s \sigma + P \Omega_r) L_r i_{dr} - \frac{M}{L_r} u_{qs} - P \Omega_r M i_{ds} \right) \\
\frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{3PM}{2J} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega_r
\end{aligned} \tag{I.34}$$

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

I.9 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [29] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge... etc ;
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements ;
- Minimiser la consommation d'énergie.

On a vu précédemment plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable. Dans ce travail on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La figure (I.7) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor. Les deux alimentations sont identiques sauf que l'alimentation rotorique comprend un transformateur abaisseur. Chaque alimentation comporte les trois parties suivantes :

- Un redresseur triphasé double alternance à diodes ;
- Un filtre passe bas passif (L,C) ;
- Un onduleur de tension à MLI.

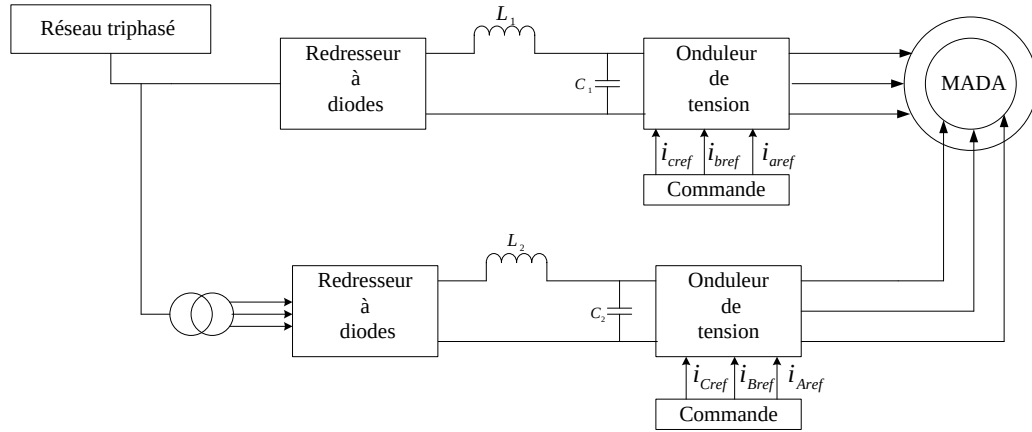


Fig. I.7 Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation.

I.9.1 Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé double alternance à diodes. La figure (I.8) représente son schéma de principe, il est composé de trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant $i_d(t)$.

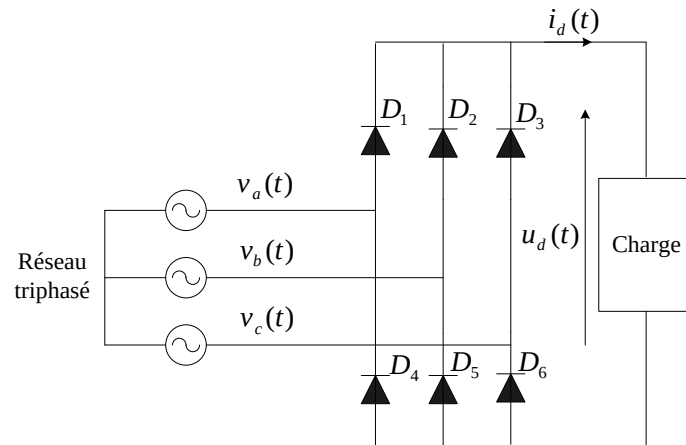


Fig. I.8 Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

Le redresseur est alimenté par un système de tension triphasé exprimé par :

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= v_m \sin(2\pi ft) \\
 v_b(t) &= v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{I.35}$$

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$u_d(t) = \text{Max}(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \text{Min}(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \quad (\text{I.36})$$

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

I.9.2 Modélisation du circuit de filtrage

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (I.9) représente son schéma de principe.

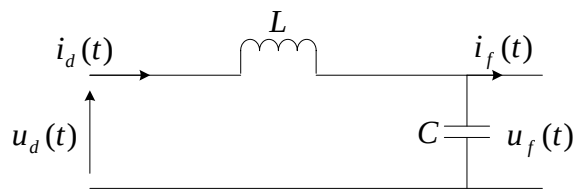


Fig. I.9 Circuit de filtrage de la tension redressée.

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (\text{I.37})$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (\text{I.38})$$

Où :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

$u_f(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur ;

La forme discrétisée des équations du filtre est commode pour une simulation numérique, elle est donnée par [26] :

$$i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \quad (\text{I.39})$$

$$u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C} (i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \quad (\text{I.40})$$

Voici l'expression de la fonction de transfert de ce filtre :

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC} s)^2} \quad (\text{I.41})$$

Où : s est l'opérateur de LAPLACE.

Cette fonction est du deuxième ordre, sa fréquence de coupure étant :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Pour dimensionner le filtre, il suffit de choisir la fréquence de coupure suffisamment inférieure à la fréquence de la première harmonique de $u_d(t)$.

I.9.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Dans ce travail, on commande les deux onduleurs de tension par la MLI de courant. L'onduleur c'est le cœur du système d'alimentation. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables [28,29]. La figure (I.10) représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente le stator de la MADA.

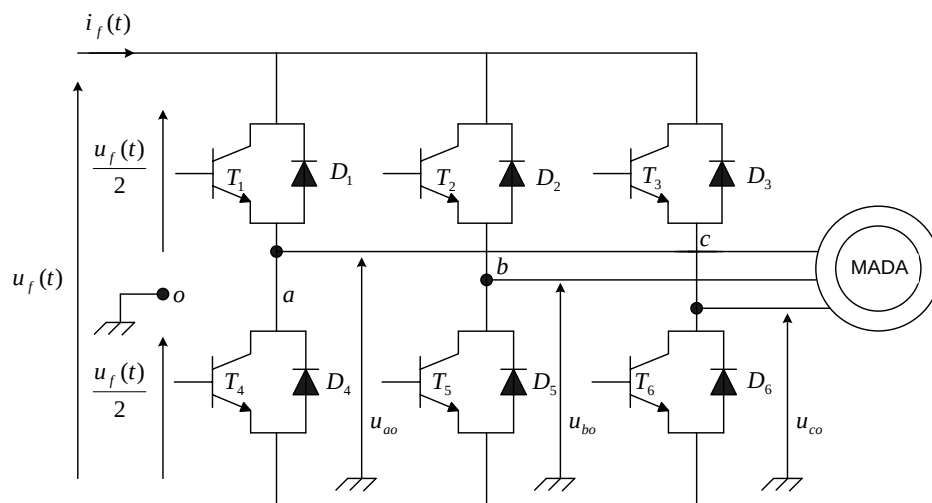


Fig. I.10 Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le stator d'une MADA.

La commande des deux transistors du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie [30] et éviter le court circuit de la source.

a. Tensions des phases statoriques

On peut définir les tensions des phases a, b, c par rapport au point milieu o de la source comme suit :

Pour la tension de la phase a :

$$\begin{aligned} u_{ao} &= \frac{u_f(t)}{2} & \text{si } T_1 & \text{est fermé ;} \\ u_{ao} &= \frac{-u_f(t)}{2} & \text{si } T_4 & \text{est fermé ;} \\ u_{ao} &= 0 & \text{si } T_1 \text{ et } T_4 & \text{sont ouverts ;} \end{aligned}$$

Pour la tension de la phase b :

$$\begin{aligned} u_{bo} &= \frac{u_f(t)}{2} & \text{si } T_2 & \text{est fermé ;} \\ u_{bo} &= \frac{-u_f(t)}{2} & \text{si } T_5 & \text{est fermé ;} \\ u_{bo} &= 0 & \text{si } T_2 \text{ et } T_5 & \text{sont ouverts ;} \end{aligned}$$

Pour la tension de la phase c :

$$\begin{aligned} u_{co} &= \frac{u_f(t)}{2} & \text{si } T_3 & \text{est fermé ;} \\ u_{co} &= \frac{-u_f(t)}{2} & \text{si } T_6 & \text{est fermé ;} \\ u_{co} &= 0 & \text{si } T_3 \text{ et } T_6 & \text{sont ouverts ;} \end{aligned}$$

b. Tensions composées de la charge (MADA)

On peut déduire les tensions composées en utilisant les tensions de phase précédentes exprimées par rapport au point milieu :

$$\begin{aligned} u_{ab} &= u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} &= u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} &= u_{co} - u_{ao} \end{aligned} \tag{I.42}$$

c. Tensions simples de la machine

Soit n le point neutre du côté de la MADA, alors on peut écrire :

$$\begin{aligned} u_{ao} &= u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} &= u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} &= u_{cn} + u_{no} \end{aligned} \tag{I.43}$$

Et comme le système est supposé en équilibre, c'est-à-dire :

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \text{ et } u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I.44})$$

Alors :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{I.45})$$

On obtient finalement les expressions des tensions simples de la machine :

$$\begin{aligned} u_a = u_{an} &= u_{ao} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{ao} - u_{bo} - u_{co}) \\ u_b = u_{bn} &= u_{bo} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{bo} - u_{ao} - u_{co}) \\ u_c = u_{cn} &= u_{co} - u_{no} = \frac{1}{3}(2u_{co} - u_{ao} - u_{bo}) \end{aligned} \quad (\text{I.46})$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

La relation (I.47) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$[u_a \ u_b \ u_c]^t = [T][u_{ao} \ u_{bo} \ u_{co}]^t \quad (\text{I.48})$$

Dans le cas de la commande complémentaire, on peut remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme le montre la figure (I.11).

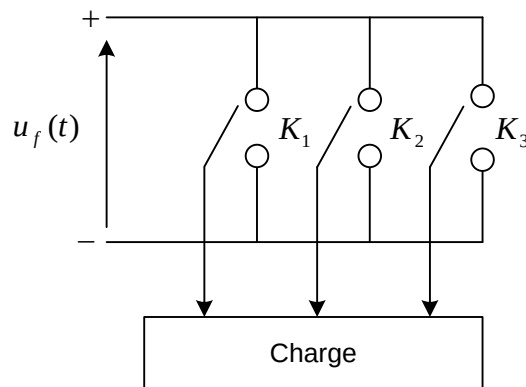


Fig. I.11 Représentation des bras d'un onduleur par des interrupteurs à deux positions.

A chacun des interrupteurs K_i ($i=1, 2, 3$), on associe une fonction logique F_i définie par :

$F_i = +1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source ;

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source.

Il en découle que les tensions statoriques simples s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{u_f}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

La détermination des fonctions F_i dépend de la stratégie de commande, la plus utilisée est la Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

d. Principe de la MLI

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement [31]. Le principe de la MLI sinus-triangle repose sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence appelé la modulate et un signal de référence appelé la porteuse. La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse et la modulate procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [32]. Plusieurs types de la MLI sont présentés dans la littérature ; l'une des plus utilisées est la MLI à hystérésis, qu'on va appliquer pour la commande des deux onduleurs alimentant la MADA dans ce travail. La figure (I.12) représente le schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

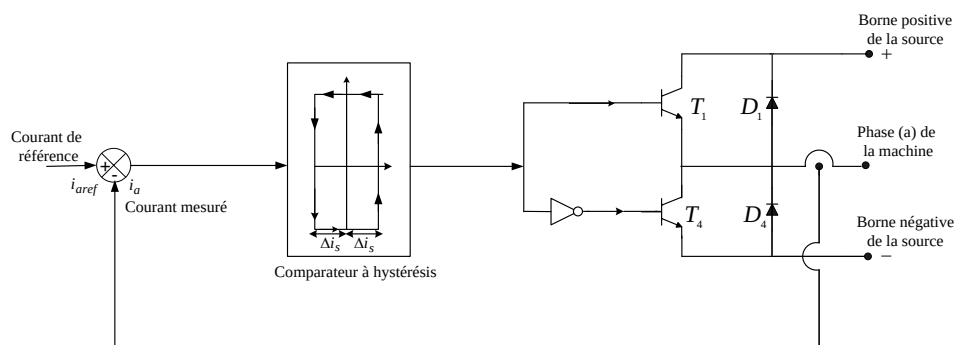


Fig. I.12 Schéma de principe du contrôle par la MLI à hystérésis d'un bras de l'onduleur.

Le principe de la MLI à hystérésis appliquée à l'onduleur est basée sur la comparaison du courant de phase mesuré à un courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis, qui génère des signaux d'amorçage des éléments semi conducteurs de façon que le courant soit limité dans une bande d'hystérésis Δi , et poursuit moyennement le courant de référence.

On peut déduire les conditions de commutation des six interrupteurs statiques T_i ($i = 1,3$) de l'onduleur en exprimant les états logiques correspondants :

$$F_i = 1 \quad \text{si} \quad i_{si} \leq i_{srefi} - \Delta i_s$$

$$F_i = -1 \quad \text{si} \quad i_{si} \geq i_{srefi} + \Delta i_s$$

Où :

i_{si} ($i = 1,3$) : sont les courants des phases statorique (i_a, i_b, i_c) respectivement ;

i_{srefi} ($i = 1,3$) : sont les courants de référence des trois phases statoriques ($i_{aref}, i_{bref}, i_{cref}$) respectivement générés par le circuit de commande des trois bras de l'onduleur ;

Δi_s est la bande d'hystérésis du courant statorique.

De la même manière, et par changement d'indices, on peut modéliser l'alimentation rotorique.

I.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.

II.1 INTRODUCTION

A l'heure actuelle, dans les applications à vitesse variable, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une large plage de puissance de quelque watts jusqu'à quelques mégawatts. Une association "convertisseur statique-machine asynchrone" exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [33]. Malgré que la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients au niveau de sa construction et sa maintenance, elle reste utilisée dans quelques domaines. L'avantage principal de cette dernière réside dans sa commande simple.

Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement) [34,35]. Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (*field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée [3,4] et constitue actuellement un domaine de recherche.

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation. Quelques résultats de simulation seront présentés aussi pour montrer l'amélioration des performances dynamiques de la machine.

II.2 GENERALITES SUR LA COMMANDE VECTORIELLE

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [36]. Ce n'est que vers les années cinquante, grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, et plus particulièrement en Allemagne et en Hongrie, de la méthode de phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [36]. En 1969, les principes de cette commande ont été définis par Hasse et la première publication internationale au sujet de ce type de commande appliquée aux machines à induction est certainement celle de Blaschke en 1971 [36].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [7,27,37,38].

II.2.1 Principe de la commande vectorielle

La commande d'une machine à courant alternatif est effectuée en général par deux techniques, l'une classique (commande scalaire), et l'autre moderne (commande vectorielle, commande directe du couple (DTC)). Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [5,39]. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. Le principe de cette dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone à une structure similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée et compensée.

En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas affecté par le courant d'induit à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques. C'est pourquoi, le couple électromagnétique d'une machine à courant continu à excitation séparée est directement proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante du flux, ce qui présente un réglage rapide du couple. Et pour la machine asynchrone, l'angle entre les deux champs statoriques et rotoriques est différent de 90° . L'idée proposée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

II.2.2 Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [5,7] :

- Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique ;
 - Commande vectorielle de flux statorique ;
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II.2.3 Commande vectorielle directe

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué.

En effet, dans ce cas, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [5-7,14,28,31,33].

II.2.4 Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire [31,33]. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [7,33].

II.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par [40] :

$$C_{em} = K_a \varphi(I_f) I_a \quad (\text{II.1})$$

Où :

$\varphi(I_f)$: est le flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : est le courant d'induit.

Selon l'expression (II.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant I_a . Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [31].

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique (i_{ds} ou i_{dr}), et le couple par l'autre composante (i_{qs} ou i_{qr}). Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu. On peut schématiser cette méthode comme suit :

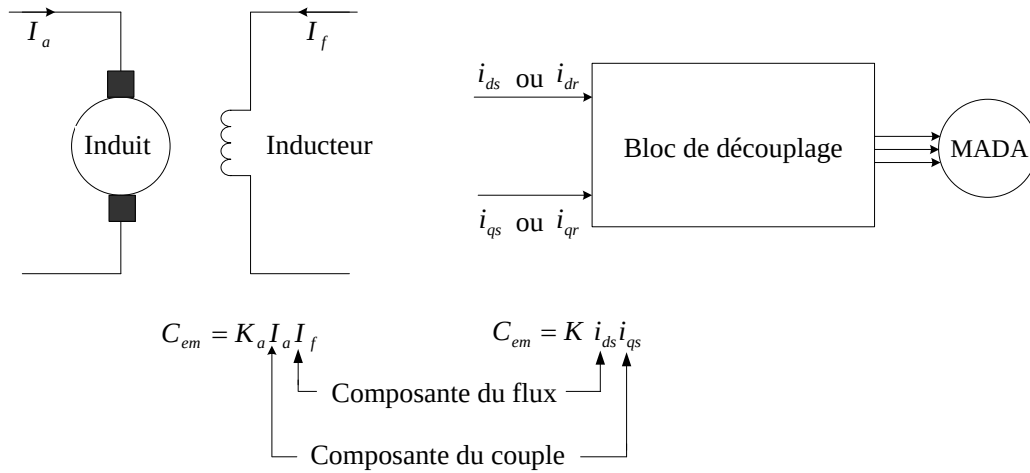


Fig. II.1 Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II.3.1 Différents repères de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer [26].

Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (d, q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od) . Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple. L'orientation du flux statorique exige que :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \quad \text{et} \quad \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (II.2) :

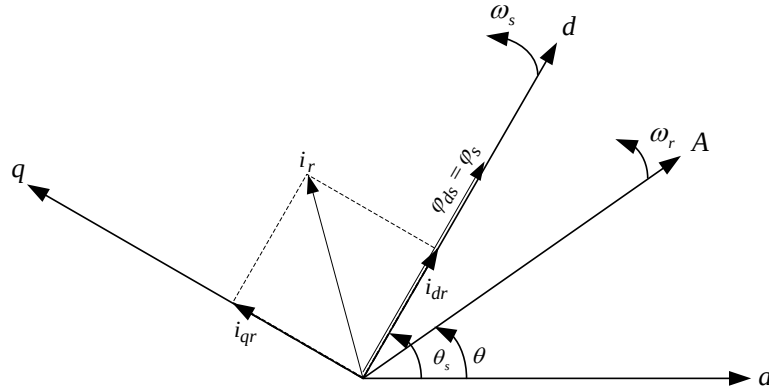


Fig. II.2 Orientation du flux statorique.

Rappelons l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (II.3)$$

A partir de l'équation du flux statorique (I.25) et suivant la condition d'orientation du flux, les courants statoriques s'expriment par [41] :

$$i_{ds} = \frac{(\varphi_{ds} - M i_{dr})}{L_s} \quad (II.4)$$

$$i_{qs} = \frac{-M i_{qr}}{L_s} \quad (II.5)$$

En remplaçant les deux composantes du courant statorique dans l'équation (II.3) du couple électromagnétique, on obtient l'expression suivante [41] :

$$C_{em} = \frac{-3PM}{2L_s} \varphi_s i_{qr} \quad (II.6)$$

D'après cette équation et pour φ_s constant, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant i_{qr} [41]. Alors, le couple la MADA peut prendre une forme similaire à celle de la machine à courant continu.

D'autre part, et de la même manière, on peut orienter le flux rotorique suivant l'axe (od) de Park. Dans ce cas, le flux φ_r est aligné avec φ_{dr} . Alors, on aura :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad \text{et} \quad \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Donc l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} \varphi_r i_{qs} \quad (\text{II.8})$$

On peut représenter ce type d'orientation par la figure (II.3) :

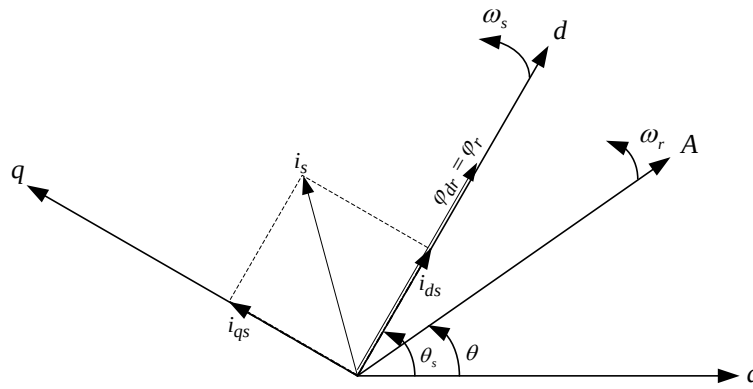


Fig. II.3 Orientation du flux rotorique.

Dans le cadre de ce mémoire, nous développons la commande vectorielle indirecte de la MADA en orientant l'axe (od) du repère de Park suivant le flux statorique.

II.3.2 Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA

Dans cette étude, l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, est assurée par deux onduleurs de tension l'un au niveau du stator, et l'autre au niveau du rotor. Dans le repère triphasé a, b, c , la tension aux bornes de la phase a du stator s'exprime par la relation générale suivante :

$$u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance et pour des conditions de fonctionnement à vitesse proche de la vitesse nominale, la relation (II.9) devient [3,2,42-46] :

$$u_{as} \simeq \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Selon les hypothèses de l'orientation du flux statorique, on peut écrire :

$$u_{ds} = 0 \quad \text{et} \quad u_{qs} = u_s = \omega_s \varphi_s \quad (\text{II.11})$$

D'autre part, les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques s'écrivent comme suit :

$$i_{ds} = \frac{(\varphi_{ds} - M i_{dr})}{L_s} \quad (\text{II.12})$$

$$i_{qs} = \frac{-M i_{qr}}{L_s} \quad (\text{II.13})$$

Et les expressions de la puissance active et réactive du côté statorique sont données par [44] :

$$P_s = \frac{3}{2} (u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs}) \quad (\text{II.14})$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (u_{qs} i_{ds} - u_{ds} i_{qs}) \quad (\text{II.15})$$

Et pour le côté rotorique, on a :

$$P_r = \frac{3}{2} (u_{dr} i_{dr} + u_{qr} i_{qr}) \quad (\text{II.16})$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (u_{qr} i_{dr} - u_{dr} i_{qr}) \quad (\text{II.17})$$

En tenant compte de (II.11) ($u_{ds} = 0$), on obtient :

$$P_s = \frac{3}{2} u_{qs} i_{qs} \quad (\text{II.18})$$

$$Q_s = \frac{3}{2} u_{qs} i_{ds} \quad (\text{II.19})$$

Par ailleurs, pour garantir un facteur de puissance quasiment unitaire du côté statorique (puissance réactive du stator nulle), il suffit d'imposer [47] :

$$i_{ds} = i_{ds}^* = 0 \quad (\text{II. 20})$$

Ainsi, le courant rotorique direct de référence peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{dr}^* = \frac{\varphi_s^*}{M} \quad (\text{II. 21})$$

Cela veut dire que la machine est complètement excitée à partir de l'alimentation du rotor. D'autre part, le couple de référence fourni par le régulateur de vitesse permet de délivrer la référence du courant i_{qs} , tel que :

$$i_{qs}^* = \frac{2C_{em}^*}{3PMi_{dr}^*} \quad (\text{II. 22})$$

Et à partir de l'équation (I.25) et en tenant compte de la condition de l'orientation du flux statorique ($\varphi_{qs} = 0$), on peut déduire la valeur de référence de i_{qr} , on obtient :

$$i_{qr}^* = \frac{-L_s i_{qs}^*}{M} \quad (\text{II. 23})$$

Les équations (II.20) à (II.23) donnent les consignes permettant la commande en courant des deux onduleurs de tension alimentant la MADA. Si on veut commander les deux onduleurs en tension, on est obligé de déterminer les tensions de référence en remplaçant les courants par leurs références dans les équations de tension de la machine asynchrone à double alimentation en régime établi, et en tenant compte de la condition de l'orientation du flux statorique. On obtient :

$$\begin{aligned} u_{ds}^* &= R_s i_{ds}^* - \omega_s^* L_s i_{qs}^* - \omega_s^* M i_{qr}^* \\ u_{qs}^* &= \frac{-R_s M}{L_s} i_{qr}^* - \omega_s^* M i_{dr}^* \\ u_{dr}^* &= R_r i_{dr}^* - \omega_{gl}^* L_{rs} i_{qr}^* - \omega_{gl}^* M i_{qs}^* \\ u_{qr}^* &= \frac{-R_r L_s}{M} i_{qs}^* + \omega_{gl}^* L_r i_{dr}^* \omega_r^* + \omega_{gl}^* M i_{ds}^* \end{aligned} \quad (\text{II. 24})$$

La MLI sinus-triangle peut être appliquée, pour imposer les six tensions de référence calculées d'après les équations précédentes, en utilisant la transformation de Park inverse. Cela suppose la connaissance de la position du stator, et du rotor par rapport au repère de Park. On peut avoir ça en intégrant ω_s^* et ω_{gl}^* respectivement, telles que :

$$\omega_s^* = \omega_{gl}^* + P\Omega_r^* \quad (\text{II.25})$$

Et ω_{gl}^* est une grandeur de commande constante : $\omega_{gl}^* = 2\pi f_{ro}$.

II.4 REGLAGE DE VITESSE DE LA MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE PAR UN PI CLASSIQUE

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence [5]. Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but. Ainsi, la structure de cette commande de vitesse est constituée d'une machine asynchrone alimentée par deux onduleurs de tension, l'un au niveau du stator, et l'autre au niveau du rotor. L'alimentation de chacun de ces deux onduleurs se fait par un pont de redressement à diodes à travers un filtre passe bas. Les courants de sortie des onduleurs sont contrôlés par une technique de modulation de largeur d'impulsions "MLI" qui permet un réglage simultané de la fréquence et des amplitudes des courants de sortie. Le schéma synoptique complet de la structure de commande est illustré par la figure (II.4).

On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique. Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.26})$$

Où :

K_p : est le coefficient de proportionnalité ;

K_i : est le coefficient d'intégration ;

s : est l'opérateur de Laplace.

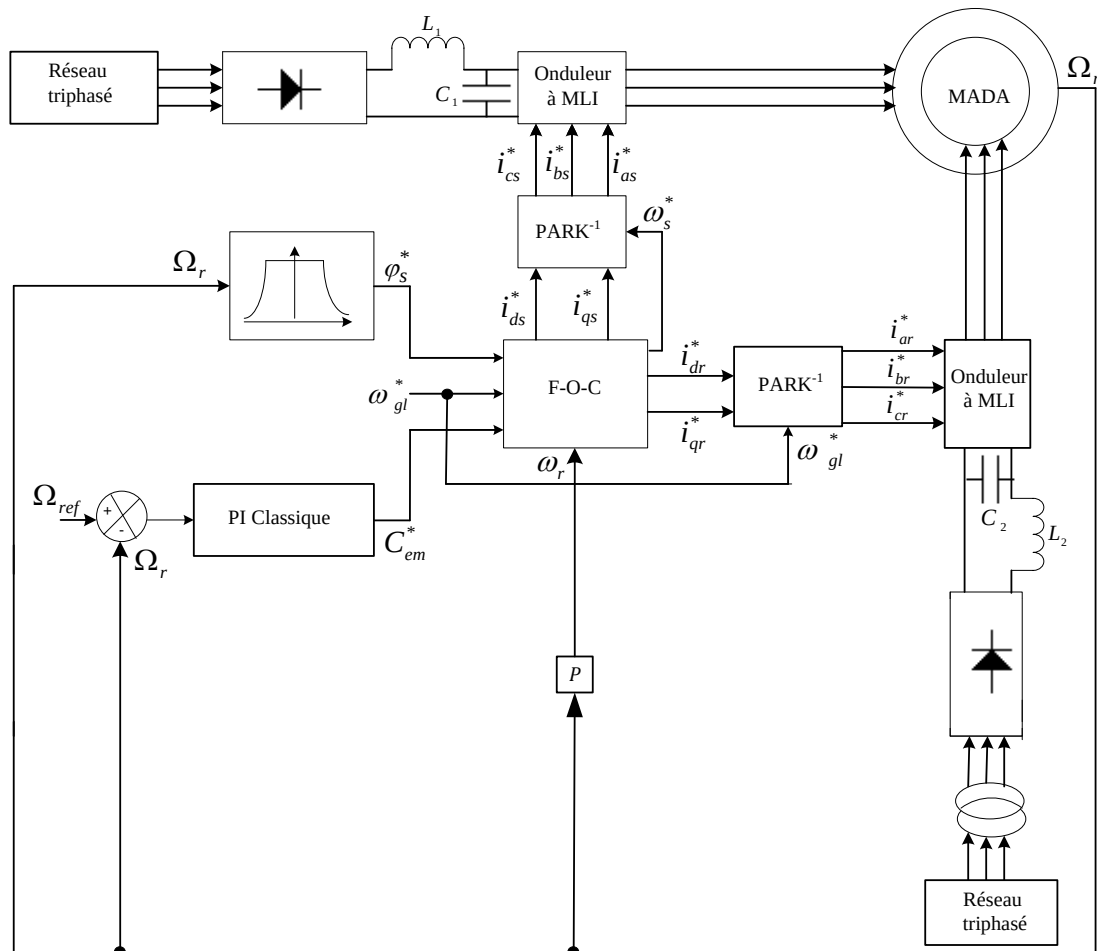


Fig. II.4 Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté.

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MADA, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [2]:

- Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui peut entraîner des dépassements importants lors des régimes transitoires ;
- Introduction d'un déphasage dû à la fonction intégrale pouvant entraîner une instabilité de l'entraînement ;
- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ceux-ci ;
- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage.

II.5 DEFLUXAGE

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants statoriques :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (II.27)$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs} = 0$), cette expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} \varphi_s i_{qs} \quad (II.28)$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_r \quad (II.29)$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le suréchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par :

$$\begin{aligned} \varphi_s^* &= \varphi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega_r| < \omega_{rn} \\ \varphi_s^* &= \varphi_{sn} \frac{|\omega_r|}{\omega_{rn}} & \text{si} & \quad |\omega_r| > \omega_{rn} \end{aligned} \quad (II.30)$$

Où : $\omega_{rn} = P\Omega_{rn}$ est la vitesse angulaire nominale de la machine ;

φ_{sn} est le flux statorique nominal.

II.6 RESULTATS DE SIMULATION

Si on veut que la vitesse de la machine soit indépendante de la charge, au moins en régime établi, on doit munir la machine d'un réglage de vitesse. Celui-ci peut même accélérer la dynamique de la vitesse, limiter le pic de courant lors des régimes transitoires entre deux vitesses très différentes.

Les notions théoriques présentées précédemment ont été exploitées pour établir un programme qui simule le comportement dynamique d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, munie d'un réglage de vitesse par un PI classique, et alimentée par deux onduleurs de tension commandés en courant, l'un au niveau du stator et l'autre au niveau du rotor (tous les paramètres de l'entraînement sont récapitulés dans une annexe placée à la fin du présent mémoire). Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle, plusieurs régimes transitoires ont été traités à savoir, un démarrage à vide, une insertion du couple de charge, un changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. On a testé aussi la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique, inductance, et inertie) et non paramétrique (fréquence rotorique).

II.6.1 Machine asynchrone à simple alimentation

Afin de montrer les performances et la robustesse du régulateur PI de vitesse de la MADA, on a simulé tout d'abord le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré. Deux cas ont été étudiés, un démarrage à vide, et une insertion d'un couple résistant nominal après l'établissement de la vitesse.

II.6.1.1 Démarrage à vide

La figure (II.5) représente les réponses dynamiques de quelques caractéristiques de la machine asynchrone alimentée au stator par un réseau triphasé équilibré au démarrage à vide.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 156.62 rd/s au bout d'un temps de réponse de 0.5 s environ dans ce cas de démarrage à vide. On remarque aussi que pendant la période de démarrage le courant de phase statorique atteint un pic important de 32.5 A et présente des oscillations considérables, puis décroît jusqu'à sa valeur en régime permanent à vide de 4.53 A. D'autre part, l'allure du couple électromagnétique présente un pic de 25.7 N.m pendant le démarrage puis diminue et équilibre le couple des frottements en régime établi.

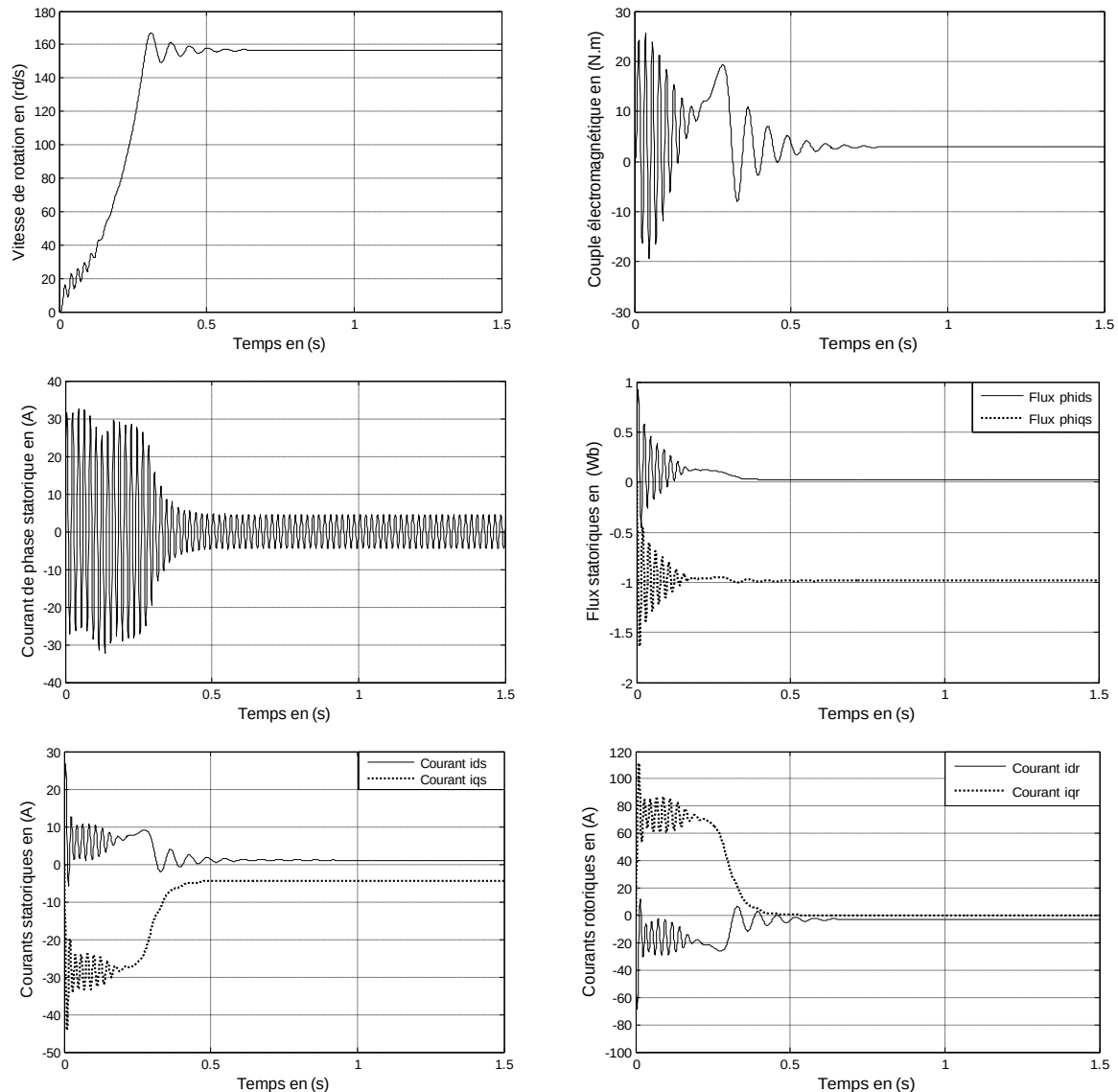


Fig. II.5 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA (rotor en court circuit et stator alimenté par un réseau triphasé équilibré).

II.6.1.2 Introduction d'un couple de charge

Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 25 N.m à l'instant ($t = 1$ s). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.6).

On note d'après cette figure que l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de 156.62 rd/s à 151.11 rd/s environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine. D'autre part, le courant de phase statorique augmente de 4.64 A à 13.4 A en régime établi. Le couple électromagnétique marque un pic de 42 N.m lors de l'insertion de la charge puis s'établit à

une valeur de 27.81 N.m en régime permanent pour équilibrer le couple de la charge et le couple des frottements à la fois.

Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

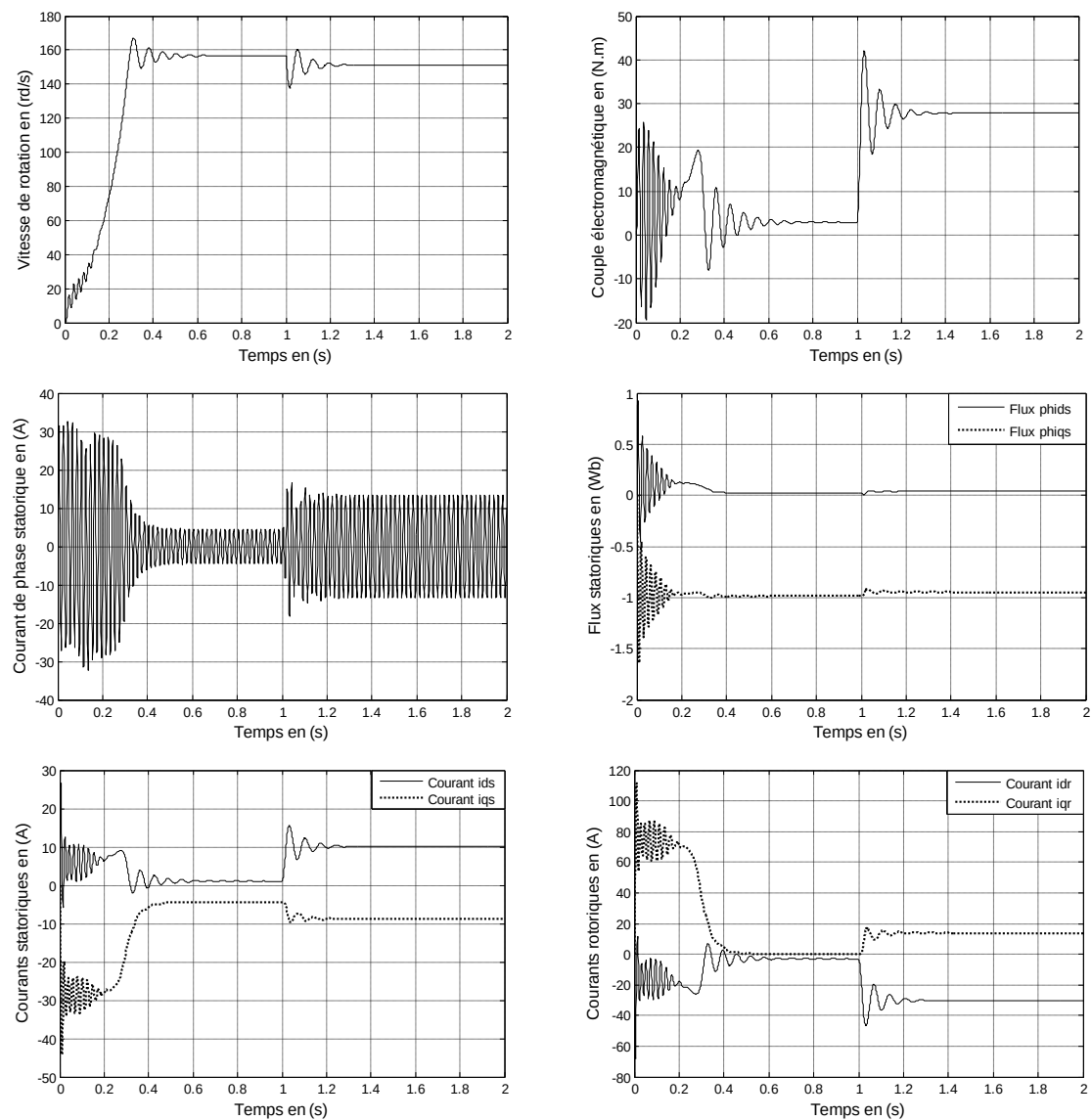


Fig. II.6 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à rotor en court circuit alimentée au stator par un réseau triphasé équilibré et chargée par un couple de 25 N.m à $t=1$ s.

II.6.2 Machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse PI

Dans ce qui suit, on va présenter des résultats de simulation d'un réglage de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté par un PI classique. Dans ce cas, les deux armatures sont alimentées par deux onduleurs de tension commandés en courant. On discutera le comportement dynamique de la MADA au démarrage à vide, lors de l'insertion d'un couple de charge et lors de changement de consigne et de l'inversion du sens de rotation. Des tests de robustesse ont été procédés aussi pour montrer les performances de ce réglage.

II.6.2.1 Démarrage à vide

Dans ce cas, on a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par un PI classique de la MADA à flux statorique orienté, lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rd/s. Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (II.7). On constate que l'introduction de la boucle de réglage de vitesse améliore le temps de réponse de la vitesse qui devient 0.12 s. On remarque aussi que le couple électromagnétique marque un pic de 42.97 N.m, puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi. Les courants de phase statorique et rotorique font des pics de 5.4 et 32 A respectivement aux premiers instants de démarrage, ils suivent bien leurs références. Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant. La composante directe du flux statorique suit presque sa valeur de référence qui est de 1Wb et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux statorique.

II.6.2.2 Introduction d'un couple de charge

En appliquant un couple de charge de 25 N.m entre l'instant $t = 0.3$ s et 0.7 s, on obtient les résultats de simulation représentés par la figure (II.8).

D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur PI n'est pas parfaitement robuste vis-à-vis de la variation de la charge, car cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse marque une petite diminution et un léger dépassement aux instants de l'application et de la suppression du couple de charge respectivement. D'autre part, le couple électromagnétique oscille autour d'une valeur de 27 N.m lors de l'application du couple de charge nominale afin d'équilibrer cette charge et le couple des frottements à la fois.

En conséquence, les courants de phase statorique et rotorique marquent des pics de 9.75 A et 32.4 A respectivement. Cette perturbation n'influe pas pratiquement sur les flux statoriques ce qui montre l'efficacité de la commande vectorielle et la validité des lois imposées.

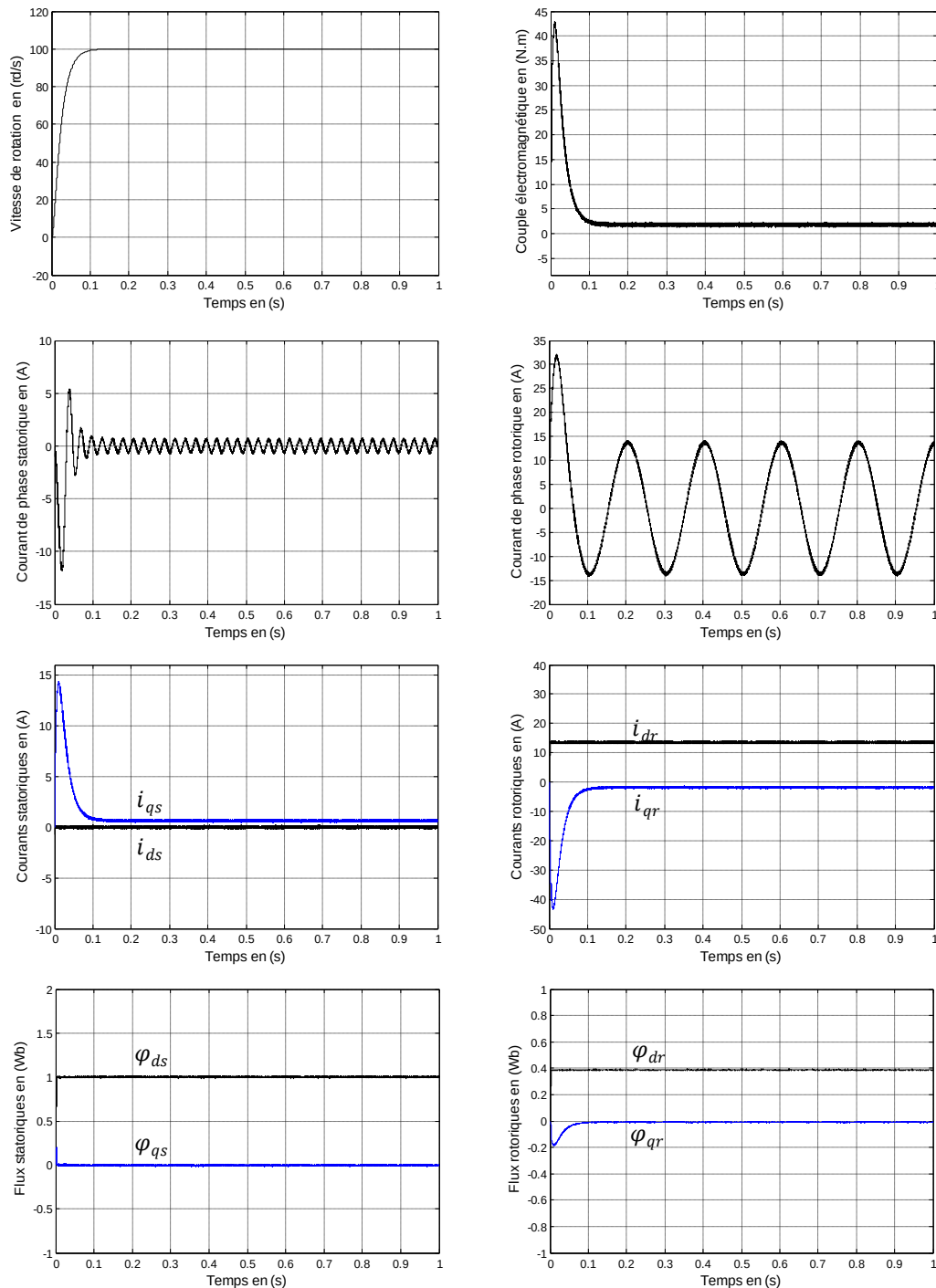


Fig. II.7 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique.

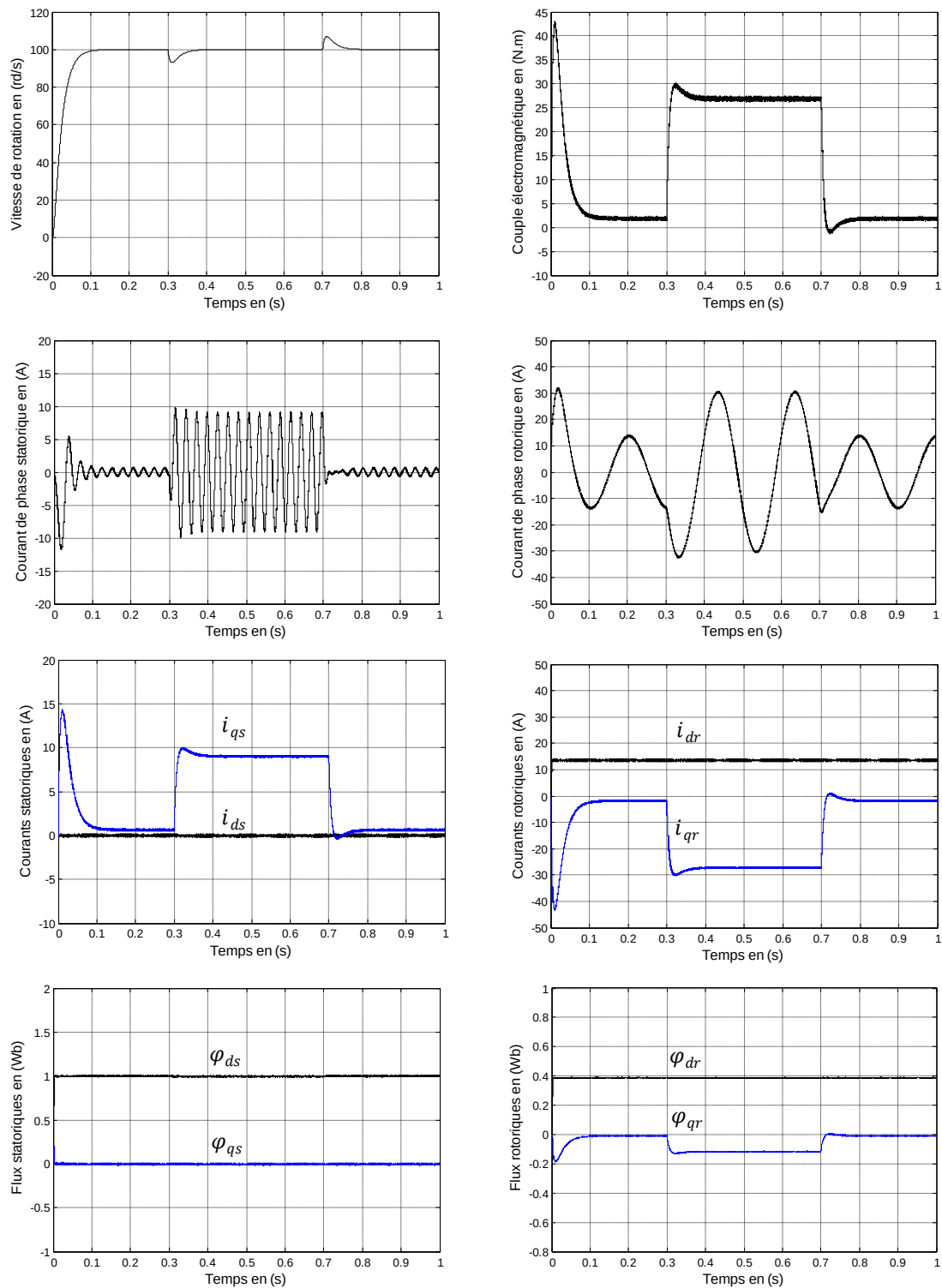


Fig. II.8 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de 25 N.m entre $t = 0.3$ s et 0.7 s.

II.6.2.3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$, suivi d'un changement de consigne de 100 rd/s à 50 rd/s à $t = 0.3 \text{ s}$, puis une inversion du sens de rotation à -100 rd/s à partir de $t = 0.7 \text{ s}$. Ensuite, on a simulé le processus inverse entre 1.6 et 2 s . La figure (II.9) représente les résultats de simulation obtenus.

Nous pouvons constater que le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse. Ce changement se fait rapidement, mais, il en résulte des oscillations et/ou des pics au niveau des autres réponses. En effet, le couple électromagnétique marque un pic de 50 N.m et les courants de phase statorique et rotorique marquent aussi des pics de 17 A et 40.4 A respectivement.

D'autre part, les composantes du flux statorique suivent leurs références et se stabilisent en régime permanent. Aussi, le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des larges variations de vitesse.

II.6.2.4 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide de la MADA suivi de l'insertion d'un couple de charge de 25 N.m .

II.6.2.4.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de $\pm 50\%$ de sa valeur nominale. La figure (II.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

II.6.2.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances

La figure (II.11) présente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse, du couple et des composantes du flux statorique de la MADA à flux statorique orienté, réglée par un PI classique, pour une variation de $\pm 20\%$ de la mutuelle inductance appliquée à L_s, L_r et M à la fois.

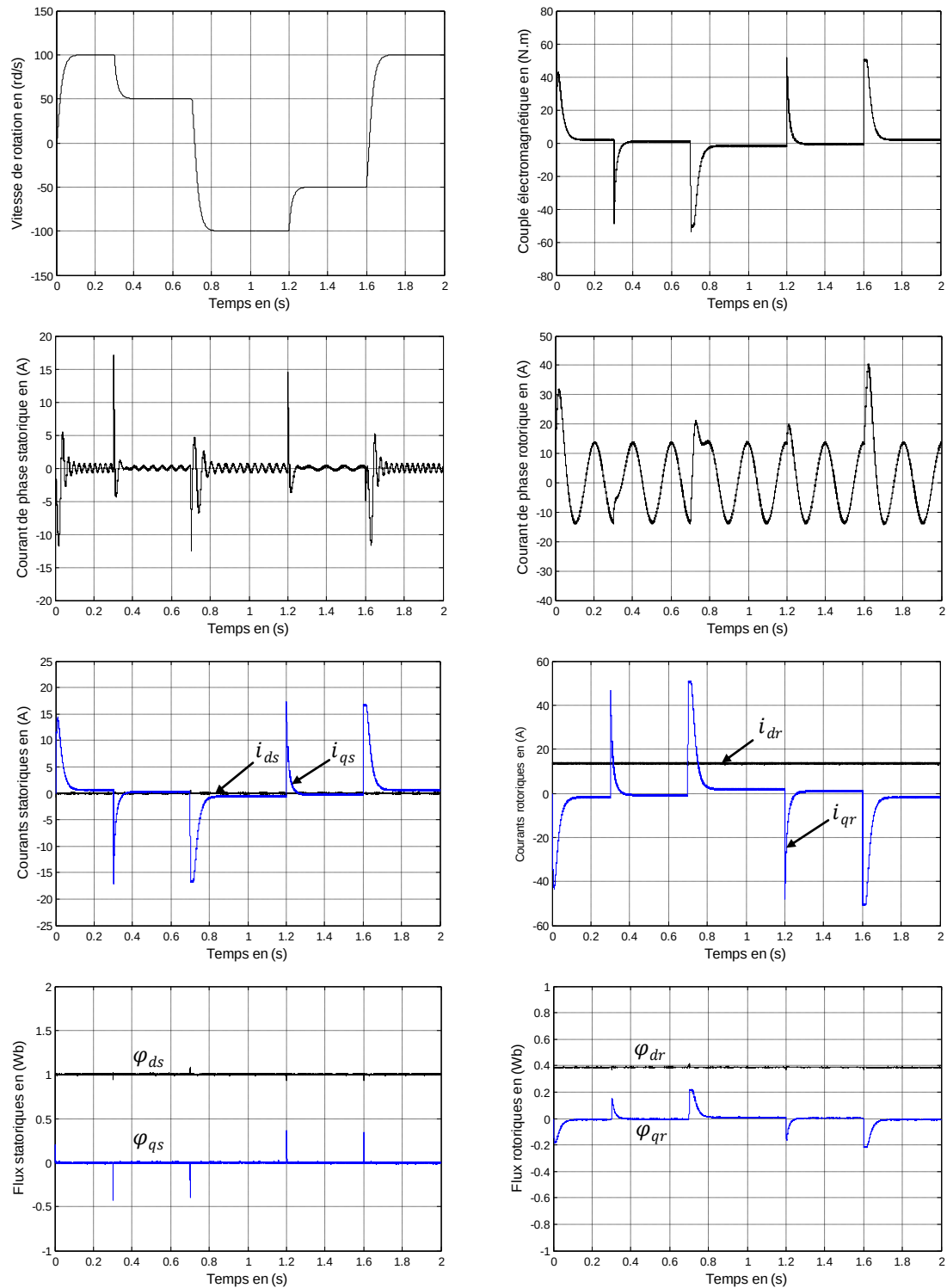


Fig. II.9 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.

D'après la figure (II.11), on note que la variation des inductances provoque une déviation importante au niveau des composantes du flux statorique. La réponse du couple électromagnétique présente une augmentation de ses fluctuations lorsque les inductances sont diminuées de 20%, et vice versa. De plus, les composantes du flux statorique ne suivent pas leurs références. En effet, la composante directe prend une valeur de 1.2 Wb environ pour une augmentation de 20% des inductances et prend la valeur de 0.8 Wb environ pour le cas inverse. De même, la composante du flux en quadrature dévie de sa référence lorsque les inductances sont diminuées de 20%, mais, elle s'annule et suit sa référence dans le cas contraire. On peut dire donc que le découplage est légèrement affecté face à la variation des inductances.

II.6.2.4.3 Robustesse vis-à-vis de la variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage par un PI classique.

La figure (II.12) présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux statorique, pour 100%, 150% et 200% de l'inertie nominale. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple de 50 N.m. Tandis que la diminution de l'inertie est accompagnée par une diminution du pic du couple qui devient 25 N.m. Et pour les allures des composantes du flux statoriques, presque aucun changement n'apparaît.

II.6.2.4.4 Robustesse vis-à-vis de la variation de la fréquence rotorique

Cet essai permet de montrer l'effet de la variation de la fréquence rotorique. Pour cela, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté et muni d'un régulateur PI classique de vitesse, pour différentes valeurs de la fréquence rotorique qui varient entre 2 et 15 Hz. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.13). Selon ces résultats, on note que la variation de la fréquence n'entraîne aucune perturbation significative au niveau des réponses illustrées. La réponse dynamique et statique de la vitesse reste insensible vis-à-vis de ces variations, et de même pour la réponse du couple et des flux statoriques, à part de petites oscillations non considérables. Ceci montre une fois de plus la robustesse et l'efficacité du régulateur PI classique face cette variation non paramétrique.

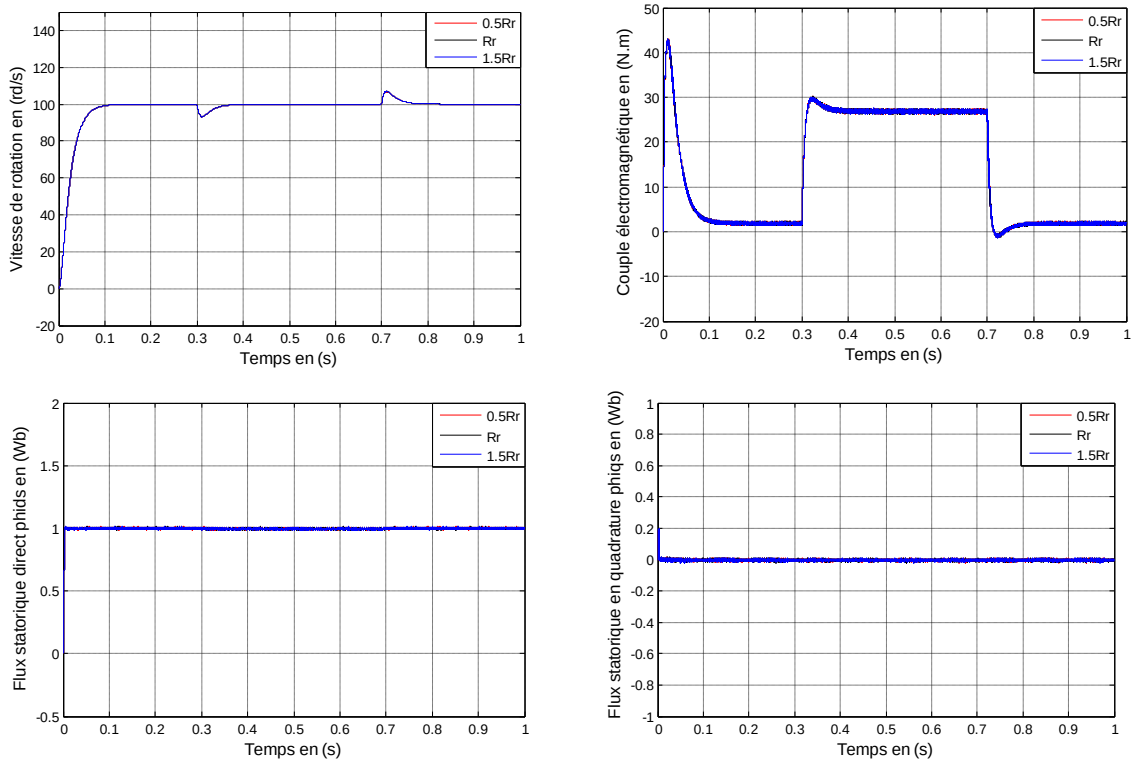


Fig. II.10 Influence de la variation de la résistance rotorique R_r .

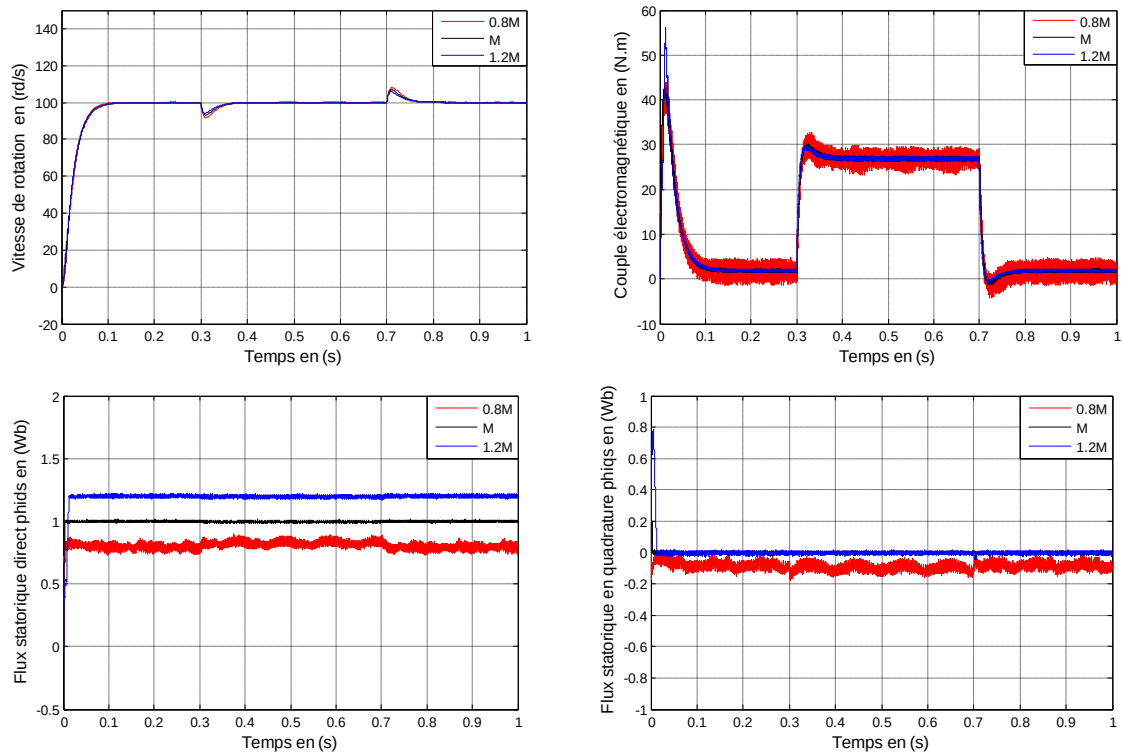
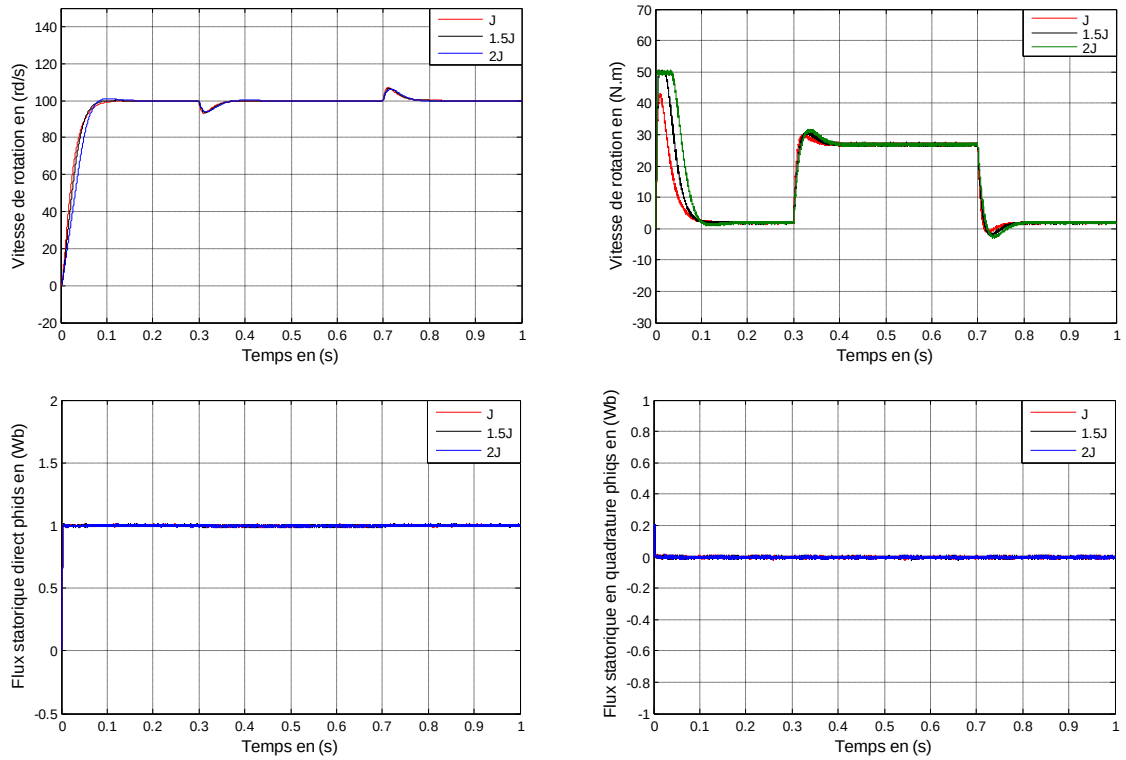
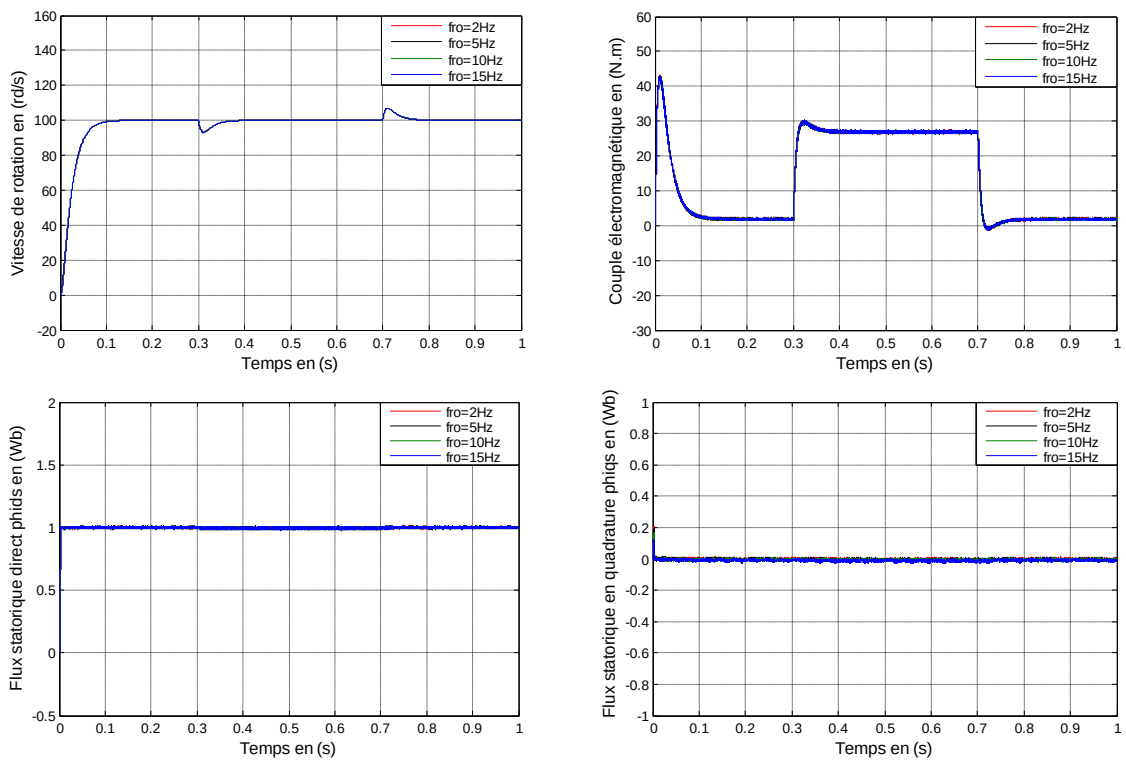


Fig. II.11 Influence de la variation des inductances L_s, L_r et M à la fois de $\pm 20\%$ de la mutuelle inductance.

Fig. II.12 Influence de la variation de l'inertie J .Fig. II.13 Influence de la variation de la fréquence rotorique f_{ro} .

II.7 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'établir les lois de la commande vectorielle appliquée aux machines électriques. On a vu les causes et les conséquences de son apparition, son principe et ses différentes classifications, puis on a présenté l'application de cette théorie à la machine asynchrone à double alimentation. Notons que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. Au long de ce chapitre nous avons adopté une stratégie basée sur la commande vectorielle à orientation du flux statorique. On a présenté aussi la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, munie d'un régulateur PI classique. Des résultats de simulation ont été présentés et montrent la robustesse de la commande vectorielle et du régulateur PI classique face à la variation paramétrique et non paramétrique en général. Ce dernier ne maîtrise pas en tout temps ces variations. Il est relativement robuste face à la variation des inductances et peut être sensible vis-à-vis de la variation de l'inertie. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue et son application au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.

III.1 INTRODUCTION

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [48]. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [49,50]. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers ...etc.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de vitesse de la MADA. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MADA.

III.2 UN PEU D'HISTORIQUE

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs.

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (*Membership function*) [51].

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (*Fuzzy sets*) ou (*Ensembles flous*). En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [49,52].

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [53,54].

III.3 DOMAINES D'APPLICATION

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [54-56] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de conditionnement d'ambiance ;

- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;
- Produits de consommation courante.

III.4 CONCEPT DE LA LOGIQUE FLOUE

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir des modèles ou de représentation. Sa pensée n'est pas binaire. L'idée de la logique floue est de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. La résolution d'un problème exige la recherche d'un modèle qui est le plus objectif et le plus certain possible. Les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et également vagues, flous ou imprécis. L'homme ne raisonne pas comme l'ordinateur : au tout ou rien [51]. La logique floue inspire ses caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart de phénomènes ne peuvent être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs (0 ou 1). Peut-on considérer un homme de taille 1.7 m grand ou petit ? N'est-il pas ni vraiment grand, ni vraiment petit ? Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble, non plus comme une fonction booléenne, mais comme une fonction qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1.

En effet, elle caractérise un homme par un degré de vérification ou un degré d'appartenance à "homme de grande taille" compris entre 0 et 1. On peut également définir une fonction "homme de taille moyenne", et une fonction " homme de petite taille"...etc.

Alors, un homme de taille quelconque a trois degrés d'appartenance aux trois catégories "taille petite ", "taille moyenne", "taille grande".

Un homme de taille 1.75 m appartient à la catégorie de "taille grande" avec un degré de vérification de 50% et à la catégorie de "taille moyenne" avec le même degré de vérification. Tandis qu'il appartient à la catégorie de "taille petite" avec un degré de vérification de 0%. Cela peut être traduit par la figure suivante.

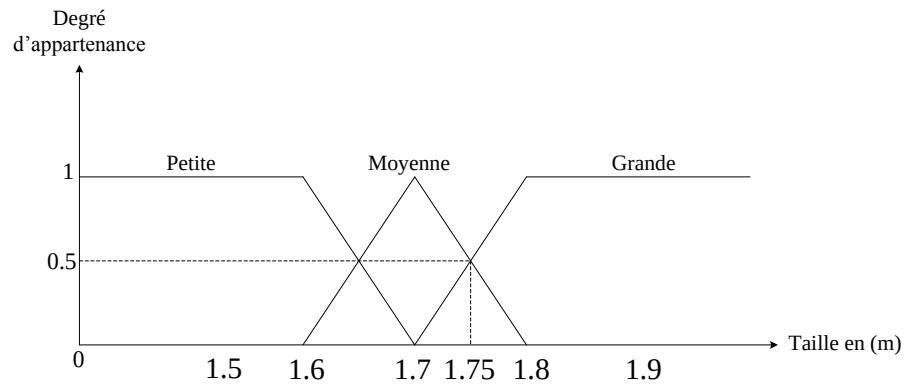


Fig. III.1 Concept flou des différentes catégories de la taille d'un homme.

Cette représentation montre que le passage d'une catégorie à une autre ne se fait pas brutalement comme dans le cas de la logique classique, mais il se fait progressivement. Mathématiquement, on peut définir ou associer une fonction $\mu_A(x)$ qui exprime le degré d'appartenance de l'élément x à la catégorie A , où :

x : est la taille de l'homme ;

A : est la catégorie ou la classe (petite, moyenne, grande) ;

Telle que pour la catégorie (grande) par exemple on a :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 1.8 \\ 0 & \text{pour } x \leq 1.7 \\ 10(x - 1.7) & \text{pour } 1.7 < x < 1.8 \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

De la même manière, on peut définir la fonction $\mu_B(x), \mu_C(x)$ pour les catégories moyenne et petite, respectivement. On appelle $\mu_A(x), \mu_B(x), \mu_C(x)$ fonctions d'appartenance.

III. 5 NOTIONS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

Cette section n'a pas pour but de donner un état de lieux complet de la logique floue, mais uniquement fournir les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

III.5.1 Ensemble flou

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (...appartient à l'ensemble).

Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 [49]. C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe [5,54].

Les trois catégories "Petite, Moyenne, Grande" définies précédemment, associées à leurs fonctions d'appartenance, sont appelées des ensembles flous. Et on peut définir également l'univers de discours ou l'univers de référence comme étant l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x (la taille de l'homme).

Dans un domaine continu les ensembles flous sont définis par leurs fonctions d'appartenance. Tandis que dans le cas discret les ensembles flous sont des valeurs discrètes dans l'intervalle $[0\ 1]$ [58].

III.5.2 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [49,59].

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (III.2.a) et (III.2.b) ;
- Triangulaires (figure (III.2.c)) ;
- Trapézoïdales (figure (III.2.d)) ;
- En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la figure (III.2.e).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

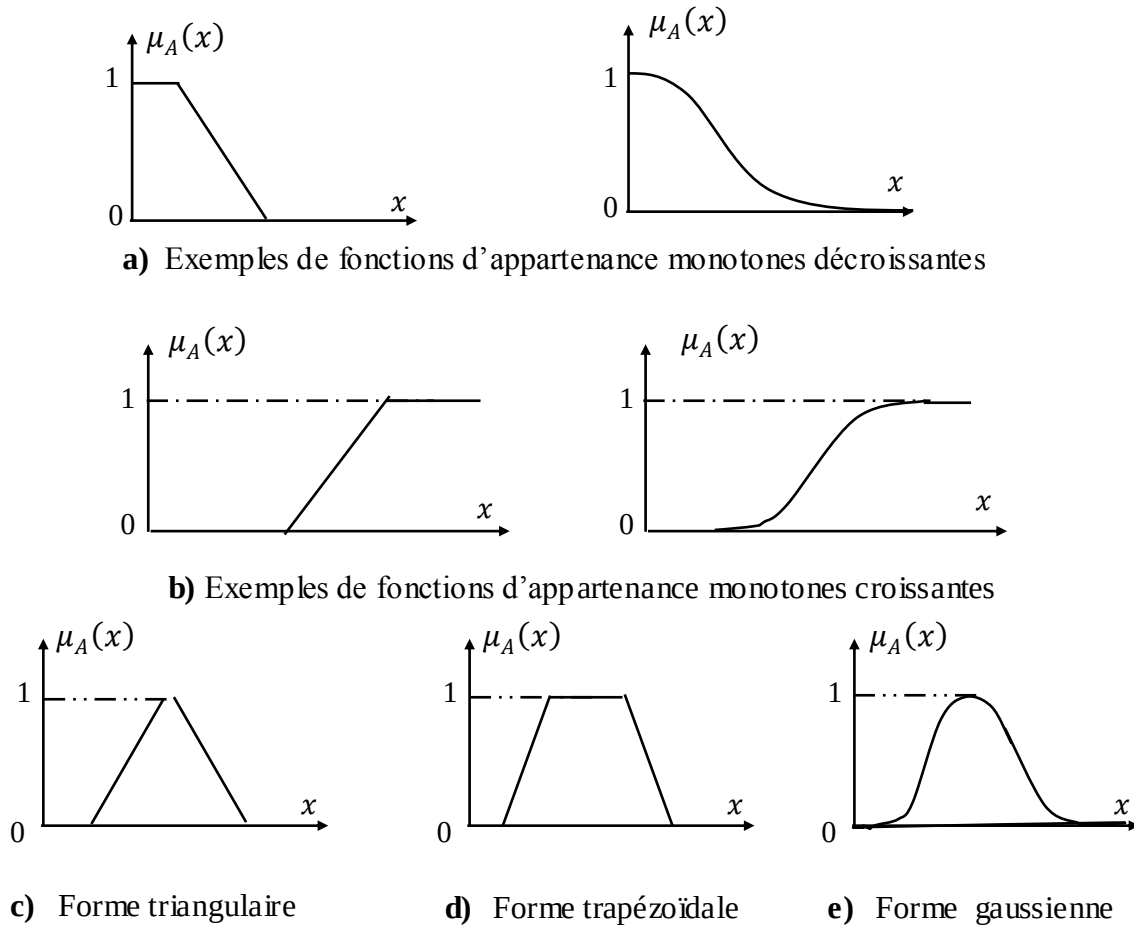


Fig. III.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.5.3 Variables linguistiques

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc" [60]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

On peut représenter une variable linguistique par un triplet (V, U, T_v) , tels que : V est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et T_v est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser V à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable linguistique définie sur un univers de discours $U = [0, 100]$ rd/s, et son ensemble de catégories floues $T_{Vitesse} = (\text{Lente}, \text{Rapide}, \text{Moyenne})$.

Ces trois ensembles flous de $T_{Vitesse}$ peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure (III.3).

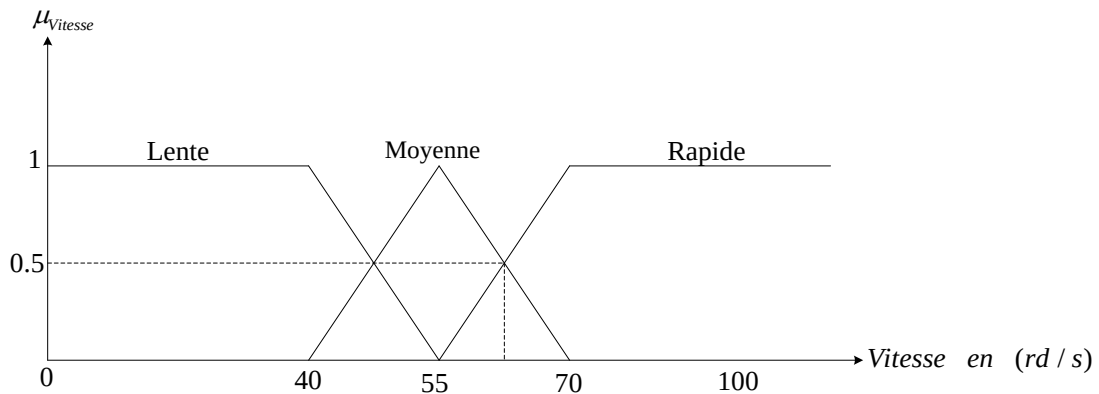


Fig. III.3 Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

III.5.4 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [7]. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentarité et l'implication sont traduites par les opérateurs "*ET, OU, NON* et *ALORS*" respectivement. Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont $\mu_A(x)$, $\mu_B(y)$ respectivement. Le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations floues de base [50,61].

Tab. III.1 Opérateurs de base de la logique floue.

Opérateurs flous	<i>ET</i>	<i>OU</i>	<i>NON</i>
Zadeh (1973)	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$1 - \mu_A(x)$
Lukasiewicz, Giles (1976)	$\max(\mu_A(x) + \mu_B(y) - 1, 0)$	$\min(\mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$	$1 - \mu_A(x)$
Hamacher (1978) ; ($\gamma > 0$)	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\gamma + (1 - \gamma)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{1 - (1 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}$	$1 - \mu_A(x)$
Bondler et Kohout (1980)	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 1$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 1$ 0 sinon	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 0$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 0$ 1 sinon	$1 - \mu_A(x)$

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [23,57].

Tab. III.2 Implication floue.

Appellation	Implication floue
Zadeh	$\text{Max}\{\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)\}$
Mamdani	$\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Willmott	$\text{Max}\{1 - \mu_A(x), \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y))\}$
Dienes	$\text{Max}(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$
Brown Godel	$\begin{matrix} 1 & \text{si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ \mu_B(y) & \text{sinon} \end{matrix}$
Lukasiewicz	$\text{Min}(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(x))$
Larsen	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$

III. 5.5 Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues. Par exemple, considérons deux variables linguistiques (V_1, U, T_{v1}) , (V_2, U, T_{v2}) et les deux propositions suivantes " V_1 est A " , " V_2 est B ", où A et B sont deux ensembles flous de V_1 et V_2 . On peut définir la règle floue par l'expression "si V_1 est A Alors V_2 est B ".

- La proposition " V_1 est A " est la condition de l'implication ;
- La proposition " V_2 est B " est la conclusion de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

"Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".

- **Symboliquement** : il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que $(PG, PP, \dots \text{etc})$ désignant $(Positif Grand, Positif Petit, \dots \text{etc})$.

- **Par matrice d'inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "*Matrice d'inférence*". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

III.6 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [7].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la **Fuzzification**. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques ;
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé **l'Inférence floue** ;
- La **Défuzzification** qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante [55] :

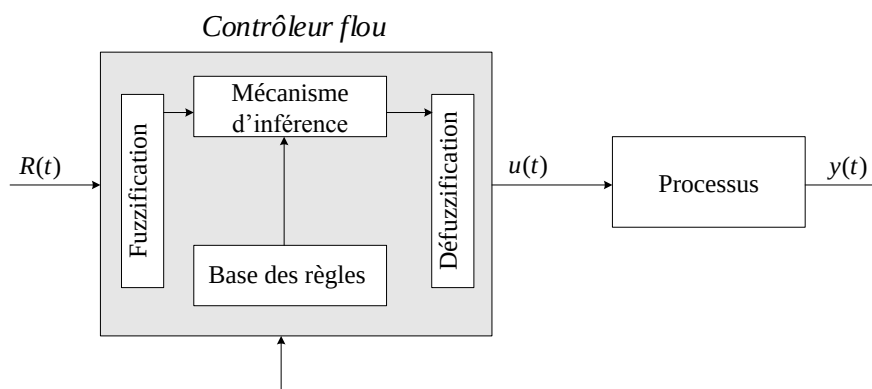


Fig. III.4 Schéma général d'un contrôleur flou.

Où :

$R(t)$ est le signal de référence ;

$u(t)$ est le signal de commande ;

$y(t)$ est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

III.6.1 Interface de fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [50]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

III.6.2 Base des règles

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques [5,6,26]. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme « *Si ... Alors* ». D'une manière générale, on peut exprimer la $i^{\text{ème}}$ règle floue par la relation suivante :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } F_1^{(i)} \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^{(i)} \text{ et } \dots x_n \text{ est } F_n^{(i)} \text{ Alors } y_j \text{ est } G_j^{(i)}$$

Où : $i = 1, \dots, m$; m est le nombre total des règles ; $F_1^{(i)}, F_2^{(i)}, \dots, F_n^{(i)}$ sont les ensembles flous des entrées $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $G_j^{(i)}$ est l'ensemble flou correspondant à la sortie y_j .

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée **Matrice d'inférence**, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante :

$X_2 \backslash X_1$	F_1^1	F_1^2	F_1^3
F_2^1	G^1	G^4	G^7
F_2^2	G^2	G^5	G^8
F_2^3	G^3	G^6	G^9

Fig. III.5 Matrice d'inférence floue.

III.6.3 Mécanisme d'inférence flou

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue [7]. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance.

Comme on l'a mentionné, il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [60] :

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

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue "*Et, Ou et Alors*".

Tab. III.3 Méthodes usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	Ou	Alors
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

III.6.4 Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [23]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum :** cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles ;
- **Méthode de la moyenne des maximums :** cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale ;
- **Méthode du centre de gravité :** cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [60]:

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (\text{III. 2})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance $\mu_{rés}(x)$.

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

III.7 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [6,7,51,60] :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [6,7,51,60] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.8 COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. A noter que toutes les notions présentées dans le deuxième chapitre ont été conservées.

III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [26]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes monovariabiles simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [5,50] :

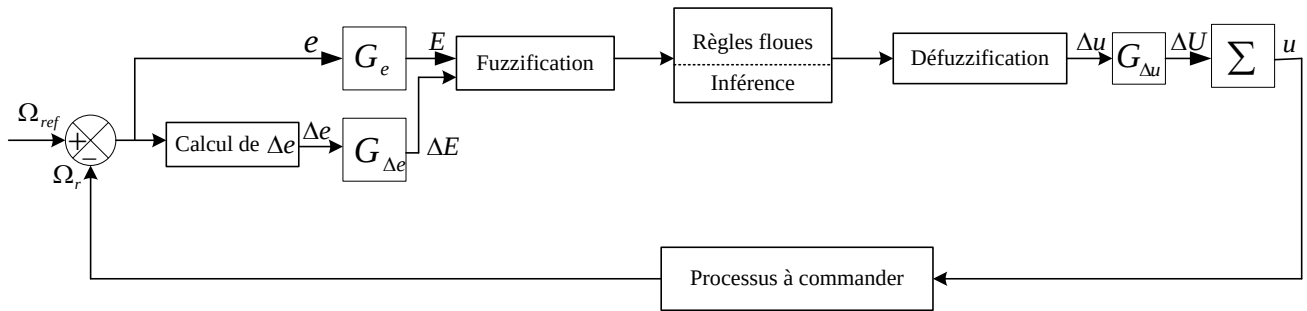


Fig. III.6 Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (III.3)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (III.4)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta U = G_{\Delta u} \Delta u \end{cases} \quad (III.5)$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la figure (III.6) est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.8.1.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

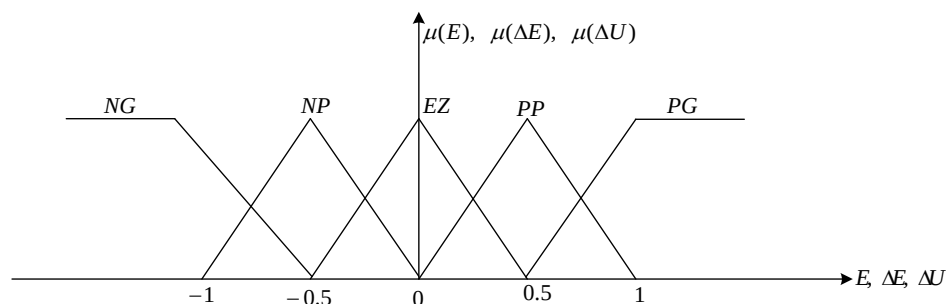


Fig. III.7 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

III.8.1.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [7]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

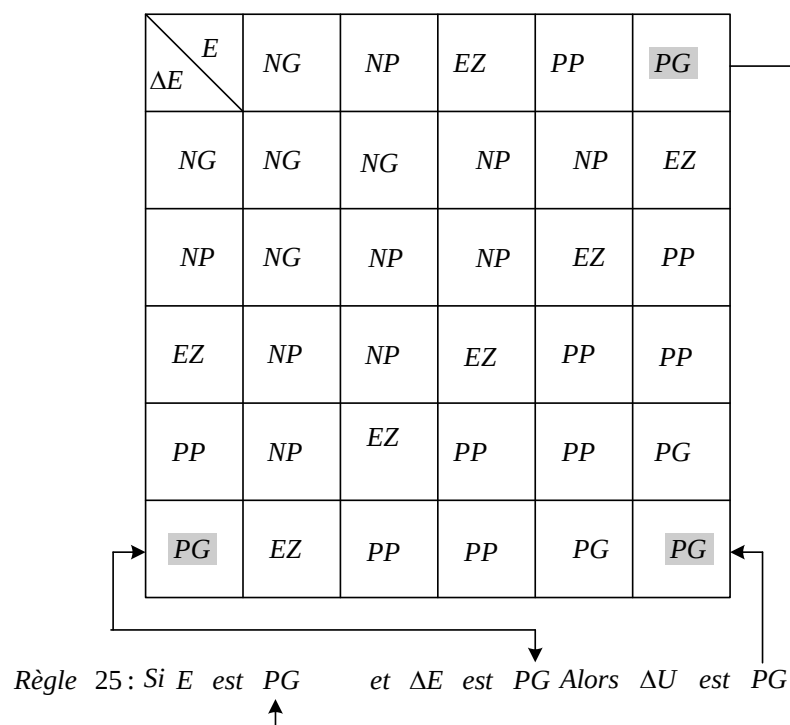


Fig. III.8 Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

"Si E est PG et ΔE est PG Alors ΔU est PG"

"Si E est EZ et ΔE est EZ Alors ΔU est EZ"

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand (ΔU est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et ΔE est EZ) alors garder le même couple (ΔU est EZ).

III.8.1.3 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "*Et*", "*Ou*" et "*Alors*" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Somme-produit". Dans cette méthode l'opérateur "*Et*" est représenté par la fonction Produit, l'opérateur "*Ou*" par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "*Alors*" est représenté par la fonction Produit.

Alors la sortie floue résultante du régulateur c'est la contribution des 25 règles floues de la matrice d'inférence, elle est donnée par :

$$\mu_{rés}(x) = \frac{1}{25} \sum_{i=1}^{25} \mu_{ri} \mu_{xi}(x) \quad (III.6)$$

Tels que :

μ_{ri} c'est le degré de vérification de la condition de la $i^{ème}$ règle (produit du degré d'appartenance de E et ΔE aux deux ensembles flous de la $i^{ème}$ règle) ;

$\mu_{xi}(x)$ c'est l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la conclusion de la $i^{ème}$ règle et x est une valeur de la commande ΔU variant dans l'univers de discours.

III.8.1.4 Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_G = \Delta U = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_{rés}(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_{rés}(x) dx} \quad (\text{III.7})$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence Somme-Produit :

$$\Delta U = \frac{\sum_1^{25} \mu_{ri} x_{Gi} S_i}{\sum_1^{25} \mu_{ri} S_i} \quad (\text{III.13})$$

Où S_i est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle et x_G est l'abscisse de son centre de gravité.

III.8.2 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.9). Ce schéma est similaire à celui de la figure (II.4) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

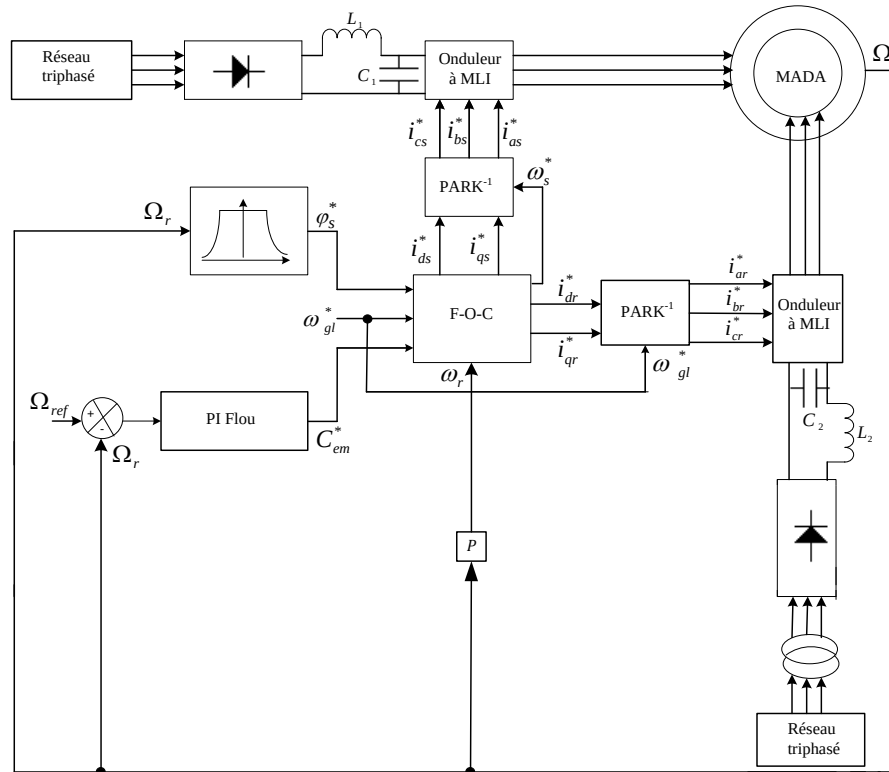


Fig. III.9 Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.

III.9 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de vitesse par un PI flou d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Tout ce qui a été simulé dans le deuxième chapitre dans le cas d'un régulateur PI classique sera aussi simulé dans le cas du régulateur flou et présenté dans cette section.

III.9.1 Démarrage à vide

On a simulé le comportement dynamique du système d'entraînement représenté par la figure (III.9), pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100$ rd/s, lors d'un démarrage à vide. Cela permet d'établir les caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté illustrées par la figure (III.10). Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.04 s (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique qui a un temps de réponse de 0.15 s). De plus, l'allure du couple marque un pic de 50 N.m, supérieur à celui marqué dans le cas du PI classique qui est de 42.97 N.m. D'autre part, les autres réponses dynamiques évoluent presque selon la même allure.

III.9.2 Introduction d'un couple de charge

On a simulé aussi le comportement du système entraîné lors de l'application d'un couple de charge de 25 N.m entre 0.3 s et 0.7 s. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (III.11).

D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique.

III.9.3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Après un démarrage à vide de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 100 rd/s à 50 rd/s à $t = 0.3$ s, puis une inversion du sens de rotation de 50 rd/s à -100 rd/s à $t = 0.7$ s, et vice versa. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (III.12).

Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics de -54 et -50 N.m pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du PI classique.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité du contrôleur flou.

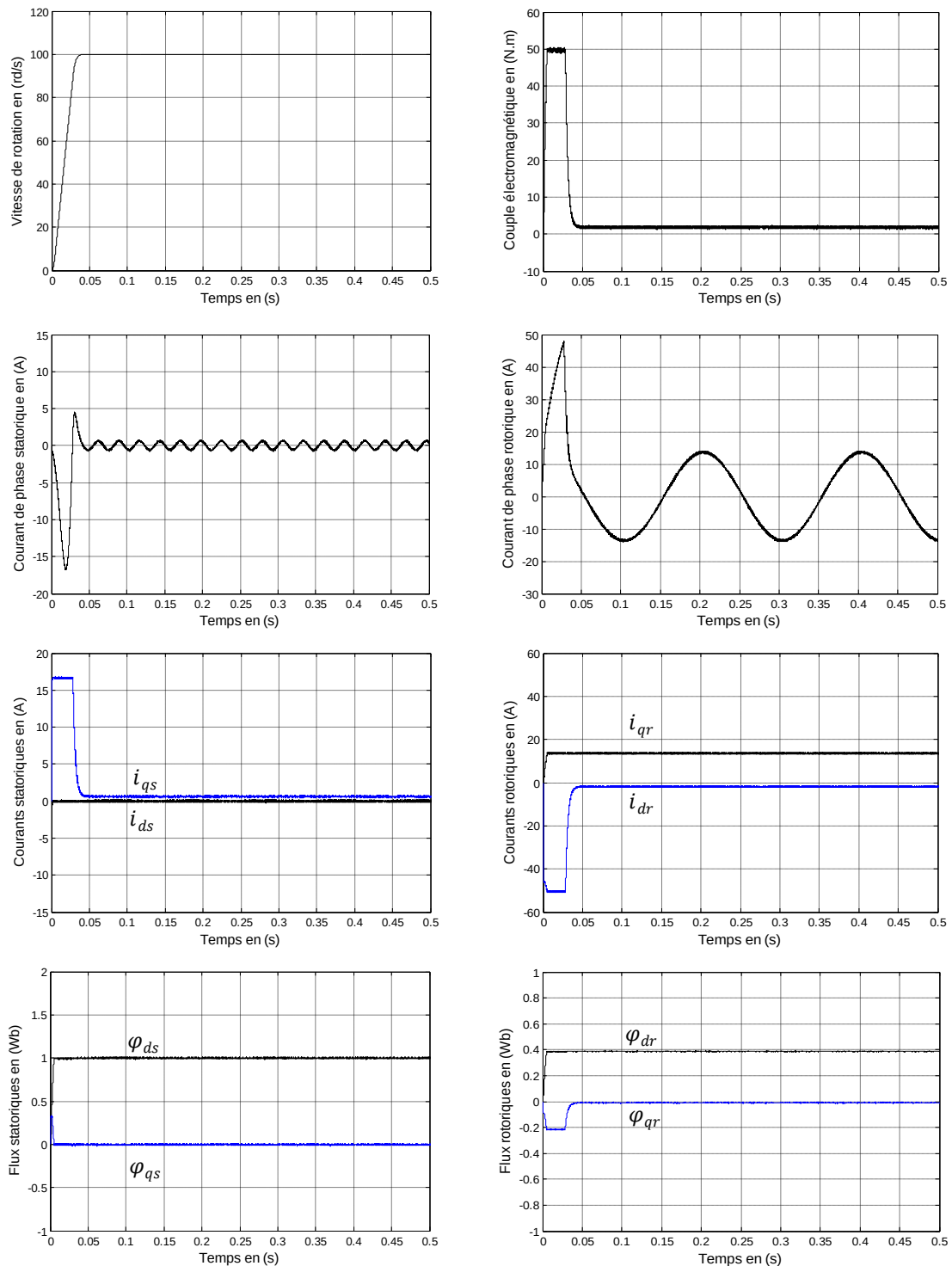


Fig. III.10 Résultats de simulation du démarrage à vide d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou.

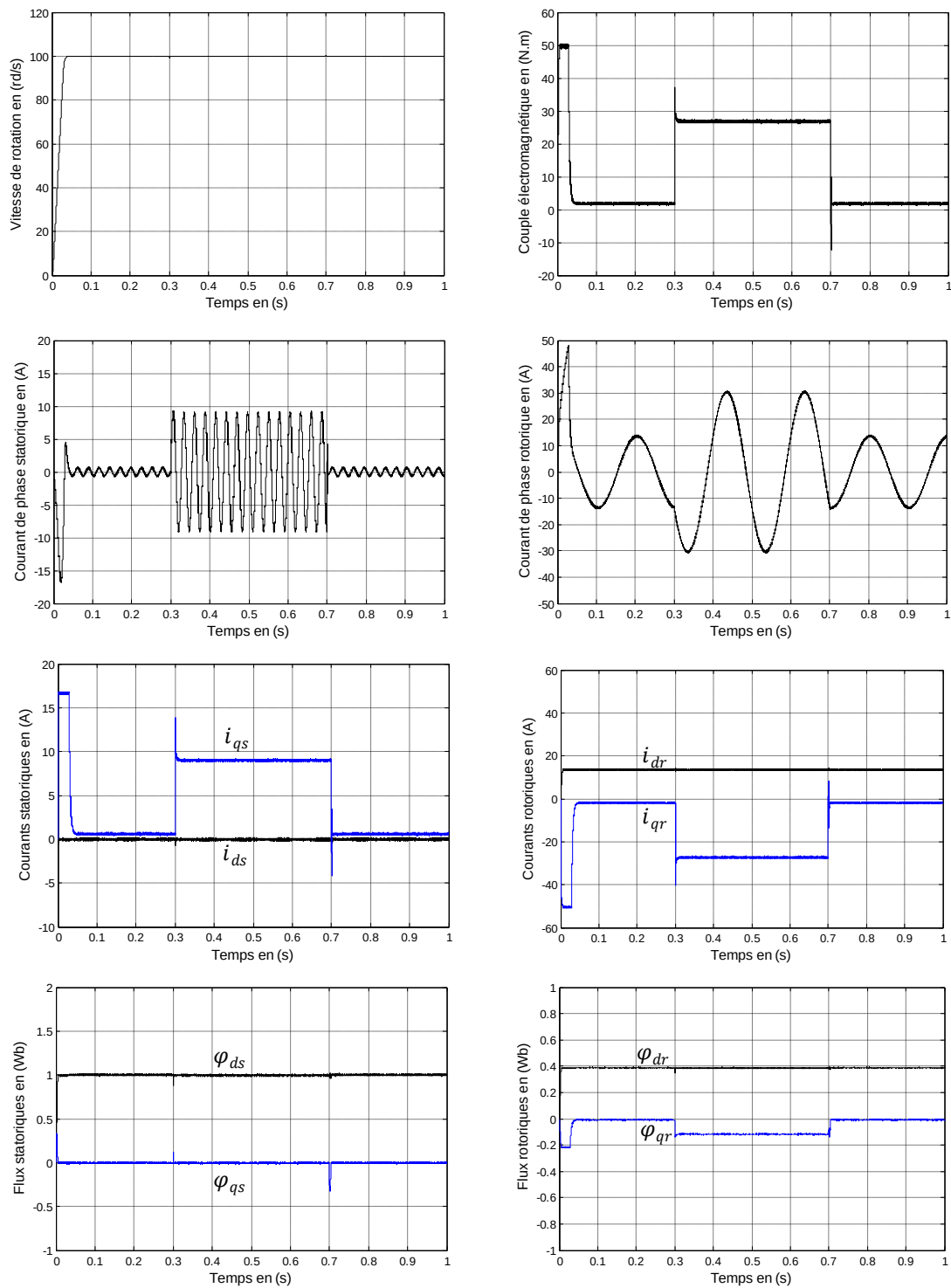


Fig. III.11 Résultats de simulation du démarrage à vide d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou, suivi de l'insertion d'une charge de 25 N.m entre $t = 0.3$ s et 0.7 s.

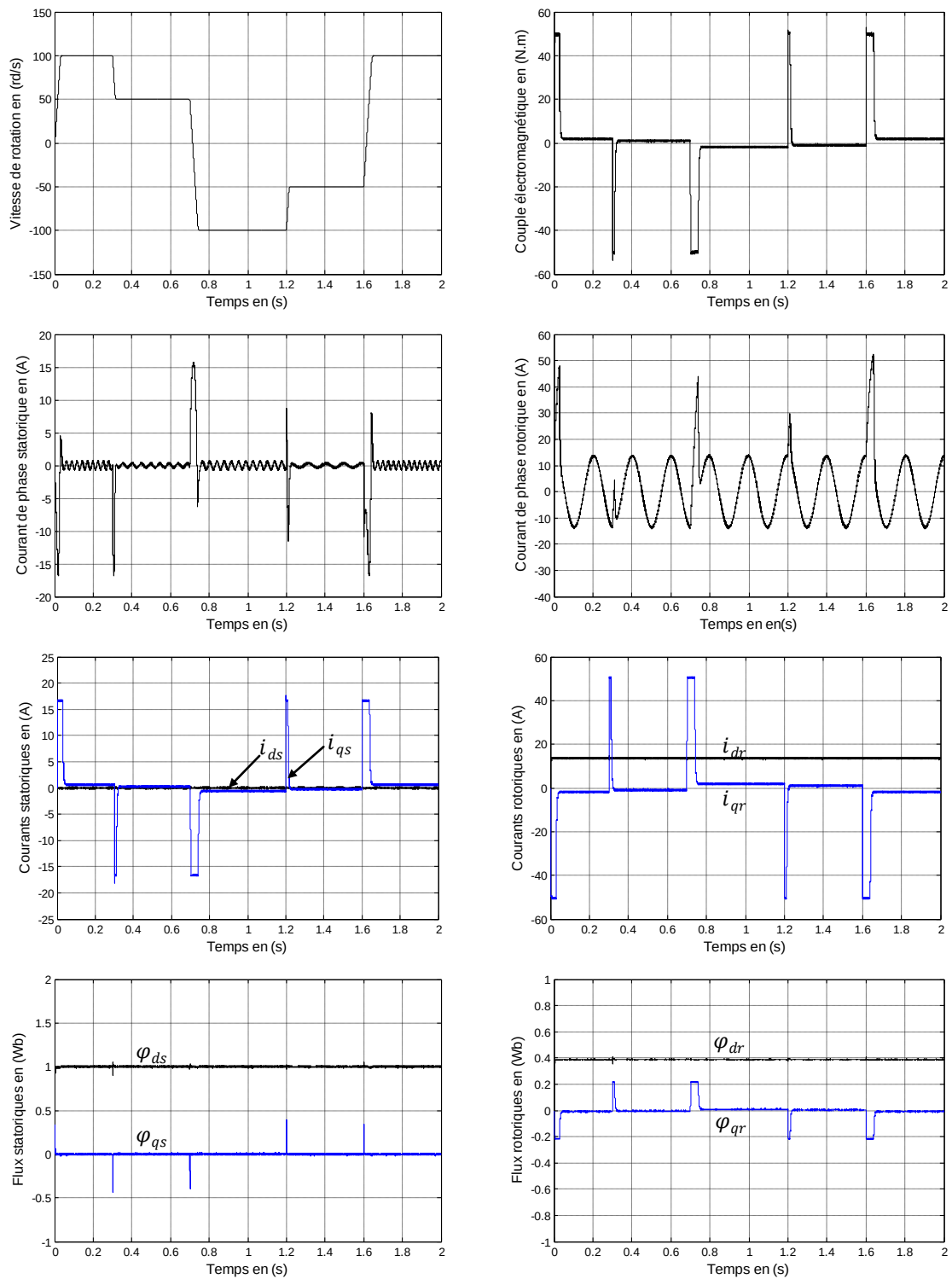


Fig. III.12 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou pour différentes consignes de vitesse.

III.9.4 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Dans le but de tester la robustesse du contrôleur flou vis-à-vis des variations paramétriques, on a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le PI classique. Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge de 25 N.m entre $t = 0.3$ et 0.7 s.

III.9.4.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

La figure (III.13) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour différentes valeurs de la résistance rotorique ($0.5R_r, R_r, 1.5R_r$). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation. Ces mêmes remarques ont été montrées dans le cas du PI classique.

III.9.4.2 Robustesse vis-à-vis de la variation des inductances

La figure (III.14) représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse réglée par un PI flou, du couple et des composantes du flux statorique de la MADA à flux statorique orienté pour une variation de $\pm 20\%$ de la mutuelle inductance appliquée à L_s, L_r et M à la fois. A partir de ces résultats, on peut constater que l'influence de la variation des inductances apparaît au niveau de la réponse du couple et des composantes du flux statorique. L'allure du couple manifeste des fluctuations lorsque les inductances diminuent de 20%. Ces oscillations sont réduites dans le cas inverse. De plus, l'orientation du flux est affectée, ceci se traduit par la déviation de la composante du flux statorique direct de sa référence de 1Wb, de même pour la composante en quadrature dans le cas de diminution des inductances. On peut dire donc que la commande vectorielle est légèrement sensible et non robuste vis-à-vis de la variation des inductances même en régime transitoire.

III.9.4.3 Robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

La figure (III.15) représente les résultats de simulation obtenus pour 100%, 150% et 200% de l'inertie nominale. Vu ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie provoque une augmentation du temps de réponse et vice versa. Ceci montre que le PI flou perd un petit peu sa performance dynamique et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

III.9.4.5 Robustesse vis-à-vis de la variation de la fréquence rotorique

On a simulé aussi le comportement dynamique de l'entraînement pour différentes valeurs de la fréquence rotorique. La figure (III.16) représente les résultats obtenus. Selon cette figure, on constate qu'il y'a une similitude entre ces résultats et ceux obtenus par le PI classique.

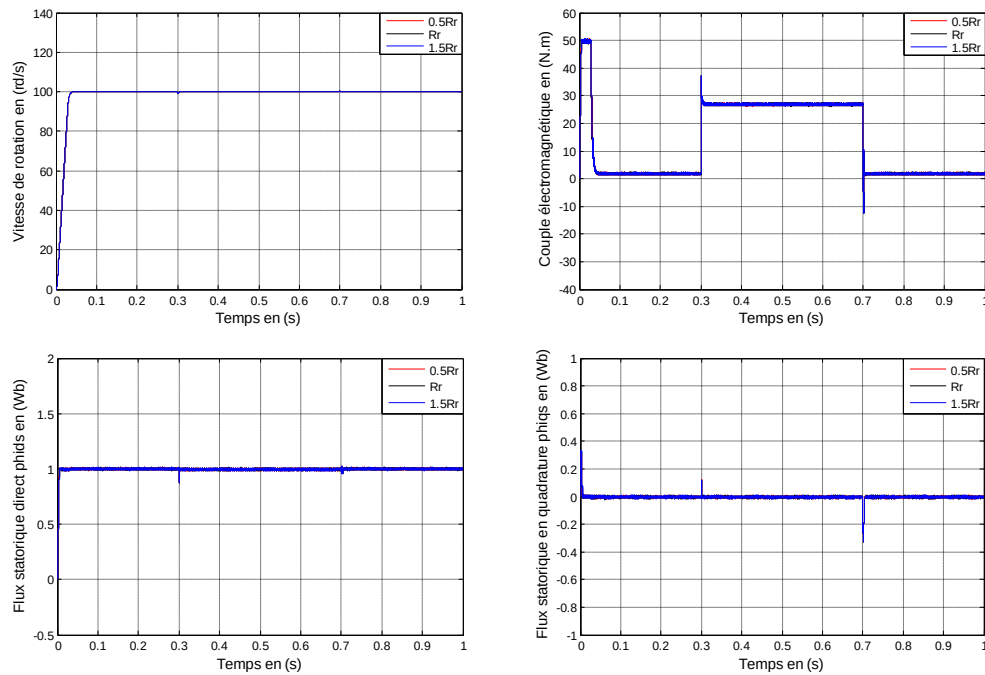


Fig. III.13 Influence de la variation de la résistance rotorique R_r .

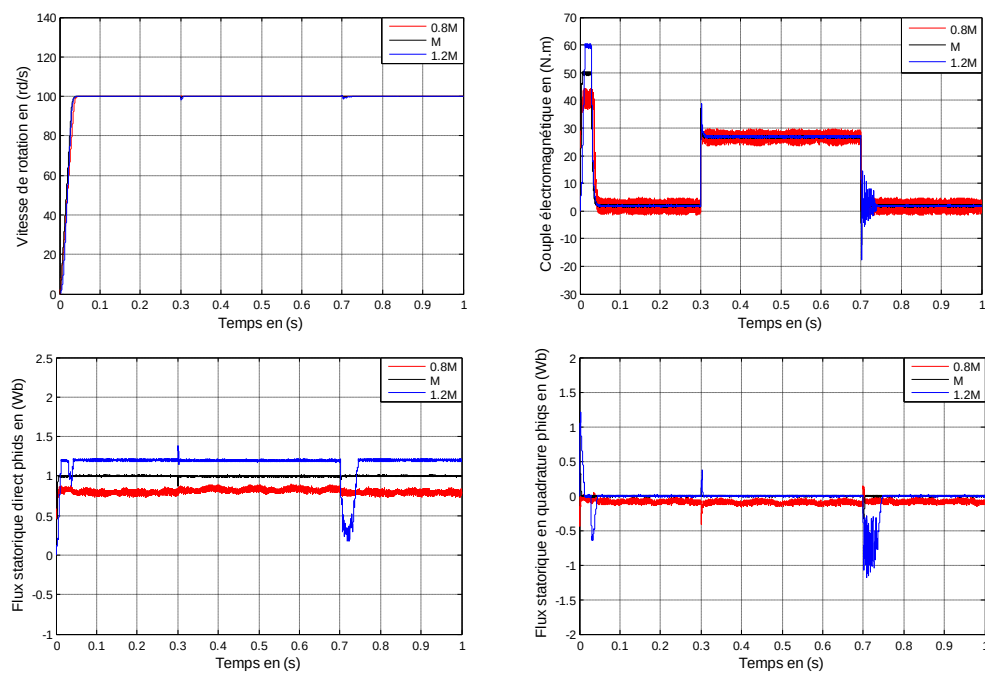


Fig. III.14 Influence de la variation des inductances L_s, L_r et M à la fois.

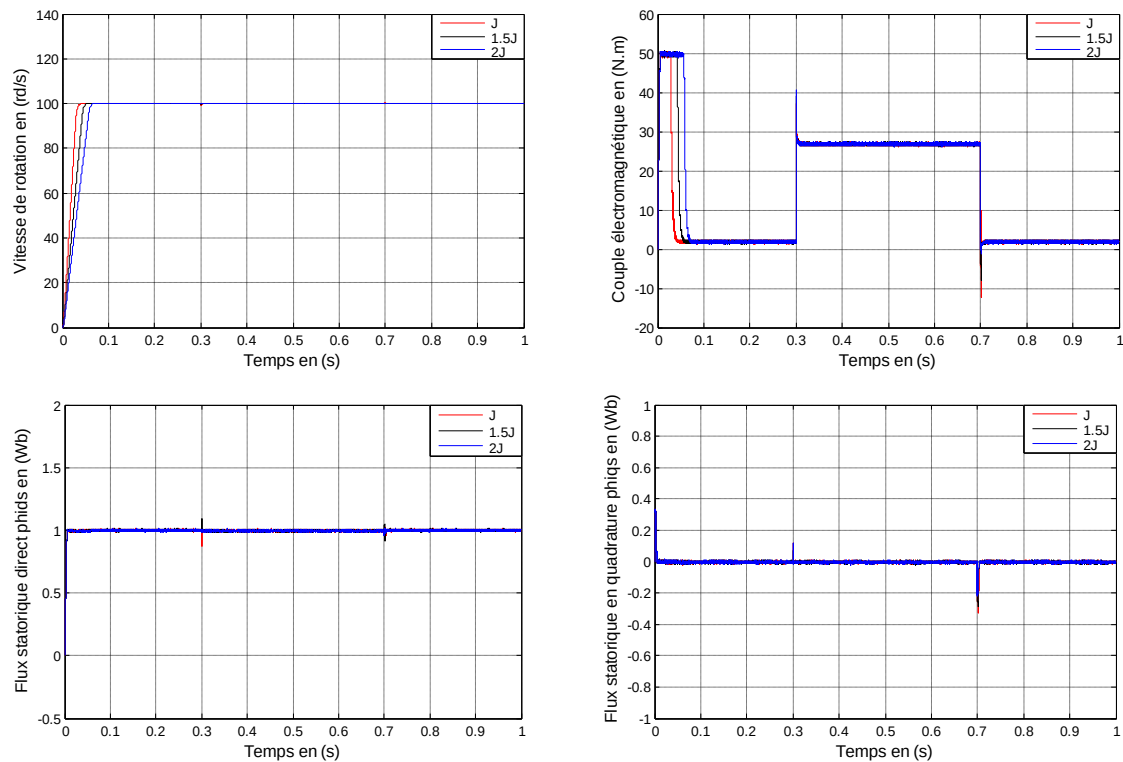


Fig. III.15 Influence de la variation de l'inertie J .

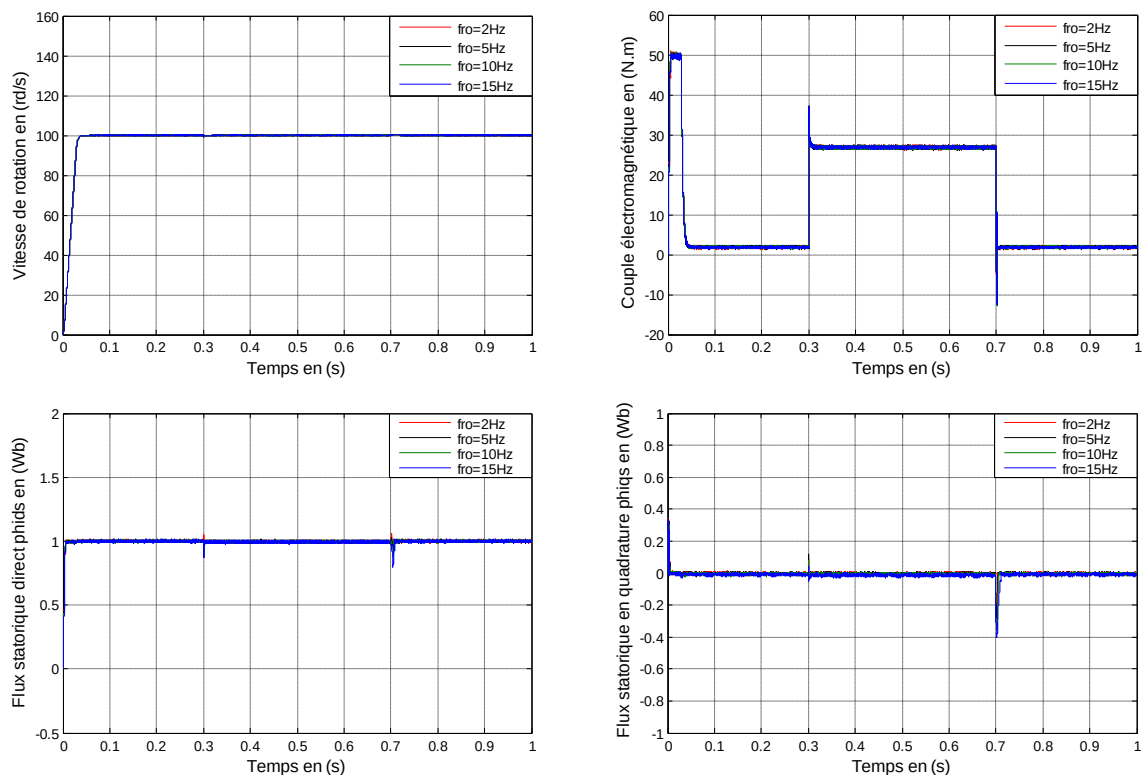


Fig. III.16 Influence de la variation de la fréquence rotorique f_{ro} .

III.9 CONCLUSION

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant, fréquence rotorique). Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie et une affectation de l'orientation du flux et du découplage face à la variation des inductances. D'autre part, on a noté que tous les résultats et les performances obtenus au deuxième et troisième chapitre dépendent du choix des gains du régulateur. Ce choix se fait par la méthode "essai-erreur" pour le PI flou et à partir d'un calcul des coefficients puis un ajustement par simulation en fonction des performances désirées pour le PI classique. Afin de remédier à ce problème de dimensionnement du régulateur et faire un bon choix de ses paramètres, on propose une technique d'optimisation heuristique basée sur les **algorithmes génétiques**. Ainsi, le prochain chapitre est consacré à la présentation de cette technique et son application à l'optimisation des gains des deux régulateurs.

IV.1 INTRODUCTION

La procédure d'optimisation est une technique de grande importance pour le traitement des problèmes de prise de décision. Elle a pris une grande ampleur avec l'évolution substantielle de technologies des systèmes informatiques en terme de capacité et de rapidité des traitements [8]. En effet, l'optimisation cherche à améliorer une performance en se rapprochant d'un (ou des) point(s) optimums parmi une multitude de points ou de solutions possibles en se basant sur des critères dictés par le cahier des charges des systèmes considérés [18,62]. Elle est l'une des branches les plus importantes des mathématiques appliquées modernes, et de nombreuses recherches, à la fois pratiques et théoriques, lui sont consacrées [13]. Sa théorie comprend l'étude quantitative des optimums et les méthodes pour les trouver [9]. La résolution d'un problème d'optimisation consiste à explorer un espace de recherche afin de maximiser (ou minimiser) une fonction donnée. Les complexités (en taille ou en structure) relatives de l'espace de recherche et de la fonction à optimiser conduisent à utiliser des méthodes de résolution radicalement différentes [63]. Les méthodes d'optimisation peuvent être classées de différentes manières ; les méthodes déterministes et les méthodes non déterministes (appelées aussi méthodes stochastiques ou à recherche aléatoire), le choix de telle ou telle méthode dépend du système à étudier et de sa complexité [8-10].

Les méthodes déterministes sont caractérisées par leur simplicité et rapidité. Elles sont utilisées dans le cas où le système à optimiser est à structure simple. Mais l'inconvénient majeur de ces méthodes c'est que cette simplicité recule au fur et à mesure que le nombre de variables à optimiser devient important et que le système devient complexe. Dans ces conditions, la solution peut converger vers des solutions locales [8]. Tandis que les méthodes stochastiques sont des méthodes plus efficaces et plus puissantes, elles utilisent des processus stochastiques basés sur une exploration aléatoire de l'espace des solutions possibles [11]. Parmi ces dernières, on trouve l'algorithme génétique qui représente une famille assez riche et très intéressante d'algorithmes d'optimisation stochastique. Il a été inspiré à partir des concepts d'évolution et de la sélection naturelle. Grâce à une procédure de recherche probabiliste basée sur le mécanisme de la sélection naturelle et de la génétique, les algorithmes génétiques sont très efficaces et robustes sur un spectre général de problèmes. Un algorithme génétique maintient une population de solutions codées, et guide cette population vers la solution optimum [64-66].

En effet, pour trouver une solution optimale d'un problème dans un espace complexe, il faut faire un compromis entre deux objectifs : l'exploration de meilleures solutions et l'exploitation robuste

de l'espace de recherche. Des études d'analyse ont montré que les algorithmes génétiques gèrent ce compromis de façon optimale [68].

Ce chapitre a pour but de présenter les fondements théoriques des algorithmes génétiques. Ensuite, on abordera leur application pour l'optimisation des paramètres des deux régulateurs utilisés précédemment pour le réglage de la vitesse d'une MADA. Des résultats de simulation seront présentés et comparés à ceux obtenus dans les chapitres précédents pour montrer l'amélioration des performances dynamiques et statiques des régulateurs optimisés.

IV.2 DEFINITION D'UN ALGORITHME GENETIQUE

Les Algorithmes Génétiques (AGs) sont des techniques de recherche robustes. Ils représentent une famille assez riche et très intéressante d'algorithmes stochastiques d'optimisation qui sont fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Le principe de ces algorithmes est de procéder par une recherche stochastique sur un espace important et à travers une population de pseudo-solutions [66,69]. La robustesse est l'une des caractéristiques principales des algorithmes génétiques ; ils permettent de fournir une ou plusieurs solutions de «bonne» qualité (pas nécessairement optimales, mais suffisantes en pratique) à des problèmes très variés, en sollicitant un investissement (temps et puissance de calcul) assez faible [13]. Les algorithmes génétiques recherchent aléatoirement la solution globale (extrema d'une fonction) sous un espace de données (pool génétique) par l'optimisation d'une fonction appelée fonction de coût, d'adaptation ou d'adéquation, ou encore fonction objective (*fitness*). Ils sont donc formulés à maximiser ou à minimiser cette fonction [8].

En effet, une grande partie de fonctionnement de l'AG est basée sur le hasard. Bien qu'ils utilisent le hasard, les AGs ne sont pas purement aléatoires. Ils exploitent efficacement l'information obtenue précédemment pour spéculer sur la position de nouveaux points à explorer, avec l'espoir d'améliorer la performance [70].

Le choix des AGs parmi d'autres méthodes se justifie en fonction des propriétés suivantes [8,13,62,64]:

- Les AGs utilisent un codage des paramètres et non les paramètres eux-mêmes ;
- Les AGs travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique ;
- Les AGs n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire ;

- Les AGs possèdent l'habilité de traiter des problèmes complexes et variés ;
- Les algorithmes génétiques ne sont pas déterministes, ils utilisent des règles de transition probabilistes.

IV.3 BREF HISTORIQUE DE L'ALGORITHME GENETIQUE

Les premiers travaux sur les algorithmes génétiques ont commencé dans les années cinquante lorsque plusieurs biologistes américains ont simulé des structures biologiques sur ordinateur [12]. Puis en 1960, le professeur Holland, ses collègues et ses étudiants sur la base des travaux précédents ont développé à l'université de Michigan ces algorithmes. Leurs recherches avaient deux objectifs principaux ; le premier est de mettre en évidence et expliquer rigoureusement les processus d'adaptation des systèmes naturels ; le deuxième est de concevoir des systèmes artificiels (en l'occurrence des logiciels) qui possèdent les propriétés importantes des systèmes naturels [62,71,72].

En 1966, la théorie de la programmation évolutionnaire a été introduite par Fogel. Ensuite, Holland continue ses recherches et introduit en 1975 le premier modèle formel des algorithmes génétiques (*the canonical genetic algorithm AGC*) dans son livre *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ce modèle servira de base aux recherches ultérieures [73].

L'application des algorithmes génétiques aux problèmes d'optimisation a été formalisée par Goldberg en 1989. L'apparition de son ouvrage permet de décrire l'utilisation de ces algorithmes dans le cadre de résolution des problèmes d'optimisation [9,62].

IV.4 PRINCIPES GENERAUX

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : sélection, croisements, mutations, ...etc. Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour atteindre cet objectif, l'algorithme travaille en parallèle sur une population de points candidats appelés *Individus* ou *Chromosomes*. Chaque individu est constitué d'un ensemble d'éléments appelés *Gènes* qui sera représenté dans un cas simple par un bit (0 ou 1), donc un chromosome par une chaîne de bits. Chaque gène représente une partie élémentaire du problème, il peut être assimilé à une variable et peut prendre des valeurs différentes appelées *allèles*. La position du gène dans le chromosome se nomme *locus*. En général, pour un algorithme génétique, on doit disposer des éléments suivants [8,9,12,68] :

- Un principe de codage de l'élément de population : Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Le codage réel est désormais largement utilisé, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles ;
- Un mécanisme de génération de la population initiale : Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car elle servira de base pour les générations futures. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche ;
- Une fonction à optimiser pour mesurer la force de chaque chromosome ;
- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état : L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états ;
- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre de générations, critères d'arrêt et probabilité d'application des opérateurs génétiques.

IV.5 FONCTIONNEMENT D'UN ALGORITHME GENETIQUE

Un algorithme génétique fonctionne typiquement à travers un cycle simple de quatre étapes [9,65,74-76] :

- Une représentation génétique ou chromatique d'une solution au problème ;
- Création d'une population de chromosomes ;
- Evaluation de chaque chromosome selon une fonction d'adaptation basée sur les performances souhaitables ;
- Sélection des meilleurs chromosomes ;
- Manipulation génétique, en utilisant des opérateurs génétiques pour créer une nouvelle population de chromosomes.

La figure suivante illustre le cycle génétique de fonctionnement d'un algorithme génétique :

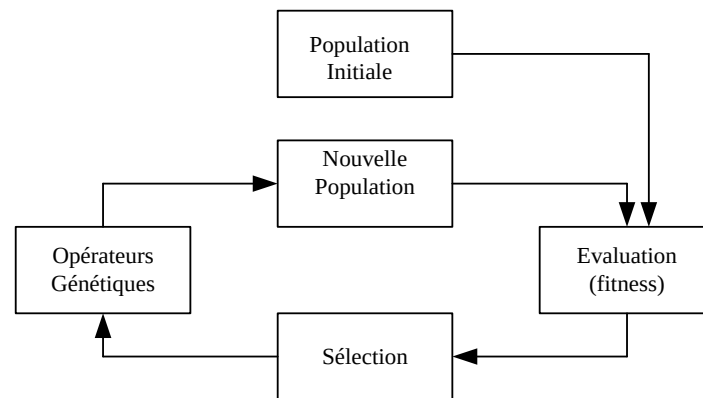


Fig. IV.1 Cycle génétique.

Le cycle décrit par la figure (IV.1) est inspiré de la terminologie génétique. Les AGs fonctionnent avec une population regroupant un ensemble d'individus. Cette population est créée aléatoirement ou à partir d'une connaissance précédente concernant le problème à étudier. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble de *gènes*. Pour chaque individu, on attribue une valeur calculée par une fonction appelée fonction d'adaptation ou *fitness*, c'est l'étape de l'évaluation. Ceci permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés. Ces chromosomes appelés "*parents*" sont soumis à des opérations génétiques (croisement, mutation) pour la production d'autres chromosomes appelés "*enfants*" constituant la nouvelle génération. Les étapes de l'AG sont répétées durant t cycles, l'arrêt de l'algorithme est fixé d'après un *critère d'arrêt* [9,64].

IV.6 OPERATEURS ET PARAMETRES DE L'ALGORITHME GENETIQUE

Dans cette section on va présenter avec plus de détails les différents opérateurs et paramètres d'un algorithme génétique à savoir, le codage, l'évaluation, la sélection, le croisement et la mutation.

IV.6.1 Codage des chromosomes

La première étape de la conception d'un algorithme génétique est de coder (représenter) les solutions sous forme de chromosomes. En adoptant la terminologie de la génétique naturelle, une solution potentielle du problème (ou individu) est codée sous forme d'un chromosome qui est une chaîne de gènes ou bits [77]. Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné. Cette modélisation s'effectue par plusieurs méthodes.

Dans l'algorithme génétique de base fondé par Holland, un chromosome était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace, ce qui permettait des opérateurs de mutation et de croisement simples. Les gènes sont formés de 1 et 0. Dans ce cas, chaque valeur réelle (paramètre à optimiser) est codé par son équivalent en binaire. Ce type de codage est appelé le *Codage binaire*. Il est assez simple à implémenter et les opérateurs de mutation et de croisement sont facilement construits, mais son utilisation nécessite un mécanisme de décodage. Ceci est l'inconvénient majeur de ce type de codage [73,78].

De nouvelles versions d'algorithme génétique apparues. Elles ne se basent plus sur le codage binaire mais elles travaillent directement sur les paramètres réels, on parle donc de *Codage réel*. Ce type de codage permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'accélérer la recherche d'une part et offre d'autre part l'avantage d'éviter des opérations de décodage supplémentaires et de rendre plus facile le couplage avec d'autres méthodes d'optimisation [9,68].

IV.6.2 Initialisation de la population

Une fois le codage choisi, une population initiale formée de solutions admissibles du problème doit être déterminée. Une population est un ensemble d'individus représentant chacun une solution possible du problème donné. Le choix de la population initiale d'individus peut conditionner fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace d'états est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'états. Si par contre, des informations a priori sur le problème sont disponibles, il paraît naturel de générer les individus dans un sous-domaine particulier afin d'accélérer la convergence [9,13,70,78,79]. La représentation de la population notée *Pop* est la suivante [64] :

$$Pop = (C_1, C_2, C_3 \dots C_i \dots, C_T)$$

Où C_i représente le $i^{ème}$ chromosome dans la population, T est le nombre de chromosomes ou la taille de la population.

IV.6.3 Fonction d'adaptation

La fonction d'adaptation a pour but d'orienter l'ensemble de la recherche génétique vers la "meilleure" solution. Elle permet de mesurer et d'évaluer les performances et la capacité d'un individu à survivre. Le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante [9,66,73,74,80].

IV.6.4 Evaluation

Une fois que la population initiale est créée, l'algorithme génétique évalue cette population d'individus qui forme la génération courante qu'on appelle (G_t). Les individus les plus forts, au sens des critères de la fonction d'adaptation, auront théoriquement plus de descendants, que les autres individus, dans la génération qui suit, donc (G_{t+1}). Dans la transposition mathématique du problème, l'AG évalue la fonction d'adéquation, pour chaque individu de la population courante $P(G_t)$. Suivant les critères de l'optimisation, un classement entre individus sera effectué et les meilleurs, qui répondent le mieux aux critères de la fonction d'adéquation, auront une probabilité de reproduction plus importante que les autres. C'est cette information qui guidera l'AG vers les meilleurs individus [68,81].

IV.6.5 Sélection

Après l'étape d'évaluation, une nouvelle population est créée de la génération courante. L'opération de la sélection détermine quels parents participent à produire la progéniture pour la prochaine génération [82]. La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. La sélection est un procédé par lequel chaque chaîne de la génération présente (population à l'instant t) est copiée avec une probabilité qui dépend des valeurs de la fonction à optimiser pour former une génération intermédiaire et s'y reproduire [77]. Copier des chaînes en fonction des valeurs de leurs fonctions d'adaptation revient à donner aux chaînes dont la valeur est plus grande une probabilité plus élevée de contribuer à la génération suivante [62]. Cet opérateur est peut-être le plus important puisqu'il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement reliée à son efficacité relative au sein de la population [13,70,79,83].

On trouve dans la littérature un nombre important de principes de sélection plus ou moins adaptés aux problèmes qu'ils traitent. Les trois principes de sélection suivants ont retenu notre attention :

IV.6.5.1 Sélection par la roulette

C'est la méthode la plus utilisée et la plus facile. Elle est appelée aussi sélection par *Roue de la fortune*. Pour chaque individu, la probabilité d'être sélectionné est proportionnelle à son adaptation au problème. Cette roue est une roue de la fortune classique sur laquelle chaque individu est représenté par une portion proportionnelle à son adaptation. On effectue ensuite un tirage au sort homogène sur cette roue.

Les parents sont sélectionnés en fonction de leur performance. Meilleur est le résultat donné par un individu, plus grandes sont ses chances d'être sélectionné. Il faut imaginer une sorte de roulette de casino sur laquelle sont placés tous les individus de la population, la place accordée à chacun des individus étant en relation avec sa valeur d'adaptation. Cette roulette est représentée par la figure suivante [73,79,84] :

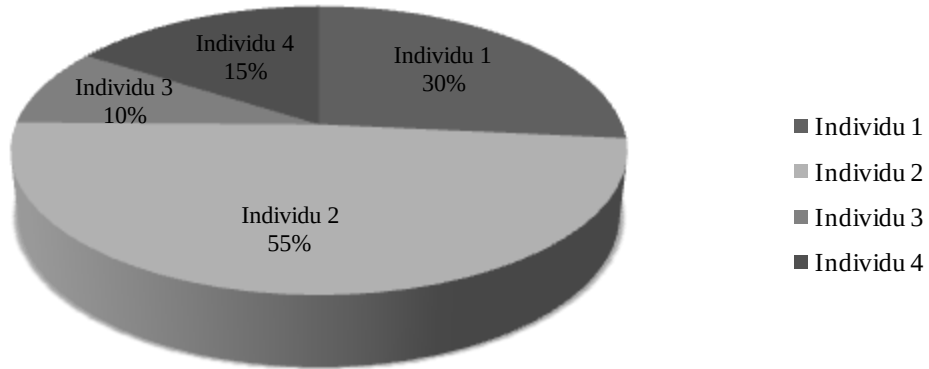


Fig. IV.2 Exemple de sélection par la roulette.

Selon cette figure, la population est constituée de quatre individus, l'individu 2 et 1 ont plus de chance pour être sélectionnés à cause de leurs performances. En effet, pour sélectionner à l'aide de la roulette, on fait tourner cette dernière N fois (taille de la population) de la façon suivante [68] :

A chaque fois, on génère aléatoirement un nombre r dans l'intervalle $[0, 1]$. Ensuite, on compare ces nombres aux probabilités cumulatives q_j , tel que :

$$q_j = p_1 + p_2 + p_2 + \dots p_j \quad (\text{IV.1})$$

Où : $p_1 + p_2 + p_2 + \dots p_j$ sont les probabilités de sélection de chaque individu. Cette probabilité est calculée d'après la relation suivante [9] :

$$p_i = \frac{F(x_i)}{\sum_{i=1}^N F(x_k)} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$F(x_i)$ c'est la valeur de la fonction d'adaptation correspondante au $i^{\text{ème}}$ individu ;

$\sum_{i=1}^N F(x_k)$ représente la somme de toutes les valeurs des fonctions d'adaptation de chaque individu c_i de la population Pop

Ensuite, si $r_1 < q_1$, l'individu c_1 est sélectionné, sinon c_j est sélectionné, avec $2 \leq j \leq N$, tel que $q_{j-1} < r_1 < q_j$. On procède de la même manière pour le reste des r_i ($i = 2 \dots N$).

IV.6.5.2 Sélection par ordonnancement

Ce type de sélection, appelée aussi sélection par classement est basé sur un principe de sélection le plus simple. Il consiste à attribuer à chaque individu son classement par ordre d'adaptation (croissant ou décroissant). Le meilleur (c'est à dire celui qui possède la meilleure fitness) sera numéro un, et ainsi de suite. On tire ensuite une nouvelle population dans cet ensemble d'individus ordonnés. Cette procédure semble toutefois assez simpliste et exagère le rôle du meilleur élément au détriment d'autres éléments potentiellement exploitables. Le second, par exemple, aura une probabilité d'être sélectionné nettement plus faible que celle du premier. L'inconvénient majeur de cette méthode est la convergence prématurée de l'algorithme génétique. Une autre difficulté consiste à fixer une limite à la sélection, ce qui empêche parfois de garder des bons candidats pour les futures générations [9,64,79]

IV.6.5.3 Sélection par tournoi

Le principe de la sélection par tournoi augmente les chances pour les individus de piètre qualité de participer à l'amélioration de la population. Le principe est très rapide à implémenter. Un tournoi consiste en une rencontre entre plusieurs individus pris au hasard dans la population. Le vainqueur du tournoi est l'individu de meilleure qualité. Cette technique utilise la sélection proportionnelle sur des paires d'individus, puis choisit pour ces paires l'individu qui a le meilleur score d'adaptation. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à l'obtention de N individus. L'avantage d'une telle sélection est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois [9,84,85].

IV.6.5.4 Sélection uniforme

Dans ce cas, la sélection se fait aléatoirement, uniformément et sans intervention de la valeur d'adaptation. C'est une technique très simple qui consiste à sélectionner un individu C_i de la population. Chaque individu a donc une probabilité $1/N$ d'être sélectionné, où N est le nombre total d'individus dans la population [9,84].

IV.6.6 Croisement

Une fois l'étape de la sélection est achevée, l'algorithme génétique poursuit sa recherche par l'application de l'opérateur de croisement. Le croisement (hybridation ou recombinaison) est un phénomène essentiel qui permet d'explorer l'ensemble des solutions possibles qui génère de nouveaux individus appelés enfants (*offsprings*) à partir des individus appelés parents.

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité des populations en manipulant les composantes des individus (chromosomes). Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Ils consistent à échanger les gènes des parents afin de donner des enfants qui portent des propriétés combinées. Bien qu'il soit aléatoire, cet échange d'informations offre aux algorithmes génétiques une part de leur puissance : quelque fois, de bons gènes d'un parent viennent remplacer les mauvais gènes d'un autre et créent des fils mieux adaptés que les parents. Pour effectuer cette opération, un pourcentage de la population sélectionnée notée $p'(G_t)$ sera soumis au croisement. Ainsi, l'opérateur de croisement choisit au hasard, et avec une probabilité fixée notée P_c , deux individus (deux parents) parmi cette population. Il construit alors deux enfants en faisant l'échange de certains gènes choisis aléatoirement d'un parent avec ceux de l'autre. Les deux enfants issus de ce croisement sont injectés dans la population que l'on note $p''(G_t)$. Cette dernière sera alors constituée d'un pourcentage issu du croisement. Le reste est issu directement de la population $p'(G_t)$ sans aucune modification. Le nombre total d'individus dans $p''(G_t)$ est toujours égal au nombre d'individus de la population initiale. Il existe différentes techniques de croisement. Chacune des techniques s'applique sur des chromosomes dont la représentation est soit binaire ou réelle. Nous présenterons quelques techniques dans ce qui suit [8,13,64,68,70,77,79,81,83].

IV.6.6.1 Croisement à un point de coupure ou discret

C'est le croisement le plus simple et le plus connu dans la littérature. On choisit aléatoirement un point de croisement pour chaque couple d'individus sélectionné. Notons que le croisement s'effectue directement au niveau des gènes représentés soit en binaires ou en réels. Un chromosome ne peut pas être coupé au milieu d'un gène. La figure IV.3 illustre ce croisement d'un seul point de coupure dans le cas d'une représentation binaire ou réelle des gènes des chromosomes [9,64].

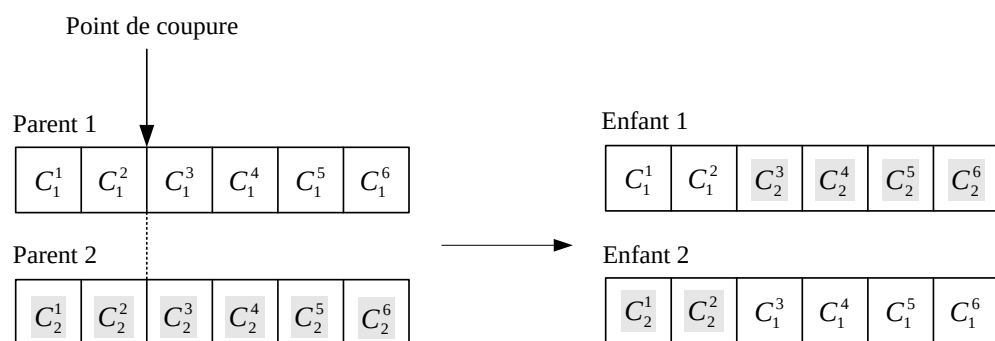


Fig. IV.3 Croisement à un point de coupure (exemple d'individus à six gènes).

Ce type de croisement s'applique en deux phases [8] :

1. Une sélection aléatoire de deux paires de chromosomes $C_1(i)$ et $C_2(i)$ d'indice i et de longueur L ;
2. Une détermination du site de croisement d'indice K . On obtient alors deux enfants $E_1(i)$ et $E_2(i)$, en donnant au premier enfant les K premiers gènes du premier parent et les $(L-K)$ derniers gènes du second parent et inversement pour le deuxième enfant.

IV.6.6.2 Croisement à deux points

Le croisement à deux points est basé sur le même principe que le croisement à un point. La différence réside dans le fait que deux points de coupure sont choisis aléatoirement. Les gènes se trouvant entre les deux sites de coupe sont échangés respectivement entre les deux individus (parents) pour former les deux enfants. La figure suivante illustre ce type de croisement [9,68,81].

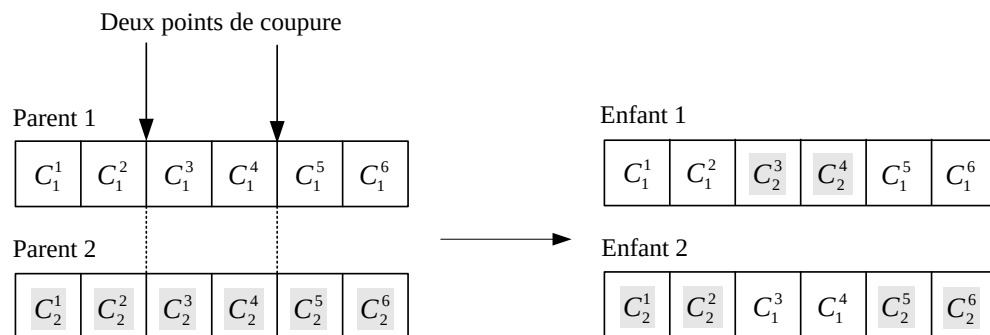


Fig. IV.4 Croisement à deux points (exemple d'individus à six gènes).

IV.6.6.3 Croisement multiple (multi-points)

Ce type de croisement s'énonce par un choix aléatoire de n points de coupure pour dissocier chaque parent en $n+1$ fragments. Plusieurs auteurs se sont penchés sur l'utilisation de plusieurs points de coupure concernant l'opérateur de croisement. Le nombre de points de coupure généré est en moyenne $L/2$ où L est la taille du chromosome. L'individu est représenté sous la forme d'un anneau et l'échange de gènes entre les deux parents s'effectue de la façon suivante (voir figure IV.5) [9,64].

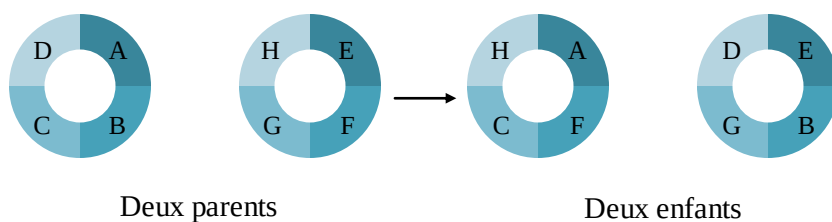


Fig. IV.5 Croisement multiple (cas de 4 points de coupure).

Cette technique s'applique autant pour une codification binaire que réelle des chromosomes. C'est une technique très utilisée dans différentes applications du fait que les résultats obtenus sont satisfaisants [64].

IV.6.6.4 Croisement continu (uniforme)

Cette technique est complètement différente des trois techniques précédentes. Un masque de croisement est généré aléatoirement pour chaque couple d'individus ou pour chaque génération. Les valeurs de ce masque sont binaires. Sa taille est identique à celle du chromosome. Son fonctionnement est illustré par la figure suivante [64] :

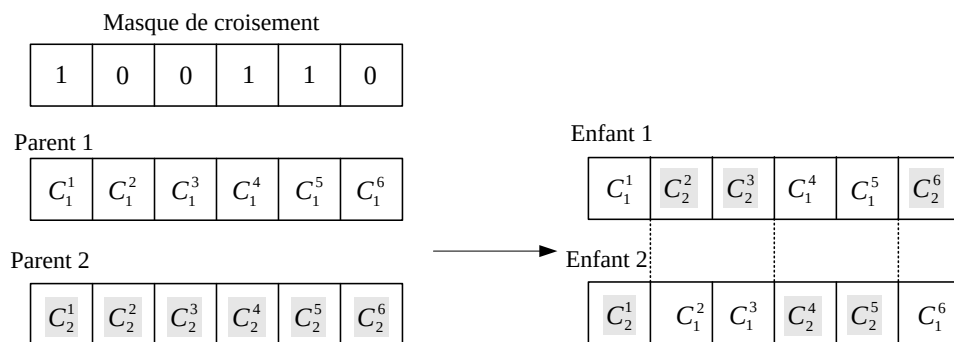


Fig. IV.6 Croisement uniforme.

Le principe du croisement uniforme est le suivant : si la valeur du bit du masque est égale à 1 alors la valeur du gène du parent 1 est copiée chez l'enfant 1 et si la valeur du bit du masque est égale à 0 alors la valeur du gène du parent 2 est transmise à l'enfant 1. Les valeurs des gènes de l'enfant 2 sont les suivantes : les valeurs des gènes du parent 1 lorsque la valeur du bit du masque est égale à 0 et les valeurs des gènes du parent 2 lorsque la valeur du bit du masque est égale à 1 [64]. Malgré que cette technique soit différente des deux autres au niveau conceptuel, on remarque qu'il existe une ressemblance entre ces techniques. Le croisement uniforme peut être un cas général des deux autres techniques.

IV.6.6.5 Croisement arithmétique (barycentrique)

Cette technique a été développée par Michalewicz. Pour ce type de croisement, on choisit aléatoirement des positions d'échange, puis on effectue une moyenne arithmétique pondérée par un coefficient α . Lorsque cette opération est appliquée à deux parents $C_1(i)$ et $C_2(i)$, deux enfants (progénitures) $E_1(i)$ et $E_2(i)$ sont générés, tels que [64,68,81] :

$$\begin{cases} E_1(i) = aC_1(i) + (1 - a)C_2(i) \\ E_2(i) = (1 - a)C_1(i) + aC_2(i) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Dans le cas d'un croisement arithmétique uniforme, la valeur de a est une constante choisie par l'utilisateur, par contre si la valeur de a est générée aléatoirement dans l'intervalle $[-0.5, 1.5]$, alors nous sommes dans le cas d'un croisement arithmétique non uniforme [12,13,64]. La figure suivante illustre un exemple d'application de ce type de croisement.

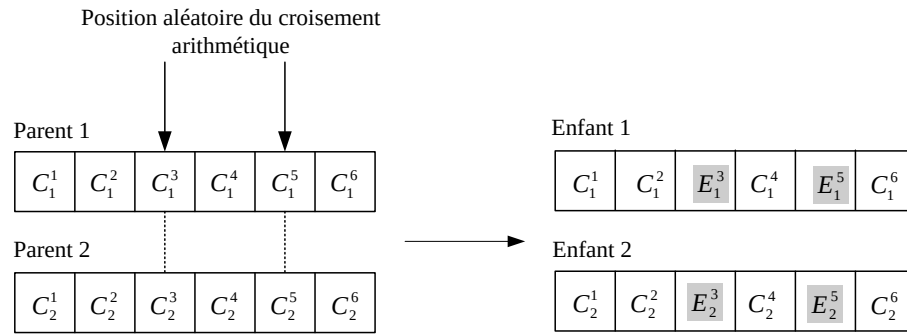


Fig. IV.6 Croisement arithmétique.

D'après cette figure, les deux nouveaux troisièmes gènes générés sont donnés par :

$$\begin{cases} E_1^3 = aC_1^3 + (1 - a)C_2^3 \\ E_2^3 = (1 - a)C_1^3 + aC_2^3 \end{cases} \quad (IV.4)$$

IV.6.7 Mutation

Cet opérateur est appliqué sur chaque chromosome issu de l'opération de croisement ou appartenant à une population. Cette opération est tout d'abord une sélection aléatoire de l'un des gènes du chromosome, suivie d'une modification de sa valeur avec une probabilité p_m . Cette probabilité de mutation est assez faible en pratique. L'opérateur de mutation apporte aux algorithmes génétiques l'aléa nécessaire à une exploration efficace de l'espace de recherche. Il nous garantit que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'état. L'utilité de cet opérateur est donc l'exploitation de l'espace de recherche des solutions. Donc c'est une police d'assurance protégeant de la perte prématurée de notions importantes. En effet, la mutation ne crée généralement pas de meilleures solutions au problème, mais, elle évite l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer. Ceci permet à l'AG de converger vers des solutions globales et éviter les extrema locaux. A partir d'une exploration de l'espace de recherche, la mutation permet de passer de l'exploration vers l'exploitation et de trouver un ensemble de solutions [12,13,62,64,73,79,80].

Plusieurs techniques de mutation ont été développées dans la littérature. Certaines d'entre elles s'appliquent sur des gènes dont la représentation est binaire et d'autres sur des gènes de type réel.

IV.6.7.1 Mutation uniforme

Pour chaque gène qui mute, on prend deux nombres τ et r . Le premier peut prendre les valeurs $+1$ pour un changement positif et -1 pour un changement négatif. Le second est un nombre généré aléatoirement dans l'intervalle $[0 \ 1]$. Il détermine l'amplitude du changement. Dans ces conditions, le gène C'_i qui remplace le gène muté C_i est calculé à partir de l'une des deux relations suivantes [12,26] :

$$\begin{cases} C'_i = C_i + (C_{max} - C_i) \left(1 - r^{(1 - \frac{G_F}{G_T})^5}\right) & \text{si } \tau = +1 \\ C'_i = C_i - (C_i - C_{min}) \left(1 - r^{(1 - \frac{G_F}{G_T})^5}\right) & \text{si } \tau = -1 \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où C_{max} , C_{min} désignent respectivement les limites inférieure et supérieure de la valeur du paramètre C_i et $G_F \leq G_T$ représente la génération pour laquelle l'amplitude de la mutation s'annule.

IV.6.7.2 Mutation non uniforme

Dans ce cas, on peut remplacer directement la valeur du gène qui mute, par exemple C_i , par une autre valeur prise aléatoirement dans l'intervalle $[C_i^{min} \ C_i^{max}]$. Il existe encore un autre type de mutation non uniforme pour laquelle la valeur du gène muté est donnée par :

$$C'_i = \begin{cases} C_i + \Delta(t, y) \\ \text{ou} \\ C_i - \Delta(t, y) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Avec :

$$\Delta(t, y) = yr \left(1 - \frac{G_t}{G_F}\right)^b$$

Dans cette expression, y peut prendre les valeurs $(C_i^{max} - C_i)$ ou $(C_i - C_i^{min})$ à condition que le résultat de l'opération ne sorte pas de l'intervalle $[C_i^{min} \ C_i^{max}]$. Le paramètre r représente un nombre aléatoire qui varie entre 0 et 1. b est un paramètre qui définit le degré de non uniformité. La fonction $\Delta(t, y)$ renvoie, d'une façon aléatoire, un nombre dans l'intervalle $[0 \ y]$. Elle permet de réaliser une recherche uniforme dans les premières générations, et plus pointue au fur et à mesure que l'on avance [68,81].

IV.7 CHOIX DES PARAMETRES D'UN ALGORITHME GENETIQUE

Pour lancer l'AG, il faut définir certains paramètres tels que : la taille de la population, les probabilités de mutation et de croisement et le nombre de générations. Trouver des bonnes valeurs à ces paramètres est un problème parfois délicat. Le choix de ces paramètres dépend fortement de la problématique étudiée et les connaissances de l'utilisateur concernant cette problématique [9,64,68].

IV.7.1 Taille de la population

La taille de la population est l'un des paramètres les plus importants d'un algorithme génétique. Le problème qui se pose c'est comment fixer la taille de cette population. Une population trop petite évolue probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande ralentit le processus d'optimisation et met plus de temps pour converger vers des solutions envisageables [11,64]. Le choix de ce paramètre exige un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat [8]. Certains chercheurs fixent la taille de la population entre 20 et 100 d'une manière empirique, et d'autres entre 20 et 30. On trouve, même ceux qui ont fixé ce nombre à 50 [64]. De plus, il y'a des chercheurs qui utilisent une taille de population de 5 à 10 fois le nombre des variables à optimiser [11].

IV.7.2 Probabilité des opérateurs génétiques

Comme la taille de la population, il existe quelques critères pour choisir les deux probabilités de mutation et de croisement. Ces critères sont proposés par des chercheurs à travers des expériences effectuées et des connaissances a priori. Certains chercheurs proposent une relation entre la taille de population et le choix de ces probabilités ; alors pour une population de taille grande $N=100$ ils prennent $p_m = 0.001$ et $p_c = 0.6$ et pour une population de taille petite $N=30$ ils prennent $p_m = 0.01$ et $p_c = 0.9$ [64]. D'une façon générale, pour trouver des valeurs optimales de ces deux paramètres, il faut que la probabilité de croisement soit choisie dans l'intervalle $[0.6 \text{ } 0.99]$, et celle de mutation dans l'intervalle $[0.001 \text{ } 0.01]$ [9,64,68].

IV.7.3 Nombre de générations

C'est un chiffre que l'expérimentateur doit fixer. Il est préférable qu'il soit assez grand afin de mieux visualiser la convergence de la solution. Certains auteurs utilisent un nombre de 1000 générations et d'autres 10000. L'essentiel est de trouver des solutions en un nombre réduit de générations [64].

IV.8 OPTIMISATION DES REGULATEURS DE VITESSE DE LA MADA PAR ALGORITHME GENETIQUE

Nous avons vu précédemment que les deux régulateurs utilisés pour commander la vitesse de la MADA ont donnés des performances satisfaisantes notamment au niveau du régime dynamique. Mais l'inconvénient majeur remarqué est le manque de techniques de conception. Afin de remédier ce problème et pour améliorer les performances obtenues, cette partie est consacrée à l'application des algorithmes génétiques pour la conception et l'optimisation des gains des deux régulateurs PI classique et PI flou. Les algorithmes génétiques garantissent cette optimisation et localisent l'optimum global. Cependant, une combinaison de l'algorithme génétique et un algorithme de recherche locale, tels que le Gradient ou le Simplex permettent un calcul de l'optimum global avec précision et permet d'améliorer la qualité du résultat obtenu. Ces deux méthodes de recherche locales seront adoptées comme une hybridation avec les algorithmes génétiques. Les deux paragraphes suivants présentent brièvement le principe de chacune de ces deux méthodes.

IV.8.1 Méthode de gradient

C'est une méthode d'optimisation déterministe de descente basée sur une évaluation du gradient à chaque itération, et ensuite un déplacement suivant la direction du gradient. Le principe de base de cette méthode consiste à minimiser une fonction à plusieurs variables. Elle nécessite le calcul de la dérivée de la fonction à optimiser [11,86,87]. On part d'un point de départ x_0 qui est une solution initiale et on itère la suite $x_{k+1} = x_k + d_k g_k$ ou d_k est le pas de descente et $g_k = \frac{df}{dx} |_{x_k}$ est la direction. Le choix de d_k se fera de sorte que $f(x_{k+1}) < f(x_k)$.

Le gradient peut descendre avec un pas fixe ou variable (adaptatif). Si on connaît la dérivée seconde on peut descendre en utilisant le gradient avec un pas optimal. L'avantage de cette méthode réside dans sa facilité de mise en œuvre ; mais son inconvénient majeur est qu'elle prend un temps de calcul considérable [11,87].

IV.8.2 Méthode de simplex ou de Nelder-Mead

La méthode de Nelder-Mead est un algorithme d'optimisation non-linéaire. Elle est due à Nelder et Mead en 1965. C'est une méthode numérique qui minimise une fonction dans un espace à plusieurs dimensions. Cette méthode utilise le concept de simplex qui est un polytope de $n+1$ sommets dans un espace à n dimensions.

On démarre avec un simplexe de cet espace. La première étape consiste à enlever le point du simplexe où la fonction est maximale et à le remplacer par la réflexion de ce point par rapport au centre de gravité des n points restants [88]. A chaque pas de l'algorithme, une nouvelle solution est générée. Cette nouvelle solution remplacera la plus mauvaise solution des $n+1$ points conservés. On répète cette procédure jusqu'à ce que les $n+1$ points aient la même performance à une précision près [87]. Cette méthode est capable de s'adapter à la topologie de la fonction objective et de l'espace des solutions admissibles et permet de résoudre un problème d'optimisation multivariable sans faire appel à la dérivée de la fonction objective [11,87].

IV.8.3 Procédure d'optimisation des deux régulateurs

La procédure d'optimisation est un algorithme hybride qui se compose d'un algorithme génétique combiné avec une méthode de recherche locale (Gradient ou Simplex) et qui agit sur les paramètres du régulateur. La figure suivante illustre le schéma de cette procédure.

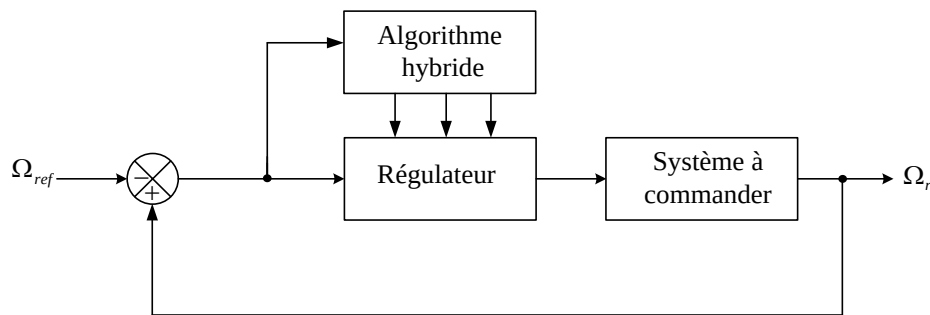


Fig. IV.7 Principe d'optimisation par algorithme génétique-gradient ou simplex.

Notre objectif est d'optimiser le temps de réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre la vitesse de rotation et sa référence. Pour cela, on définit la fonction objective comme suit :

$$f_{obj} = \int_0^{tf} (\Omega_{ref} - \Omega_r)^2 dt \quad (IV.7)$$

La procédure d'optimisation des paramètres des régulateurs peut être résumée par les étapes suivantes :

- Générer aléatoirement une population initiale ;
- Evaluer cette population ;
- Appliquer les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) ;
- Evaluer la nouvelle population créée par les opérateurs génétiques ;

- Répéter la procédure pour un nombre de générations donné ;
- Choisir le meilleur individu de la dernière génération ;
- Utiliser une méthode de recherche locale (gradient ou simplex) pour finaliser l'opération de l'optimisation effectuée par l'AG.

Dans ce qui suit, on appliquera cette procédure aux deux régulateurs PI classique et PI flou respectivement.

IV.8.4 Optimisation du régulateur PI classique

L'optimisation de ce régulateur se fait par une stratégie hybride algorithme génétique- méthode de simplex à l'aide de la fenêtre "*Gatool*" développée sous Matlab. Voici les paramètres de l'algorithme utilisé :

- Taille de la population $T=30$;
- Sélection par la roulette ;
- Croisement multiple avec une probabilité $p_c = 0.8$;
- Mutation uniforme avec une probabilité $p_m = 0.01$;
- Nombre de générations $N=300$;
- Méthode d'hybridation : simplex.

IV.8.5 Résultats de simulation

Pour pouvoir montrer l'utilité de l'optimisation des gains du PI classique par l'algorithme génétique combiné avec la méthode de simplex, on a effectué les mêmes étapes de simulation présentées dans le deuxième chapitre. D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque bien l'amélioration des performances dynamiques. En effet, la vitesse de rotation atteint sa référence au bout d'un temps de réponse de 0.05 s au démarrage à vide (voir figure IV.8). Cette réponse est assez rapide comparativement à celle obtenue par le PI classique non optimisé, ceci montre bien l'efficacité de la procédure d'optimisation hybride génétique-simplex.

Et pour le deuxième essai concernant l'application d'un couple de charge de 25 N.m entre l'instant $t = 0.2$ s et 0.4 s après un démarrage à vide, on obtient les résultats de simulation illustrés par la figure (IV.9). Selon ces résultats, on note également une amélioration considérable au niveau des déviations apparues dans la réponse de vitesse lors de l'application et la suppression du couple. Celles-ci sont réduites comparativement à celles du PI classique non optimisé.

De même pour l'essai de changement de consigne, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100$ rd/s suivi d'un changement de consigne de 100 rd/s à 50 rd/s à $t = 0.2$ s, puis une inversion du sens de rotation à -100 rd/s à partir de $t = 0.4$ s. Ensuite, on a simulé le processus inverse entre 0.6 et 1 s. La figure (IV.10) représente les résultats de simulation obtenus. Selon cette figure, une autre amélioration est constatée lors du changement de consigne caractérisée par la diminution du temps nécessaire pour faire ce changement.

Afin de tester la robustesse du PI optimisé vis-à-vis des variations paramétriques et non paramétriques, on a refait le même processus de simulation réalisé aux chapitres précédents. Les figures (IV.11-14) illustrent les réponses dynamiques de la vitesse réglée par un PI optimisé et celles du PI classique non optimisé pour différentes valeurs de la résistance rotorique, des inductances, de l'inertie et de la fréquence rotorique.

Les résultats obtenus montrent la robustesse des régulateurs et aucune amélioration n'a été notée, à part le temps de réponse de la vitesse et sa déviation lors de l'application et de la suppression de la charge.

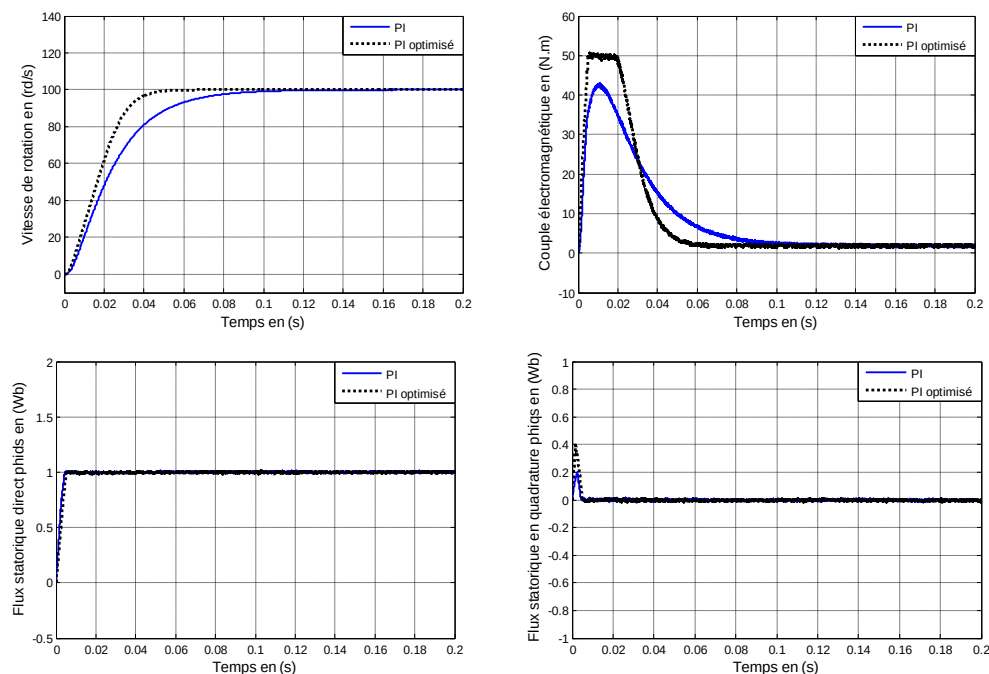


Fig. IV.8 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique.

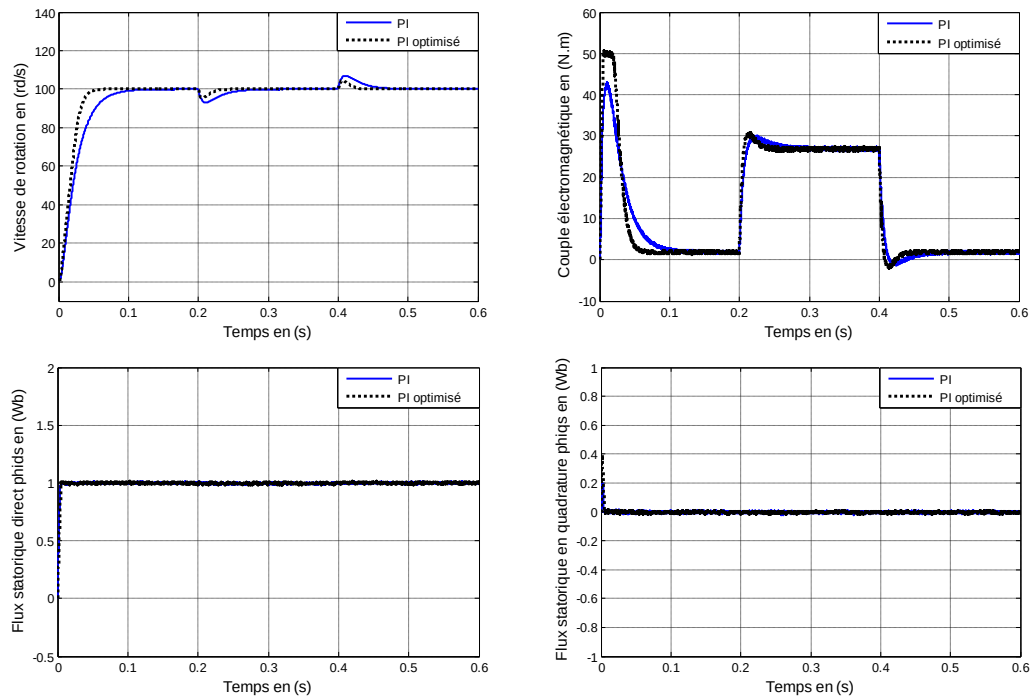


Fig. IV.9 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de 25 N.m entre $t = 0.2$ s et 0.4 s .

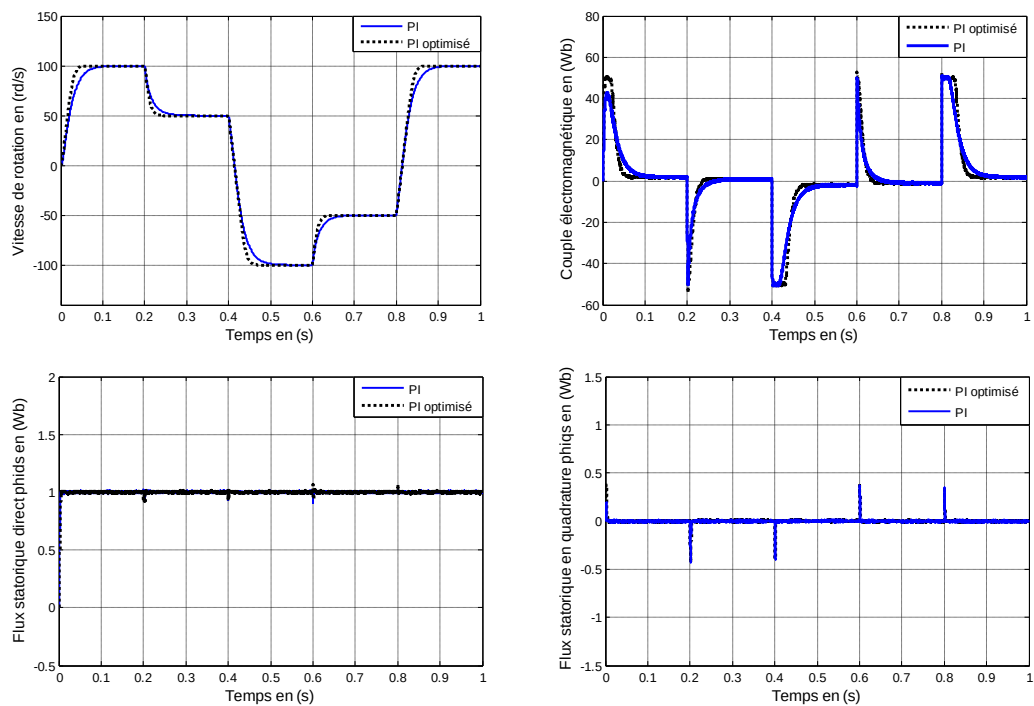


Fig. IV.10 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.

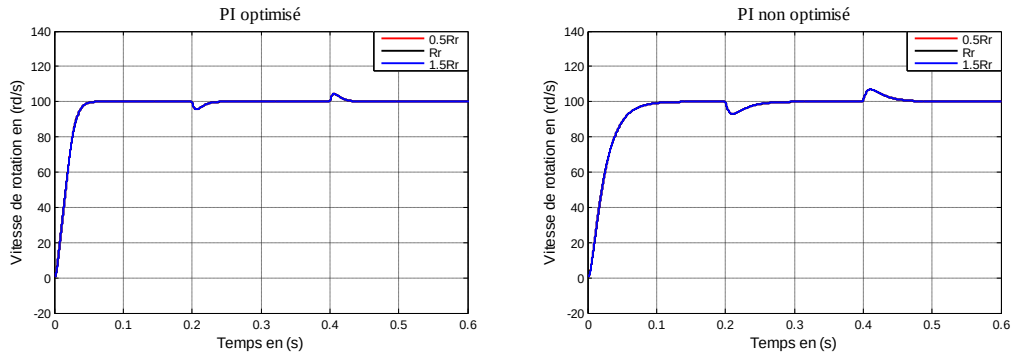


Fig. IV.11 Influence de la variation de la résistance rotorique R_r .

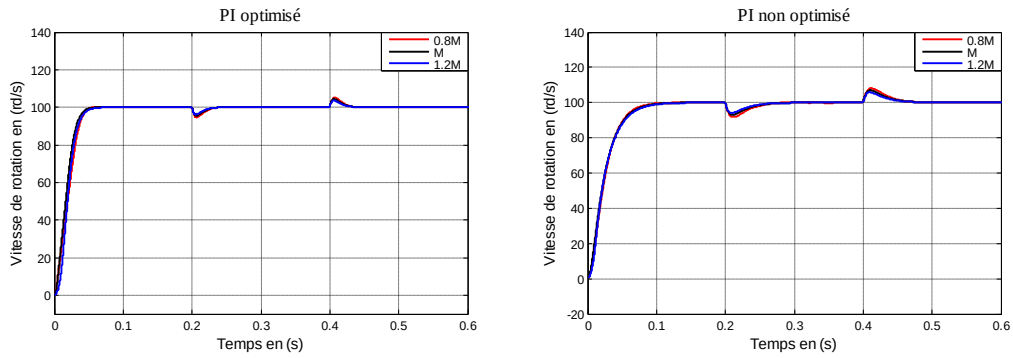


Fig. IV.12 Influence de la variation des inductances L_s , L_r et M à la fois de $\pm 20\%$ de la mutuelle inductance.

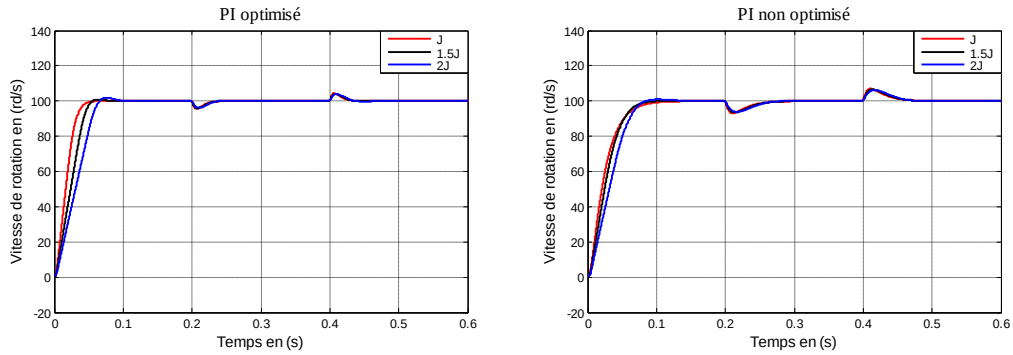


Fig. IV.13 Influence de la variation de l'inertie J .

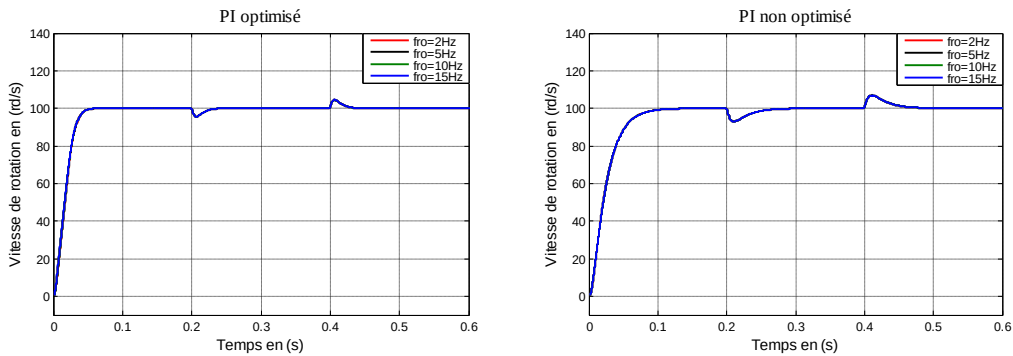


Fig. IV.14 Influence de la variation de la fréquence rotorique f_{ro} .

IVI.8.6 Optimisation du régulateur PI flou

Dans ce cas d'optimisation, on a essayé l'hybridation de l'algorithme génétique et la méthode du gradient. Les meilleurs résultats ont été obtenus avec une procédure d'optimisation génétique-gradient dont les paramètres sont les suivants :

- Taille de la population $T=100$;
- Sélection par la roulette ;
- Croisement multiple avec une probabilité $p_c = 0.9$;
- Mutation uniforme avec une probabilité $p_m = 0.01$;
- Nombre de générations $N=300$;
- Méthode d'hybridation : gradient.

IV.8.7 Résultats de simulation et interprétation

Pour montrer les performances obtenues par le PI flou optimisé, on a simulé le même comportement dynamique et les mêmes essais précédents concernant le PI classique optimisé. C'est-à-dire un démarrage à vide puis une insertion d'un couple de charge et un changement de consigne de la vitesse. On a aussi testé la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques et non paramétriques. Les résultats obtenus sont représentés par les figures (IV.15-24). La figure (IV.15) qui représente le zoom de la réponse dynamique de la vitesse au démarrage à vide, montre une légère amélioration de la rapidité de la réponse de vitesse qui atteint sa référence pendant un temps de 0.032 s. Ce dernier a été de 0.04 s dans le cas du PI flou non optimisé (on doit noter que le dimensionnement du PI flou est fait par tâtonnement après plusieurs tests de simulation). De plus, d'après l'essai de changement de consigne, on note que ce changement se fait un peu rapidement comparativement à celui du PI flou non optimisé. En ce qui concerne les tests de la robustesse, on note que le régulateur optimisé perd un peu ses performances vis-à-vis de l'augmentation des inductances et de l'inertie surtout en terme de temps de réponse.

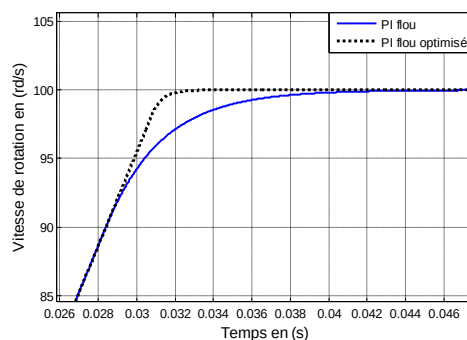


Fig. IV.15 Le "Zoom" de la réponse dynamique de la vitesse au démarrage à vide.

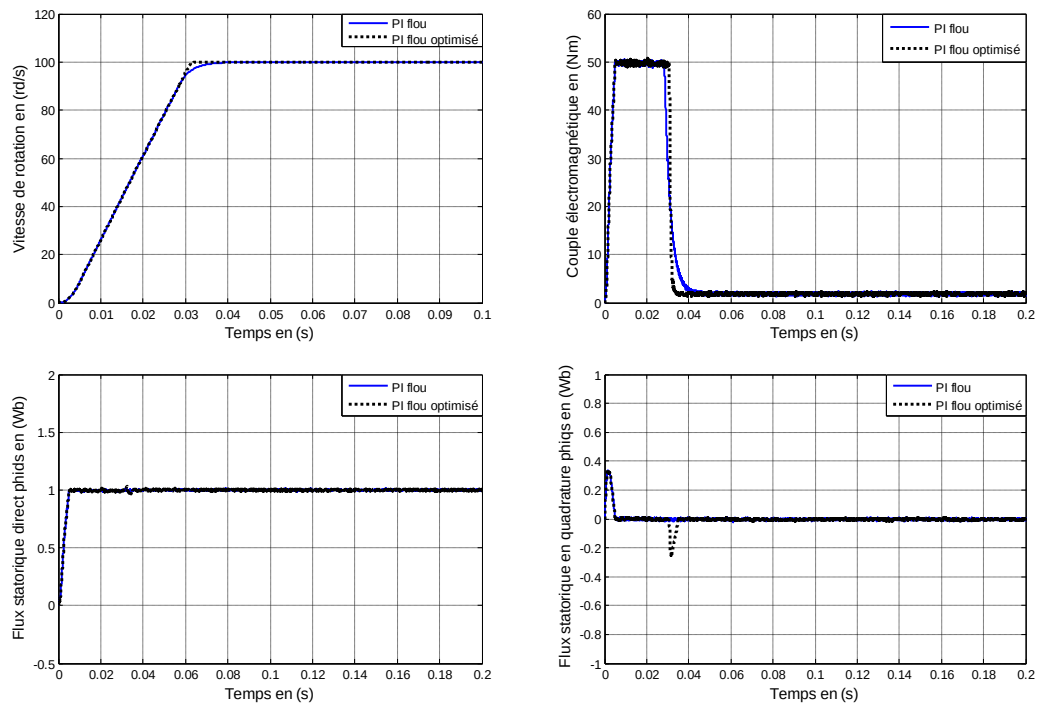


Fig. IV.16 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou.

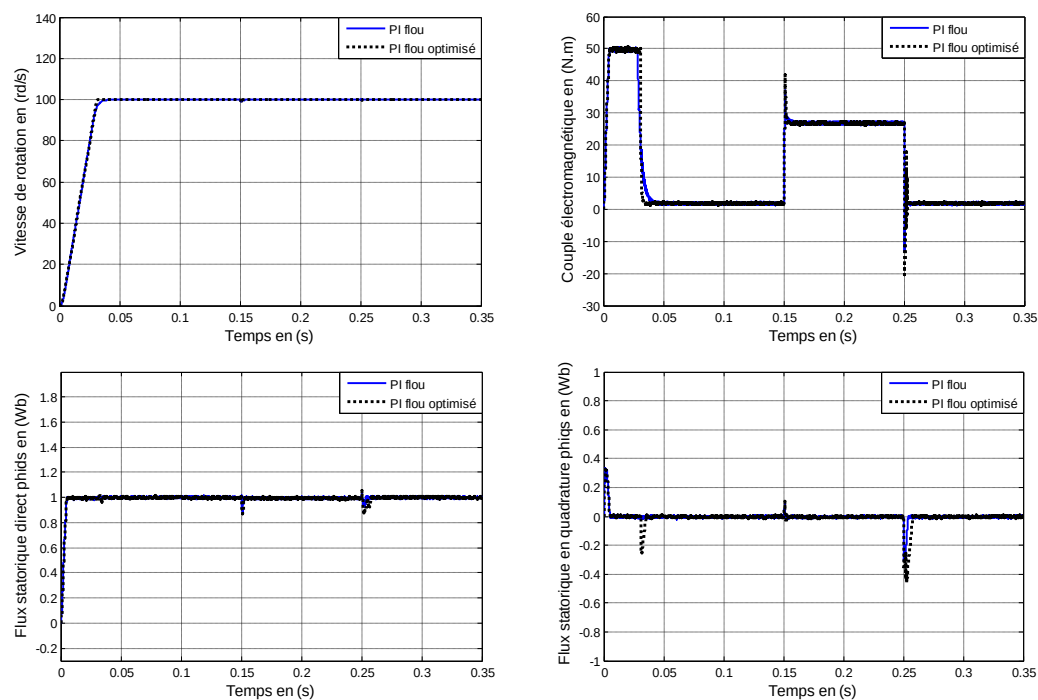


Fig. IV.17 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de 25 N.m entre $t = 0.15$ s et 0.25 s.

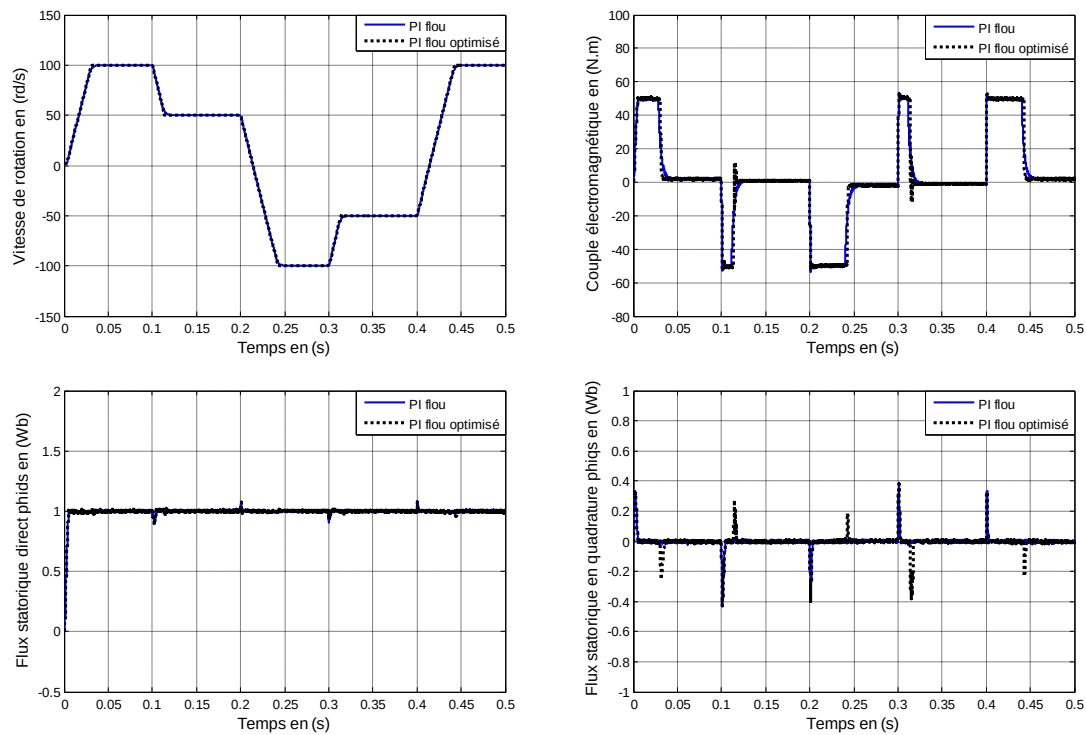


Fig. IV.18 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI flou pour différentes consignes de vitesse.

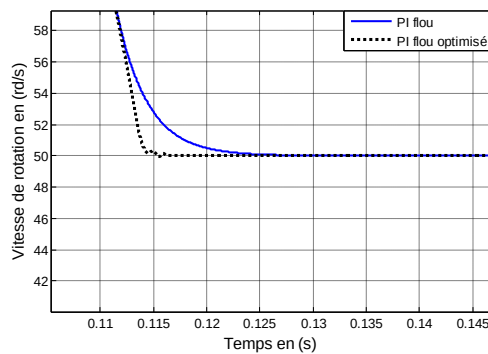


Fig. IV.19 Le "Zoom" de la réponse de la vitesse pendant le changement de consigne.

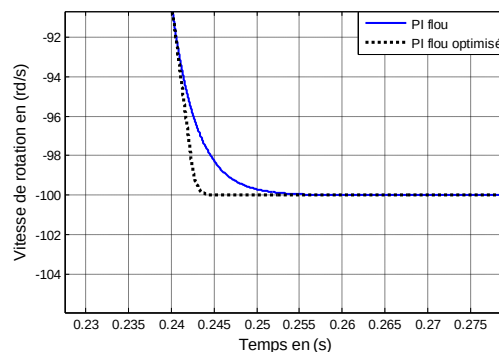


Fig. IV.20 Le "Zoom" de la réponse de la vitesse pendant l'inversion du sens de rotation.

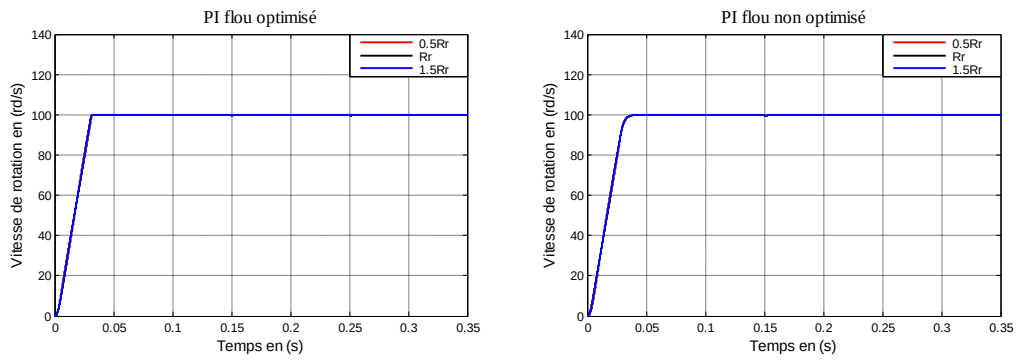


Fig. IV.21 Influence de la variation de la résistance rotorique R_r .

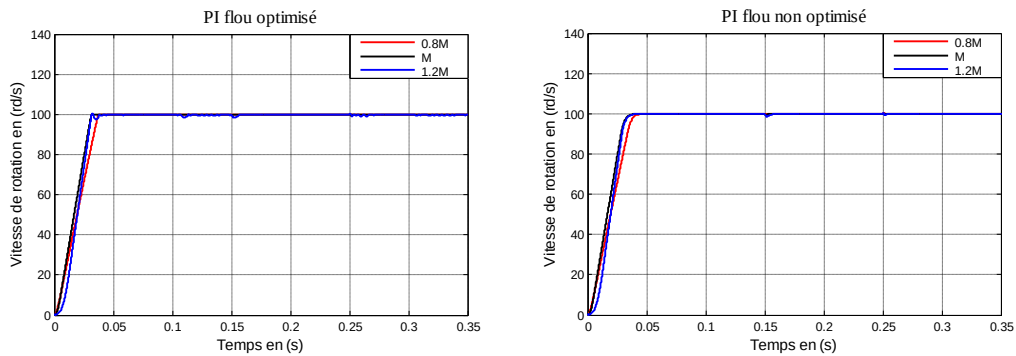


Fig. IV.22 Influence de la variation des inductances L_s , L_r et M à la fois de $\pm 20\%$ de la mutuelle inductance.

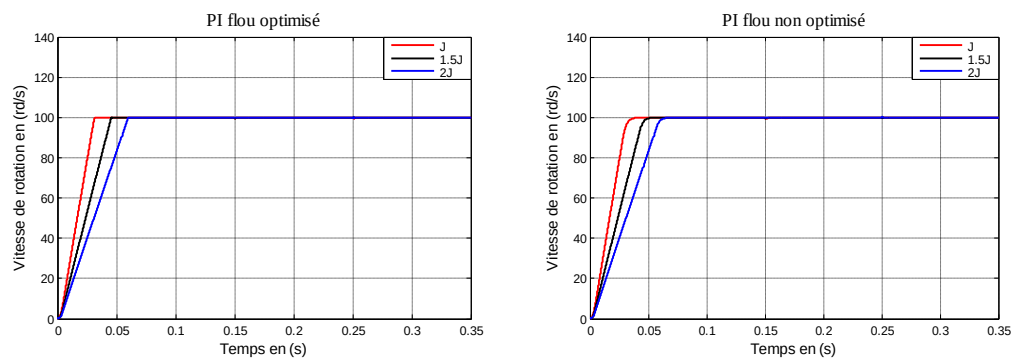


Fig. IV.23 Influence de la variation de l'inertie J .

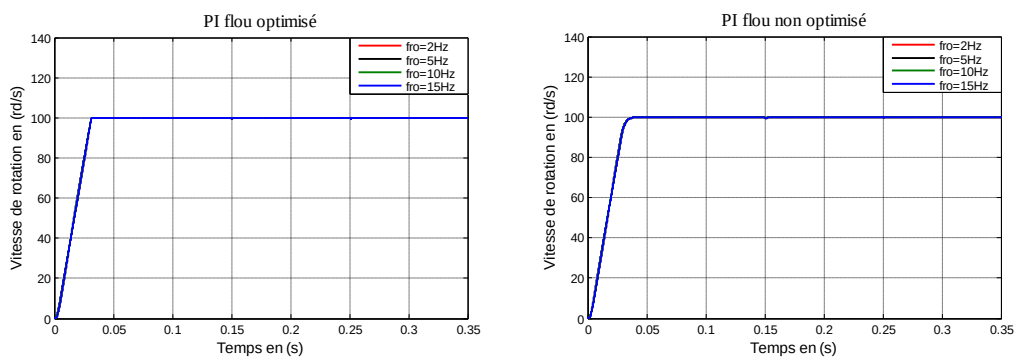


Fig. IV.24 Influence de la variation de la fréquence rotorique f_{ro} .

IV.9 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de donner une vue générale sur les concepts des algorithmes génétiques. Nous pouvons conclure que ceux-ci sont des algorithmes simples de conception et peuvent résoudre des problèmes assez complexes avec une bonne précision. Cependant, ils présentent certaines limites et des difficultés. Ces difficultés reposent sur le choix des critères d'arrêt : la taille de la population, le nombre de générations, la probabilité de croisement et de mutation et les techniques à utiliser pour les réaliser. Le bon choix de ses paramètres exige une bonne connaissance du système à étudier et le problème à résoudre.

L'application de ces algorithmes à la conception optimale des deux régulateurs nous a permis d'avoir de bons résultats. D'après ces résultats, on a noté une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse. On a noté également que la commande vectorielle peut être sensible à la variation des inductances et de l'inertie surtout. L'effet de la variation de l'inertie sur la réponse de vitesse paraît normal. Mais l'effet de la variation des inductances, la cause est dû à l'absence de la boucle du flux. Pour remédier à ce problème et améliorer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations paramétriques, il sera intéressant d'introduire une boucle de régulation du flux. Ce problème est le souci du prochain chapitre à travers lequel nous proposons une technique d'estimation de flux basée sur le mode de glissement qui peut être utilisée pour commander le flux et améliorer le découplage entre le flux et le couple.

V.1 INTRODUCTION

La commande de la MADA s'appuie sur la mesure de ses courants statoriques et rotoriques, la vitesse ou la position du rotor, grandeurs physiques qui doivent fournir des informations suffisantes en qualité et en quantité de l'état de la machine. Quelque soit la technique de commande appliquée à la MADA (commande vectorielle, commande scalaire ou la commande directe du couple DTC), pour asservir la vitesse de la charge, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût important du variateur spécialement pour les faibles puissances [16,21,26]. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, plusieurs recherches ont été orientées vers la suppression des ces capteurs mécaniques et de les remplacer par des estimateurs ou des observateurs. Dans ce cas, l'information de vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques en utilisant des observateurs [16,21,89]. Ces derniers permettent l'élaboration d'un modèle d'estimation d'état utilisant les grandeurs accessibles du système, telles que ses entrées et ses sorties [90].

Une grande partie des méthodes d'estimation proposées dans la littérature est basée sur des estimateurs qui dépendent du modèle de la machine. Parmi ces derniers, on trouve le filtre de Kalman, l'observateur de Luenberger, l'observateur à modes glissants et à base de la commande adaptative. D'autre part, il existe des méthodes d'estimation de vitesse sans modèle à partir des saillances dans la machine par exemple ou à base des techniques intelligentes [14,91]. L'observateur à modes glissants présente beaucoup d'avantages grâce à sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Son principe est basé sur la théorie du mode glissant. Ce type de systèmes a été étudié tout d'abord en Union Soviétique et fondé par le professeur Emelyanov puis introduit comme une technique de commande non linéaire par Utkin [5,14,15].

Ce chapitre présente un bref aperçu sur la théorie du mode glissant et ses applications dans la commande des systèmes. On va présenter aussi la synthèse d'un observateur à modes glissants afin d'estimer le flux de la MADA. De plus, des résultats de simulation concernant le système de commande de vitesse par un PI classique et un PI flou d'une MADA à flux statorique orienté munie d'un observateur de flux à modes glissants seront présentés. D'autre part, on va simuler aussi le comportement de la MADA sans capteur de vitesse en se basant sur un observateur à modes glissants d'ordre complet permettant l'observation du flux et de la vitesse.

V.2 THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov [5,92-94], puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par Young, Harasima et Hashimoto [5]. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes [94].

Après ce bref historique de la théorie du mode glissant, on va présenter dans ce qui suit le concept général de cette théorie.

V.3 NOTIONS D'UN SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement [5,94]. Le terme «*Système à structure variable*» apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls.

V.4 COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La commande par mode glissant est l'une des techniques de commande non linéaire qui est caractérisée par sa robustesse et son efficacité. Elle consiste à commuter à l'aide des fonctions discontinues la structure du système dynamique de manière que le vecteur d'état suive une trajectoire $s(x)=0$ dans l'espace d'état [26,31,95,96]. Les objectifs principaux de cette technique de commande sont [26] :

- Synthétiser une surface de glissement de telle manière à ce que toutes les trajectoires d'état du système obéissent à un comportement désiré en terme de poursuite, de régulation et de stabilité ;

- Déterminer une loi de commande ou de commutation, qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface ;
- Réduire le phénomène de chattering (broutement), dû à la discrétisation des fonctions de commutation.

V.4.1 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être effectuées [5,92,94-96] :

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès ;
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

V.4.1.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé [17]. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état. Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{V.1}$$

Où : $x(t)$ est le vecteur d'état, $u(t)$ est le vecteur de commande et $y(t)$ est la sortie.

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande [94]. La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [9]. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [26] :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} (x_{ref} - x)\tag{V.2}$$

Où :

r : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande ;

λ : est une constante positive.

V.4.1.2 Condition d'accès au mode glissant

Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. Afin de déterminer ces conditions d'existence et de convergence du régime glissant, deux approches ont été proposées [5,92-94] :

- L'approche directe qui est la plus ancienne, a été proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini. Elle est exprimée par :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (V.3)$$

- L'approche de Lyapunov qui est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive appelée fonction de Lyapunov qui peut être donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (V.4)$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov [9]. La dérivée de la fonction $V(x)$ donne :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (V.5)$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que [94] :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (V.6)$$

V.4.1.3 Synthèse des lois de commande du mode glissant

Afin d'assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir une loi de commande sous la forme suivante [3] :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (V.7)$$

Telle que u_{eq} est la commande équivalente définie par Utkin. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement (propriété d'invariance). La commande équivalente est exprimée, en considérant que la dérivée de la surface est nulle c'est à dire $\dot{s}(x) = 0$ [5,26,54]. En effet, on peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme étant la valeur moyenne de la commande lors de la commutation rapide entre ces deux valeurs u_{max} et u_{min} [15]. Tandis que u_n est la commande discrète qui est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [5,94]. Quand le système défini par l'équation (V.1) fonctionne en régime glissant, sa dynamique vérifie la condition $\dot{s}(x) = 0$. La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} (Ax(t) + Bu(t)) \quad (V.8)$$

En remplaçant l'expression de u dans l'équation (V.8), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} [Ax(t) + Bu_{eq}] + \frac{ds}{dx} Bu_n \quad (V.9)$$

Lorsque le mode glissant est atteint et en régime permanent, la surface de glissement est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente [5,94] :

$$u_{eq} = -\left[\frac{ds}{dx} B\right]^{-1} \left[\frac{ds}{dx} Ax(t)\right] \quad (V.10)$$

Pour assurer l'attractivité de la surface de glissement, il suffit d'ajouter le terme u_n à la loi de commande, de telle sorte que :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0$$

C'est-à-dire :

$$s(x) \frac{ds}{dx} Bu_n < 0 \quad (V.11)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de u_n soit opposé à celui de $s(x) \frac{ds}{dx} B$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [5,26,94] :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (V.12)$$

La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais :

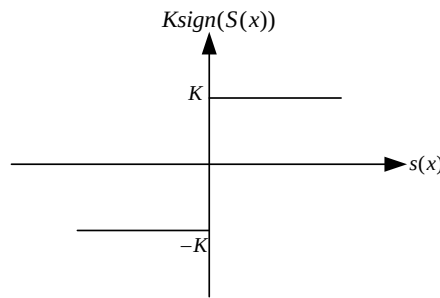


Fig. V.1 Fonction *sign* (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "*chattering*". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction *signe*. Ce phénomène de *chattering* ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance [26,97]. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de *saturation* (voir Figure V.2) à la fonction *signe* dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par :

$$sat(s(x)) = \begin{cases} K & \text{si } s(x) > \varepsilon \\ -K & \text{si } s(x) < -\varepsilon \\ \frac{Ks(x)}{\varepsilon} & \text{si } |s(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (V.13)$$

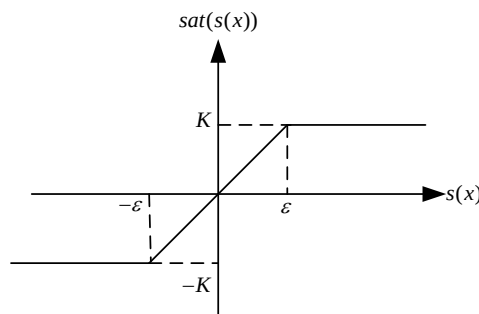


Fig. V.2 Fonction de *saturation* (Commande adoucie).

V.5 OBSERVABILITE ET OBSERVATEURS

L'observabilité d'un processus est un concept très important en automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non. En général, pour des raisons de réalisabilité technique, de coût, ... etc, la dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. En effet, le problème fondamental de l'analyse d'observabilité d'un système physique est de pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties.

Dans l'affirmative, la théorie de l'estimation fournit alors des outils pour reconstruire cet état. Cet outil qui estime ou observe l'état d'un système est appelé un observateur ou un estimateur [14,90].

V.5.1 Présentation des observateurs

V.5.1.1 Description

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées. Cette estimation doit être obtenue en temps réel. L'observateur permet donc de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

La comparaison de la sortie mesurée à son estimée permet de générer des signaux appelés "résidus" devant être capables de nous informer sur l'état de fonctionnement des capteurs et actionneurs ainsi que sur l'état du processus [16,90].

V.5.1.2 Principe d'un observateur

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la figure (V.3). Elle fait intervenir, tout d'abord, un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte aussi le nom du *prédicteur* et qui est caractérisé par la même dynamique du système. La structure complète inclut une boucle de contre réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle. L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice des gains, notée K . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence la plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel.

Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé $\hat{y}$ donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés $\hat{x}$ par le retour d'état. Pour un choix judicieux de la matrice des gains K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro. Afin de connaître bien le principe d'un observateur, on suppose que le système étudié est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{V.14}$$

L'observateur est une copie du système original plus un terme de gain. Donc, il est décrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + K\varepsilon \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\tag{V.15}$$

La structure générale d'un observateur d'état est illustrée par la figure suivante :

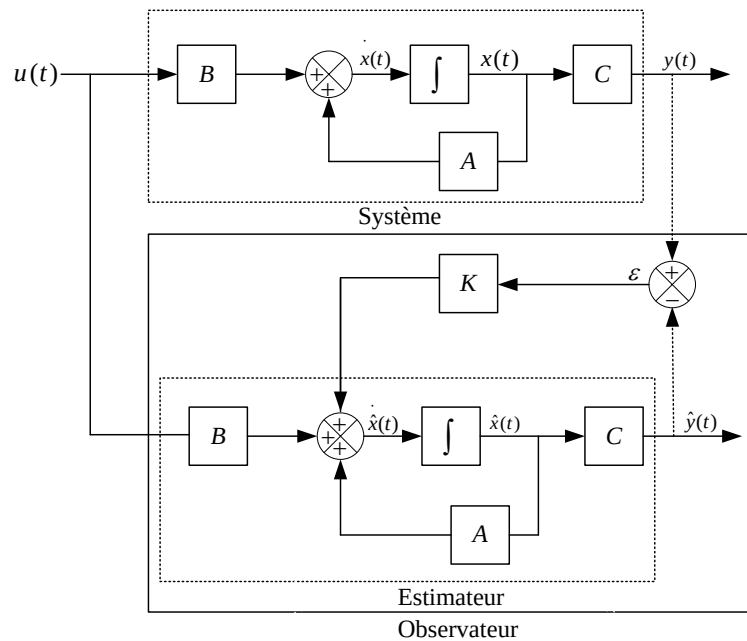


Fig. V.3 Principe de l'observateur.

V.5.2.3 Classification des observateurs

Il existe deux familles des observateurs, les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques [14] :

- Les observateurs déterministes sont des observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état. L'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs, on cite l'observateur de Luenberger et l'observateur à mode glissant.
- Les observateurs stochastiques sont des observateurs qui donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système. Parmi ces observateurs, on cite le filtre de Kalman pour les systèmes stochastiques linéaires et le filtre de Kalman étendu pour les systèmes non-linéaires.

V.5.2.4 Observateur à mode glissant

Dans notre travail, on s'intéresse à l'observateur d'état à mode glissant. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété $S(x)$ de dimension $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées *conditions de glissement*. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$. Dans cet observateur, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation d'état $(x - \hat{x})$. A partir de leurs conditions initiales, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre [97].

V.5.2.5 Etapes de dimensionnement de l'observateur

Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à modes glissants sont connues et clairement identifiées par Slotine, Hedrick et Misawa. Ces dernières sont rappelées ci-dessous [97]. Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n défini comme suit :

$$\dot{x}(t) = f(x, u) \quad x \in R^n \quad (V.16)$$

Ainsi qu'un vecteur de mesure d'ordre p associé au vecteur d'état du système :

$$y(t) = h(x) \quad y \in R^p \quad (V.17)$$

L'observateur à modes glissants est défini par la structure suivante [6] :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= f(\hat{x}, u) + \Lambda \operatorname{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y}(t) &= h(\hat{x})\end{aligned}\quad (\text{V.18})$$

Pour toutes ces équations, les variables considérées sont :

$\hat{x} \in R^n$ représente l'estimée du vecteur d'état x ;

u est le vecteur de commande ;

$f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de la fonction $f(x, u)$;

Λ est une matrice $n \times p$ contenant les gains correctifs de l'observateur ;

y et $\hat{y}$ sont les sorties mesurée et estimée, de dimension $p \times 1$, respectivement :

Et :

$$\operatorname{sign}(y - \hat{y}) = [\operatorname{sign}(y_1 - \hat{y}_1) \operatorname{sign}(y_2 - \hat{y}_2) \dots \operatorname{sign}(y_p - \hat{y}_p)]^t \quad (\text{V.19})$$

La figure suivante présente le schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant :

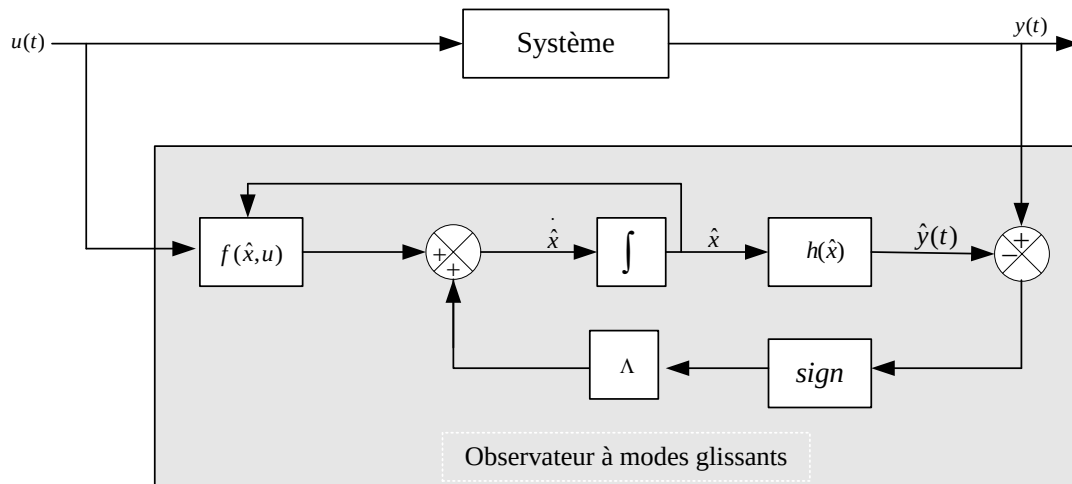


Fig. V.4 Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants.

L'observateur à modes glissant doit respecter deux conditions [97] :

- La première concerne l'atteinte et la garantie de l'attractivité de la surface de glissement $S(x) = 0$ de dimension p . Celle-ci est attractive si la fonction de Lyapunov vérifie :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{pour } x \neq 0 \quad (\text{V.20})$$

- Durant le mode glissant, les termes correctifs agissent de sorte à satisfaire les conditions d'invariance suivantes :

$$S(x) = 0, \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (\text{V.21})$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites. Le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n-p)$. Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à modes glissants et déterminent son fonctionnement.

V.6 APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE

Les sections suivantes seront consacrées à l'application de l'observateur à modes glissants afin d'estimer les composantes du flux rotorique (et par conséquent celles du flux statorique) de la MADA à flux orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique et un PI flou. Ensuite, on présente aussi une technique de commande sans capteur de vitesse appliquée au même entraînement électrique à vitesse variable à l'aide d'un régulateur PI classique.

V.6.1 Synthèse de l'observateur de flux à mode glissant appliqué à la MADA

La synthèse de cet observateur se fait en se basant sur le modèle électrique de la MADA exprimé dans le repère (α, β) :

$$\begin{aligned} \frac{di_{\alpha s}}{dt} &= -Ai_{\alpha s} + \frac{B}{T_r} \varphi_{\alpha r} + B\omega_r \varphi_{\beta r} + \frac{1}{L_s \sigma} u_{\alpha s} - Bu_{\alpha r} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} &= -Ai_{\beta s} + \frac{B}{T_r} \varphi_{\beta r} - B\omega_r \varphi_{\alpha r} + \frac{1}{L_s \sigma} u_{\beta s} - Bu_{\beta r} \\ \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\alpha r} - \omega_r \varphi_{\beta r} + u_{\alpha r} \\ \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\beta r} + \omega_r \varphi_{\alpha r} + u_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{V.22})$$

Avec :

$$A = \frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{M^2 R_r}{L_r^2 L_s \sigma}; \quad B = \frac{M}{L_r L_s \sigma}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

Le système précédent peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} - B \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.24)$$

Les composantes du flux ne sont pas disponibles, la vitesse de rotation et les courants statoriques sont obtenus par une mesure directe. Sur la base des équations précédentes, l'observateur de courant et de flux peut être décrit par les équations suivantes [17, 98, 99] :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} - B \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.25)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\varphi}_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{\alpha r} \\ \hat{\varphi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (V.26)$$

Où : $\hat{i}_{\alpha s}$; $\hat{i}_{\beta s}$; $\hat{\varphi}_{\alpha r}$; $\hat{\varphi}_{\beta r}$ sont les composantes du courant statorique et du flux rotorique estimées dans le repère (α, β) . Le mode glissant est généré par les deux composantes du courant statorique. Il est défini par [17, 98, 99-100] :

$$\begin{aligned} \phi_{\alpha r} &= -\lambda_1 \text{sign}(S_1) \\ \phi_{\beta r} &= -\lambda_2 \text{sign}(S_2) \end{aligned} \quad (V.27)$$

Où : S_1 et S_2 sont les surfaces de glissement définies par :

$$S_1 = \hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s} \quad \text{et} \quad S_2 = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s} \quad (V.28)$$

λ_1 et λ_2 sont les gains de l'observateur.

L'analyse de stabilité de cet observateur consiste à déterminer les gains λ_1 et λ_2 de façon à assurer l'attractivité de la surface de glissement, cela est obtenu par la condition d'existence du mode glissant $S\dot{S} < 0$ où $S = [S_1 \ S_2]^t$. D'après cette condition, les deux gains doivent vérifier les deux inéquations suivantes [17,89, 98-100] :

$$\lambda_1 > \left| \frac{A}{B} S_1 + \frac{\varphi_{ar}}{T_r} + \omega_r \varphi_{\beta r} \right| \quad \text{et} \quad \lambda_2 > \left| \frac{A}{B} S_2 + \frac{\varphi_{\beta r}}{T_r} - \omega_r \varphi_{ar} \right| \quad (\text{V.29})$$

En choisissant λ_1 et λ_2 assez grands, le mode glissant se produit et ($S = 0$). Et pour obtenir le contrôle équivalent continu, on résout $\dot{S} = 0$ pour le terme discontinu. Ce dernier dépend des paramètres de la machine et difficile à réaliser [17,89, 98-100].

V.6.2 Estimation des composantes du flux

En utilisant les équations (V.23) et (V.25) et en supposant que les courants observés $\hat{i}_{as}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ sont égaux aux courants réels i_{as} et $i_{\beta s}$ en régime permanent [17,89,98-100], les composantes du contrôle équivalent peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ar} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{V.30})$$

En remplaçant le système d'équation (V.30) dans le système (V.26), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_{ar}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{V.31})$$

La résolution du système d'équations (V.31) donne les composantes observées du flux rotorique qu'on utilise ensuite pour calculer les composantes estimées du flux statorique. Le calcul de ces dernières se fait comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{as} &= L_s \sigma \hat{i}_{as} + \frac{M}{L_r} \hat{\phi}_{ar} \\ \hat{\phi}_{\beta s} &= L_s \sigma \hat{i}_{\beta s} + \frac{M}{L_r} \hat{\phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{V.32})$$

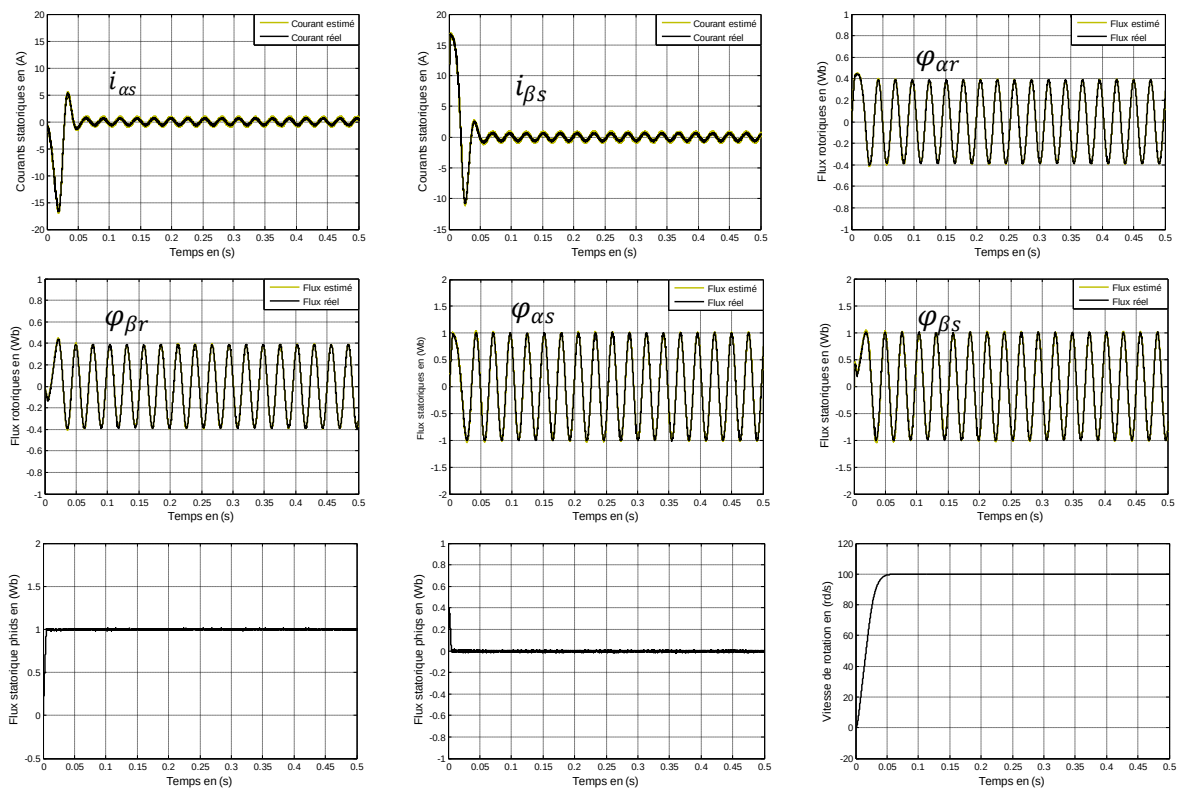


Fig. V.6 Résultats de simulation du démarrage à vide d'une MADA commandée par un PI classique, associée à un observateur de flux à modes glissants.

V.7.1.2 Introduction d'un couple de charge

Dans ce cas de simulation, un couple de charge a été introduit entre l'instant 0.2 et 0.4 s après un démarrage à vide. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (V.7). Vu ces résultats obtenus, on note que l'observateur présente une robustesse remarquable face à cette perturbation et l'estimation du flux et du courant se fait d'une manière satisfaisante.

V.7.1.3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de l'observateur de flux à modes glissants vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on a simulé le même comportement dynamique réalisé aux chapitres précédents, c'est-à-dire un changement de consigne et une inversion du sens de rotation. La figure (V.8) illustre les résultats obtenus. A partir de ces résultats, on note également une nette poursuite des valeurs estimées de leurs valeurs réelles. En effet, les composantes estimées de flux rotorique suivent leurs valeurs réelles avec une erreur pratiquement nulle (elle est de 0.0015 Wb au maximum). De même pour l'erreur d'estimation du courant statorique qui est de 0.07 A environ au maximum. Et ceci montre aussi la robustesse de cet observateur face à ces variations de la consigne de vitesse.

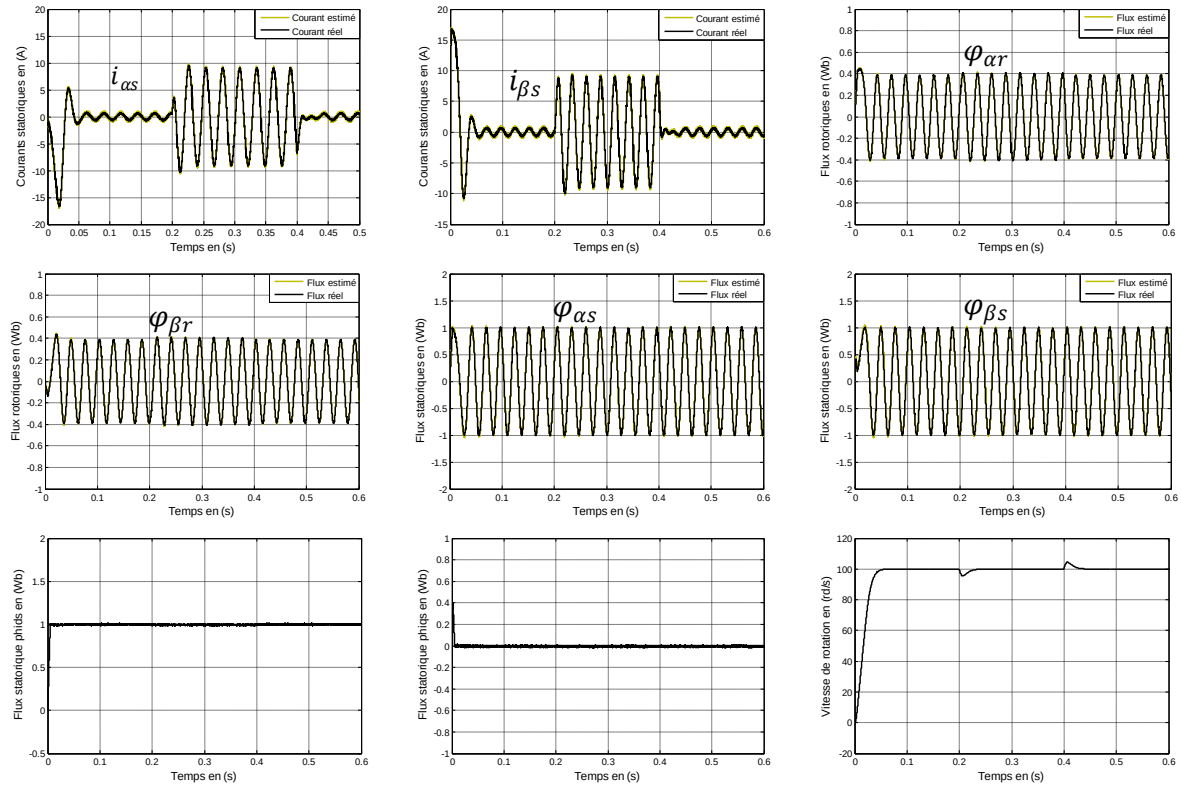


Fig. V.7 Résultats de simulation du démarrage à vide, suivi d'une application d'un couple de charge de 25 N.m entre 0.2 et 0.4 s.

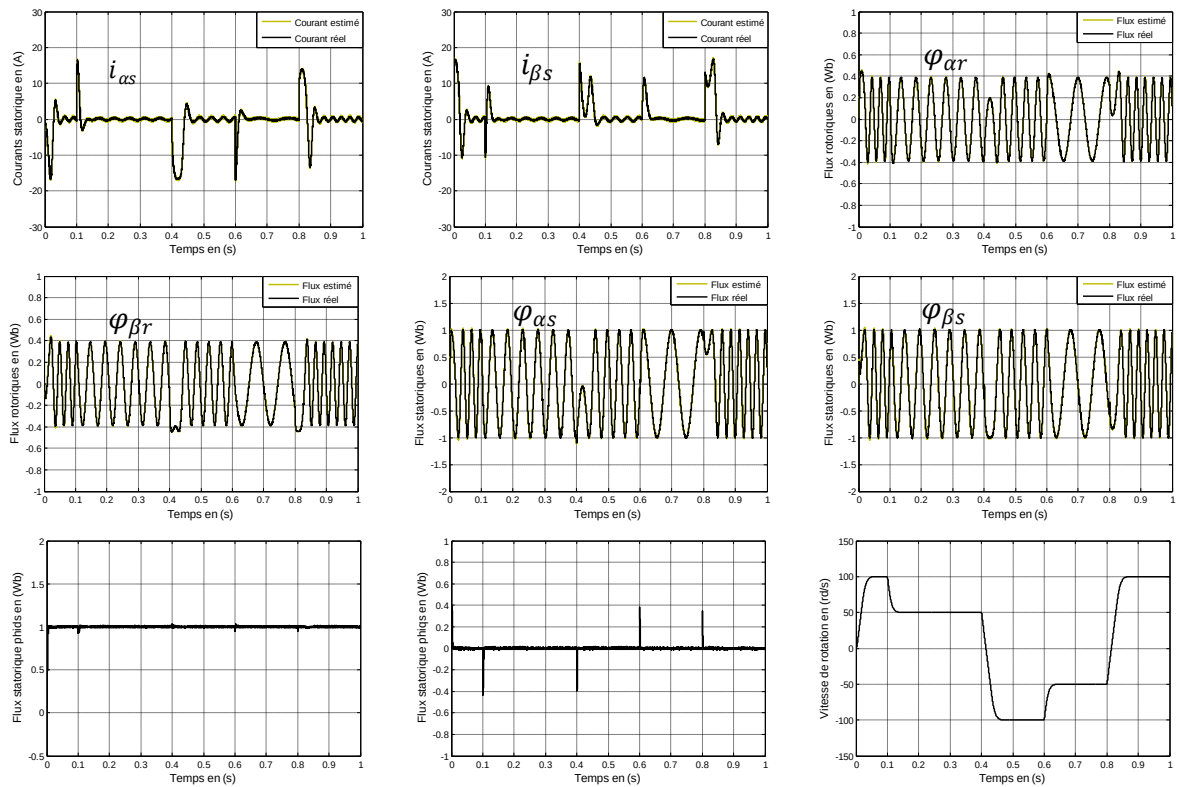


Fig. V.8 Résultats de simulation du démarrage à vide, suivi d'un changement de consigne de vitesse et d'inversion du sens de rotation.

V.7.2 Cas d'un régulateur PI flou

Dans ce cas, le régulateur PI classique a été remplacé par un PI flou et les mêmes comportements dynamiques ont été simulés, un démarrage à vide et une introduction d'un couple de charge, puis une inversion du sens de rotation. Les figures (V.9-11) illustrent les résultats obtenus. Selon ces résultats, on peut constater une bonne estimation des composantes du flux statorique et rotorique, de même pour les composantes du courant statorique dans tous les essais.

En effet, les composantes du flux rotorique suivent parfaitement leurs composantes réelles correspondantes avec une erreur d'estimation de moins de 0.005 Wb. C'est une erreur non significative et pratiquement nulle. De plus, les composantes du courant statorique présentent une erreur d'estimation de moins de 0.08 A environ. On note également que l'observateur à mode glissant présente une robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et du changement de consigne de la vitesse.

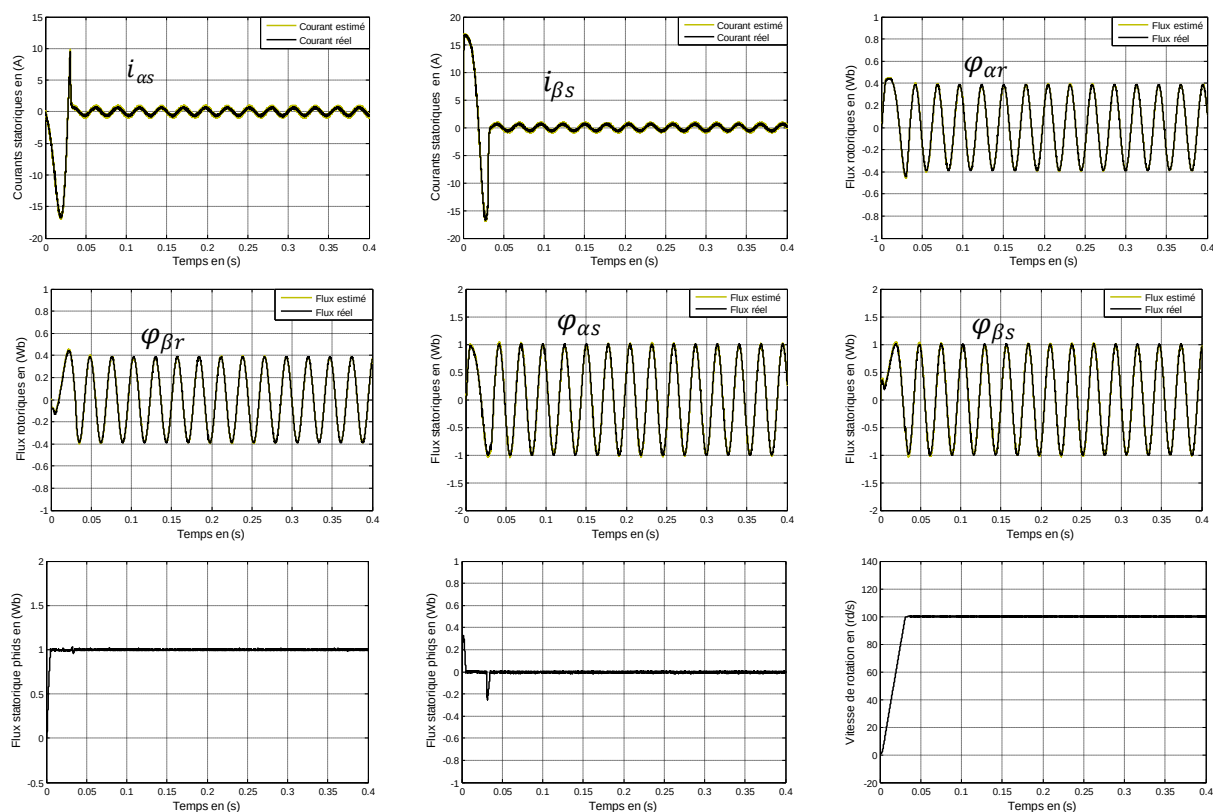


Fig. V.9 Résultats de simulation du démarrage à vide d'une MADA commandée par un PI flou, associée à un observateur de flux à modes glissants.

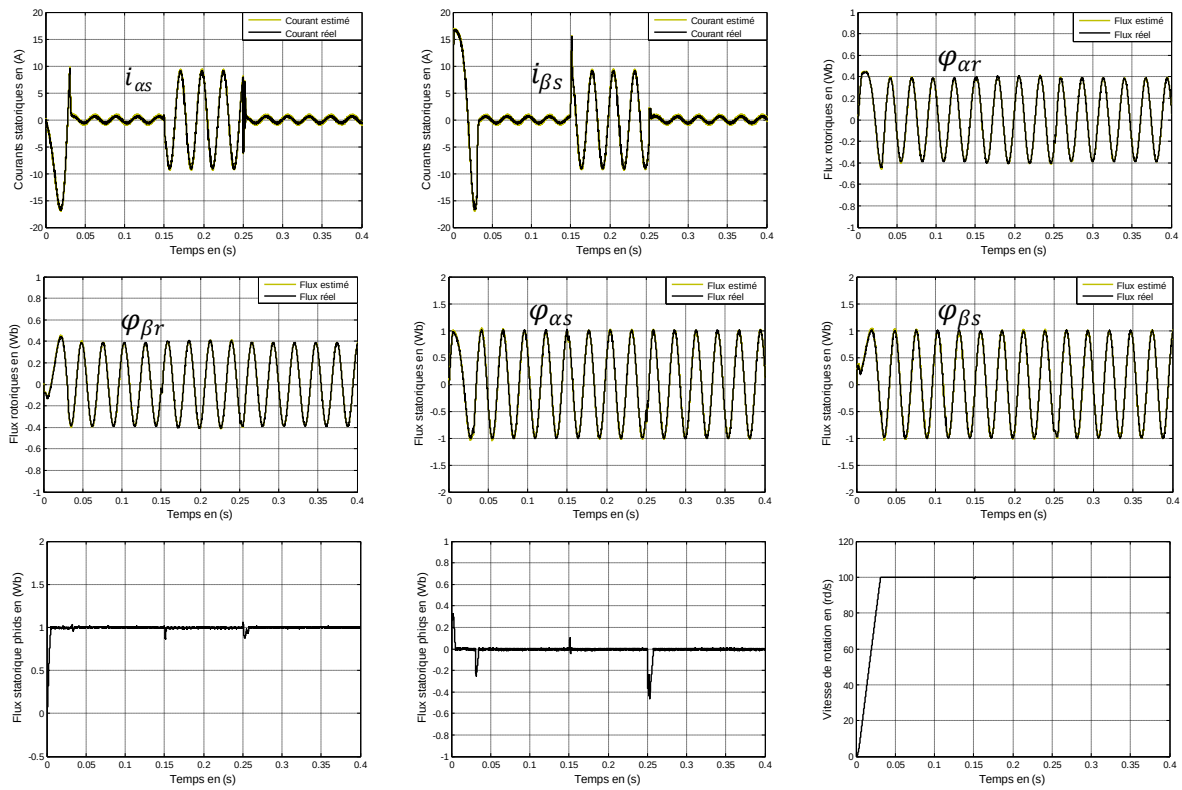


Fig. V.10 Résultats de simulation du démarrage à vide, suivi d'une application d'un couple de charge de 25 N.m entre 0.15 et 0.25 s.

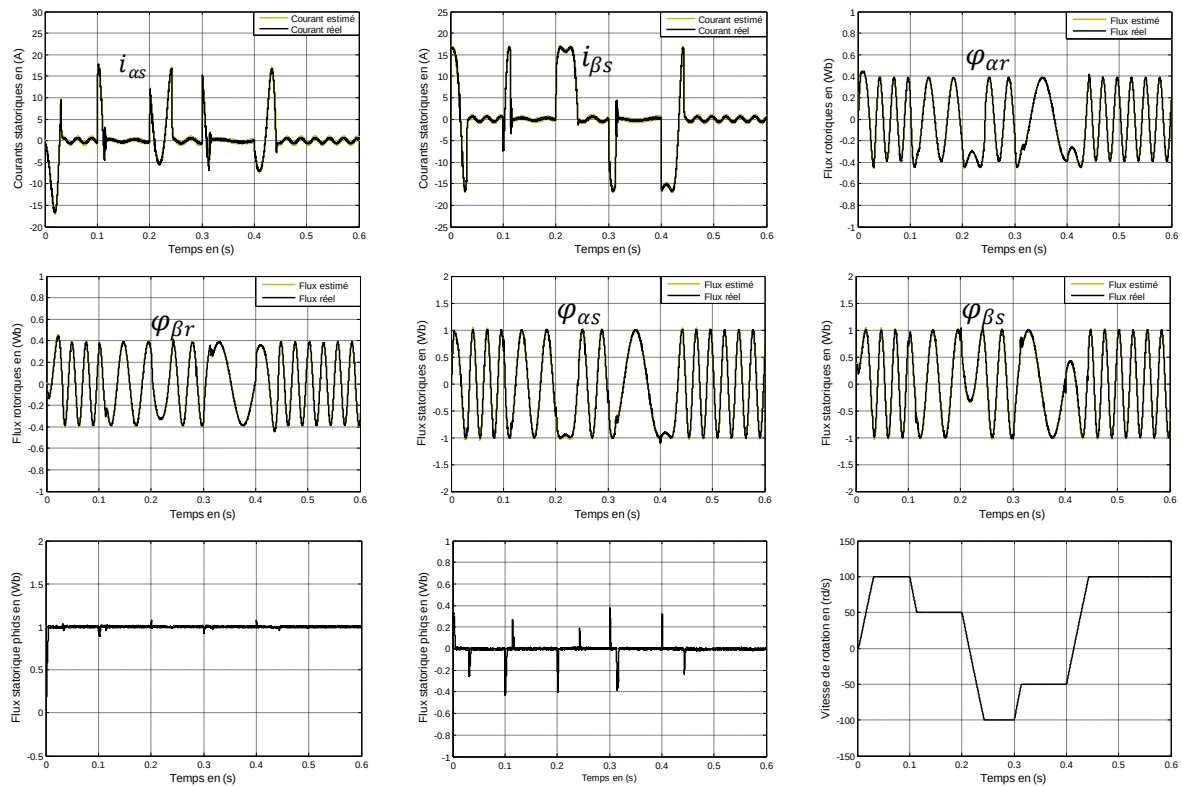


Fig. V.11 Résultats de simulation du démarrage à vide, suivi d'un changement de consigne de vitesse et d'inversion du sens de rotation.

V.7.3 Commande sans capteur de vitesse de la MADA

Dans la section précédente, l'observateur à mode glissant estime les composantes du flux. Pour des raisons économiques et techniques, l'utilisation du capteur de vitesse sera indésirable. La section suivante est consacrée à la présentation de l'algorithme de commande sans capteur de vitesse. Dans ce cas, l'observateur estime le retour de vitesse et par conséquent le capteur de vitesse est éliminé (voir figure V.5 en pointille). Afin de valider cet algorithme de commande, on va présenter des résultats de simulation pour une multitude de régimes de fonctionnement transitoires (dans ce cas d'étude, seul le régulateur PI classique a été considéré).

V.7.3.1 Algorithme d'estimation de la vitesse rotorique

Le modèle de la MADA défini par le système d'équations (V.22) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\dot{I} = BD\varphi_r - AI + \frac{1}{\sigma L_s} U_s - BU_r \quad (V.33)$$

$$\dot{\varphi}_r = -D\varphi_r + \frac{M}{T_r} I + U_r$$

Où :

$$\dot{I} = \begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix}; \quad I = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}; \quad U_s = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix}; \quad U_r = \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix}$$

$$\dot{\varphi}_r = \begin{bmatrix} \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix}; \quad \varphi_r = \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ \omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Les composantes estimées du courant statorique sont exprimées par le système d'équations suivant :

$$\dot{\hat{I}} = B\hat{\phi} - A\hat{I} + \frac{1}{L_s\sigma} U_s - BU_r \quad (V.34)$$

Où :

$$\dot{\hat{I}} = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix}; \quad \hat{I} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \hat{\phi} = \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix}$$

Les courants estimés $\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ sont utilisés pour générer les fonctions de glissement $\phi_{\alpha r}$ et $\phi_{\beta r}$ définies par l'équation (V.30). λ_1 et λ_2 sont les gains de l'observateur. Ils doivent être choisis assez grands, afin que le mode glissant soit produit [17,98].

Les équations exprimant les courants statoriques réels et estimés peuvent être réécrites comme suit [17,98, 100] :

$$\begin{aligned} \dot{I} &= BD\phi_r - AI + \frac{1}{\sigma L_s} U_s - BU_r = f_1 \\ \dot{\hat{I}} &= B\phi - A\hat{I} + \frac{1}{\sigma L_s} U_s - BU_r = f_2 \end{aligned} \quad (V.35)$$

L'utilisation de l'approximation d'Euler pour la dérivation donne [16,18,20] :

$$\begin{aligned} I(k+1) &= I(k) + hf_1 \\ \hat{I}(k+1) &= \hat{I}(k) + hf_2 \end{aligned}$$

Où h est le pas de discrétisation.

L'erreur d'estimation discrète est exprimé donc par :

$$e(k+1) = \hat{I}(k+1) - I(k+1) = e(k) + hf \quad (V.36)$$

Tel que : $f = f_2 - f_1$

D'après l'équation (V.35), on peut exprimer f comme suit :

$$f = (e(k+1) - e(k))/h$$

On a aussi : $f = f_2 - f_1 = (B\phi - A\hat{I} + \frac{1}{L_s\sigma} U_s - BU_r) - (BD\phi_r - AI + \frac{1}{L_s\sigma} U_s - BU_r)$

D'où : $f = B\phi - Ae(k) - BD\phi_r$

On obtient donc :

$$D\phi_r = \phi - \frac{A}{B} e(k) - \frac{f}{B} \quad (V.37)$$

Si l'on pose :

$$D\phi_r = \phi - \frac{A}{B} e(k) - \frac{f}{B} = \Psi \quad (V.38)$$

Où : $\Psi = [\Psi_1 \ \Psi_2]^T$

Et en remplaçant l'équation (V.38) dans (V.33), on peut déterminer les composantes du flux rotorique estimé comme suit :

$$\hat{\phi}_r = \int \left(-\Psi + \frac{M}{T_r} I + U_r \right) dt \quad (\text{V.39})$$

La connaissance des composantes estimées du flux rotorique permet de déterminer la vitesse de rotation estimée. Réécrivons l'équation (V.38) comme suit :

$$D\hat{\phi}_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & \frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ar} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix}$$

Elle peut être reformulée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ar} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix}$$

A partir de cette dernière équation, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{\phi}_{ar}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ar} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.40})$$

L'équation (V.39) permet de calculer la vitesse de rotation estimée, ainsi que la constante de temps rotorique estimée. On obtient finalement :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\phi}_{ar}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} (\Psi_1 \hat{\phi}_{\beta r} - \Psi_2 \hat{\phi}_{ar}) \quad \text{et} \quad \hat{T}_r = \frac{\hat{\phi}_{ar}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2}{(\Psi_1 \hat{\phi}_{ar} - \Psi_2 \hat{\phi}_{\beta r})} \quad (\text{V.41})$$

V.7.3.2 Résultats de simulation

Le schéma bloc du système d'entraînement de la MADA à flux statorique orienté sans capteur de vitesse est similaire à celui représenté par la figure (V.5) sauf que la vitesse de rotation de retour est celle estimée par l'observateur. Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'observateur à mode glissant plusieurs cas seront traités, à savoir, le démarrage à vide, l'introduction d'un couple de charge et l'inversion du sens de rotation. Ainsi, plusieurs réponses dynamiques seront présentées et discutées pour valider l'algorithme de commande utilisé. Rappelons que la vitesse est réglée par un PI classique et l'étude est consacrée à celui-ci seulement. Les résultats de simulation obtenus sont représentés par les figures (V.12-14).

L'essai de démarrage à vide présente une bonne performance. Toutes les grandeurs estimées poursuivent bien leurs valeurs réelles. En effet, les courants observés convergent vers leurs valeurs réelles avec une erreur d'estimation de moins de 0.2 A. De même pour les composantes estimées de flux rotorique qui manifestent une bonne estimation avec une erreur très petite de 0.005 Wb au maximum.

La vitesse de rotation estimée suit sa valeur réelle sans dépassement avec une erreur d'estimation de moins de 1 rd/s en régime établi. De plus, des oscillations ont été constatées au niveau de la réponse de vitesse et du couple électromagnétique dues principalement au phénomène de chattering. On note aussi que le découplage n'est pas affecté par l'introduction de l'observateur à mode glissant.

Pour le deuxième essai, un couple de charge de 25 N.m a été introduit entre 0.3 et 0.6 s après un démarrage à vide. Les résultats de cet essai sont représentés par la figure (V.13). A partir de ces résultats, on peut constater que l'observateur présente une robustesse face à cette perturbation car l'estimation des composantes de flux statorique et rotorique se fait d'une façon convenable, de même pour les composantes estimées du courant statorique. L'erreur d'estimation du flux rotorique reste égale à celle du premier essai de démarrage à vide. Cependant, cette perturbation est accompagnée par des oscillations notamment au niveau de la réponse de la vitesse et du couple électromagnétique. Ces oscillations sont la cause d'une petite augmentation de l'erreur d'estimation de la vitesse qui devient 2 rd/s environ au moment de l'introduction du couple de charge. De même, le découplage reste insensible vis-à-vis de cette variation ce qui montre aussi l'efficacité de la commande vectorielle.

En ce qui concerne l'essai de l'inversion du sens de rotation, un changement de consigne de 100 rd/s à -100 rd/s à partir de l'instant $t=0.3$ s a été appliqué. Les résultats obtenus sont satisfaisants de point de vue poursuite et l'observateur présente une robustesse vis-à-vis de cette variation importante de la consigne de vitesse. En effet, les composantes estimées du flux rotorique et statorique poursuivent leurs valeurs réelles d'une façon presque parfaite et l'erreur d'estimation ne change pas sauf au moment de l'inversion du sens de rotation. La même chose pour les composantes estimées du courant statorique. De plus, la vitesse de rotation estimée suit sa valeur réelle en régime permanent avec un petit décalage non significatif en régime transitoire (pendant l'inversion du sens de rotation) et des petites oscillations constatées pendant la période de l'inversion du sens de rotation. Ceci se manifeste par l'augmentation de l'erreur de vitesse au cours de cette période. Enfin, la commande vectorielle conserve sa robustesse.

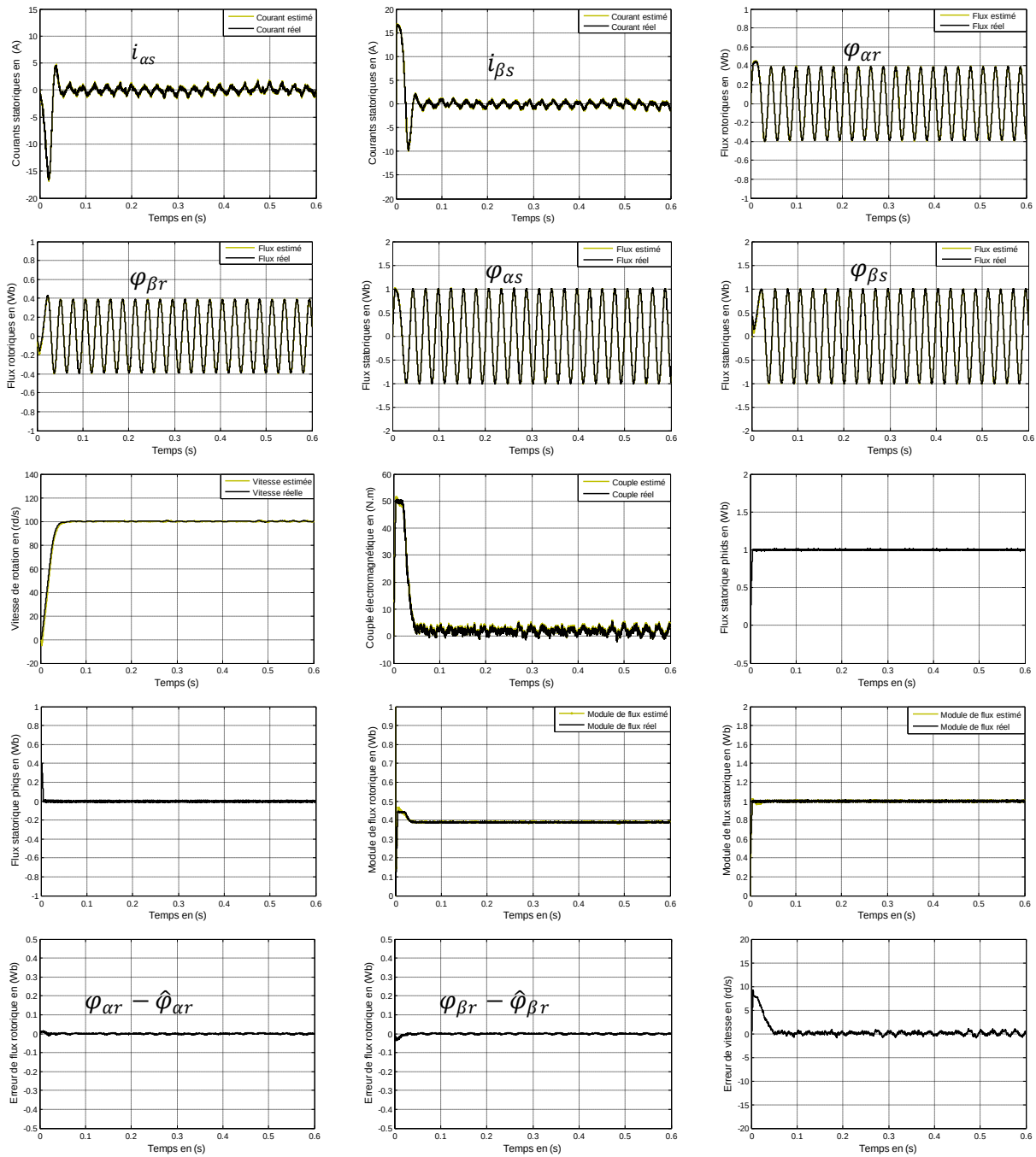


Fig. V.12 Résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique associée à un observateur à modes glissants au démarrage à vide.

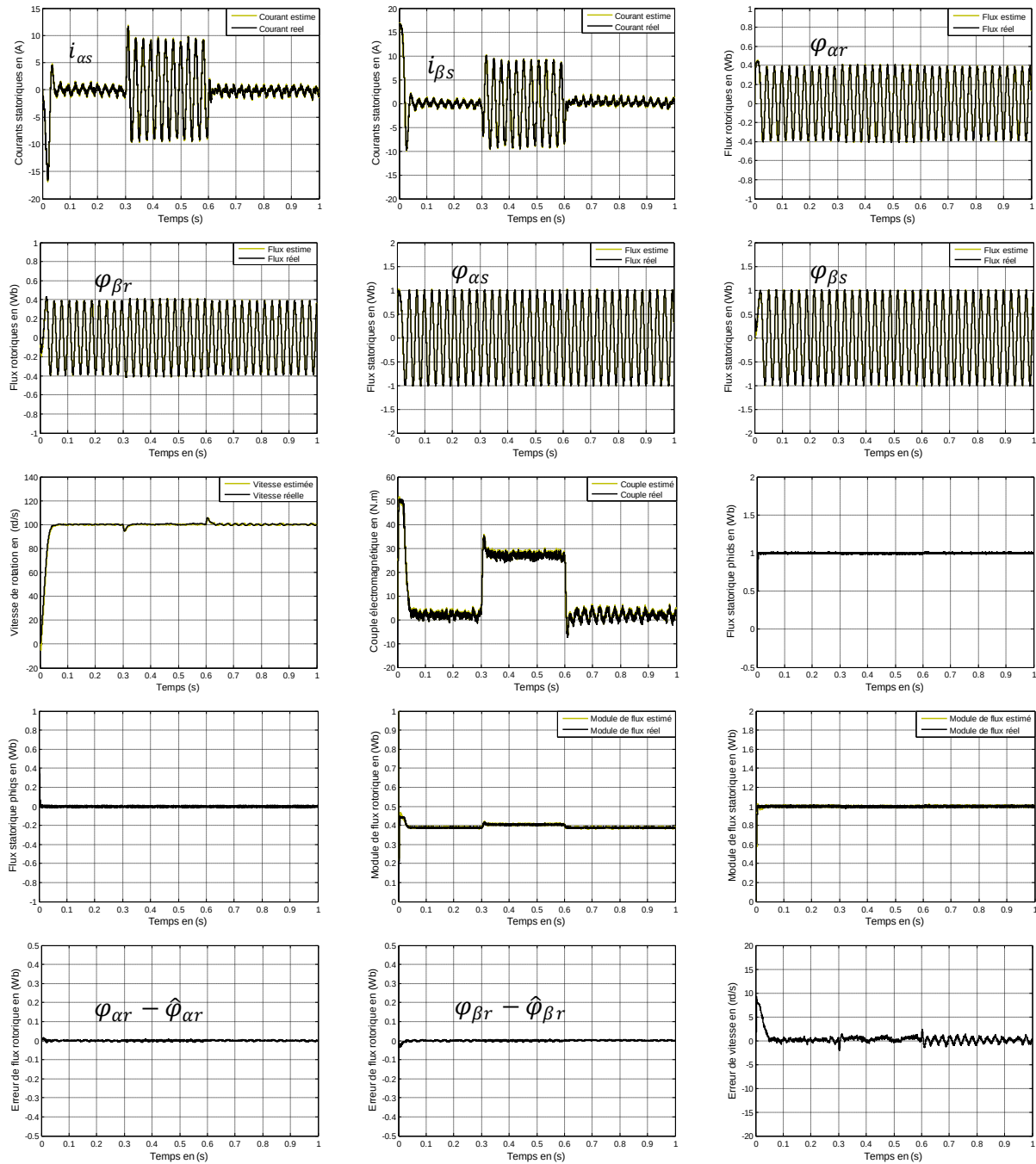


Fig. V.13 Résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté, munie d'un réglage de vitesse par un PI classique, associée à un observateur à modes glissants, au démarrage à vide, suivi de l'introduction d'un couple de charge de 25 N.m entre 0.3 et 0.6 s.

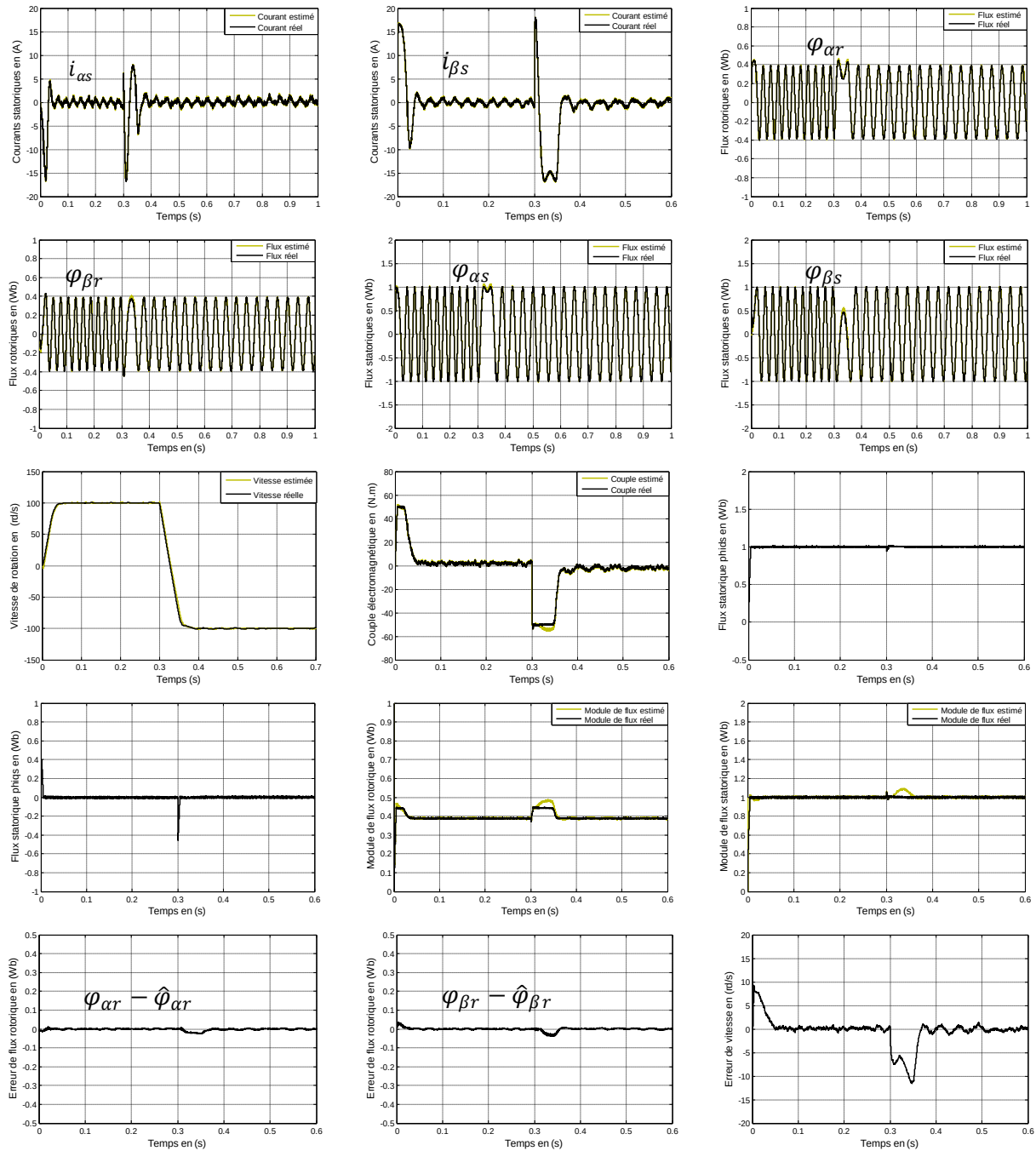


Fig. V.14 Résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse d'une MADA à flux statorique orienté, munie d'un réglage de vitesse par un PI classique, associée à un observateur à modes glissants au démarrage à vide suivi de l'inversion du sens de rotation à $t = 0.3$ s.

V.8 CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, la théorie du mode glissant a été brièvement présentée, avec quelques notions sur les observateurs. Cette présentation a pour but de synthèse d'un observateur de flux à modes glissants. De plus, la technique de commande sans capteur de vitesse a été adoptée en deuxième phase afin de remédier les inconvénients dues à la présence du capteur mécanique. Cette dernière est réalisée à l'aide d'un algorithme d'estimation du flux rotorique et de vitesse basé sur la théorie du mode glissant. Les performances obtenues sont montrées par des résultats de simulation. En effet, une bonne estimation de toutes les valeurs observées a été constatée. De plus, l'observateur proposé manifeste une robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures. De même, cet observateur donne de bons résultats lorsqu'il fonctionne en boucle de vitesse fermée. Les oscillations apparues au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse, sont dues au phénomène de *Chattering* et représente un inconvénient majeur de cet observateur.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce présent mémoire concerne la commande floue optimisée sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Cette étude nous a permis d'optimiser par une technique hybride, génétique-gradient et génétique-simplex les paramètres de deux régulateurs de vitesse, un PI classique et un PI flou et de concevoir un observateur de flux et de vitesse.

A partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes qu'on a jugé d'un intérêt de premier plan :

Grâce au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances.

L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploitée pour construire un régulateur flou de vitesse de la MADA. L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Le manque de techniques de conception est l'inconvénient majeur de la commande floue. L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure d'optimisation des paramètres du régulateur.

Parmi les techniques d'optimisation les plus attractives, on cite l'algorithme génétique. Ce dernier est un outil d'optimisation très robuste, de simple conception qui permet de résoudre des problèmes assez complexes avec une bonne précision. C'est ce qu'on a appliqué aux deux régulateurs de vitesse en se basant sur les algorithmes génétiques combinés avec l'algorithme de gradient ou de simplex. Cela nous a permis d'améliorer les résultats obtenus dans le deuxième et le troisième chapitre et d'obtenir de bonnes performances notamment au niveau du régime dynamique.

L'amélioration du découplage entre le flux et le couple se fait en utilisant un observateur de flux. Ce dernier est développé au cinquième chapitre. Il est basé sur la théorie du mode glissant, qui est un prolongement des systèmes à structures variables. Cet observateur de flux qui a permis une bonne estimation des composantes du flux a manifesté aussi une bonne robustesse d'après les résultats de simulation obtenus.

Grâce à l'intérêt économique surtout, l'idée de la commande sans capteur de vitesse a été le souci de plusieurs recherches. Cela nous a guidé vers l'estimation de la vitesse et l'élimination des inconvénients dues à l'installation du capteur mécanique.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MADA et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Etudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande parmi lesquelles celles présentées dans le premier chapitre ;
- Orienter d'autres flux de la MADA (flux rotorique ou d'entrefer) ;
- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cycloconvertisseurs et les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances ;
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Utiliser d'autres observateurs tels que, le filtre de Kalman ou l'observateur de Luenberger pour estimer le flux et la vitesse surtout de la MADA avec plus de précision ;
- Refaire le même travail, avec un fonctionnement générateur utilisé dans les systèmes d'énergie renouvelable.

PARAMETRES DE L'ENTRAÎNEMENT ELECTRIQUE SIMULE

❖ Paramètres du réseau d'alimentation

Tension efficace de phase	$V=220 \text{ V}$
Fréquence	$f=50 \text{ Hz}$

❖ Paramètres de l'alimentation statorique

L'alimentation statorique est composée d'un onduleur de tension alimenté par un redresseur triphasé double alternance à diodes à travers un filtre passe-bas, et dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	$E_s=514 \text{ V}$
Capacité du filtre	$C = 6000 \mu\text{F}$
Inductance du filtre	$L=1.2 \text{ mH}$
Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur	$\Delta i_s = 0.15 \text{ A}$

❖ Paramètres de l'alimentation rotorique

L'alimentation rotorique est similaire à celle du stator, sauf que le redresseur rotorique est relié à un transformateur abaisseur. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant :

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	$E_s=150 \text{ V}$
Capacité du filtre	$C = 6000 \mu\text{F}$
Inductance du filtre	$L=1.2 \text{ mH}$
Bande d'hystérésis	$\Delta i_r = 0.3 \text{ A}$
Rapport de transformation	$m=0.41$
Fréquence rotorique	$f_{ro} = 5 \text{ Hz}$

❖ Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation utilisée dans cette simulation est celle utilisée par l'auteur Paul-Etienne Vidal dans sa réalisation expérimentale, voir la référence [1], page 148. Selon cette référence, la machine a été fournie par la société **Electronavale**. Certains de ces paramètres sont donnés par le constructeur et les valeurs des paramètres internes sont obtenues par le même auteur en utilisant une caractérisation expérimentale à l'aide de la méthode des deux Wattmètres.

Le tableau suivant résume les caractéristiques de cette MADA :

Puissance	$P=4 \text{ kW}$
Tension statorique nominale (étoile)	$u_{sn} = 400 \text{ V}$
Courant statorique	$i_s = 8.4 \text{ A}$
Tension rotorique nominale (étoile)	$u_{rn} = 130 \text{ V}$
Courant rotorique	$i_r = 19 \text{ A}$
Vitesse de rotation nominale	$N_n = 1435 \text{ tr/min}$
Résistance de phase statorique	$R_s = 1.374 \Omega$
Résistance de phase rotorique	$R_r = 0.100 \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.2241 \text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.0287 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.074 \text{ H}$
Nombre de paires de pôles	$P=2$
Moment d'inertie	$J=0.01862 \text{ kg.m}^2$
Coefficient des frottements	$f_r = 0.014 \text{ N.m.s/rd}$

❖ Paramètres du régulateur PI classique avant et après l'optimisation

Coefficient de proportionnalité	$K_p = 2.753$
Coefficient d'intégration	$K_i = 105.951$
Coefficient de proportionnalité optimisé	$K_p = 4.065$
Coefficient d'intégration optimisé	$K_i = 325.463$

❖ Paramètres du régulateur PI flou avant et après l'optimisation

Gain de l'erreur de vitesse	$G_e = 0.090$
Gain de la variation d'erreur	$G_{\Delta e} = 27.091$
Gain de la variation de commande	$G_{\Delta u} = 5.3096$
Gain de l'erreur de vitesse optimisé	$G_e = 0.353$
Gain de la variation d'erreur optimisé	$G_{\Delta e} = 20.780$
Gain de la variation de commande optimisé	$G_{\Delta u} = 11.757$

❖ Gains de l'observateur de flux à modes glissants

Les gains λ_1 et λ_2 de l'observateur à modes glissants sont déterminés à partir de la condition d'existence du mode glissant, puis on les a ajustés jusqu'à l'obtention des meilleurs résultats. Les valeurs de ces gains sont :

$$\lambda_1 = 200 ; \quad \lambda_2 = 200.$$

❖ Gains de l'observateur de flux à modes glissants associé à la commande sans capteur de vitesse

La même procédure précédente a été appliquée pour déterminer ces gains. On a trouvé les valeurs suivantes :

$$\lambda_1 = 85 ; \quad \lambda_2 = 85.$$

❖ Pas d'échantillonnage de la simulation

Dans tous les essais de simulation on a utilisé un pas d'intégration $h = 0.00001$ s.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] V. Paul-Etienne, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [2] F. Poitiers, "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau", Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [3] S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine", IEEE Transactions on Control Systems and Technology, Vol. 11, No. 6, pp. 875-888, November 2003.
- [4] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie et Expérimentation", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [5] A. L. Nemmour, "Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [6] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Droit, d'Economie et des Sciences d'Aix-Marseille, Aix-Marseille III, France, 2003.
- [7] M. T. Cao, "Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de Philosophiae Doctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997.
- [8] B. Abdelhadi, "Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à Rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique : Développement d'un Algorithme Génétique Adaptatif pour Identification Paramétrique", Thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [9] N. Zerari, "Les Algorithmes Génétiques en Maintenance", Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [10] V. Magnin, "Optimisation et Algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.polytech-lille.fr/%7Evmagnin/>, Source <http://www.eudil.fr/~vmagnin/index.html>, Publié le 07/07/2006.
- [11] L. Mokrani, "Contribution à la CAO Optimisée des Machines Electriques, Application au Moteur Linéaire à Induction", Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

- [12] "Résolution Numérique par Algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.recherche.enac.fr/opti/papers/thesis/NICOLAS/index.html>.
- [13] D. Matthieu, "Les algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.a525g.com/intelligence-artificielle/algorithmes-genetique.htm>, Publié le 3/09/2002.
- [14] B. Akin, "State Estimation Techniques For Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors", In Partial Fulfilment of the Requirements for the Degree of Master of Science, the Middle East Technical University, August, 2003.
- [15] H. Buhler, "Réglage par Mode de Glissement", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première Edition, Lausanne, Suisse, 1986.
- [16] F. Morand, "Techniques d'Observation sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des Machines Asynchrones", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2005.
- [17] A. Bourek, "Contribution à la Simulation d'une Commande en Mode Glissant Appliquée à une Machine à Courant Alternatif", Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, Batna, Algérie, 2007.
- [18] S. M. V. and A. John Tegopoulos, "A Doubly-Fed Induction Machine Differential Drive Model for Automobiles", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [19] L. Benalia, "Contribution à l'Etude du Comportement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2003.
- [20] R. Abdessemed, M. Kadjouj ; "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [21] G. Salloum, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [22] A. Doria-Cerezo, "Modeling, Simulation and Control of a Doubly-Fed Induction Machine Controlled by a Back-to-Back Converter", PhD Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2006.
- [23] A. Chaiba, "Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [24] P. Bastiani, "Stratégie de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001.

- [25] R. Hubert, "La Machine à Induction : Commande et Défaillance", Habilitation à Diriger des Recherches en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2000.
- [26] K. Kouzi, "Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI-Flou à Gains-Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Mode de Glissement", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [27] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligences Artificielles Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à Deux et à Trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [28] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [29] F. Malrait, "Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur", Thèse de Doctorat en Mathématique et Automatique, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.
- [30] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, "Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance : la Conversion Continu-Alternatif", 2^{ème} Edition, Techniques & Documentations Lavoisier, Paris, France, 1995.
- [31] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [32] S. Zaidi, "Commande non Linéaire du Moteur à Induction", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [33] M. Pietrzak-David et B. Fornel, "Comparaison et Synthèse des Procédés de Commande Vectorielle", SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [34] G. A. Capolino et Y. Y. Fu, "Commande des Machines Asynchrones par Flux Orienté : Principe, Méthodes et Simulation" SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [35] J. P. Caron et G. P. Hautier, "Systèmes Electrotechniques : Applications Industrielles, Problèmes et Solutions", Edition Technip, Paris, France, 2000.
- [36] G. A. Capolino, H. Hénao et V. T. Nguyen Phuoc, "Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction", SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.

- [37] L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 1999.
- [38] I. Al-Rouh, "Contribution à la Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2004.
- [39] G. Segulier et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", 2^{ème} Edition, Edition Technique et Documentation, Paris, France, 1994.
- [40] M. Filippich, "Digital Control of a Three Phase Induction Motor", Thesis Submitted in Fulfillment of the Requirements of the Degree of Electrical Engineering, University of Queensland, 2002.
- [41] N. R. Abjadi, J. Askari and J. Soltani, "Adaptive Control of Doubly Fed Field-Oriented Induction Machine Based On Recursive Least Squares Method Taking the Iron Loss Into account", IEEE, IPEMC 2006 Proceedings, 2006.
- [42] M. Machmoum, F. Poitiers, C. Darengosse and A. Queric, "Dynamic Performances of a Doubly Fed Induction Machine for a Variable-Speed Wind Energy Generation", In Proceedings of International Conference on Power System Technology, IEEE, Vol 4, pp. 2431-2438, Kunming, Chine, October 13-17, 2002.
- [43] Z. X. Fang, X. D. Ping and L. Y. Bing, "Predictive Functional Control of a Doubly Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines", In Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, pp. 3315-3319, China, June 15-19, 2004.
- [44] D. Casadei, F. Filippetti, C. Rossi, A. Stefani, A. Yazidi, and G. Andre Capolino, "Diagnostic Technique Based on Rotor Modulating Signals Signature Analysis for Doubly Fed Induction Machines in Wind Generator Systems ", IEEE, pp. 1525-1532, 2006.
- [45] G. Li, J. Zhang, S. Cheng, J. Wen, and Y. Pan, "State Space Formulation and Stability Analysis of a Doubly-fed Induction Machine with a Flywheel Energy Storage System", In Proceedings of the IEEE International Conference on Power System Technology, China, 2006.
- [46] S. K. El Khil, I. S. Belkhodja and M. P. David, B. Fornel, "Design of Rotor and Stator Converters for a Double Fed Induction Machine", In Proceedings of the IEEE, pp. 2485-2491, Montreal, Quebec, Canada, July 9-12, 2006.
- [47] P. E. Vidal and M. P. David, "Flux Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Machine", In Proceedings of the EPE 2005, Dresden, Germany, 2005.

- [48] L. Gacôgne, "Logique Floue et Applications", Institut d'Informatique d'Entreprise d'Evry, Conservatoire National des Arts et Métiers, Ministère de l'Education Nationale Française, France, Novembre 2003.
- [49] F. Chevie et F. Guély, "La Logique Floue", Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998.
- [50] V. Lacrose, "Réduction de la Complexité des Contrôleurs Flous : Application à la Commande Multivariable", Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Industrielle, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 1997.
- [51] J. Godjevac, "Idées Nettes sur la Logique Floue", Collection Informatique, Première Edition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [52] "Introduction à la Logique Floue", Document d'Internet, Disponible à : www.tn.refer.org.
- [53] "Pour y Voir Plus Clair ... dans la Logique Floue !", Document d'Internet, Disponible à : <http://perso.club-internet.fr/bmantel/pages/logfloue/logfloue01.html>.
- [54] F. Zidani, R. Nait-Said, "Introduction à la Logique Floue / Conception d'un Contrôleur Flou", Cours de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005/2006.
- [55] K. M. Passino, S. Yurkovich, "Fuzzy Control", Addison Wesley Longman Inc, Printed in USA and Canada, 1998.
- [56] "Application de la Logique Floue", Document d'Internet, Disponible à : www.tn.refer.org.
- [57] M.N. Cirstea, A. Dinu, J.G. Khor and M. M. Cormick, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", Elsevier Science, Printed and Bound in Great Britain, 2002.
- [58] K. Chafaa, "Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues", Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [59] "Les Bases de la Commande Floue", Document d'Internet, Disponible à : www.tn.refer.org.
- [60] H. Buhler, "Réglage par Logique Floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- [51] L. Reznik, "Fuzzy Controllers", Elsevier Science, Printed in Great Britain, 1997.
- [62] D. E. Goldberg, "Algorithmes Génétiques : Exploration, Optimisation et Apprentissage Automatique", Traduction Française par V. Corruble, Edition Addison-Wesley France, SA, 1994.
- [63] N. Barnier, P. Brisset, "Optimisation par Algorithme Génétique sous Contraintes", Technique et Science Informatiques, Volume 18 – n°1/1999, Pages 1 à 29, École Nationale de l'Aviation Civile, Toulouse, France, 1999.

- [64] N. Benahmed, "Optimisation de Réseaux de Neurones pour la Reconnaissance de Chiffres Manuscrits Isolés : Sélection et Pondération des Primitives par Algorithmes Génétiques", Mémoire Présenté à l'Ecole de Technologie Supérieure Comme Exigence Partielle à l'Obtention de la Maîtrise en Génie de la Production Automatisée, École de Technologie Supérieure, Université du Québec, Montréal, Canada, 2002.
- [65] H. Y. Xu and G. Vukovich, "A Fuzzy Genetic Algorithm with Effective Search and Optimization", In Proceedings of 1993 International Joint Conference on Neural Networks, pp. 2967-2970, 1993.
- [66] M. A. Mma and B. L. Walcott, "Stability and Optimality in Genetic Algorithm Controllers", In Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium on Intelligent Control, pp. 492-496, Dearborn, MI September 15-18, 1996.
- [67] W. Y. Wang, and Y. Hsum Li, "Evolutionary Learning of BMF Fuzzy-Neural Networks Using a Reduced-Form Genetic Algorithm", IEEE Transactions on Systems, Man, And Cybernetics—Part B: Cybernetics, Vol. 33, No. 6, pp. 966-976, December 2003.
- [68] B. Abdelhadi, "Algorithmes Génétiques", Cours de DEA, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [69] M.S. Guettouche, K. Boukhetala et S. Ait-Kaci, "Optimisation du Réseau Pluviométrique Hodneen par la Méthode des Algorithmes Génétiques Spatialisés", Larhyss Journal, pp. 21-33, Juin 2007.
- [70] J. P. Vacher, "Un Système Adaptatif par Agents avec Utilisation des Algorithmes Génétiques Multi-Objectifs : Application à l'Ordonnancement d'Atelier de Type Job-Shop $N \times M$ ", Thèse de Doctorat en Informatique, Université du Havre, France, 2002.
- [71] G. Wang, M. Zhang, X. Xinhe and C. Jiang, "Optimization of Controller Parameters Based on The Improved Genetic Algorithms", In Proceedings of the IEEE 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 3695-3698, Dalian, China, June 21 - 23, 2006
- [72] A. Gaspar and P. Collard, "Time Dependent Optimization with a Folding Genetic Algorithm", IEEE, pp. 125-132, 1997.
- [73] "Algorithmes Génétiques pour Résoudre le Problème du Voyageur", Document d'Internet, Disponible à : <http://sis.univ-tln.fr/~tollari/TER/AlgoGen1/AlgoGen1.html>, Publié le 23/05/2003.
- [74] Y. P. Huang and K. Q. Shi, "Genetic Algorithms in the Identification of Fuzzy Compensation System", IEEE, pp. 1090-1095, 1996.
- [75] Y.P. Hsu and C. C. Tsai, "Autotuning for Fuzzy-PI Control Using Genetic Algorithm", IEEE, pp. 602-607, 1996.

- [76] W. Hui, X. Dong, D. Guanghong, "A Genetic Algorithm for Product Disassembly Sequence Planning", IEEE, 2006.
- [77] E. Znouda et N. G. Morcos et A. H. Alouane, "Un Algorithme Génétique pour l'Optimisation Energétique et Economique des Bâtiments Méditerranéens", 6^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation - MOSIM'06, Rabat, Maroc, 3-5 Avril 2006.
- [78] L. Thomas, "Algorithmes Génétiques et Composites Conducteurs", Rapport de Projet de Fin d'Etudes, Département de Génie Informatique et Statistique, Ecole Polytechnique d'Ingénieurs, Lille, France, 2005/2006.
- [79] C. Bontemps, "Principes Mathématiques et Utilisations des Algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www2.toulouse.inra.fr/centre/esr/CV>, 18 Novembre 1995.
- [80] V. Rialle, J. G. Meunier, I. Biskri, S. Oussedik et G. Nault, "Application de l'Algorithmique Génétique à l'Analyse Terminologique", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.cavi.univ-paris3.fr/lexicometrica/jadt/jadt1998/JADT1998.htm>.
- [81] S. Taibi, "Développement et Application d'une Procédure d'Optimisation Basée sur l'Algorithme Génétique", Sixième Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, JCGE'03, Saint Nazaire, pp. 429-434, France. 5-6 Juin 2003.
- [82] P. Kumar, V. K. Chandna and M. S. Thomas, "Fuzzy-Genetic Algorithm for Pre-Processing Data at the RTU", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, No. 2, pp. 718-723, May 2004.
- [83] T. Vallée, M. Yildizoglu, "Présentation des Algorithmes Génétiques et de Leurs Applications en Economie", Disponible à : <http://beagle.u-bordeaux4.fr/yildi/files/agpresf.pdf>, Décembre 2003.
- [84] "Algorithme Génétique", Disponible à : <http://fr.wikipedia.org/wiki/Algorithme/génétique>.
- [85] "Les Algorithmes Génétiques", Disponible à : <http://algo.developpez.com/>, Date de Publication 25/08/2005.
- [86] M. Ouabiba, N. Mebarki et P. Castagna, "Couplage entre des Méthodes d'Optimisation Itératives et des Modèles de Simulation à Evénements Discrets", 3^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation MOSIM'01, Troyes, France, 25-27 Avril 2001, Disponible à : <http://www.utt.fr/mosim01/pdf/ARTICLE-124.pdf>.
- [87] S. Charnoz et A. Daerr, "Algorithmes de Minimisation", Université Paris 7, Denis Diderot, CEA Saclay, France, Disponible à : <http://www.aim.ufr-physique.univ-paris7.fr>.
- [88] "Méthode de Nelder-Mead", Disponible à : http://fr.wikipedia.org/wiki/Méthode_de_Nelder-Mead, Publié le 03/06/2008.

- [89] A. Bourek, A. Benakcha, L. Mokrani et M. Chabane, "Estimation de la Vitesse d'un Moteur Asynchrone Triphasé en Utilisant un Observateur de Flux à Mode glissant", 4^{ème} Conférence Internationale en Génie Electrique, pp. 391-396, Université de Batna, Algérie, 07-08 Novembre 2006.
- [90] A. Akhenak, "Conception d'Observateurs non Linéaires par Approche Multi Modèle : Application au Diagnostic", Thèse de Doctorat en Automatique et Traitement du Signal, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2004.
- [91] K. Kouzi, "Contribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande d'une Machine à Induction sans Transducteur Rotatif", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [92] D. Arzelier et D. Peaucelle, "Systèmes et Asservissements non Linéaires", Notes de Cours, Version 4, CNAM - B2. Disponible à : www.Lass.fr/~peaucell/cours/cnams/SNLv4.pdf.
- [93] A. Dendouga, "Commande par Mode Glissant de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée par un Onduleur de Tension", Mémoire de Magister Université de Batna, Algérie, 2004.
- [94] H. Amimeur, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [95] R. J. Wai, "Fuzzy Sliding-Mode Control Using Adaptive Tuning Technique", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, pp. 586-594, February 2007.
- [96] W. Song, Y. Liu and L. Sun, "Model Reference Adaptive Integral-Type Sliding Mode Control Design for a Class of Uncertain Systems", In Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 2056-2060, Dalian, China, June 21-23, 2006.
- [97] A. M. Lienhardt, "Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2006.
- [98] A. Bourek, L. Mokrani, Benakcha and M. Chabane, "Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Observer for Sensorless Induction Machine Drive", Elecromotion Journal, Vol. 14, N^o 3, pp. 143-152, 2007.
- [99] N. Inanc, M. K. Guven, H. Rehman, A. Derdiyok and L. Xu, "A New Sliding Mode Flux and Speed Observer for Speed Sensorless Control of Induction Machine", IEEE, pp. 575-578, 2000.
- [100] M. K. Guven, H. Rehman, A. Derdiyok and L. Xu, "A New Robust Flux, Speed and Rotor Time Constant Estimation for Wide Range Sensorless Control of an Induction Machine", IEEE, pp. 2622-2628, 2001.