



Université de Batna 2
Faculté de Technologie
Département d'Électrotechnique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité:

Electrotechnique

OPTION :

Commande des machines électriques

Par

SAKRI Djamel

Thème

**Commande avec Optimisation d'Energie
de la Machine Asynchrone :
Théorie et Expérimentation**

Soutenue le 24/05/2017, devant le jury composé de :

Dr. C. FETHA	Professeur	Université de Batna	Président
Dr. M. BOUHARKAT	Professeur	Université de Batna	Rapporteur
Dr. N. GOLEA	Professeur	Université de OEB	Co -Rapporteur
Dr. A. GOLEA	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Dr. T. BAHI	Professeur	Université de Annaba	Examineur
Dr. D. RAHEM	Professeur	Université de OEB	Examineur

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche LGEA (Laboratoire de Génie Electrique et Automatique) de l'université de LARBI BEN M'HIDI –OUM EL BOUAGHI-.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement Messieurs **BOUHARKAT Malek**, Professeur à l'université de Batna et **GOLEA Noureddine**, Professeur à l'université d'OUM EL BOUAGHI, qui ont accepté d'être les rapporteurs de cette thèse.

Je leur témoigne une profonde reconnaissance de la façon avec laquelle, ils ont su guider mon travail de thèse, par leurs conseils judicieux et leurs critiques pertinents, tout en laissant la liberté totale dans mes choix et mes opinions.

Mes remerciements distingués vont à Monsieur **FETHA CHERIF**, Professeur à l'université de BATNA pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je remercie profondément Messieurs: **RAHEM Djamel**, Professeur à l'université d'OUM EL BOUAGHI, **GOLEA AMMAR** Professeur à l'université de BISKRA, **BAHI TAHAR**, Professeur à l'université d'ANNABA, pour avoir accepté de participer à ce jury de thèse.

Messieurs **Kamel BARRA**, Professeur à l'université de OUM EL BOUAGHI et Directeur du laboratoire de recherche LGEA et **BELAKACEM Faraheddine** Maître de conférences, qu'ils trouvent ici mon profond respect et mes sincères remerciements pour le matériel de recherche qu'ils ont mis à ma disposition pour la réalisation expérimentale.

Je voudrais également remercier tous les membres du Laboratoire de Génie Electrique «LGEB» Université Mohamed KHIDER Biskra et surtout Messieurs:

ZOUZOU Salah Eddine Professeur à l'université de Biskra et Directeur du laboratoire de recherche LGEB, **BETKA Achour** Professeur à l'université de Biskra et **AMMAR Karim**, Doctorant en phase de finalisation de thèse de doctorat pour leur aide et leurs orientations qui nous ont permis de maîtriser l'outil expérimental.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

SAKRI. D



Dédicace

✓ A MA TRÈS CHÈRE EPOUSE,

Les mots me manquent pour te remercier, à ta juste valeur, pour:

- Tes soutiens, qui étaient la bouffée d'oxygène qui me ressourçait dans les moments pénibles.
- Tes conseils qui m'ont remonté le moral dans les moments les plus difficiles,
- Tes encouragements pour l'accomplissement de ce travail,
- Ta gentillesse, ta douce présence et ton sincère engagement à mes côtés,

Je vous présente mes reconnaissances et mes remerciements car tu n'as jamais cessé de me soutenir pour que je puisse finir mes travaux.

✓ A MA TRÈS BELLE PETITE FILLE NISSOU,

Ta présence a donné un sens à ma vie. C'est à toi , ma joie, mon petit trésor que je dédie ce travail pour te dire que tu resteras pour toujours le rayon du soleil qui égaye ma vie. Je t'aime ma petite et je te souhaite tout le bonheur du monde.



A ma petite famille

Dédicace

- A mes parents...la force de mes ambitions...

A mon père et ma mère, qui m'ont appris à prononcer et tracer mes premières lettres...

Aucune dédicace ne saurait exprimer tout ce que je ressens pour vous. Je vous remercie pour tout le soutien exemplaire et l'amour exceptionnel que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagnera toujours.

Quoique je puisse dire, je ne peux pas exprimer mes sentiments d'amour et de respect à votre égard. Puisse le tout puissant, vous procurer une longue et heureuse vie.

- A mes frères et mes sœurs,
- A khalti TITOUA pour sa bonté et ses douaâ,
- A Ammi Majid pour sa bonté et ses encouragements,
- A mes deux soeurs KARIMA, et RAZIKA,

Je dédie ce travail

Titre : Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone

Théorie et expérimentation

Mots-clés : Machine Asynchrone, Rendement, Modèle des pertes, Optimisation d'Energie, Commande à flux orienté, Commande directe du couple, logique floue.

Résumé:

L'objectif de cette thèse est l'étude théorique et la validation expérimentale de l'optimisation énergétique de la machine asynchrone. Pour parvenir à cet objectif, la modélisation avec la prise en compte des pertes fer et l'identification de la MAS ont été le premier point de départ.

Comme, il est connu, les commandes vectorielles de la MAS sont conçues sur le principe de la constance de flux ce qui garantit un état magnétique et pertes magnétique constants.

En plus et dans des conditions de fonctionnement à faible couple de charge, le rendement de la MAS se dégrade rapidement, alors pour l'améliorer, des algorithmes d'optimisation à savoir le modèle des pertes (LMC) et la logique floue ont été appliqués dans le but d'assurer un fonctionnement à flux ajustable.

A travers ce travail, nous avons pu montrer que la méthode basée sur le modèle de pertes est efficace pour les faibles couples de charge mais très sensible aux variations des paramètres.

Pour éliminer la nécessité de ce modèle de pertes, une stratégie reposant sur l'intelligence artificielle telle que la logique floue a été appliquée. Cette technique est simple et ne nécessite pas la connaissance des paramètres du système à commander.

Title: Induction Motor Energy Optimization: Theoretical study and experimentation

Keywords: Induction motor, efficiency, loss Model Controller, energy optimization, Field Oriented Control, Direct Torque Control, Fuzzy logic.

Abstract:

The aim of this thesis is the theoretical and experimental study of the induction motor energy optimization. To achieve this objective, the induction motor Modeling taking iron losses into account and the parameters identification were the first step of these work.

As it is known, the induction motor vector controls are designed on the principle of the constancy of flux which ensures a constant magnetic state and losses.

In addition, induction motor efficiency under light loads conditions is very poor. So to improve it, the optimization algorithms such as the loss model Control (LMC) and fuzzy logic Control (FLC) have been applied.

Using these two techniques, an improvement of efficiency can be obtained by adjusting the rotor flux with respect to the speed and torque to give the minimum total copper and iron losses.

Loss Model Control Method is very effective when induction motor operate at light loads conditions but is very sensitive to parameters variation. To eliminate the need to model of losses, strategies based on artificial intelligence such as the fuzzy logic is applied: this technique is simple and do not require the knowledge of the parameters of the system.

العنوان: التحكم مع الاقتصاد في الطاقة لآلة لا تزامنية: دراسة نظرية و تطبيقية

الكلمات المفتاحية : آلة لا تزامنية- المردود- التحكم الشعاعي-التحكم المباشر في العزم- التحسين الطاقوي- نموذج الضياعات – المنطق المبهم

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو الدراسة النظرية و التطبيقية للتحكم الشعاعي لآلة لا تزامنية مع تحسين كفاءاتها الطاقوية

لبلوغ هذا الهدف أولا تم تمثيل الآلة اللاتزامنية في معلم بارك و انجاز نموذجها الرياضي الذي يأخذ بعين الاعتبار الضياعات في الحديد.

كما هو معلوم فان التحكم الشعاعي مبني على مبدأ ثبات قيمة التدفق المغناطيسي مما يجعل الضياعات في الحديد ثابتة.

بالإضافة إلى ذلك عندما يتعلق الأمر بحمولات ضعيفة فان مردود المحرك يكون ضعيف. و لهذا من اجل تحسين مردود الآلة اللاتزامنية, طبقت خوارزميات

لهذا الغرض و قورنت نذكر منها: نموذج الضياعات والمنطق المبهم وهذا من اجل ضمان تدفق مغناطيسي وفق قيمة الحمولة و بالتالي ضمان ضياعات قليلة.

من خلال هذا العمل استطعنا أن نبين بان الطريقة التي تعتمد على نموذج الضياعات فعالة فقط عندما يتعلق الأمر بحمولات ضعيفة, لكن من عيوبها حساسيتها إلى تغير وسائط الآلة.

للاستغناء عن نموذج الضياعات تم تطبيق الاستراتيجيات التي تعتمد على الذكاء الاصطناعي مثل المنطق المبهم.

هذه التقنيات هي بسيطة و لا تحتاج إلى معرفة جيدة لوسائط الآلة المراد التحكم فيها.

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SYMBOLES

Abréviations

MAS	Machine asynchrone
RFOC	Commande Vectorielle avec Orientation du Flux Rotorique
IRFOC	Commande Vectorielle avec Orientation Indirecte du Flux Rotorique
DRFOC	Commande Vectorielle avec Orientation Directe du Flux Rotorique
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
DSP	Digital Signal Processing,
PID	Correcteur Proportionnel Intégrateur Dérivateur
FLC	Fuzzy Logic Controller
RNA	Réseau de Neurones Artificiels
LMC	Loss Model Controller
CEI	Commission Electrotechnique International
APF	Avec pertes fer
SPF	Sans pertes fer
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
CSA	Canadien Standard Association
JEC	Japanese Electrotechnical Comittee
IEC	International Electrotechnical Comission
MCC	Machine à Courant Continu,
PWM	Pulse Width Modulation,
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
ADC	Analogue Digital Converter
DTC	Commande Directe du Couple
ODTC	Commande Directe du Couple Optimisée

Symboles

Symbole	Signification	Unité
$V_{ABC}, V_{abc} :$	Vecteur de tension statorique et rotorique	[V]
\overline{V}_s	Vecteur complexe de tension statorique	[V]
$i_{ABC}, i_{abc} :$	Vecteur de courant statorique et rotorique	[A]
\overline{i}_s	Vecteur complexe du courant statorique	[A]
$\Phi_{ABC}, \Phi_{abc} :$	Vecteur de flux statorique et rotorique	[Wb]
$\overline{\Phi}_s$	Vecteur complexe du flux statorique	[Wb]
$R_s, R_r :$	Résistance d'une phase statorique et rotorique	[Ω]
$R_{fs}, R_{fr} :$	Résistance représentant les pertes fer statorique et	[Ω]
$M_s :$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator	[H]
$M_r :$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor	[H]
$M_{sr} :$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor	[H]
$M = (3/2) M_{sr}$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.	[H]
$l_s, l_r :$	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique	[H]
$L_s, L_r :$	Inductances propres cycliques statorique et rotorique	[H]
$\sigma :$	Coefficient de dispersion magnétique de Blondel.	/
$\theta_s, \theta_r, \theta_{sl} :$	Angles électriques statorique, rotorique, et de glissement	[rd]
$\omega_s, \omega_r, \omega_{sl} :$	Pulsations statorique, rotorique, et de glissement	[rd/s]
$\Omega :$	Vitesse de rotation angulaire	[rd/s]
$F :$	Coefficient des frottements visqueux.	[H]
$J :$	Moment d'inertie	[Kg.m ²]
$C_f :$	Couple de frottement sec	[N.m]
$C_e :$	Couple électromagnétique.	[N.m]
$C_r :$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.	[N.m]
$g :$	Glissement	/
$p :$	Nombre de paires de pôles,	/
$T_s, T_r :$	Constante du temps statorique et rotorique,	[s]
$d, q :$	Indices pour les composantes directe et quadrature dans un référentiel lié au champ tournant	/
$x, y :$	Indices pour les composantes directe et quadrature dans un référentiel lié au rotor	/
$\alpha, \beta :$	Indices pour les composantes directe et quadrature dans un référentiel lié au stator	/
$S, R, C :$	Indices des référentiels liés au: stator, rotor et champ tournant respectivement	/

Table des matières

Dédicace.....	i
Remerciements.....	iii
Résumés.....	iv
Abréviations et symboles	v
Introduction générale.....	1

Chapitre I

MODELISATION DE LA MAS

I.1 Introduction.....	4
I.2 Modèle mathématique de la MAS.....	5
I.2.1 Equations générales de la MAS.....	5
I.2.2 Equations électriques.....	6
I.2.3 Equations magnétiques.....	6
I.2.4 Transformation triphasée –diphasée.....	7
I.2.4.1 Transformation de Park.....	8
I.2.4.2 Modèle de la MAS	9
I.2.4.2.1 Equations électriques.....	9
I.2.4.2.2 Equations magnétiques.....	9
I.2.4.2.3 Equation mécanique.....	10
I.2.4.2.4 Circuit équivalent de la MAS.....	10
I.3 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS.....	10
I.3.1 Introduction.....	10
I.3.2 Inclusion des pertes fer.....	10
I.3.3 Modèle vectoriel de la MAS en présence des pertes fer.....	11
I.3.3.1 Choix des différents référentiels.....	11
I.3.3.2 Basculement entre référentiels.....	12
I.3.3.3 Modèle de la MAS dans le référentiel (α, β)	13
I.3.3.4 Modèle de la MAS dans le référentiel (d, q)	16
I.3.3.5 Modèle de la MAS dans le référentiel (x, y)	19
I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS.....	19
I.4.1 Association: Redresseur –Filtre -Onduleur.....	19
I.4.2 Modélisation du bus continu.....	20
I.4.3 Modélisation du filtre.....	20
I.4.4 Modélisation de l'onduleur à MLI.....	21
I.4.4.1 Commande par hystérésis.....	23
I.4.4.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions.....	24
I.4.4.2.1 Principe.....	24
I.4.4.2.2 Inconvénients de la technique M.L.I.....	25
I.5 Conclusion.....	26

Chapitre II

Identification des Paramètres de la MAS

II.1 Introduction.....	27
II.2 Identification non –paramétrique.....	27
II.3 Identification paramétrique.....	27
II.3.1 Méthode de la plaque signalétique.....	28
II.3.2 Méthode basée sur les essais classiques.....	28
II.3.2.1 Identification des paramètres électriques.....	29
II.3.2.2 Modèle équivalent par phase.....	29

II.3.2.3	Mesure de la résistance statorique.....	29
II.3.2.4	Identification de la résistance rotorique et des réactances statoriques et rotoriques	30
II.3.2.5	Détermination de l'inductance mutuelle.....	31
II.3.2.6	Identification de la résistance des pertes fer.....	32
II.3.2.7	Inconvénients des essais classiques	32
II.3.3	Identification des paramètres électriques de la MAS en utilisant la méthode de Newton –Raphson	33
II.3.3.1	Modèle de la machine asynchrone.....	33
II.3.3.2	Algorithme de Newton Raphson	34
II.3.3.3	Application la méthode pour l'identification du vecteur paramètres de la MAS.....	35
II.3.3.4	Interprétation.....	37
II.3.4	Identification des paramètres mécaniques.....	37
II.3.4.1	Séparation des pertes mécanique et pertes fer.....	37
II.3.4.2	Essai de ralentissement.....	38
II.4	Résultats d'identification.....	39
II.5	Validation Expérimentale et par Simulation du modèle.....	39
II.5.1	Simulation, résultats et interprétations.....	40
II.5.1.1	Impact des pertes fer.....	40
II.5.1.2	Interprétation des résultats.....	41
II.5.2	Expérimentation, résultats et interprétations.....	42
II.5.2.1	Test de démarrage.....	43
II.5.2.2	Interprétation.....	45
II.6	Conclusion.....	45

Chapitre III

Commande Vectorielle avec Orientation du Flux Rotorique: RFOC

III.1	Introduction.....	46
III.2	Méthodes de la commande vectorielle avec orientation du flux.....	47
III.2.1	Méthode indirecte (IRFOC)	48
III.2.2	Méthode directe (DRFOC)	48
III.3	Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux.....	49
III.4	Commande vectorielle de la MAS avec pertes fer.....	50
III.4.1	Machine asynchrone alimentée en courant.....	52
III.4.1.1	Schéma de la méthode indirecte IRFOC.....	53
III.4.2	Machine asynchrone alimentée en tension.....	54
III.5	Résultats pratiques et de simulation de la commande à flux rotorique orienté.....	56
III.5.1	Discussion des résultats.....	58
III.6	Conclusion.....	63

Chapitre IV

Optimisation d'Energie Basée sur un Modèle des Pertes : LMC

IV.1	Introduction.....	64
IV.2	Rendement et pertes de la machine asynchrone.....	65
IV.2.1	Rendement.....	65
IV.2.2	Normes de détermination du rendement.....	65
IV.2.3	Méthodes de détermination de rendement.....	66
IV.2.3.1	Méthode de la plaque signalétique	66
IV.2.3.2	Méthode de glissement.....	66
IV.2.3.3	Méthode du courant.....	67

IV.2.3.4 Méthode des pertes séparées.....	67
IV.2.3.5 Méthode statistique.....	67
IV.3 Modélisation des différentes pertes de la machine asynchrone.....	67
IV.3.1 Pertes électriques.....	67
IV.3.2 Pertes magnétiques	68
IV.3.3 Pertes mécaniques.....	68
IV.3.4 Pertes supplémentaires	69
IV.4 Optimisation du rendement de la MAS.....	69
IV.4.1 Introduction.....	69
IV.4.2 Optimisation basée sur la réduction du flux.....	70
IV.4.3 Méthodes de recherche itérative du flux optimal.....	70
IV.4.4 Méthode du modèle de pertes.....	72
IV.4.4.1 Principe de la méthode.....	72
IV.4.4.2 Fonction objective.....	72
IV.5 Schéma de la commande vectorielle optimisée.....	74
IV.6 Simulation de la commande IRFOC optimisée:Résultats et discussion.....	74
IV.7 Tests expérimentaux de la commande IRFOC optimisée.....	78
IV.7.1 Interprétation des résultats.....	86
IV.8 Conclusion.....	87

Chapitre V

Optimisation d'Energie Basée sur la logique Floue : FLC

V.1 Introduction.....	88
V.2 Optimisation d'énergie basée sur un régulateur flou.....	88
V.3 Structure d'un contrôleur flou.....	89
V.3.1 Interface de fuzzification.....	89
V.3.2 Base de connaissance (règles)	90
V.3.3 Mécanisme d'inférence.....	90
V.3.3.1 Méthode d'inférence max -min (Mamdani)	90
V.3.3.2 Méthode d'inférence max-prod (Larsen)	91
V.3.3.3 Méthode d'inférence somme -prod.....	91
V.3.3.4 Méthode d'inférence de Sugeno.....	92
V.3.4 Défuzzification	92
V.3.4.1 Critère du maximum MAX.....	92
V.3.4.2 Critère de la moyenne des maximums MDM.....	92
V.3.4.3 Critère du centre de gravité CDG.....	92
V.4 Types de contrôleurs flous.....	93
V.4.1 Contrôleur flou au sens de Mamdani.....	93
V.4.2 Contrôleur flou au sens de Sugeno.....	93
V.5 Application de la logique floue pour l'optimisation de rendement	95
V.5.1. Description du régulateur flou.....	95
V.5.2 Simulation, résultats et discussion.....	97
V.5.3 Test de robustesse.....	99
V.5.3 Mise en oeuvre pratique.....	99
V.5.4 Résultats pratiques et discussions.....	100
V.5.5 Comparaison entre LMC et FLC.....	107
V.6 Conclusion.....	108

Chapitre VI

Optimisation d'Energie de la Commande DTC de la MAS

VI.1 Introduction.....	109
VI.2 Principe de la DTC.....	110
VI.2.1 Comportement du flux statorique.....	111
VI.2.2 Comportement du couple électromagnétique	112
VI.3 Présentation de la structure de contrôle.....	113
VI.3.1 Choix du vecteur tension	113
VI.4 Estimateurs.....	114
VI.4.1 Estimation du flux statorique.....	114
VI.4.2 Estimation du couple électromagnétique.....	114
VI.5 Elaboration de la loi de commande.....	115
VI.5.1 Correcteur du Flux.....	115
VI.5.2 Correcteur du couple.....	115
VI.5.3 Correcteur à deux niveaux.....	116
VI.5.4 Correcteur à trois niveaux.....	116
VI.6 Stratégie du contrôle directe du couple.....	116
VI.7 Validation expérimentale et par simulation de la commande DTC.....	118
VI.7.1 Commentaires des résultats.....	121
VI.8 Optimisation énergétique de la commande directe du couple.....	122
VI.8.1 Simulation et expérimentation de la DTC optimisée.....	122
VI.8.2 Résultats de simulation et interprétation.....	123
VI.8.3 Résultats pratiques et discussion.....	126
a. Test de variation progressive du couple de charge à vitesse nominale.....	129
b. Test de basculement DTC-ODTC.....	131
VI.9 Conclusion.....	133
Conclusion générale.....	134
Références Bibliographiques.....	136
Annexe.....	142

Introduction **Générale**



Introduction Générale

La consommation d'énergie électrique ne cesse de croître dans le monde. Selon des estimations récentes publiées par l'Agence Internationale d'Energie (IEA: International Energy Agency), plus de la moitié de l'énergie produite est destinée au secteur industriel.

D'une manière plus précise, les statistiques démontrent que les entraînements électriques à vitesse variable consomment plus de 56% de l'énergie de ce secteur dont 96% est consommée directement par les moteurs à induction ce qui signifie que presque 53% de la totalité de l'énergie électrique est consommée par ce type de moteurs [ABR-98] [ABR-00], [BAR-08].

L'utilisation des moteurs asynchrones dans diverses applications industrielles comme la traction et la motorisation est justifiée par leurs propriétés intrinsèques bien connues tels que : coût de fabrication bas, robustesse et fiabilité, entretien moins fréquent, de plus ils supportent des surcharges pouvant aller de 5 à 7 fois son couple nominal [BAB-97].

Cependant ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique à cause de couplage non -linéaire entre les différentes grandeurs du stator et celles du rotor (vitesse, couple et flux) [REZ-15].

Le développement de l'électronique de puissance et l'outil informatique ont permis aux moteurs à courants alternatifs et particulièrement le moteur asynchrone de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques naturellement obtenues jusqu' alors avec la machine à courant continu à excitation séparée sans ses inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique.

Toutes ces qualités font de ce moteur le plus répandu dans l'industrie et induisent beaucoup de travaux de recherche [ABR-98], [BAR-08], [ABR-00], [BAR-08] dont l'axe et d'optimiser le maximum possible les performances énergétiques.

Aujourd'hui, l'amélioration des performances énergétiques de ces moteurs devient un grand défi pour les chercheurs et les fabricants à travers le monde. Les objectifs sont doubles ; économique et environnemental (réduction de la pollution) [LEO -95].

Les études menées dans cet axe d'optimisation visent beaucoup plus les moteurs de petite puissance (<10 kW) qui souffrent de leurs faibles rendements ce qui n'est pas le cas pour les moteurs de moyenne et de grande puissance [BAR-08].

En général, la minimisation des pertes des moteurs asynchrones est effectuée soit par:

- ✓ le choix judicieux du matériau
- ✓ le choix d'une technique de contrôle optimal où s'inscrivent principalement trois méthodes:
 1. Méthode basée sur un modèle de Pertes **LMC**: Loss Model Control
 2. Techniques de recherche en ligne (Search Control)
 3. Techniques basées sur l'intelligence artificielle: logique floue, réseaux de neurones artificiels et algorithmes génétiques

Dans ce cadre de recherche s'inscrit notre travail de thèse ou l'objectif est double:

D'une part, c'est l'étude théorique des techniques de minimisation des pertes associées à la commande vectorielle (à flux orienté et commande directe du couple) de la machine asynchrone afin d'améliorer son rendement tout en minimisant une fonction pertes.

D'autre part, on s'intéresse à la validation des stratégies d'optimisation par simulation et par voie expérimentale et ceci sur un banc d'essai à base d'une carte DSPACE 1104.

Pour satisfaire les besoins de cette thèse, notre travail s'articule principalement autour de six chapitres:

Dans le premier chapitre nous décrirons la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park sans et avec pertes fer. Le modèle de la MAS sera défini dans les trois référentiels où on présentera les relations de basculement d'un repère à l'autre. Ce chapitre terminera sur la modélisation de l'association -redresseur -filtre -onduleur - et les techniques de commande des onduleurs

Au deuxième chapitre, nous présenterons, l'identification paramétrique par trois méthodes basées: sur les données de la plaque signalétique, les essais classiques confirmés par la CEI et la troisième une méthode numérique de Newton -Raphson. Les résultats d'identifications seront validés par simulation et expérimentalement sur un banc d'essais dont les différentes parties sont détaillées dans l'annexe.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique sera consacrée aux concepts de base de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. La méthode indirecte en courant sera détaillée et testée par simulation et expérimentalement.

Pour le quatrième chapitre, d'abord il exposera les normes et les méthodes de mesure de rendement ensuite on détaillera la première technique d'optimisation basée sur un modèle de pertes LMC. Des résultats de simulation et d'expérimentation comparative seront présentés à la fin du chapitre.

Quant au cinquième chapitre traitera une technique d'optimisation par logique floue qui appartient à la famille des techniques intelligente. La théorie de la logique floue, la

méthode de son application pour l'optimisation ainsi que les résultats de la simulation et de la réalisation pratique feront l'objet de ce chapitre.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des principes de la commande directe du couple dans un premier temps puis l'amélioration de cette commande en terme énergétique par l'adjonction d'un algorithme d'optimisation. Pour valider cette stratégie, des résultats de simulation et pratiques seront présentés.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus et nous exposerons les perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherche.

Chapitre I...

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Développer, tester ou plutôt appliquer de nouvelles lois de commande, d'observation et d'optimisation pour la machine asynchrone exige naturellement de passer par l'aspect modélisation de cette machine.

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus ou moins bien un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique, sans nécessairement y inclure toutes les contraintes qu'il présente (limites d'isolation, thermiques, mécaniques, etc.)

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception ; l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique [BAS-01]; alors qu'au niveau de la commande, un modèle basé sur les équations électriques est suffisant pour sa synthèse.

Dans la littérature, nous distinguons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [BAS-01]. En choisissant de les présenter par leur degré de complexité croissant, nous avons :

- ✓ **Modélisation de Park** : Elle est souvent la plus adaptée, et qui est basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices conventionnelles en raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.[CHA-83]
- ✓ **Modélisation par réseau de perméance**

Elle permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. Dans ce cas, le circuit magnétique est modélisé par un circuit équivalent électrique [HEC-96]. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméance se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commande, comme elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

- ✓ **Modélisation par éléments finis**

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calcul offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la

machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels tels que Flux2D permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques [CED-94]. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [GIZ-97], ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméance.

Dans ce chapitre, on aborde la modélisation de la machine à induction en vue de sa commande basée sur la première approche de Park et ceci dans le but est d'aboutir à un modèle incluant les résistances de fer.

I.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation si bien qu'il est indispensable d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles [ABD-97].

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- ✓ On admet de plus que la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

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

- ✓ L'additivité du flux ;
- ✓ La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.1 Equations générales de la MAS

La figure I.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotorique: Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° . Le rotor qui est sous forme de cage d'écureuil, est schématisé par trois enroulements en courts circuits

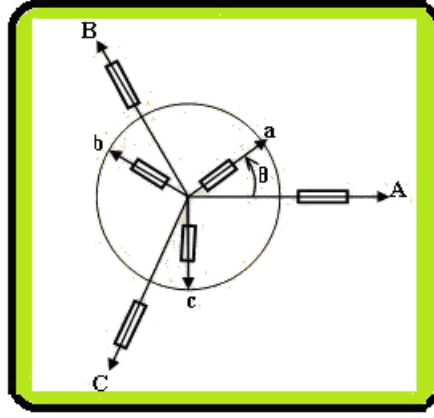


Fig. I.1: Représentation schématique d'une MAS triphasée

Avec les hypothèses avancées et en considérant une machine à induction triphasée (Figure.I.1), trois types d'équations traduisent le comportement de la machine à induction :

I.2.2 Equations électriques

Les six enroulements A, B, C, a, b, c, obéissent aux équations électriques suivantes :

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Sous forme réduite on écrit.

$$\begin{aligned} [V_{ABC}] &= \frac{d}{dt} [\Phi_{ABC}] + [R_s] \cdot [I_{ABC}] \\ [0] &= \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] + [R_r] \cdot [I_{abc}] \end{aligned} \quad (I.3)$$

I.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses citées précédemment conduisent à une matrice des inductances, qui établit les relations entre le flux et les courants de toutes les phases y compris la sienne :

$$\begin{cases} [\Phi_{ABC}] = [L_s][I_{ABC}] + [M_{sr}] \cdot [I_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [M_{rs}][I_{abc}] + [L_r] \cdot [I_{ABC}] \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_s & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure.I.1 est complexe car l'équation différentielle est à coefficients variables en fonction de θ . Pour cela on effectue une certaine transformation qui nous permet mathématiquement d'avoir un système linéaire et physiquement de transformer les enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents. Cette transformation est appelée transformation de Park.

I.2.4 Transformation triphasée –diphasée

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé ($\alpha\beta$). Il existe principalement deux transformations [BAG-99] : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes

Le choix de matrice non normée (Clarke) est pratique en commande car elle permet de comparer directement, par exemple, des valeurs efficaces en régime permanent.

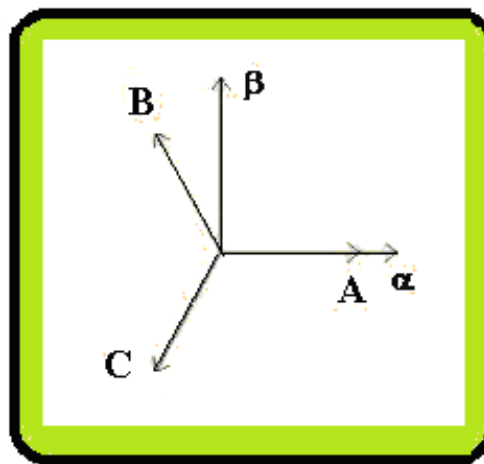


Fig. I.2: Passage ABC – $\alpha\beta$

Tableau. I.1: Transformation biphasee

Passage d'un système abc vers un système Diphasee $\alpha\beta$	
Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$[X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}]$ $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$[X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}]$ $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Ainsi on peut effectuer le passage du système réel (a, b, c) au système fictif (d, q) par une double transformation réalisée grâce à la transformation de Park :

- ✓ Transformation de Concordia pour pouvoir passer du système (a, b, c) au système (α, β)
- ✓ Ensuite, une rotation de l'angle entre le système d'axes (α, β) et le système d'axes (d, q)

I.2.4.1 Transformation de Park

✓ Principe

Quelque soit le type de la machine et quelque soient les enroulements disposés au rotor et au stator, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l'angle variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator.

Pour simplifier la formulation, on effectue sur les grandeurs statoriques ou rotoriques un changement de variable appelé : **Transformation de Park**, qui consiste à exprimer ces grandeurs dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires \overrightarrow{Od} et \overrightarrow{Oq} avec un déphasage $\theta(Od, Oq)$ appelé angle électrique.

\overrightarrow{Od} : Axe direct (indice d)

\overrightarrow{Oq} : Axe quadratique (indice q)

\overrightarrow{Oo} : Axe homopolaire (indice o).

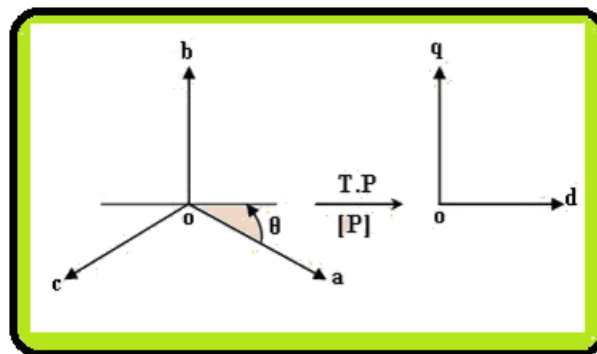


Fig. I.3: Passage de triphasé au biphasee.

Le passage des grandeurs réelles (courants, tensions et flux des trois phases) aux grandeurs équivalents (courants, tensions et flux) suivant les axes \vec{Od} et \vec{Oq} et éventuellement homopolaire se fait par le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec la matrice $[P]$ donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

θ : est l'angle qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépendra par la suite du choix du référentiel.

I.2.4.2 Modèle de la MAS

I.2.4.2.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques (I.3) de la machine asynchrone triphasée alimentée par un système équilibré, on obtient le modèle vectoriel de la MAS :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :

ω_s : Vitesse du champ statorique.

ω_{sl} : Vitesse du glissement.

I.2.4.2.2 Equations magnétiques

En appliquant de nouveau la transformation de Park aux équations (I.4), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + M \cdot \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + M \cdot \bar{i}_s \end{cases} \quad (I.10)$$

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - M_s$: L'inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.2.4.2.3 Equation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone, il est nécessaire d'avoir le modèle décrivant le mouvement de l'arbre de la machine. Cette équation s'écrit.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \quad (I.11)$$

L'expression du couple est définie par :

$$C_{em} = p \operatorname{Im}(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{i}_s) \quad (I.12)$$

I.2.4.2.4 Circuit équivalent de la MAS

Les équations électriques et magnétiques obtenues peuvent être interprétées par schéma du circuit équivalent [MEN-94]

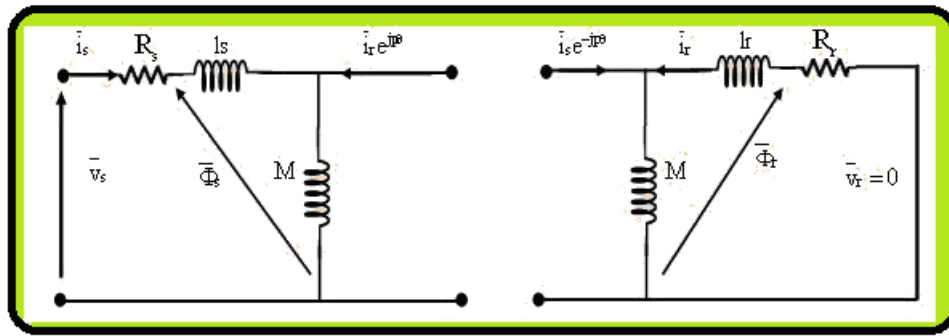


Fig. I.4: Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS

I.3 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS

I.3.1 Introduction

Il est très reconnu que le modèle utilisé de la machine à induction à cage d'écureuil néglige la résistance équivalente des pertes fer et tous les paramètres sont considérés constants. Malheureusement une telle hypothèse idéalisée n'est pas rencontrée dans la pratique ou tous les paramètres sont sujets aux variations et les pertes fer existent toujours [JON-96]. En plus la présence de ces pertes provoque une détérioration (dégradation) des performances, spécialement pour le couple dans la commande vectorielle de la MAS [CAN-00].

I.3.2 Inclusion des pertes fer

Classiquement pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine asynchrone. Parmi les modifications usuelles apportées,

l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente représentant ces pertes fer en parallèle avec la branche magnétisante [PIE-88], [JUN-98]. Egalement d'autres auteurs proposent de placer une résistance équivalente des pertes fer en série avec la branche magnétisante [BAB-97], [BAS-01], [JUN-98]. Un tel choix a pour avantages [MEN-94], [MEN-95], [JUN-98] :

- ✓ Les paramètres de la machines a identifier se déduisent directement des essais synthétiques classiques (a vide, a rotor calée, en charge)
- ✓ Simplicité des équations, et commodité de calculs, étant donnée que le nombre de variable pour les équations de tension est réduit par rapport au cas où la résistance fer est connectée en parallèle de l'inductance de magnétisation[MEN-94].

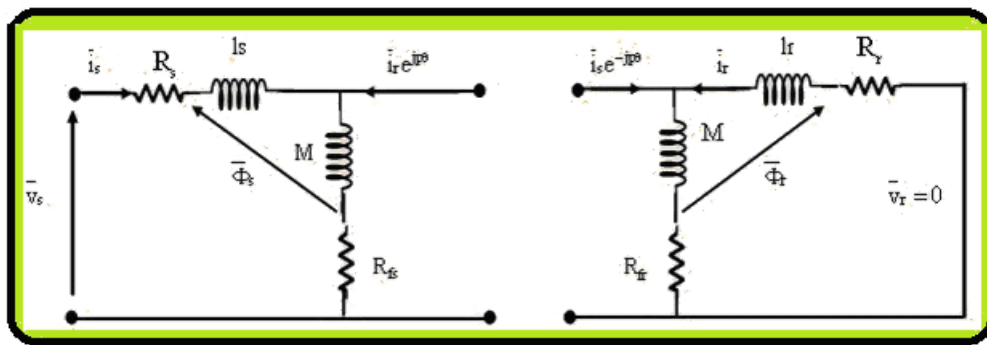


Fig. I.5: Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes fer

I.3.3 Modèle vectoriel de la MAS en présence des pertes fer

Soit \bar{X} un vecteur courant, tension ou flux. Il peut être exprimé dans les trois repères lié au stator (**S**), lié au rotor (**R**) ou lié au champ tournant (**C**) :

- ✓ Par rapport au stator : $\bar{X}(S) = \|X\| \cdot e^{j\alpha}$
- ✓ Par rapport au rotor : $\bar{X}(R) = \|X\| \cdot e^{j(\alpha - \theta_r)}$
- ✓ Par rapport au champ tournant : $\bar{X}(C) = \|X\| \cdot e^{j(\alpha - \theta_s)}$

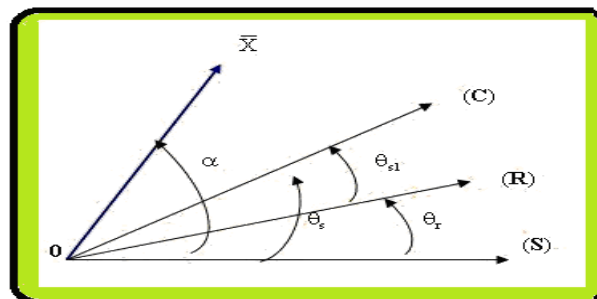


Fig. I.6: Représentation des différents repères

I.3.3.1 Choix des différents référentiels

Le référentiel est le système « od », « oq » associé à sa vitesse de rotation. Trois types de référentiels sont possibles dans la pratique : lié au stator, lié au rotor et lié au champ

tournant. Le choix du référentiel est lié au problème étudié et aux buts attribués à la stratégie de commande appliquée. Le changement de repère consiste à passer d'un repère à un autre tout en faisant une rotation.

I.3.3.2 Basculement entre référentiels

Le basculement entre les trois références (S), (R) et (C) se fait de la manière suivante :

Tableau. I.2: Passage Stator –Rotor

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_r \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au rotor et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(R) \cdot e^{j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(R)}{dt} + j\omega_r \cdot \bar{X}(R) \right) \cdot e^{j\theta_r}$

Tableau. I.3: Passage Stator –Champ tournant

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_s}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_s \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_s}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_s}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(C)}{dt} + j\omega_s \cdot \bar{X}(C) \right) \cdot e^{j\theta_s}$

Tableau. I.4: Passage Rotor –Champ tournant

	Formule de passage
Grandeur exprimée au rotor et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(R) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(R)}{dt} - j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(R) \right) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left(\frac{d\bar{X}(C)}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(C) \right) \cdot e^{j\theta_{sl}}$

I.3.3.3 Modèle de la MAS dans le référentiel (α, β)

Lié au stator (C), ce référentiel est adapté à l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation. Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega_r$$

(I.13)

L'application de la loi des mailles au circuit de la figure (I.5) donne les équations suivantes

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = R_s \cdot \bar{i}_s(S) + \frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} + R_{fs}(\bar{i}_s(S) + \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r}) \\ \bar{V}_r(R) = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r(R) + \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} + R_{fr}(\bar{i}_r(R) + \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta_r}) \end{cases} \quad (I.14)$$

θ_r : Position du rotor par rapport au stator,

p : Nombre de paires de pôles,

a. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s(S) = L_s \cdot \bar{i}_s(S) + M \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \\ \bar{\Phi}_r(R) = L_r \cdot \bar{i}_r(R) + M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta_r} \end{cases} \quad (I.15)$$

Du système (I-15), les courants rotoriques s'écrivent:

$$\bar{i}_r(R) = \frac{1}{L_r} (\bar{\Phi}_r(R) - M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta_r}) \quad (I.16)$$

En dérivant, on aura:

$$\frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = \frac{1}{L_r} \left(\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} - M \cdot \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \cdot e^{-jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M \cdot \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (I.17)$$

D'après la tension rotorique de l'équation (I-14)

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -(\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_{fr}) \cdot \bar{\mathbf{i}}_r(R) - \mathbf{R}_{fr} \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(S) e^{-jp\theta_r} \quad (\text{I.18})$$

Par substitution de (I-16) dans (I-18), l'équation (I-18) peut être exprimée comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -\frac{(\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_{fr})}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r(R) + \frac{1}{L_r} (\mathbf{M} \cdot \mathbf{R}_r - l_r \cdot \mathbf{R}_{fr}) \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(S) e^{-jp\theta_r} \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant la relation (I-19) dans (I-17), il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\mathbf{i}}_r(R)}{dt} = & -\frac{(\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_{fr})}{L_r^2} \bar{\Phi}_r(R) - \frac{\mathbf{M}}{L_r} \left(\frac{d\bar{\mathbf{i}}_s(S)}{dt} \right) e^{-jp\theta_r} \\ & + \frac{1}{L_r} \left(\frac{\mathbf{M}}{L_r} \mathbf{R}_r - \frac{l_r}{L_r} \mathbf{R}_{fr} + jp\mathbf{M} \frac{d\theta_r}{dt} \right) \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(S) e^{-jp\theta_r} \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

En dérivant l'expression du flux statorique de l'équation (I-15), on obtient:

$$\frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} = L_s \cdot \frac{d\bar{\mathbf{i}}_s(S)}{dt} + \mathbf{M} \cdot \frac{d\bar{\mathbf{i}}_r(R)}{dt} \cdot e^{jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \mathbf{M} \cdot \bar{\mathbf{i}}_r(R) e^{jp\theta_r} \quad (\text{I.21})$$

Par substitution de (I-21) dans (I-14), le vecteur de tension statorique s'écrira ainsi:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{V}}_s(S) = & (\mathbf{R}_s + \mathbf{R}_{fs}) \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(S) + L_s \frac{d\bar{\mathbf{i}}_s(S)}{dt} + \mathbf{M} \frac{d\bar{\mathbf{i}}_r(R)}{dt} e^{jp\theta_r} \\ & + \left(jp \frac{d\theta_r}{dt} \mathbf{M} + \mathbf{R}_{fs} \right) \cdot \bar{\mathbf{i}}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \end{aligned} \quad (\text{I.22})$$

En injectant, les relations (I-16) et (I-20) dans (I-22), il vient :

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{V}}_s(S) = & \left[\mathbf{R}_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} \mathbf{R}_{fs} + \frac{(\mathbf{R}_r - \sigma_r \mathbf{R}_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\mathbf{i}}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{\mathbf{i}}_s(S)}{dt} \\ & + \frac{1}{L_r} \left[\mathbf{R}_{fs} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \mathbf{M} - \frac{(\mathbf{R}_r + \mathbf{R}_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

Avec:

$$\sigma_s = \frac{l_s}{M}; \quad \sigma_r = \frac{l_r}{M}; \quad 1 + \sigma_r = \frac{L_r}{M}; \quad 1 + \sigma_s = \frac{L_s}{M};$$

$$\frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} = \frac{l_r}{L_r}; \quad \frac{\sigma_s}{1 + \sigma_s} = \frac{l_s}{L_s}; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r};$$

$$\Omega = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{p} \text{ Vitesse angulaire mécanique}$$

Pour l'équation du flux rotorique:

$$\bar{\Phi}_r(S) = \bar{\Phi}_r(R) \cdot e^{jp\theta_r} \quad (\text{I.24})$$

Après dérivation, on aura:

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} e^{jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot e^{jp\theta_r} \cdot \bar{\Phi}_r(R) \quad (\text{I.25})$$

En remplaçant (I-18) dans (I-25), il vient alors :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left(jp \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) + \frac{1}{L_r} (M \cdot R_r - l_r R_{fr}) \cdot \bar{i}_s(S) \quad (I.26)$$

Finalement, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \\ \quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) \bar{i}_s(S) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{cases} \quad (I.27)$$

La projection sur les axes α et β donne:

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \bar{\Phi}_r(S) = \Phi_{r\alpha} + j\Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.28)$$

Il convient alors d'écrire :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{p\Omega}{1 + \sigma_r} \cdot \Phi_{r\beta} \\ V_{s\beta} = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \quad + \frac{p\Omega}{1 + \sigma_r} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) i_{s\alpha} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) i_{s\beta} + p\Omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.29)$$

En choisissant comme variables d'état les courants $(i_{s\beta}, i_{s\alpha})$ et les flux rotoriques

$(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$, l'expression du couple électromagnétique développé peut être donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (I.30)$$

b. Equation Mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \cdot \Omega$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = p \frac{M}{J \cdot L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{F \cdot \Omega}{J} \quad (I.31)$$

F : Etant le coefficient de frottement visqueux

C_r : Le couple résistant à appliquer sur l'arbre du moteur par la machine d'utilisation (charge)

J : L'inertie du moteur

Pour la forme d'état, en choisissant comme variables de commandes les tensions statoriques et comme variables d'état les flux rotoriques, les courants statoriques et la vitesse, l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (I.32)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_r & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_{r\beta} & \frac{pM}{JL_r} \Phi_{r\alpha} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Avec:

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega]^T \text{ et } U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$$

$$A_1 = \frac{\left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right]}{\sigma L_s} \quad A_2 = \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right]$$

$$A_3 = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) \quad A_4 = \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r}$$

I.3.3.4 Modèle de la MAS dans le référentiel (d, q)

C'est un référentiel lié au champ tournant (**C**). Son avantage est d'avoir des grandeurs constantes (continues) en régime permanent. Il est par conséquent plus aisé d'en faire la régulation.

Le modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel est obtenu en appliquant les relations du tableau. I.3.

Soit le système d'équations du modèle de la MAS dans un repère lié au stator

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(S) &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \\ &\quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \bar{i}_s(S) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{aligned} \right. \quad (I.34)$$

En partant de ces deux équations et on ramène chaque vecteur, exprimé au stator, au champ tournant c.à.d : $\bar{X}(S) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_s}$, on obtient:

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} \\ &\quad + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(C) \cdot e^{j\theta_s}}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \bar{i}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s} \end{aligned} \right. \quad (I.35)$$

En développant les termes de dérivation, on obtient:

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} + \sigma L_s \left(j\omega_s e^{j\theta_s} \cdot \bar{i}_s(C) + e^{j\theta_s} \cdot \frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} \right) \\ &\quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \bar{i}_s(C) \cdot e^{j\theta_s} + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(C) \cdot e^{j\theta_s} \end{aligned} \right. \quad (I.36)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(C) + \sigma L_s \left(j\omega_s \bar{i}_s(C) + \frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} \right) \\ &\quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(C) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(C)}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \bar{i}_s(C) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(C) \end{aligned} \right. \quad (I.37)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} + j\sigma L_s \omega_s \right] \cdot \bar{i}_s(C) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} \\ &\quad + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(C) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(C)}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \bar{i}_s(C) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(C) \end{aligned} \right. \quad (I.38)$$

Et comme

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) &= V_{sd} + jV_{sq} \\ \bar{\Phi}_r(C) &= \Phi_{rd} + j\Phi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (I.39)$$

Le système s'écrit :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sd} &= \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ &\quad + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{rd} - \frac{p\Omega}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_{rq} \\ V_{sq} &= \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sq} \\ &\quad + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{p\Omega}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_{rd} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \cdot i_{sd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \cdot \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) i_{sq} + (p\Omega - \omega_s) \cdot \Phi_{rd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (I.40)$$

En réarrangeant les équations du système (I-40) sous forme d'état :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (I.41)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \Phi_{rd} & \Phi_{rq} & \Omega \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & C_r \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_s & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s (1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_s & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s (1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & \omega_s - \omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_r - \omega_s & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_{rq} & \frac{pM}{JL_r} \Phi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

I.3.3.5 Modèle de la MAS dans le référentiel (x, y)

Ce repère lié au rotor (**R**) est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques notamment la constante de temps rotorique par exemple.

Le modèle de la MAS dans un système d'axes lié au rotor (**R**) se déduit facilement du modèle précédent (I-42), dans ce cas θ_{sl} est constante et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = 0$, ce qui donnera:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (\text{I.43})$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{i}_{sx} \quad \mathbf{i}_{sy} \quad \Phi_{rx} \quad \Phi_{ry} \quad \Omega]^T \quad \text{et} \quad \mathbf{U} = [\mathbf{V}_{sx} \quad \mathbf{V}_{sy} \quad \mathbf{C}_r]^T$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_r & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_r & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_3 & 0 & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r}\Phi_{ry} & \frac{pM}{JL_r}\Phi_{rx} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS

La commande des machines asynchrones `a vitesse variable nécessite l'utilisation de dispositifs permettant d'avoir des tensions statoriques `a amplitudes et fréquences variables.

L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. La génération d'une tension alternative sinusoïdale de bonne qualité `a partir d'une tension redressée ou continue est assez délicate. En effet l'utilisation des dispositifs fonctionnant par commutation, pour ce type de commande génère des harmoniques ce qui nécessite de penser a les minimiser. Sur ce thème beaucoup de travaux ont été menés et qui ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer des algorithmes et des techniques assez fiables pour le contrôle et la régulation des éléments de commutation nécessaire `a la conversion continu -alternative [GUY-97].

I.4.1 Association: Redresseur –Filtre -Onduleur

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'un condensateur et éventuellement d'une bobine. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un pont redresseur non commandable et le deuxième étage est un onduleur de tension commandable. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et à fréquence imposées et

constantes. La figure. (I-7) illustre le schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.

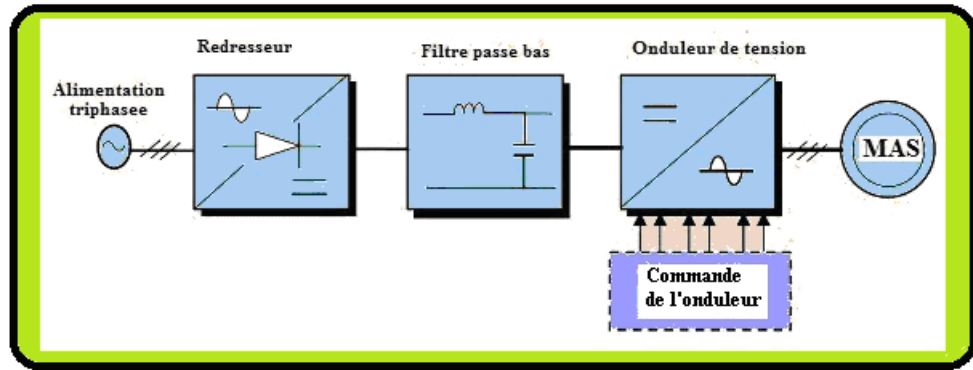


Fig. I.7: Schéma de l'association Convertisseur –MAS

I.4.2 Modélisation du bus continu

Le redresseur est un convertisseur "AC -DC" .Il permet de disposer d'une source continu à partir d'une autre source alternative. La figure (I-8) Montre la topologie d'un PD3 à base des diodes supposées parfaites.

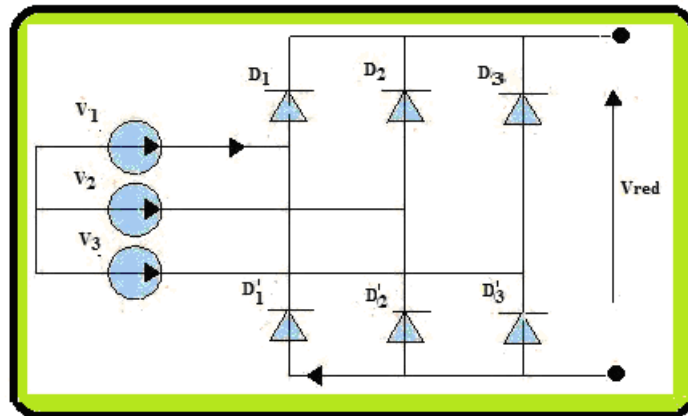


Fig. I.8: Redresseur triphasée à diodes double alternances

En partant des trois tensions d'alimentation du réseau électrique et qui sont considérées équilibrées :

$$\begin{cases} U_1 = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t) \\ U_2 = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{31} = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

La tension redressée à la sortie du redresseur est :

$$V_{\text{red}} = \max(U_1, U_2, U_3) - \min(U_1, U_2, U_3) \quad (\text{I.46})$$

I.4.3 Modélisation du filtre

Le filtre est de type Passe -Bas, il est composé d'une inductance L et un condensateur C . Il est utilisé pour réduire l'amplitude des composantes de fréquences supérieures à celle de la fréquence de coupure.

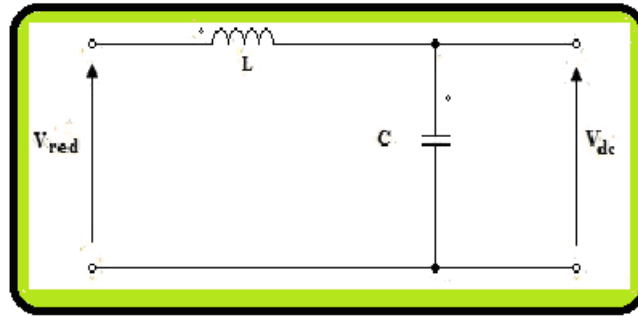


Fig. I.9: Filtre Passe -Bas

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

$$\begin{cases} V_{red} = L \frac{dI_i(t)}{dt} + V_{dc}(t) \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_i(t) - I_o(t)) \end{cases} \quad (I.47)$$

La fonction de transfert du filtre est écrite comme suit :

$$H(S) = \frac{V_{dc}(S)}{V_{red}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC} \cdot S)^2} \quad (I.48)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à : $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Un choix judicieux de la fréquence de coupure permettra de déterminer les paramètres L et C .

I.4.4 Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur est un convertisseur statique permettant d'imposer aux enroulements statoriques de la machine asynchrone une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Il est constitué des interrupteurs choisis selon la puissance et la fréquence de commutation voulus. Pour la modélisation, l'onduleur est considéré de tension, à deux niveaux et constitué de trois bras. Chaque bras est formé de deux interrupteurs et qui sont à leur tour composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche.

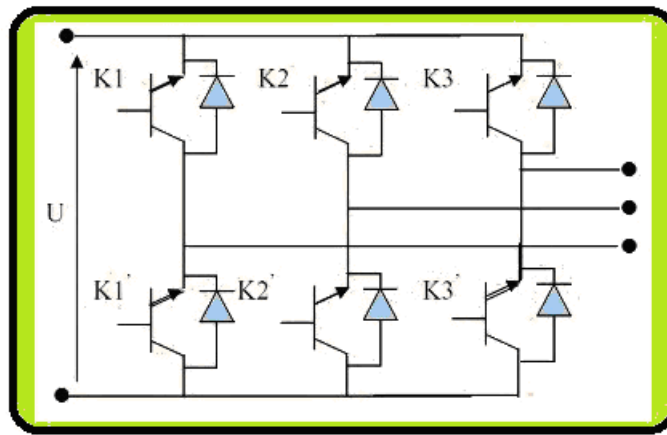


Fig. I.10: Onduleur de tension à deux niveaux

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée;
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- ✓ La charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile.
- ✓ Les diodes sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération

D'où on présente chaque paire transitoire -diode par un seul interrupteur bidirectionnel, on aura une structure simplifiée de l'onduleur, présentée par la figure suivante :

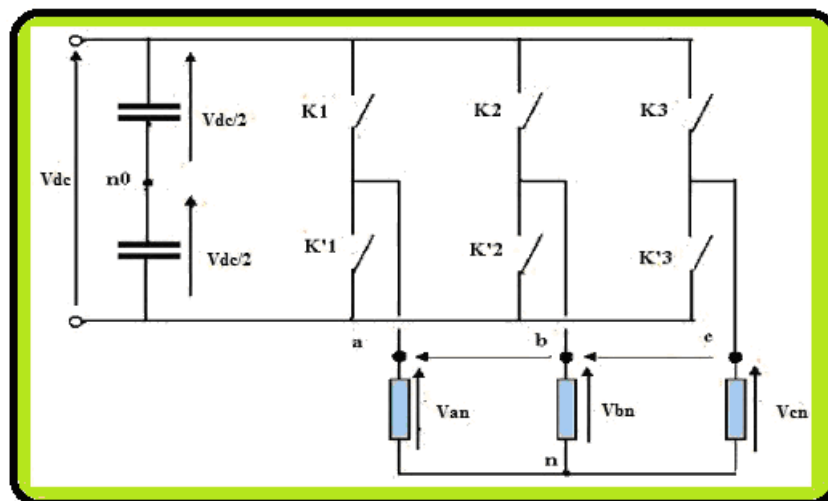


Fig. I.11: Structure simplifiée d'un onduleur triphasé

Si on désigne par F_i le signal de commande envoyé à un interrupteur K_i d'un bras, on peut écrire :

- ✓ $F_i = 1$ alors K_i est passant et K'_i est bloqué,
- ✓ $F_i = 0$ alors K_i est bloqué et K'_i est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (I.49)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.50)$$

Elles peuvent s'écrire à partir tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.51)$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}(V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}) \quad (I.52)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{in_0} = F_i V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} / i = a, b, c \quad (I.53)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (F_a - 0.5) V_{dc} \\ V_{bn0} = (F_b - 0.5) V_{dc} \\ V_{cn0} = (F_c - 0.5) V_{dc} \end{cases} \quad (I.54)$$

En remplaçant I.52 dans I.51, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} + \frac{2}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} + \frac{2}{3} V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.55)$$

On aura enfin :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (I.56)$$

Pour la génération des signaux logiques F_1, F_2 et F_3 , il existe plusieurs techniques de commande. Toutefois, deux méthodes de commande peuvent être utilisées : commande par M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) et commande par hystérésis.

I.4.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire à fréquence de commutation variable. Elle consiste à appliquer la différence entre un courant de référence et celui mesuré à l'entrée d'un bloc à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence Figure.I.12.

Cette technique se distingue par le fait qu'elle possède une réponse transitoire la plus rapide avec une limitation intrinsèque du courant instantané [HOA-89], [REZ-15]. En plus, la simplicité de la mise en œuvre est son principal avantage, tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient.

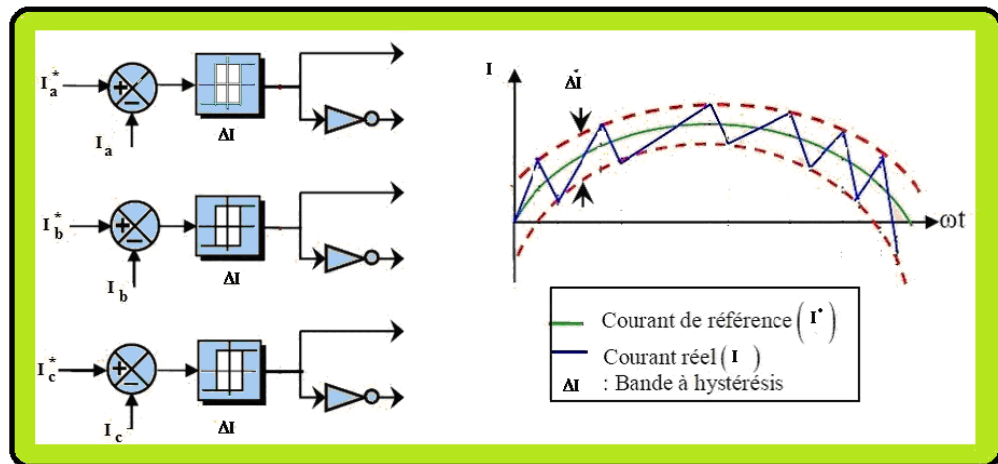


Fig. I.12: Commande par Hystérésis

I.4.4.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions

I.4.4.2.1 Principe

La Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) dite P.W.M en anglais (Pulse Width Modulation) se base sur la comparaison de deux ondes : l'une triangulaire de haute fréquence (appelée porteuse) chargée d'imposer les périodes de modulation et l'autre est un signal de commande ou de référence (appelé modulante) qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation est

déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux **Figure.I.13**. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs **[MUS-12]**.

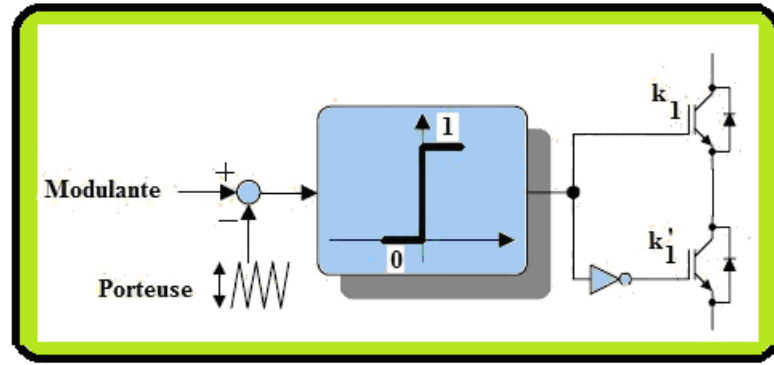


Fig. I.13: Principe de la technique MLI

Deux paramètres caractérisent la modulation :

✓ L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$ (I.57)

✓ Le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{V_{m_ref}}{V_{m_p}} \leq 1$ (I.58)

Avec

f_p : Fréquence de la porteuse

f_{ref} : Fréquence de la modulante

V_{m_ref} : Tension maximale de la modulante

V_{m_p} : Tension maximale de la porteuse

Si l'on suppose la tension de référence de phase "a" sous la forme:

$$V_a^*(t) = V_{am} \sin(\omega_s t - \alpha) \quad (I.59)$$

Et acceptons l'hypothèse simplificatrice d'un grand indice de modulation ($f_p \gg f_{ref}$) ce qui nous permet de considérer la tension de référence constante sur un triangle du signal de porteuse, alors on peut déduire une valeur approchée du fondamental de la tension V_{fa} :

$$V_{fa}(t) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{V_{m_ref}}{V_{p_ref}} \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot r \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \quad (I.60)$$

Les remarques suivantes sur les tensions harmoniques peuvent être faites **[SEY-01]**:

- ✓ L'augmentation de **m** repousse les premiers harmoniques non nuls de la tension de sortie vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage de ceux-ci. Mais, **m** est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions.
- ✓ Si **m** est multiple de trois, les harmoniques multiples de **3** vont être supprimés.

I.4.4.2.2 Inconvénients de la technique MLI

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne [GUY-97] :

- ✓ des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs,
- ✓ des pertes Joule dans la ligne et le convertisseur),
- ✓ des pertes dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).
- ✓ Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple,
- ✓ des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- ✓ Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

I.5 Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la détermination du modèle mathématique de la MAS à cage d'écureuil associée à son alimentation. Pour ce faire et au début, le passage entre les repères (lié au stator, au rotor ou au champ tournant) a été traité d'une manière détaillée où des transformations sont introduites afin de réduire l'ordre du système et éviter la complexité des équations différentielles. Ensuite deux modèles mathématiques de la MAS ont été dégagés où les pertes fer sont négligées dans un premier temps puis sont incluses dans le deuxième modèle. Enfin la modélisation de l'onduleur alimenté par un redresseur et commandé par la technique MLI a été développée.

Cette modélisation des différents étages : Bus continu, onduleur et MAS, va nous être utile dans les prochains chapitres.

Chapitre II...

Identification des Paramètres de la MAS

II.1 Introduction

Dans beaucoup d'applications industrielles qui nécessitent des entraînements électriques à vitesse variable EEVV, les moteurs asynchrones sont largement utilisés, comparativement aux autres moteurs, pour remplir cette fonction et ceci pour leurs avantages bien connus.

Le développement très rapide des stratégies de commande des machines électriques a entraîné des exigences de plus en plus importantes quant à la finesse de la détermination des paramètres des machines électriques. Cette condition est garantie par un calcul précis de la commande qui est souvent basée sur les paramètres de la machine entraînée.

Dans cette optique, l'identification intervient pour déterminer tous les paramètres figurant dans le modèle de la machine et la commande.

On entend dire par identification d'un système, la détermination des paramètres d'un modèle reflétant avec une précision suffisante son comportement dynamique [BAR-07].

L'identification est une étape primordiale pour la conception et la mise en œuvre du système de contrôle.

Dans la littérature beaucoup de méthodes d'identification sont utilisées et qui peuvent être regroupées en deux familles :

II.2 Identification non –paramétrique

Qui consiste à obtenir une interprétation graphique ou sous forme de tableau d'une réponse transitoire, fréquentielle (Bode, Black, Nyquist, Fourier) ou par corrélation (réponse impulsionnelle), etc. Avec cette technique d'identification on ne peut obtenir qu'une idée de la dynamique du système [AUG-04].

II.3 Identification paramétrique

Dont le but est la détermination des paramètres d'un procédé ou l'estimation des paramètres d'un modèle reflétant avec précision le système. Parmi les techniques d'identification paramétriques qui seront adoptées dans notre travail on peut citer : La première de nature électrotechnique dite "de la plaque signalétique" [IEEE-97], [BAR-07] et qui s'appuie sur le calcul direct des paramètres électriques à partir données nominales de la MAS fournies par le constructeur or, la deuxième est basée sur les tests expérimentaux classiques confirmées par la Commission Electrotechnique Internationale CEI comme l'essai à vide (sans charge), l'essai à rotor calé, l'essai en charge, essai de ralentissement ...etc.

Quant à la troisième approche est de nature automatique et itérative, elle s'appuie sur la méthode de Newton –Raphson.

II.3.1 Méthode de la plaque signalétique

Cette méthode [BEL-07], [ABD-04] a pour but d'estimer approximativement et d'une manière directe, rapide et grossière, les paramètres électriques de la MAS à partir des données nominales de constructeur indiquées sur la plaque signalétique tels que : V_s , I_s , f_s , $\cos \phi_s$, et g_N (pulsation ω_r). Elle est basée l'hypothèse que $L'_r = M$ (fuite totalisée dans le stator) et que la machine est sans pertes, donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = \frac{1 - \cos \phi}{1 + \cos \phi} \\ T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sigma}} \\ l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s} \\ M = L'_r = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma} \\ L_s = M + l_s \\ R'_r = \frac{L'_r}{T_r} \end{array} \right. \quad (\text{II-1})$$

$$\text{Avec } \left\{ \begin{array}{l} \omega_s = 2\pi f_s \\ \omega_r = g_N \omega_s = \omega_s - \omega \end{array} \right. \quad (\text{II-2})$$

II.3.2 Méthode basée sur les essais classiques

Le progrès très rapide des techniques de commande des machines électriques et surtout la machine asynchrone a entraîné des exigences de plus en plus importantes quant à la précision de la détermination des paramètres. En effet, plus on est exigeant au niveau des performances que l'on désire obtenir pour la commande des machines électriques, plus on est sensible aux erreurs de modélisation [ROL-93], [MOU-96].

Il existe de nombreuses méthodes pour l'identification des machines électriques, la méthode de base est celle basée sur les tests confirmés par la Commission Electrotechnique Internationale CEI. Le processus de détermination des paramètres consiste à calculer certains paramètres par des mesures directs (résultats des tests), et d'en déduire les paramètres qui ne sont pas accessibles aux mesures directes, par des relations fonction de la topologie adoptée pour le modèle choisi [MOU-96].

Dans ce chapitre nous décrivons les tests que nous avons réalisés puis nous présentons les résultats obtenus à partir des tests conventionnels confirmés par la C.E.I.

II.3.2.1 Identification des paramètres électriques

La détermination d'un modèle reflétant avec une précision suffisante son comportement dynamique est une étape primordiale pour la conception et la mise en œuvre des stratégies de contrôle. Dans la littérature, il existe beaucoup de techniques d'identifications paramétriques de la machine asynchrone dont les trois essais classiques basées sur l'expérimentation : essai en continu ou mesure directe, essai à rotor calé et l'essai à vide.

II.3.2.2 Modèle équivalent par phase

Le modèle équivalent de la machine asynchrone à cage est donné par la figure suivante :

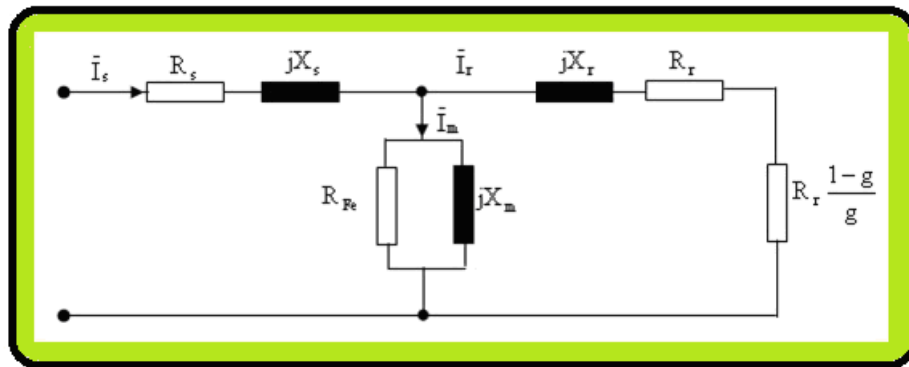


Fig. II.1: Modèle équivalent par phase de la MAS

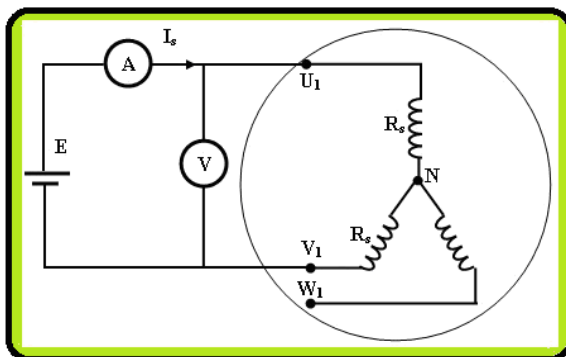
II.3.2.3 Mesure de la résistance statorique

Deux méthodes sont envisageables pour la mesure de R_s :

- Essai en courant continu

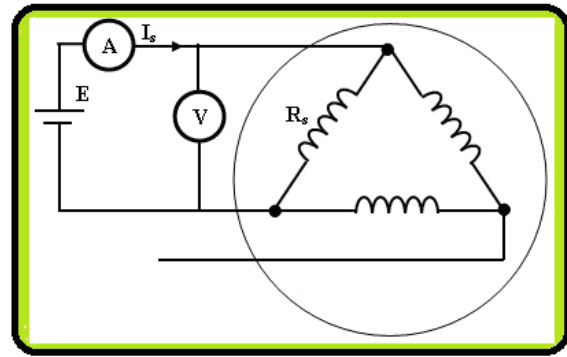
Cette méthode permet de mesurer la résistance entre deux phases statorique. On utilise pour cela un montage volt-ampèremétrique, en continu, et on mesure la tension et le courant (sans dépasser I_n).

Montage étoile



$$R_s = \frac{V}{2I_s}$$

Montage triangle



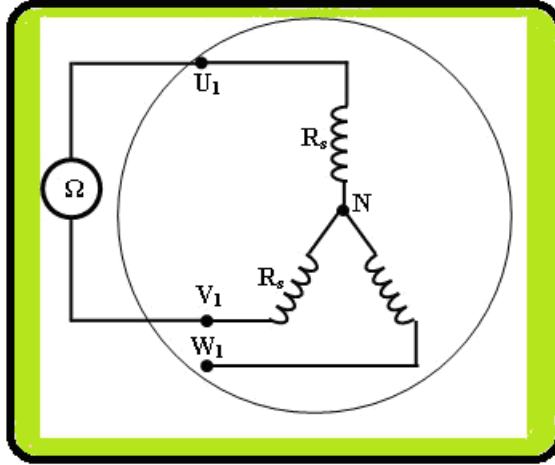
$$R_s = \frac{3V}{2I_s}$$

Fig. II.2: Essai de mesure en continu de la résistance statorique

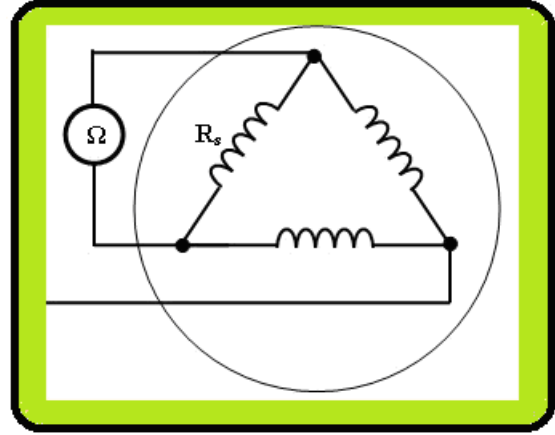
▪ **Essai de mesure directe**

Dans ce cas, la résistance statorique est mesurée directement et à chaud au moyen d'un Ohmmètre.

Montage étoile



Montage triangle



$$R_s = \frac{R_{lue}}{2}$$

$$R_s = \frac{3}{2} \cdot R_{lue}$$

Fig. II.3: Essai de mesure directe de la résistance statorique

II.3.2.4 Identification de la résistance rotorique et des réactances statoriques et rotoriques

L'essai permettant de calculer la résistance rotorique et les réactances du stator et rotor est l'essai à rotor calé à la fréquence de 50Hz. Le principe consiste à alimenter la machine asynchrone à une tension réduite tout en maintenant son rotor fixe et en garantissant un courant nominal. Dans ces conditions :

$$g = 1, \quad \bar{I}_s = \bar{I}_r = \bar{I}_{cc} \quad \text{et} \quad \bar{I}_m \approx 0 \quad (\text{II-3})$$

Le modèle par phase de la MAS de figure.II.1, se simplifie ainsi :

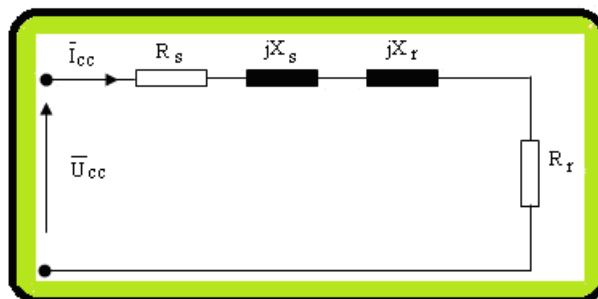


Fig. II.4: Modèle équivalent par phase de l'essai à rotor bloqué

La mesure de la puissance active à rotor calé permettra de calculer la résistance des barres rotoriques selon la relation suivante:

$$R_r = \frac{P_{cc}}{I_{cc}^2} - R_s \quad (\text{II-4})$$

P_{cc} : Puissance active absorbée par la machine à rotor calé,

I_{cc} : Courant nominal statorique,

R_s : Résistance statorique

D'autre part, et en supposant qu'on est loin de la saturation, la mesure de la puissance réactive Q_{cc} permettra de déterminer la réactance statorique et rotorique:

$$X_s + X_r = \frac{Q_{cc}}{I_{cc}^2} \quad (\text{II-5})$$

En se référant à [IEEE-96], la réactance statorique et rotorique sont liées par la formule suivante :

$$\bar{X}_s = a \bar{X}_r \quad (\text{II-6})$$

Ce qui permet d'écrire

$$X_s = \frac{Q_{cc}}{(1+a) \cdot I_{cc1}^2} \quad (\text{II-7})$$

II.3.2.5 Détermination de l'inductance mutuelle

L'identification de l'inductance mutuelle est basée sur l'essai à vide. Le moteur est alimenté sous sa tension nominale U_0 de fréquence nominale $f = 50\text{Hz}$. Sa vitesse n est proche de synchronisme n_s ($n \approx n_s$). On relève l'intensité efficace du courant en ligne I_0 , les puissances active P_0 et réactive Q_0 . L'indice 0 signifie à vide. Dans ces conditions :

$$g \approx 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{R_r}{g} \rightarrow \infty \quad \Rightarrow \quad \bar{I}_r \rightarrow 0 \quad (\text{II-8})$$

Et le circuit équivalent par phase de la MAS se réduit à :

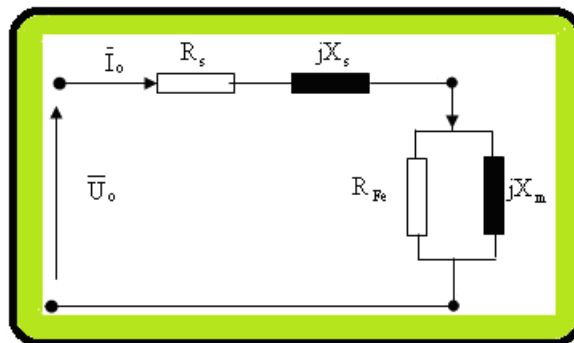


Fig. II.5: Modèle équivalent par phase de l'essai à vide

Par conséquent, la mesure de la puissance réactive Q permet de déterminer l'inductance mutuelle selon la relation suivante :

$$X_m = \frac{Q_0}{I_0^2} - X_s \quad (\text{II-9})$$

Notons que cette formule est valable uniquement quand on néglige la résistance des pertes fer sinon il faut passer au modèle série.

II.3.2.6 Identification de la résistance des pertes fer

Selon [MEN-95], [BAR-07] la résistance des pertes fer R_{Fe} est assez indépendante à l'amplitude du courant mais elle est fortement liée à la fréquence. Il s'ensuit d'écrire que R_{Fe-s} est uniquement en fonction de la fréquence :

$$R_{Fe-s} = A_1 \cdot f_s + A_2^2 \cdot f_s \quad (\text{II-10})$$

Avec R_{Fe-s} est la résistance due aux pertes fer. Elle est prise en série avec l'inductance mutuelle pour des raisons de simplicité et afin de faciliter le calcul.

Donc pour identifier les paramètres A_1 et A_2 , un essai à vide est effectué pour différentes fréquences tout en gardant $U/f = C^{st}$. En mesurant à chaque fois la tension U_0 , le courant I_0 et la puissance active P_0 , le bilan de puissance est donnée comme suit :

$$P_0 = 3R_s I_0^2 + 3R_{Fe-s} I_0^2 + P_{mec} \quad (\text{II-11})$$

$$R_{Fe-s} = \frac{P_0 - 3R_s I_0^2 - P_{mec}}{3I_0^2} \quad (\text{II-12})$$

$$R_{Fe-s} = A_1 \cdot f^2 + A_2 \cdot f \quad (\text{II-13})$$

Les deux constantes d'interpolation sont à déterminer par la méthode des moindres carrées.

Le modèle de la résistance fer s'écrit alors :

$$R_{Fe-s} = 0.0105 \cdot f^2 + 0.05194 \cdot f \quad (\text{II-14})$$

Comme la fréquence rotorique $f_r = g \cdot f$, la résistance des pertes fer rotorique s'écrit :

$$R_{Fe-r} = 0.0105 \cdot (f \cdot g)^2 + 0.05194 \cdot (f \cdot g) \quad (\text{II-15})$$

II.3.2.7 Inconvénients des essais classiques :

Cette technique d'identification présente beaucoup de problèmes et des difficultés d'expérimentation comme :

- ✓ l'impossibilité de la mesure directe des paramètres rotoriques pour les machines asynchrones à cage d'écureuil,

- ✓ Problème de la stabilité thermique de l'essai à rotor bloqué. En effet, la machine s'échauffe rapidement, et par conséquent, les paramètres obtenus peuvent être issus d'essais effectués dans des conditions de température complètement différentes du fonctionnement normal de la machine.
- ✓ Le troisième problème concerne le blocage du rotor. En effet, pour les moteurs de grande puissance, l'immobilisation du rotor est difficile
- ✓ Les paramètres obtenus par cette méthode sont entachés d'imprécision et ne sont valides que dans une plage restreinte de fonctionnement de la machine.

Malgré toutes ces contraintes, ces méthodes de mesures classiques permettent de donner des ordres de grandeurs des paramètres pouvant être pris pour valeurs initiales lors de l'utilisation des méthodes numériques d'optimisation.

II.3.3 Identification des paramètres électriques de la MAS en utilisant la méthode de Newton –Raphson [NUN-08]

Dans cette section, une procédure numérique utilisant la méthode de Newton Raphson pour le calcul des paramètres du modèle de la machine asynchrone est appliquée. La méthode est basée sur la mesure des puissances, des tensions, des courants et des facteurs de puissances et ceci pour les deux tests à vide et à rotor calé.

II.3.3.1 Modèle de la machine asynchrone

En partant du modèle par phase de la machine asynchrone de la Figure.II.1

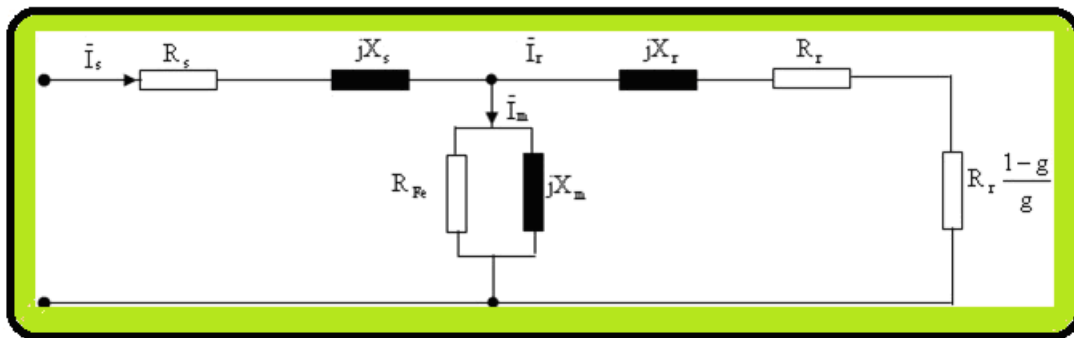


Fig. II.6: Circuit équivalent d'un moteur asynchrone

On peut écrire :

$$\bar{Z} - \frac{U_s}{I_s} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = 0 \quad (\text{II-16})$$

Avec

$$\operatorname{Re}\{\bar{Z}\} = R_s + \frac{R_{Fe} X_m^2 \left(\left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right) \left(\frac{R_r}{g} R_{Fe} + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)}{X_m^2 \left(\frac{R_r}{g} R_{Fe} + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)^2 + R_{Fe}^2 \left(X_r X_m + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)^2} \quad (\text{II-17})$$

et

$$\operatorname{Im}\{\bar{Z}\} = R_s + \frac{R_{Fe}^2 X_m \left(\left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right) \left(X_r X_m + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)}{X_m^2 \left(\frac{R_r}{g} R_{Fe} + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)^2 + R_{Fe}^2 \left(X_r X_m + \left(\frac{R_r}{g} \right)^2 + X_r^2 \right)^2} \quad (\text{II-18})$$

La résistance R_s est obtenu à partir de la mesure directe, les réactances de fuites sont assumées proportionnelles selon [IEEE-96]

$$X_s = k_{12} \cdot X_r \quad (\text{II-19})$$

Des deux essais à vide et à rotor bloqué quatre fonctions peuvent être définies :

$$\begin{cases} f_1 = R_e \{\bar{Z}_B\} - \frac{\bar{U}_{sB}}{\bar{I}_{sB}} \cos(\varphi_B) \\ f_2 = I_m \{\bar{Z}_B\} - \frac{\bar{U}_{sB}}{\bar{I}_{sB}} \sin(\varphi_B) \\ f_3 = R_e \{\bar{Z}_V\} - \frac{\bar{U}_{sV}}{\bar{I}_{sV}} \cos(\varphi_B) \\ f_4 = I_m \{\bar{Z}_V\} - \frac{\bar{U}_{sV}}{\bar{I}_{sV}} \sin(\varphi_B) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

Il est à noter que si le test à rotor bloqué est effectué pour des fréquences différentes de la fréquence nominale, un facteur de correction doit être introduit pour adapter les valeurs des réactances inductives [NUN-08]

$$X_B = \left(\frac{f_B}{f_n} \right) X \quad (\text{II-21})$$

II.3.3.2 Algorithme de Newton Raphson

L'algorithme de Newton Raphson [JAA-05] est la meilleure méthode pour trouver les racines d'un système d'équations car il est simple et rapide. Son seul inconvénient réside dans la nécessité de calculer la dérivé de la fonction en question.

La formule récurrente de la méthode est de la forme :

$$X^{(i+1)} = X^{(i)} - J^{(i)^{-1}} \cdot F^{(i)} \quad (\text{II-22})$$

Si le système d'équation est de dimension n , alors :

J : Matrice Jacobian de dimension $n \times n$

X : Vecteur de dimension n

$X^{(0)}$: Vecteur de la première itération

II.3.3.3 Application la méthode pour l'identification du vecteur paramètres de la MAS

Le problème à résoudre est de la forme :

$$X^{(i+1)} = X^{(i)} - J^{(i)^{-1}} \cdot F^{(i)} \quad (\text{II-23})$$

Avec :

$$X^{(i+1)} = \begin{bmatrix} R_{Fe}^{(i+1)} \\ X_m^{(i+1)} \\ R_r^{(i+1)} \\ X_r^{(i+1)} \end{bmatrix}, \quad J^{(i)} = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial f_1}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_2}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_3}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_4}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial X_r} \right)^{(i)} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad F^{(i)} = \begin{bmatrix} f_1^{(i)} \\ f_2^{(i)} \\ f_3^{(i)} \\ f_4^{(i)} \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Ou sous la forme :

$$\begin{bmatrix} R_{Fe}^{(i+1)} \\ X_m^{(i+1)} \\ R_r^{(i+1)} \\ X_r^{(i+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Fe}^{(i)} \\ X_m^{(i)} \\ R_r^{(i)} \\ X_r^{(i)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial f_1}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_1}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_2}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_2}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_3}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_3}{\partial X_r} \right)^{(i)} \\ \left(\frac{\partial f_4}{\partial R_{Fe}} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial X_m} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial R_r} \right)^{(i)} & \left(\frac{\partial f_4}{\partial X_r} \right)^{(i)} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_1^{(i)} \\ f_2^{(i)} \\ f_3^{(i)} \\ f_4^{(i)} \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

En partant du vecteur initial (première itération) représentant les paramètres issus des essais classiques :

$$\begin{bmatrix} R_{Fe}^{(1)} \\ X_m^{(1)} \\ R_r^{(1)} \\ X_r^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Fe}^{(i)} \\ X_m^{(i)} \\ R_r^{(i)} \\ X_r^{(i)} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

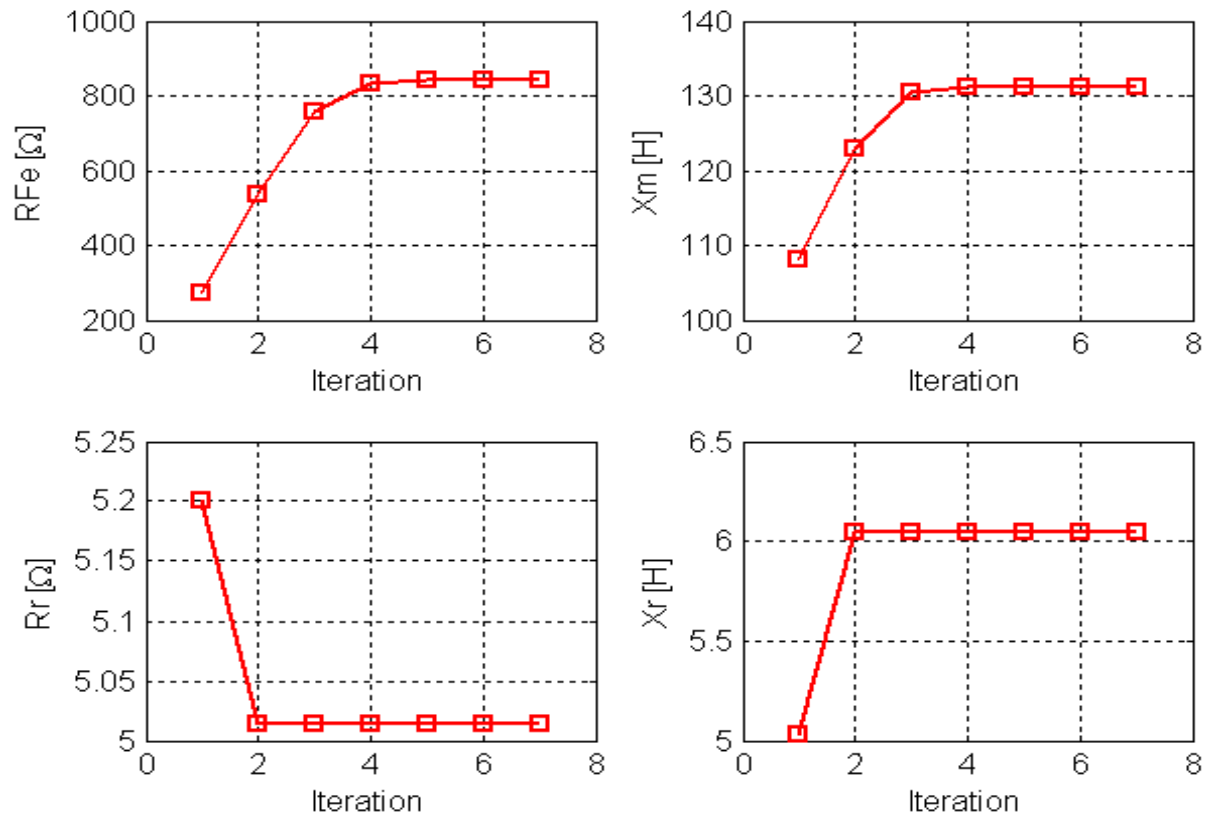


Fig. II.7: Convergence de la méthode

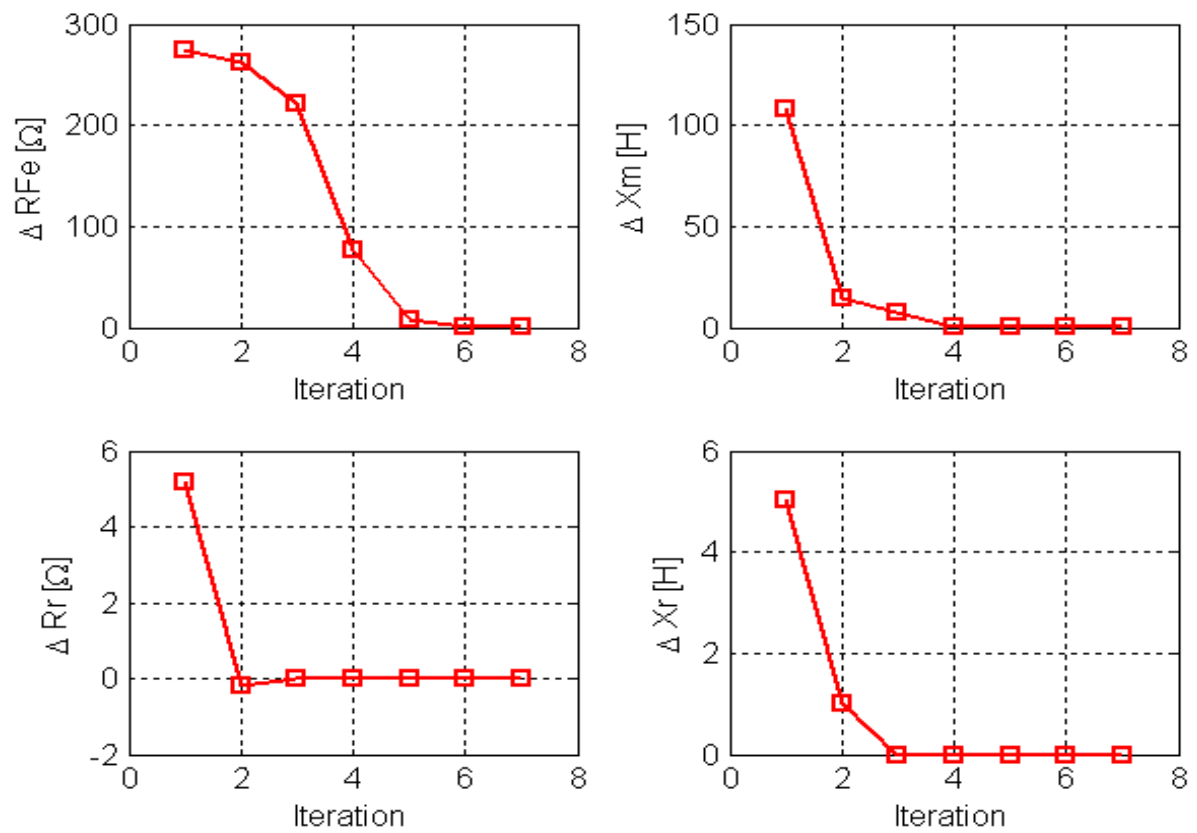


Fig. II.8: Erreurs sur les grandeurs identifiées

II.3.3.4 Interprétation

En partant des valeurs initiales représentant les paramètres issus des essais classiques et en fixant la tolérance à la valeur $Tol = 0.0001$, Il est très clair que la méthode converge (atteint son minimum) après sept itérations, l'algorithme s'arrête une fois que le critère d'arrêt est vérifié (voir Fig.II.7 et Fig.II.8). Les résultats de l'algorithme sont donnés dans le tableau suivant:

Tableau. II.1: Evolution de la convergence des paramètres

itération	$R_{Fe} (\Omega)$	$X_m (\Omega)$	$R_r (\Omega)$	$X_r (\Omega)$
1	1086.43000000000	109.58000000000	3.74000000000	4.51200000000
2	568.77004145314	129.24248019728	5.01387283237	6.04569659858
3	760.79798143743	130.49053348575	5.01387283237	6.04569659858
4	835.29220096979	131.11362034530	5.01387283237	6.04569659858
5	842.23091898539	131.14544300807	5.01387283237	6.04569659858
6	842.28432716133	131.14564789869	5.01387283237	6.04569659858
7	842.28433030718	131.14564791057	5.01387283237	6.04569659858

II.3.4 Identification des paramètres mécaniques

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement.

II.3.4.1 Séparation des pertes mécanique et pertes fer

Le moteur tourne à vide sous tension variable de manière que la vitesse reste égale à celle de synchronisme ($N \approx N_s$). On fait varier la tension statorique à l'aide d'un auto-transformateur. On mesure à vide la puissance active P_{10} absorbée par le moteur et le courant I_{10} .

Les pertes mécaniques sont données par l'intersection de la prolongation de la courbe $\Delta P_{mec} + P_{Fer} = f(U_{10}^2)$ avec l'axe $U_{10}^2 = 0$ représentée par la figure (II.9).

Ce qui permettra d'écrire :

$$P_{mec} \approx F \cdot \omega^2 \quad (II-27)$$

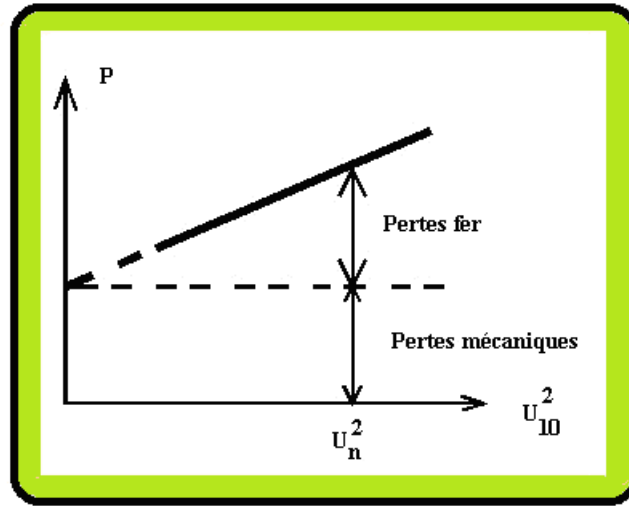


Fig. II.9: Variation de la puissance totale en fonction de la tension.

De la courbe, la lecture des pertes mécaniques permettra de déduire le coefficient des frottements visqueux.

II.3.4.2 Essai de ralentissement

La machine est alimentée sous sa tension nominale et tourne à vide à la vitesse ω_0 . Le principe de la méthode consiste à disjoncter le contacteur d'alimentation en courant du stator. La vitesse diminue progressivement sous l'effet des pertes mécaniques $-F \cdot \omega^2$.

On trace la caractéristique $N = f(t)$ avec N est la vitesse exprimée en tours/min (Figure.II.10).

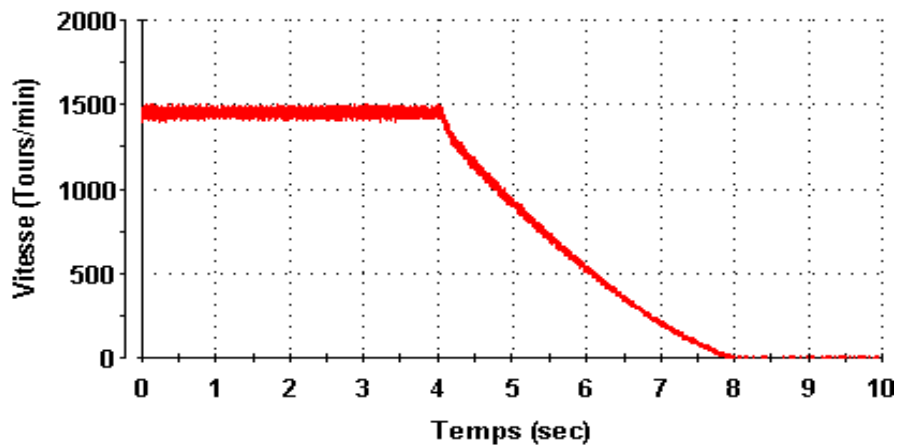


Fig. II.10: Test de ralentissement

Cet essai permet la détermination de la constante de temps mécanique.

$$\tau = \frac{J}{F} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{N_1}{N_2}\right)} \quad (\text{II-28})$$

En régime permanent à vide, il est légitime de considérer que le couple résistant n'est dû qu'aux frottements visqueux ce qui permet de déduire le coefficient de frottement visqueux F à partir de la relation suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - F \cdot \omega \quad (II-29)$$

$$\text{A vide et en régime permanent : } C_{em} = F \cdot \omega \quad (II-30)$$

$$\text{Ce qui donne : } F = \frac{P_{mec}}{\omega^2} \quad (II-31)$$

A partir de l'équation (II.28) on tire :

$$J = \frac{\tau \cdot P_{mec}}{\omega^2} \quad (II-32)$$

Cette relation montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée.

II.4 Résultats d'identification

Tableau. II.2: Récapitulation des résultats d'identification

Méthode de la plaque signalétique				
R_s (Ω)	R_r (Ω)	X_s (Ω)	X_m (Ω)	R_{Fe} (Ω)
5.2	5.9799	19.2526	218.1957	
Méthode des essais classiques				
R_s (Ω)	R_r (Ω)	X_s (Ω)	X_m (Ω)	R_{Fe} (Ω)
5.2	3.74	4.512	109.58	1086.43
Méthode de Newton -Raphson				
R_s (Ω)	R_r (Ω)	X_s (Ω)	X_m (Ω)	R_{Fe} (Ω)
5.2	5.0138	6.0456	131.1456	842.2843
Identification des paramètres mécaniques				
J ($kg.m^2$)		F ($Nm.s$)		
0.0048		0.0014		

II.5 Validation Expérimentale et par Simulation du modèle

Cette étape consiste à faire des validations/tests par simulation et/ou expérimentaux. Les objectifs liés à cette étape sont multiples:

- Voir l'impact des pertes fer sur le comportement de la MAS c'est à dire l'effet sur les différentes grandeurs que ce soit mécanique, électrique ou électromagnétiques et ceci pour les deux régimes transitoire et permanent.

- Mesurer à quel degré la présence des pertes fer influe sur le rendement de la MAS quand la fréquence augmente.
- Valider le modèle en tension de la MAS en tenant en compte les pertes fer: Validation simulation et expérimentale.

II.5.1 Simulation, résultats et interprétations

II.5.1.1 Impact des pertes fer

En se servant des paramètres identifiés par la méthode de Newton Raphson, le modèle de la MAS alimentée en tension sans et avec pertes fer a été testé par un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge. Les résultats obtenus sont résumés par les figures ci-après

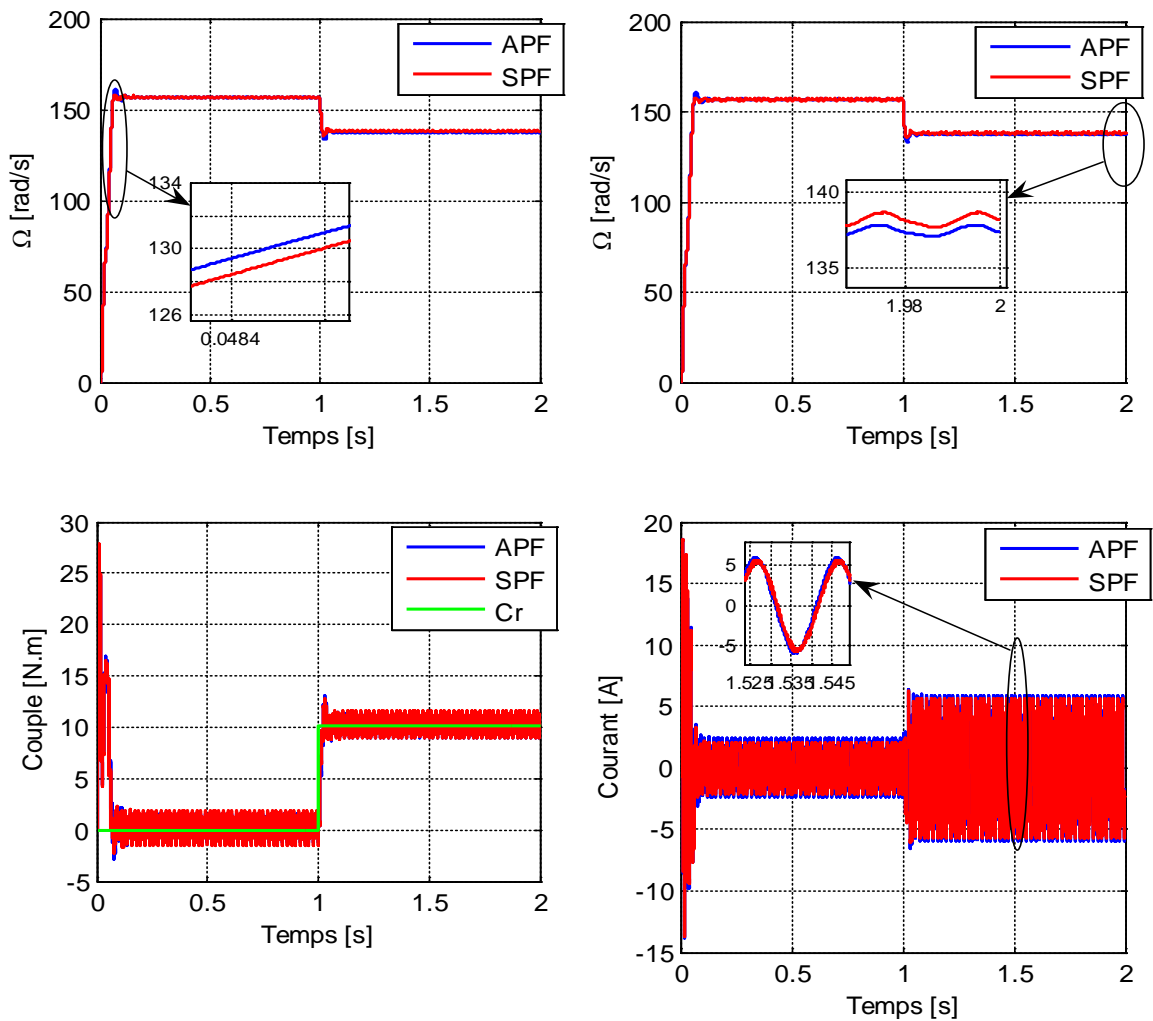


Fig. II.11: Démarrage de la MAS sans et avec pertes fer pour $f = 50\text{Hz}$

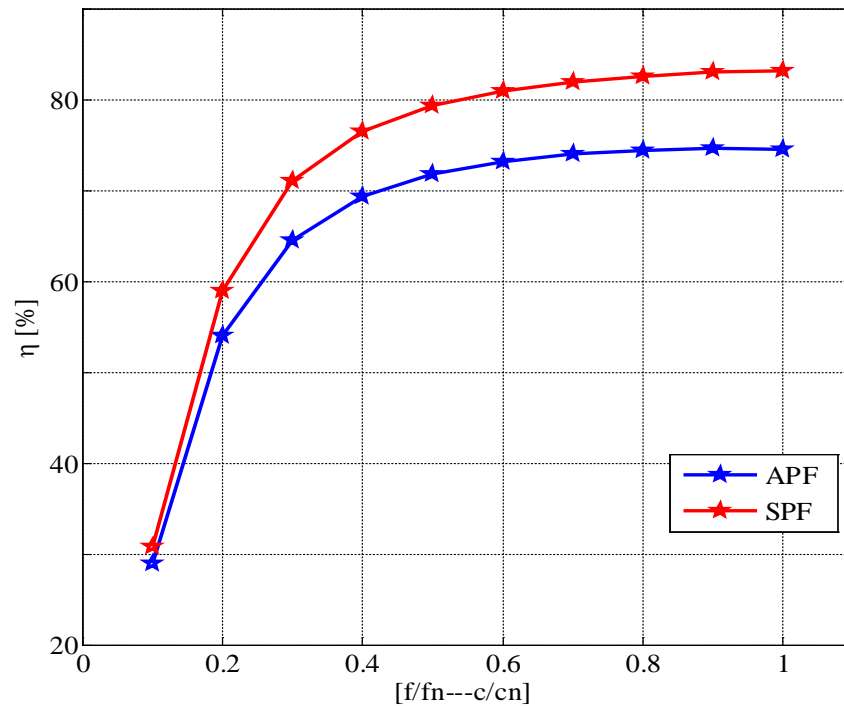


Fig. II.12: Rendement de la MAS sans et avec pertes fer

II.5.1.2 Interprétation des résultats

Après un régime transitoire, les grandeurs montrées sur les figures II.11 atteignent leurs régimes permanents. Au moment d'application du couple de charge:

- ✓ un appel de courant est enregistré ce qui est traduit par une augmentation d'amplitude du courant statorique.
- ✓ Le couple électromagnétique, après des oscillations en régime transitoire, il s'annule puis augmente pour compenser le couple résistant.
- ✓ La vitesse diminue sous l'effet de la charge appliquée.

Pour l'effet de pertes fer sur les grandeurs électriques et mécaniques, les zooms de vitesse montrent que lors du démarrage direct de la MAS, la présence des pertes fer ralentit l'établissement des grandeurs leurs valeurs permanentes et engendre une diminution de la vitesse en régime permanent.

Sur le plan énergétique, la figure II.12 montre un test de variation de la fréquence statorique allant de 0 jusqu'à 1.2 de la fréquence nominale, et ceci pour plusieurs points de fonctionnement.

On constate que la prise en considération des pertes fer augmente les pertes totales de la MAS ce qui diminue le rendement surtout pour les grandes fréquences. Cette influence

s'explique par le fait que les pertes fer sont fonction de la fréquence et donc plus la fréquence augmente, plus la résistance de fer augmente.

Donc on peut dire que les pertes fer constituent un couple supplémentaire qui augmente avec la fréquence statorique ce qui rend leur prise en considération lors de la commande importante.

II.5.2 Expérimentation, résultats et interprétations

Pour la mise en oeuvre expérimentale du démarrage et des lois de commande présentés dans le cadre de cette thèse, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LGEA à l'université de OEB en utilisant le matériel mis à notre disposition. Le banc d'essais, dont la photo est montrée par la figure II.13 et sur lequel ont été testé les techniques de commande de la MAS, est constitué des différentes parties données dans l'annexe:

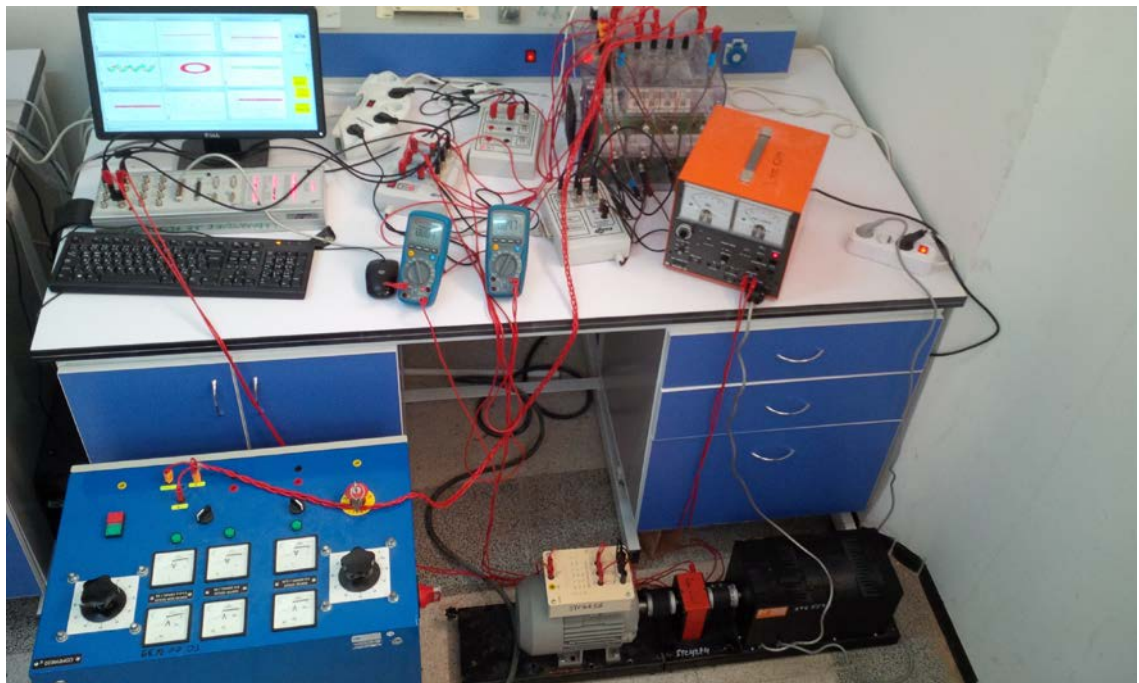


Fig. II.13: Photographie du Banc d'essai expérimental

Dans cette partie, des résultats de simulations et expérimentaux d'un démarrage seront présentés. Le schéma bloc général du banc d'essai expérimental est donné par la figure suivante.

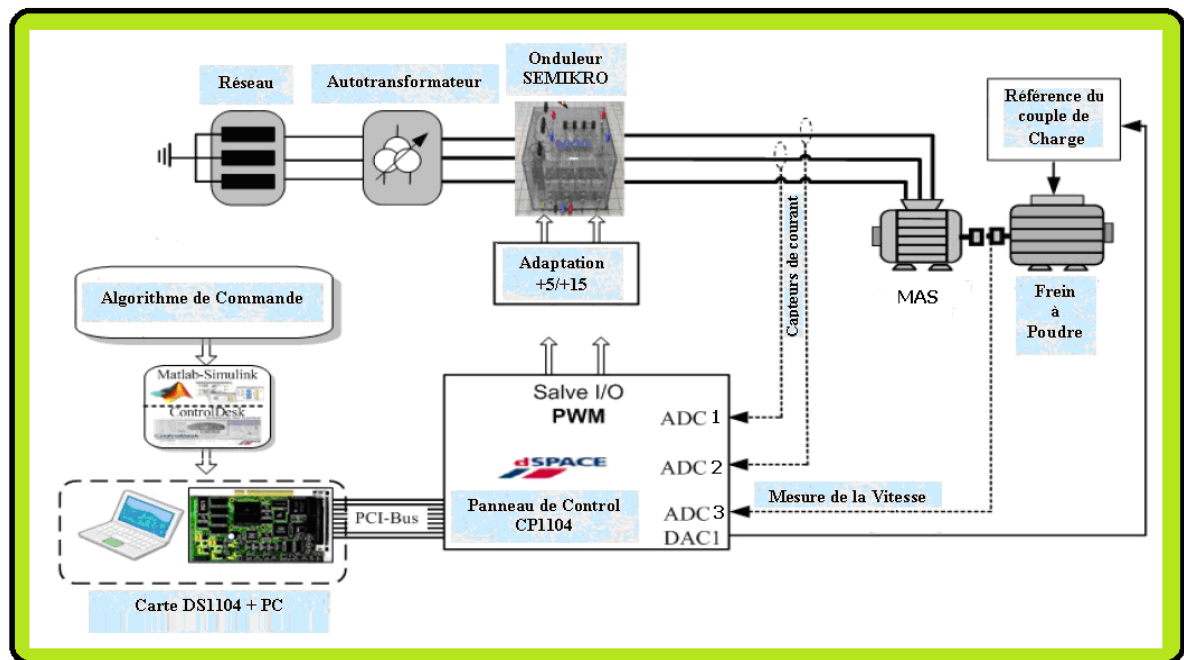
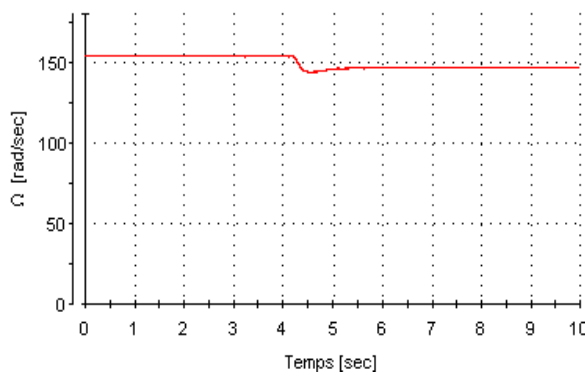


Fig. II.14: Schéma bloc général du banc d'essai expérimental

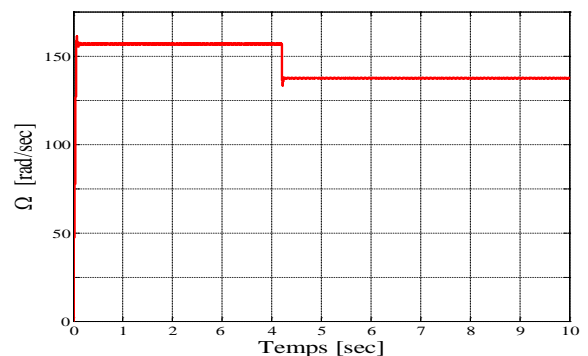
II.5.2.1 Test de démarrage

Afin d'analyser le comportement de la machine asynchrone en régime transitoire et permanent, un test de démarrage a été effectué. La MAS est alimentée via un onduleur de tension dont la commande est assurée par la technique MLI-sinus-triangle. Notons que les allures des différentes grandeurs ont été récupérées à l'aide du logiciel ControlDesk et que la période d'échantillonnage est fixée à $T_z = 100\mu s$. Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure II.15.

Résultats expérimentaux



Résultats de simulation



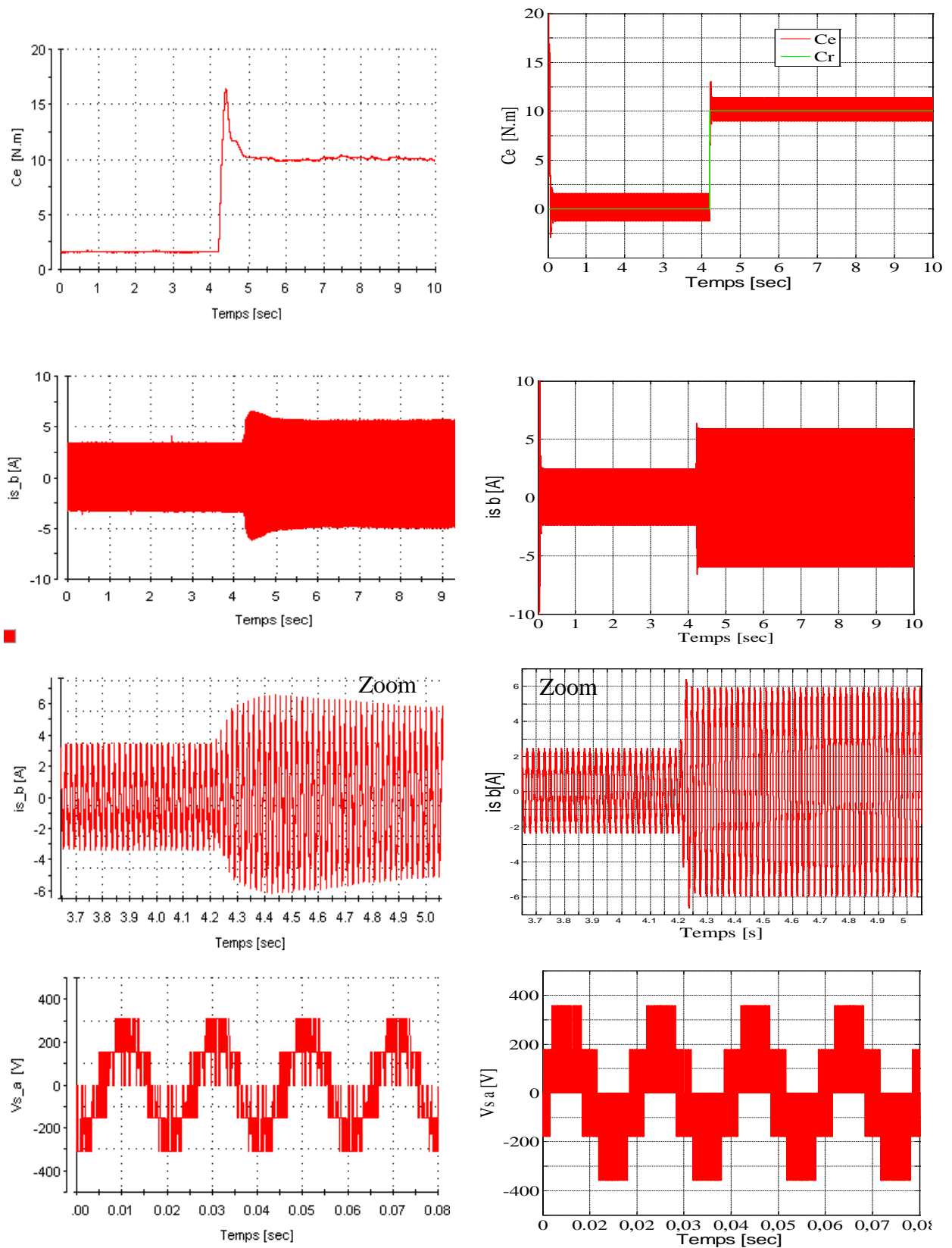


Fig. II.15: Evolution des grandeurs électriques /mécaniques

II.5.2.2 Interprétation :

L'analyse des courbes obtenues lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale à l'instant $t=4$ secondes, nous permet de faire les commentaires suivants:

- La vitesse capturée au moyen d'une génératrice tachymétrique et filtrée par un filtre pass -bas numérique, après un régime transitoire elle se stabilise à une valeur proche de synchronisme puis elle diminue par effet de la charge appliquée manuellement.
- A vide, le couple électromagnétique est d'une valeur de 1.5 Nm due au couple de frottement et qui augmente par la suite (a $t=4$ secondes) en présentant un pic pour compenser la valeur du couple de charge.
- Sur l'allure de courant d'une phase statorique, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.
- Quant aux tensions statoriques, il est très clair que l'introduction du couple résistant n'a aucune influence ni sur l'amplitude ni sur la forme.

II.6 Conclusion

L'identification paramétrique basée sur les données de la plaque signalétique et les essais classiques confirmés par la CEI ont été exposés dans ce chapitre. Ensuite et pour optimiser cette identification, une méthode numérique de Newton –Raphson a été introduite en vue d'estimer avec finesse les paramètres électriques. Quant aux paramètres mécaniques ont été identifiés à partir des deux tests de ralentissement et séparation des pertes.

L'ensemble des paramètres électrique -mécanique identifiés ont été exploités pour la validation par simulation de la MAS en présence des pertes fer.

Chapitre III...

Commande Vectorielle avec Orientation du Flux Rotorique: RFOC

III.1 Introduction

Dans l'industrie où les machines électriques couvrent la quasi-totalité des applications motorisées, les performances d'un contrôle de plus en plus rigoureux, maniable et efficace sont exigées dans une large plage de stabilité. Les moteurs à courant continu sont toujours les mieux placés pour remplir ces exigences. Ces derniers offrent comme principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. Cependant la présence du collecteur et les balais a été toujours le point faible de la machine à courant continu qui limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance importante [EDF -98].

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût et la robustesse des machines à courant alternatif particulièrement la machine asynchrone ont donc attiré les chercheurs et les ont poussées à développer de nouvelles techniques rendant la machine asynchrone plus utilisée dans l'industrie.

Ces dernières années, le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs de puissance et l'évolution des moyens de calcul ont considérablement permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent. Parmi ces techniques, la commande vectorielle à flux orienté dont les principes ont été développés et élaborés, dès 1972, par F. BLASCHKE [BLA -72].

Historiquement, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode, fondée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine, est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant [JOS-99].

Par cette technique, la machine asynchrone peut avoir des performances semblables à celles de la machine à courant continu. En effet, le couple et le flux peuvent être contrôlés séparément.

Dans le présent chapitre, on présente la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en courant tout en introduisant les pertes fer.

III.2 Méthodes de la commande vectorielle avec orientation du flux

Beaucoup de stratégies de contrôle des machines à courant alternatif appartiennent à la famille des techniques dites vectorielle et la commande à flux orienté en est une. Fig (III.1).

La commande par orientation de flux est basée sur le choix d'une référence liée au flux qu'on désire orienter. Par conséquent trois types d'orientation du flux sont possibles :

- ✓ Orientation du flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$
- ✓ Orientation du flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$
- ✓ Orientation du flux d'entrefer : $\Phi_{md} = \Phi_m$ et $\Phi_{mq} = 0$

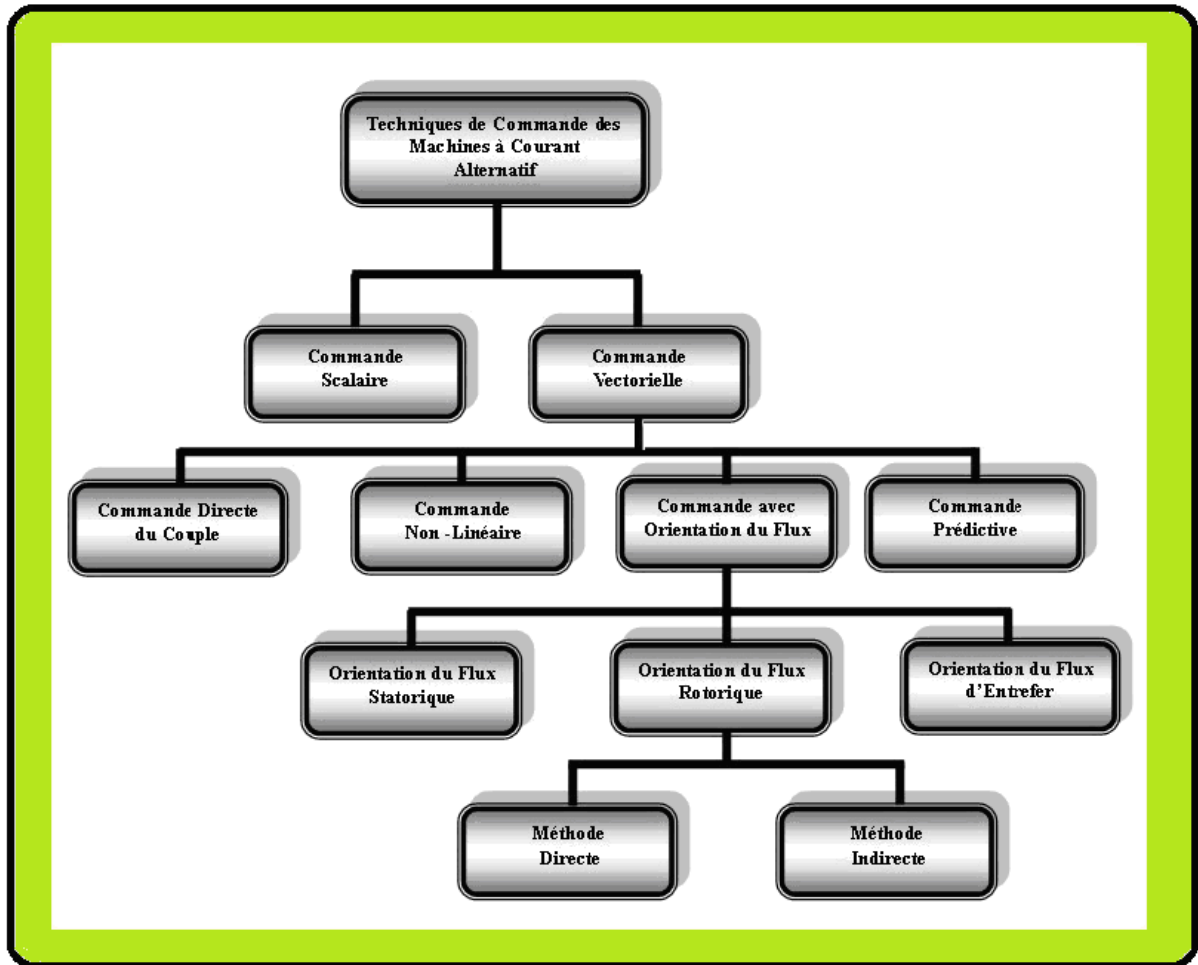


Fig. III.1: Techniques de commande vectorielle de la MAS

Mesurer la position du flux dans la machine ou estimer cette position (en boucle ouverte), est indispensable à la commande vectorielle. Selon l'approche suivie, on distingue essentiellement deux méthodes pour orienter le flux rotorique [PET- 90]:

III.2.1 Méthode indirecte (IRFOC)

Cette méthode a été proposée par HASSE KARL en 1969 [HAS -69]. Son principe est basé sur la connaissance à tout instant de la position du flux à orienter pour pouvoir le maintenir orienté sur l'axe d .

Pour ce faire, le module du flux est fixé en boucle ouverte et sa phase est estimée à partir du modèle dynamique de la MAS. L'avantage majeur de cette méthode est d'être facile à implanter et de ne pas nécessiter d'un capteur.

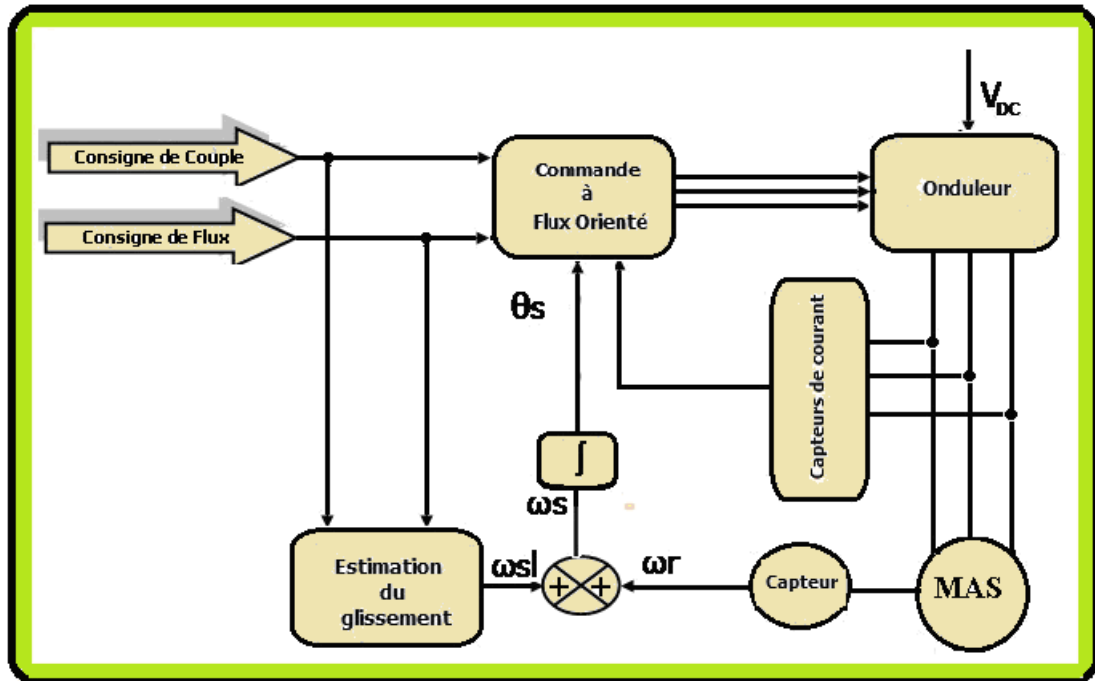


Fig. III.2: Schéma synoptique de la commande à flux orienté : méthode indirecte

Cette méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique qui change avec la température [GOL -94].

III.2.2 Méthode directe (DRFOC)

À l'inverse de la méthode indirecte, le flux (module et position) est mesuré par un capteur physique ou estimé en utilisant un modèle dynamique du flux (F. BLASCHKE).

La méthode directe a l'avantage de dépendre beaucoup moins des variations de paramètres de la machine [CAN -00], [JEL -91]. [GOL -94] mais sa difficulté majeure réside dans sa réalisation pratique qui est très difficile à mettre en œuvre [ROB -96], elle exige la détermination de la position et l'amplitude du flux car ses deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Ce besoin nécessite l'utilisation :

- ♦ Des capteurs de flux placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être [EDF -98], [MIL -92]:

1. Des capteurs par effet hall placés sous les dents du stator.
2. Une spire sous un pôle de chaque phase

Malheureusement, ces capteurs nécessitent des moteurs spéciaux et en plus la MAS perd ses avantages connus simplicité, robustesse, fiabilité et coût. Pour remédier à ces problèmes, on a recours au développement des méthodes dynamique du flux dont la position et le module sont obtenus à partir des grandeurs faciles à mesurer (courants, vitesse et tensions) [OUR -95], [ROB -92], [PIE -93].

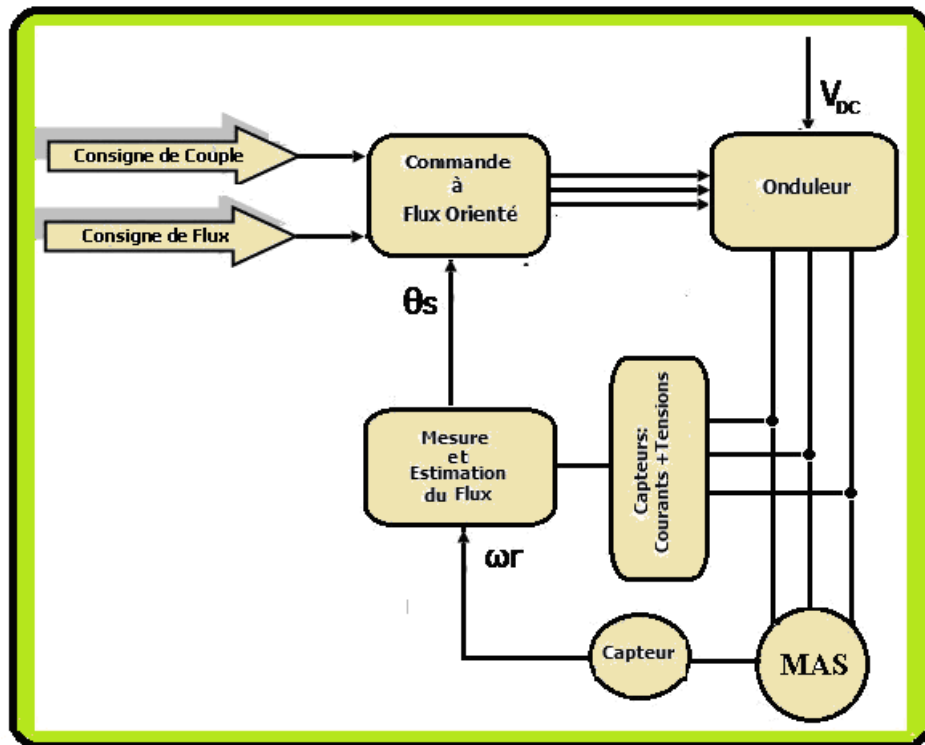


Fig. III.3: Schéma synoptique de la commande à flux orienté : méthode directe

III.3 Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux

La commande vectorielle à flux orienté se base sur le contrôle de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Elle permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée qui a l'avantage d'avoir une expression du couple proportionnel à deux grandeurs naturellement indépendantes : le flux inducteur et le courant d'induit. Donc afin de faire la translation de cet avantage aux machines asynchrones, le principe consiste à orienter le repère « dq » de manière à porter entièrement le flux sur l'axe « d » et par conséquence annuler la composante de flux en quadrature. Ce qui permet d'obtenir une expression du couple proportionnelle aux deux composantes orthogonales " i_{sd} et i_{sq} ".

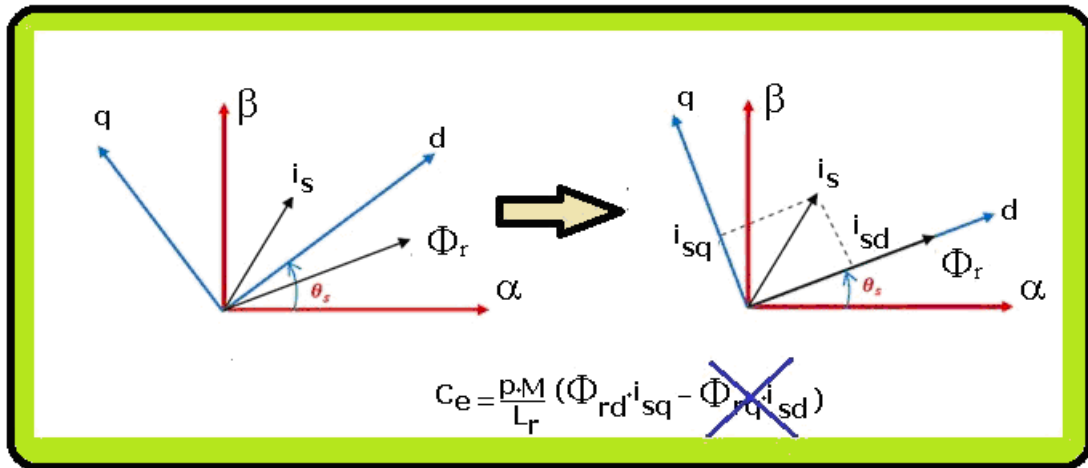


Fig. III.4: Principe de l'orientation du flux

Les courants i_{sd} et i_{sq} sont les composantes du courant statorique i_s portées sur axes direct et quadrature, et qui sont analogues, respectivement au courant d'excitation et courant d'induit [PAS -01]. Il convient alors de régler le flux en agissant sur la composante i_{sd} du courant statorique et de régler le couple en agissant sur la composante i_{sq} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Cette analogie est représentée par la figure (III.5).

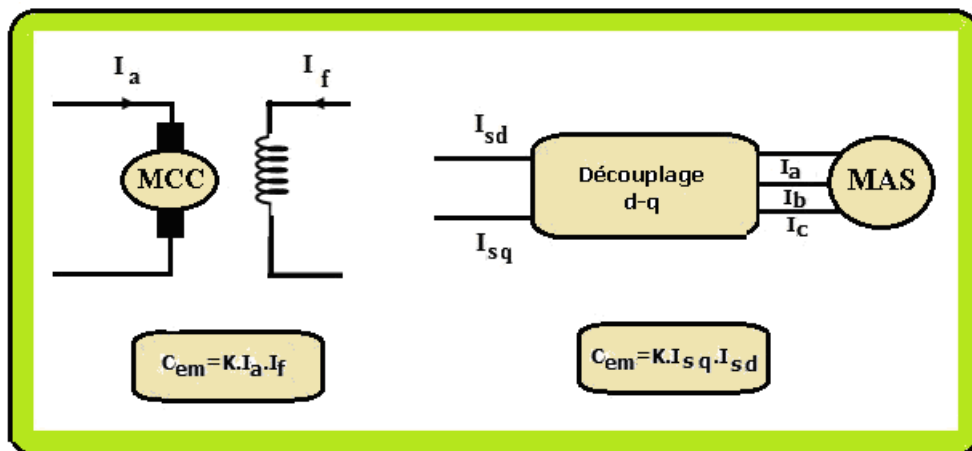


Fig. III.5: Analogie M.C.C et MAS à flux orienté

III.4 Commande vectorielle de la MAS avec pertes fer

Selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension, le principe de la commande vectorielle est le même c'est à dire de contrôler les deux composantes du courant (i_{sd} , i_{sq}).

L'application de la commande vectorielle à flux orienté nécessite les conditions suivantes :

$$\Phi_{rd} = \Phi_{r_n} \text{ et } \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{III.1})$$

Ce choix peut être représenté par la figure (III.6).

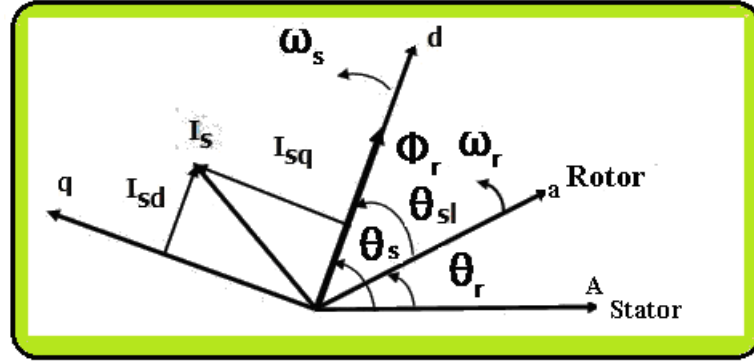


Fig. III.6: Orientation du flux rotorique

En utilisant les equations (I-40) du modèle de la MAS qui tiennent compte les pertes fer et qui sont exprimées dans un repère lié au champ tournant ainsi que l'equation du couple:

$$\begin{cases} V_{sd} = a_1 i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + a_2 \Phi_{rd} \frac{\omega_r}{1 + \sigma_r} \Phi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{\omega_r}{1 + \sigma_r} \Phi_{rd} + a_2 \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = a_3 i_{sd} - \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = a_3 i_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{rq} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec

$$\begin{aligned} a_1 &= R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} & a_2 &= \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \\ a_3 &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) & T_{r1} &= \frac{L_r}{(R_r + R_{fr})} \end{aligned}$$

Et par l'application de la loi de l'orientation du flux assurant le découplage, on aboutit au système d'equations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \cdot \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_r}{1 + \sigma_r} \cdot \Phi_r \\ \Phi_r = \left(\frac{T_{rl} \cdot a_3}{T_{rl} \cdot s + 1} \right) \cdot i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{sq} \end{array} \right. \quad (III.3)$$

Le modèle ci- dessus constitue la base essentielle de la commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique.

III.4.1 Machine asynchrone alimentée en courant

Dans ce cas, seule la dynamique du rotor est prise en compte pour réaliser la commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \left(\frac{T_{rl} a_3}{T_{rl} s + 1} \right) i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (III.4)$$

Les équations obtenues montrent que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante directe « i_{sd} » alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature « i_{sq} » si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi une décomposition entre les deux composantes du courant statorique est réalisée, ce qui donne à la machine asynchrone des caractéristiques analogues à celles de la machine à courant continu [GOL -94].

Pour assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale. Pour les régimes de grandes vitesses, il faut garder un niveau énergétique constant, donc il faut réduire le flux, on parle du bloc défluxage. (Figure. III.7). Donc, on fait recours à un bloc non linéaire dit « Bloc de defluxage » défini par la fonction non -linéaire suivante :

$$\text{En sous -vitesse : } \Phi_r^* = \Phi_{r_n} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_n \quad (II.5)$$

$$\text{En sur -vitesse : } \Phi_r^* = \frac{\Phi_{r_n} \cdot \Omega_n}{|\Omega|} \quad \text{pour } |\Omega| > \Omega_n \quad (II.6)$$

Avec :

Φ_r^* :Flux rotorique de référence.

Φ_{r_n} : Flux rotorique nominal.

Ω_n : Vitesse de rotation nominale.

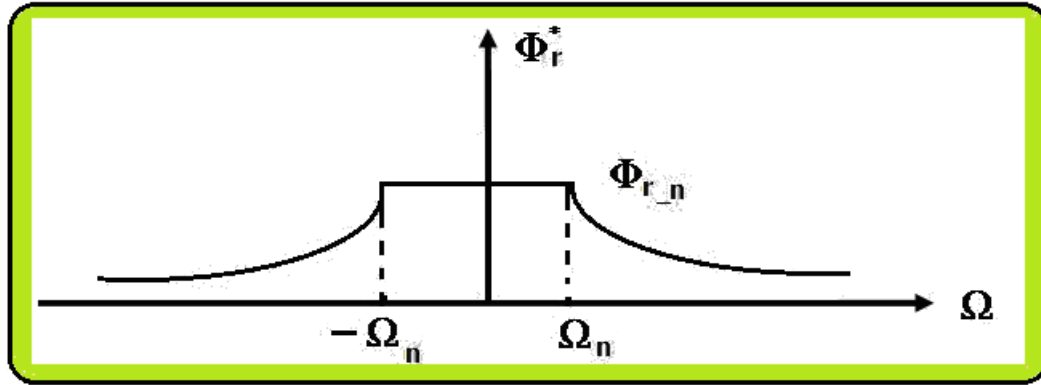


Fig. III.7: Bloc de défluxage

III.4.1.1 Schéma de la méthode indirecte IRFOC

Dans cette méthode, la vitesse est réglée par une boucle de contre-réaction en utilisant un régulateur « PI », donc elle est mesurable (par capteurs de position ou de vitesse). Par contre le flux rotorique ne l'est pas. Son contrôle est du type réaction. La structure de la commande par orientation indirecte du flux est donnée par le Schéma- Bloc de la figure (III.8). Le signal d'erreur de vitesse est traité directement par le régulateur « PI » qui fournit la référence du courant de couple « i_{sq}^* » qui est lui-même borné de façon symétrique de manière à ne dépasser le couple maximal admissible par la machine et le convertisseur.

En outre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle le plus simple est de type réaction en fixant à priori la valeur de référence « Φ_r^* » à partir de la mesure de la vitesse du rotor « Ω » toute fois, ce contrôle réaction se fait à partir du courant « i_{sd}^* » qui est obtenu de la

relation (III.4) qui n'impose qu'un zéro au régulateur. Alors le pôle « $-\left(\frac{1}{T_0}\right)$ » est implanté

dans le but de limiter la bande passante et pour compenser la dérivation du flux [GUY-97] .

Le calcul de la pulsation des courants rotorique de références « ω_{sl} » se fait à partir de la connaissance de « Φ_r^* » et « i_{sq}^* » selon l'équation (III.4).

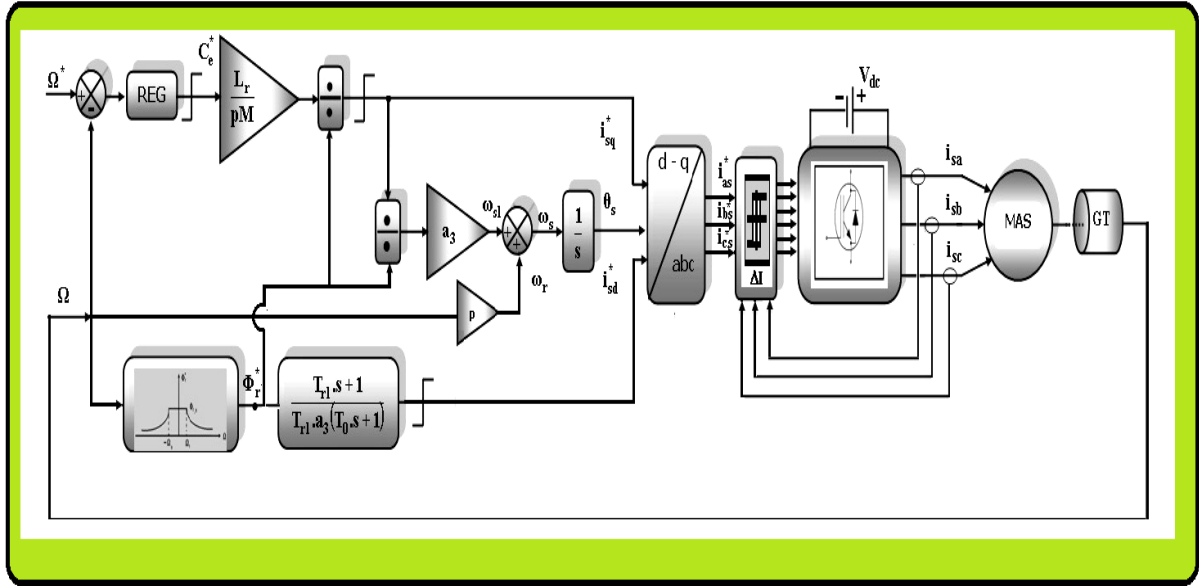


Fig. III.8: Commande vectorielle indirecte d'une MAS alimentée en courant

III.4.2 Machine asynchrone alimentée en tension

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les équations dynamiques du rotor et du stator sont à exploiter pour réaliser la commande. Dans ce cas, les variables de commande sont les tensions statoriques V_{sd} , V_{sq} et ω_s :

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_r}{1 + \sigma_r} \Phi_r \\ \Phi_r = \left(\frac{T_{r1} a_3}{T_{r1} s + 1} \right) i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{cases} \quad (III.7)$$

Pour les tensions statoriques, en substituant $\omega_r = \omega_s - \omega_{sl}$ dans l'équation V_{sq} , on obtient

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{1}{1 + \sigma_r} (\omega_s \Phi_r - a_3 i_{sq}) \end{cases} \quad (III.8)$$

L'analyse des deux équations des tensions statoriques montre clairement l'influence de V_{sd} à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour V_{sq} . Autrement dit, les axes **d** et **q** sont fortement couplés. Ce couplage peut être représentée par le schéma suivant:

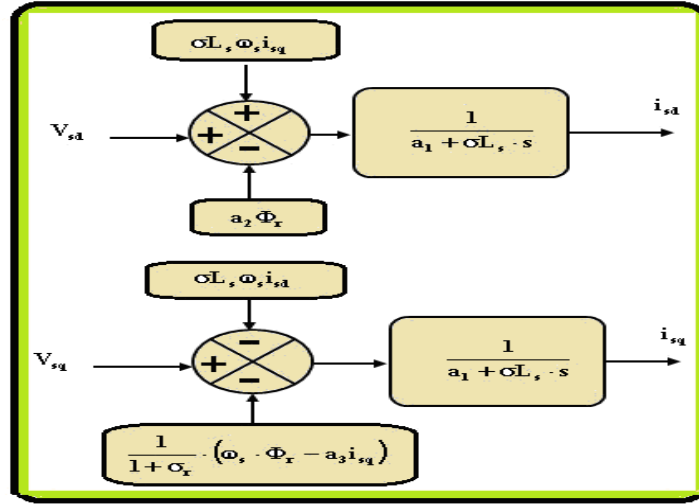


Fig. III.9: Termes de couplages dans les équations statoriques

Donc on est amené à faire un découplage par compensation. Cela revient à introduire deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} [BAG-99] comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} + f_{emd} \\ V_{sq1} = V_{sq} + f_{emq} \end{cases} \quad (III.9)$$

Avec

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - a_2 \Phi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{1}{1 + \sigma_r} (\omega_s \Phi_r - a_3 i_{sq}) \end{cases} \quad (III.10)$$

Les tensions V_{sd} , V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} :

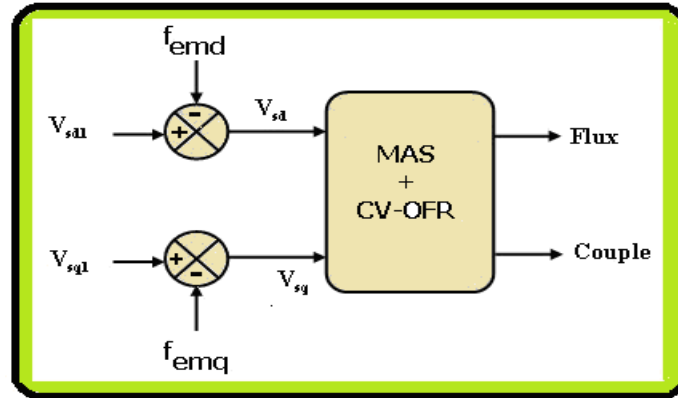


Fig. III.10: Reconstitution des tensions

Nous définissons un nouveau système (Fig.(III.11)) pour lequel les actions sur les axes **d** et **q** sont donc découplées:

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + \sigma L_s) i_{sd} \\ V_{sq} = (a_1 + \sigma L_s) i_{sq} \end{cases} \quad (III.11)$$

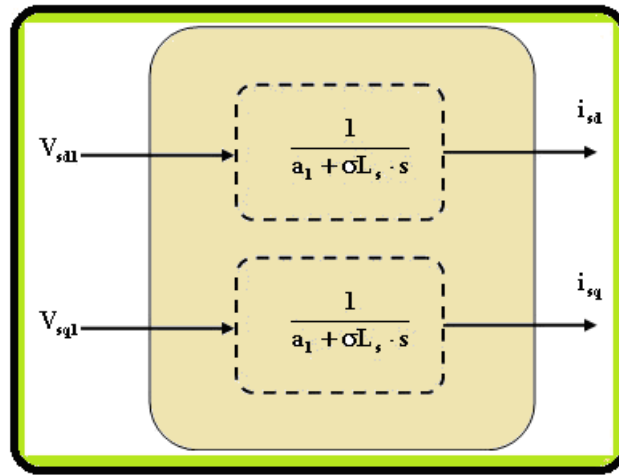


Fig. III.11: Commande découplée

Dans ce travail de thèse, nous nous intéressons qu'à la structure du commande en courant pour sa simplicité d'implantation expérimentale.

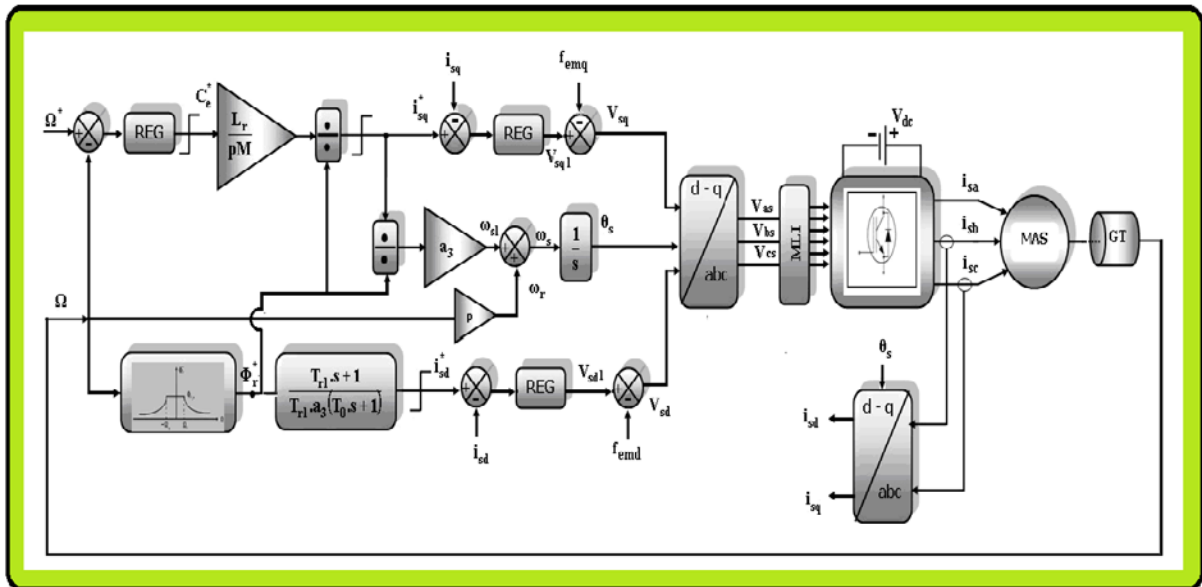


Fig. III.12: Commande vectorielle indirecte d'une Mas alimentée en tension

III.5 Résultats pratiques et de simulation de la commande à flux rotorique orienté

Les tests pratiques et de simulation de la commande à flux rotorique orienté ont été faits dans les conditions suivantes:

- Un profil de vitesse constant égale à la vitesse nominale;
- En pratique, un profil de couple de charge de type Step a été appliqué manuellement à l'instant $t = 5s$ ndes;
- En simulation, le couple de charge a été réglé de sorte qu'il soit semblable à la réalisation pratique (valeur et instant d'application);
- Un temps de simulation de 10 secondes a été alloué à la simulation et l'expérimentation.

- Une période d'échantillonnage $T_z = 100\mu s$ alors que en simulation le pas de simulation est pris égale à $T_s = 10\mu s$;
- Pour la boucle de vitesse, un régulateur de vitesse de type PI –antiwindup a été introduit où les paramètres ont été ajustés en ligne jusqu'à l'obtention des valeurs assurant les performances désirées car les paramètres calculés et utilisés en simulation n'ont pas donné de bonnes performances;
- Que ce soit en pratique ou en simulation les flux rotoriques suivant les deux axes d – q , ont été estimées à partir des équations des tensions rotoriques de la MAS;
- Des offsets on été ajoutés aux courants pour remédier aux problèmes liés à la dissymétrie;
- La puissance absorbée est mesurée à l'entrée de l'onduleur tout en mesurant le courant et la tension du bus continu.
- En pratique, des filtres LF ont été insérés pour filtrer la vitesse, les courants et les tensions capturés où la constante de temps a été obtenue par ajustement en ligne.
- Le schéma bloc en SIMULINK de la structure de contrôle vectoriel sous dSPACE dédié a la simulation est celui donné par la figure III.13 cependant celui de l'expérimentation est donné par la figure suivante:

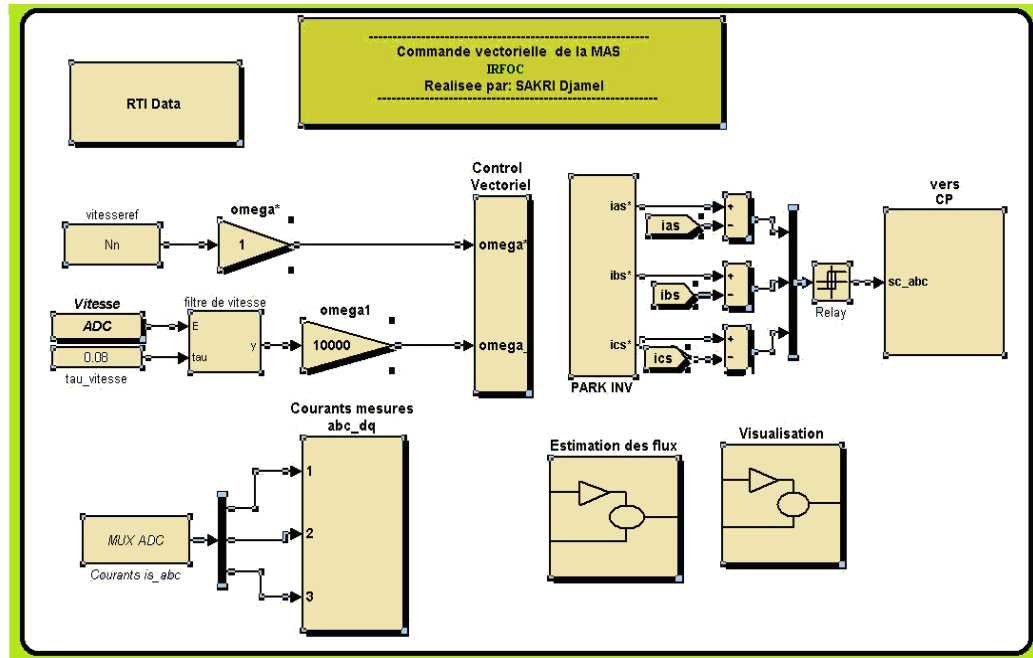


Fig. III.13: Schéma expérimental de la Commande IRFOC de la MAS

III.5.1 Discussion des résultats

Pour pouvoir les comparer, les résultats obtenus sont juxtaposées: à droite les figures de simulation et à gauche les résultats expérimentaux.

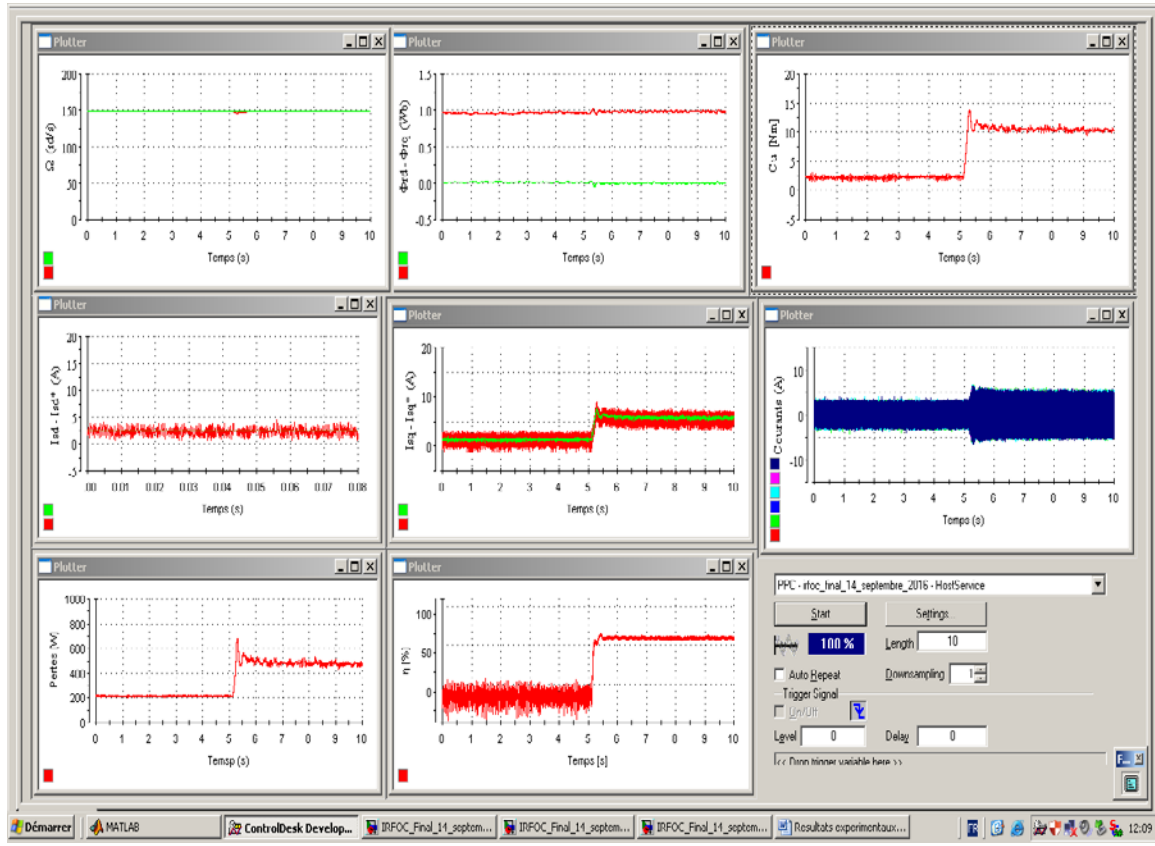
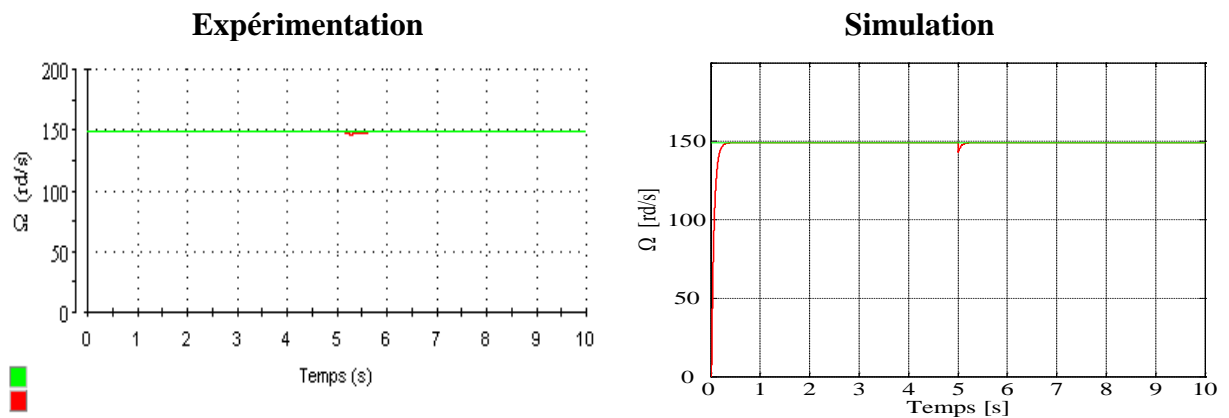
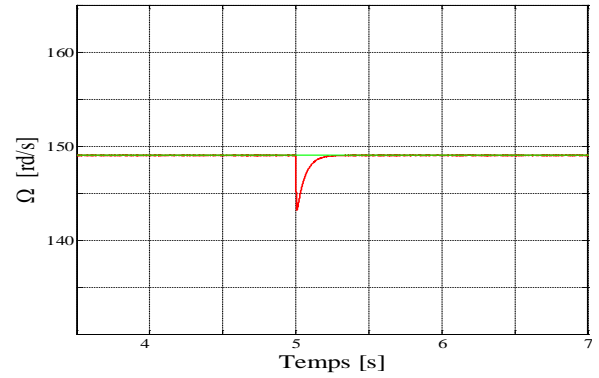
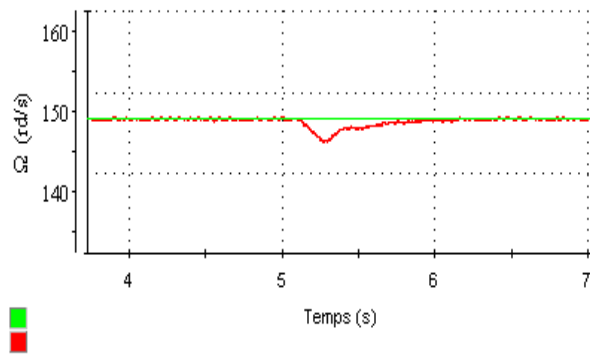
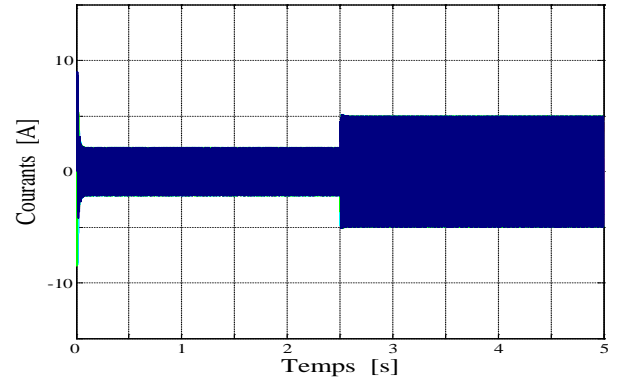
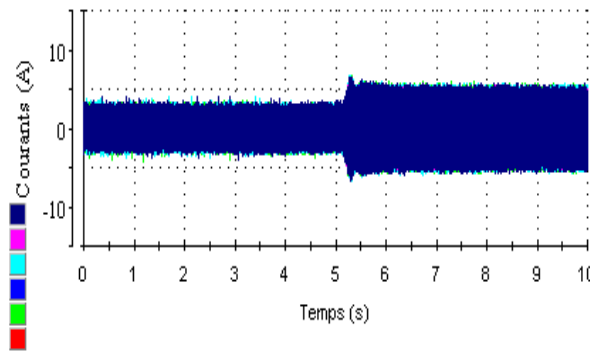
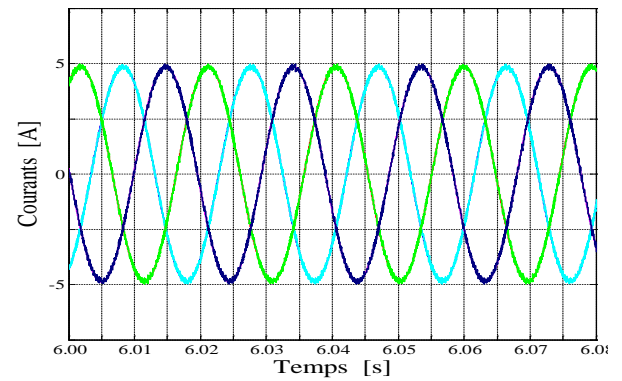
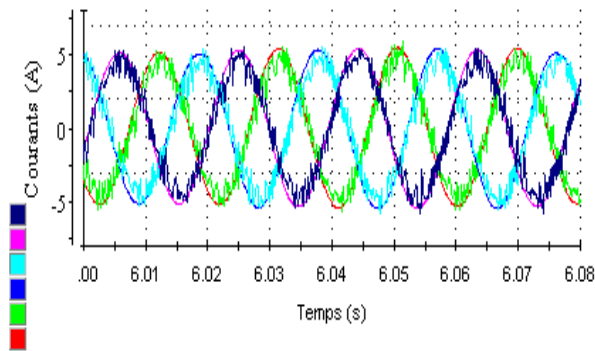
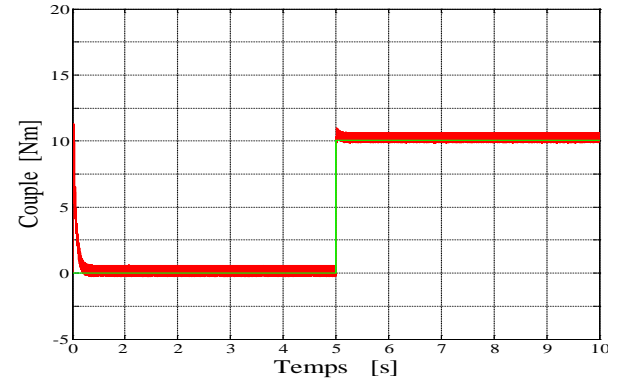
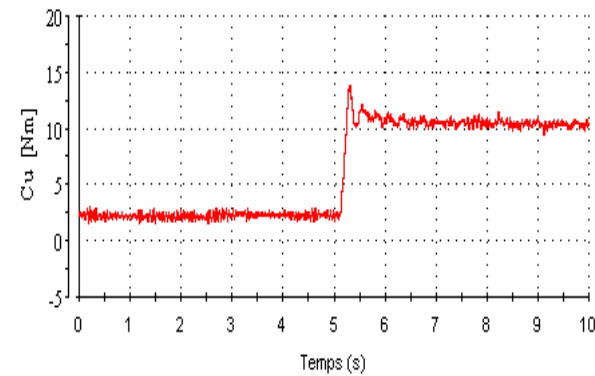
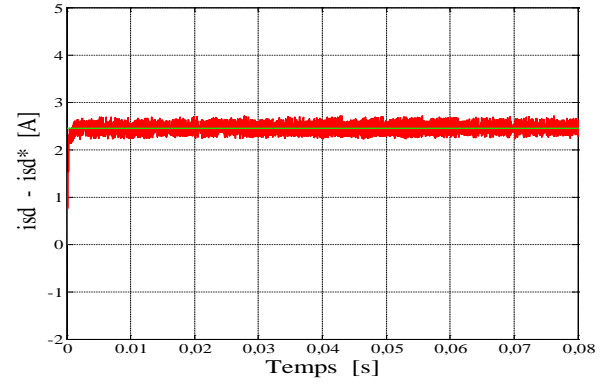
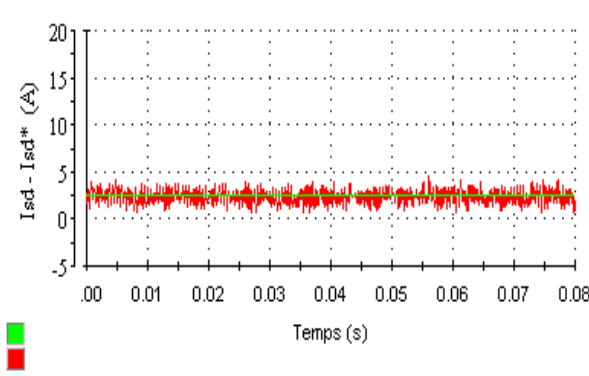
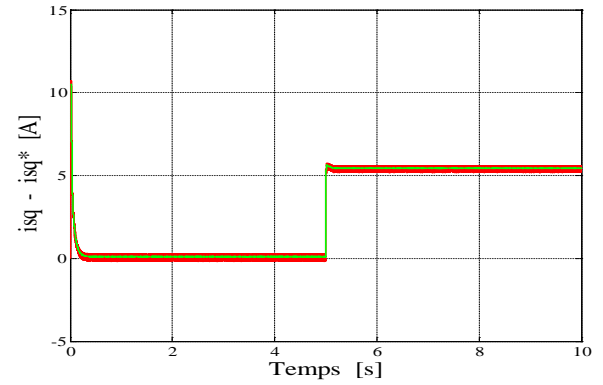
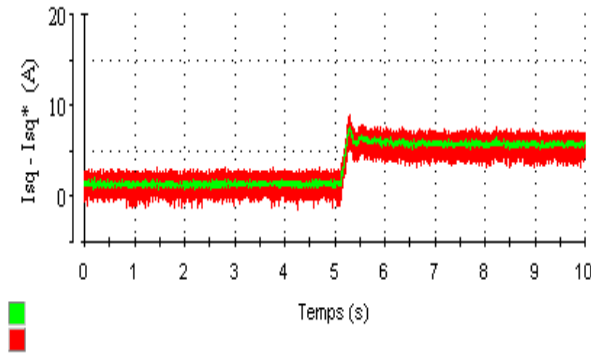
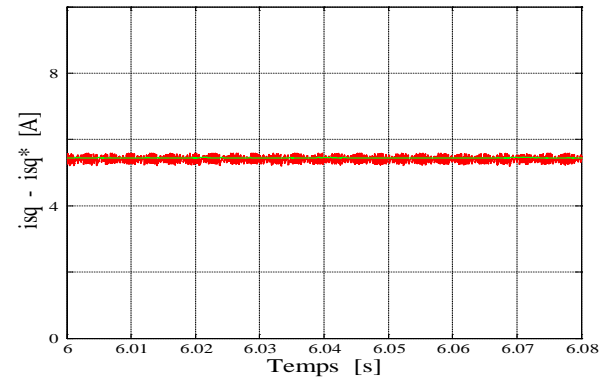
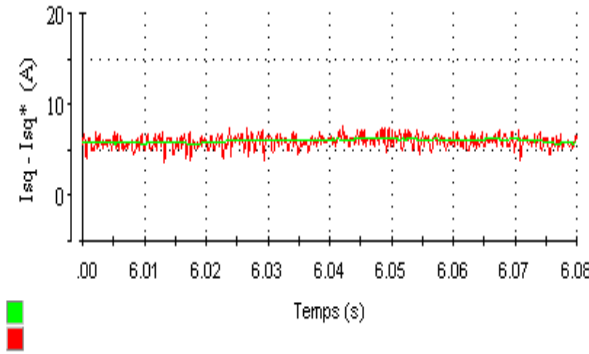
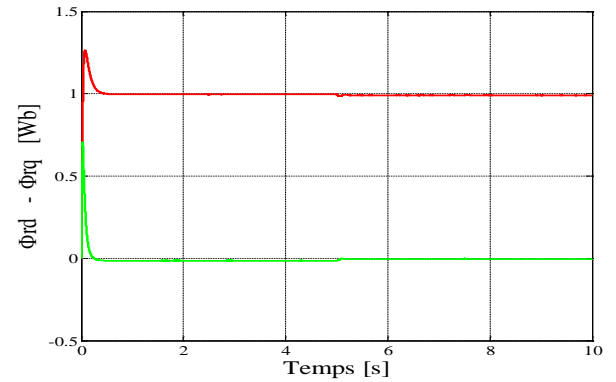
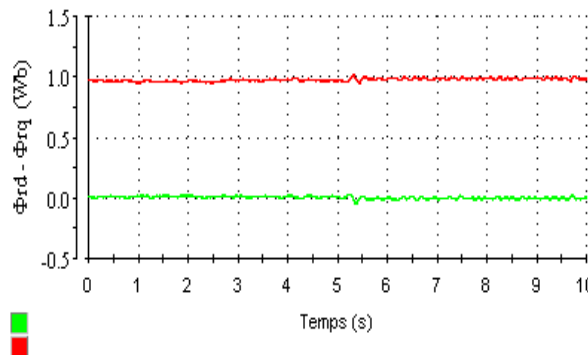


Fig. III.14: Capture d'écran de Control Desk



a: Vitesses: mesurée et de référence

**b: Zoom des vitesses****c: Courants mesurés et leurs références****d: Zoom des courants****e: Couples**

**f: Courant statorique et sa référence suivant l'axe –d–****g: Courant statorique et sa référence suivant l'axe –q–****h: Zoom du courant statorique suivant l'axe –q–****i: Flux rotoriques suivants les deux axes d -q**

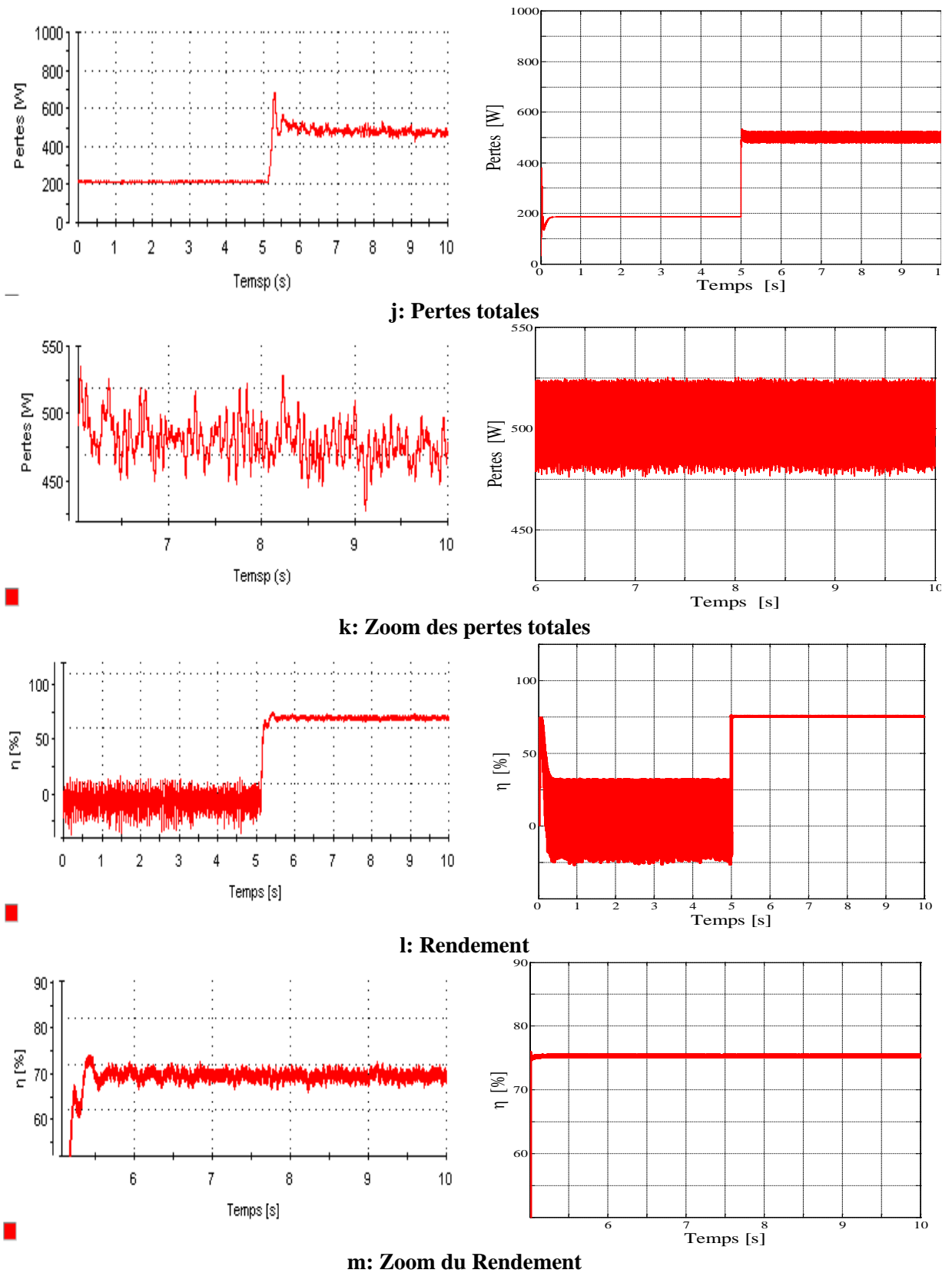


Fig. III.15: Evolution des grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques

En analysant les courbes de la figure III.15, on peut constater que:

- Pour la vitesse, elle présente une bonne réponse sans dépassement et sans erreurs statique et suit parfaitement sa référence qui est 149 rad/s. En ppliant la charge, elle

subit une petite atténuation qui disparaît par la suite pour regagner sa valeur imposée avec une bonne dynamique ce qu'on peut voir sur le zoom effectué.

- Les trois courants statoriques mesurés via les capteurs ou ceux de simulation, suivent leurs références dans la bande d'hystérésis imposée au préalable.
- A l'instant d'application d'un couple résistant nominal , un appel de courant est très visible sur le courant d'une phase statorique et ce qu'on peut le voir aussi sur les courbes du courant i_{sq} et sin image le coupe electromagnetique .
- Pour les courants i_{sd} et i_{sq} , un bon suivi des références i_{sd}^* et i_{sq}^* est très clair.
- Quant à la courbe du courant i_{sd} est l'image du flux , n'a pas été influencée par l'application de la charge car il est issu d'un bloc de defluxage et qui ne dépend que de la vitesse.
- L'examen des courbes des flux en quadrature Φ_{rd} et Φ_{rq} (en simulation et en pratique), montre le découplage parfait entre flux et couple ce qui nous permet de juger bonne la loi de commande imposée justifiée par la valeur nulle de la composante en quadrature et de la valeur nominale de la composante directe.

Du point de vue énergétique, la figure. III.17 montre qu' avant que la charge ne soit appliquée, le rendement est nul car aucune puissance utile n'est délivrée. Une fois qu'on passe au point de fonctionnement nominal, le rendement s'améliore et atteint sa valeur maximale.

De même pour la courbe des pertes, elle illustre qu'une variation du couple de charge est interprétée par une augmentation des pertes.

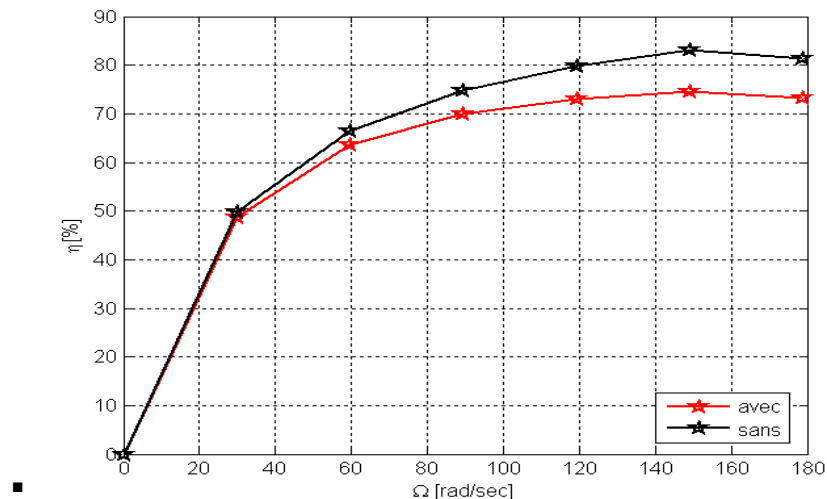


Fig. III.16: Rendement en fonction de la fréquence statorique

Un dernier test fait par simulation dont l'objectif est de voir l'impact de la fréquence sur le rendement de la MAS en régime permanent. En variant la référence de la vitesse sur une plage allant de 0 jusqu'à $1.2\Omega_n$, la figure III.16 montre à quel point les pertes fer altèrent le rendement de la MAS. Cela est justifiée par le fait d'augmenter la vitesse de référence

(variation de fréquence), la résistance des pertes fer augmente car elle est fonction de la fréquence statorique ce qui diminue le rendement.

III.6 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, la théorie de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique a été présentée. L'approche indirecte associée aux deux techniques de contrôle de l'onduleur, soit en tension ou en courant, ont été étudiées.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté a été validée expérimentalement et par simulation.

Même si cette technique de commande, permettant à la machine asynchrone de se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée, est jugée bonne en terme de performances dynamiques et statiques, elle montre ses limites en terme d'énergie car elle garantit un niveau de flux constant surtout au dessous de la vitesse nominale, ce qui garantira des pertes magnétiques constantes même pour des faibles couples de charges et par conséquent un rendement médiocre.

Pour remédier à ce problème, plusieurs stratégies de commande à flux optimal seront associées à la commande vectorielle avec orientation de flux afin d'assurer un fonctionnement à énergie minimale.

Chapitre IV...

Optimisation d'Energie Basée sur un Modèle des Pertes : LMC

IV.1 Introduction

Il est estimé que plus de la moitié de l'énergie électrique est consommée par les machines électriques dont **75 %** sont des moteurs asynchrones. [CAN-00], [SLA-00]. Ces derniers couvrent la plupart des applications industrielles grâce à leur : facilité d'alimentation, simplicité de construction, robustesse, prix relatif intéressant et leur plage de vitesse très étendue. En plus, les moteurs asynchrones disposent d'un bon rendement au voisinage du point nominal qui se dégrade rapide en dehors de ce point de fonctionnement. Cependant, il faut noter que les machines asynchrones sont moins performantes en termes énergétiques que la machine synchrone. Cela vient du fait que les MAS requièrent constamment des courants statoriques (même à couple nul) pour maintenir le flux rotorique, ce qui augmente considérablement les pertes [BAB-97], [CAN-00].

Pour y remédier, beaucoup de recherches ont été menées pour l'amélioration du rendement en minimisant les pertes et en recherchant une solution optimale [BOS-97] soit par l'utilisation de nouveaux matériaux de construction des moteurs soit par l'introduction d'une commande optimale.

En somme, dans les entraînements électriques, le rendement énergétique est primordial. En effet, la source d'énergie étant limitée, la consommation énergétique d'exploitation doit être réduite autant que possible [PAS -01].

Dans cette optique et pour améliorer le rendement de la **MAS** en minimisant ses pertes, beaucoup d'approches ont été développées et qui peuvent être organisées selon BASTIANI [PAS -01] comme suit.

- ✓ **Optimisation en ligne**:(approche basée sur la mesure de la puissance): Les pertes sont minimisées par une méthode numérique en temps réel.
- ✓ **Utilisation de Cartographies**: Celles-ci sont des zones mémoires où les courants permettant l'optimisation du rendement de la machine sont rangés.
- ✓ Les courants optimaux peuvent être déduits soit expérimentalement soit par une approche algébrique directe.
- ✓ **Calcul algébrique direct**:C'est une approche basée sur un modèle de pertes. Les courants permettant l'optimisation du rendement sont calculés, soit en ligne, soit hors ligne. Cette approche a l'inconvénient d'être très dépendant aux paramètres du modèle.

Les approches d'optimisation peuvent être classées selon [CAN-00] comme suit:

- ✓ **Approche heuristique**:elle est basée sur l'expérience personnelle des ingénieurs ou sur des règles intuitives ; cette approche présente l'avantage de pouvoir atteindre l'optimum

global en régime stationnaire mais elle ne peut pas garantir la convergence pour n'importe quelle condition de travail.

- ✓ **Approche numérique:** cette approche utilise le modèle stationnaire de la machine, elle exige un temps de calcul assez long et la connaissance à priori de la trajectoire du couple.
- ✓ **Approche analytique:** C'est une approche basée sur le modèle de la machine utilisant des hypothèses simplificatrices ce qui a tendance à la rendre peu robuste ; mais elle présente l'avantage d'être directement utilisée en temps réel s'adaptant à des applications à couple inconnu.

Dans ce chapitre, et à la lumière de ce qui précède, nous présenterons l'approche du calcul algébrique direct basée sur le modèle des pertes pour améliorer les performances en terme d'énergie de la MAS tout en minimisant une fonction pertes incluant les pertes fer

IV.2 Rendement et pertes de la machine asynchrone

IV.2.1 Rendement

Le terme « rendement » décrit le niveau d'efficacité avec lequel un moteur électrique transforme l'énergie électrique en énergie mécanique. Pour les systèmes électriques de puissance, le rendement est d'une très grande importance, car cela a un impact direct sur le fonctionnement de la machine et sur le plan économique et environnemental [CHE 11].

IV.2.2 Normes de détermination du rendement

L'évaluation du rendement des moteurs électriques est régie par des normes internationales qui se distinguent par la manière de la prise en compte des pertes supplémentaires dans le calcul du rendement du moteur à induction à cage, puisque ce type de pertes est le plus difficile à déterminer expérimentalement [BAR -08]. Les principales normes sont:

- ✓ La norme IEEE 112 (Institute of Electrical and Electronic Engineers), utilisée aux ÉTATS -UNIS
- ✓ La norme NEMA (National Electrical Manufacturers Association)
- ✓ La norme CSA C390 (Canadien Standard Association)
- ✓ La norme JEC (Japanese Electrotechnical Comittee)
- ✓ La norme IEC (International Electrotechnical Comission)

La précision de détermination du rendement varie d'une norme à l'autre et ceci pour le même moteur, a titre d'exemple pour un moteur donné le tableau ci-dessous montre clairement la différence des valeurs de rendement [JOH -98]:

Tableau. IV.1: Comparaison des rendements

IEEE 112 Méthode B	JEC 37	IEC 34-2
90.0%	93.1%	92.7%

IV.2.3 Méthodes de détermination de rendement

Dans la littérature, plusieurs méthodes de détermination du rendement des moteurs électrique ont été proposées [JOH -98], [ELK -09], dont les plus utilisées sont:

IV.2.3.1 Méthode de la plaque signalétique.

Cette méthode est basée sur l'hypothèse que le rendement est constant et égale la valeur indiquée sur la plaque signalétique. Malheureusement une telle situation est valable si seulement si le rendement est insensible a la variation de la charge, ce qui est difficile a garantir dans les processus industriels.

La figure (IV.1) montre clairement que le rendement n'est plus constant et varie en fonction de la charge surtout pour les puissances ne dépassant pas 10HP [JOH -98].

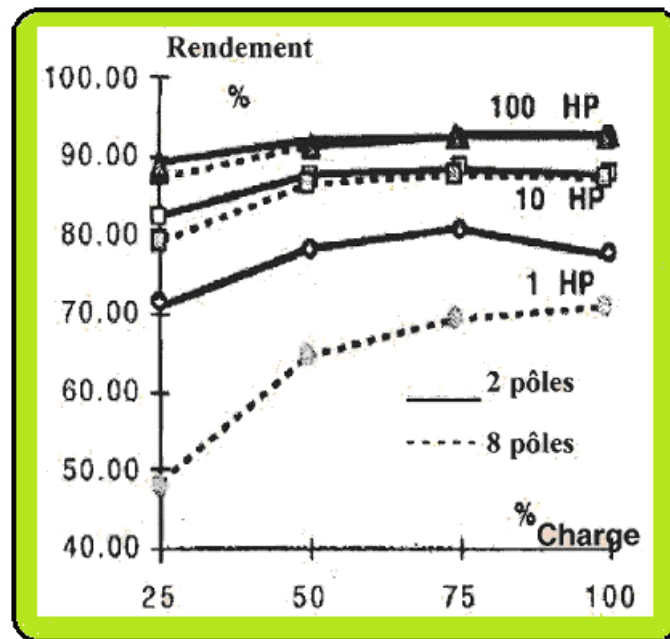


Fig. IV.1: Rendement en fonction du couple de charge

IV.2.3.2 Méthode de glissement

En se plaçant à un point de fonctionnement, cette méthode est basée sur le principe de l'égalité du rapport des glissements et celui des puissances utiles. Ce qui permettra d'approximer la puissance utile ainsi:

$$P_{u_M} = \frac{g_M}{g_N} \cdot P_{u_N} \quad (IV.1)$$

P_{u_M} et g_M : coordonnées du point de fonctionnement

P_{u_N} et g_N : coordonnées du point de fonctionnement nominal

Une fois que la puissance de sortie est déterminée, on peut utiliser la courbe charge - rendement donnée par les normes de mesure de rendement pour déterminer le rendement.

IV.2.3.3 Méthode du courant

D'une façon similaire à la méthode de glissement, cette méthode repose sur le principe que les rapports des courants et des puissances sont étroitement liés. Dans ce cas La puissance de sortie utile est évaluée en se basant sur le courant mesuré et le courant à pleine charge donnée par la plaque signalétique suivant l'équation (IV.2).

$$P_u = \frac{I_{\text{mesuré}}}{I_n} \cdot P_a \quad (\text{IV.2})$$

IV.2.3.4 Méthode des pertes séparées

La méthode de séparation des pertes estime les cinq pertes du moteur et déduit la puissance de sortie à partir de ces pertes. Elle détermine ainsi indirectement le rendement. Toutefois, elle exige le découplage du moteur de sa charge pour:

- ✓ Mesurer la résistance du stator;
- ✓ Mesurer la puissance à vide;
- ✓ Effectuer les tests à vide et à rotor bloqué.

De plus, elle nécessite l'utilisation de sources de tension dont l'amplitude et la fréquence doivent varier pour permettre la séparation des pertes.

IV.2.3.5 Méthode statistique

Cette méthode s'appuie sur des résultats empiriques afin d'estimer la puissance d'entrée et /ou les pertes. A titre d'exemple, la norme NEMA MG-1 estime les pertes supplémentaires en charge à 1.2% de la puissance nominale pour les moteurs de plus de 2500 HP et à 0.9% pour les moteurs de moins de 2500 HP. Par contre, la norme **IEEE 112** établit ces pertes à:

- ✓ 1.8% de la puissance nominale pour des moteurs de 1 à 125HP;
- ✓ 1.5% pour les moteurs de 126 à 500 Hp;
- ✓ 1.2% pour les moteurs de 501 à 2499 Hp;
- ✓ 0.9% pour les moteurs de plus de 2500 Hp.

IV.3 Modélisation des différentes pertes de la machine asynchrone

Les différentes pertes de la machine asynchrone peuvent se décomposer en quatre parties: [ANI-98], [SLA-00], [UMA-89].

IV.3.1 Pertes électriques

Ce sont les pertes par effet de Joule dans les conducteurs statoriques et rotoriques, elles représentent entre **55%** à **60%** des pertes totales de la machine. Ces pertes sont en fonction du courant de la charge. Les pertes Joule peuvent être exprimées comme suit:

$$P_{jr} = 3R_r I_r^2 = 3R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (IV.3)$$

$$P_{js} = 3R_s I_s^2 = 3R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) \quad (IV.4)$$

IV.3.2 Pertes magnétiques

Elles représentent entre **20%** à **25%** des pertes totales de la machine et elles sont dues aux courants d'hystérésis et de Foucault et qui sont en fonction de la densité du flux et la fréquence. On les appelle aussi pertes fer. Elles peuvent être exprimées en s'appuyant sur les expressions de "Steinmetz [ABR-00] :

$$P_e = K_e \Phi^2 f^2 \quad (IV.5)$$

$$P_h = K_h \Phi^2 f \quad (IV.6)$$

Et les pertes fer totales s'écrivent

$$P_{fer} = P_e + P_h = K_e \Phi^2 f^2 + K_h \Phi^2 f \quad (IV.7)$$

Où:

P_e : Pertes par courants de Foucault [watts/kg]

P_h : Pertes par hystérésis.

K_e : Constante des courants de Foucault.

K_h : Constante des courants d'hystérésis.

Φ : Flux.

f : Fréquence.

Les constantes des courants de Foucault et d'hystérésis s'identifient expérimentalement.

Les pertes dans le fer peuvent être calculées aussi en fonction de la résistance de fer statorique par la formule suivante :

$$P_{fer} = \frac{R_{fs}}{(1 + \sigma_r)} \left[\sigma_r (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + i_{sd}^2 \right] \quad (IV.8)$$

$$\text{Avec: } R_{fs} = a_1 f_s + a_2 f_s^2 \quad (IV.9)$$

IV.3.3 Pertes mécaniques

Elles sont généralement proportionnelles à la vitesse [SEG-87]. Généralement ces pertes représentent entre: **08%** à **10%** des pertes totales. Elles peuvent être décomposées en:

- ✓ Pertes par frottement.
- ✓ Pertes par ventilation sont dues à l'énergie cédée par le rotor à l'air dans lequel, il frotte et qu'il entraîne.

IV.3.4 Pertes supplémentaires

Les pertes supplémentaires ou additionnelles sont principalement dues aux flux de fuite et à la distribution non uniforme des courants. Elles représentent entre **04% à 05%** de la totalité des pertes. La détermination expérimentale des pertes supplémentaires est très difficile. Alors selon [IOR -96] et [BAR -08] la solution est de les représenter par une résistance insérée en série avec celle du stator dont la détermination se fait par interpolation des points de mesure correspondant aux différentes charges.

En se référant à la norme **IEEE Std 112™-2004**, la mesure des pertes supplémentaires peut être faite d'une manière directe ou indirecte.

Le principe de la méthode indirecte est basé tout d'abord sur la mesure des pertes totales à partir de la différence des puissances d'entrée et de sortie. Ensuite, les pertes supplémentaires se déterminent indirectement par la soustraction de la somme des pertes Joule statorique et rotorique, pertes magnétiques et pertes mécaniques de la somme des pertes mesurées au préalable.

La procédure de mesure indirecte est utilisée par les méthodes de mesure de rendement B, B1, C et F qui appartiennent à la norme **IEEE 112-B**

Les trois premiers types de pertes représentent environ de **95%** des pertes totales dans le moteur ; les pertes supplémentaires peuvent être négligées.

La figure (IV.2) représente l'évolution des différentes pertes en fonction de la charge.

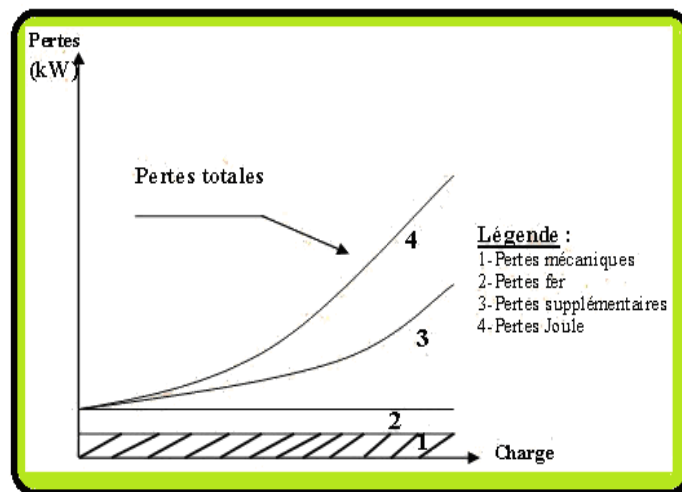


Fig. IV.2: Evolution des différentes pertes en fonction de la charge

IV.4 Optimisation du rendement de la MAS

IV.4.1 Introduction

D'une technologie simple, le moteur asynchrone est le plus répandu dans l'industrie, notamment pour les applications d'entraînement à vitesse variable constante comme la ventilation et le pompage [LAR -00]. Malheureusement, les statistiques démontrent qu'environ la moitié des entraînements à vitesses variables des machines asynchrones opèrent

à des couples de charge inférieurs de 60% du couple nominal **[POI -01]** ce qui diminue son rendement. Ces statistiques justifient l'importance du domaine de recherche lié au développement d'une technique d'optimisation efficace du rendement des systèmes d'entraînement à base des machines asynchrone.

IV.4.2 Optimisation basée sur la réduction du flux

L'amélioration du rendement par la réduction du flux permet d'avoir un équilibre entre les pertes dans le cuivre et les pertes fer. En effet, les pertes dans le fer de la machine diminuent avec la diminution du flux tandis que les pertes dans le cuivre augmentent, jusqu'à ce que les pertes totales atteignent une valeur minimale (Fig. (IV.3)), ce qui correspond à rendement optimisé **[TUR -96]**.

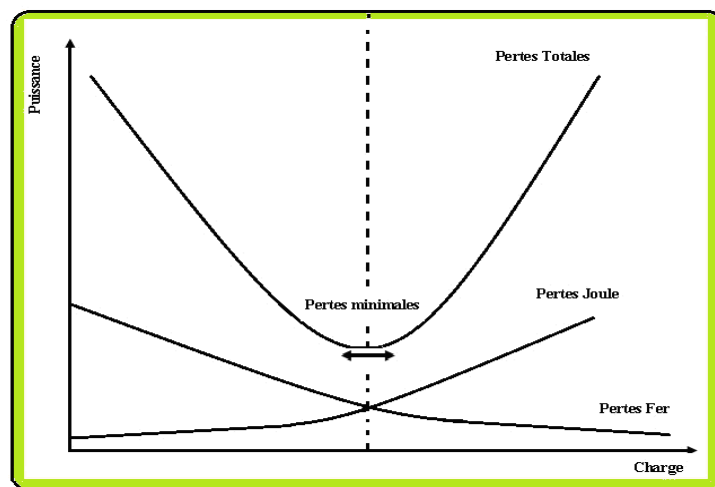


Fig. IV.3: Détermination des pertes minimales

IV.4.3 Méthodes de recherche itérative du flux optimal

Le principe de base de cette technique est de maintenir la puissance utile du moteur constante et déterminer le point de fonctionnement pour laquelle la puissance absorbée est minimale **[ABR -98]**, **[MOR -97]**, **[VAE -97]**, **[SOU -95]**. En générale, on effectue une mesure de la puissance d'entrée et d'une manière itérative, on diminue le flux appliqué à la machine jusqu'à ce que le minimum soit atteint. La puissance de sortie est maintenue constante en fixant la vitesse et en assumant une charge constante **[POI -01]**. L'avantage principal de cette technique est que l'algorithme est indépendant des paramètres de la machine. Mais, afin de garder la vitesse constante, il est nécessaire d'implanter un capteur de position ou une technique d'estimation de la position afin d'autopiloter la machine. De plus, cette technique est seulement efficace lorsque la machine atteint le régime permanent et peut nécessiter beaucoup de temps pour attendre le point de fonctionnement souhaité. La figure (IV.4) montre le schéma de principe de cette technique.

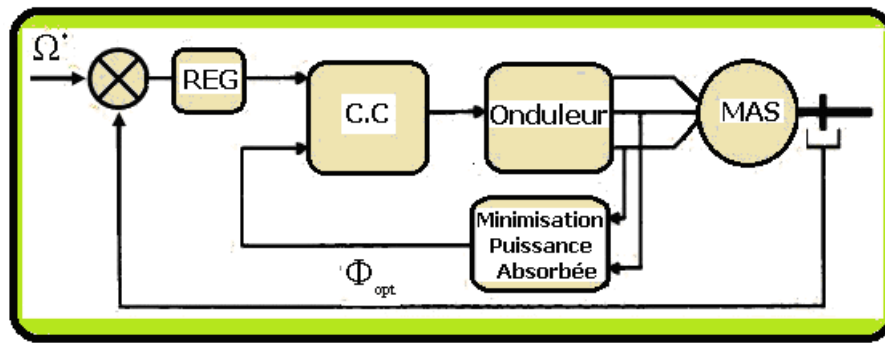


Fig. IV.4: Principe de la minimisation de la puissance absorbée

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes itératives qui permettent de trouver le point optimal à l'aide de la méthode décrite ci-dessus. Ces méthodes peuvent être résumées dans le tableau suivant:

Tableau. IV.2: Récapitulation des techniques itératives [POI -01]

Technique itérative	Principe mathématique	Avantages	Inconvénients
Rosenbrock	$\Phi(n+1) = \Phi(n) + k \cdot \Delta\Phi(n)$ $k = 1 \quad \text{si } \Delta P < 0$ $k = -0.5 \quad \text{si } \Delta P > 0$	<ul style="list-style-type: none"> -Simple et facile à implémenter -Converge toujours -Indépendant des paramètres de la machine 	<ul style="list-style-type: none"> -Vitesse de convergence lente. -Produit des perturbations du couple et de vitesse. -Applicable seulement en régime permanent
Proportionnalité	$\Phi(n+1) = \Phi(n) - k \cdot \Delta P \cdot \text{sign}(\Delta\Phi)$	<ul style="list-style-type: none"> -Convergence accélérée -Indépendant des paramètres de la machine 	<ul style="list-style-type: none"> -Problème de convergences -Instable, produit des oscillations -Applicable seulement en régime permanent
Gradient	$\Phi(n+1) = \Phi(n) - k \cdot \nabla P$	<ul style="list-style-type: none"> Indépendant des paramètres de la machine 	<ul style="list-style-type: none"> -Problème de convergences autour du flux optimal -Convergence lente -Applicable seulement en régime permanent
Fibonacci	Echantillonner la puissance d'entrée de la machine pour différentes valeurs de flux dont l'écart est fonction de la série de Fibonacci (Fk:1,1,2,3,5,8,3,21,34,55,89...)	<ul style="list-style-type: none"> Indépendant des paramètres de la machine 	<ul style="list-style-type: none"> -Oscillation de vitesse Convergence lente -Applicable seulement en régime permanent

IV.4.4 Méthode du modèle de pertes

IV.4.4.1 Principe de la méthode

Comme il est illustré par la figure (IV.4), l'approche basée sur le modèle des pertes dite **Loss Model Controllers** en anglais "LMC", a pour but de calculer analytiquement le flux optimal pour lequel la fonction objectif des pertes soit minimale, tout en considérant les conditions de fonctionnement tel que la vitesse et le couple. Cela est indiqué par la figure (IV.5) où l'on remarque que le point minimal pour les courbes des pertes est variable suivant les conditions de fonctionnement (flux et charge).

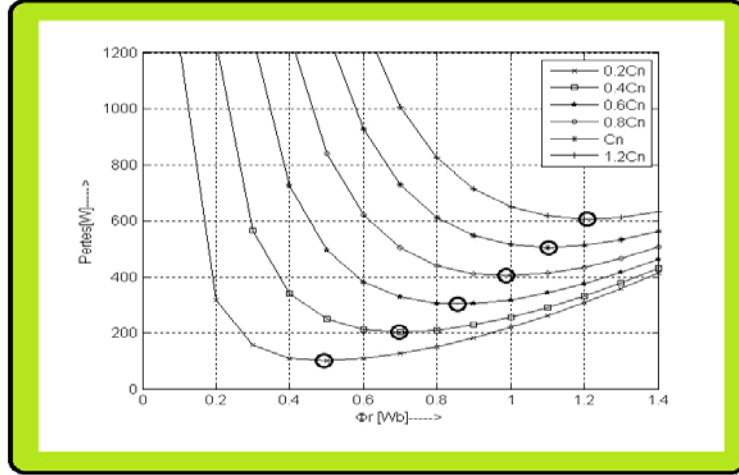


Fig. IV.5: Pertes en fonction du flux pour différentes charges.

IV.4.4.2 Fonction objective

La fonction objective à minimiser est l'expression des pertes totales de la machine asynchrone. Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations statorique, rotorique et de la partie mécanique s'écrivent ainsi:

$$\begin{cases}
 V_{sd} = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\
 \quad + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{rd} - \frac{p\Omega}{1 + \sigma_r} \cdot \Phi_{rq} \\
 V_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sq} \\
 \quad + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{p\Omega}{1 + \sigma_r} \cdot \Phi_{rd} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) \cdot i_{sd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \cdot \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1 + \sigma_r} \right) i_{sq} + (p\Omega - \omega_s) \cdot \Phi_{rd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \Phi_{rq} \\
 C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd})
 \end{cases} \quad (IV.10)$$

Comme la MAS est pilotée vectoriellement c'est-à-dire son flux rotorique est orienté suivant l'axe $-d-$, en plus en régime permanent, les valeurs différentielles s'annulent, le système d'équation (IV.10) peut être écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sq} + \frac{p\Omega}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_{rd} \\ i_{sd} = \left(\frac{1+\sigma_r}{R_r - \sigma_r R_{fr}} \right) \left(\frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \right) \Phi_{rd} \\ \omega_s = p\Omega + \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right) \frac{i_{sq}}{\Phi_{rd}} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (IV.11)$$

On appelle P_{Loss} la fonction pertes définie comme étant la différence entre la puissance absorbée (puissance d'entrée) P_{in} et la puissance utile (puissance de sortie) P_{out} .

$$P_{Loss} = P_{in} - P_{out} \quad (IV.12)$$

Où

$$P_{out} = C_{em} \cdot \omega \quad (IV.13)$$

$$P_{in} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (IV.14)$$

En remplaçant les équations (IV.11), (IV.12) et (IV.13) dans l'équation (IV.14), les pertes en fonction du couple et du flux rotorique sont données par l'expression suivante :

$$P_{Loss} = \left(\frac{R_s + R_{fs}}{L_m^2} \right) \Phi_{dr}^2 + \left[\frac{R_s + \frac{R_r}{(1+\sigma_r)^2} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{(1+\sigma_r)}}{[p(1-\sigma)(1+\sigma_s)]^2} \right] C_{em}^2 \Phi_{dr}^2 \quad (IV.15)$$

$$\text{Avec: } \sigma_r = \frac{L_r}{L_m}; \quad \sigma_s = \frac{L_s}{L_m}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$$

La minimisation de ce critère consiste à trouver la valeur du flux optimal minimisant les pertes tel que:

$$\frac{dP_{Loss}}{d\Phi_{rd}} = 0 \quad (IV.16)$$

La solution de cette fonction différentielle donne:

$$\Phi_{rd} = Y_{opt} \cdot (C_{em})^{\frac{1}{2}} \quad (IV.17)$$

$$\text{Avec } Y_{opt} = \left[\frac{L_m}{p(1-\sigma)(1+\sigma_s)} \left[\frac{R_s + \frac{R_r}{(1+\sigma_r)^2} + \frac{\sigma_r \cdot R_{fs}}{(1+\sigma_r)}}{R_s + R_{fs}} \right]^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (IV.18)$$

IV.5 Schéma de la commande vectorielle optimisée

La figure (IV.5) représente la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique de la MAS dotée de la technique d'optimisation basée sur LMC.

Le bloc de defluxage est remplacé carrément par un contrôleur à modèle de pertes dont la fonction est l'ajustement du niveau du flux à une valeur optimale en fonction des conditions de fonctionnement telle que le couple et la vitesse.

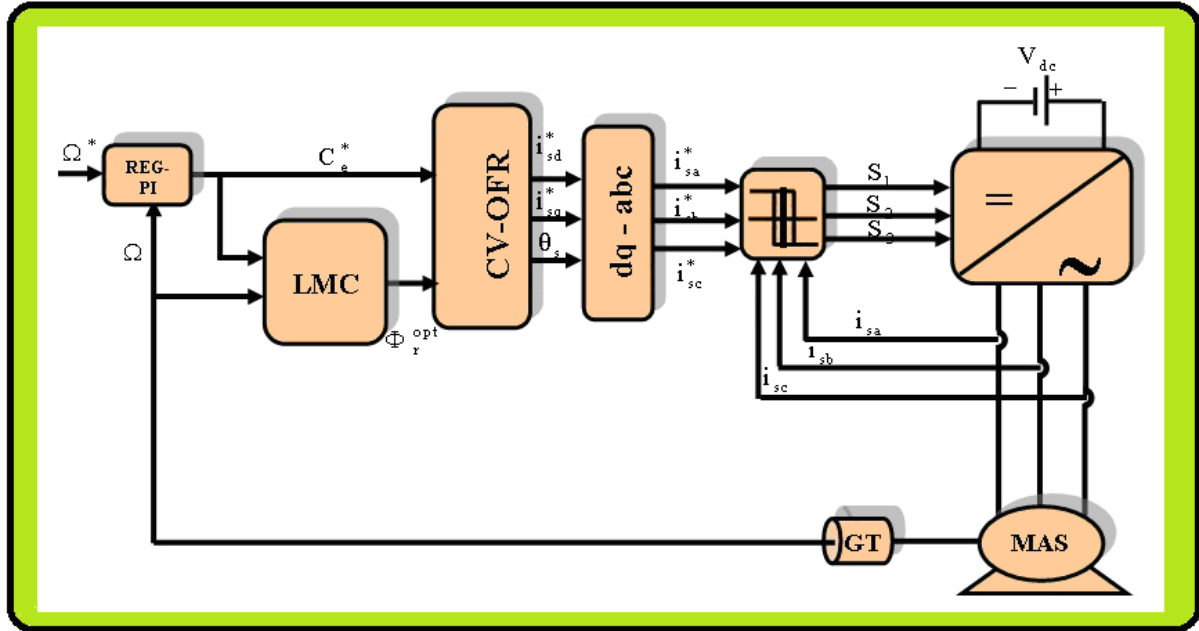


Fig. IV.6: Schéma bloc de la Commande IRFOC avec algorithme de minimisation des pertes LMC.

IV.6 Simulation de la commande IRFOC optimisée: Résultats et discussion

Le schéma –bloc de La commande vectorielle à flux orienté, dotée de la technique d'optimisation LMC (figure IV.6), a été simulé dans un environnement MATLAB – SIMULINK.. Pour cela plusieurs tests ont été effectués.

Test 1:

Le premier test consiste à appliquer à la machine asynchrone un couple de charge allant de 0 jusqu'au couple nominal avec un pas de 1 Nm . La vitesse est maintenue constante à sa valeur nominale $\Omega = \Omega_n = 149 \text{ rad/s}$. Les résultats obtenus sont montrés par les figures IV.7 et IV.8.

- ✓ La vitesse s'établit à sa valeur de référence avec une bonne dynamique et sans dépassement ni erreur statique. Lors d'application de la charge à chaque fois, on remarque que la perturbation est rejetée efficacement et d'une manière très rapide.
- ✓ L'analyse des courbes du flux et du couple, permet de dire que le découplage et l'orientation du flux ont été parfaitement réalisés. Le couple de charge et le courant suivant l'axe -q- se comportent de la même manière et suivent leurs références. Mêmes remarques peuvent être faites pour le courant suivant l'axe -d- et le flux qui évoluent similairement et en fonction du couple de charge ce qui est le contraire pour la commande conventionnelle à flux rotorique orienté ou Φ_r et son image i_{sd} sont toujours constants quelque soit le couple de charge.
- ✓ L'augmentation du couple résistant est traduite par l'appel du courant sur la courbe du courant d'une phase statorique.

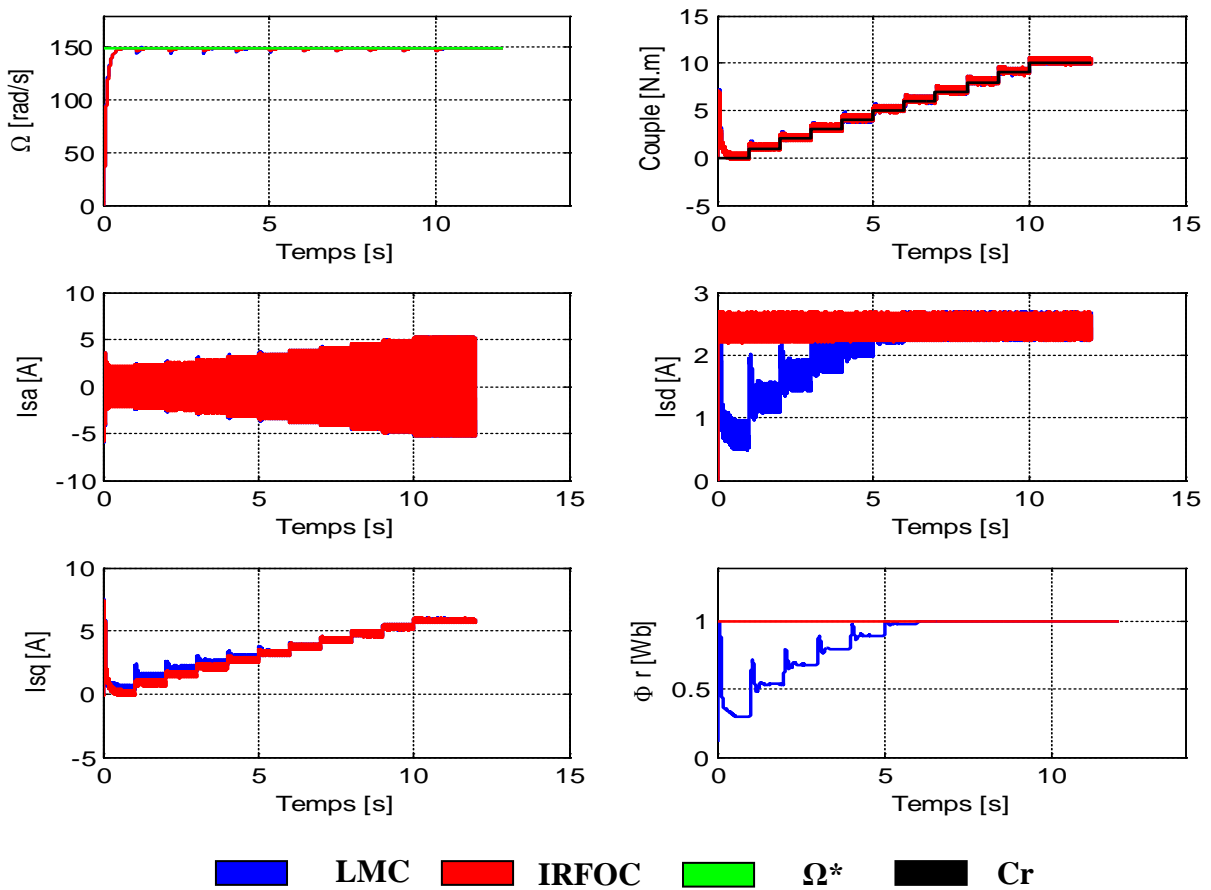


Fig. IV.7: Résultats de la commande IRFOC avec LMC.

Test 2:

Dans ce deuxième test, trois régimes de vitesse vont être associées à la variation progressive du couple de charge ce qui donnera lieu à plusieurs points de fonctionnement. La figure IV-8 illustre les résultats de simulation obtenus.

Il est très clair qu'en passant d'un régime de vitesse à l'autre, on s'approche du point nominal ce qui est traduit par l'augmentation du rendement.

Pour le flux rotorique, on remarque que la plage d'optimisation se réduit quand la vitesse diminue:

$0 \rightarrow 0.4\text{Wb}$ pour une vitesse de $\Omega = 0.3\Omega_n$,

$0 \rightarrow 0.5\text{Wb}$ pour une vitesse de $\Omega = 0.6\Omega_n$,

$0 \rightarrow 0.7\text{Wb}$ pour une vitesse de $\Omega = \Omega_n$

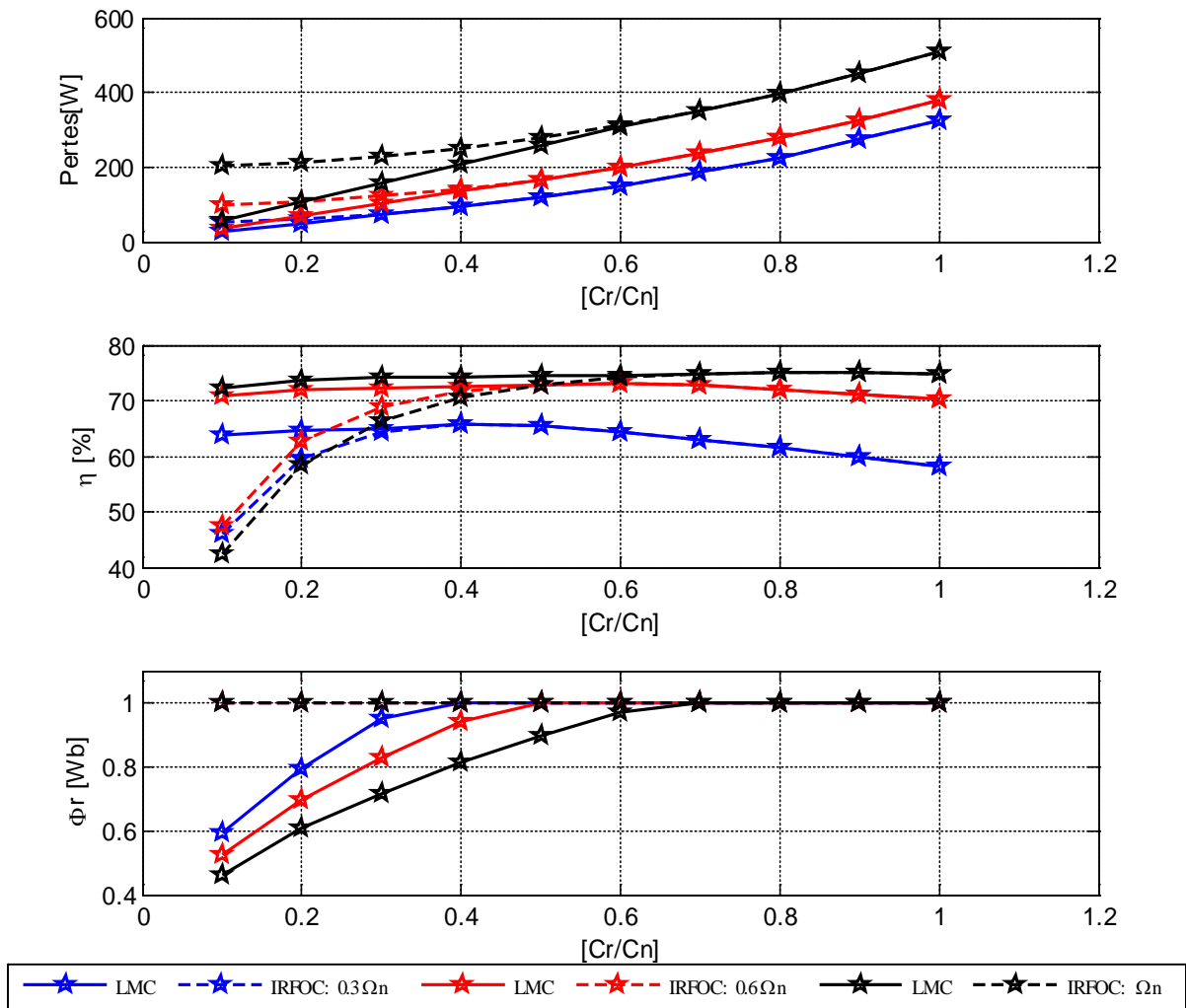


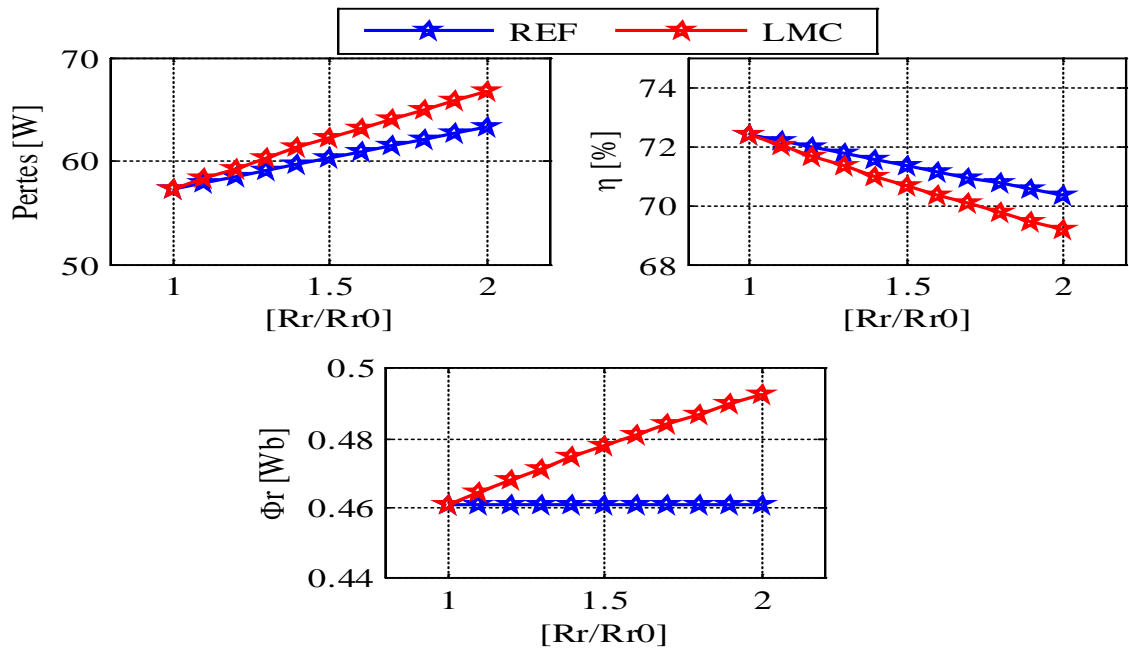
Fig. IV.8: Commande IRFOC avec LMC: variation du couple de charge et de la vitesse.

Le tableau IV.3 montre le gain en rendement et la minimisation en terme de pertes qu'on peut atteindre dû à la réduction du flux. Ces résultats sont donnés à titre d'exemple pour une vitesse nominale

Tableau. IV.3: Comparaison des résultats d'optimisation IRFOC et LMC cas de $\Omega = \Omega_n$

Couple [Nm]	Flux optimal [Wb]		Valeur de Flux réduit [Wb]	Pertes [W]		Gain [W]	Rendement [%]		Gain [%]
	IRFOC	LMC		IRFOC	LMC		IRFOC	LMC	
1	1	0.4610	0.5390	204.7176	57.2657	147.4519	42.2872	72.3709	30.0837
2	1	0.6064	0.3936	213.9014	107.4593	106.4421	58.3770	73.6270	15.2500
3	1	0.7180	0.2820	229.2077	157.4049	71.8028	66.2537	74.0857	7.8320
4	1	0.8121	0.1879	250.6366	207.2589	43.3777	70.5354	74.3256	3.7902
5	1	0.8950	0.1050	278.1879	257.0665	21.1214	72.9439	74.4737	1.5299
6	1	0.9699	0.0301	311.8618	306.8467	5.0151	74.2659	74.5745	0.3086
7	1	1	0	351.6582	351.6582	0	74.9113	74.9113	0
8	1	1	0	397.5772	397.5772	0	75.1137	5.1137	0
9	1	1	0	449.6187	449.6187	0	75.0159	75.0159	0
10	1	1	0	507.7827	507.7827	0	74.7093	74.7093	0

Test 3: Le but de cette étape est de tester la robustesse de l'algorithme d'optimisation LMC vis à vis la variation de la résistance rotorique. Pour ce faire, on a procédé à l'augmentation de la résistance rotorique jusqu' à deux fois de sa valeur nominale et ceci pour un point de fonctionnement correspondant à un faible couple de charge ($C_r = 0.1 \cdot C_n$) et une vitesse nominale $\Omega = \Omega_n$. Les résultats de ce test sont donnés par la figure IV.9

Fig.IV.9: Commande IRFOC avec LMC:Robustesse vis-à-vis de la variation de R_r

L'observation des courbes montre que la variation de la résistance rotorique (augmentation) engendre une augmentation du flux rotorique optimal et des pertes totales. Par conséquent, on peut voir clairement la diminution du rendement quand la résistance est doublée. Cette influence s'explique par l'intervention de la résistance dans l'algorithme LMC.

IV.7 Tests expérimentaux de la commande IRFOC optimisée

Cette partie expérimentale vise comme objectif la réalisation pratique de la commande à flux rotorique orienté optimisée basée sur la technique LMC. Selon le point de fonctionnement, un algorithme, basé sur le modèle des pertes totales, génère le flux rotorique à partir du couple et de la vitesse. Dans ce contexte plusieurs tests seront faits, citons:

- Tests à couple variable et à vitesse nominale,
- Test à faible couple de charge et à vitesse variable,
- Test d'augmentation brusque de couple de charge à vitesse nominale,
- Test à vitesse nominale avec variation progressive du couple de charge

Pour ce faire, les réglages et les conditions de réalisations qui ont été pris en compte sont:

1. La période d'échantillonnage égale à $100\mu s$
2. Les paramètres du régulateur k_p et k_i ont été initialement calculés puis ajustés afin d'obtenir une réponse en vitesse performante.
3. La vitesse et la tension du bus continu ont été filtrées au moyen des filtres numériques de type pass bas (LPF).
4. La bande d'hystérésis a été réglée à la valeur de $\Delta I = 0.1 A$
5. Le flux optimal a été initialisé à $0.11 Wb$. C'est la valeur à partir de laquelle le moteur démarre.
6. Des offsets ont été additionnées aux courants mesurés afin de remédier au problème lié au déséquilibre
7. Pour le calcul du rendement, la puissance absorbée utilisée en calcul est celle mesurée à l'entrée de l'onduleur (Puissance du bus continu): $P_{abs} = V_{DC} \cdot I_{DC}$

Les résultats récupérés via le logiciel ControlDesk, sont donnés comme suit:

✓ Test 1:

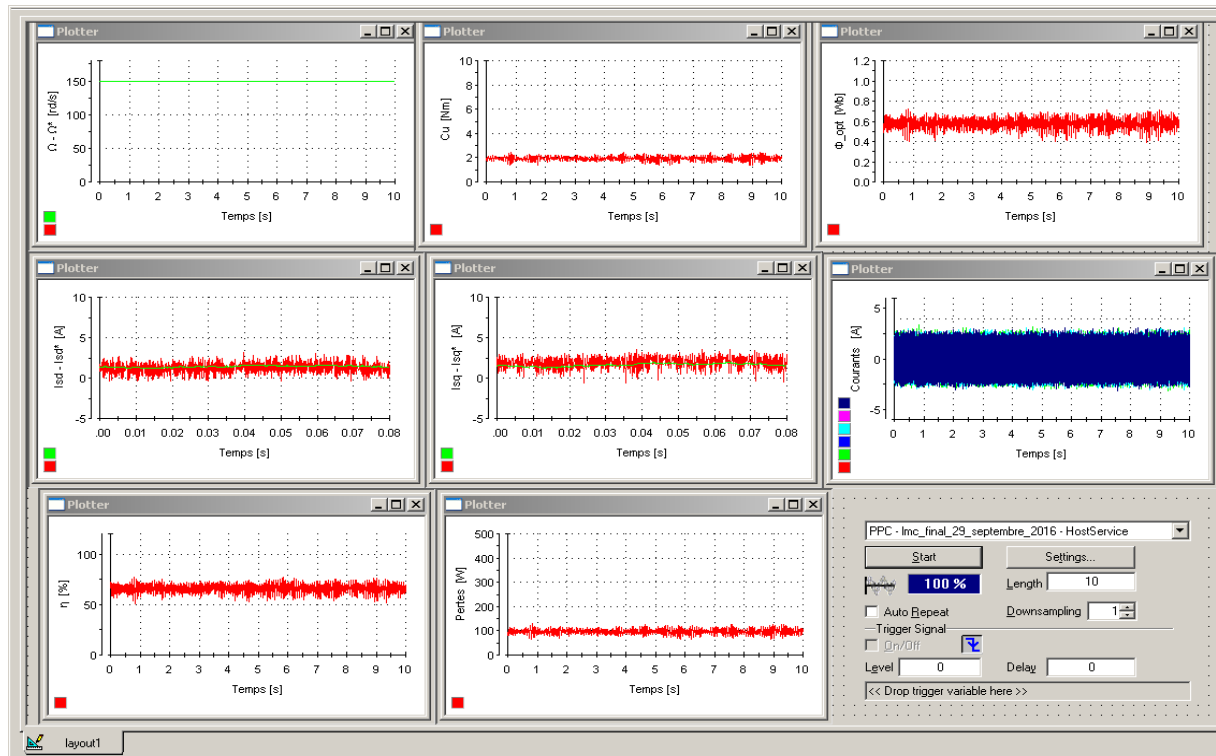
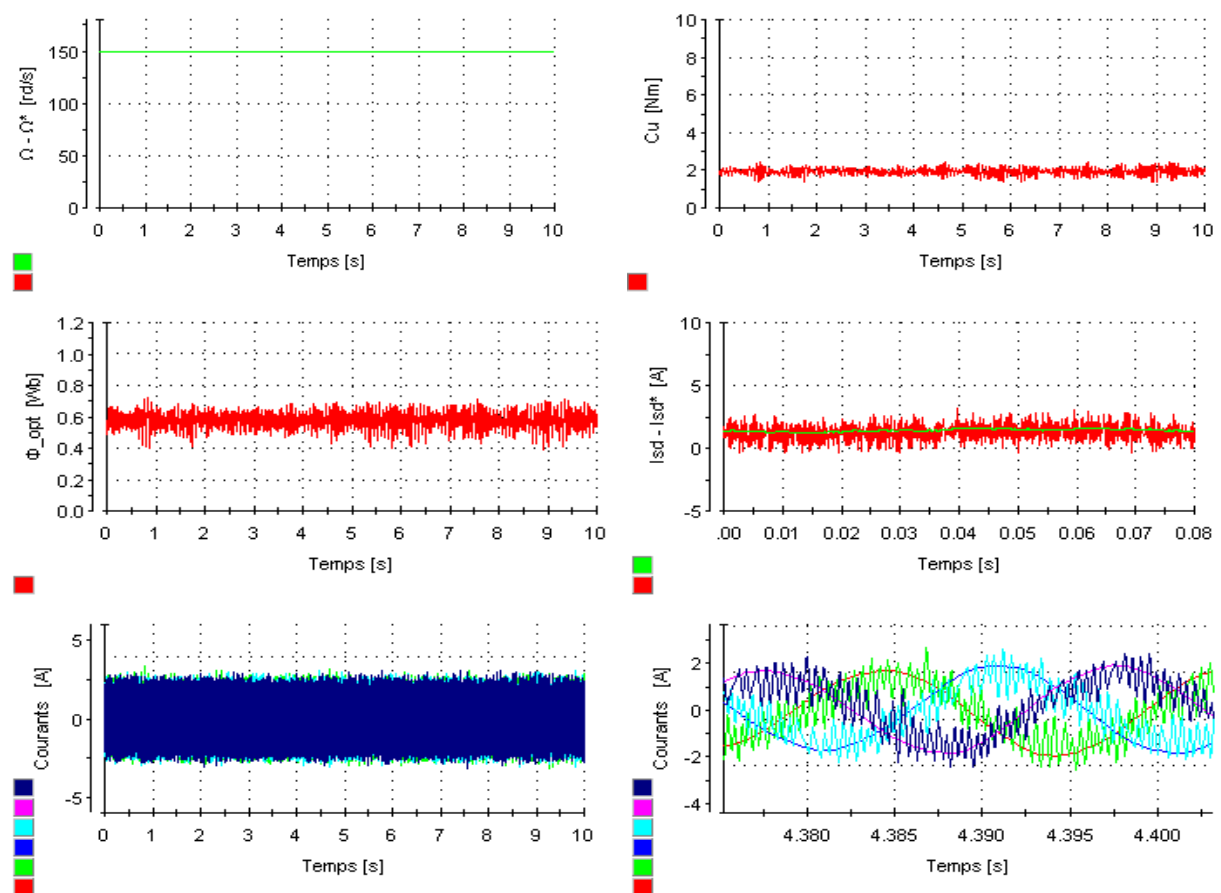


Fig. IV.10: Copie d'écran du ControlDesk de la commande IRFOC optimisée par LMC



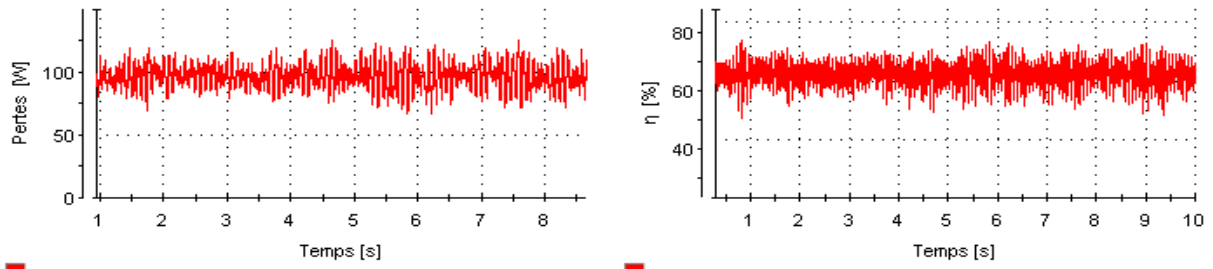


Fig. IV.11: Résultats de la commande IRFOC basée sur LMC
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 2Nm$

Vu le nombre important des figures et pour ne pas alourdir le chapitre, on se contente de présenter uniquement les allures des grandeurs interprétant le bilan énergétique.

✓ **Test 2:**

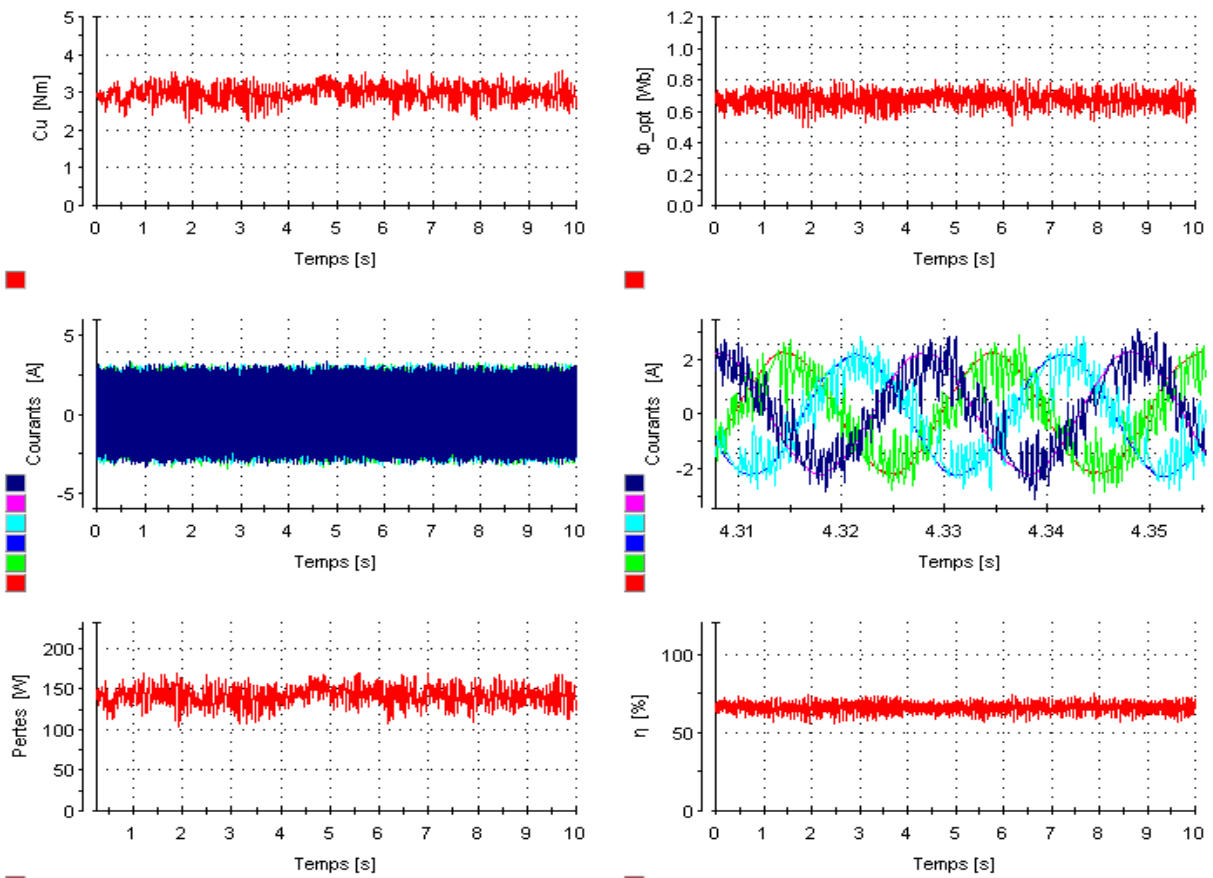


Fig. IV.12: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 3Nm$

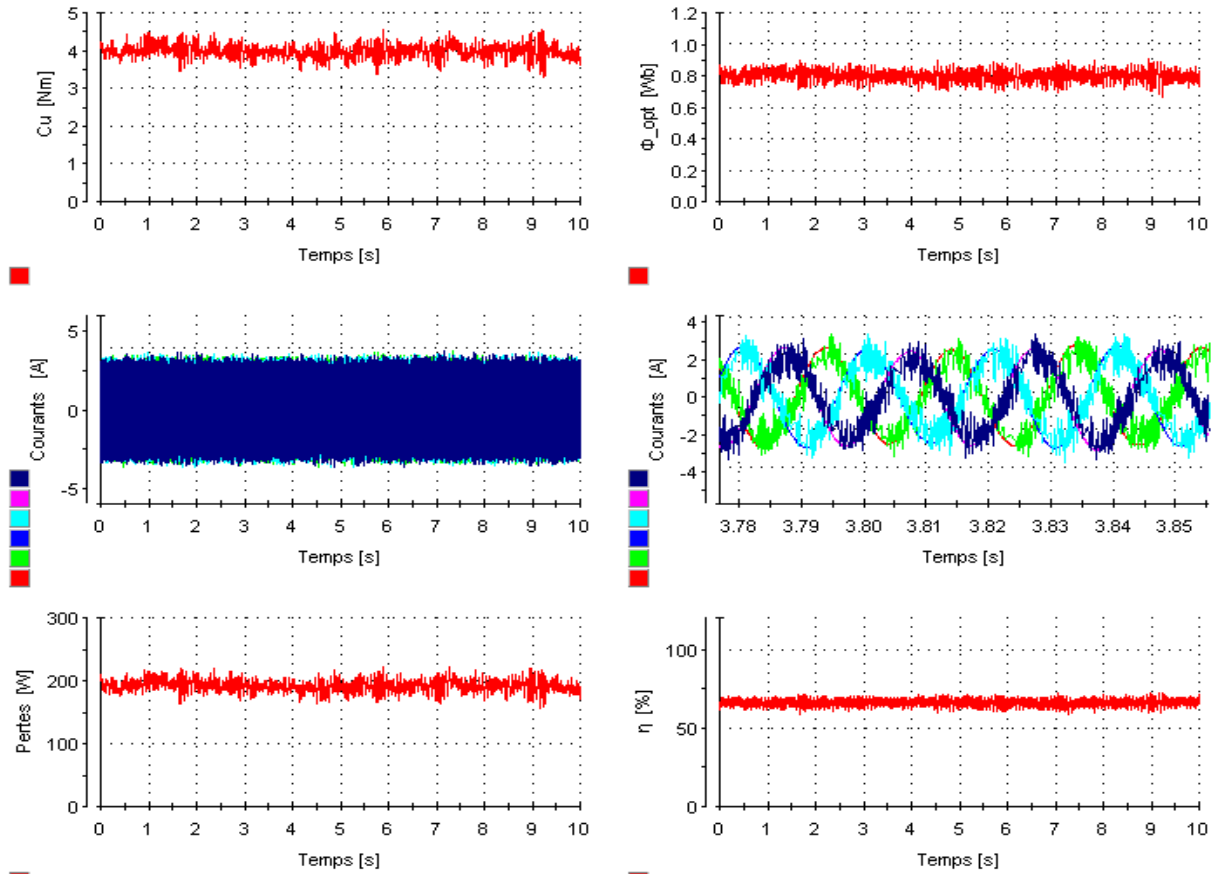
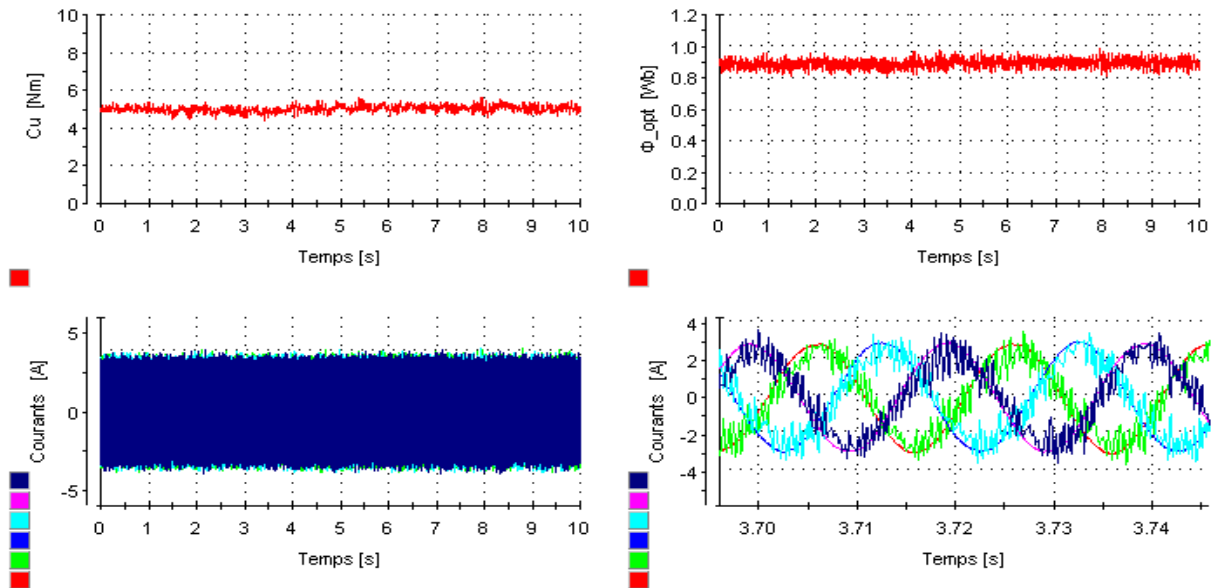
✓ **Test 3:**

Fig. IV.13: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 4Nm$

✓ **Test 4:**

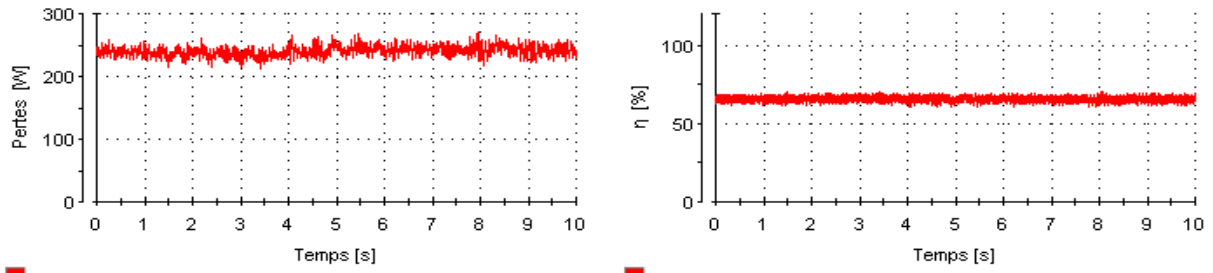


Fig. IV.14: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 5Nm$

✓ **Test 5:**

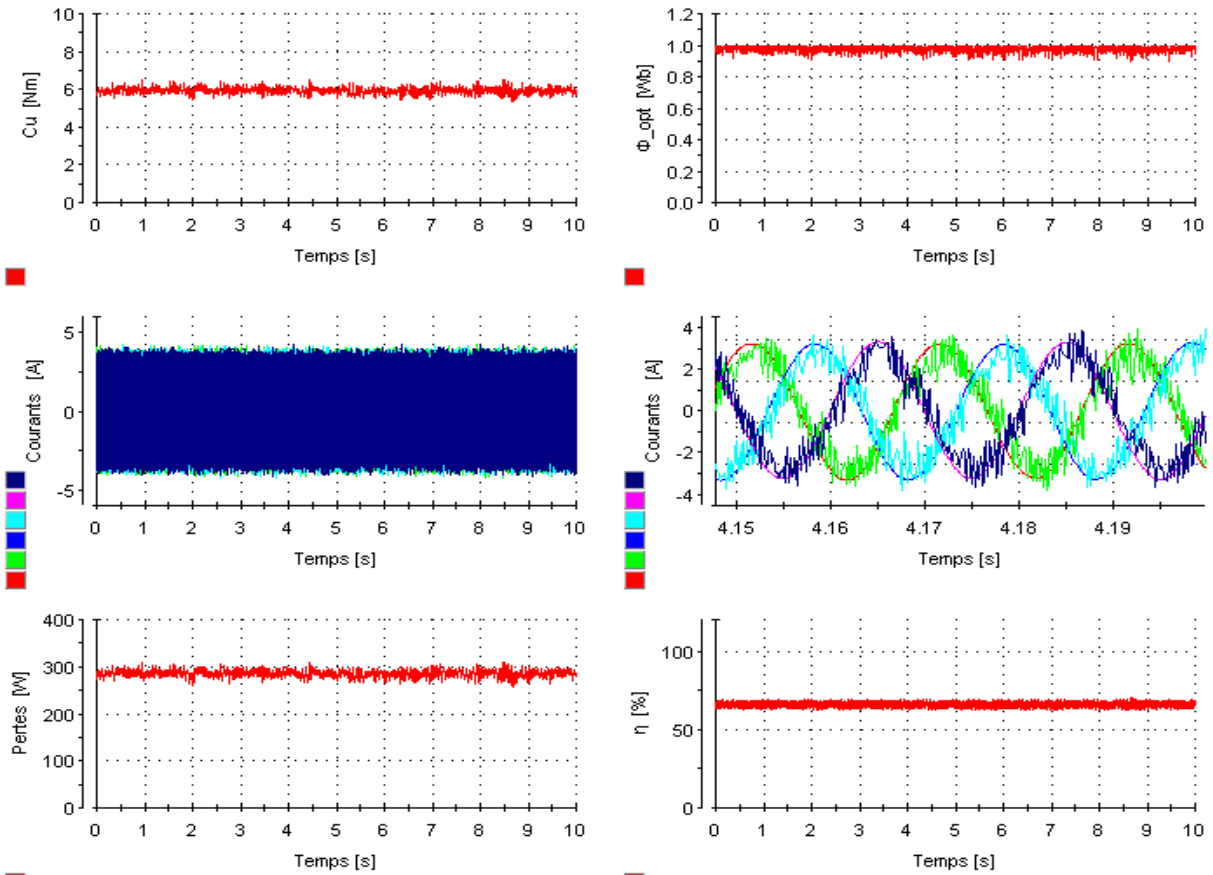
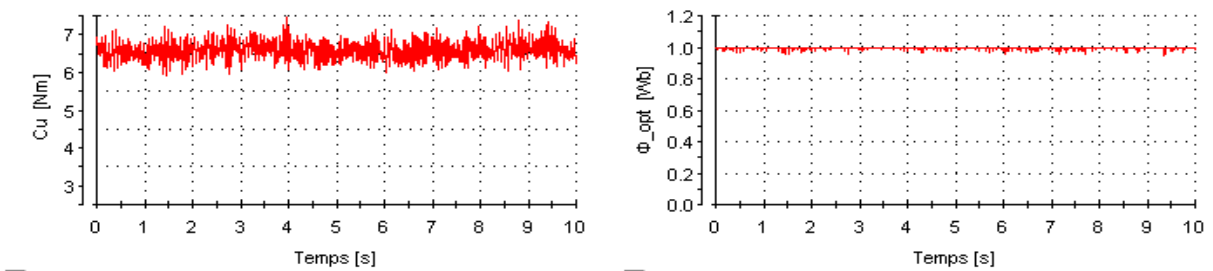


Fig. IV.15: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 6Nm$

✓ **Test 6:**



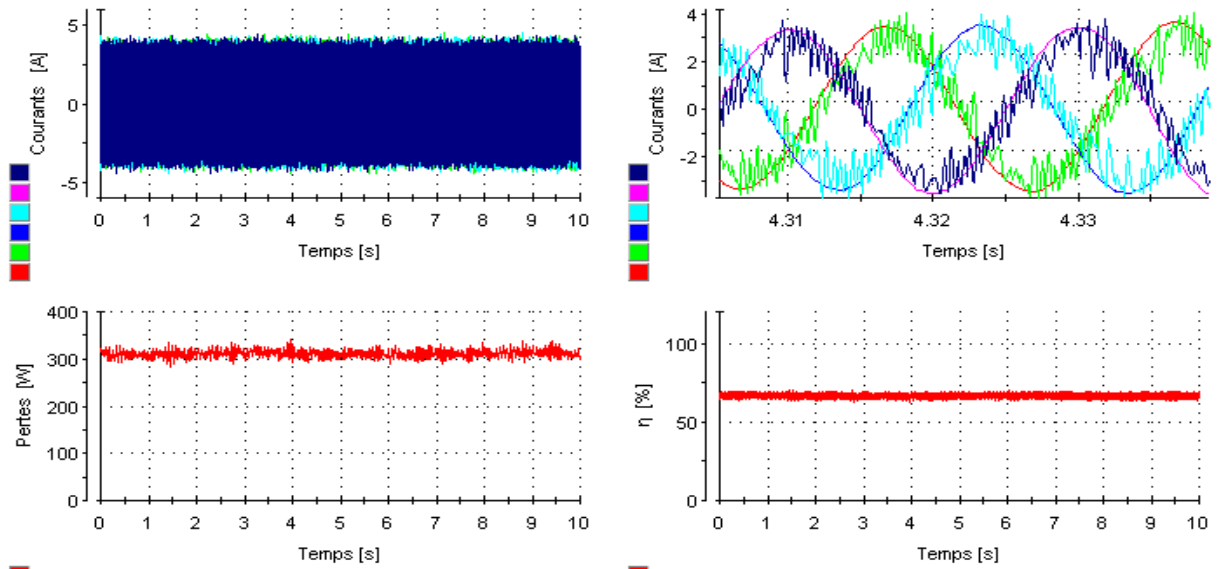


Fig. IV.16: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 6.5\text{Nm}$

✓ **Test 7:**

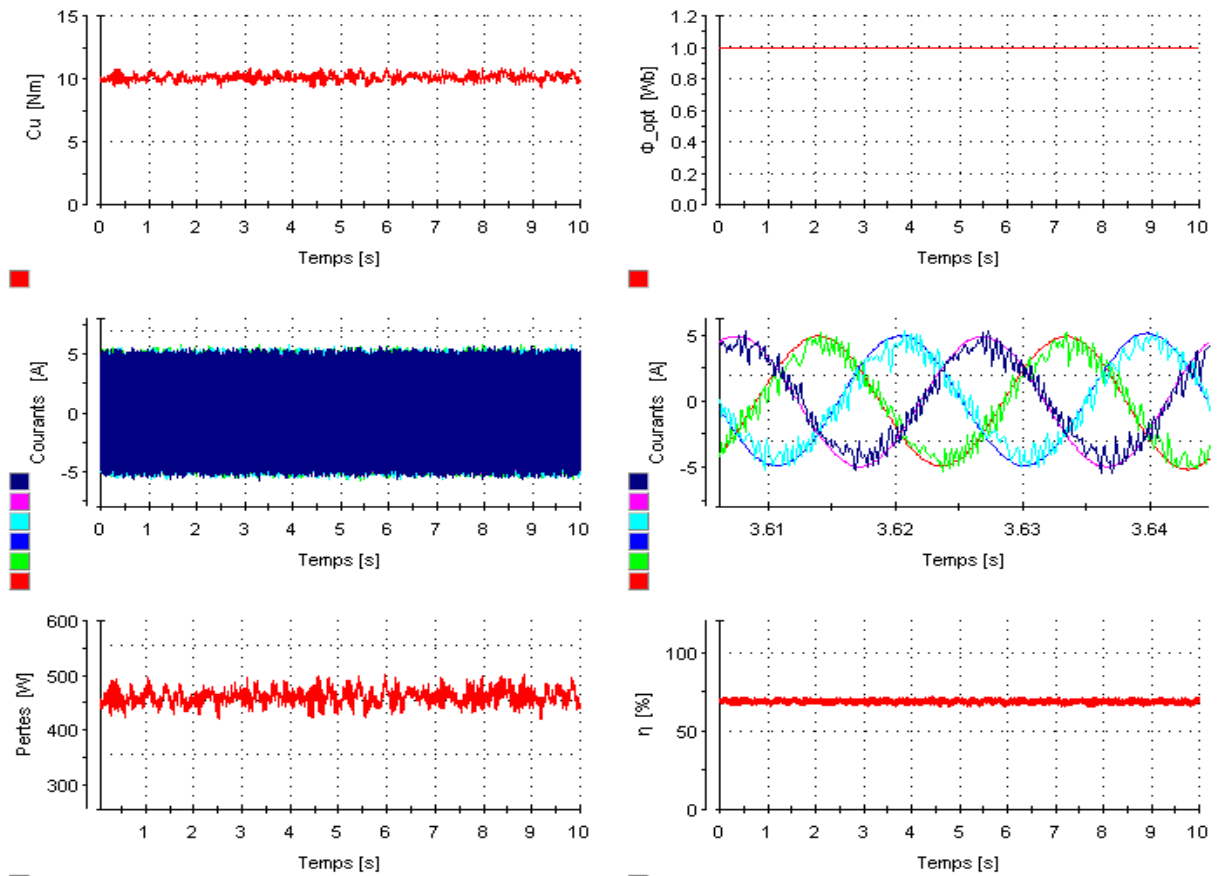
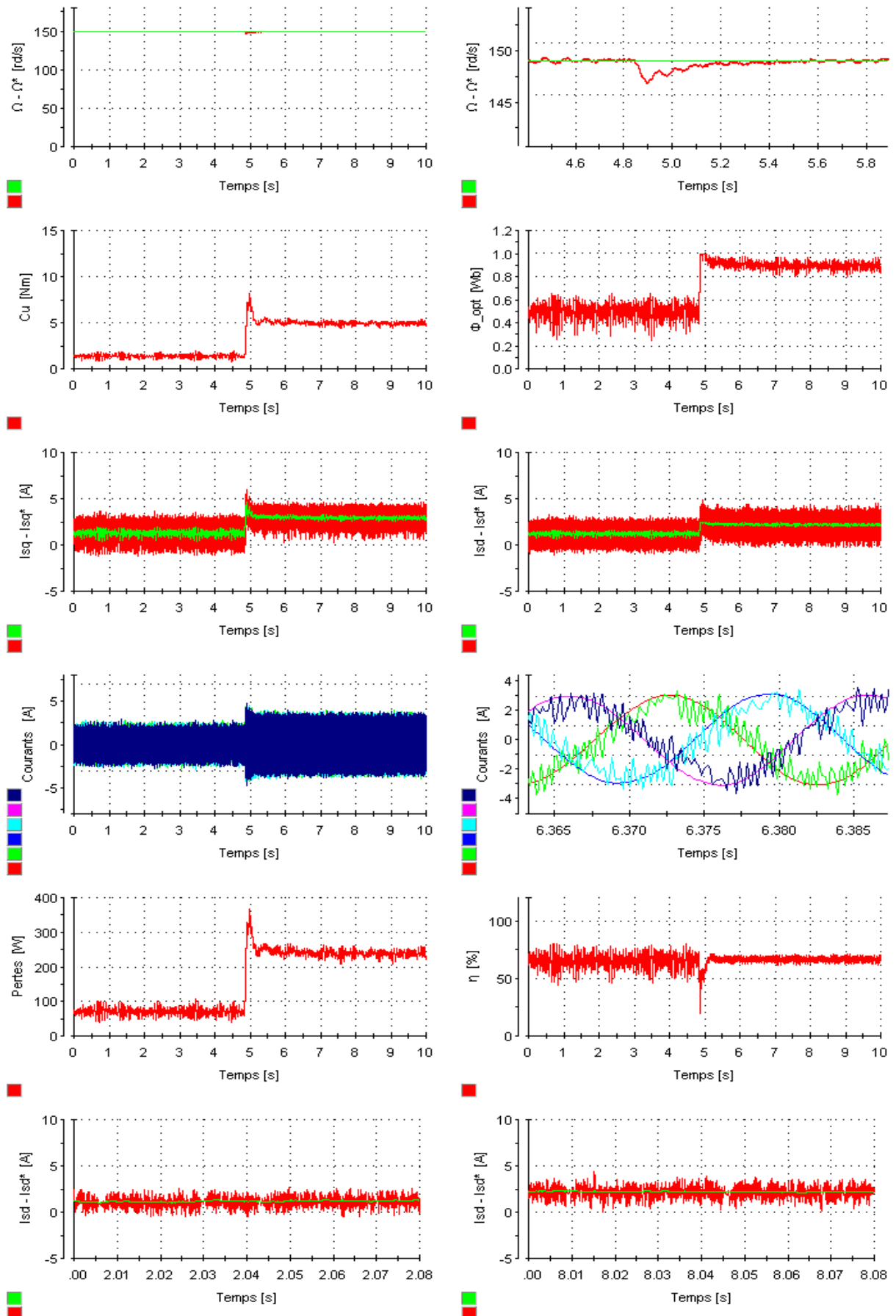


Fig. IV.17: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 10\text{Nm}$

✓ Test 8:



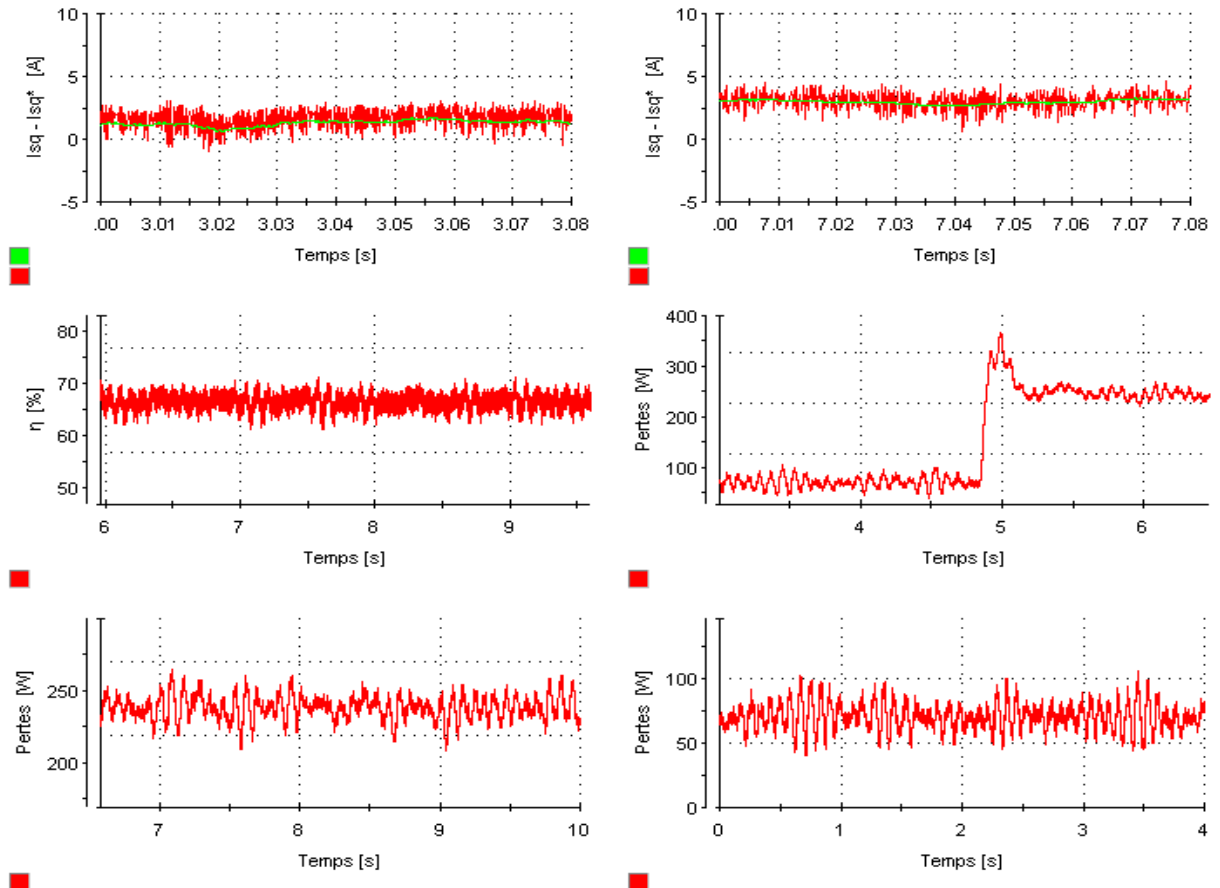


Fig. IV.18: IRFOC optimisée:
Passage brusque de $C_r = 1.25\text{Nm}$ à $C_r = 5\text{Nm}$ pour $\Omega = \Omega_n$

✓ **Test 9:**

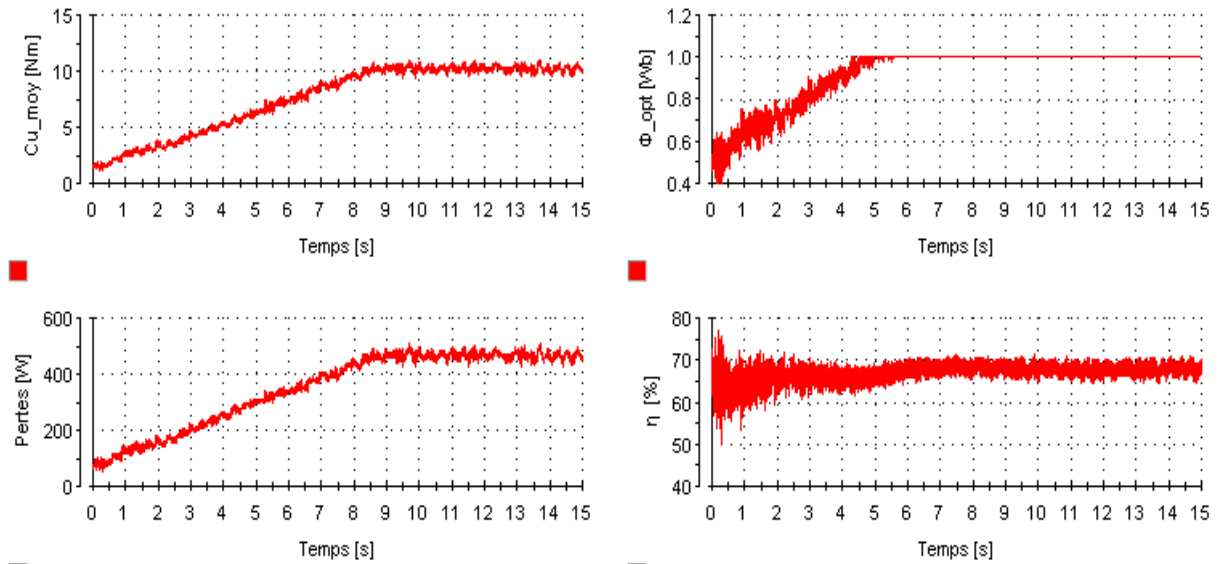


Fig. IV.19: IRFOC optimisée:
 $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 1.25 \rightarrow C_n$

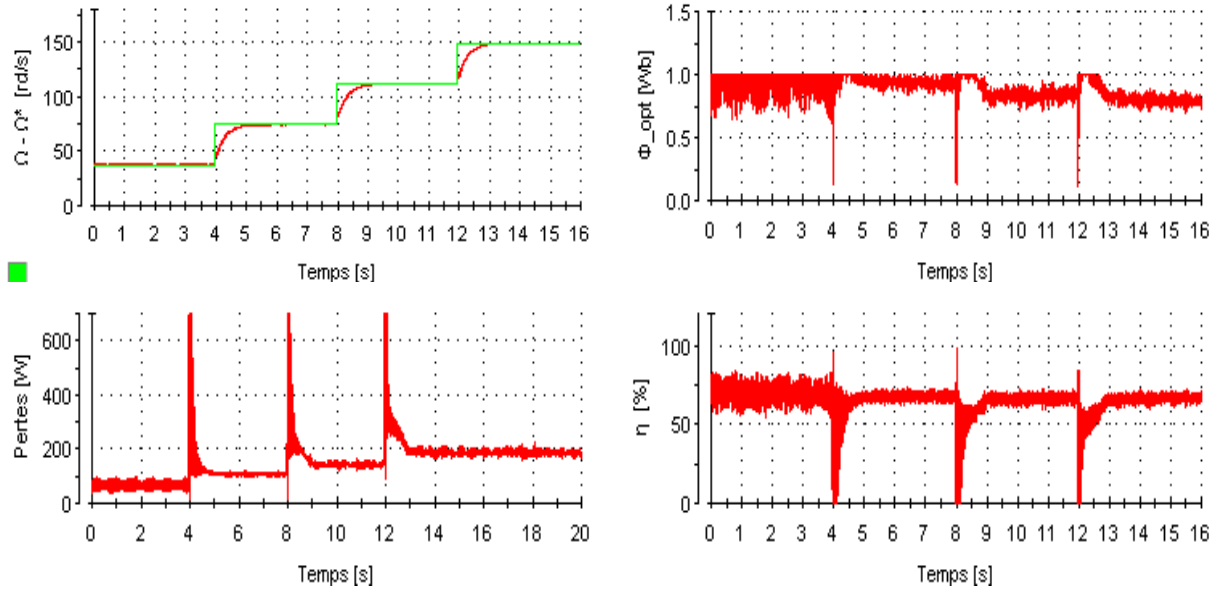
✓ **Test 10:**

Fig. IV.20: IRFOC optimisée: LMC
 $\Omega = [0.25 : 0.25 : 1] \cdot \Omega_n$ et $C_r = 3Nm$

IV.7.1 Interprétation des résultats

Les tests réalisés (test 1 jusqu'à 8) démontrent l'efficacité de l'algorithme d'optimisation adopté. Cela est justifié par les résultats du tableau qui récapitulent les valeurs numériques de l'optimisation à base de la technique LMC:

Tableau. IV.4: Récapitulation des résultats d'optimisation basée sur LMC: $\Omega = \Omega_n$

Couple [Nm]	Flux optimal [Wb]	Pertes[W]	Rendement[%]
2	0.695	100	62.565
3	0.658	137.5	67.426
4	0.771	177.5	67.5
5	0.875	245.34	67
6	0.985	286.941	66.125
6.5	1	308.414	67.5
10	1	455.611	67.516

L'examen du tableau montre clairement que le niveau du flux n'est plus fixe surtout pour les charges allant jusqu'à 6Nm. Cette réduction se répercute positivement sur les pertes qui se réduisent à certain niveau qui permettra au rendement de demeurer presque constant.

Pour une vitesse nominale, le test 9 ce n'est qu'une variation progressive du point de fonctionnement tout en variant le couple de charge d'une manière linéaire à partir de $C_r = 1.25Nm$ jusqu'à $C_r = 10Nm$. Les résultats de la figure IV.18 montrent que l'algorithme

répond d'une façon parfaite ou le flux évolue en fonction de la charge jusqu'à l'instant $t = 5\text{ s}$ puis il se sature.

Les pertes, à leur tour, continuent à augmenter jusqu'au point de fonctionnement nominal correspond à ($C_r = C_n$, $\Omega = \Omega_n$).

Quant au rendement, une amélioration intéressante peut être vue sur sa courbe ou on peut dire qu'il est presque constant autour de la valeur de 68% .

Dans le test 10, on s'est intéressé à l'impact de la vitesse sur l'algorithme d'optimisation. Pour cela, et pour un faible couple de charge $C_r = 3\text{Nm}$ maintenu constant durant le test, on a procédé à la variation de la vitesse avec un pas de $0.25\Omega_n$ en partant de $0.25\Omega_n$ jusqu'à la vitesse nominale.

Les courbes de la figure IV.18 confirment que la vitesse a un impacte direct sur l'algorithme d'optimisation.

IV.8 Conclusion

Après un bref rappel sur les normes et les méthodes de mesure de rendement, la technique d'optimisation basée sur un modèle de pertes a été détaillée. Cette méthode dite LMC vise la minimisation d'une fonction objective représentant la somme des pertes de la MAS. Le flux optimal est calculé analytiquement à partir de cette fonction pertes déduite du modèle en régime permanent et ceci dans le but de rechercher le flux optimal permettant d'avoir le meilleur rendement.

Par simulation et expérimentalement, on a pu prouver que cette technique a l'avantage d'être très efficace, applicable pour toute la plage d'opération surtout lorsque la machine est faiblement chargée et facile à implémenter. Malheureusement, elle montre ses limites quand les paramètres sont sujets de variation. Cette contrainte rend la technique moins robuste et la dynamique du système médiocre.

Chapitre V...

Optimisation d'Energie **Basée sur la logique** **Floue : FLC**

V.1 Introduction

La modélisation, la commande, le diagnostic et l'optimisation des systèmes physiques sont fortement conditionnés par la connaissance de leurs paramètres. Devant une telle nécessité, les techniques classiques, qui ont été largement appliquées, ont montré leur limite en terme de robustesse surtout si ces systèmes présentent des non –linéarités et la connaissance de leurs paramètres est entachée d'erreurs et d'imprécisions.

Tous ces handicaps ,qui entravent le système à atteindre son objectif avec les performances désirées, ont conduit les chercheurs à penser aux méthodes assurant la même fonction mais sans être basées beaucoup plus sur le modèle du système. Aujourd'hui et avec le progrès de l'outil informatique le recours aux méthodes dites robustes est devenu possible. Ces méthodes sont fondées sur les techniques d'intelligence artificielle et qui sont largement utilisées dans la commande des systèmes complexes tels que les robots, les procédés biologiques, les véhicules routiers...etc. [GUE-09]

L'utilisation des techniques intelligentes à savoir : la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques est justifiée par la capacité de ces techniques d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage...etc.

Dans cette optique, le but de ce chapitre est de substituer le contrôleur basé sur un modèle de pertes par un contrôleur flou.

V.2 Optimisation d'énergie basée sur un régulateur flou

La logique floue qui a été fondée par **L. A. Zadeh** en 1965 et depuis son apparition, elle ne cesse de faire l'objet de plusieurs travaux de recherches ayant comme objectifs le perfectionnement de l'application de cette nouvelle logique.

Actuellement, elle suscite un intérêt général auprès des chercheurs et des industriels, et plus généralement auprès de tous ceux qui éprouvent de besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturel, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant des tâches habituellement prises en charge par les humains. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher leur raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles [BUH-94], [LOR-99].

C'est dans ce contexte qu'on va utiliser cette technique de l'intelligence artificielle, pour optimiser les performances énergétiques de la MAS où on présentera la structure générale du contrôleur flou, ainsi que son application.

V.3 Structure d'un contrôleur flou

La régulation par la logique floue traite les problèmes de commande mais avec une philosophie différente. En effet, ce type de régulation ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des combinaisons de plusieurs règles floues se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue [BUH-94], [GAD-01].

Quelque soit le type d'application du contrôleur, on retrouve généralement la même configuration interne de régulateur flou [BUH-94], et qui consiste à quatre bloc illustrée par la figure (V.1)

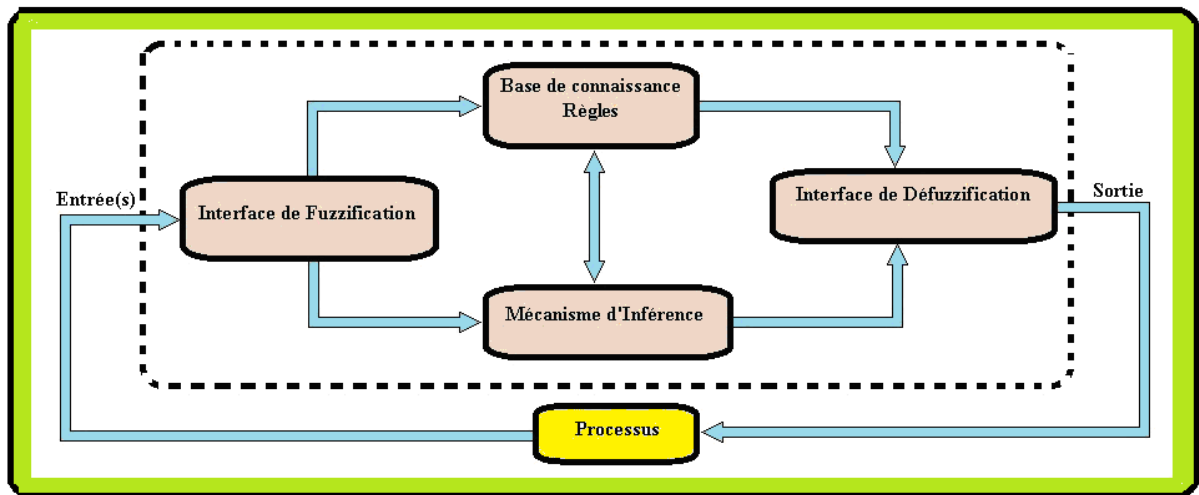


Fig. V.1: Schéma synoptique général d'un régulateur flou.

On peut distinguer les parties suivantes d'un régulateur flou:

- ♦ Interface de fuzzification à l'entrée,
- ♦ Base de connaissance,
- ♦ Logique de prise de décision ou inférence floue,
- ♦ Interface de défuzzification à la sortie,

V.3.1 Interface de fuzzification

La fuzzification c'est le passage du numérique au symbolique, cette conversion s'appelle aussi interface (réel -flou). La stratégie de cette opération consiste à convertir les variables d'entrées-sorties du contrôleur en variables floues, et ceci en partitionnant l'espace normalisé en ensembles flous, exprimées par les termes linguistiques (variables floues).comme :

NG négative grande, **NM** négative moyenne **Z** zéro ou bien **PZ** proche de zéro

PG positive grande, **PM** positive moyenne

Notons qu'une normalisation avant la fuzzification s'avère nécessaire afin de pouvoir transformer les variables utilisées de l'espace de mesure à un espace de contrôle, plus adapté

au traitement ultérieure, ce qui nécessite la connaissance de la plage de variation de chaque variable, cette dernière est caractérisée par les gains pour les grandeurs d'entrée et de sortie.

V.3.2 Base de connaissance (règles)

Elle comprend une connaissance ou une expertise montrant l'effet global d'un réglage sur le processus, et les objectifs visés par le réglage. Elle est composée de:

- ✓ Une base de données qui fournit les définitions des concepts nécessaires utilisées pour définir les règles du contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le régulateur. Ces concepts sont subjectivement définis et basés sur l'expérience et le jugement de l'expert.
- ✓ Une base de règles qui est l'ensemble d'expressions linguistiques basé sur la connaissance d'un expert ou bien la logique de fonctionnement du processus. Cette connaissance est formulée sous forme de règles "**SI-ALORS**". Chacune de ces règles est composées d'une ou plusieurs prémisses reliées entre elles généralement par l'opérateur flou "**ET**"; et une conclusion précédée de l'opérateur "**ALORS**". L'ensemble des règles floues sont reliées entre elles généralement par l'opérateur flou "**OU**".

V.3.3 Mécanisme d'inférence

L'inférence floue ou logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Son rôle est de combiner les règles actives de la base de règles pour générer une action floue unique. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes. Mais nous nous contentons d'en présenter trois types.

- ✓ Méthode d'inférence max -min
- ✓ Méthode d'inférence max –prod
- ✓ Méthode d'inférence somme -prod
- ✓ Méthode d'inférence de Sugeno

V.3.3.1 Méthode d'inférence max -min (Mamdani)

Elle s'appuie sur le principe d'interpréter l'implication floue et l'opérateur ET comme minimum et l'opérateur logique OU est réalisé par la fonction maximum. Cette méthode exige un temps de calcul très long.

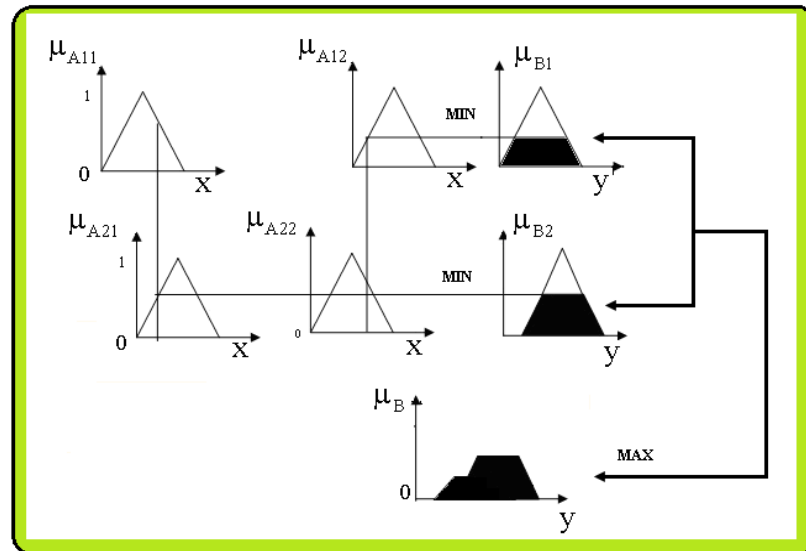


Fig. V.2: Méthode de MAX -MIN

V.3.3.2 Méthode d'inférence max -prod (Larsen)

La méthode de Larsen réalise l'opérateur "ET" par la fonction produit. La conclusion, dans chaque règle introduite par "Alors", est traduite par la fonction produit. L'opérateur "OU" qui lie les différentes règles est réalisé par la fonction du maximum. [REZ -15], [MES - 15]

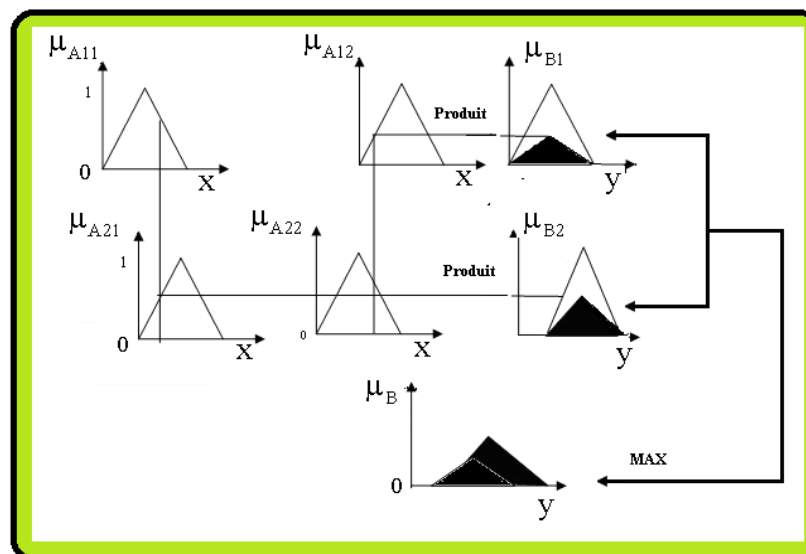


Fig. V.3: Méthode de MAX -PROD

V.3.3.3 Méthode d'inférence somme -prod

Proche de la méthode de Larsen, il suffit de remplacer la traduction de ALORS par la somme des fonctions d'appartenance partielles.

V.3.3.4 Méthode d'inférence de Sugeno

Dans cette méthode, l'opérateur **ET** se traduit par la fonction MIN quant à la conclusion, elle est fournie sous forme polynomiale.

V.3.4 Défuzzification [GON -08] [BOU -10]

Le résultat de l'agrégation des règles d'inférence s'exprime sous forme d'une fonction d'appartenance. Il s'agit donc d'une information floue et ne représente pas une grandeur réelle. Néanmoins, en commande floue, les actionneurs actuels, utilisées dans les boucles de commande ne s'accommodent pas avec ce genre de décision. Il convient alors de la transformer en une valeur de commande précise réelle. C'est le but de l'étape de la défuzzification [BOU -10]. Pour cela les procédures de défuzzification les plus couramment utilisées sont :

V.3.4.1 Critère du maximum MAX

Ce critère produit comme action, la valeur pour laquelle le degré d'appartenance est maximal, soit:

$$m_R(y_0) = \max(m_R(y_i)) \quad (V.1)$$

L'inconvénient de ce critère est que y_0 peut ne pas être unique (infinies dans le cas continu).

V.3.4.2 Critère de la moyenne des maximums MDM

Pour balayer l'inconvénient précédent, on prend la moyenne maximum locaux, soit:

$$y_0 = \sum_{i=1}^m \frac{y_{oi}}{m} \quad (V.2)$$

Où les y_{oi} sont les valeurs pour lesquelles le degré d'appartenance est maximale, et m est leur nombre.

V.3.4.3 Critère du centre de gravité CDG

Ce critère produit comme action le centre de gravité de la distribution de toutes les actions:

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^L \alpha_i \cdot y_{oi}}{\sum_{i=1}^L \alpha_i} \quad (V.3)$$

Où y_{oi} est le centre de l'ensemble flou $B_i(y)$, tel que: $B_i(y) m_{Bi}(y_{oi}) = L$, et L est le nombre des règles.

Des études comparatives ont montrée le **CDG** et la **MDM** donnent des meilleurs résultats. Cependant, la **MDM** produit une bonne réponse transitoire, alors que le **CDG**

produit une meilleure réponse permanente. En générale le **CDG** présente une somme du carré de l'erreur plus faible [GOL -01].

V.4 Types de contrôleurs flous

Les principaux types de contrôleurs qui ont été développés portent le nom des chercheurs qui les ont proposés, il s'agit du contrôleur de Mamdani et du contrôleur de Sugeno. Pour exposer le principe de fonctionnement de chacun d'eux, nous considérons l'exemple d'une base de règles de la forme [WAN -94]:

Règle_i: s_i x_1 est A_i et x_2 est B_i Alors y est C_i

Où A_i , B_i et C_i sont des sous-ensembles flous.

V.4.1 Contrôleur flou au sens de Mamdani

La méthode de Mamdani (MAMDANI, 1975) est historiquement la première à avoir été proposée, elle repose sur le raisonnement suivant :

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle : $\alpha_i(x) = \text{Min}(U_{A_i(x_1)}, U_{B_i(x_2)})$
- Calcul de la contribution chaque règle: $\alpha(y) = \text{Min}(\alpha_i(x), U_{C_i(y)})$
- L'agrégation des règles: $\alpha(y) = \text{Max}(\alpha_i(y))$
- La défuzzification pour obtenir une conclusion nette.

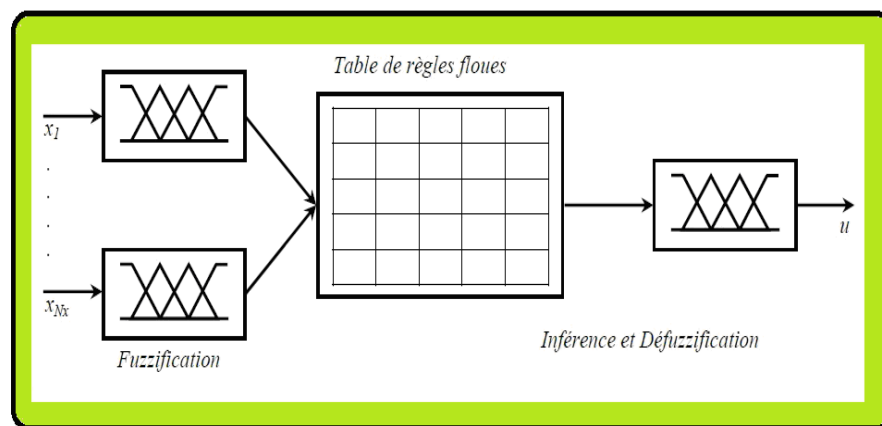


Fig. V.4: Contrôleur de Mamdani[BOU-10]

V.4.2 Contrôleur flou au sens de Sugeno

La méthode de Mamdani, datant de 1975, est beaucoup plus répandue dans la théorie du contrôle de procédés. La méthode de Takagi et Sugeno [TAK -85] en diffère au niveau de la définition de la variable de sortie et, par conséquent, des méthodes de défuzzification. [MOK -98].

Rien ne change au niveau de la fuzzification des variables d'entrée. La variable de sortie prend, soit une valeur constante (singleton) indépendant des valeurs des entrées, soit une combinaison linéaire de celles-ci.

Ce singleton sera, lors de l'étape de défuzzification, pondéré par les degrés d'appartenance des variables d'entrée. La règle générale d'une règle de type Sugeno est, pour un système à 2 entrées x_1 et x_2 et une sortie u :

Si x_1 est A et x_2 est B alors $u = a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + a_0$

Avec: $u = a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + a_0$

A et B sont les fonctions d'appartenances, respectivement de x_1 et x_2

a_0 , a_1 et a_2 des constantes choisies par l'utilisateur pour définir la combinaison linéaire des entrées.

Dans le cas général, les règles utilisées d'ordre zéro sont du type :

Règle i : si x_1 est A_i et x_2 est B_i Alors $y = C_i$

Cette méthode se base sur le raisonnement suivant:

- Calcul de la valeur de vérité de chaque règle:

$$\alpha_i(x) = ET((x_1 \text{ est } A_i), (x_2 \text{ est } B_i))$$

- La conclusion de la règle i se calcule : $\alpha_i C_i$

- Calcul de la sortie du système d'inférence flou :
$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i C_i}{\sum_{i=1}^n \alpha_i}$$

Les valeurs de α_i représentent ici le degré de vérité de chaque règle.

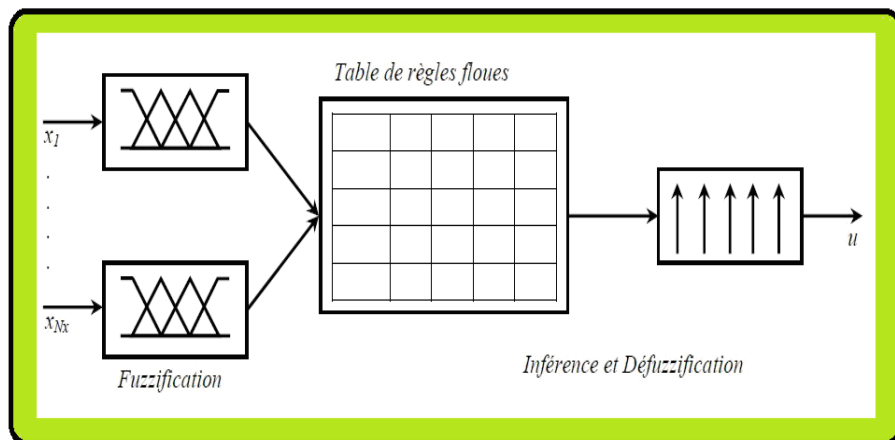


Fig. V.5: Contrôleur de Sugeno [BOU-10]

V.5 Application de la logique floue pour l'optimisation de rendement

Après avoir énoncé et défini les concepts de base, les termes linguistiques utilisés en logique floue et la structure d'un régulateur flou, nous nous intéressons dans cette partie à l'application de la logique floue pour la minimisation d'une fonction pertes de la MAS.

Pour ce faire, un schéma bloc d'une commande vectorielle avec orientation du flux rotorique incorporant un régulateur flou est présenté par Fig. (V.6).

La vitesse est régulée par contre réaction en utilisant un régulateur de type PI et un régulateur basé sur la logique floue est utilisé dans le but de déduire le flux rotorique optimal Φ_r^* .

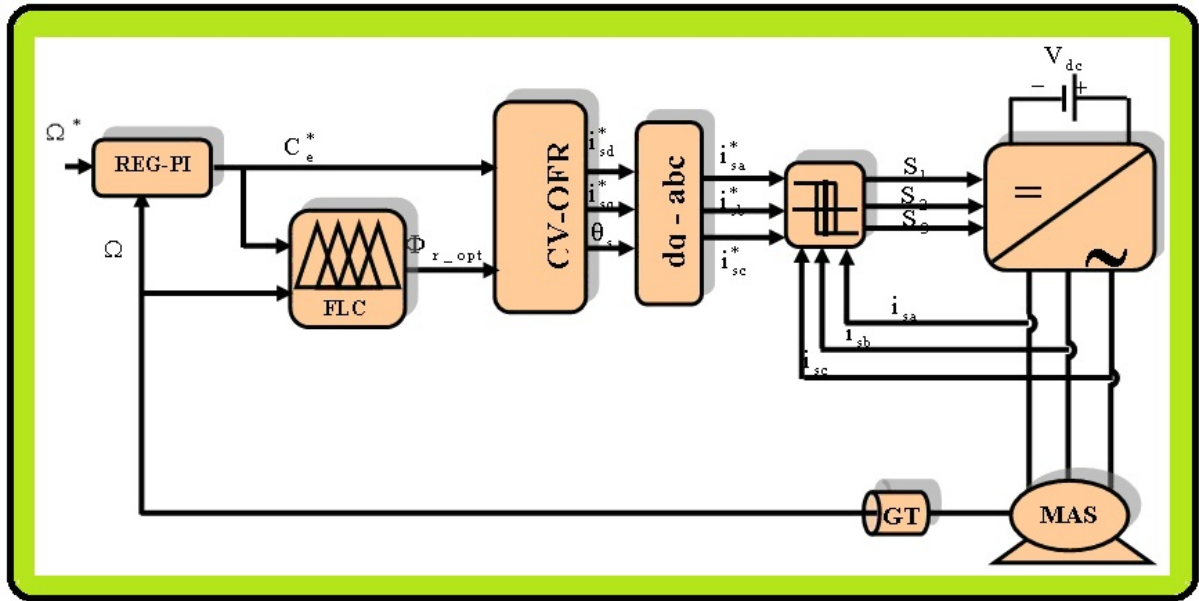


Fig. V.6: Schéma bloc de la commande IRFOC basée sur la logique floue

V.5.1. Description du régulateur flou

Le régulateur flou proposé pour l'optimisation du rendement de la MAS est représenté par la figure (V.7). Il reçoit comme entrées la vitesse et le couple et fournit comme sortie le flux optimal Φ_r^* .

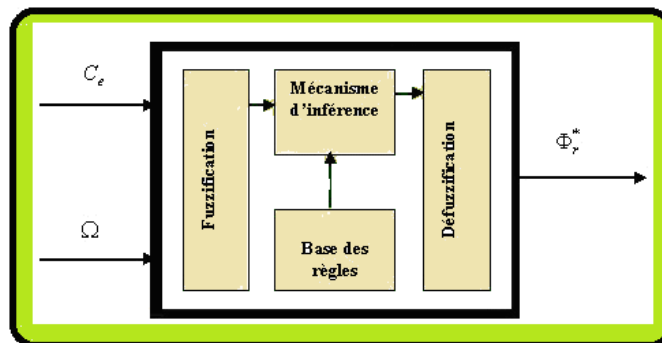


Fig. V.7: Structure interne du régulateur flou

Pour pouvoir fuzzifier les grandeurs d'entrée, il faut procéder par leurs normalisations, ce qui induit : un échelonnement de la vitesse et du couple, ainsi leur limitation dans un intervalle bien défini : [0 1].

Ensuite la fuzzification consiste à partitionner cet intervalle par des ensembles flous, à cet effet on a choisi une partition avec 6 ensembles pour les deux entrées (couple, vitesse). Les fonctions sont de type triangulaire pour les grandeurs d'entrée Fig. (V.8).

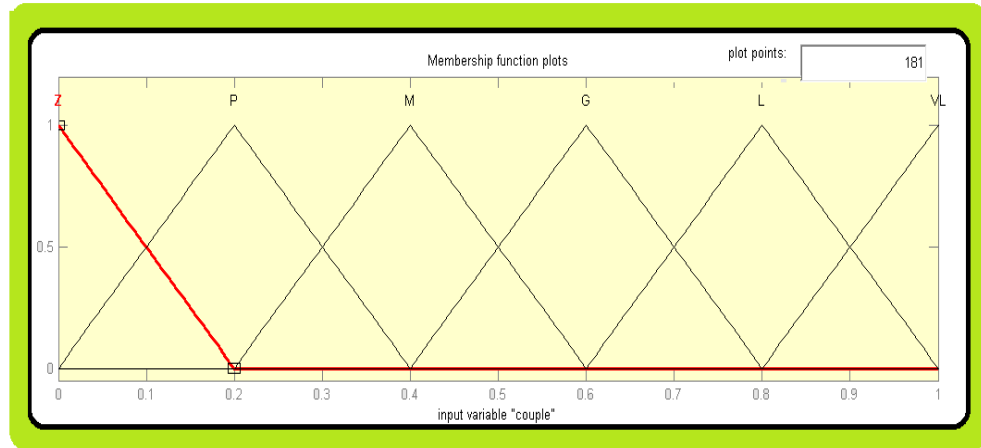


Fig. V.8: Fuzzification

Z:	Zéro	G:	Grand
P:	Petit	L:	Large
M:	Moyen	TL:	Très Large

Pour la sortie, la conclusion de chaque règle est choisi une valeur constante (singleton) indépendante des valeurs des entrées.

Pour la base de règles constitue le cerveau du régulateur, car elle indique comment le régulateur doit réagir aux différentes situations de fonctionnement, la formulation des règles est basée sur l'analyse du comportement du système lors du fonctionnement. Dans notre travail on adopte une table de règle dont la forme utilisée est :

Si Ω est A_i et C_e est B_i alors Φ_{r_opt} est C_i

Ou A_i et B_i sont des ensembles flous tel que:

Ou $i = 1:6$ et C_i : valeurs constantes

Pour la mécanisme d'inférence l'opérateur « et » est interprété comme fonction minimum. La defuzzification est basée sur la moyenne pondérée de toutes les valeurs des singletons de sortie.

V.5.2 Simulation, résultats et discussion

Afin d'évaluer les performances de cette technique, le schéma bloc de la figure V.5 a été simulé dans un environnement MATLAB –SIMULINK. Pour cet effet deux tests de simulation ont été faits:

1. Variation du couple avec un pas de $0.1 \cdot C_n$ pour une vitesse nominale
2. Tests en régime permanent pour plusieurs points de fonctionnement.

Les résultats obtenus sont données comme suit:

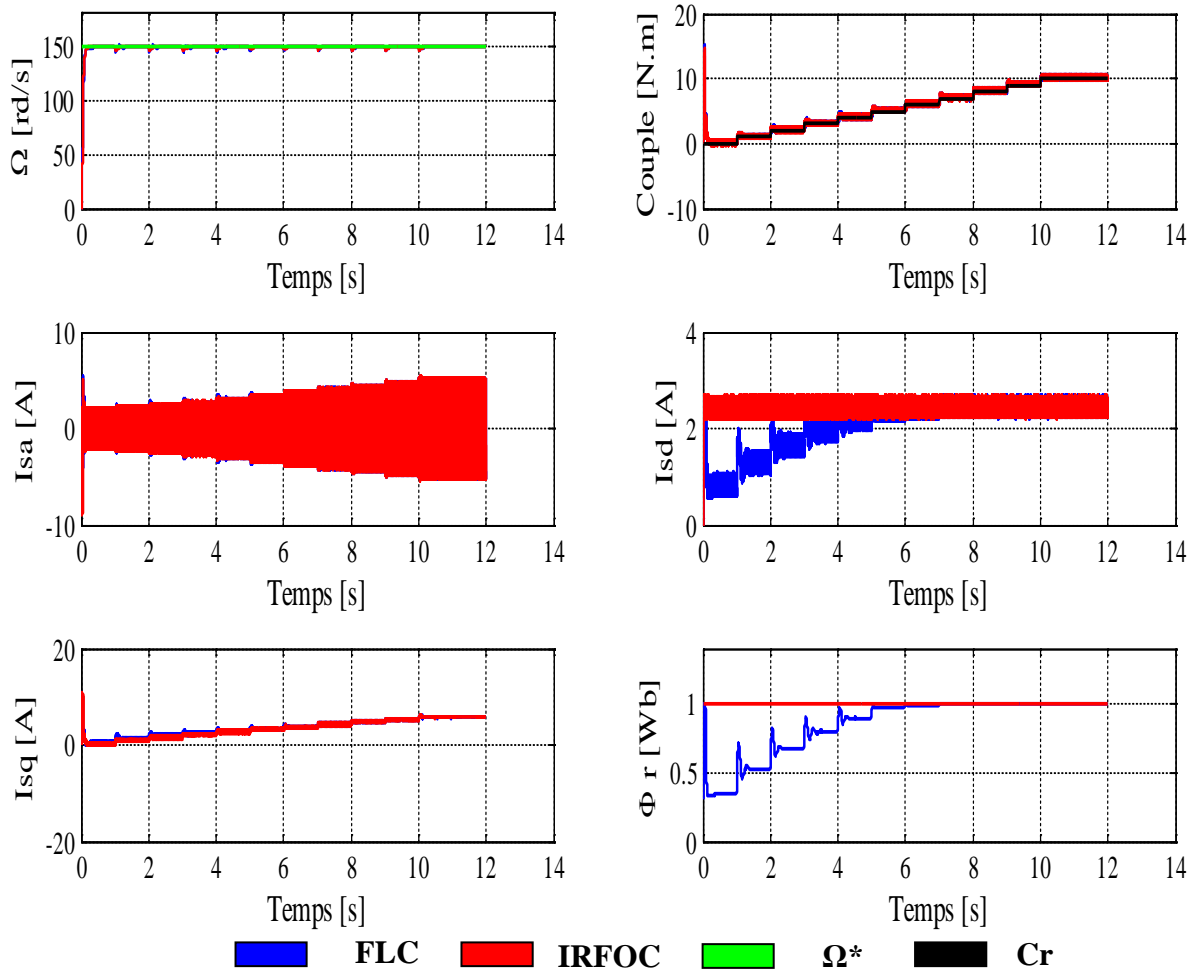


Fig. V.9: Comparaison de la commande vectorielle conventionnelle et optimisée

Les allures présentées par la figure V.9 montrent que:

- ✓ dans les deux cas sans et avec optimisation, la vitesse s'établit à la valeur de consigne après un régime transitoire avec une très bonne dynamique et sans erreur en régime permanent. Lors d'application du couple de charge, les perturbations sont instantanément rejetées.
- ✓ Le couple suit parfaitement sa référence que ce soit pour la commande IRFOC ou optimisée par logique floue.

- ✓ Les courants suivant l'axe "q" évoluent de la même manière que les couples ce qu'on peut le justifier par le principe de la commande vectorielle ou le courant i_{sq} est l'image du couple.
- ✓ suivant l'axe "d" et dans le cas sans et avec optimisation, les courants statoriques reflètent les flux rotoriques. D'autre part on peut apercevoir que la référence du flux rotorique est constante et indépendante du point de fonctionnement surtout au dessous de la vitesse nominale ce qui n'est pas le cas pour la commande optimisée ou la référence est générée à partir de la vitesse et du couple. Il est très clair que l'optimisation peut aller jusqu'au couple de charge de 6 Nm.

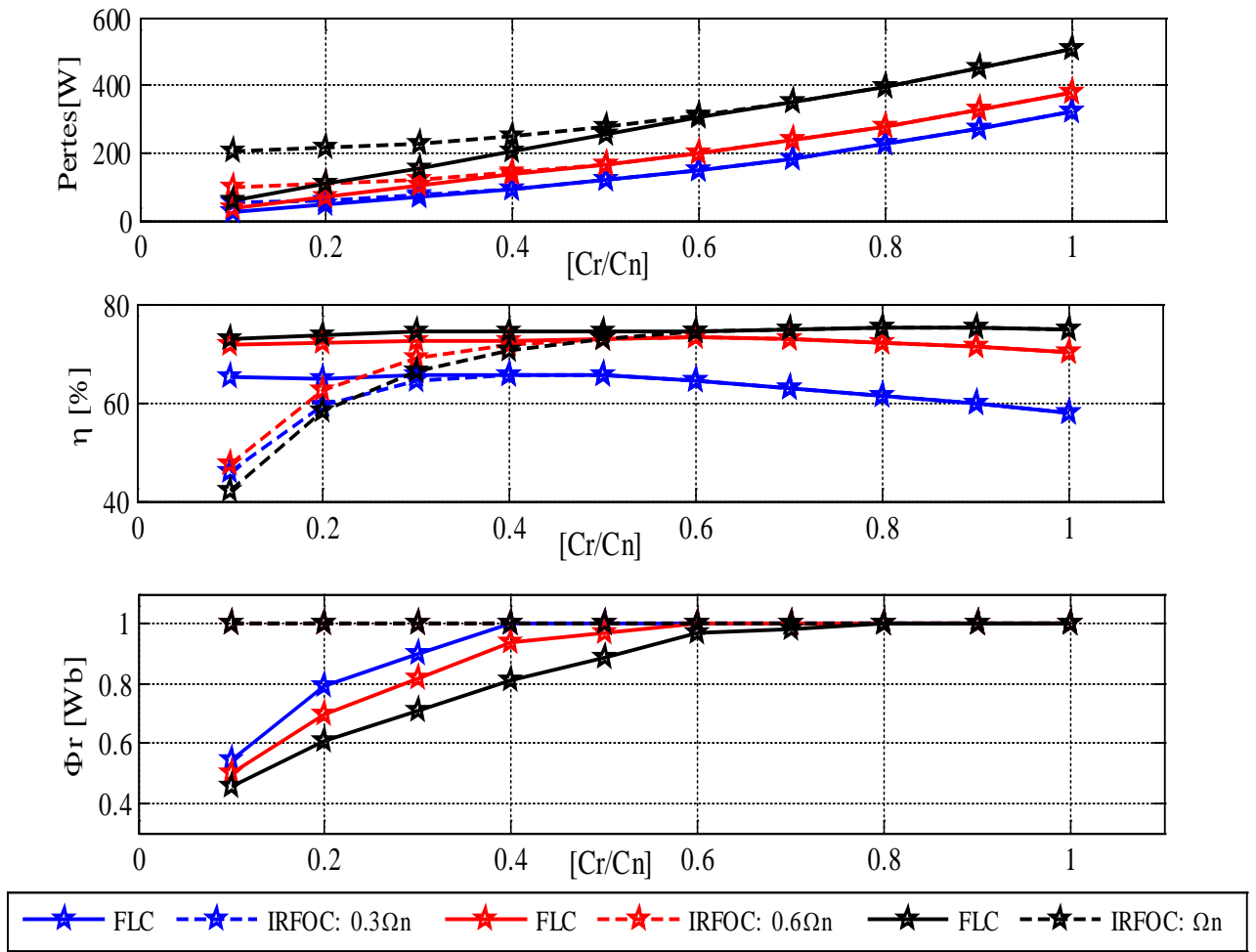


Fig. V.10: Comparaison FLC et IRFOC

Pour le deuxième test qui consiste à faire varier le couple de charge pour trois régimes de vitesses, les résultats illustrés par la figure V.10 montrent que l'augmentation de la vitesse permettra d'élargir l'intervalle d'optimisation jusqu'au couple 6 Nm.

V.5.3 Test de robustesse

L'algorithme d'optimisation à base de logique floue a été exposé à un test de robustesse. Pour un point de fonctionnement correspondant à une vitesse nominale et un faible couple de charge de $0.1 \cdot C_n$. La résistance rotorique a été augmentée progressivement jusqu'à deux fois de sa valeur nominale. L'examen des courbes de la figure V.11 permet de prouver l'insensibilité de l'algorithme flou vis-à-vis la variation de la résistance R_r ce qu'on peut le voir sur les courbes confondues de la référence et celle du système associé à un FLC.

Cette robustesse est expliquée par la structure interne du contrôleur flou qui exige que la vitesse et le couple pour générer le flux optimal. En plus, il se base sur un ensemble de règles prédéfinies qui ne nécessite aucune connaissance (à savoir les paramètres du système) sur le système à contrôler.

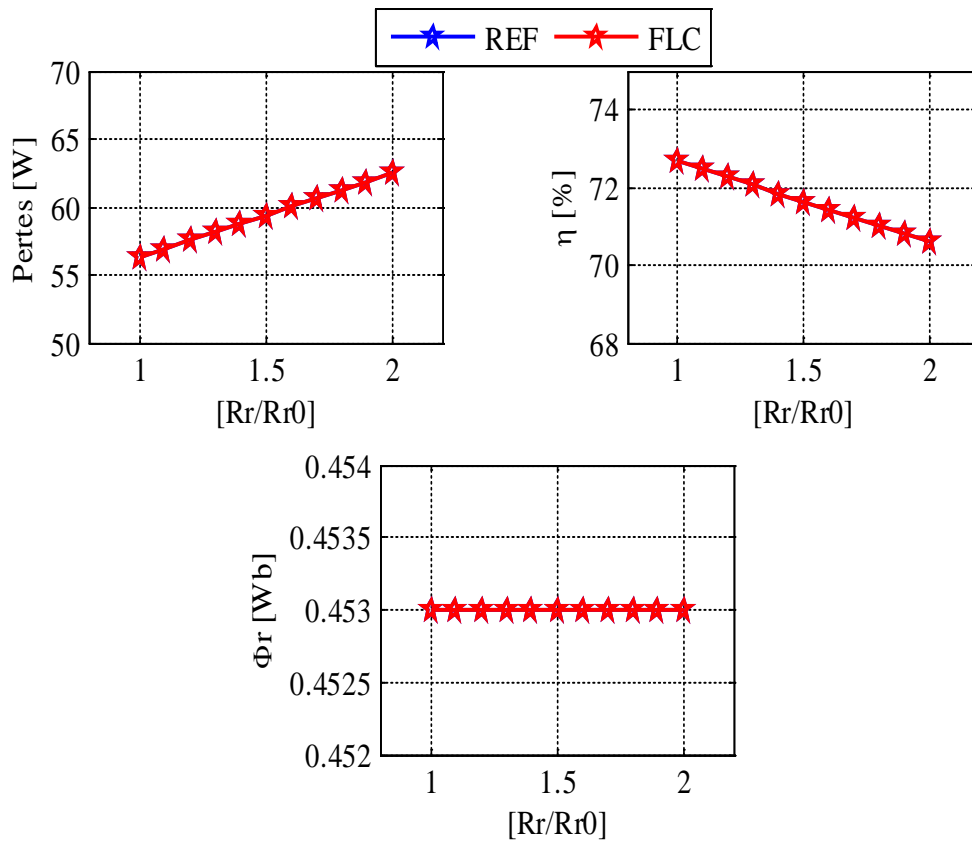


Fig. V.11: Test de robustesse de l'algorithme flou vis-à-vis la variation de R_r

V.5.4 Mise en oeuvre pratique

Dans cette partie, on s'intéresse à la réalisation pratique de la commande IRFOC optimisée par la logique floue. Afin d'atteindre ce but, les conditions et les réglages des chapitres précédents ont été adoptés.

En plus de ça, il est très connu que le contrôleur flou exige, durant chaque période d'échantillonnage, beaucoup de calcul à savoir

- ✓ Evaluation des degrés d'appartenance aux différents ensembles flous pour chaque variable d'entrée
- ✓ Calcul du degré de contribution de chaque règle
- ✓ L'agrégation
- ✓ Génération d'une sortie unique réelle par la défuzzification

Toutes ces tâches qui exigent de nombreuses opérations mathématiques alourdissent le calcul et nécessitent une vitesse de processeur très élevée.

Pour minimiser le volume de calcul et ne pas surcharger le processeur, l'algorithme de contrôle flou a été implémenté hors ligne (off-line) c'est à dire : il a été préalablement exécuté pour certaines valeurs discrètes des variables d'entrée vitesse et couple permettant ainsi l'obtention des valeurs réelles discrètes du flux optimal. L'ensemble de ces valeurs discrètes d'entrée et de sortie a été donné sous forme de tableau de recherche sous Matlab (look-up table) qui sert à fournir pour chaque paire d'entrée une sortie.

V.5.4.1 Résultats pratiques et discussions

La commande IRFOC associée à l'algorithme flou a été soumise à un test de variation de couple de 1.25Nm jusqu'au couple nominal tout en maintenant la vitesse nominale. Les résultats sont comme suit:

✓ Test 1

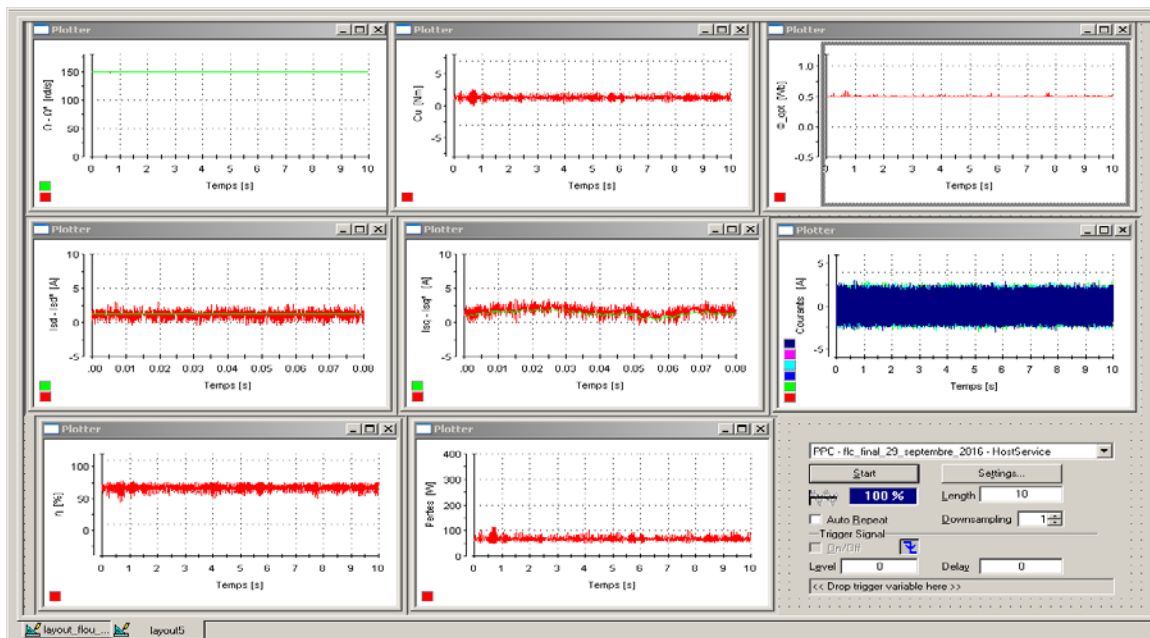


Fig. V.12: Copié d'écran du ControlDesk pour $C_r = 1.25\text{Nm}$

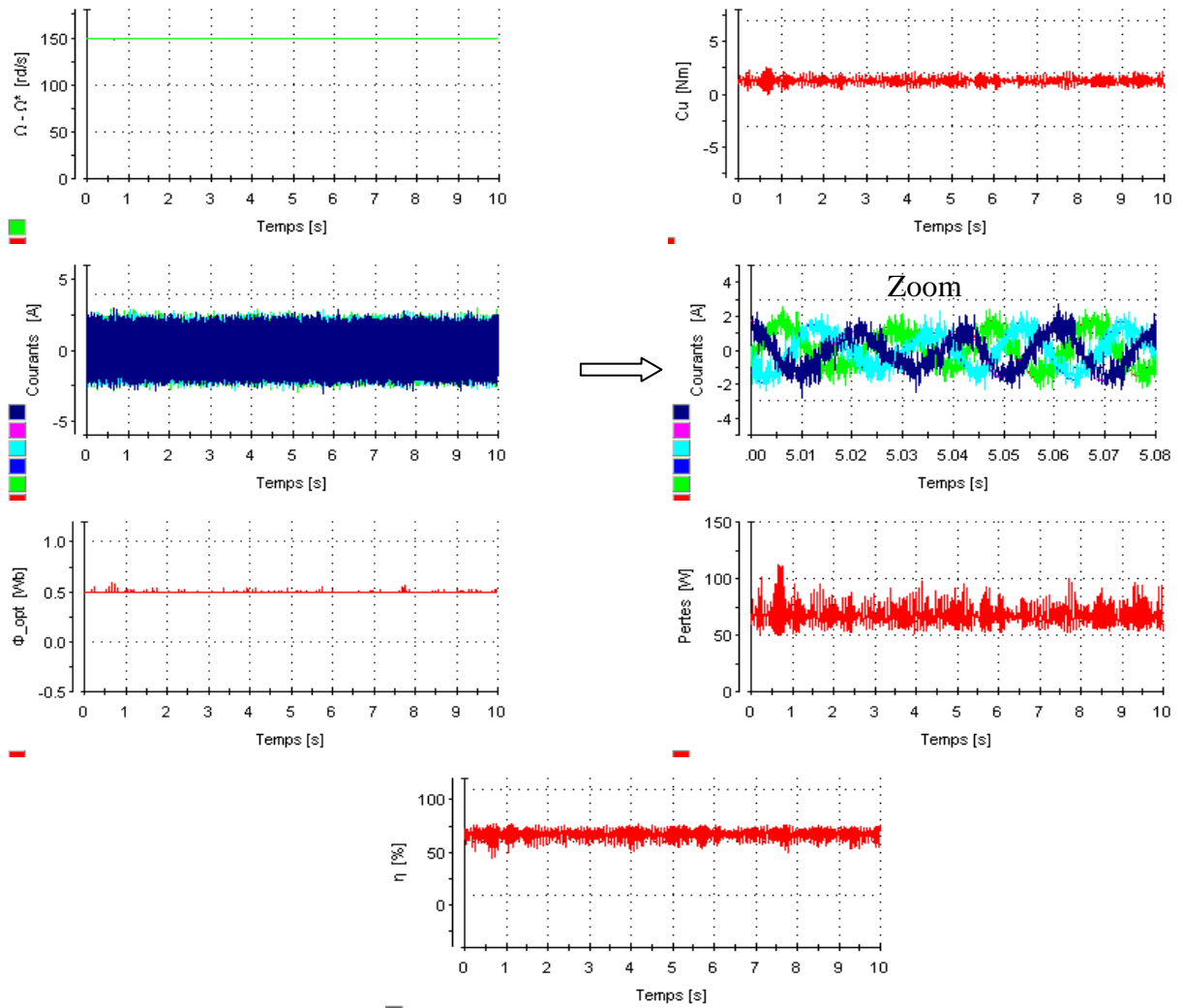
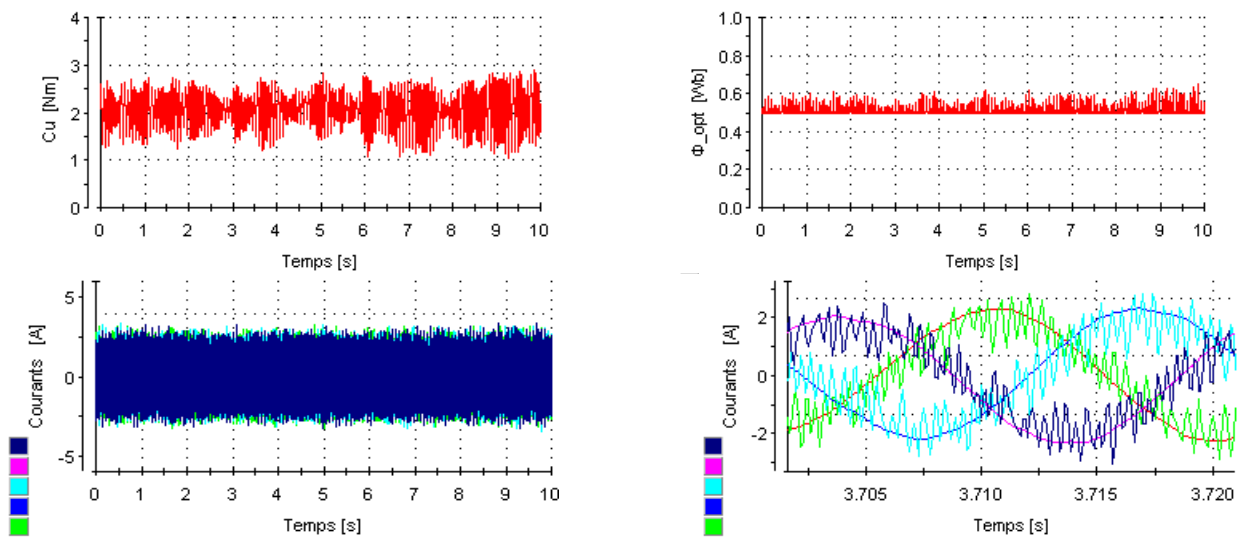
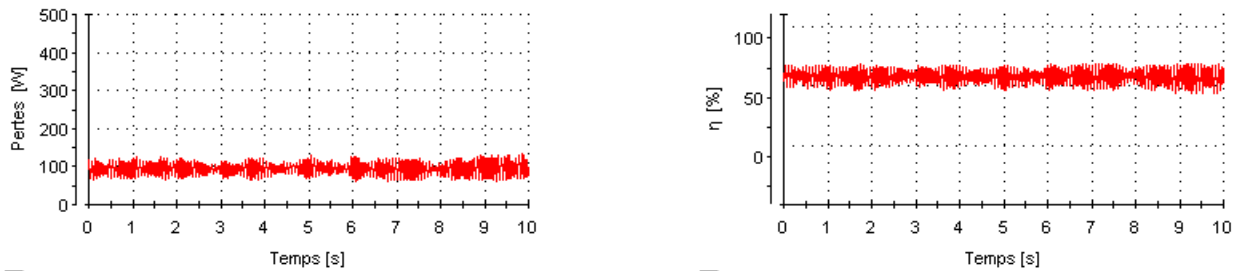


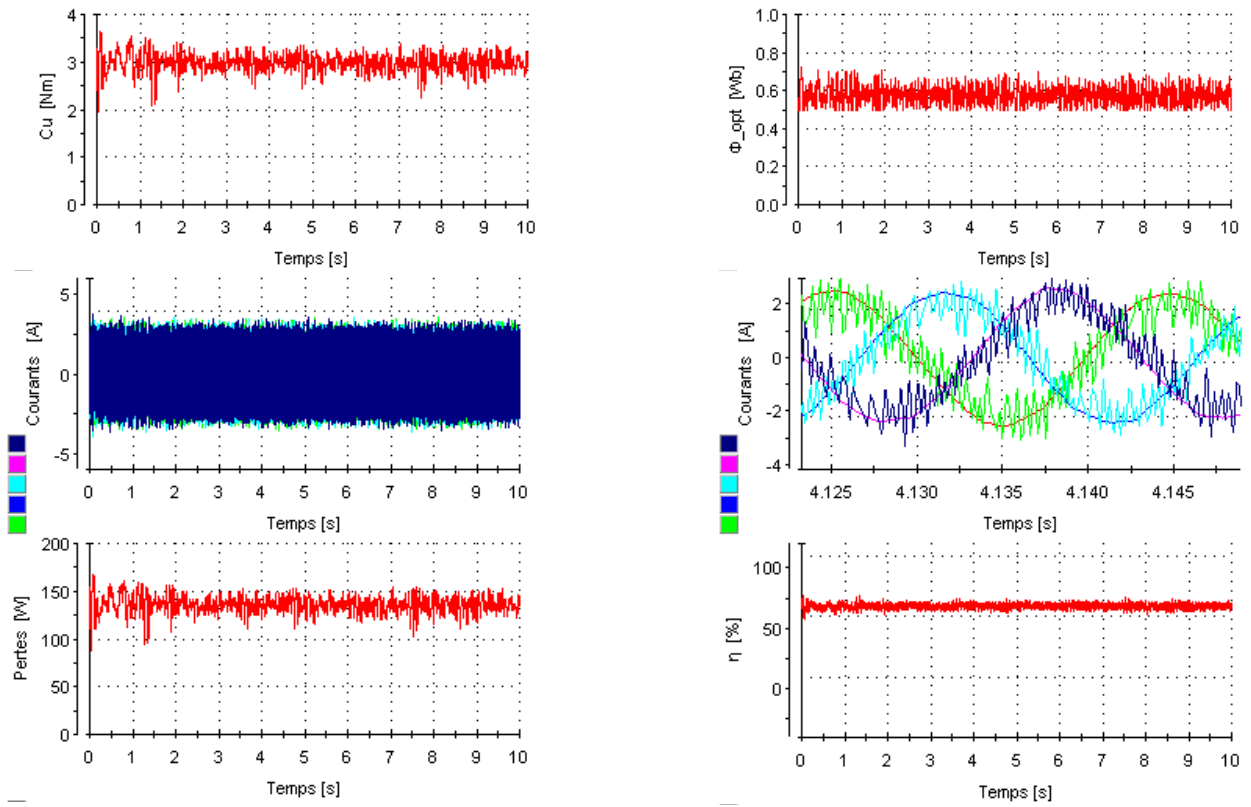
Fig. V.13: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 1.25 \text{ Nm}$

✓ Test 2

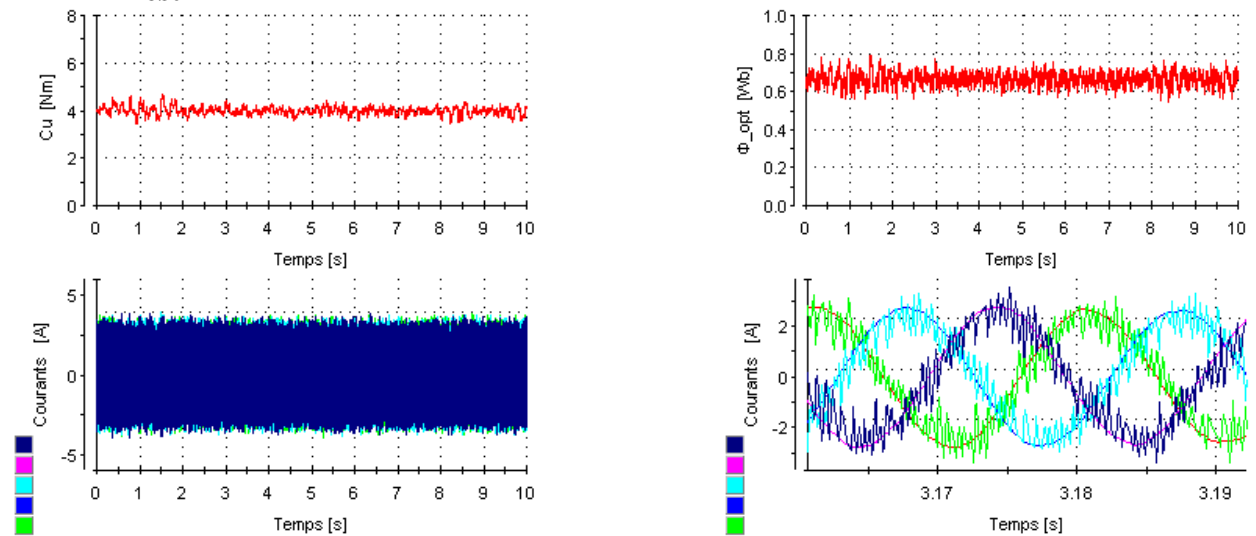


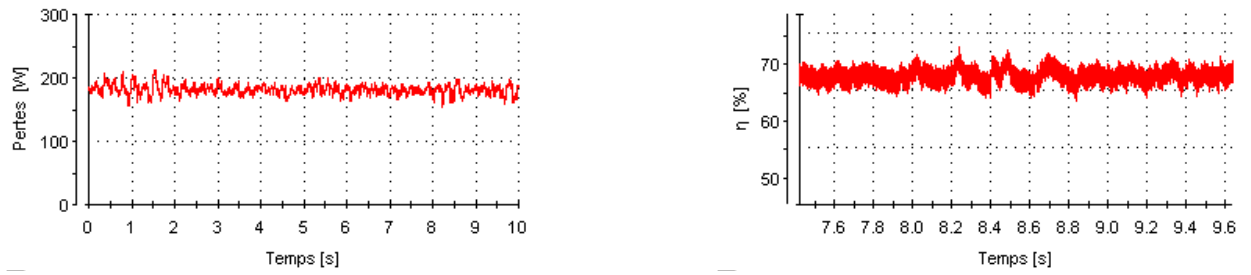
Fig. V.14: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 2$ Nm

✓ Test 3

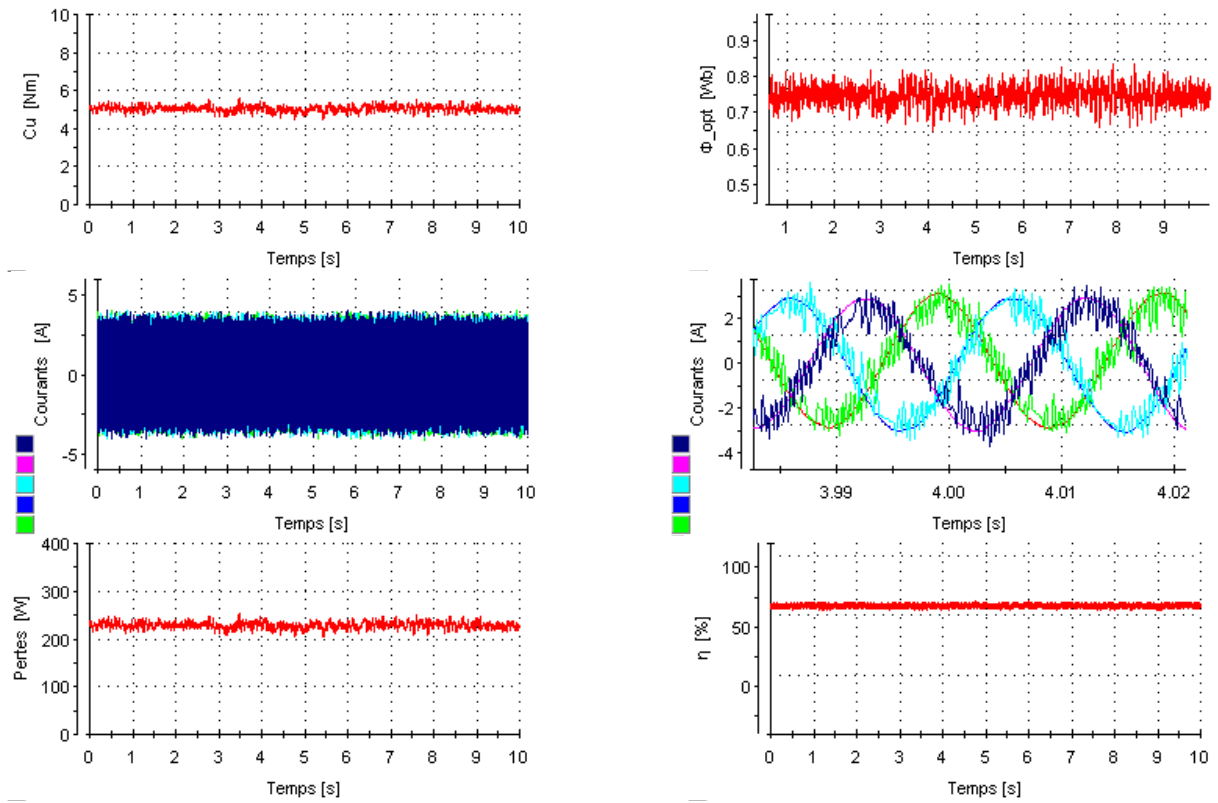
Fig. V.15: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 3$ Nm

✓ Test 4

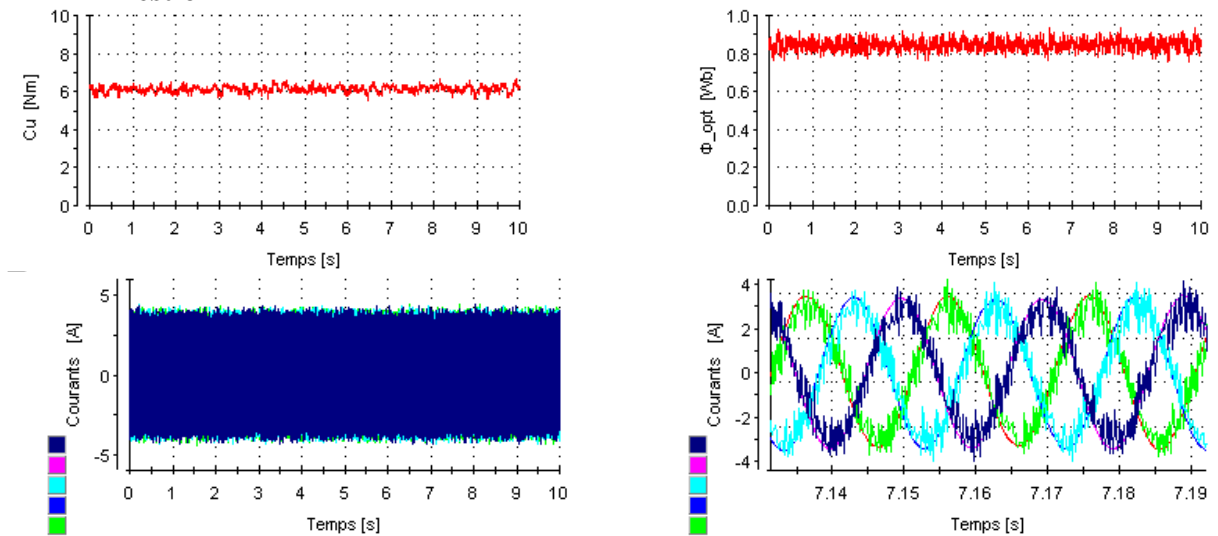


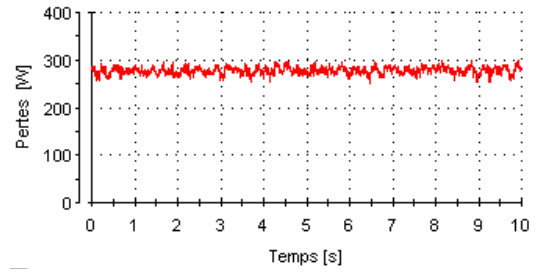
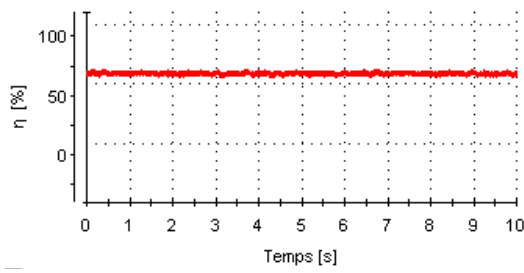
Fig. V.16: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 4$ Nm

✓ Test 5

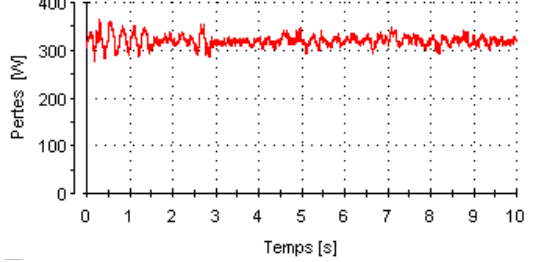
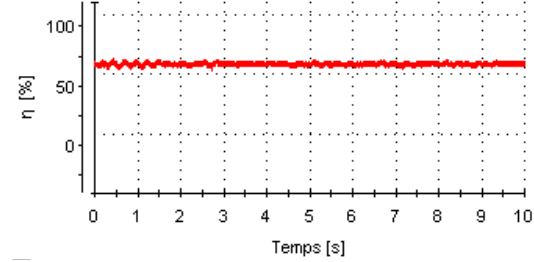
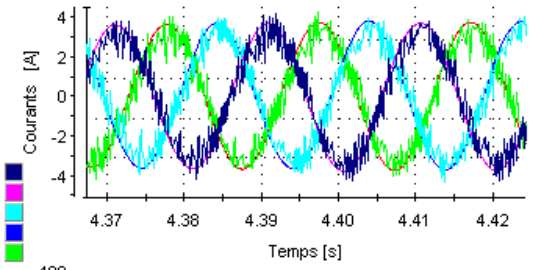
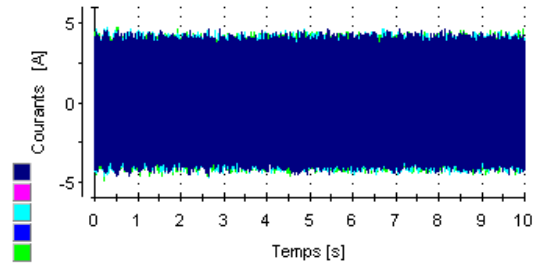
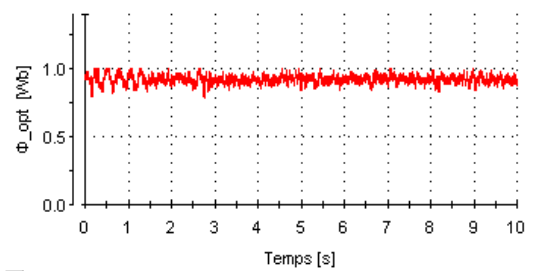
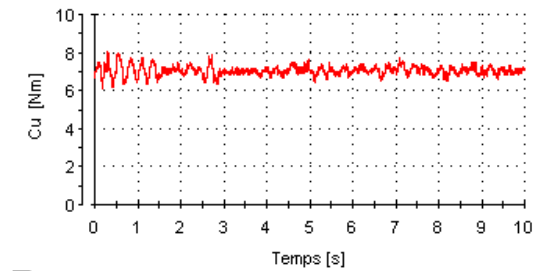
Fig. V.17: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 5$ Nm

✓ Test 6

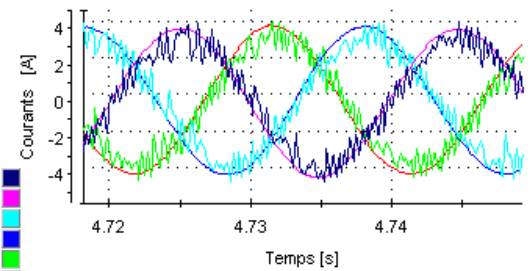
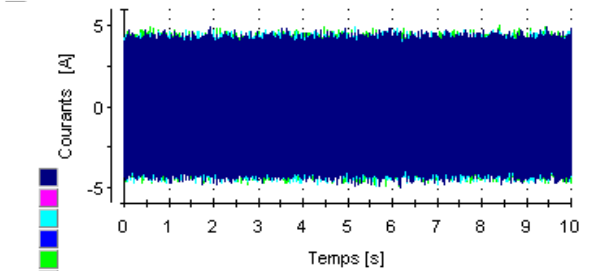
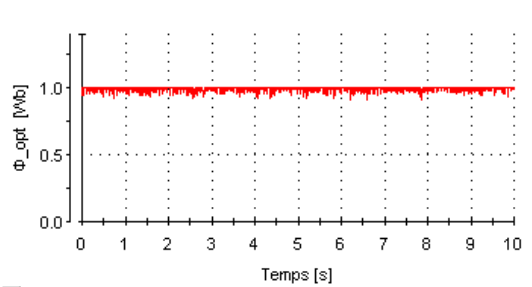
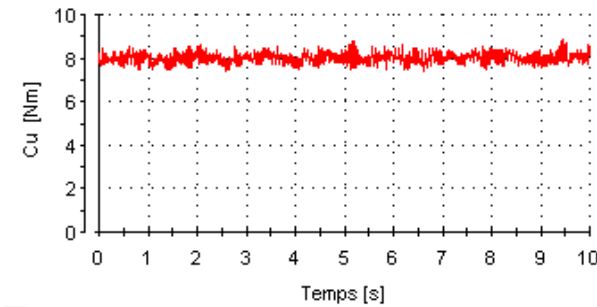


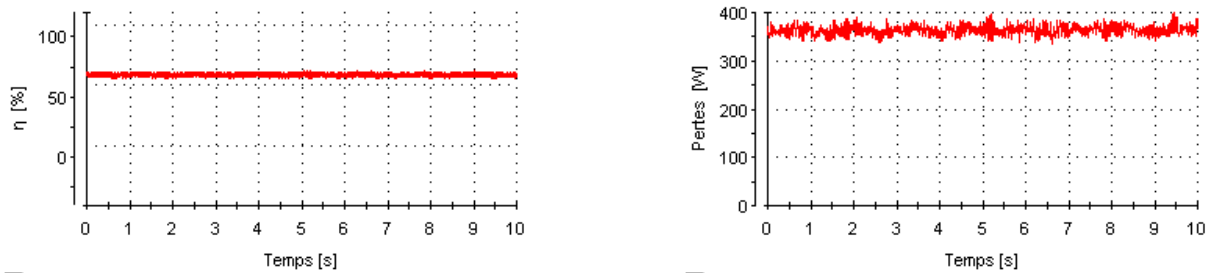
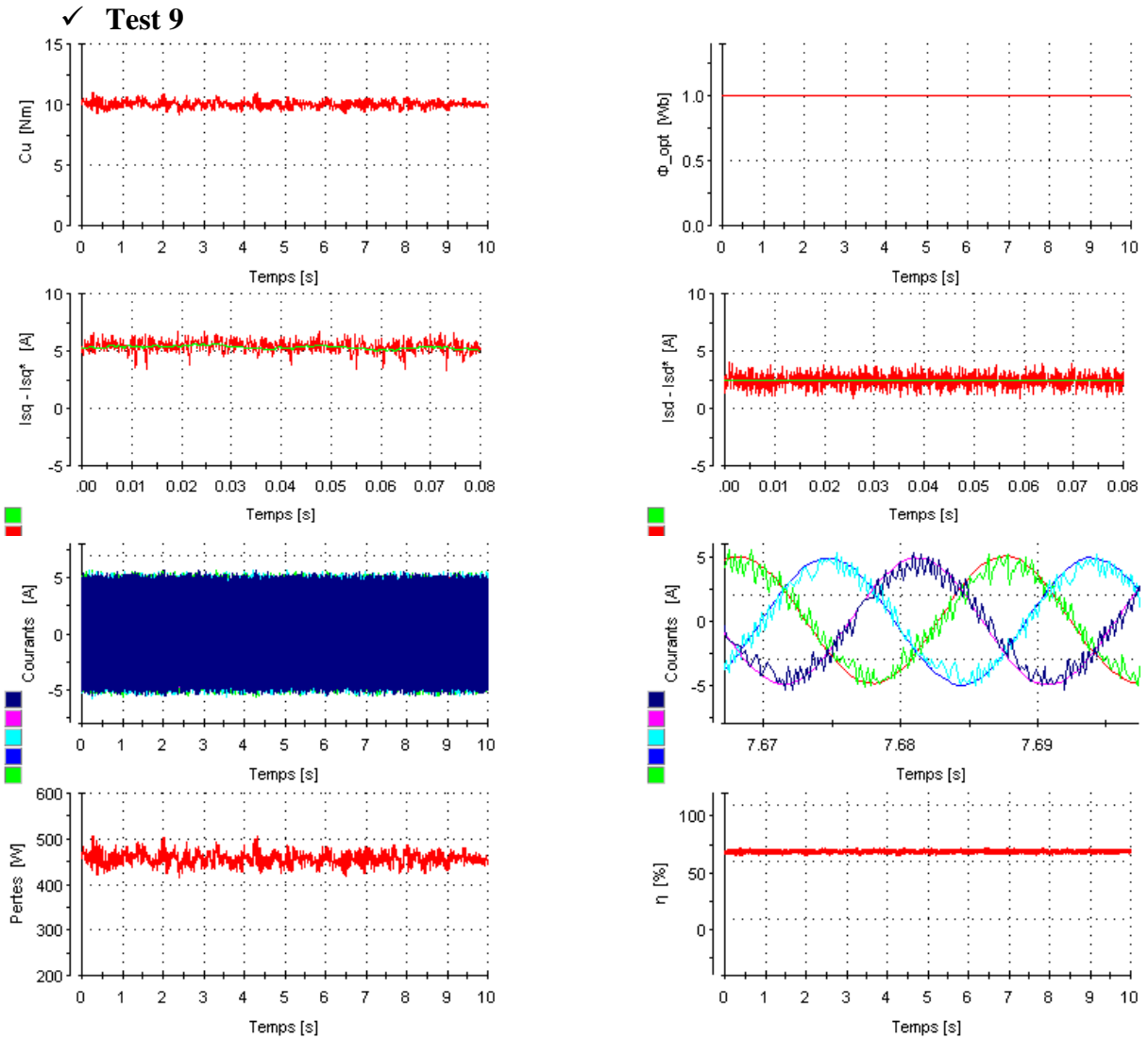
Fig. V.18: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 6 \text{ Nm}$

✓ Test 7

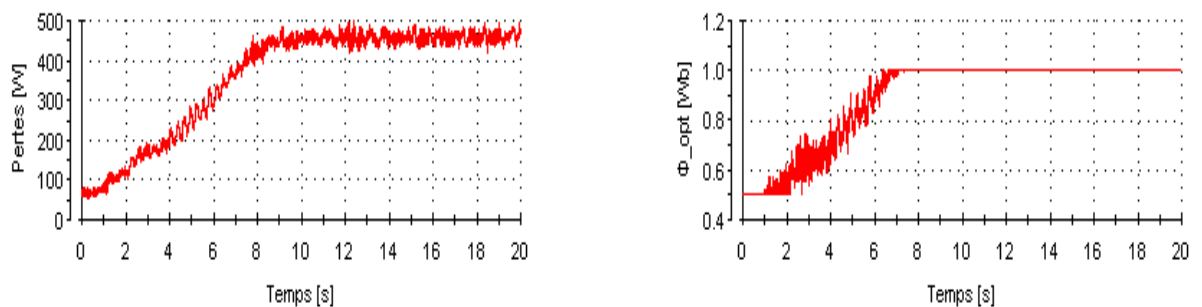
Fig. V.19: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 7 \text{ Nm}$

✓ Test 8



Fig. V.20: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 8 \text{ Nm}$ Fig. V.21: IRFOC basée sur un FLC pour $C_r = 10 \text{ Nm}$

✓ **Test de variation de vitesse nominale 2Nm --> 10 Nm**



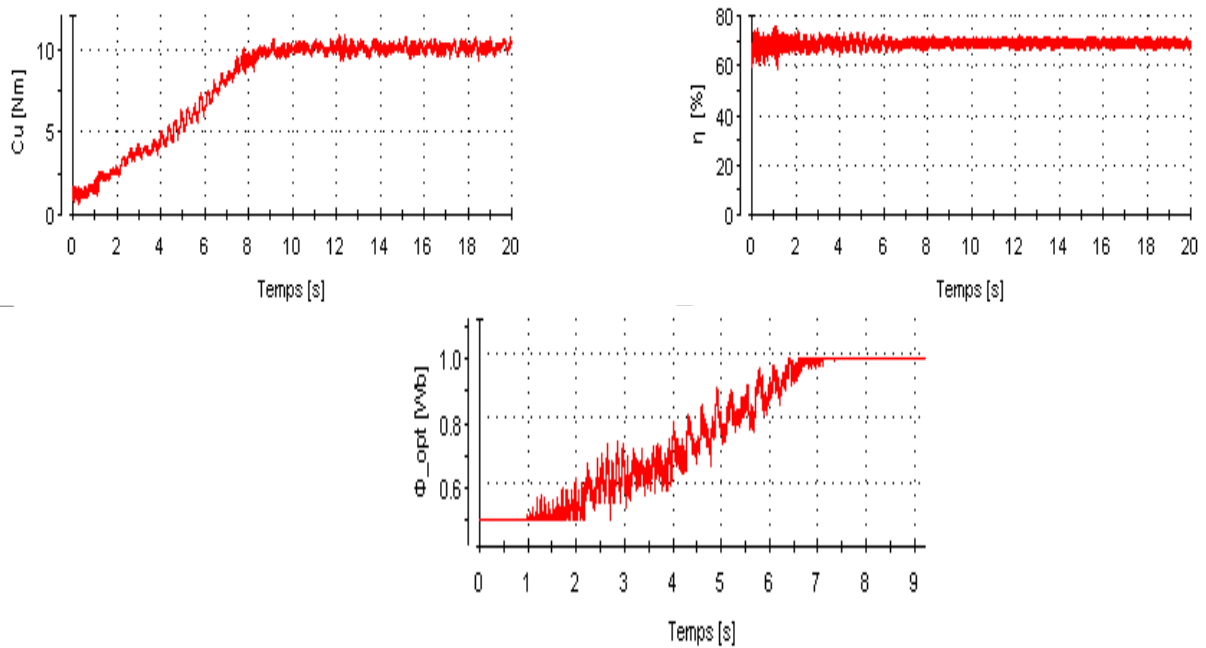


Fig. V.22: IRFOC basée sur un FLC avec variation de $C_r = 2\text{Nm} \Rightarrow 10\text{Nm}$

Pour qu'on puisse voir distinctement les résultats issus des tests pratiques de 1 jusqu'à 10, nous pouvons les récapituler dans le tableau suivant:

Tableau. V.1: Récapitulation des résultats d'optimisation basée sur FLC: $\Omega = \Omega_n$

Couple [Nm]	Flux optimal [Wb]	Pertes [W]	Rendement [%]
1.25	0.5	72	66.71
2	0.55	93.86	68.8
3	0.57	128.94	69.61
4	0.65	177	68.76
5	0.72	214.35	67.39
6	0.81	271.9	69.07
7	0.93	323.23	69.26
8	1	369.96	68.62

L'examen du tableau montre clairement que le niveau du flux est en fonction du couple de charge (la vitesse est maintenue constante) jusqu'au couple de 8Nm ou le flux atteint sa valeur nominale de 1Wb. Cette minimisation en flux a permis au rendement de demeurer presque constant autour de 68.52 % .

Pour le test 10, une augmentation progressive du couple de charge tout en partant de $C_r = 2\text{Nm}$ jusqu'à $C_r = 10\text{Nm}$. Les résultats de la figure V.21 montrent que l'algorithme répond d'une façon parfaite ou le flux évolue en fonction de la charge jusqu'à l'instant $t = 6.5\text{s}$ correspondant à un couple de charge de 8 Nm . A partir de ce point le processus d'optimisation s'arrête et le flux prend sa valeur nominale.

Les pertes, à leur tour, continuent à augmenter jusqu'au point de fonctionnement nominal correspond à ($C_r = C_n$, $\Omega = \Omega_n$).

Quant au rendement, on peut voir sur la courbe, une nette amélioration surtout aux faibles de charge où on peut dire qu'il est presque constant autour de la valeur de 70 % .

V.5.5 Comparaison entre LMC et FLC

Pour mettre en évidence la supériorité du contrôleur flou par rapport à celui à base de modèle de pertes LMC, une étude comparative pratique a été faite dans ce but et pour des couples de charge de $2\text{Nm} \Rightarrow 6\text{Nm}$.

Les histogrammes des figures (V.23, V.24 et V.25) présentent les flux optimaux, les pertes et les rendements dans les deux cas d'optimisation avec un algorithme LMC et la logique floue FLC.

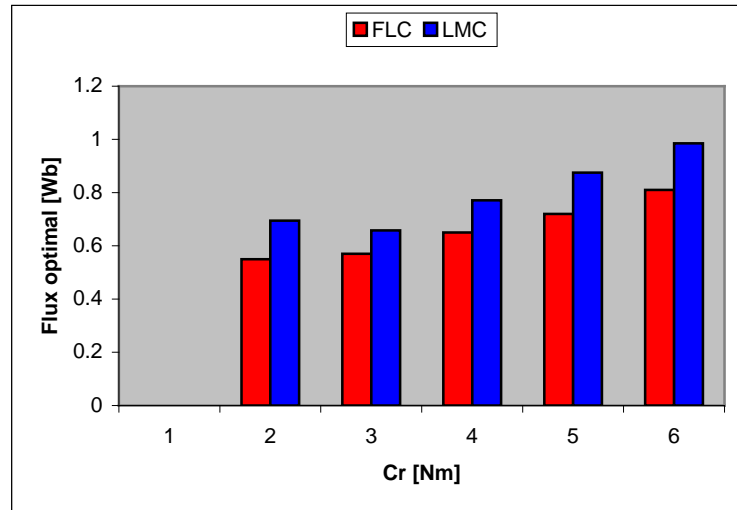


Fig. V.23: Flux optimal

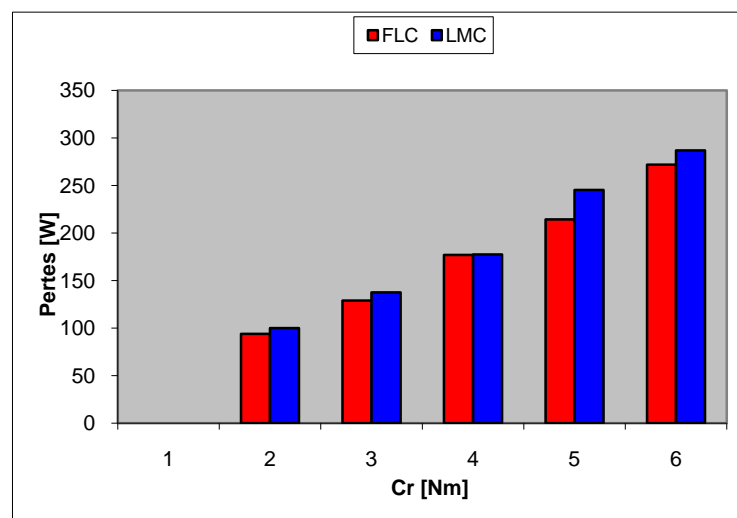


Fig. V.24: Pertes

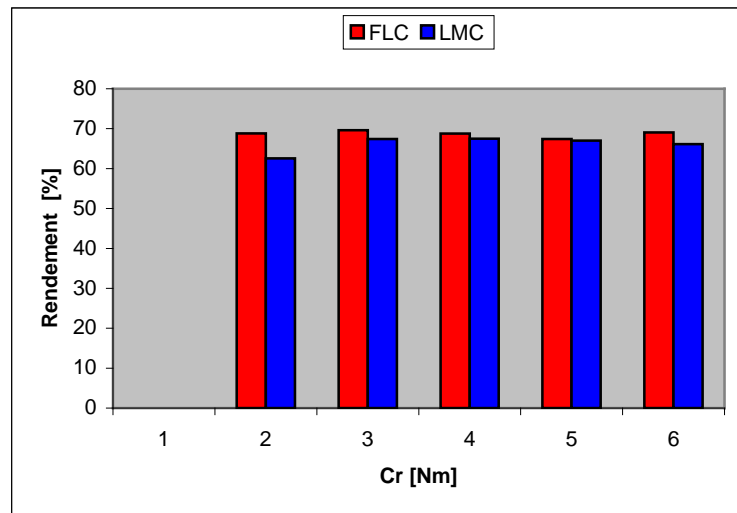


Fig. V.25: Rendement

Donc, en plus de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques, l'observation minutieuse des histogrammes illustre l'efficacité en terme d'optimisation énergétique de la FLC par rapport à modèle de pertes.

V.6 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons pu présenter et appliquer une deuxième méthode d'optimisation de rendement de la MAS basée sur la logique floue. Le but était de minimiser une fonction pertes de la MAS commandée par la technique à flux orienté.

Cette technique intelligente d'optimisation a montré que le flux peut être diminué quand la machine fonctionne au dessous du point de fonctionnement nominal. Cette réduction apporte une diminution des pertes et par conséquent une amélioration du rendement du moteur même pour les faibles couples de charge.

Par comparaison, il a été démontré que l'optimisation basée sur la logique floue est intéressante, robuste et offre la possibilité d'accroître la plage d'optimisation comparativement au modèle de pertes.

Chapitre VI...

Optimisation d'Energie de la Commande DTC de la MAS

VI.1 Introduction

Grâce à l'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique, les performances statiques et dynamiques de la machine asynchrone ont été largement améliorées. Cette contribution des deux disciplines réside dans l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés assurant un découplage du flux et du couple et rendant la commande de la MAS aussi souple que la machine à courant continu .

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone [BER-06].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients: faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques, présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé et utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux).

Dans cette optique, la commande directe du couple (DTC : Direct Torque Control en anglais) a été introduite par Takahashi en 1985 [TAK-86] [TAK-87] [TAK-89] pour pallier les inconvénients inhérents des commande scalaire et à flux orienté.

Comme son nom l'indique, son objectif est de réguler le couple et le flux statorique électromagnétique, sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures.

La commande directe du couple présente beaucoup d'avantages comparativement aux autres techniques de commande, citons:

- C'est un algorithme très simple dans sa structure, et facile à mettre en oeuvre que d'autre commande.
- La DTC à une réponse dynamique rapide en raison de l'absence des régulateurs de courant PI.
- Elle, ne nécessite pas de capteur mécanique.
- Absence de la transformation de Park sur les axes tournants.
- De plus, cette stratégie de commande présente une insensibilité aux variations des paramètres rotoriques.

Cependant, la commande directe du couple présente certains inconvénients à savoir:[TAZ-10] [BEN-13]

- Variation de la fréquence de commutation de l'onduleur due en effet au régulateur à hystérésis.
- L'existence des problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif) ;
- L'utilisation des comparateurs à hystérésis, qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple [TAZ-10].

Sur le plan énergétique, il est très connu que la MAS possède un bon rendement quand elle fonctionne autour du point nominal et qui se dégrade en dehors de ce point de fonctionnement [BAS-01] . Un tel régime n'est pas toujours garanti car dans beaucoup d'applications industrielles, les machines asynchrones demeurent rarement au voisinage du point nominal, la plupart du temps avec 40 % à 80 % de la vitesse nominale. C'est en particulier le cas des fonctionnements à charges variables [TAZ-10] [ELF-10]. En plus et quelque soit le régime de fonctionnement de la MAS, la commande DTC considère une référence de flux statorique constante[TAZ-10] [ELF-10] donc indépendante des états de la machine.

Par conséquent, dans ce chapitre on s'intéressera dans un premier temps à la commande conventionnelle DTC puis on verra par la suite une approche permettant d'optimiser le rendement.

Les deux techniques de la commande DTC sans et avec optimisation seront validées par simulation et expérimentalement.

VI.2 Principe de la DTC

Le principe de la DTC est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état [TOU -08].

Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée, afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [ELB -03].

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions, distinctes Dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur. La

combinaison des trois signaux de commande (S_a, S_b, S_c) permet d'avoir 8 vecteurs de tensions $\overline{V_s}$ dont deux sont nuls.

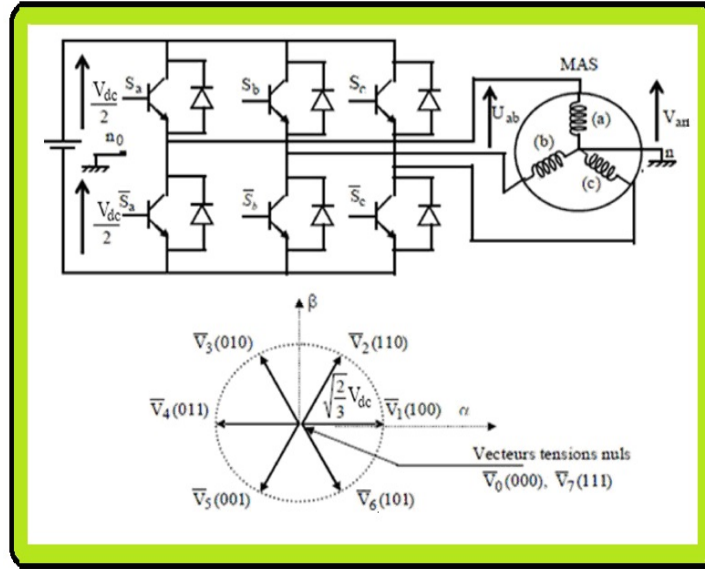


Fig. VI.1: Onduleur de tension et ses vecteurs V_i

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur, par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs V_i non nuls, et des vecteurs nuls V_0, V_7 . Le vecteur de contrôle à huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e).

VI.2.1 Comportement du flux statorique

En partant du modèle de la MAS dans un repère fixe (α, β), le vecteur de la tension statorique peut être exprimé par l'équation complexe suivante:

$$\overline{V_s} = R_s \cdot \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt} \quad (\text{VI.1})$$

Le flux statorique est donc :

$$\overline{\Phi_s} = \overline{\Phi_{s0}} + \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{VI.2})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance du stator pour simplifier l'étude (pour des Grandes vitesses), on trouve :

$$\overline{\Phi_s} \approx \overline{\Phi_{s0}} + \int_0^t \overline{V_s} dt \quad (\text{VI.3})$$

Pendant la période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliquée à la MAS reste constant.

On peut écrire :

$$\overline{\Phi}_s(k+1) \simeq \overline{\Phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{IV.4})$$

$$\Delta \overline{\Phi}_s \simeq \overline{V}_s T_e \quad (\text{VI.5})$$

$\overline{\Phi}_s(k)$: est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\Phi}_s(k+1)$: est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\Phi}_s$: est la variation du vecteur flux statorique ($\overline{\Phi}_s(k+1) - \overline{\Phi}_s(k)$)

T_e : est la période d'échantillonnage.

L'équation (II.5) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique \overline{V}_s à une vitesse égale à son amplitude [BUJ -97], [CAS -94].

VI.2.2 Comportement du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante :

$$C_e = K(\overline{\Phi}_s \times \overline{\Phi}_r') = K \left| \overline{\Phi}_s \right| \left| \overline{\Phi}_r' \right| \sin(\delta) \quad (\text{VI.6})$$

avec

$$\overline{\Phi}_r' = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi}_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{VI.7})$$

$\overline{\Phi}_r'$: est le vecteur flux rotorique ramené au stator. $\overline{\Phi}_r$: est le vecteur flux rotorique.

$\overline{\Phi}_s$: est le vecteur flux statorique. δ : est l'angle entre les 2 vecteurs flux.

Comme le flux statorique et rotorique sont reliés par un filtre passe-bas de constante de temps $\sigma \cdot T_r$, c'est-à-dire le flux rotorique suit les variations du flux statorique.

Donc si on arrive à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi}_s$ en agissant sur \overline{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$, donc le couple. Cela aboutira à une commande découplée de flux statorique et du couple électromagnétique

VI.3 Présentation de la structure de contrôle

VI.3.1 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur de tension \bar{V}_s à appliquer dépend de plusieurs paramètres comme [CHA -13]:

- ✓ la position du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ dans le repère (α, β) lié au stator,
- ✓ la variation souhaitée pour le module du flux $\bar{\Phi}_s$,
- ✓ la variation souhaitée pour le couple C_e
- ✓ sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ est décomposée en six secteurs de 60° comme le montre la figure suivante:

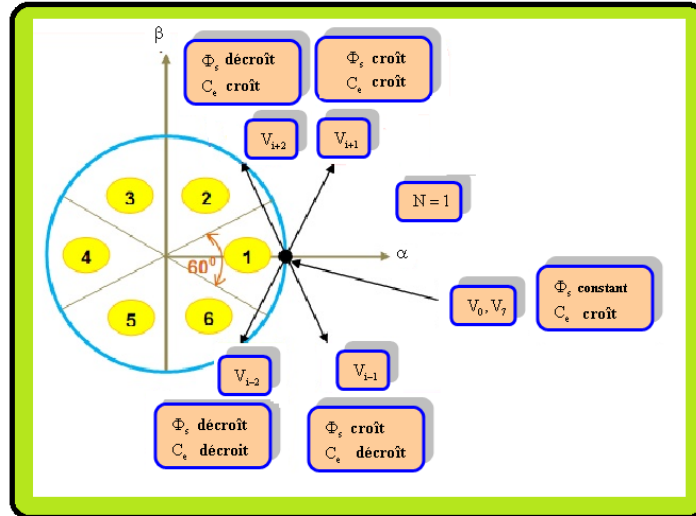


Fig. VI.2: Choix du vecteur de tension.

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans le secteur S_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_e croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_e décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.

Si le vecteur \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est choisi, le flux $\bar{\Phi}_s$ ne se déplace pas, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé [BEL -11].

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans le secteur S_i . Le vecteur de tension sélectionné pour alimenter la machine asynchrone est déduit selon des écarts du couple et du flux par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\overline{\Phi}_s$.

Un estimateur de flux $\overline{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [CHA -13].

VI.4 Estimateurs

VI.4.1 Estimation du flux statorique

Le vecteur de tension statorique, dans un repère lié au stator (α, β) , est écrit ainsi :

$$\overline{V}_s = R_s \cdot \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{VI.8})$$

$$\text{Le flux statorique est donc : } \overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \cdot \overline{I}_s) dt \quad (\text{VI.9})$$

La projection sur les deux axes direct et quadratique du repère (α, β) , aboutit à :

$$\begin{aligned} \overline{\Phi}_s &= \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \\ \Phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{aligned} \quad (\text{VI.10})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{aligned} |\overline{\Phi}_s| &= \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \angle \overline{\Phi}_s &= \text{actg} \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \end{aligned} \quad (\text{VI.11})$$

Donc pour pouvoir estimer les flux statoriques suivant les deux axes (α, β) , des mesures des courants sont nécessaires. Pour les tensions, elles peuvent être reconstituées de la mesure de la tension du bus continu et des signaux de commande.

VI.4.2 Estimation du couple électromagnétique

L'équation permettant l'estimation du couple est écrite comme suit:

$$C_e = p(\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{VI.12})$$

VI.5 Elaboration de la loi de commande

VI.5.1 Correcteur du Flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi_s}$ dans une couronne circulaire, comme le montre la (Fig.VI.3). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi_s}$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $[C_{\text{flx}}]$, indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée $[C_{\text{flx}}=1]$ ou diminuée $[C_{\text{flx}}=0]$ de façon à maintenir [ELM-00] .

$$\left| \left(\overline{\Phi_s} \right)_{\text{ref}} - \left(\overline{\Phi_s} \right) \right| \leq \Delta \overline{\Phi_s} \quad (\text{VI.13})$$

Avec : $\left(\overline{\Phi_s} \right)_{\text{ref}}$: est le flux de référence.

$\Delta \overline{\Phi_s}$: est la largeur d'hystérésis du correcteur.

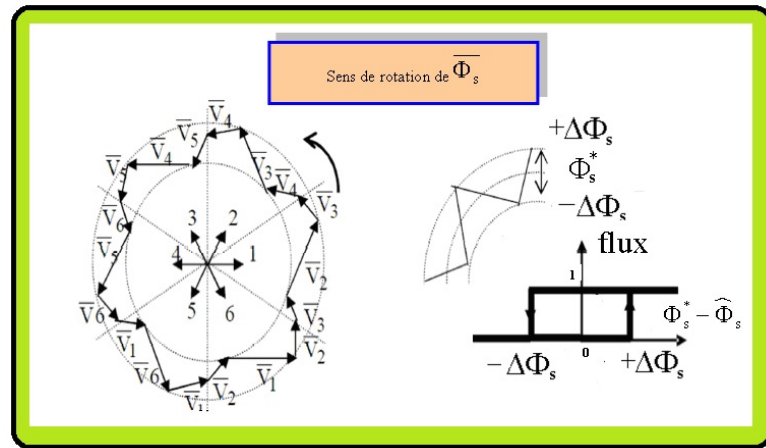


Fig. VI.3: Correcteur de flux à hystérésis

VI.5.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites:

$$\left| \left(C_{\text{em}} \right)_{\text{ref}} - \left(C_{\text{em}} \right) \right| \leq \Delta C_{\text{em}} \quad (\text{VI.14})$$

Avec : $\left(C_{\text{em}} \right)_{\text{ref}}$: est le couple de référence.

ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont à envisager :

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

VI.5.3 Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\Phi_s}$, il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple [BLK -11] [LIO -04].

VI.5.4 Correcteur à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif alors ce qui permettra à la commande un fonctionnement dans les quatre quadrants. La sortie du correcteur présenté par la variable booléenne (C_{cpl}), la (Fig. VI.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée. ($C_{cpl} = 0$). Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, on peut par exemple utiliser en plus de vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\overline{\Phi_s}$) les vecteurs \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i-2} [CHA -13], [BLK -11].

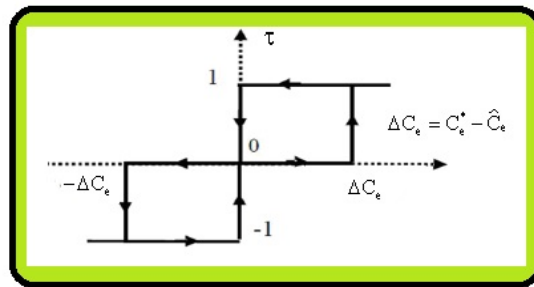


Fig. VI.4: Correcteur de couple à trois niveaux

VI.6 Stratégie du contrôle direct du couple

La stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone a été la première à apparaître dans la littérature sous le nom de DTC et sa diffusion remonte au milieu des années 80. Elle a été exactement proposée par I. Takahashi et T. Noguchi en 1986. Son algorithme est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, et son synoptique de commande est détaillé par la figure (VI.5).

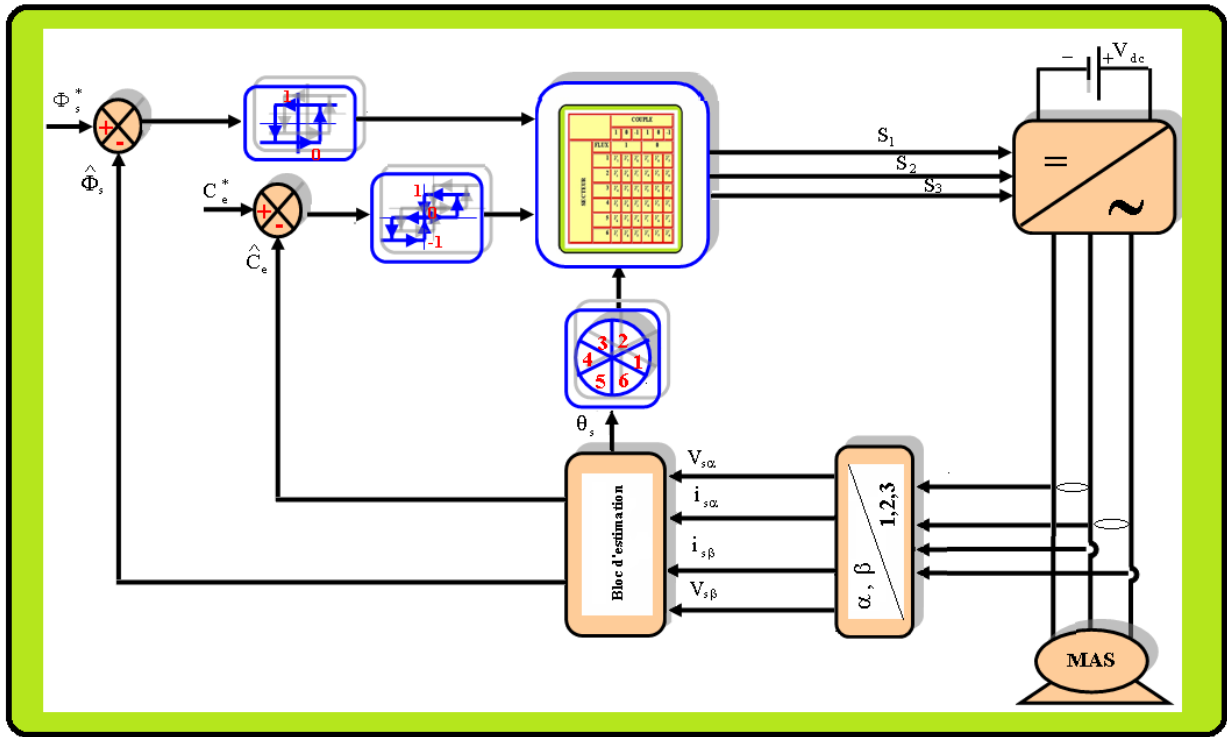


Fig. VI.5: Le schéma de principe de la de commande directe du couple.

La commande DTC est basée sur une table de commutation dont les entrées sont:

- ✓ les sorties des correcteurs à hystérésis.
- ✓ Le secteur $\theta(i)$

Une fois que le couple et le flux statorique sont estimés à partir des grandeurs mesurables qui sont les courants et les tensions et comparés à leurs références, ils seront comparés à leurs références.

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable logique (C_{cpl}) à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution souhaité pour le couple.

De même, l'erreur de flux statorique injectée dans un régulateur hystérésis à bande unique, génère à sa sortie la variable C_{flx} , représentative de l'évolution souhaitée pour le flux.

La sélection du vecteur tension à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par à partir de la table de commutation suivante:

Tableau.VI.1: Table de commutation de la DTC classique.

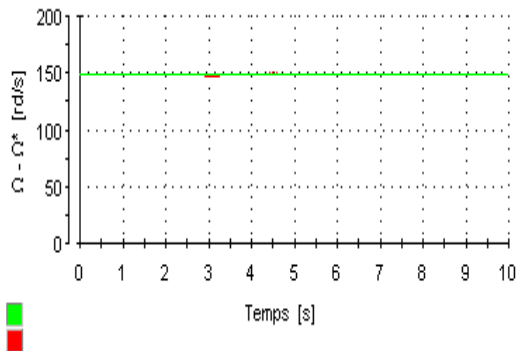
		C _{flx}					
		1			0		
		C _{cpl}					
		1	0	-1	1	0	-1
SECTEUR	1	V ₂	V ₇	V ₆	V ₃	V ₀	V ₅
	2	V ₃	V ₀	V ₁	V ₄	V ₇	V ₆
	3	V ₄	V ₇	V ₂	V ₅	V ₀	V ₁
	4	V ₅	V ₀	V ₃	V ₆	V ₇	V ₂
	5	V ₆	V ₇	V ₄	V ₁	V ₀	V ₃
	6	V ₁	V ₀	V ₅	V ₂	V ₇	V ₄

VI.7 Validation expérimentale et par simulation de la commande DTC

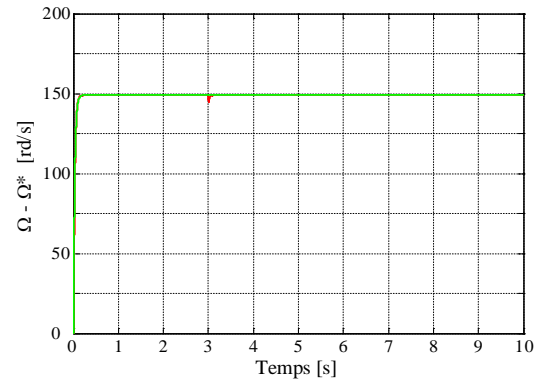
Pour illustrer le fonctionnement de la commande directe du couple et mettre en évidence ses performances, le schéma – bloc de la figure (**Fig. VI.5**) a été testé en pratique et/ou par simulation pour différents régimes de fonctionnement.

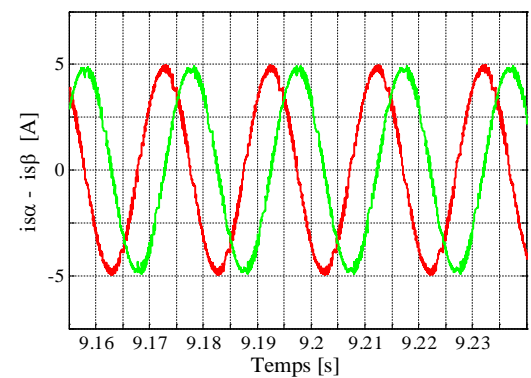
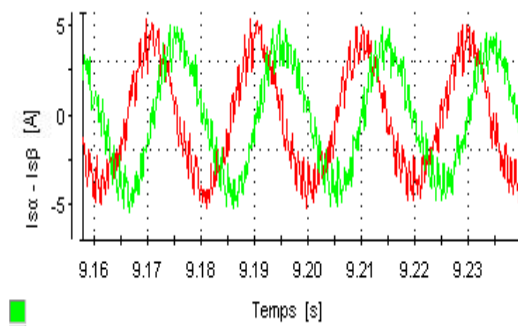
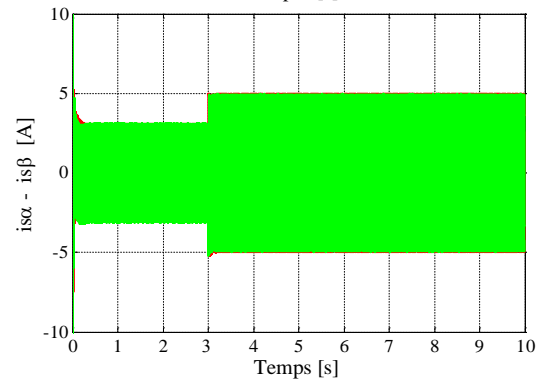
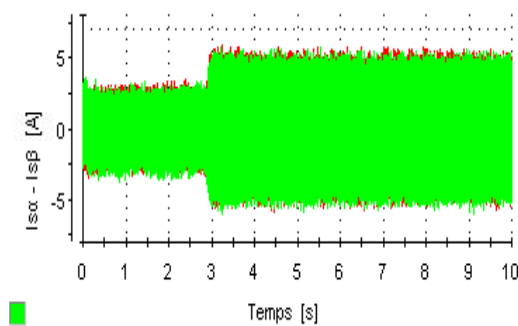
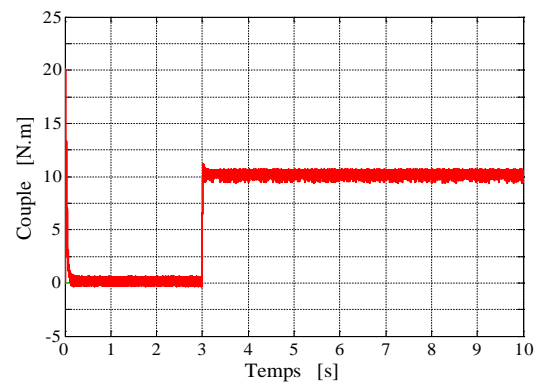
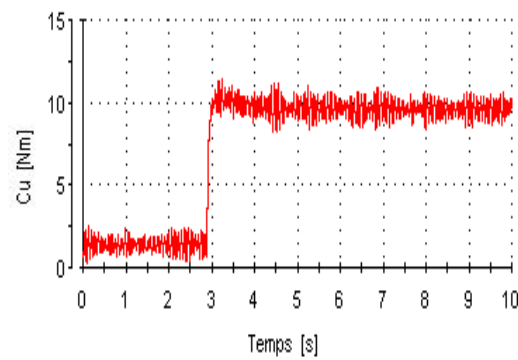
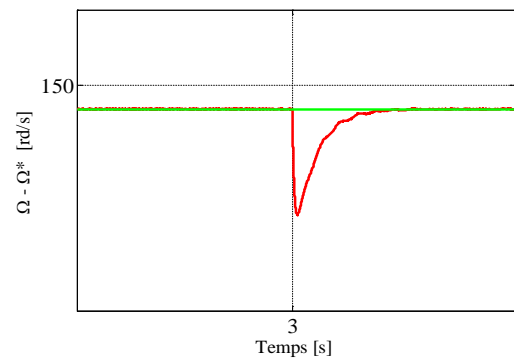
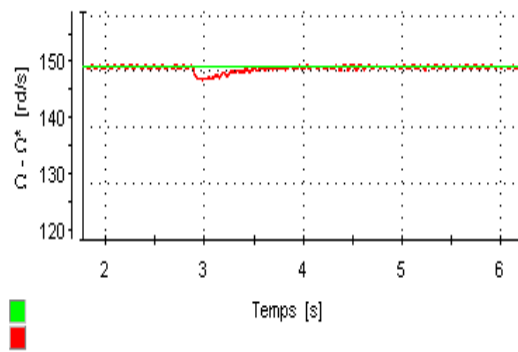
Pour ce faire, et en plus des réglages et des conditions dans lesquelles ont été réalisées les tests pratiques et de simulation dans les chapitres précédents (4 et 5), les bandes d'hystérésis du couple et du flux sont fixées respectivement aux valeurs $\Delta C_{em} = 0.1$ et $\Delta \overline{\Phi}_s = 0.01$. Les résultats de simulation et d'expérimentation récupérés via le logiciel ControlDesk, sont donnés comme suit:

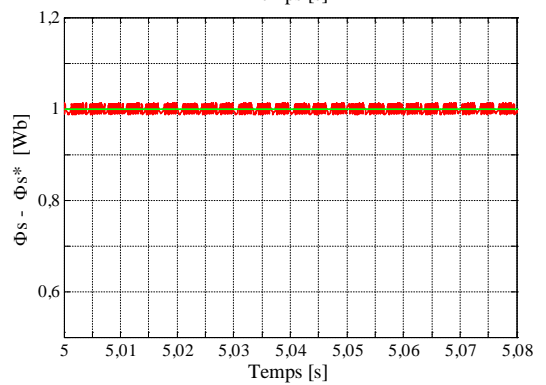
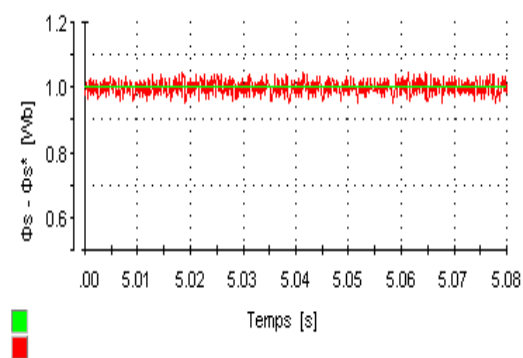
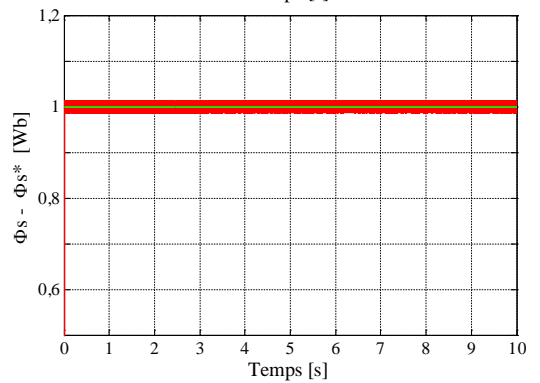
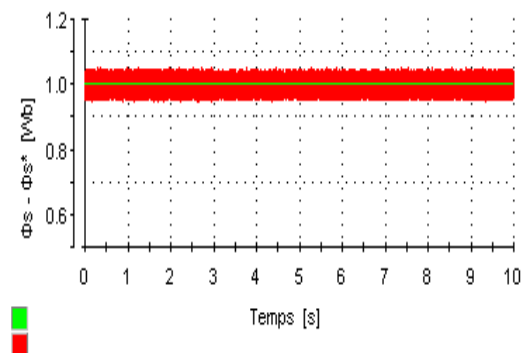
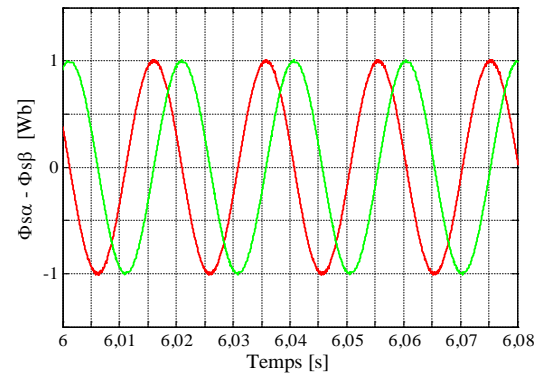
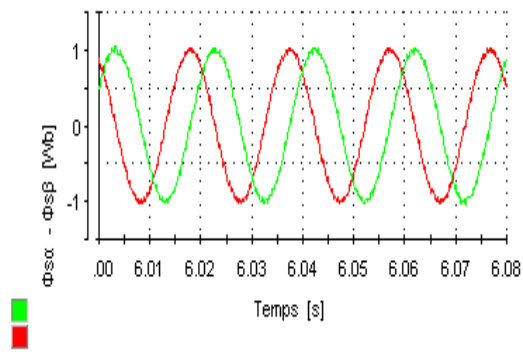
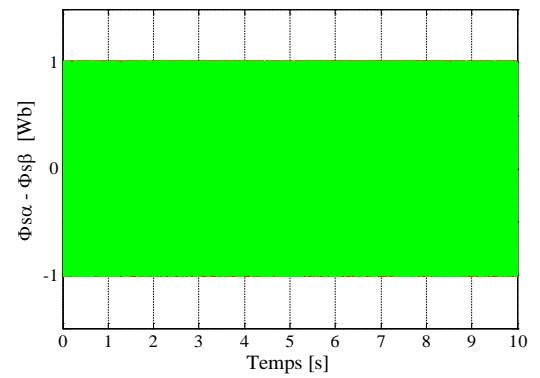
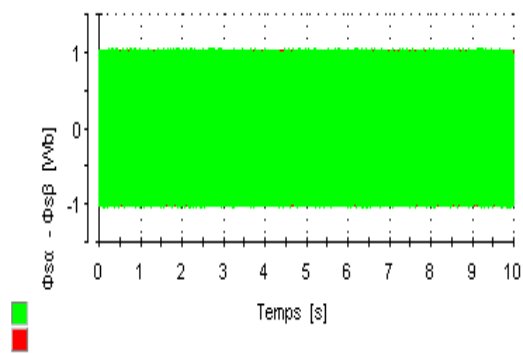
Résultats expérimentaux



Résultats de simulation







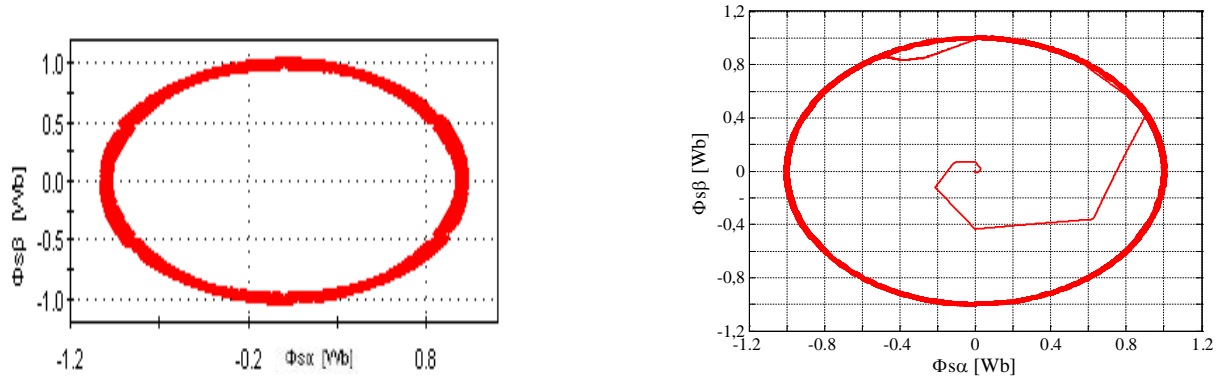


Fig. VI.6: Résultats expérimentaux et de simulation de la commande DTC de la MAS

VI.7.1 Commentaires des résultats

D'après les résultats obtenus de simulation et expérimentaux, on peut faire les interprétations suivantes:

- ✓ Le couple suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale (courbe de simulation), puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Les oscillations de ce couple sont dues par l'effet des régulateurs à hystérésis.
- ✓ La vitesse suit sa référence ce qui montre que la DTC présente une bonne performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est robuste, ce qui est confirmé par le rejet rapide de perturbation lors de l'application de la charge.
- ✓ Le flux statorique estimé suit parfaitement sa référence. Cela est très évident par la présentation dans le plan complexe qui montre que le flux est piégé dans une bande d'hystérésis quelque soit la charge appliquée: il démarre du point (0,0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1Wb fixé par la consigne. On peut conclure que le couple et le flux sont découplés.
- Suivant les deux axes (α , β), on peut voir clairement que les flux sont sinusoïdaux et d'amplitude égale la consigne.
- Quant aux courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$), ils sont sinusoïdaux et en quadrature. A l'instant $t = 3s$, on note une augmentation d'amplitude due à l'application du couple de charge. Les amplitudes des courants reflètent celles des courants réels car la transformation utilisée est celle conservant les amplitudes.

Donc en somme, on peut dire que les résultats issus de la pratique et de la simulation sont presque identiques sauf pour le couple qui présente une valeur initiale due à l'erreur d'estimation.

VI.8 Optimisation énergétique de la commande directe du couple

La commande directe du couple classique est basée sur le principe de maintenir le flux de référence statorique constant indépendamment du point de fonctionnement. Une situation pareille engendre des pertes importantes et altère le rendement surtout quand la machine fonctionne est faiblement chargé.

Dans ce qui suit, et dans l'objectif de minimiser les pertes, un bloc responsable de la génération ce flux sera introduit.

Le principe de cette stratégie d'optimisation est de générer le flux rotorique optimal par la technique LMC pour en déduire le flux statorique[TAZ -10].

Selon les références [TAZ -10] [CAS -06] le flux statorique et rotorique sont liés par la relation suivante:

$$\Phi_{sd} = \frac{L_s}{M} \cdot \Phi_r + \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{R_r \cdot M} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (VI.15)$$

$$\Phi_{sq} = \frac{2}{3} \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{p \cdot M} \cdot \frac{C_e}{\Phi_r} \quad (VI.16)$$

En régime permanent

$$\Phi_r = \Phi_{rd} = |\overline{\Phi_r}| = \Phi_{r_opt} = Y \sqrt{|C_e^*|} \quad (VI.17)$$

$$(\Phi_s^*)^2 = (\Phi_{sd}^*)^2 + (\Phi_{sq}^*)^2 = \left(\frac{L_s}{M} \cdot \Phi_r^* \right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{p \cdot M} \right)^2 \cdot \left(\frac{C_e^*}{\Phi_r^*} \right)^2 \quad (VI.18)$$

La référence de l'amplitude du flux statorique requis par un système ODTC, en fonction de la référence de flux de rotor et du couple.

$$\Phi_{s_opt} = \Phi_{s_opt} = \frac{L_s}{M} \sqrt{(\Phi_{r_opt})^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{\sigma \cdot L_r}{p} \right)^2 \cdot \left(\frac{C_e^*}{\Phi_{r_opt}} \right)^2} \quad (VI.19)$$

VI.8.1 Simulation et expérimentation de la DTC optimisée

Dans cette partie, la structure de la commande optimisée ODTC représentée par la figure (VI-8) sera testée par simulation et expérimentalement.

- ✓ Pour la simulation, l'algorithme d'optimisation sera testé face à une variation du couple de charge allant de 0 jusqu'au couple nominal avec un pas de $0.2C_n$.
- ✓ Pour la partie pratique, plusieurs tests seront exposés:
 1. Tests à vitesse nominale et à couple de charge variable,

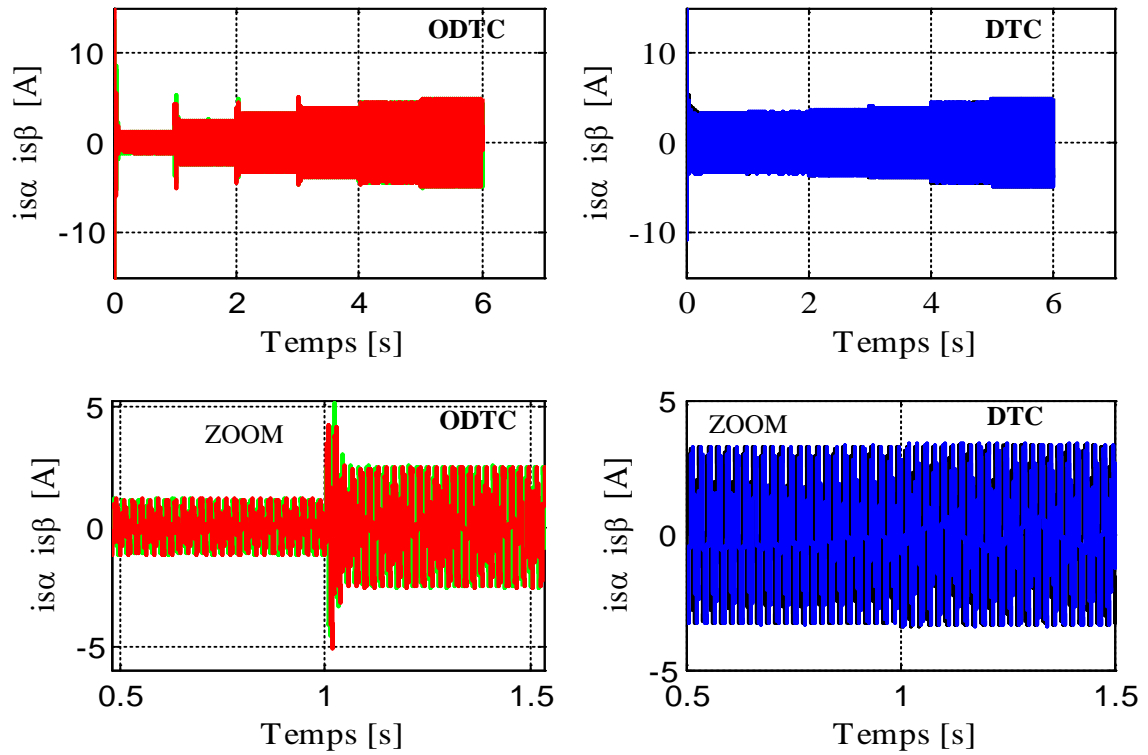


Fig. VI.9 Résultats de simulation de la commande ODTC: Evolution des courants

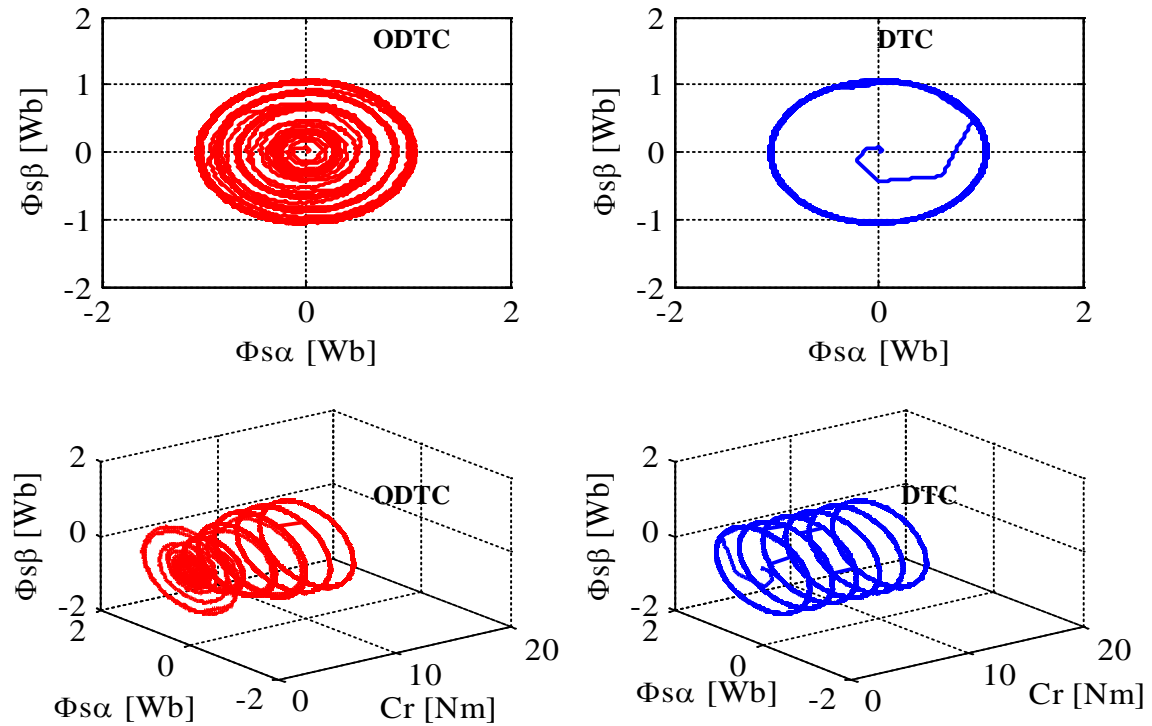


Fig. VI.10: Evolution des flux estimés dans le plan complexe: DTC vs ODTC

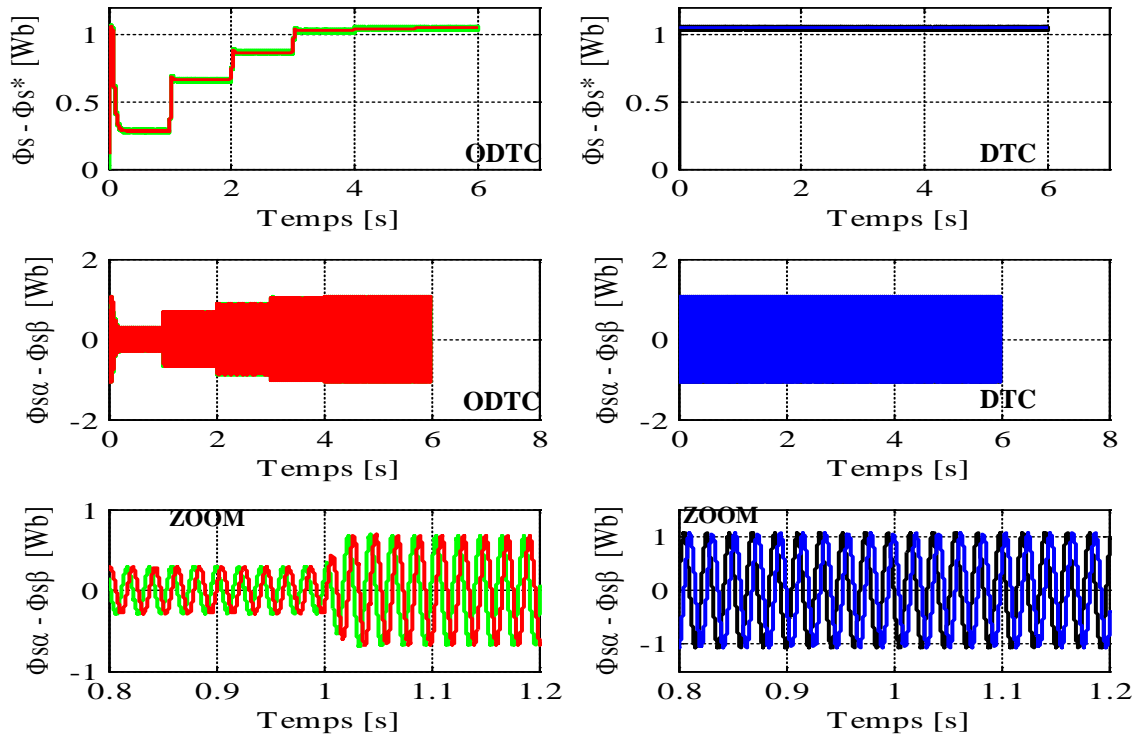
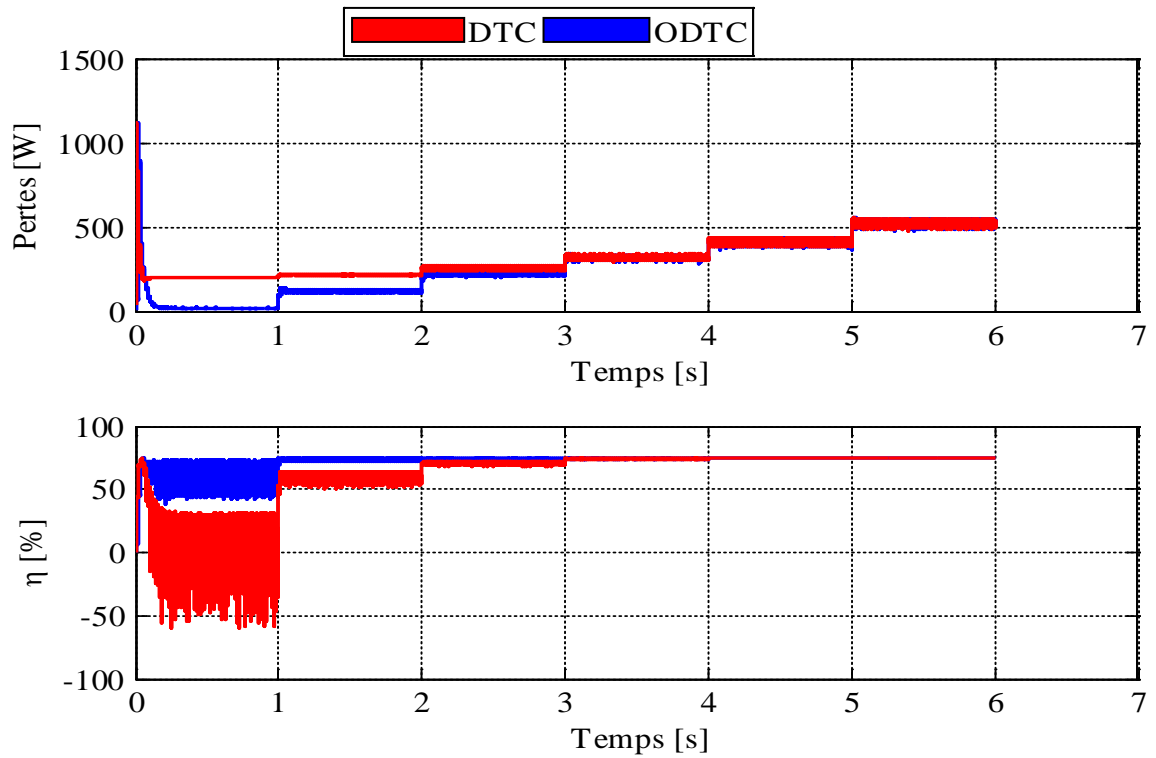
Fig. VI.11: Evolution des flux estimés dans le plan $(\alpha\beta)$: DTC vs ODTc

Fig. VI.12: Pertes et rendement : comparaison ODTc et DTC

$$C_r = 0 : 0.2 \cdot C_n : C_n$$

L'analyse comparative des résultats montre que:

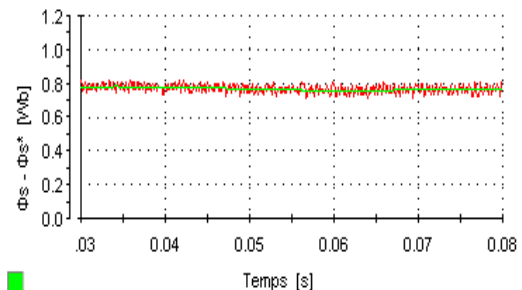
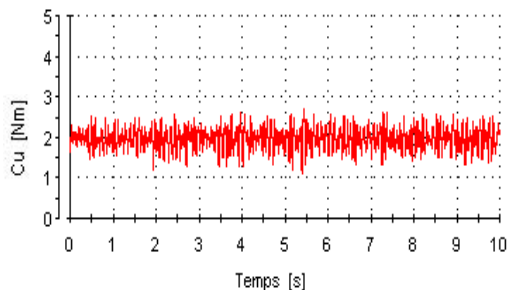
- ✓ Dans les deux cas sans et avec optimisation, la vitesse atteint son régime permanent après un régime transitoire jugé bref et sans dépassement. Elle rejette la perturbation à chaque fois que le couple est appliqué.
- ✓ Le couple estimé, que ce soit la DTC est optimisée ou non, compense parfaitement le couple de charge appliqué.
- ✓ Sur les courbes des courants suivants les axes (α, β) , on enregistre un appel important du courant pour la commande DTC classique comparativement à la commande ODTC.
- ✓ Pour les flux, un bon suivi de la trajectoire peut être constaté. En plus, la présentation dans le plan complexe que ce soit en deux dimensions ou trois, dans la DTC classique, le flux statorique est de trajectoire circulaire de rayon fixe quelque soit le couple de charge ce qui n'est pas le cas pour la ODTC ou ce cercle change de rayon à chaque fois qu'on augmente en couple sous l'effet de l'algorithme d'optimisation.
- ✓ Sur le plan énergétique, et pour la ODTC un gain significatif en terme de rendement est enregistré en raison de la minimisation des pertes surtout pour les faibles couples de charge.

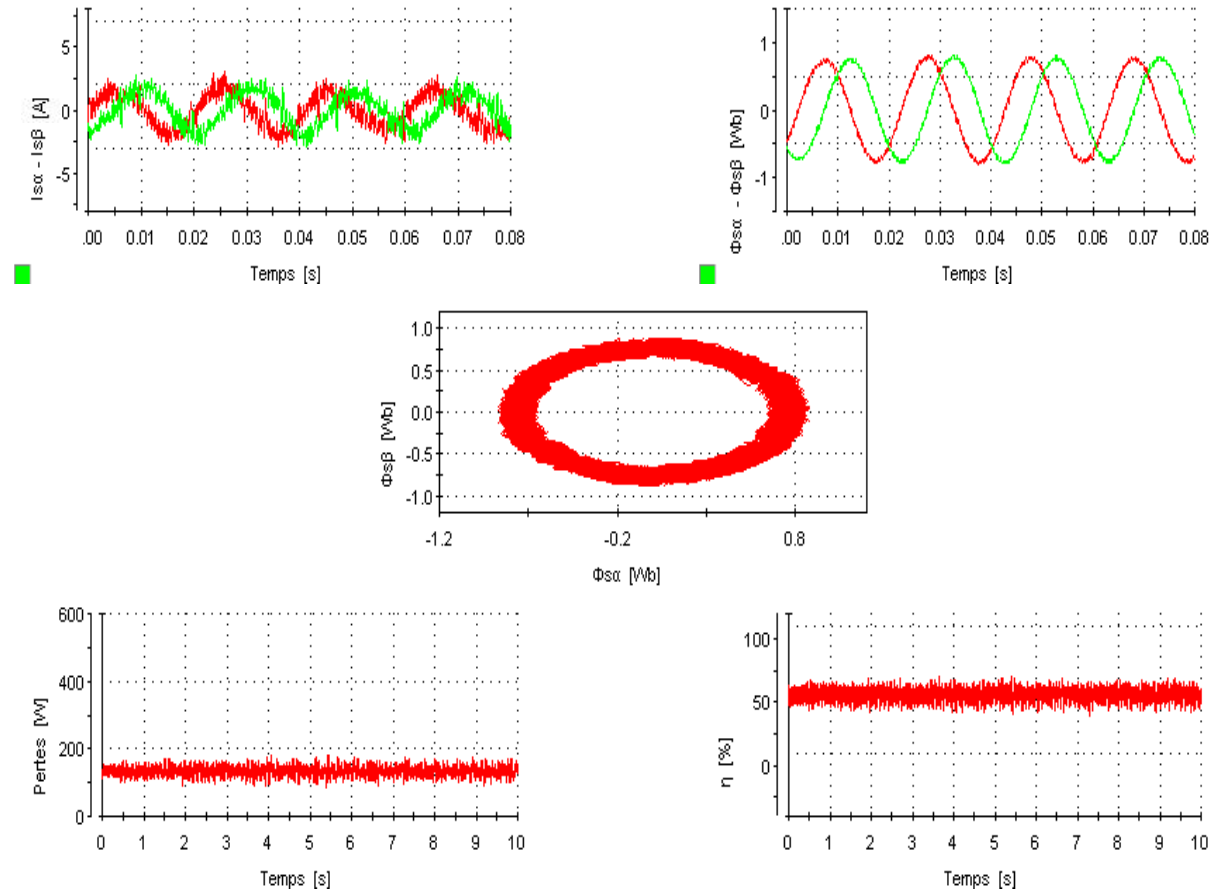
VI.8.3 Résultats pratiques et discussion

Pour une vitesse nominale, la commande directe du couple associée à l'algorithme d'optimisation a été testée comme suit:

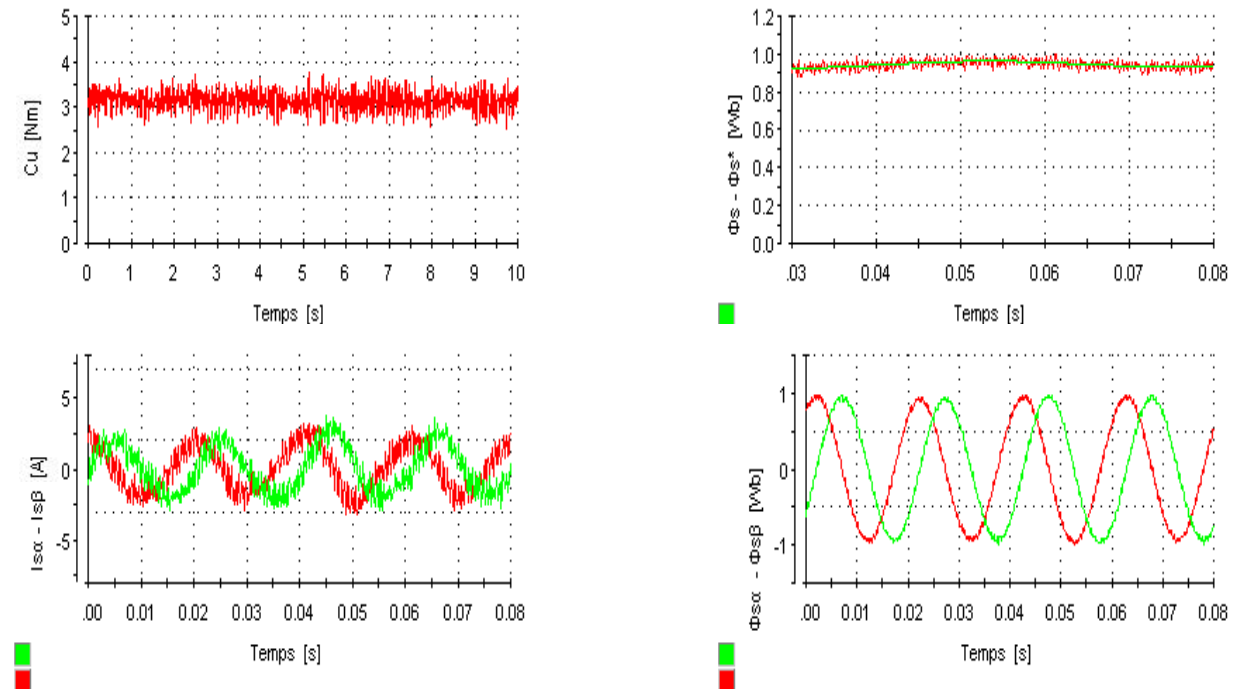
- ✓ Tests pour trois couple de charge: $C_r = 2 \text{ Nm}$, $C_r = 3 \text{ Nm}$ et $C_r = 4 \text{ Nm}$
- ✓ Démarrage avec une commande DTC classique puis basculement vers la DTC optimisée pour un couple de charge $C_r = 1.25 \text{ Nm}$
- ✓ Application progressive d'un couple de charge jusqu'au couple nominal

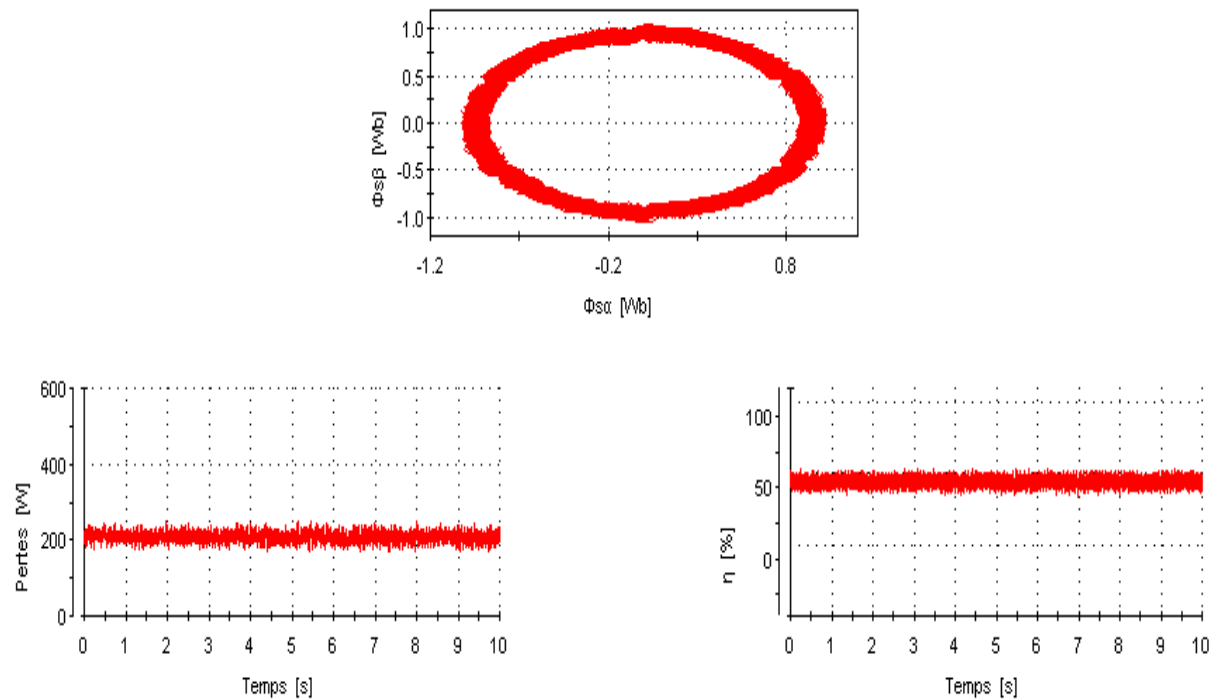
■ Test 1



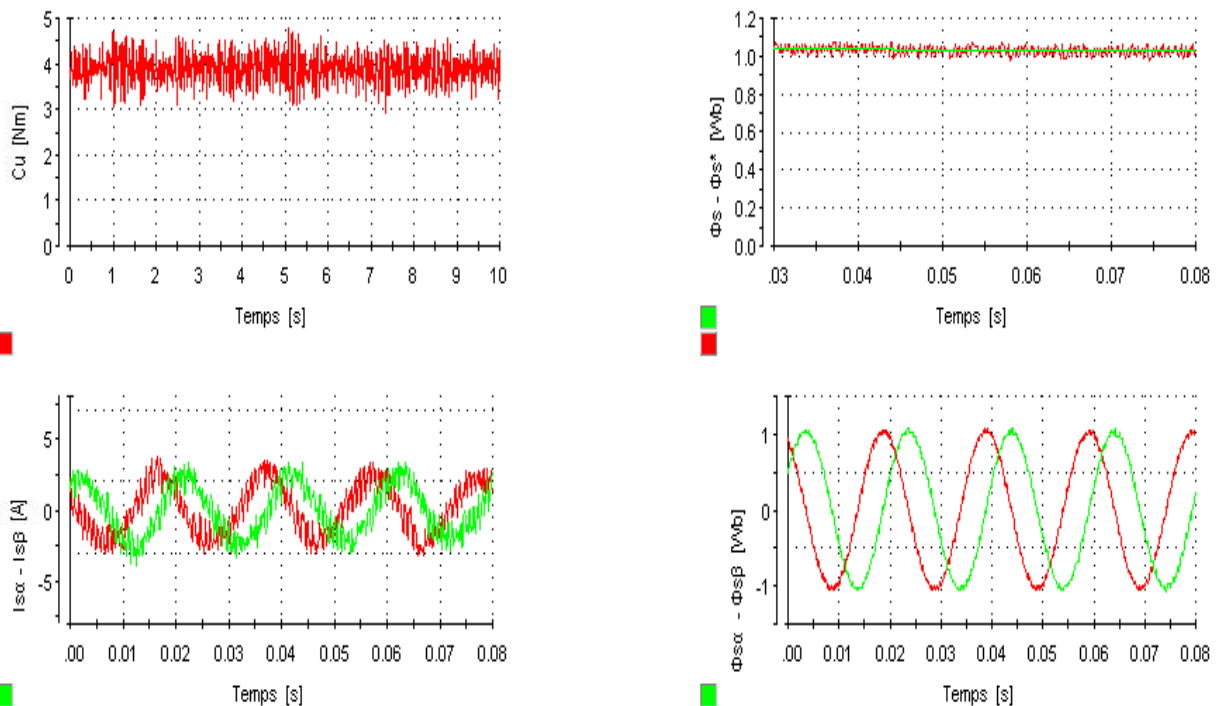
Fig.VI.13: ODTc pour $C_r = 2\text{Nm}$

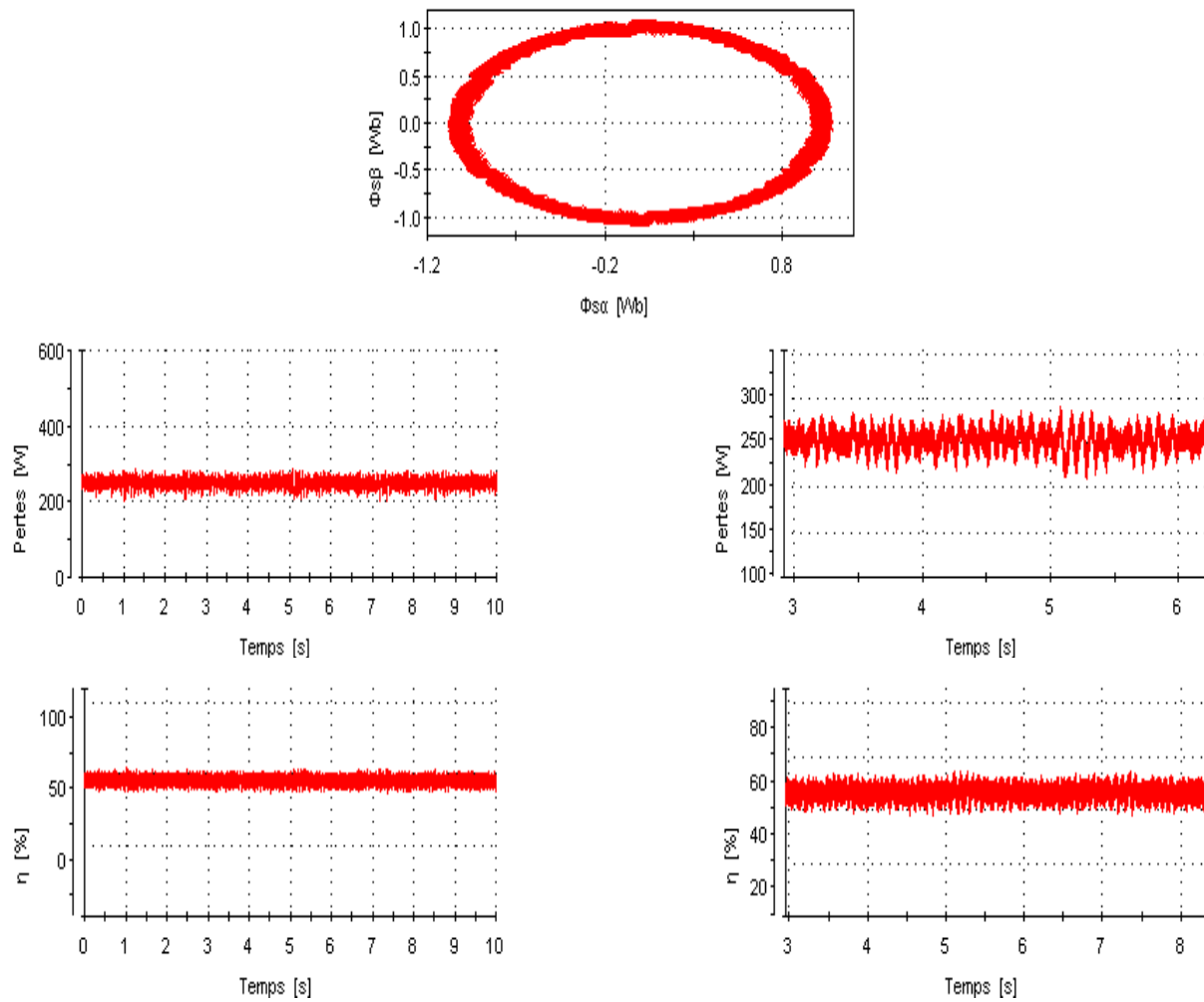
▪ Test 2



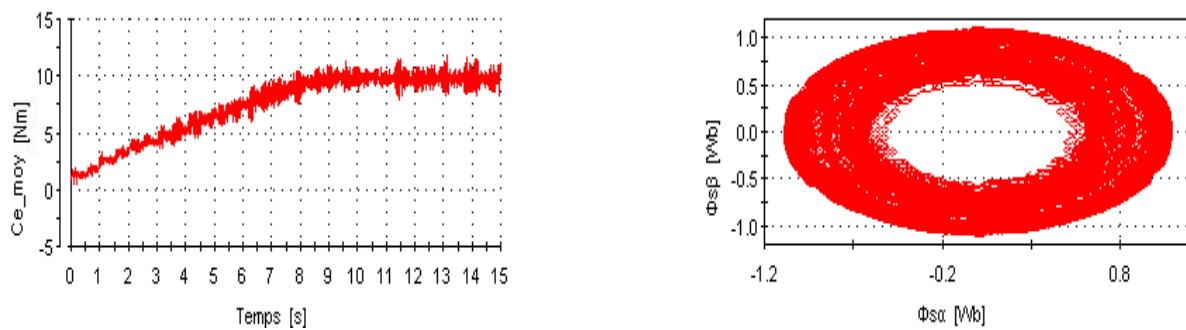
Fig.VI.14: ODTC pour $C_r = 3\text{Nm}$

■ Test 3



Fig.VI.15: ODTc pour $C_r = 4\text{Nm}$

a. Test de variation progressive du couple de charge à vitesse nominale



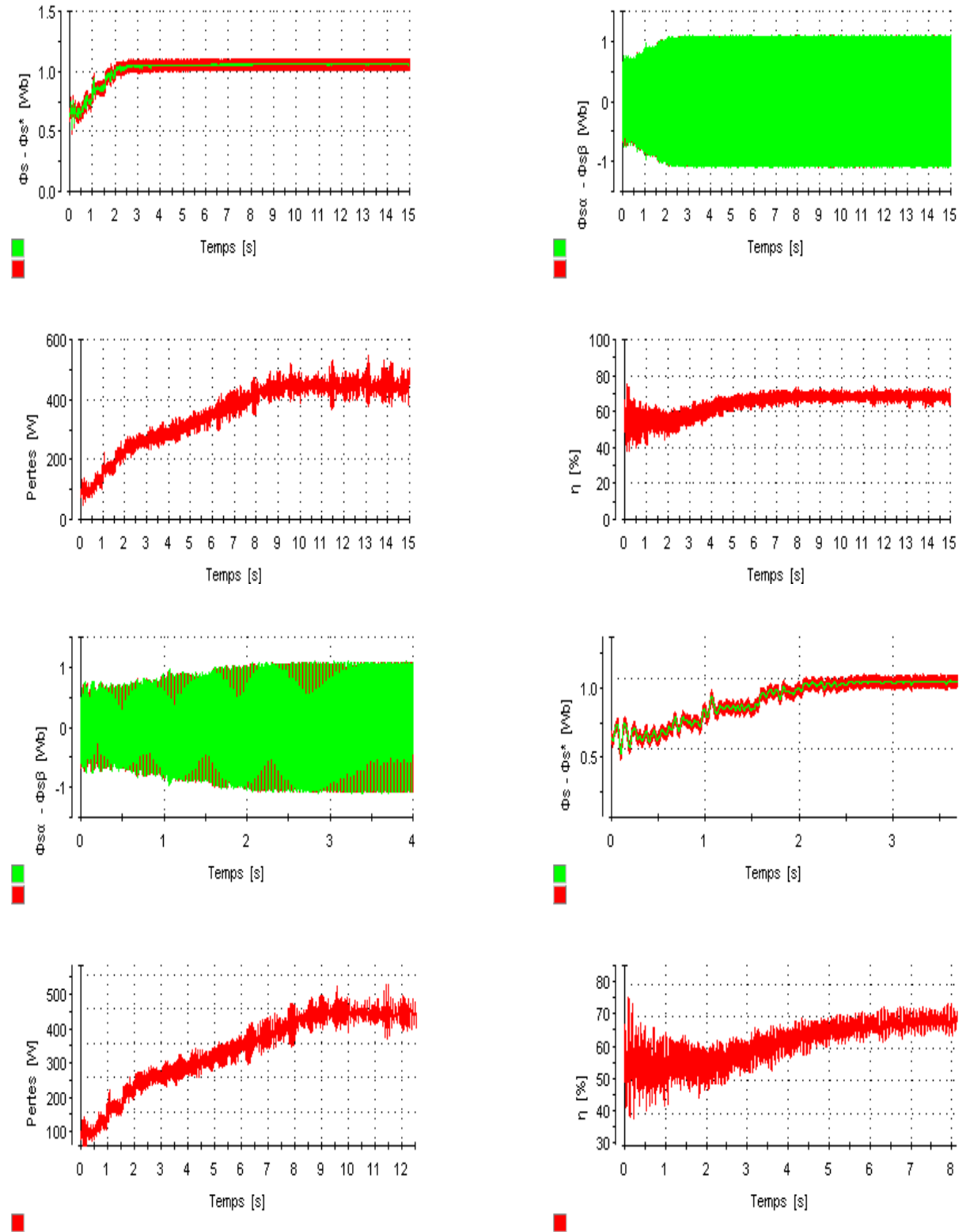
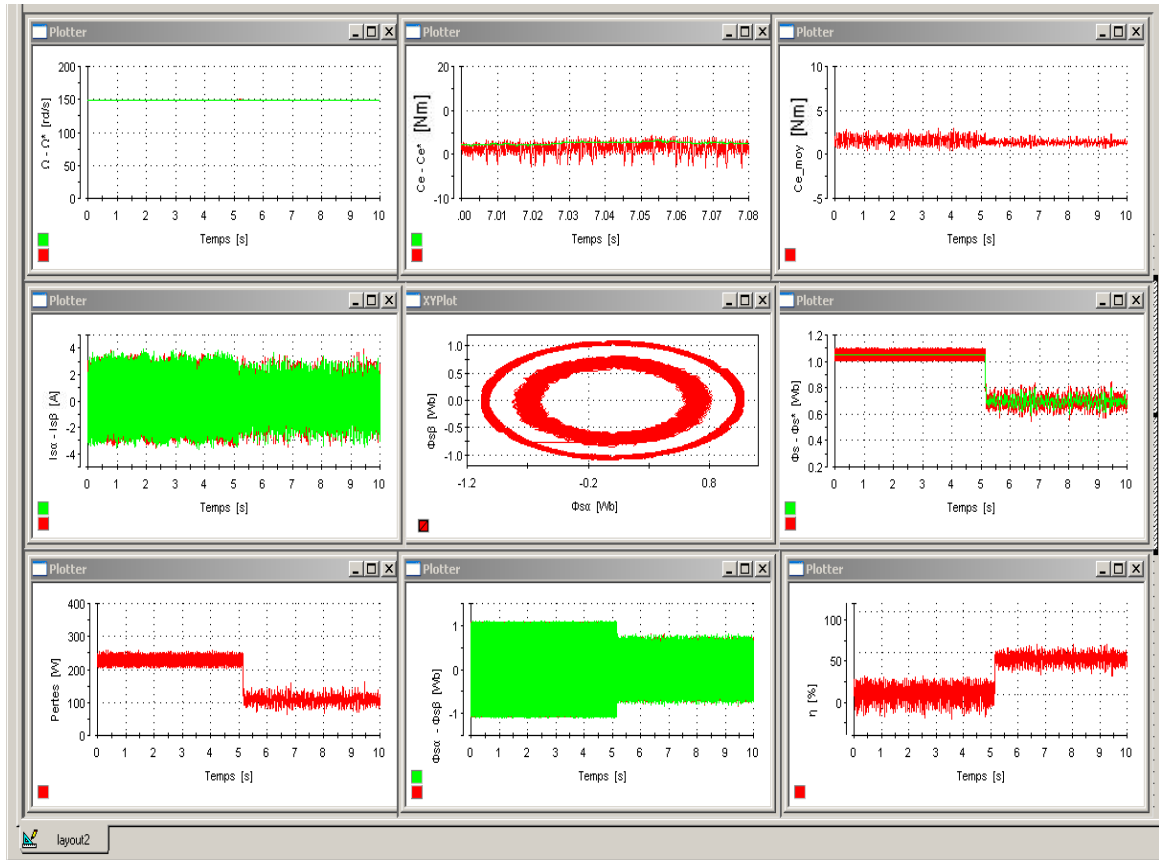
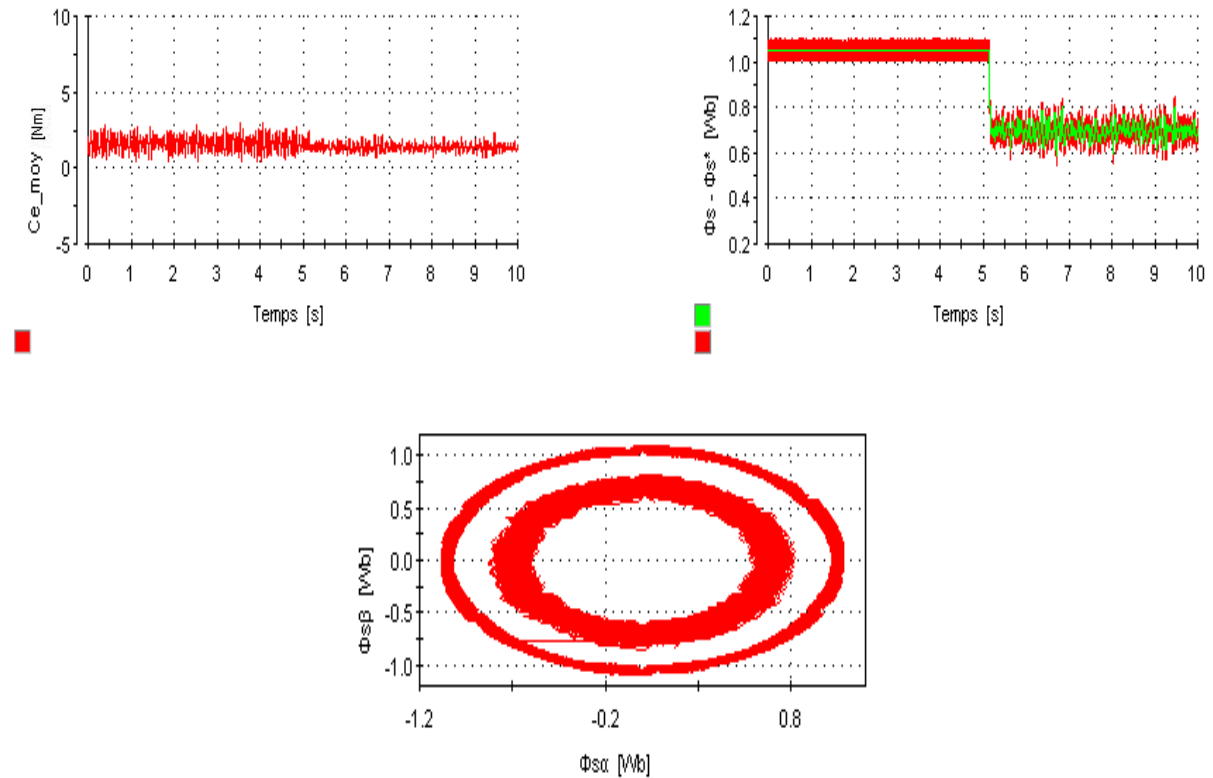


Fig.VI.16: DTC optimisée pour $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 10\text{Nm}$

b. Test de basculement DTC-ODTC

Fig.VI.17: DTC optimisée pour $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 1.25 \text{ Nm}$ 

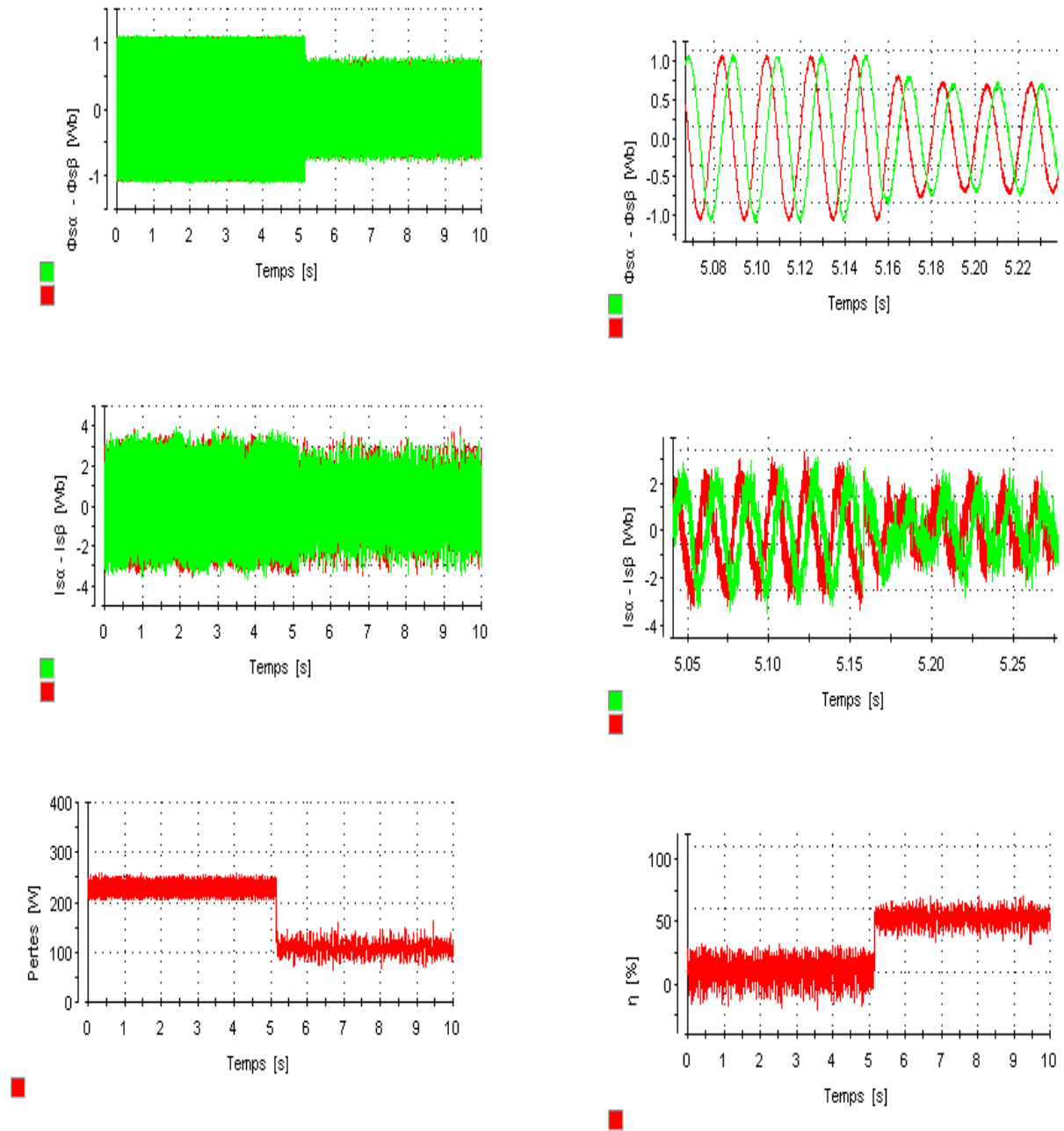


Fig.VI.18: DTC optimisée pour $\Omega = \Omega_n$ et $C_r = 1.25 \text{ Nm}$

L'examen des courbes issues de l'expérimentation, nous a permis de commenter les résultats comme suit: Les figures (VI.13.14.15.16) illustrent bien que le flux statorique de référence est généré en fonction de la vitesse et du couple de charge ce qui a permis de réduire les pertes et augmenter le rendement. Les gains en flux et en rendement et la minimisation des pertes peuvent être récapitulés dans le tableau suivant:

Tableau.VI.2:Optimisation basée sur LMC.

C_r [Nm]	Valeur moyenne		
	Φ_s^* [Wb]	Pertes [W]	η [%]
1.25	0.7	100	50
2	0.79	146	52.8
3	0.93	190.16	53.44
4	1.0	255.5	55

Pour le test de basculement entre la commande DTC et la commande ODTC, il est très clair sur la figure (VI.18) à quel point le gain en rendement et la réduction en pertes sont significatifs. Le tableau ci-après donne une comparaison en terme des grandeurs reflétant le gain énergétique.

Tableau.VI.1: Comparaison entre DTC et ODTC.

		DTC	ODTC
Valeur moyenne	Φ_s^* [Wb]	1.05	0.7
	Pertes[W]	225	100
	η [%]	10	50

VI.9 Conclusion

Dans ce chapitre, les principales idées de base de la commande directe du couple (DTC) ont été présentées où il a été démontré qu'un choix convenable du vecteur de tension pour la commande de l'onduleur permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple.

Pour l'optimisation des performances énergétique de la stratégie DTC, un algorithme basé sur un modèle de pertes a été introduit pour générer le flux de référence. La structure entière a été validée par simulation et expérimentalement.

Les résultats obtenus à travers les tests ont montré que cette stratégie ODTC apporte une amélioration du rendement surtout pour les faibles couples de charge.

Conclusion **Générale**



Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse a mis l'accent sur l'optimisation en terme énergétique de la machine asynchrone, tout en partant d'un modèle exprimé dans un repère lié au champ tournant et dans lequel on a inclus les pertes fer pour se rapprocher du modèle réel. L'inclusion de ces pertes fer et Joule dans le modèle est justifiée par le fait qu'elles sont dominantes et influent sur le rendement de la MAS.

Ensuite et pour la minimisation des pertes, deux algorithmes ont été présentés et testés : le premier s'appuie sur les paramètres de la MAS pour déterminer le point de flux minimal garantissant des pertes minimales, cependant le deuxième est de type intelligent basé sur la logique floue.

Les deux techniques ont donné de bons résultats, que ce soit pour la commande à flux orienté ou commande directe du couple, surtout quand la machine est faiblement chargée.

Une attention particulière a été portée à la réalisation d'un banc d'essai à base d'une carte DSP 1104 au sein du laboratoire LGEA.

L'achèvement de ce travail, nous a permis de conclure les points suivants:

- ✓ Le modèle de la MAS établi tient en compte les pertes fer sous forme d'une résistance mise en série avec l'inductance de magnétisation et qui varie en fonction de la fréquence.
- ✓ L'identification des paramètres de la MAS est une étape importante pour entamer la commande. Dans notre cas, l'identification est faite par trois méthodes: méthode de la plaque signalétique, par les essais classique et enfin au moyen d'une méthode numérique de Newton Raphson.
- ✓ L'identification basée sur les essais classique est toujours entachée d'erreurs ce qui est confirmée en pratique pour les problèmes liés aux différentes grandeurs à savoir le flux rotorique qui est tributaire de la constante de temps rotorique.
- ✓ Les deux techniques de commande, que ce soit par contrôle direct du couple ou par orientation de flux rotorique, assurent la résolution des problèmes liés au découplage d'une part néanmoins en terme d'énergie n'apportent aucune amélioration. D'où l'importance d'intégrer des algorithmes surtout pour les faibles couples de charge pour rendre ces techniques optimisées.

- ✓ Pour le choix des techniques d'optimisation, il faut trouver un compromis entre la facilité d'implantation, le coût et la robustesse de l'algorithme surtout quand les paramètres de système sont sujets de variation.
- ✓ Bien que les techniques intelligentes soient insensible vis-à-vis les paramètres, elles sont peu utilisées dans l'industrie à cause de temps de calcul important.
- ✓ Le calcul des régulateurs en pratique nécessite toujours un ajustement car ceux qu'on obtient par calcul ne donne pas satisfaction à cause phénomènes écartés du calcul.

Comme perspectives, il y a plusieurs idées qui nous apparaissent importantes, citons par exemples:

- ✓ Compléter le modèle de la machine en prenant en compte d'autres phénomènes comme la saturation, l'effet de peau.
- ✓ La prise en considération de l'optimisation dans les deux régimes de fonctionnement de la MAS associée à son convertisseur (régime transitoire et permanent)
- ✓ Utilisation des techniques de commande qui s'intéressent à la fois à l'optimisation de la commande et des pertes de la machine comme la commande prédictive qui l'avantage d'être basée sur la détermination d'une fonction coût englobant plusieurs critères à optimiser.

Références Bibliographiques

- [ABD-97] R. ABDESSEMED et M. KADJOU DJ, «Modélisation des Machines Electriques», Presse de l'université de Batna. 1997.
- [ABD-04] B. ABDELHADI, «Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à Rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique», Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2007
- [ABR-00] F. ABRAHAMSEN, «Energy Optimal Control of Induction Motor Drives», PHD, Thesis, Aalborg University. Denmark. ISBN 87-89179-26-9, Feb-2000
- [AGU-04] D. AGUGLIA, «Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle », Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec Canada.
- [ANI-98] T. ANIBAL, D. ALMEIDA and F. FERREIRA. «Efficiency Testing of Electric Induction Motors», ISR, Dep. Electrotechnica, University of Coimbra, Polo II 3030Coimbre, Portugal, 1998.
- [BAB-97] A. BABA, «Optimisation du Flux dans la Machine à Induction par une Commande Vectorielle:Minimisation des Pertes», Thèse de Doctorat . Université Pierre et Marie Curie, Paris VI.1997.
- [BAG-99] L. BAGHLI, «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone: Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques», Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy –I
- [BAR-07] K. BARRA, «Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Associations Convertisseurs –Machines à Induction», Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2007
- [BAS -01] P. BASTIANI, «Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative: Application à la Traction Electrique», Thèse de Doctorat. INSA de Lyon, 2001.
- [BEL-07] N. BELAAJ et K. JELASSI, «Comparaison des Méthodes d'Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone», European Physical Journal, Applied Physics, J.A.P.3, 1988, pp71-80
- [BEL -11] S. BELKACEM, «Contribution à la commande Directe du Couple de la Machine à Induction », Thèse de Doctorat. Univ. Batna Algérie. 2011
- [BEN-13] L. BENYOUB et H. ADRAR, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone en Utilisant la Carte DSPACE 1104», Master en électrotechnique, université de Bejaïa, Algérie, Juin 2013.
- [BER-06] F. BERNARD, «Machines Asynchrones : Commande par Contrôle Direct de Couple», Technique de l'ingénieur Référence D3623 v1.. Date de publication : 10 mai 2006.

- [**BLA-72**] F. BLASCHKE, «The Principle of Field Oriented as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Machines », Siemens Review, 1972, Vol139, N4, pp. 217-220
- [**BOS-97**] B. K. BOSE and all, «A Neuro-Fuzzy –Based on-line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector–Controlled Induction Motor Drive», IEE Transactions on Industrials Electronics, Vol. 44, No.2, April 1997, pp. 270-273.
- [**BOU-10**] A. BOUAFIA, « Techniques de Commande Prédictive et Floue Pour les Systèmes d'Electronique de Puissance: Application aux Redresseurs a MLI», Thèse de Doctorat, univ SETIF, Algérie 2010.
- [**BUJ-97**] G. BUJA, D. CASADEI, G. SERRA, « Direct Torque Control of Induction Motor Drives» , Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 - Tu8 Vol.1
- [**BUH-94**] H. BUHLER, « Réglage par Logique Floue», Presses polytechniques, romandes, Lousanne Suisse 1994
- [**CAN-00**] C. CANUDAS, «Commande des Moteurs Asynchrone : Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Volume 1- Paris : Hermès Sciences Publications ,2000.
- [**CAN-00**] C. CANUDAS, «Commande des Moteurs Asynchrone : Optimisation, Discrétisation et Observateurs», Volume 2- Paris : Hermès Sciences Publications ,2000.
- [**CAS -06**] D. CASADEI, G. SERRA, A. TANI and L. ZARRI, «Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives», Bulletin of the Polish Academy of Sciences, vol. 54, no. 3,pp. 237-254, 2006.
- [**CAS -94**] D. CASADEI, G. GRANDI ,G SERRA, A. TANI, « Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque of Induction Machines», Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [**CED-94**] Flux2D : Logiciels Eléments Finis pour les Applications Electromagnétiques, CEDRAT (CEE), Magsoft (USA), 1994.
- [**CHA-83**] J. CHATELAIN, «Machines Electriques », Tome II. Paris : Dunod, 1983, 328p.
- [**CHA-96**] Y. A. CHAPUIS, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'Orientation de son Flux Statorique, ». Thèse de doctorat, INPG, Grenoble, Janvier 1996.
- [**CHA-13**] H. CHAIKHY, «Contribution au Développement et à l'Implantation des Stratégies de Commandes Evoluées des Machines Asynchrone », Thèse de Doctorat. Maroc. 2013
- [**EDF-98**] EDF, «Les Techniques de Commande Vectorielle des Machines Asynchrones Destinées à la Variation de Vitesse à Haute Performance», Direction des études et recherches, E.D.France 1998.
- [**ELF-10**] A. ELFADILI, F. GIRI, L. DUGARD, H. OUADI, A. ELMAGRI « Régulation de Vitesse d'une Machine Asynchrone avec Optimisation de la Référence de Flux», Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2010), Nancy, France, Jun 2010.

- [**ELK -09**] N. ELKHATTABI, «Identification des Paramètres du Moteur à Induction pour la Mesure In Situ du Rendement», Thèse de la Maîtrise en Génie Electrique, Février 2009, Université du Québec à Trois-Rivières
- [**ELM-00**] C. ELMOUCARY, «Contribution à l'Etude de Commande Directe du Couple et du Flux de la Machine à Induction», Thèse de Doctorat, université de Paris XI, 2000.
- [**GAD-01**] A. GAD and M. FAROOQ, «Application of Fuzzy Logic in Engineering Problems», IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.2044-2049, IEEE 2001.
- [**GIZ-97**] O. GIZOLME, «Modélisation et Optimisation d'une Machine Synchrone et de son Alimentation pour la Traction Electrique », Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 1997, 173p.
- [**GOL-94**] A. GOLEA, « Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs – Machine », Thèse de Doctorat, Grenoble, France 1994.
- [**GOL-01**] N. GOLEA, «Identification et Commande Adaptative Floues», Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2001
- [**GON -08**] C. GONZALO, «Commande et Identification Floue», École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques– France-2008
- [**GUE-09**] O. GUENOUNOU, «Méthodologie de Conception de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique: Application à un bioprocédé», Thèse de Doctorat, l'Université Toulouse III, 2009
- [**GUY-97**] G. GUY et C. GUY, «Actionneurs Electriques: Principes, Modèles et Commande», Editions Eyrolles, 1997. ISBN: 2-212-09352-7
- [**HAS -69**] K. HASSE, «On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Machine». Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1969.
- [**HEC-96**] M. HECQUET, P. BROCHET. «Modélisation d'un Alternateur Automobile par un Réseau de Perméance Couplé à des Circuits Electriques», J. Phys. III, 1996, Vol. 6, N°. 2, pp. 1099-1116
- [**HOA-89**] L. H. HOANG, L. A. DESSAINT, «An Adaptative Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives:Analysis and Simulation », IEEE Trans. On Power Elect. Vol. 4, Oct. 1989, pp 1023-1030
- [**IEEE-96**] IEEE Std 112-1996 «Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators», IEEE, September1996.
- [**IEEE-97**] «Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators», 1997
- [**JAA-05**] K. JAAN, «Numerical Methods in Engineering with MATLAB», Cambridge university press. 2005
- [**JEA-95**] P.C. JEAN, P.H. JEAN, F. JEAN, «Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone», Editions Technip, 1995. ISBN 2-7108-0683-5.

- [JEL-91] K. JELASSI, «Positionnement d'une Machine Asynchrone par la Méthode du Flux Orienté. », Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1991.
- [JON-96] W.C. JONG, D. W. CHUNG and S. K. SUL, «Implementation of Field Oriented Induction Machine considering Iron losses», Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual Volume:1, 3-7 Mar 1996
- [JOS -99] A. JOSEBA, «Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d'une Machine Roue Asynchrone», Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble France - INPG, 1999.
- [JUN-98] J. JUNG, K. NAM, «A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model», IEEE Transactions on industrial electronics, VOL 45.NO 4 pp 617-624 August 1998.
- [LEO-95] W. LEONHARD, «Controlled AC Drives, a Successful Transfer from Ideas to Industrial Practice », CTTI 95. Brazil, September 11-12, pp. 1-12, 1995
- [LIO-04] A. LIOR, B. ALLARD, L. XUEFANG, J. M. RETIF, «Comparison of DTC Implementation for Synchronous Machines», Power electronics specialists conference, 2004. PESC 04. IEEE 35 th annual, volume 5, 20-25 June 2004 pages: 3581-3587 vol.5
- [LOR-99] R. D. LORENZ, «Advances in Electric Drive Control», pp.9-16, IEEE1999.
- [MEN-94] E. MENDES and A. RAZEK, «Simple Model for Core Losses and Magnetic Saturation in Induction Machines Adapted for Direct Stator Flux Orientation Control», IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 26-28 October 1994, pp. 192-197, 1994
- [MEN-95] E. MENDES, A. BABA and A. RAZEK, « Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine», Proc. Of the Electrical machines and drives 11-13 September 1995. Conference .Publication No. 412, pp.310-314, 1995.
- [MIL-92] E. MILENT, «Contribution à l'Etude d'un Actionneur Asynchrone à Contrôle Vectoriel et de ses Possibilités d'Utilisation dans des Applications Embarquées». Thèse de Doctorat, France 1992.
- [MOK-98] M. MOKHTARI, M. MARIE, «Applications de MATLAB 5 et SIMULINK 2: Contrôle des Procédés, Logique Floue, Réseaux de Neurones et Traitement du Signal», Springer- Verlag France 1998
- [MOU-96] H. MOURAD, «Identification Paramétrique et Structurale d'une Machine Synchrone», Thèse de Magister, ENP, Alger.1996
- [MUS-12] S. MUSTAPHA, «Contribution à l'Etude des Filtres Actifs Hybrides», Thèse de Doctorat, université de Sétif 1. 2012
- [NIK-04] R. NIK, I. NIK and A. H. M. YATIM, «Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004

- [NUN-08] V.C. NUNO, C.P. JOAO and J.E. JOAO, «Induction Motor Parameters Identification from Bench Tests Using a Newton-Raphson Method», Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines. IEEE.2008
- [OUR-95] T. OURTH, « Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse : Observation Déterministe du Flux Rotorique. », Thèse de Doctorat, INPT,Toulouse,1995.
- [PET-90] V. PETER , «Vector Control of AC Machines», Oxford University Press, 1990.
- [PIE-88] M. PIETRZAK-DAVID , « Algorithmes de Commande d'un Variateur Electrique Asynchrone», Thèse de Doctorat .INP de Toulouse 1988.
- [PIE-93] M. PIETRAZAK.-DAVID, X. ROBOAM, « Contraintes Spécifiques du Contrôle Vectoriel : Description, Effets, Dégradation des Performances. », Actes du GDR sur la Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques, Toulouse. Juin 93.
- [POI-01] E. POIRIER, «Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant alternatif», Thèse de la maîtrise en sciences appliquées, Université de Moncton, CANADA, 2001
- [REZ-15] S.E. REZGUI, «Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone: Etude Comparative et Application», Thèse de Doctorat, université de Constantine 1. 2015
- [ROB-92] X. ROBOAM, J.CHAPIOT,B.DE, FORNEL, C.ANDRIEUX, « Contrôle d'une Machine Asynchrone par Estimation Robuste de la Vitesse. », Journal de Physique III.2 :439-453,1992.
- [ROB-96] B. ROBYNS, F. LABRIQUE et H. BUYSE, « Commande Numérique Simplifiée et Robuste d'Actionneurs Asynchrones de Faible Puissance » , J. phys. III France 6, August 1996, PP. 1039-1057.
- [ROL-93] J. ROLF, «System Modelling Identification», Pertinence Hall 1993.pp6-285
- [SEG-87] G. SEGUIER et F NOTELET, «Electrotechnique Industrielle », Tec et Doc. Paris 1987.
- [SHA-01] S. H. SHAHALAMI, «Filtrage Hybride des Perturbations Harmoniques Produites par des Systèmes d'Entraînement Asynchrone à Vitesse Variable», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré. Nancy -I .2001
- [SLA-00] B. SLAETS and all. «Energy Efficiency of Induction Machines». Thèse de Doctorat .Institute of Energy Technology, Alborg University February 2000
- [TAK-85] T. TAKAGI, M. SUGENO, «Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control», IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol.15, n1, pp.116-132, 1985.
- [TAK-86] I. TAKAHASHI and T. NOGUCHI, «A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor», IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept./Oct. 1986

[TAK-89] I. TAKAHASHI and Y. OHMORI, « High-Performance Direct Torque control of an Induction motor », IEEE Trans. Industry Applications, vol.25, no.2, pp.257-264, Mar./April 1989

[TAZ-10] F. TAZRARET, «Etude, Commande et Optimisation des Pertes d'Energie d'une Machine à Induction Alimentée par un Convertisseur Matriciel», Thèse de Doctorat. Université de Bejaia. 2010

[TOU-08] R. TOUFOUTI, « Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, université Mentouri Constantine. 2008

[TUR-96] M.W. TURNER, V.E. MCCROMICK and G. CLEAND, «Efficiency Optimization Control of AC Induction Motors: Initial Laboratory Results», Environmental Protection Agency, United States, May 1996.

[UMA-89] S. D. UMANS, « AC Induction Motor Efficiency », CH2788-8/89/0000-0099\$100 1989 IEE.

-Annexe -

Description du banc d'essai

1. Partie mécanique

✓ Moteur électrique

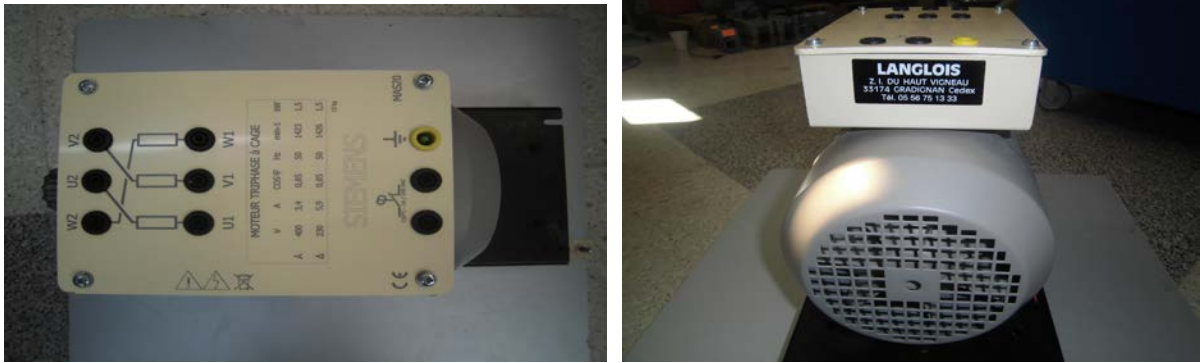


Fig.1: MAS triphasée utilisée en pratique

Il s'agit d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil fabriquée par Langlois. Ses enroulements sont couplés en étoile. Les valeurs nominales des grandeurs indiquées sur la plaque signalétique sont:

P_u (kW)	U (V)	I (A)	N_n (tr/min)	$\cos\phi$
1.5	230/400	3.4/5.9	1423	0.85

✓ Frein a poudre

Il est employé comme charge et qui peut être commandé manuellement ou externe via un ordinateur.



Fig.2: Frein à poudre et son unité de commande

2. Partie électronique de puissance

✓ Autotransformateur triphasé

C'est une source de tension triphasée variable dont le but est de :

- faire varier la valeur efficace des tensions composées de 0 à 450V.
- pouvoir régler la valeur de la tension continue imposée sur le bus continu de l'onduleur,
- éviter une brusque variation de tension sur les condensateurs lors du démarrage.



Fig.3: Autotransformateur triphasé

✓ Convertisseur statique

Développé par SEMIKRON, ce module est composé de:

- un pont redresseur triphasé PD3 à diode (type SKD 51/14),
- un étage de filtrage composé de deux condensateurs en série de capacité 2200 μ F sous une tension de 400V chacun.
- un hacheur
- un onduleur de tension à deux niveaux qui comprend :
 1. 3 bras d'onduleur, constitués chacun d'un module de 2 IGBT (référence SKM 50 GB 123 D). Chaque IGBT est mis avec une diode en antiparallèle ;
 2. drivers (référence SKHI 22), réalisant la commande rapprochée et la protection en cas de désaturation d'un transistor ;
 3. deux condensateurs en série de filtrage du bus continu (2200 μ F / 400V chacun).

La commande des 6 interrupteurs est réalisée à partir de signaux, compatibles CMOS, appliqués sur connecteurs BNC. On dispose, également sur BNC, de signaux de défaut

fournis par les drivers, que l'on peut reprendre sur la commande. L'ensemble est protégé par un capot en PVC transparent.

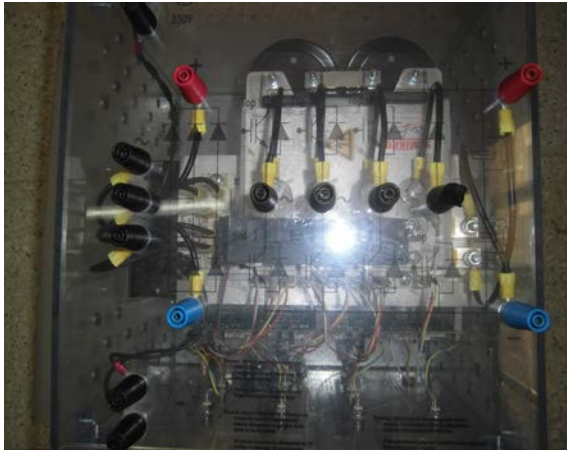


Fig.4: Onduleur de tension triphasé

✓ Circuit adaptateur 5V-15V

Les drivers des IGBT doivent être alimentés avec des signaux en logique CMOS 0/15V, or la carte DSPACE délivre des signaux en logique TTL 0/5V. Dans ce cas, un circuit adaptateur est indispensable. Cette interface de conditionnement réalise la conversion de ces signaux de la logique TTL 0/5 V en logique CMOS 0/15 V.



Fig.5: Carte d'Interface

3. Environnement de mesure

✓ Génératrice tachymétrique

Disposée sur le même alignement de l'axe du moteur. Elle permet la mesure de la vitesse. La vitesse mesurée est normalisée par un gain et filtrée au moyen d'un filtre numérique du premier ordre.

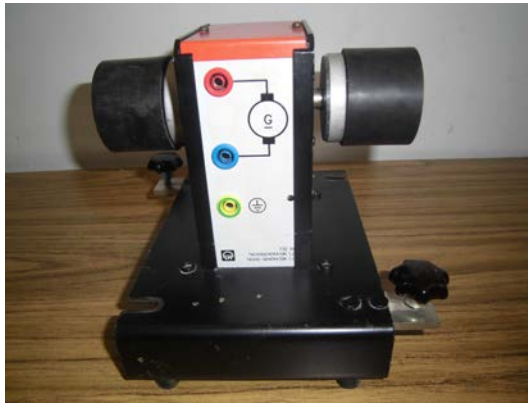


Fig.6: Génératrice tachymétrique

✓ Carte de mesure des courants et des tensions

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type LA 25- NP, de la société LEM, fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche.

Pour la mesure des tensions que ce soit AC ou DC ; des capteurs LEM type LV 25-P, en boucle fermée (à compensation) et utilisant l'effet Hall, sont employés pour cette fonction. Ils sont caractérisés par une isolation galvanique entre le circuit primaire (haute tension) et le circuit secondaire (électronique). La tension efficace maximum au primaire est de 1000V et la tension maximum au secondaire est de 10V continue. C'est cette tension que l'on récupère sur la carte DSP.

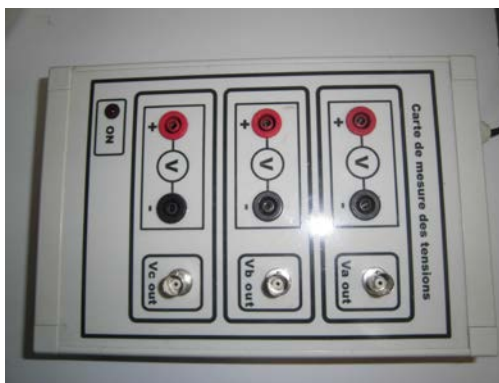


Fig.7: Cartes de mesure des courants et des tensions

4. Partie contrôle –commande

✓ Carte DSPACE 1104

La photo de la figure 7 représente la carte DSPACE qui assure l'aspect numérique de la commande depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrée jusqu'aux signaux de sorties de commande.



Fig.7: Carte DSPACE 1104

La carte DSPACE contient les éléments suivants:

- Deux processeurs (maître et esclave)
- Contrôleurs d'interruption
- Mémoires
- Temporisateurs et des interfaces

A. Processeur Maître PPC

L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240 qui se compose de:

1. Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHZ)
2. Un contrôleur d'interruption
3. Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM
4. Plusieurs temporisateurs
5. Une interface PCI

Le processeur maître PPC contrôle les unités d'entrée/sortie suivantes:

1. Unité des ADC (Analog Digital Converter)
Comportant 8 convertisseurs analogiques/numériques (4 en 16 bits; 4 en 12 bits)
2. Unité des DAC (Digital Analog Converter):
Comportant 8 convertisseurs: numériques/analogiques (16 bits)
3. Unité d'entrée/sortie numérique 20 bits
4. Interface du codeur incremental (2)

5. Interface sortie série RS232 et RS285

B. Processeur esclave DSP

Il est constitué d'un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont:

- Fonctionnement à 25MHz
- Avec une mémoire utilisée pour la commutation a avec le maître PPC.

Le DSP esclave fournit les dispositifs d'entrée/sortie suivants:

1. Unité de synchronisation numérique d'entrée/sortie qui permet de générer et mesurer des signaux PWM et des signaux carrés.
2. Unité d'entrée/sortie numérique
3. Interface périphérique série (SPI: Serial Peripheral Interface)

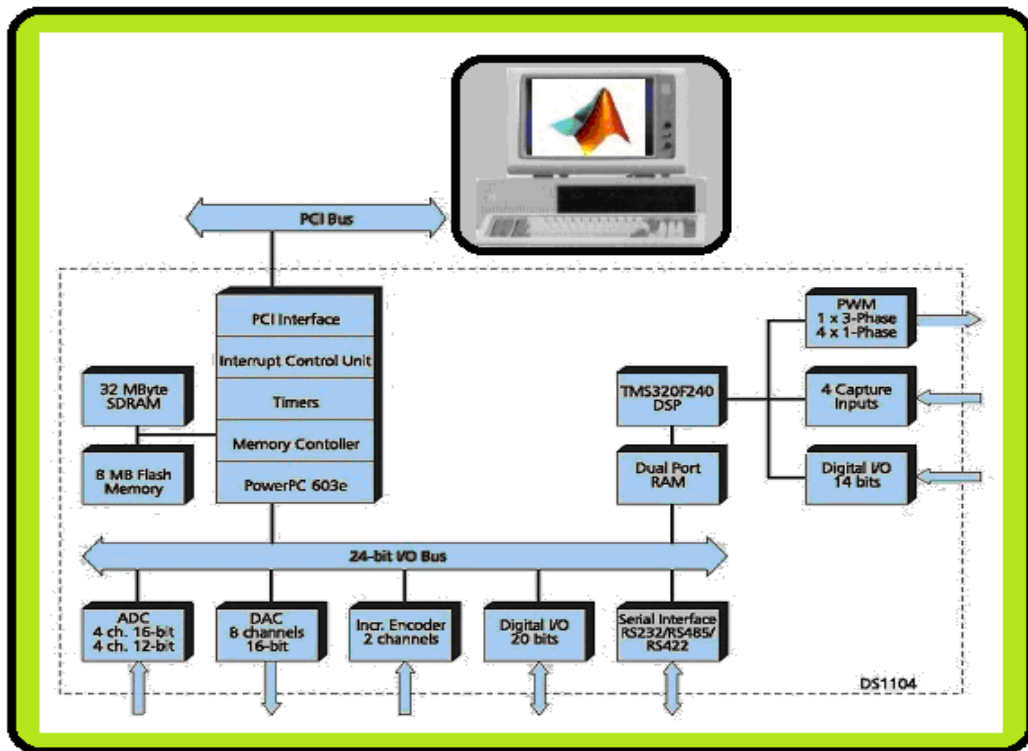


Fig.8: Architecture du DS1104

✓ Control Pannel- CLP 1104

Il est relié à la carte DSPACE via un câble blindé et reçoit les signaux analogiques par l'intermédiaire de connecteurs BNC. Le CLP 1104 joue le rôle d'interface entre cette carte et l'environnement extérieur.



Fig.9: Control Pannel- CLP 1104

✓ Interface Control Desk

Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du fichier développé sous SIMULINK et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma SIMULINK. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne.

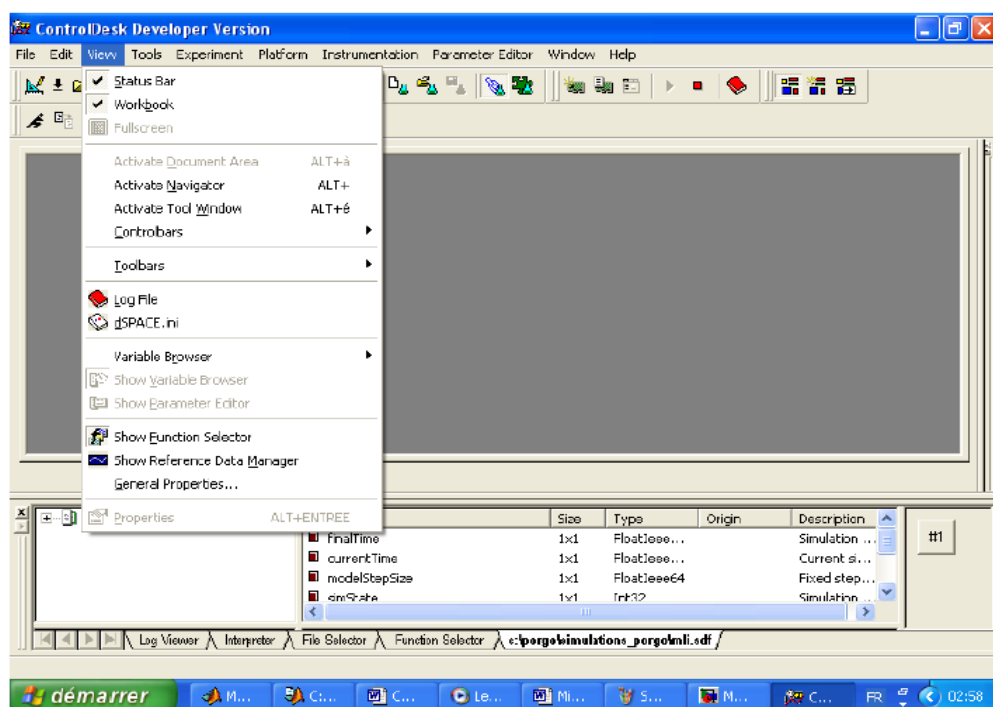


Fig.10: Ecran de ControlDesk