

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE
FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



N° d'ordre :

Série :

THÈSE

Doctorat en sciences

Option:
Électrotechnique

Présenté par :

REZGUI SALAH EDDINE

THÈME :

**TECHNIQUES DE COMMANDE AVANCÉES DE LA MACHINE ASYNCHRONE :
ÉTUDE COMPARATIVE ET APPLICATIONS**

Soutenu publiquement le 08 / 06 / 2015 devant le jury composé de :

Mr. BOUZID Aïssa	Professeur	UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE	Président
Mr. BENALLA Hocine	Professeur	UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE	Rapporteur
Mr. RAHEM Djamel	Professeur	UNIVERSITÉ Oum El-Bouaghi	Examineur
Mr. BENAGGOUNE Said	M.C.	UNIVERSITÉ HADJ LAKHDAR BATNA	Examineur
Mr. LABED Djamel	M.C.	UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE	Examineur

« و فوق كل ذي علم عليم »

يوسف "75"

Dédicace

C'est avec une sincère fidélité et un profond amour que je vous dédie ce modeste travail :

À ma mère

- ❖ *Toi qui m'as appris à prononcer et tracer mes premières lettres.*
- ❖ *Toi qui as sacrifié sa vie et son temps pour faire de moi ce que je suis maintenant.*
- ❖ *À celle qui a nourri le corps et le cœur d'un homme qui croie aux vertus.*

À mon père

- ❖ *Celui qui m'a inspiré courage et persévérance.*
- ❖ *En silence tu as su sillonné mon chemin. Aucun mot ne saura exprimer ma gratitude.*

À ma femme

- ❖ *Pour ta gentillesse, ta douce présence et ton sincère engagement à mes côtés.*
- ❖ *A toi qui m'as apporté soutien et encouragements.*
- ❖ *Ce travail est le fruit de tes sacrifices, et ta longue patience.*

À vous mes chers enfants

MOHAMED OUSSAMA, ABD ER-RAOUF, et ABD EL-MOUEMIN

N'oubliez jamais que je vous aime toujours tant que la vie continue à m'offrir de nouvelles pages.

Votre présence a donné un sens à ma vie.

Sachez que face aux rêves qui s'étendent à l'infini seule l'envie de les réaliser les rend concrets.

À mon frère longtemps absent

Amine : *J'aurais aimé que tu sois à côté de moi, mais tu es toujours présent dans mon cœur. Que Dieu réalise tes rêves les plus enfouis.*

À mes sœurs

Roukia et Sabrina pour leur soutien et leur générosité. Je vous témoigne toute ma reconnaissance.

À mes chers neveux Yakoube et Ayoub

Que Dieu vous préserve et vous accorde santé, savoir, et bonheur.

À toute ma famille, et mes amis.

Je n'oublierai pas des gens qui m'ont soutenu par leurs prières et encouragements.

À tous mes enseignants : *C'est grâce à vous que j'ai réalisé ce modeste travail.*

Remerciements

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC).

*Je tiens tout d'abord à exprimer mes vifs remerciements au Mr professeur **BENALLA Hocine** de l'université Constantine1, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce projet. Je vous remercie pour votre dextérité et votre sens pratique qui m'ont poussé à être plus précis et ambitieux.*

*Mes remerciements distingués vont à Mr **BOUZID Aïssa** professeur à l'université Constantine1, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie profondément Mr **LABED Djamel** maître de conférences et chef du département d'électrotechnique à l'université Constantine 1 pour avoir facilité l'accès aux matériels nécessaires à la réalisation du banc d'essai, et d'avoir accepté d'être un membre examinateur du jury.*

*Je remercie vivement Messieurs **RAHEM Djamel**, professeur à l'université d'Oum El-Bouaghi et **BENAGGOUNE Said** maître de conférences, de l'université de Batna, pour avoir accepté la tâche d'examineur de cette thèse, et me faire l'honneur de leur présence parmi le jury.*

Je tiens à remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique qui m'ont encouragé, et en particulier ceux qui m'ont enseigné.

*Je remercie Mr **CHERFIA Mohamed** pour son soutien inlassable et ses encouragements.*

*Je remercie tous mes collègues du laboratoire d'électrotechnique, notamment Messieurs: **LEGRIQUI S., MEHDI A., MEDDOUCE H.**, qui ont sûrement contribué à ce modeste travail.*

Enfin, je remercie tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Sommaire

Dédicace	i
Remerciements	ii
Sommaire.....	iii
Notations et symboles.....	viii
Introduction générale.....	01

Chapitre 1 :

État de l'art de la commande et des méthodes d'observation de la vitesse et d'estimation des paramètres de la machine asynchrone

1.1 Introduction.....	04
1.2 Commande de la machine asynchrone	04
1.2.1 La commande scalaire.....	05
1.2.2 La commande vectorielle à flux orienté (FOC).....	05
1.2.2.1 Commandes avancées de la MAS.....	07
1.2.3 La commande directe du couple (DTC).....	14
1.3 Comparaison entre FOC et DTC.....	15
1.4 Observation et estimation de la vitesse et des paramètres de la MAS..	16
1.4.1 Observation de la vitesse de rotation.....	16
1.4.2 Estimation des paramètres.....	17
1.5 Conclusion	20

Chapitre 2 :

Modélisation et commande de la MAS par les techniques IRFOC et DTC, et comparaison

2.1 Introduction.....	22
2.2 Modélisation de la MAS et mise en équations.....	22
2.2.1 Équations électromagnétiques en triphasé.....	23
2.2.2 Transformations diphasées.....	25
2.2.3 Modélisation de la MAS dans le repère tournant (d,q) de Park.....	28
2.2.4 Formulation du modèle de la MAS en modèle d'état.....	30
2.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	32
2.4 Techniques de commande de l'onduleur de tension.....	33

2.4.1	Techniques de commande en tension.....	34
2.4.2	Techniques de commande en courant.....	34
2.4.3	Description de la technique de commande par hystérésis.....	37
2.5	Description du banc d'essai.....	38
2.6	Les différentes techniques de commande de la MAS.....	40
2.6.1	La commande scalaire ($v/f = c^{st}$) de la MAS.....	41
2.6.2	La commande vectorielle à flux orienté.....	44
2.6.2.1	La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	45
2.6.2.1.1	Mise en équation de la commande IRFOC.....	45
2.6.2.1.2	Calculs des régulateurs.....	48
2.6.2.1.3	Résultats de simulation et pratique de la commande IRFOC.....	49
2.7	Commande directe du couple de la MAS.....	55
2.7.1	Introduction.....	55
2.7.2	Principe de la commande DTC.....	56
2.7.2.1	Règle d'évolution du flux statorique.....	56
2.7.2.2	Règle d'évolution du couple électromagnétique.....	59
2.7.3	Élaboration de la commande directe du couple.....	60
2.7.3.1	Régulation du flux statorique.....	61
2.7.3.2	Régulation du couple électromagnétique.....	61
2.7.3.3	Élaboration de la table de commande.....	62
2.7.3.4	Estimation du flux statorique et du couple.....	64
2.7.3.5	Schéma globale de la commande.....	65
2.7.4	Résultats de simulation et pratique de la commande DTC.....	66
2.8	Comparaison entre les commandes IRFOC et DTC.....	72
2.8.1	Description de la logique floue.....	73
2.8.1.1	Ensembles flous et fonction d'appartenance.....	73
2.8.1.2	Représentations des fonctions d'appartenance.....	73
2.8.1.3	Structure d'un contrôleur flou.....	74
2.8.2	Commande de vitesse de la machine asynchrone par la logique floue.....	76
2.8.2.1	Fuzzification.....	78
2.8.2.2	Base de règles et mécanisme d'inférence.....	78
2.8.2.3	Défuzzification.....	80

2.8.3 Résultats de tests des commandes IRFOC et DTC régulées par la Logique floue.....	80
2.9 Conclusion du chapitre.....	92

Chapitre 3 :

Commande avancée de la MAS par mode glissant

3.1 Introduction.....	93
3.2 Principe de la commande à structure variable par mode glissant.....	93
3.2.1 Synthèse de la commande par mode glissant.....	94
3.2.1.1 Choix de la surface de glissement.....	95
3.2.1.2 Condition d'existence du mode glissant.....	95
3.2.1.3 Détermination de la loi de commande.....	96
3.2.1.3.1 La commande équivalente.....	97
3.2.1.3.2 Exemple de détermination de la loi de commande.....	99
3.2.1.4 La loi de la phase d'atteinte (RL).....	100
3.2.1.5 Conception de la commande avec une loi d'atteinte exponentielle (ERL).....	101
3.2.1.5.1 Choix des paramètres de la loi ERL.....	103
3.3 Application à la commande vectorielle de la MAS.....	104
3.3.1 Asservissement de la vitesse.....	105
3.3.1.1 Régulation par mode glissant classique.....	105
3.3.1.1.1 Résultats de la commande par mode glissant classique.....	106
3.3.1.1.1.1 Résultats des tests en grandes vitesses.....	106
3.3.1.1.1.2 Résultats des tests en petites vitesses.....	111
3.3.1.1.2 Conclusion.....	115
3.3.1.2 Régulation par la méthode proposée.....	115
3.3.1.2.1 Résultats de la commande proposée.....	117
3.3.1.2.1.1 Résultats en grandes vitesses.....	117
3.3.1.2.1.2 Résultats en petites vitesses.....	124
3.3.1.2.2 Conclusion.....	129
3.3.2 Asservissement de la position.....	130
3.3.2.1 Résultats de la commande en position proposée.....	131
3.4 Conclusion du chapitre.....	138

Chapitre 4 :

Commande sans capteurs de vitesse et estimation en-ligne des paramètres de la MAS

4.1 Introduction.....	140
4.2 Commande sans capteur de vitesse par la méthode MRAS.....	140
4.2.1 MRAS basée sur les flux rotoriques.....	141
4.2.2 MRAS basée sur la force contre électromotrice (fcém).....	142
4.2.3 MRAS basée sur la puissance réactive.....	143
4.2.4 MRAS basée sur d'autres variables.....	143
4.2.5 Mécanisme d'adaptation.....	144
4.3 Application de la MRAS pour l'estimation de la vitesse de la MAS...	145
4.3.1. Résultats de tests.....	146
4.3.1.1 Essais de grandes vitesses à vide.....	146
4.3.1.2 Essais de grandes vitesses en charge.....	148
4.3.1.3 Essais en petites vitesses.....	149
4.4 Procédé d'estimation des paramètres.....	150
4.4.2 Estimation de la résistance statorique et de l'inverse de la constante rotorique.	150
4.4.2.1 Description de la méthode proposée.....	150
4.4.2.2 Résultats des tests de la méthode proposée.....	152
4.4.2.2.1 Résultats de tests en grandes vitesses pour une référence trapézoïdale.....	152
4.4.2.2.2 Résultats de tests en petites vitesses.....	154
4.5 Introduction des techniques intelligentes à l'algorithme d'estimation.....	157
4.5.1 Les réseaux de neurones artificiels (formalisation, architecture et apprentissage	157
4.5.1.1 Perceptrons multicouches (MLP) et rétro-propagation.....	160
4.5.2 Application des réseaux de neurones à la méthode d'estimation proposée.....	163
4.5.2.1 Préparation des données d'apprentissage (entrées-sorties).....	163
4.5.2.2 Choix de la topologie du réseau de neurones.....	164
4.5.2.3 Choix de l'algorithme d'apprentissage.....	165
4.5.2.4 Résultats de l'apprentissage.....	165
4.5.3 Résultats de tests de la stratégie adoptée.....	168
4.5.3.1 Résultats de tests en grandes vitesses à vide et en charge séparément.....	168
4.5.3.2 Résultats de tests en grandes vitesses à vide et en charge simultanément.....	172
4.5.3.3 Résultats de tests en petites vitesses.....	174
4.5.3.4 Consigne en échelon en très petites vitesses.....	179
4.6 Conclusion du chapitre.....	180

Conclusion générale et perspectives.....	182
Annexe A.....	185
A1 Identification des paramètres électriques et mécaniques de la MAS.....	185
A2 Convertisseur statique AC/DC.....	186
A3 Chaîne d'acquisition.....	187
A4 Carte dSPACE 1104.....	189
A4.1 Processeur Maître PPC.....	189
A4.2 Processeur esclave DSP.....	190
A4.3 Control Panel - CLP1104 -.....	190
Annexe B	191
B1 Calcul des paramètres du régulateur PI de vitesse.....	191
Annexe C.....	192
C1 Détermination des paramètres pour la loi de commande par mode glissant classique.....	192
C2 Étude de la stabilité de la surface choisie.....	193
Références bibliographiques.....	194

Notations et Symboles

ANN	: Réseau de neurones artificiels
CC-PWM	: Commande par MLI en courant
DFOC	: Commande vectorielle directe à flux orienté
DSP	: Processeur digital de signaux
DTC	: Commande Directe du Couple
ERL	: Loi d'atteinte exponentielle
fcém	: Force contre électromotrice
FPGA	: Field programmable gate array
FOC	: Commande vectorielle à flux orienté
IFOC	: Commande vectorielle indirecte à flux orienté
IRFOC	: Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté
MAS	: Machine asynchrone
MRAS	: Système Adaptatif à Modèle de Référence
MCC	: Machine a Courant Continue
PID	: Régulateur proportionnel intégrale dérivative
MLI (PWM)	: Modulation de la largeur d'impulsion
SVPWM	: Modulation vectorielle de la largeur d'impulsion
RLC	: Commande de la phase d'atteinte
SMC	: Commande par mode glissant
VC-PWM	: Commande par MLI en tension
VSC	: Commande à structure variable
$[L_{ss}]$	: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques
$[L_{rr}]$	: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques
$[M_{sr}]$	: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques
l_{ms}	: Inductance mutuelle entre enroulements statorique
l_{mr}	: Inductance mutuelle entre enroulements rotorique
l_m	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor
L_s	: Inductance cyclique statorique
L_r	: Inductance cyclique rotorique
L_m	: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$	: Pulsations statorique, rotorique, et de glissement
Ω	: Vitesse de rotation mécanique
$\theta_s, \theta, \theta_{sl}$	: Angles électriques statorique, rotorique, et de glissement
$\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_i^*$	: Vecteur d'espace, et conjugué
$\bar{X}, \bar{x}$	: Grandeurs complexes
X	: Module
d, q	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
x_d, x_q	: Composantes des vecteurs dans le repère dq
α, β	: Axes correspondant au référentiel lié au stator
x_α, x_β	: Composantes des vecteurs dans le repère $\alpha\beta$
x^*, x_{ref}	: Valeur et grandeur de référence
$\tilde{x}$	: Valeur et grandeur observée

$\hat{x}$	: Valeur et grandeur estimée
ψ	: Flux total
v	: Tension
i	: Courant
Q	: Puissance réactive
$[T(\theta_i)]$	: Matrice de transformation de Park
R_s, R_r	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
T_e	: Couple électromagnétique
T_L	: Couple résistant
f_v	: Coefficient de frottement visqueux
J	: Moment d'inertie
p_p	: Nombre de paires de pôles
T_r	: Constante de temps rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
T_z	: Période d'échantillonnage
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel
K_p, K_i	: Gains des régulateurs PI
K_x	: Gains des grandeurs de commande
mn	: Minute
n	: Degré relatif
P	: Opérateur de Laplace
s	: Seconde
$S(x), S_x$	: Surface de glissement de la variable x
t	: Temps
t_r	: Tours
u	: Grandeur de commande
x_{eq}	: Grandeur de commande équivalente
x_n	: Grandeur de commande discontinue
$d_x, \Delta H$	: Largeur de bande

Introduction générale

Introduction générale

Les machines électriques ont acquis un intérêt distinctif par les experts, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

La machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu tant au domaine domestique qu'industriel. Son principal avantage découle de sa simplicité de conception mécanique et électrique (absence de bobinage rotorique (machine à cage) et de collecteur, structure simple, robuste et facile à construire.....). Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor, c'est pourquoi depuis longtemps on ne faisait appel à la MAS que dans les entraînements à vitesse constante.

Ce n'est qu'après la révolution en matière électronique-informatique et de l'électronique de puissance, que le domaine de l'entraînement à vitesse variable par des machines à courant alternatif a connu un essor considérable. D'autant plus que les processeurs numériques, tels que les DSP (Digital Signal Processor), les FPGA (Field Programmable Gate Array), spécialisés pour l'entraînement des machines électriques ont facilité l'implantation expérimentale. Ce n'est pas par hasard que les travaux autour de la MAS font l'objet d'intenses recherches dans plusieurs domaines que ce soit pour la synthèse de lois de commande, pour le calcul et l'optimisation du rendement ou pour l'élaboration d'une stratégie de diagnostic et de détection de défaillances. Ceci est confirmé vu que la présence de la MAS est ubiquitaire dans tous les secteurs industriels.

Par conséquent, et depuis de nombreuses années des solutions pratiques de la commande sont appliquées pour le contrôle de la MAS, notamment la commande scalaire qui occupe jusqu'à aujourd'hui une grande partie des applications industrielles à faible performance. Cependant, l'exigence croissante des secteurs industriels en termes d'objectifs et de performances liées aux possibilités accrues des moyens de calcul, stimulent la recherche fondamentale vers les cas qui ne pouvaient être envisagés auparavant. Ceux-là ont abouti à l'introduction de la commande vectorielle à flux orienté (*field oriented control*, FOC) qui a présenté de bonnes performances en régime transitoire et permanent. La grande particularité de cette stratégie s'appuie sur le fait que les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, où le contrôle devient de plus en plus efficace si cette connaissance est continue dans le temps (en-ligne). Mais cette évolution de contrôle ainsi que les performances réalisées s'en suit par de lourdes contraintes (complexité d'implémentation et sensibilité aux

variations paramétriques). De ce fait, d'autres chercheurs ont pu concevoir d'autres commandes comparables du côté performances mais moins coûteuses, en l'occurrence la commande directe du couple (DTC), celle-ci a fait ses preuves (très bonne réponse du couple, moins de dépendance paramétriques et moins de complexité lors de son implémentation), mais qui n'était pas sans inconvénients (ondulation du couple, fréquence de commutation variable et difficulté de contrôle en basse vitesse).

Jusqu'à nos jours et grâce aux évolutions multidisciplinaires actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent au développement des performances des méthodes de commandes susmentionnées.

C'est dans ce contexte que nos travaux de recherche ont été motivés par la comparaison expérimentale des performances de la commande vectorielle et de la commande DTC, ainsi qu'aux développements d'algorithmes de commande et d'observation avec estimation des paramètres de la MAS en prenant en considération les contraintes imposées par la réalisation pratique. Finalement on a tenu un intérêt spécial à la validation expérimentale par banc d'essai car c'est une étape essentielle de chaque nouvelle conception de loi de commande, surtout que les problèmes à résoudre sont multiples (par exemple, discrétisation de la commande, mise en œuvre en temps réel, etc.).

Pour ce faire, nous allons exposer notre travail via ce mémoire qui est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous présenterons un état de l'art étendu sur les travaux de recherche qui ont été consacrés aux différentes commandes dédiées particulièrement à la MAS. Nous discuterons par ailleurs des nouveaux concepts qui ont été appliqués entre autre à la commande DTC et plus précisément à la commande vectorielle ainsi qu'aux méthodes qui ont abordé la comparaison entre les-deux afin de mettre en évidence notre propre approche de comparaison. Nous terminerons notre synthèse bibliographique par la discussion des méthodes qui ont traité la suppression du capteur de vitesse et l'estimation des paramètres de la MAS.

Au deuxième chapitre nous décrirons la modélisation de la MAS à l'aide du modèle de Park où nous donnerons les modèles non linéaires sous forme de représentation d'état dans les différents repères utiles à ce travail. Ensuite on présentera le modèle de l'onduleur de tension où on évoquera les techniques de commande de l'onduleur de tension en mettant l'accent sur la technique de commande par régulateurs à hystérésis. Après l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté commandée en courant et la commande DTC, on exposera les résultats de simulation et pratique, mais avant cela on procédera à la

description de la plate-forme expérimentale qui servira à l'implémentation des algorithmes de commande développés. Finalement une description de la régulation par la logique floue sera détaillée car elle sera implémentée par la suite pour la réalisation d'une comparaison expérimentale entre les commandes IRFOC et DTC.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique sera consacrée aux concepts de base des systèmes à structure variable par mode glissant, et après avoir décrit la méthode classique, on procédera à la synthèse des lois de commande qui ont été élaborées et notamment la technique exponentielle de la phase d'atteinte (ERL) pour améliorer la robustesse et la réponse du système. Enfin, seront présentés les résultats et les conclusions après la mise en œuvre pratique.

Le quatrième et dernier chapitre sera dédié à la commande sans capteurs mécaniques par la MRAS et à l'estimation conjointe en-ligne des paramètres de la MAS par l'utilisation des réseaux de neurones. Pour ce faire, on procédera dans la première partie à l'étude théorique de la technique MRAS en évoquant ses différentes méthodes. Dans la deuxième partie on passera au procédé d'estimation des paramètres de la MAS et notamment la résistance statorique et l'inverse de la constante de temps rotorique en utilisant le concept de l'hyperstabilité de Popov. Après avoir décrit les principes des réseaux de neurones et leur application pour notre cas dans l'estimation des paramètres on passera à la mise en œuvre pratique et à l'interprétation des résultats obtenus.

Enfin, les conclusions de ce travail ainsi que les principales contributions à la recherche seront exposées. Les perspectives et d'autres idées de développement de ce travail clôtureront ce manuscrit.

Chapitre 1

***État de l'art de la commande et des méthodes
d'observation de la vitesse et d'estimation des
paramètres de la machine asynchrone***

1.1 Introduction

Les machines électriques sont les actionneurs les plus abondants dans les équipements de l'industrie et les installations tertiaires. Parmi tous les types de machines existantes, les moteurs asynchrones triphasés et notamment les moteurs à cage sont de loin les plus utilisés. Ces machines sont plus robustes et moins dispendieuses, et surtout nécessitent moins d'intervention de maintenance. Cependant, bien que leur commande par les équipements à base de contacteurs soit parfaitement adaptée pour un grand nombre d'applications, les développements permanents dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis l'essor des variateurs de vitesse non seulement pour ce moteur mais pour toutes les machines à courant alternatif dans la plupart des entraînements à vitesse variable. C'est le cas pour contrôler le démarrage et l'arrêt avec les démarreurs-ralentisseurs progressifs, ou pour le réglage précis de la vitesse avec les variateurs-régulateurs de vitesse.

L'exigence progressive des secteurs industriels en termes de performances liée aux progrès accrus des moyens de calcul, poussent la recherche vers des cas qui ont été omis jusque-là. En effet, étant donné que la machine asynchrone soit un système non linéaire multivariable, il reste un défi de grande envergure de maîtriser son comportement dynamique en variation de vitesse et de couple, car lorsque de hautes performances sont exigées, la connaissance quantitative des phénomènes transitoires est supposée établie. A cet effet, d'innombrables commandes ont été conçues dans le but d'exploiter au maximum les performances de la machine dans divers points de fonctionnement.

1.2 Commande de la machine asynchrone

Les différentes commandes peuvent être classées en deux grandes catégories : commandes linéaires et commandes non linéaires, parmi les commandes linéaires, il y a celles qui sont basées sur des régulateurs linéaires (du type PI, IP, RST ...), ou les commandes par retour d'état linéaire. Pour les commandes non linéaires nous citons celles basées sur les structures variables (à mode glissant d'ordre 1 ou 2), backstepping, H_{inf} ...

Les modes de contrôle se distinguent aussi par les grandeurs utilisées dans la commande (vectorielle lorsque les modules et les angles des grandeurs sont considérés, ou scalaire quand seuls les modules sont utilisés).

1.2.1 La commande scalaire

Si une dynamique élevée n'est pas visée, la commande de la machine asynchrone est réalisable par l'action sur la pulsation et les valeurs efficaces des tensions (ou des courants) statoriques, on parle alors d'une commande scalaire.

Les lois de commande propres à ce type de contrôle sont dérivées à partir des expressions issues du modèle de la machine en régime permanent (le couple est contrôlé en régime permanent avec un maintien du flux de la machine à une valeur fixe à l'aide du rapport $V/f = C^{st}$). Pratiquement, cette commande est parfois suffisante, notamment dans le cas de charge à forte inertie, mais sa performance se dégrade au fur et à mesure que la fréquence de l'alimentation diminue, en conséquence, la commande devient quasi inutilisable aux très basses vitesses, puisque des oscillations transitoires apparaissent dans le couple, et par conséquent, la mesure ou l'estimation des variables de commande devient médiocre.

La commande scalaire est jusqu'à nos jours beaucoup utilisée dans le domaine de l'industrie, puisqu'elle se caractérise surtout par sa simplicité d'implémentation, son coût réduit, et ce nonobstant ces limites. C'est pourquoi, il existe beaucoup de travaux récents qui ont eu pour objectif son amélioration en utilisant des techniques modernes tels que les régulateurs à logique floue [1,2], ou par l'adjonction d'algorithme de calcul utilisant la mesure des paramètres de la machine [3], mais cela risque d'augmenter la complexité de la commande. Quelques travaux l'ont même utilisée dans le domaine de la production de l'énergie électrique par les énergies renouvelables telle que l'éolienne [4] et la photovoltaïque [5].

Dans l'optique de concevoir des commandes plus performantes tant en régime dynamique qu'en régime permanent, de nouveaux concepts ont été introduits, connus par commandes vectorielles. Se sont la commande vectorielle à flux orienté (FOC) et la commande directe du couple (DTC).

1.2.2 La commande vectorielle à flux orienté (FOC)

Les origines de la FOC viennent de l'Allemagne. L'un des premiers, Hannakam a mis au point un modèle dynamique de la MAS par un ordinateur analogique en 1959. C'est alors qu'en 1964, Pfaff étudia le comportement dynamique de la MAS avec une alimentation à fréquence variable. Ces publications en conjonction avec ceux de Kovacs et Racz, sont devenues les piliers du concept de la commande vectorielle indirecte (IFOC) présenté par

Hasse en 1968. Par la suite, en 1971 Blaschke développa la commande vectorielle directe (DFOC) dans les laboratoires de Siemens. Ces deux méthodes proposèrent une orientation alignée au vecteur du flux rotorique. Elle a été commercialisée par la société Siemens au début des années 80 [6].

La commande vectorielle, a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée où le découplage entre les grandeurs commandants le flux et le couple est naturellement accompli.

Le fondement de la FOC s'appuie sur le principe que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou de l'entrefer, afin de produire deux composantes du courant; selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple). Selon la méthode d'acquisition de l'information du vecteur de flux, la commande vectorielle peut être qualifiée de directe DFOC, ou indirecte IFOC. Elle nécessite outre, l'information du module et la position du vecteur de flux, les calculs de transformé de Park, l'évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui ne pouvait pas se faire en pure démarche analogique. C'est pourquoi, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées de la micro-électronique.

Aujourd'hui, grâce à la commande vectorielle, les moyens de contrôler séparément les flux du stator et du rotor sur toute la plage de vitesse du moteur sont possibles. Il est donc envisageable de faire fonctionner le moteur asynchrone avec la loi de commande qui convient le mieux : commande en vitesse (ou position), en courant, à couple constant, à puissance (couple, vitesse angulaire) constante, etc. En effet, l'association de la commande vectorielle intégrée dans les variateurs de vitesses et la MAS, offrent une aptitude à répondre aux besoins spécifiques de la plupart des applications industrielles. A titre d'exemple, nous citons la contribution de la commande vectorielle de flux au cœur des applications de manutention (convoyeurs, palettiseurs, enrouleurs), de pompage (pompes, centrifugeuses, extrudeuses, ventilateurs), de levage (grues, ponts roulants, ascenseurs) et d'emballage (encaisseuses, étiqueteuses, remplisseuses, banderoleuses), les fonctions communes sont résumées dans le tableau 1.1 suivant [7] :

- Tableau 1.1 Domaines d'application de la commande vectorielle associée à la MAS.

Fonctions	Applications			
	Manutention	Pompage	Levage	Emballage
Commande en couple	✓	✓		✓
Freinage			✓	✓
Équilibrage	✓	✓		✓
Positionnement	✓		✓	
Mesure de charge			✓	

Cependant, malgré les performances accrues que présente cette technique, elle fait l'objet de quelques inconvénients, car en réalité, l'influence des incertitudes paramétriques constitue le défaut majeur inhérent à cette commande. En effet, les régulateurs PID classiques (qui occupent d'ailleurs la majorité des applications industrielles à retour d'état) ne sont malheureusement, malgré l'expérience acquise au fil des ans, pas toujours satisfaisants, ni adaptés au processus à régler s'ils sont confrontés aux incertitudes internes et externes. À cet égard, et jusqu'à nos jours, d'innombrables travaux de recherche occupent la littérature scientifique, connus par la désignation « commandes avancées » leur but est de changer la dynamique du système en rendant sa réponse plus stable et suffisamment rapide, et surtout pallier les inconvénients que présente la commande originelle dont la sensibilité aux incertitudes. Le terme « avancées » vient du fait qu'elles utilisent les dernières avancées des théories de l'automatique pouvant être implantées, autant que permettent les avancées en micro-électronique. En effet, depuis quelques années, grâce au développement de calculateurs rapides -temps réel- et de leur intégration dans des cartes électroniques (DSP, FPGA etc.), on exploite de plus en plus les capacités des machines électriques. Et pour mieux situer notre travail nous allons faire un panorama sur les commandes « avancées » de la MAS.

1.2.2.1 Commandes avancées de la MAS

Parmi les commandes développées pour le contrôle vectoriel à flux orienté de la MAS on peut citer les commandes mono et multivariées robustes, où sont utilisés les modèles simples et sujets d'incertitudes, mais pour cela, la commande doit être amplement robuste, de sorte que les propriétés de l'asservissement puissent être garanties en dépit des différentes sources d'incertitudes de modèle. Dans [8], les auteurs ont présenté un contrôleur dit robuste pour la régulation de la vitesse et l'orientation du flux rotorique, en utilisant la technique H_{∞}

où la stabilité a été réalisée avec la synthèse μ . Les résultats de simulation ont montré une réponse dynamique relativement bonne avec un parfait découplage des composantes du flux, néanmoins, l'implémentation de cette méthode semble très onéreuse et moins fiable car les paramètres de la machine ont été supposés fixes dans le temps et leur variabilité n'a pas été testée. L'auteur de [9] a utilisé la même technique de régulation où il a conclu après une comparaison expérimentale avec d'autres méthodes qu'elle présentait une dynamique plutôt lente, mais avait tout de même une bonne stabilité.

L'introduction des régulateurs intelligents tels basés sur la logique floue (fuzzy logic) établie au début des années 1965 par le professeur Zadeh [10], et les réseaux de neurones par McCulloch et Pitts [11], a permis d'ouvrir d'autres horizons dans le domaine de la commande de la machine asynchrone, surtout que ce type de régulateurs ne requiert pas de modèle précis.

Parmi les travaux originels on peut citer [12] où les auteurs ont proposé une structure plutôt complexe par le fait qu'il existe essentiellement deux contrôleurs flous, en outre, les performances lorsque les paramètres de la machine changent n'ont pas été abordé. Dans [13], les auteurs ont appliqué deux types de régulateurs flous au contrôle vectoriel indirect de la position, en conséquence, la réponse transitoire et l'erreur statique sont améliorées par un contrôle standard et un contrôle précis respectivement. La méthode a présenté une robustesse lors des perturbations ainsi qu'en petites variations (10%) de la résistance rotorique. Aussi, les auteurs dans [14] ont conclu que les régulateurs flous sont capables d'améliorer la dynamique de poursuite sous des perturbations externes, ou lorsque le contrôle vectoriel du système d'entraînement subit un découplage imparfait en raison de variations dans la constante de temps rotorique. Toutefois, l'application des régulateurs flous classiques (ou type-1) a fait face à certains inconvénients, car outre leurs grands efforts de calcul lors de la mise en œuvre expérimentale, ils ne pouvaient pas s'adapter aux changements des conditions de fonctionnement, comme la variation excessive des paramètres [15]. Par conséquent, afin de garantir des performances de commande optimale sur une large gamme de variations des paramètres et des conditions de fonctionnement, certaines formes d'adaptation se sont révélées nécessaires comme ceux dans [16,17], ou d'autres méthodes qui ont utilisé les nouveaux concepts des régulateurs flous type-2 [18,19].

Quant aux réseaux de neurones, ils sont surtout connus dans le domaine de l'identification, leur introduction au boucle de contrôle a connu un essor considérable vu leur propriété intrinsèque d'être adaptatifs et tolérants aux défauts. Ils ont été utilisés dans plusieurs cas de

figure, notamment : la commande rapprochée [20], la régulation des courants statoriques [21], la boucle éloignée [22], et dans le découplage de la commande [23], les auteurs de [24] ont réalisé un prototype de la commande vectorielle par DSP basé sur un contrôleur neuronal dans la boucle des courants incluant la transformation de repère, toutefois, toutes ces méthodes utilisant l'apprentissage hors-ligne (off-line training) ne répondaient pas à toutes les performances exigées dans certaines conditions de fonctionnement, alors même que les solutions qui ont proposé des méthodes d'identification et de contrôle en même temps [25, 26], ou adaptatives comme dans [27] où les paramètres du régulateur correspondant aux ensembles des différentes variables de la commande sont trouvés et utilisés pour adapter les poids du réseau de neurones et ensuite les injectés dans le régulateur, augmentaient la complexité de la commande. C'est alors que Wishart [28] a utilisé l'apprentissage en-ligne (on-line training) aux boucles de régulations des courants statoriques et de la vitesse de rotation, mais il s'est heurté aux limites des calculateurs de l'époque. Toutefois, au fur et à mesure que le développement des moyens de calcul puissants rendait cela possible, cette technique a gagné l'intérêt des chercheurs désirant de plus amples performances. En effet, l'adaptation de paramètres dans [29] a été réalisée par auto-tuning des poids et des biais en fonction d'une équation d'erreur choisie. Les auteurs de [30] ont proposé un contrôleur neuronal adaptatif qui émule la loi de commande de linéarisation par retour d'état. Dans [31] les auteurs ont repris le travail de [28] où ils ont proposé un algorithme d'apprentissage basé sur la théorie de Liapunov afin d'améliorer la vitesse d'apprentissage par rapport à l'algorithme de retro-propagation couramment utilisé.

Pour profiter des avantages et minimiser les inconvénients des deux méthodes cités, quelques articles ont préféré l'utilisation des méthodes hybrides et tiré un meilleur compromis entre la régulation floue et neuronale, les résultats obtenus étaient plus ou moins satisfaisantes [32, 33].

D'autres techniques d'optimisations qui imitent le comportement biologique humain sont utilisés pour approcher ou avoir une solution optimale dans la commande de la MAS tels que; l'algorithme génétique qui s'est basé sur la théorie de l'évolution par un processus d'optimisation résultant du meilleur individu (survivant) [34, 35], ou le mécanisme de traitement des émotions dans le cerveau, basé essentiellement sur une sélection d'action qui repose sur les entrées sensorielles et les signaux émotionnels, les régulateurs proposés dans [36] sont appelés contrôleurs intelligents à base d'apprentissage émotionnel cérébrale, où ils

ont été utilisés comme régulateurs du flux et de la vitesse et réalisés expérimentalement via une carte FPGA.

Il y a eu aussi un intérêt croissant au cours des deux dernières décennies, pour comprendre et utiliser les comportements collectifs des colonies d'insectes sociaux, ainsi que d'autres sociétés animales qui sont en mesure de résoudre les problèmes tels les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), ou d'abeilles (BCO), et plus particulièrement l'optimisation d'essaim de particules (Particle Swarm Optimization (PSO)). Citons quelques travaux qui ont été appliqués à la commande de la machine asynchrone [37, 38, 39].

La commande prédictive a prouvé à travers de très nombreux travaux ses avantages importants tels que la stabilisation et la prise en compte des contraintes. Pour qu'un système de commande prédictif soit mis en œuvre, un modèle discret interne de prédiction pour le régulateur est nécessaire, son but est de prédire la trajectoire des variables d'état sur autant d'intervalles d'échantillonnage requis. Le succès de cette stratégie de commande avancée réside principalement dans la manière d'inclure les limitations sur les variables du système dans l'étape de calcul de la loi commande. Par contre son majeur inconvénient est le temps de calcul assez lourd qu'elle requiert. Parmi les chercheurs qui se sont intéressés à l'application de la commande prédictive à la commande de la MAS on peut citer; [40] qui ont proposé et implémenté sur carte FPGA un régulateur de courant prédictif, ou bien dans [41] qui ont mis en œuvre une stratégie simple à implémenter d'une commande prédictive à modèle explicite, et dans [42] où a été proposé une commande prédictive du flux et de la vitesse basée sur un modèle d'état linéarisé.

D'autre part, les commandes qui ont suscité plus d'attention sont plus particulièrement celles qui utilisent les théories des structures variables par mode de glissement, communément appelées contrôle par mode glissant (Sliding Mode Control, SMC), il n'est pas difficile de s'en rendre compte car une simple recherche sur google scholar avec comme mots clés - sliding mode control -retourne environ 1 340 000 résultats -Juillet 2014-). Leur principale caractéristique est qu'elles peuvent changer la loi de commande très rapidement pour conduire les états du système depuis n'importe quel état initial vers une surface de glissement spécifié par l'utilisateur, et d'y maintenir ces états qui eux même garantissent la stabilité du système. Cette technique est un cas particulier de la théorie des systèmes à structure variable issue du travail présentée par Filippov en 1960, l'utilisation de cette théorie date de la parution des travaux d'Emelyanov [43-book] et d'Utkin [44]. Le contrôle à structure

variable (VSC) est connu comme un moyen très efficace pour traiter avec les systèmes ayant l'incertitude bornée, cette fonction est très utile pour les commandes d'entraînement à vitesse variable avec des paramètres et des charges variables, à commencé par Sabanovic et ses co-auteurs [45] qui ont été les premiers à avoir appliqué la théorie des structures variables par mode glissant à la MAS à travers la boucle interne de courant dans une commande vectorielle. Cependant, la commande SMC n'est pas toute à fait sans problèmes, en effet quelques difficultés sont typiquement liées à cette technique tels que le broutement (*Chattering*), les effets des dynamiques non modélisés, et l'amélioration de la robustesse restent les défis de recherche qui ont sans cesse attiré l'attention de la communauté des chercheurs. Diverses approches ont été développées pour répondre à ces problèmes, mais il n'y a toujours pas une solution panacée, à commencer par ceux qui ont introduit de nouvelles formes de surfaces de commutations afin d'augmenter la robustesse et de réduire l'erreur statique, à savoir des surfaces non-linéaires [46, 47], des surfaces qui contiennent un terme intégrale comme dans [48, 49], ou des surfaces imitant les formes proportionnelles-intégrales-dérivées (PID) [50]. Ou encore des surfaces variables dans le temps qui prennent les conditions initiales en considération pour augmenter le temps de réponse et éliminer la phase d'atteinte [51]. Toutefois, trouver des fonctions non linéaires entraîne des difficultés analytiques telles que le choix de la structure de la fonction non linéaire et la définition des paramètres de la fonction non linéaire [52], et les surfaces variables peuvent ne pas être robustes pendant la phase de changement. La commande backstepping basée sur le contrôle par mode glissant a aussi donné des résultats satisfaisants [53,54].

L'utilisation des outils à base de l'intelligence artificielle est par fois très utile lorsque les modèles des systèmes sont fortement non-linéaires et dont la synthèse des coefficients de la commande devient fastidieuse, c'est pourquoi les auteurs de [55, 56, 57] ont introduit la logique floue et les réseaux de neurones respectivement dans la commande équivalente, mais au risque d'augmenter le temps de calcul.

C'est une opinion bien connu que l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant est le phénomène de broutement [58]. Sa cause vient des oscillations du signal de commande liés à la nature discontinue de la loi de commande à une fréquence et une amplitude qui ne peuvent être tolérées dans certaines applications pratiques, et plus particulièrement électromécaniques, ce phénomène nuisible est causée aussi par les dynamiques négligées lors de la mise en œuvre en temps discret [59]. Plusieurs méthodes ont été développées afin de traiter le phénomène de broutage, la première d'entre elles consistait en une approximation

continue souple de la loi de commande discontinue, où une bande de largeur prédéfinie sur les deux côtés du plan de glissement est introduite [60], elle peut même être approchée par la logique floue [61, 62, 63], ou par les réseaux de neurones [64]. Ces méthodes peuvent réduire le broutement mais au prix de perdre l'invariance du mode glissant qui est la principale caractéristique de cette technique [65]. Les formes des contrôleurs discrets ont été utilisées par des auteurs comme dans [66, 67], ces méthodes étaient efficaces contre les variations paramétriques, mais la robustesse vis à vis des perturbations externes a été dégradée. D'autres travaux ont introduit de nouvelles surfaces de commutation; comme les surfaces non linéaires [68], ou dans [69] qui ont apporté des modifications sur la surface de commutation en utilisant les règles de la logique floue, mais ces structures rendent l'implémentation du contrôleur plus complexe et affectent la convergence du système. L'utilisation d'un compensateur flou en parallèle avec le régulateur par SMC dans [70] a donné de bon résultats et a bien réduit le broutement, mais le degré de complexité de système a été augmenté. Aussi, d'autres travaux ont porté des contributions dans le contrôle adaptatif par mode glissant où les gains de la commande discontinue sont rendus variables selon leur proximité de la surface de commutation en utilisant la méthode de Lyapunov [71, 72], ou en utilisant l'intelligence artificielle tel que les réseaux de neurones [73] ou les principes de la logique floue [74]. L'approche, appelée SMC d'ordre supérieur a été proposée surtout afin de réduire le phénomène de broutement et assurer la convergence en un temps fini tout en gardant la robustesse acquise du contrôle par mode glissant dit d'ordre un [75]. En effet, au lieu d'influencer la première dérivée temporelle de la variable de glissement, la fonction discontinue (signe) agit sur la dérivée d'ordre supérieur, et ainsi le problème de broutement est évité en supprimant la discontinuité de la commande lorsqu'elle est intégrée [76]. Les articles [77, 78] ont proposé des contrôleurs du second et d'ordre supérieur respectivement, cependant, malgré l'atténuation du broutement, ces méthodes sont trop complexes (précision lors du design des paramètres de la commande choisie de façon à satisfaire la condition de convergence en temps fini, ce qui nécessite la bonne connaissance des paramètres du système) et difficiles à mettre en œuvre dans la pratique.

La robustesse de la commande par SMC peut être améliorée en réduisant le temps nécessaire pour atteindre le mode de glissement, ou peut être garantie au cours des intervalles entiers de l'action de commande en éliminant la phase d'atteinte. De ce fait, et à la fin de ce siècle, un nouveau concept appelé méthode de commande de la phase d'atteinte (reaching law control RLC) a été introduit dans la synthèse de la commande par mode glissant [79]. Dans

cette méthode, la dynamique d'erreur est spécifiée dans la phase d'atteinte, à l'aide d'une sélection appropriée des paramètres, la qualité dynamique du système peut être améliorée et le broutement est supprimé. Beaucoup de chercheurs ont prêté attention à cette approche, dans [80] les auteurs l'ont appliqué dans la commande d'un moteur à aimant permanent et ont obtenu de meilleures performances par rapport aux méthodes précédentes. Les résultats ont montré que, la méthode proposée donne un temps de réponse rapide avec un bon rejet des perturbations, mais la robustesse du système contre les incertitudes paramétriques n'a pas été mise en évidence. Dans [81] les auteurs ont proposé une méthode dite « exponential reaching law » tel que, selon la distance entre les états initiaux et la surface de glissement, les états du système peuvent atteindre rapidement la surface de commutation quand ils sont loin d'elle, et la vitesse devient lente lorsque les états sont en proximité. La méthode proposée donne au système plus de rapidité sans oscillations de haute fréquence (broutement) dans de différents points de fonctionnement.

Au cours des trois dernières décennies, la demande croissante pour la sécurité, la fiabilité, et la continuité du service dans les procédés industriels a motivé la recherche significative dans la détection et le diagnostic et plus récemment, sur les systèmes de contrôle tolérant aux défauts (Fault-Tolerant Control systems -FTC-). Ceux-ci pouvant accommoder des défauts entre les composantes du système automatiquement pour répondre à la demande de la robustesse du système. Deux méthodes sont distinguées, les méthodes passives et les méthodes actives. Lorsqu'une machine est alimentée sous phases manquantes et/ou lorsque l'inertie augmente largement, cela se traduit par de fortes oscillations est une mauvaise performance de poursuite, ce cas de figure a été étudié par [82] où les auteurs ont proposé d'appliquer deux commandes tolérantes aux défauts (par logique floue et par mode glissant) à une MAS à six phases, les auteurs ont conclu que les performances des deux méthodes sont remarquables et assez proches surtout qu'elles ont présenté une stabilité accrue, cette technique est classée dans les méthodes passives. Les méthodes d'identifications et d'ajustements des paramètres de la commande sont connues comme actives dans le domaine de la FTC, parmi elles, celle qui a été utilisée par [83] pour la minimisation des ondulations de la vitesse lorsque les barres sont en défaut, la technique consiste en un régulateur neuro-flou qui compense les effets dus à un cassement de barres en minimisant les ondulations de vitesse liées aux fréquences appliquées, au lieu de travailler directement sur les basses fréquence présentées par un moteur défectueux. Une autre approche a été présentée dans [84] pour la commande d'un véhicule électrique par MAS, où deux contrôleurs ont été utilisés,

l'un dans le mode sein et l'autre entre en service lors de la détection d'un défaut au niveau du capteur de vitesse. Il est évident que les dernières méthodes sont plus performantes mais sont plus fastidieuses, à l'inverse des premières qui demandent moins de temps de calcul au processeur mais qui ne répondent qu'à des cas prévus et tenus en compte lors de la synthèse [85].

1.2.3 La commande directe du couple (DTC)

Dans le cadre de l'entraînement électrique considéré dans cette thèse, nous nous sommes aussi intéressés à la commande directe du couple et du flux (CDCF). Les recherches ont été dédiées initialement pour les machines à induction en 1985 par Takahashi abrégé (DTC) et Depenbrook (DSC). L'abréviation DTC (pour Direct Torque Control) a été finalement retenue par la firme ABB qui l'a commercialisée pour la première fois en 1995, et on apporte jusqu'à aujourd'hui des améliorations étendues même aux autres types de moteurs lorsque de très grandes puissances entrent en vigueur [86].

Le fondement de cette méthode repose sur le contrôle du couple et du flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commandent directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la DTC qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus, en outre, la fréquence de commutation risque de dépasser les limites des organes utilisés [87].

À l'instar de la commande vectorielle, d'innombrables travaux sont issus des deux formes de base proposées par Takahashi et Depenbrook ayant pour but d'améliorer les performances et de pallier les problèmes inhérents à cette technique. Vu le nombre important des articles dans ce domaine nous allons se restreindre à citer un échantillon sur les principaux axes d'intérêts des chercheurs qui ont voulu contribuer à l'amélioration de la DTC. Il y a des auteurs qui se sont intéressés à la commande de l'onduleur en utilisant la technique de modulation MLI vectorielle (space vector modulation) [88], son principe est d'imposer le vecteur de tension approprié par modulation vectorielle d'espace, les ondulations sont ainsi réduites et la fréquence de commutation est devenue quasi constante. D'autres contributions

ont été portées à la table de commutation, soit en appliquant un nombre de vecteurs plus grand que ceux appliqués en DTC classique comme dans [89], ou en utilisant l'intelligence artificielle soit pour adapter la bande d'hystérésis [90], soit pour optimiser la table de commutation [91].

1.3 Comparaison entre FOC et DTC

La DTC acquiert plusieurs avantages : elle est moins dépendante des paramètres, considérer intrinsèquement sans capteur, simple à implémenter, le couple développe une réponse dynamique assez rapide, et la commande ne demande pas de régulateurs de courants ni de transformations de coordonnées. Toutefois, elle souffre d'oscillation des courants, et de l'ondulation du couple en régime permanent surtout en basse vitesse, outre le problème de la fréquence qui n'est pas constante. La commande vectorielle quant à elle, présente une bonne dynamique, elle est plus stable, et a une fréquence de travail nettement inférieure et constante [92].

En fait, depuis son apparition, une grande rivalité s'est installée entre la DTC et la commande vectorielle, dès lors, plusieurs études comparatives alimentent constamment la littérature pour en tirer le meilleur comportement vis-à-vis des techniques avancées qui se présentent dans la communauté intéressée par la commande des machines électriques. Prenant en considération l'intérêt industriel de ces grandes techniques, plusieurs chercheurs ont pris la tâche de les comparer soit par la simulation ou plus authentiquement par l'expérimental, mais chaque auteur avait ses visions et ses buts.

Les articles les plus populaires qui ont traité la comparaison entre ces deux techniques sont regroupés dans [93-99]. Dans l'article [93], les résultats de la comparaison ont abouti à une légère avance de la DTC comparé à la FOC en termes de dynamique de contrôle du flux et de la complexité d'implémentation. Dans [94], l'article a comparé la forme discrète de la DTC à modulation vectorielle (DSVM) avec la commande vectorielle directe (DFOC), le comportement de cette dernière en régime permanent a été caractérisé par moins d'ondulation sur les courants par rapport à la DTC, par contre en régime transitoire la DTC a présenté une réponse du couple bien meilleur en termes de temps de montée et de dépassement. Dans la référence [95], la commande FOC a montré une dynamique plus lente mais avait plus de performance en régime permanent. Les auteurs de la référence [96] ont conclu qu'entre la DFOC et la DTC, la première était moins sensible vis à vis des paramètres, et que les ondulations du couple pour la DTC étaient plus forte comparées à la DFOC mais toutes les

deux avaient une réponse dynamique assez bonne. Les résultats de l'article [97] ont montré que les deux techniques présentaient un niveau similaire du côté de la réponse transitoire du couple, cependant la DTC était moins performante en basses vitesses avec beaucoup d'ondulation du couple et des courants, par contre la FOC se désavantageait par la grande sensibilité paramétrique comme il y avait une difficulté à mettre en œuvre la boucle de régulation des courants.

De récents travaux ont été consacrés pour la comparaison de ces deux grandes méthodes, comme dans [98] où l'article a réalisé une étude comparative entre la FOC, la DTC, et la DTC-SVM pour l'amélioration du rendement d'un véhicule électrique. Les auteurs ont conclu que la DTC exhibait une réponse dynamique meilleur que la FOC mais la forme des courants présentait plus de distorsion, par contre la DTC-SVM montrait les mêmes performances dynamiques avec moins de distorsion des courants et moins d'ondulation sur le couple. Dans l'article [99] une commande vectorielle en courant IFOC a été comparée à une DTC avec une table de commutation optimisée pour la commande d'une machine synchrone à aimant permanent. En ce qui concernait le comportement transitoire et pendant le changement de signe de la référence de la vitesse, la DTC a présenté les meilleures performances.

La meilleure technique sera donc celle qui sera améliorée en terme de robustesse en vers les incertitudes internes et externes et en terme de réponse dynamique, tout en restant moins compliquée à l'implémentation industrielle.

1.4 Observation et estimation de la vitesse et des paramètres de la MAS

1.4.1 Observation de la vitesse de rotation

Tous les spécialistes dans notre domaine sont en accord sur le fait que les capteurs (surtout mécaniques) augmentent le coût et la complexité de la commande. En effet l'utilisation de capteurs de vitesse/position (tel que des génératrices tachymétriques, résolveurs, ou codeurs incrémentaux) nuit à la robustesse et la fiabilité des commandes pour de multiples raisons. D'abord placé sur l'arbre de la machine le capteur augmente le volume et le coût global du système, en effet dans les machines à petites puissances (2 à 5 kW) le coût du capteur est environ semblable à celui de la machine, aussi pour les machines à 50 kW, le coût est de 20 à 30% par rapport au coût de la machine elle-même [100]. De plus, le placement du capteur nécessite des modifications sur l'arbre de la machine et requiert un montage délicat et une attention spéciale aux bruits de mesure.

Sur ces faits, d'innombrables travaux ont fait leur apparition depuis quelques décennies et la recherche continue jusqu'à l'heure actuelle. Connu par « commandes sans capteurs mécaniques (sensorless drives) », ce type de commande peut être divisé en trois catégories principales : les méthodes d'estimation en boucle ouverte [101], les méthodes fondées sur le modèle de la machine connue par les méthodes déterministes, stochastiques, et les observateurs d'états [102-103-104], et finalement les méthodes qui se basent sur l'anisotropie de la machine tels que les harmoniques dues à la saillance et les méthodes d'injection de signal à haute fréquence [105-106].

Les principales contraintes communes qui concernent l'estimation de la vitesse sont liées à la dépendance des paramètres du moteur, de la bande passante de l'estimation et du comportement dynamique. Chacune des catégories précitées présentent des inconvénients, la première n'utilise que les équations de la machine qui sont strictement liées à son modèle et à ses paramètres. La stabilité de la seconde catégorie est limitée par les gains d'observation qui sont fonction des paramètres de la machine et de la vitesse, les points de fonctionnement (vitesse élevée / faible, ou à l'arrêt), et également la limite provoquée par le modèle discret de l'observateur nécessaire pour la mise en œuvre en temps réel. Les méthodes de la troisième catégorie nécessitent une analyse de spectre, qui, en plus d'être des procédures fastidieuses, présentent des limitations dans la plage de commande de la vitesse.

Les sources de déréglage des commandes peuvent se diviser en deux classes : la variation des paramètres des machines, et les phénomènes omis lors de la modélisation comme la saturation magnétique, et les pertes fer, ou encore les bruits parasites de la charge, cependant ces derniers ont une influence relative [107].

1.4.2 Estimation des paramètres

Il est évident que la précision des paramètres soit le facteur commun de stabilité entre tous les procédés de commande surtout lorsque ceux-ci sont sans capteurs. C'est pourquoi, de nombreux articles récents se sont souciés de l'identification des paramètres des machines comme c'est le cas dans [108, 109] où les auteurs ont proposé des algorithmes pour l'identification en-ligne des paramètres de modèle de la MAS. Les premiers ont utilisé les réseaux de neurones linéaires adaptatifs (ADALINE) pour une double approximation en hautes et basses fréquence du modèle de la machine, ensuite par la moyenne ils ont identifié les paramètres. Les seconds ont proposé un algorithme des moindres carrés récursif pour identifier les paramètres électriques du modèle de la MAS.

Par ailleurs, beaucoup d'autres ont proposé des techniques de commandes avancées sans capteurs introduisant l'estimation des paramètres en ligne dans la boucle de contrôle, par exemple: dans l'article [110], deux algorithmes parallèles d'identification de la vitesse et de la résistance statorique ont été introduits pour résoudre le problème de la variation de la résistance, la méthode est basée sur un observateur de courant à mode glissant combiné avec la théorie d'hyperstabilité de Popov. Les auteurs de [111] ont utilisé un observateur adaptatif avec l'estimation et le réglage en-ligne des résistances rotoriques et statoriques, la méthode proposée a de bonnes performances, mais l'étude n'a pas été étendue lors de l'application des consignes à grande ou à vitesse nulle. Dans [112] un observateur utilisant les systèmes à structure variable et l'approche de Lyapunov ont étaient utilisées pour l'estimation de la vitesse et de la résistance du rotor, les auteurs ont aussi tenté de résoudre le problème d'intégration du flux par un filtre passe-bas, la méthode a présenté de bonnes performances en haute vitesse au régime permanent mais pas au régime transitoire en particulier en basse vitesse. Certains chercheurs ont tenté de combiner les méthodes mentionnées ci-dessus, tels qu'un observateur Luenberger-mode glissant [113] ou l'observateur d'état du flux avec la méthode d'injection de signal [114]. Les auteurs de [115] ont présenté un observateur à grands gains pour permettre à la fois l'estimation des résistances du rotor et du stator ainsi qu'à la détection de court-circuit au rotor. Toute fois la méthode n'utilise pas une estimation conjointe en mode sans capteur de vitesse, et présente de sérieux problèmes en vitesse nulle.

En plus des approches sans capteurs cité ci-dessus, il est prouvé que la MRAS (Model Refrence Adaptive System) a été l'une des meilleures techniques proposées dans la littérature, grâce aux excellentes performances qu'elle présente en termes de simplicité, très bonne stabilité, et moins d'effort de calcul. La méthode MRAS est constituée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (ou adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant du signal considéré (vitesse, résistance, etc...) alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de la Popov d'hyperstabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (originellement un régulateur PI) qui génère le signal désiré. Depuis l'introduction de la MRAS basée sur les flux par Schauder [116], une activité de recherche approfondie est réalisée jusqu'à nos jours visant à exploiter ses fonctionnalités et de tenter d'améliorer ses performances en termes de sensibilité à la variation des paramètres et du problème d'intégration pure. La première tentative était par les auteurs de [117] qui ont utilisé la MRAS basé sur la force contre électromotrice (f_{cem}) pour améliorer la plage

d'estimation de la vitesse et de réduire la dépendance aux paramètres, cependant, la méthode dépendait toujours de la résistance du stator, en plus il fallait différencier le courant statorique [118]. Une autre forme de la puissance réactive instantanée a été développée dans [119] où une estimation en très faible vitesses a pu être atteinte, mais pas à la vitesse zéro.

D'autres chercheurs se sont inspirés de ces méthodes. Dans [120], un modèle de courant adaptatif utilisant un réseau de neurones linéaire a été conçu avec apprentissage en ligne par l'intermédiaire d'un algorithme de moindres carrés ordinaire (OLS). C'était une amélioration de [121] qui utilise un algorithme non linéaire du réseau à rétro-propagation (BPN). L'algorithme OLS assure une meilleure précision et une stabilité en le comparant avec BPN, mais à faible vitesse une erreur statique se produit en charge nominale. Dans [122], une nouvelle stratégie MRAS basée sur l'erreur des courants statoriques a été développée, où le courant statorique mesuré de la MAS utilisé comme modèle de référence, est comparé au courant statorique estimé en utilisant le modèle de tension-courant, L'erreur est alors, introduite dans un mécanisme d'adaptation modifié. Les études théoriques et expérimentales approfondies ont montré les bonnes performances de la méthode proposée sur une grande plage de vitesse avec un fonctionnement stable même lors de la variation des paramètres. Toutefois, les auteurs ont mentionné des erreurs quand une référence à vitesse zéro a été sollicitée, d'autant plus que l'estimation en ligne des paramètres a été omise. La méthode proposée dans [123] utilise la différence entre le couple de référence et le couple électromagnétique mesuré pour obtenir l'information de la vitesse. Et pour éliminer la sensibilité à la résistance du stator, un algorithme de compensation adaptatif de la résistance statorique est appliqué. Le concept de la puissance réactive a été repris dans [124], dans lequel la puissance réactive instantanée est utilisée dans le modèle de référence, tandis que, la formule de la puissance réactive en régime permanent est considérée pour le modèle ajustable. Cette méthode ne nécessite pas le calcul du flux et donc réduit la charge de calcul, mais la performance de cet estimateur pendant les phases transitoires n'était pas assez bonne. Par des techniques plus récentes quelques chercheurs ont choisi de faire des contributions en remplaçant le régulateur PI classique utilisé dans le mécanisme d'adaptation en utilisant de nouvelles stratégies fondées sur, le mode de glissement, la logique floue, et les stratégies des réseaux de neurones comme dans [125,126].

Dans le contexte de la complémentarité entre la commande et l'estimation de paramètres en ligne à travers la technique MRAS, d'importantes recherches ont été dédiées pour les méthodes d'adaptations des paramètres. En effet, les auteurs de [127] ont joint l'estimation de la constante de temps rotorique (T_r) à la MRAS basée sur les flux, l'action de correction des paramètres proposée est très pratique à mettre en œuvre et a le potentiel d'éliminer certains inconvénients par rapport à des travaux déjà publiés, cependant, il est à noter que le résultat de l'estimation est altéré par l'erreur d'estimation de la tension qui à son tour affecte la précision de l'estimation du vecteur du flux rotorique de référence, et peut donc introduire des offsets indésirables à la sortie qui conduisent à une erreur sur l'estimation de T_r . Les auteurs de [128] ont proposé une MRAS qui repose sur la puissance active en utilisant les signaux des courants statoriques réels et estimés pour l'estimation la résistance rotorique d'une MAS. Cette méthode est ensuite comparée aux méthodes basées sur la puissance réactive et sur le couple électromagnétique. Les auteurs affirment que la méthode proposée est bien supérieure à ces rivaux, mais la stabilité dans le mode de récupération n'a pas été vérifiée, tout aussi bien qu'aux références de basses vitesses. Dans l'article [129], une combinaison entre un observateur par filtre de Kalman pour estimer le flux rotorique et un observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse a été réalisé. De plus, la résistance statorique a été estimée en utilisant le modèle mathématique du moteur à induction lorsque le repère tournant au synchronisme est aligné avec le vecteur de courant statorique. Outre les tests expérimentaux qui n'ont pas été faits, les simulations ont révélé des difficultés dans l'estimation de R_s aux grandes vitesses.

1.5 Conclusion

Après avoir parcouru les différents axes de recherches et sonder les tendances actuelles sur les commandes avancées des machines électriques et surtout celles de la machine asynchrone, nous avons pu dès lors tracer les grandes lignes de notre travail qui essentiellement a pour but le développement et la conception d'une commande avancée de la MAS. Notre contribution va s'orienter sur les aspects suivants :

- Pour les techniques de contrôle on a opté pour deux commandes distinctes : La commande vectorielle à flux rotorique orienté, commandé en courant par des comparateurs à hystérésis car elle contient moins de régulateurs, moins de transformations entre repères, et donc elle est plus simple à implémenter en pratique. On a choisi également la commande directe du couple (DTC) qui est en fait en constante

rivalité avec la commande vectorielle. On va donc étudier leurs comportements et effectuer une comparaison pratique lorsqu'on leur applique des techniques de commandes avancées.

- Pour la robustesse de la commande, on a choisi la régulation à structure variable par mode glissant vu les grandes performances accrues qu'elle présente en termes de robustesse et simplicité lors la mise en œuvre pratique surtout qu'elle ne requiert pas un temps de calcul onéreux. Cependant, et pour surmonter les inconvénients liés à cette méthode on a procédé à travers deux stratégies, la première consiste à utiliser un terme intégral dans la surface de commutation pour améliorer les performances en régime permanent, et la deuxième consiste à étendre la robustesse de la méthode durant le régime transitoire (la phase d'atteinte) tout en minimisant le phénomène du broutement, pour cela, on a introduit une loi exponentielle dans la commande de la phase d'atteinte qui va jouer en fait deux rôles, réduire le temps de la phase d'atteinte et rendre le gain de la commande adaptatif ce qui atténue considérablement les effets du broutement.
- La dernière étape concerne le procédé d'élimination du capteur de vitesse par l'utilisation de la technique MRAS avec contribution sur l'estimation conjointe de la résistance statorique et de l'inverse de la constante de temps rotorique de la MAS en ligne en utilisant les réseaux de neurones artificiels. Une technique qui va s'avérer simple et efficace surtout que les résultats obtenus montrent une plage d'estimation très large qui s'étend même à la référence zéro.

Chapitre 2

Modélisation et commande de la MAS par les techniques IRFOC et DTC, et comparaison

2.1 Introduction

Avant d'entamer la synthèse des lois de commandes il est primordial de passer par la modélisation de la machine, ce que l'on va faire dans la première partie de ce chapitre. La MAS considérée dans le cadre de notre travail est une machine de laboratoire à cage d'écureuil qui a été identifiée par les méthodes classiques (voir annexe A.1).

Dans la deuxième partie on va procéder à l'élaboration de la commande vectorielle IRFOC commandée en courant en vue de son implémentation par simulation sous Matlab/Simulink, ainsi qu'à la présentation du banc d'essai qui va être utilisé pour la validation expérimentale. Les mêmes démarches seront réitérées dans la troisième partie pour l'étude et l'implémentation de la commande DTC.

Par la suite on conclura ce chapitre par une comparaison expérimentale entre les deux commandes rivales précitées afin d'en tirer les principaux avantages et inconvénients de chacune, où l'on va introduire une régulation intelligente de la vitesse par la logique floue et étudier les réponses dynamiques et la stabilité en régime permanent.

2.2 Modélisation de la MAS et mise en équations

La MAS selon qu'elle soit à rotor bobiné (enroulements rotoriques accessibles par des bagues) ou à cage d'écureuil (barres rotoriques non accessibles) a constitué un stator dont les enroulements sont disposés de telle sorte que, lorsqu'ils sont alimentés par une source alternative triphasée produisent un champ tournant à la fréquence de l'alimentation. Ce champ rotatif entraîne la génération de courants de Foucault dans les barres (ou les enroulements) rotoriques où une force importante résulte de l'interaction des champs magnétiques statorique et rotorique provoquant la génération du couple.

Les équations traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de MAS utilisées dans le cadre de ce mémoire, sont exprimées dans le repère tournant diphasé (d,q). Le modèle de Park admet plusieurs types de représentations d'état, ces classes de modèles dépendent directement des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source d'alimentation, du référentiel de travail, et du choix des composants du vecteur d'état (flux ou courants, statoriques ou rotoriques).

Les modèles présentés sont basés sur les hypothèses simplificatrices énumérées ci-dessous, qui sont généralement acceptées dans toute étude de la MAS [130].

- La distribution spatiale des champs magnétiques est considérée comme sinusoïdale.
- La perméabilité magnétique du fer est infinie: Par conséquent, la machine ne sera pas saturée.
- Machine symétrique et entrefer constant.
- Les pertes par les effets d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligées.
- Les résistances des enroulements sont considérées à ce stade de la thèse comme constantes.

2.2.1 Équations électromagnétiques en triphasé

Le modèle de la MAS triphasée est schématisé sur la figure 2.1 où l'angle θ définit la position des axes des enroulements du rotor par rapport au stator du même indice de phase.

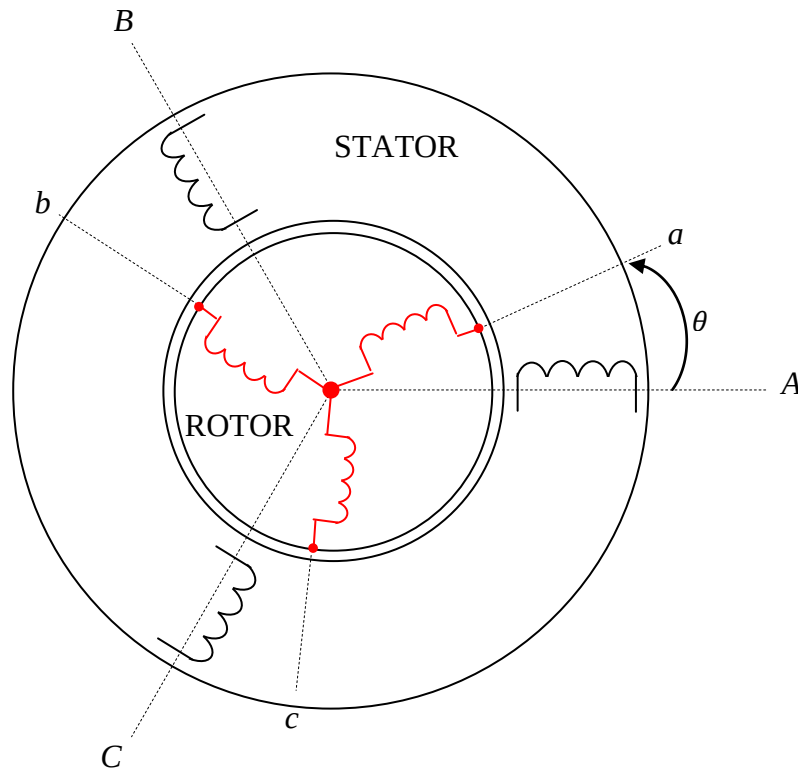


Fig. 2.1: Représentation des enroulements de la MAS.

Les équations des enroulements statoriques (indices A, B, et C) et rotoriques (indices a, b, et c) qui obéissent à la loi d'Ohm régissent le comportement de la MAS selon les hypothèses simplificatrices sont décrites par l'équation matricielle (2.1) en utilisant l'opérateur $p = d/dt$:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} [\psi_s] \\ [\psi_r] \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Les flux sont reliés aux courants par la relation:

$$\begin{bmatrix} [\psi_s] \\ [\psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

L'équation (2.1) devient alors :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où :

- $[V_s] = [v_{sA} \ v_{sB} \ v_{sC}]^T$ correspondent aux tensions statoriques.
- $[V_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$ correspondent aux tensions rotoriques.
- $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$, $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$ correspondent respectivement aux résistances des enroulements statoriques et rotoriques.
- $[I_s] = [i_{sA} \ i_{sB} \ i_{sC}]^T$ correspondent aux courants statoriques.
- $[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ correspondent aux courants rotoriques.
- $[\psi_s] = [\psi_{sA} \ \psi_{sB} \ \psi_{sC}]^T$, $[\psi_r] = [\psi_{ra} \ \psi_{rb} \ \psi_{rc}]^T$ correspondent respectivement aux flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques.
- $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.4)$

l_s est l'inductance propre d'un enroulement statorique, et M_s est l'inductance mutuelle entre enroulements du stator.

- $[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$

l_r est l'inductance propre d'un enroulement rotorique, et M_r est l'inductance mutuelle entre enroulements du rotor.

$$\bullet \quad [M_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M\cos(2\pi/3) & M\cos(-2\pi/3) \\ M\cos(-2\pi/3) & l_s & M\cos(2\pi/3) \\ M\cos(2\pi/3) & M\cos(-2\pi/3) & l_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Représente la matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques, et M est l'amplitude de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$$\bullet \quad [M_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M\cos(2\pi/3) & M\cos(-2\pi/3) \\ M\cos(-2\pi/3) & l_r & M\cos(2\pi/3) \\ M\cos(2\pi/3) & M\cos(-2\pi/3) & l_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Représente la matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$$\bullet \quad [M_{sr}(\theta)] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} = [M_{rs}(\theta)]^T \quad (2.8)$$

Représente la matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques, dans cette matrice, les coefficients sont variables et dépendant de la position du rotor par rapport au stator.

2.2.2 Transformations diphasées

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être lié champ tournant, fixé au stator, ou bien au rotor, selon l'objectif du modèle [131] [132]:

- **Repère tournant dqo**

Avec l'application de la transformation de Park orthogonale, nous pouvons obtenir plusieurs modèles du moteur asynchrone. En effet le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929) [133]. La figure 2.2 met en relief l'axe direct d du référentiel de Park et l'axe en quadrature d'indice q .

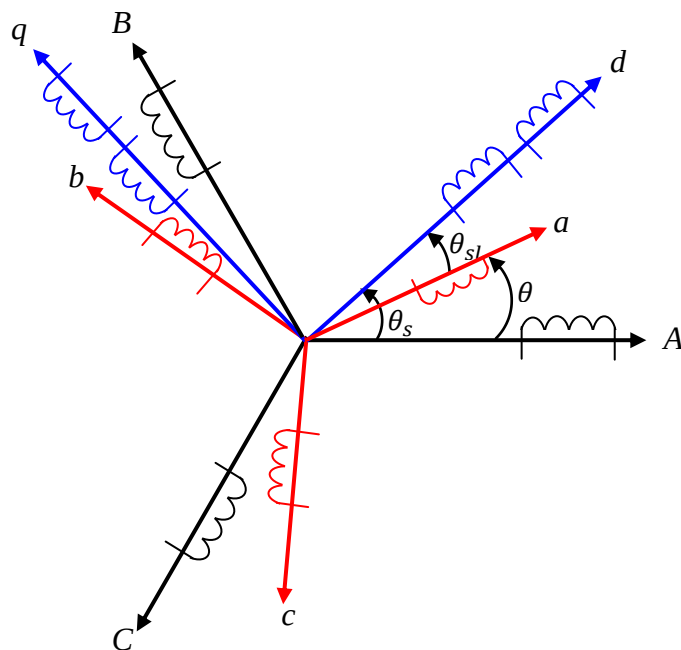


Fig. 2.2: Position des axes dq par rapport aux axes des enroulements de la MAS.

La matrice de transformation de Park $[T(\theta_i)]$ est définie comme suit:

$$[T(\theta_i)] = C_k \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_i - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La valeur du coefficient (C_k) sera choisie $\sqrt{2/3}$ pour l'invariance de la puissance et du couple électromagnétique, et $2/3$ si l'on souhaite garder les amplitudes des grandeurs (courants, tension, et flux). θ_i est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé. Par cette transformation les matrices d'inductances sont diagonalisées et on peut passer directement du repère abc au repère dqo .

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = C_k \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_i - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Où, x représente les variables de la machine considérées (tensions, courants ou flux). La variable x_o représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (2.11)$$

La matrice inverse de Park permet le passage du repère dqo au repère abc .

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C_k \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i - 4\pi/3) & -\sin(\theta_i - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Par ce repère le modèle est simplifié d'autant plus qu'en régime permanent les grandeurs sont continues. Cette méthode est souvent retenue dans l'étude de la commande des machines électriques.

- **Repère stationnaire ($\alpha\beta$)**

La transformation dite de Concordia est obtenue lorsque l'angle $\theta_i = \theta_s = 0$ ($[T(0)]$), c.-à-d. que le repère est fixé sur l'axe des enroulements du stator. La transformation directe est écrite dans ce cas comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = C_k \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La transformation inverse découle directement de (2.12) sachant que $[T(0)]^T = [T(0)]^{-1}$ (matrice orthogonale).

Par ce repère les grandeurs électriques évoluent en régime permanent à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode est très souvent retenue dans l'étude des observateurs.

- **Matrice de rotation**

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle δ : $[T(\delta)]$, comme le montre la figure 2.3.

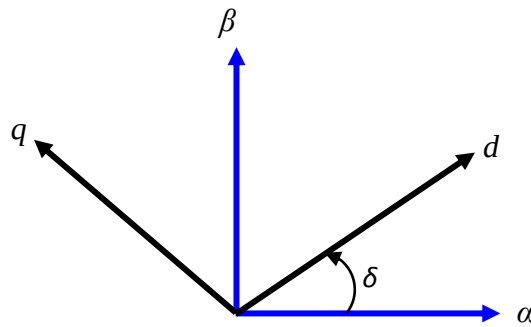


Fig. 2.3: Position des repères d, q et α, β .

$$[T(\delta)] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La transformation se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [T(\delta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Et inversement:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [T(-\delta)] \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

2.2.3 Modélisation de la MAS dans le repère tournant (d,q) de Park

La projection des grandeurs électriques et magnétiques de la MAS dans un repère (d,q) tournant à une vitesse ω_s par rapport au stator et $(\omega_s - \omega)$ par rapport au rotor, nous donne :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p_p \Omega \quad (2.17)$$

Où ω_s : La pulsation statorique.

ω : La pulsation rotorique.

ω_{sl} : La pulsation du glissement.

Ω : La vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega = p_p \Omega$.

• Équations électriques

L'alimentation triphasée étant équilibrée et sans neutre, les composantes homopolaires s'annulent, par conséquent l'axe homopolaire sera omis des calculs qui vont suivre.

En appliquant le changement de base par la matrice de transformation $[T(\theta_s)]$ aux équations du stator et du rotor on peut écrire :

$$[V_{sdq}] = [T(\theta_s)][V_s] = [T(\theta_s)][R_s][I_s] + [T(\theta_s)]P[\psi_s] \quad (2.18)$$

$$[V_{rdq}] = [T(\theta_{sl})][V_r] = [T(\theta_{sl})][R_r][I_r] + [T(\theta_{sl})]P[\psi_r] \quad (2.19)$$

Puis, en passant par les transformées inverses :

$$\begin{aligned} [V_{sdq}] &= [T(\theta_s)][V_s] = \\ &[T(\theta_s)][R_s][I_{sdq}] + [T(\theta_s)][T(\theta_s)]^{-1}P([\psi_{sdq}]) + [T(\theta_s)]P([T(\theta_s)]^{-1})[\psi_{sdq}] \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} [V_{rdq}] &= [T(\theta_{sl})][V_r] = \\ &[T(\theta_{sl})][R_r][I_{rdq}] + [T(\theta_{sl})][T(\theta_{sl})]^{-1}P([\psi_{rdq}]) + [T(\theta_{sl})]P([T(\theta_{sl})]^{-1})[\psi_{rdq}] \end{aligned} \quad (2.21)$$

En développant (2.20) et (2.21) sachant que :

$$[T(\theta_i)][T(\theta_i)]^{-1} = I_{3 \times 3}, \text{ matrice identité et } [T(\theta_i)]P([T(\theta_i)]^{-1}) = P(\theta_i) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

On obtient les équations de Park suivantes (le rotor étant en court circuit $v_{rd}=v_{rq}=0$) :

$$\text{Au stator : } V_{sdq} = R_s I_{sdq} + P(\psi_{sdq}) + j\omega_s \psi_{sdq} \quad (2.22)$$

$$\text{Au rotor : } V_{rdq} = 0 = R_r I_{rdq} + P(\psi_{rdq}) + j\omega_{sl} \psi_{rdq} \quad (2.23)$$

$$\text{Où : } V_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}, I_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}, \psi_{sdq} = \psi_{sd} + j\psi_{sq}.$$

$$\text{Et : } V_{rdq} = v_{rd} + jv_{rq}, I_{rdq} = i_{rd} + ji_{rq}, \psi_{rdq} = \psi_{rd} + j\psi_{rq}.$$

• Équations magnétiques

Les grandeurs magnétiques de la machine seront données par :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Où:

L_s : Inductance propre cyclique statorique.

L_r : Inductance propre cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2}M$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

En prenant l'inverse de la matrice donnée par (2.24), on obtiendra :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

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

En utilisant les expressions (2.24) et (2.25) on trouve les relations reliant les courants et les flux rotoriques à leurs homologues statoriques.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} -\frac{L_s}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_s}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \\ -\sigma L_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\sigma L_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

- **Équations mécaniques**

Le modèle de la MAS ne serait complet qu'avec les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation qui décrivent ainsi le mode mécanique. L'équation du couple électromagnétique est déduite à partir des expressions générales suivantes :

$$T_e = p_p L_m \text{Im}(I_s I_r^*) = p L_m \text{Re}(I_s^* I_r) = p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.27)$$

$$T_e = p_p (\psi_{rq} i_{rd} - \psi_{rd} i_{rq}) = p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.28)$$

$$T_e = p_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.29)$$

On remarque à travers ces expressions que si on arrive à éliminer l'une des composantes du flux, le couple de la MAS s'exprimerait en fonction de la composante non nulle du flux et d'une composante du courant en quadrature avec celle-ci. Nous nous retrouvons ainsi avec une relation identique à celle d'une machine à courant continu (MCC) ce qui faciliterait sa commande par la suite.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \quad (2.30)$$

Où:

J : Est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

T_L : Le couple de charge.

f_v : Coefficient du frottement visqueux.

2.2.4 Formulation du modèle de la MAS en modèle d'état

- **Modèle en référentiel d,q lié au champ tournant**

Pour étudier le comportement dynamique de la MAS soit dans la partie de sa commande ou de son observation on utilisera les formulations modernes du domaine de l'automatique connu par les modèles d'états. Pour ce faire, on va considérer le modèle alimenté en tension et en prenant les courants statoriques i_{sd}, i_{sq} et les flux rotoriques ψ_{rd}, ψ_{rq} comme variables d'états.

D'après (2.24) on peut écrire la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} -\frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \\ \sigma L_s & 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

En rapportant ces dernières relations dans (2.22) et (2.23), on aboutira au modèle d'états suivant:

$$P \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \omega_s & -\frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} (\omega_s - \omega_{sl}) \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

En identifiant le système (2.32) à la forme : $\dot{X} = A X + B U$, on aura:

Le vecteur d'état $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$, et B la matrice d'application de commande.

Où :

$T_r = L_r / R_r$: La constante de temps rotorique.

$T_s = L_s / R_s$: La constante de temps statorique.

- **Modèle en référentiel lié au stator (repère α, β)**

Le modèle dynamique de la MAS dans le repère stationnaire (α, β) est obtenu on prenant $\omega_s = 0$ dans les équations (2.23) et (2.24) soit :

$$\text{Au stator : } V_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + P \psi_{s\alpha\beta} \quad (2.33)$$

$$\text{Au rotor : } V_{r\alpha\beta} = 0 = R_r I_{r\alpha\beta} + P \psi_{r\alpha\beta} - j \omega \psi_{r\alpha\beta} \quad (2.34)$$

Où : $V_{s\alpha\beta} = v_{s\alpha} + j v_{s\beta}$, $I_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$, $\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}$.

Et : $V_{r\alpha\beta} = v_{r\alpha} + j v_{r\beta}$, $I_{r\alpha\beta} = i_{r\alpha} + j i_{r\beta}$, $\psi_{r\alpha\beta} = \psi_{r\alpha} + j \psi_{r\beta}$.

Les flux de la machine seront liés par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Selon le même développement précédent on arrivera au modèle d'état d'écrit dans (2.36).

$$P \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Ces modèles sont mis en oeuvre afin d'étudier les comportements de la machine ou pour élaborer la synthèse de lois de commande ou d'observation.

2.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Parmi les deux types, onduleur de courant et onduleur de tension on va effectuer la modélisation de ce dernier vu qu'il fait parti du matériel acquis par notre laboratoire (voir description du banc d'essai).

La topologie de l'onduleur de tension alimentant la MAS est représentée sur la figure 2.4.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$):

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande S_i en tenant compte du point fictif "o" comme suit :

$$v_{io} = V_{dc} (S_i - 1/2) \quad (2.37)$$

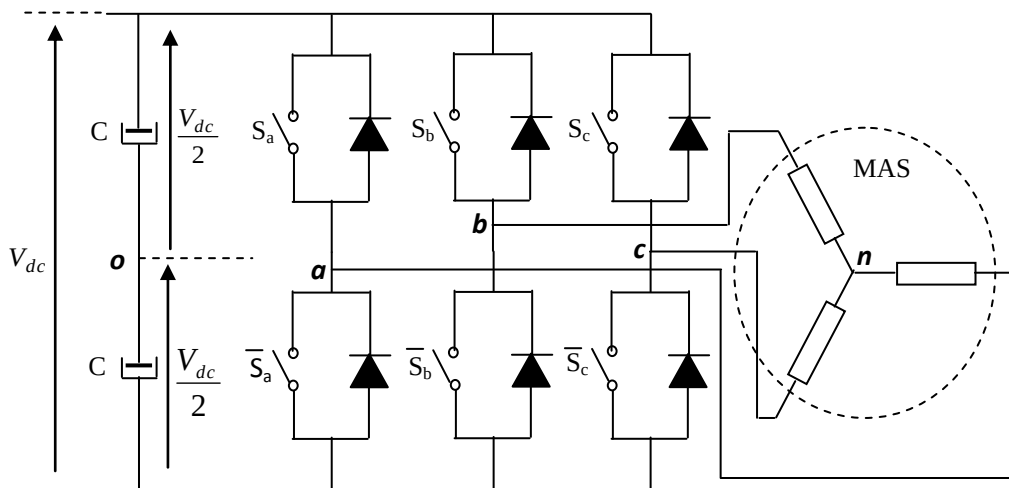


Fig. 2.4: L'onduleur de tension associé à la MAS

Soit ' n ' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} , et v_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (2.38)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (2.39)$$

En faisant apparaître le point " o ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.40)$$

En remplaçant (2.40) dans (2.39) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

À partir des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} - v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (2.42)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.43)$$

L'utilisation de l'expression (2.38) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.4 Techniques de commande de l'onduleur de tension

Pour la commande de machines à courant alternatif, le contrôle par les techniques de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) ou (pulse width modulation, PWM) est souvent

associé à la régulation des courants statoriques, parce que le courant se relie directement au développement du couple de la machine [134].

Les techniques PWM ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques PWM. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique (THD), et les pertes à la commutation [135].

Il existe deux techniques pour commander les états des interrupteurs d'un onduleur de tension, la technique de commande en tension (Voltage-Controlled PWM (VC-PWM)), et la technique de commande en courant (Current-Controlled PWM (CC-PWM)) [136].

2.4.1 Techniques de commande en tension

En créant des entailles dans la tension carré de sortie de l'onduleur, on peut contrôler le fondamental de la tension délivrée par l'onduleur et éliminer (ou atténuer) les harmoniques en présélectionnant ces entailles, cela est le principe fondamental des techniques de modulation PWM. Plusieurs techniques possibles sont proposées dans la littérature, chacune se diffère par le principe de modulation adopté, les plus utilisées sont [137] :

- La modulation sinusoïdale-triangulaire (SPWM).
- La modulation précalculée (Selected Harmonic Elimination (SHE)).
- La modulation vectorielle (Space Vector PWM (SVPWM)).
- La modulation aléatoire (Random PWM (RPWM)).
- La modulation SIGMA DELTA. (la tension de référence et la tension mesurée sont comparées (opération delta) ensuite l'erreur est intégrée (opération sigma)).

Comme on va travailler sur la commande en courant on ne va pas détailler toutes ces méthodes, le lecteur trouvera amplement de détails dans [137, 138] et bien d'autres oeuvres.

2.4.2 Techniques de commande en courant

Les onduleurs de tension contrôlés en courant offrent des performances dynamiques élevées dans les entraînements à vitesse variables des machines à courant alternatif [139]. La

commande en courant à hystérésis est l'une des méthodes simples et largement utilisées [140], elle a été appliquée pour la première fois par [141].

Le principe de la technique CC-PWM est de forcer les courants de phases dans la charge (MAS dans notre cas) à poursuivre leurs références. Les signaux de commutations sont générés après une comparaison entre les courants de références et ceux mesurés afin de réduire les erreurs. Par conséquent, la technique CC-PWM réalise deux tâches principales : compenser (minimiser) les erreurs et réaliser la modulation (détermination des états de commutation).

Les stratégies de contrôle en courant sont divisées en deux catégories: linéaire et nonlinéaire [136], bien qu'il existe d'autres interprétations comme dans [142], mais de peur qu'il y ait confusion on a gardé celle qui présente plus de distinction.

- **La CC-PWM nonlinéaire**

Dans ce type de contrôle les états de commutation de l'onduleur sont déterminés à partir des erreurs entre les vecteurs de courants mesurés et de références. La technique la plus couramment utilisée est la commande par comparateurs à hystérésis (figure 2.5). Elle se distingue par le fait qu'elle possède une réponse transitoire la plus rapide avec une limitation intrinsèque du courant instantané [143], ajouté à cela elle est beaucoup plus simple à implémenter.

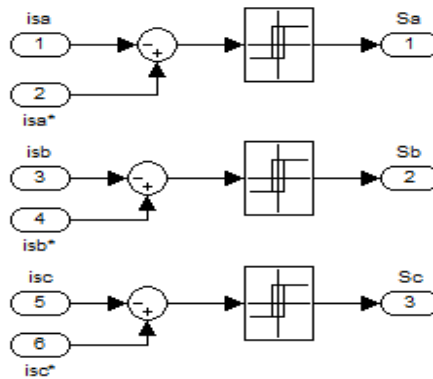


Fig. 2.5: Commande par régulateur à hystérésis.

- **La CC-PWM linéaire**

Ces systèmes de commande ont l'avantage d'utiliser les différentes techniques de modulation PWM (PWM sinusoidale, SVM, ou PWM optimale) qui sont à fréquence fixe. Prenant l'exemple représenté sur la figure 2.6 qui décrit une technique dite commande à comparaison avec une rampe. L'erreur entre la référence et le courant mesuré de la MAS est traitée par un régulateur proportionnelle-intégrale (PI) pour produire les tensions de

référence. La modulation PWM est nécessaire pour générer les signaux de commande des interrupteurs, les séquences de commutation sont déterminées par la comparaison d'un signal de porteuse triangulaire et la sortie de chaque comparateur est utilisée pour commander un bras de l'onduleur.

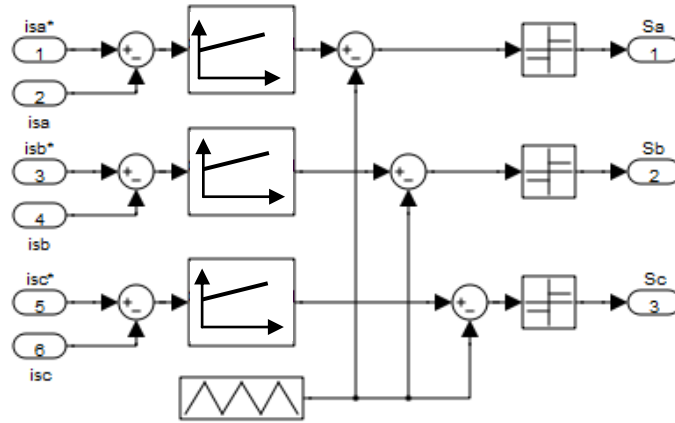


Fig. 2.6 :Structure du régulateur de courant linéaire.

On retrouve aussi parmi cette catégorie la commande prédictive [144, 145, 146], travaillant à fréquence de commutation fixe mais avec moins d'ondulations de courant, donc elle présente plus de performances en régime permanent, mais en pratique elle est difficile à mettre en oeuvre [139].

Avec cette méthode, la fréquence de commutation est fixée par la porteuse. Les performances de ce procédé de contrôle dépendent de la conception des paramètres de régulation et de la fréquence des courants de références. Elle présente toutefois une erreur statique pour des références sinusoïdales, et souvent elle a une capacité dynamique limitée et doit être adaptée aux caractéristiques de la charge pour réaliser une performance adéquate [147, 148].

• Conclusion

D'après toute la bibliographie que nous avons étudié au chapitre 1, chaque méthode présente des avantages et des inconvénients, toutefois, on a opté pour la technique de commande par comparateurs à hystérésis vu les bonnes performances dynamiques qu'elle présente et surtout elle est la plus simple en terme d'implémentation pratique, en outre cette technique ne nécessite pas d'informations sur les paramètres du système. Le seul problème majeur de cette méthode est la fréquence variable, mais comme notre onduleur peut travailler jusqu'à 50 kHz maximum, cette contrainte peut être tolérée.

2.4.3 Description de la technique de commande par hystérésis

La figure 2.7 illustre le principe et l'implémentation du contrôle par hystérésis et comment obtenir les signaux de commandes (S_a, S_b, S_c) des bras de l'onduleur triphasé qui alimentent la MAS.

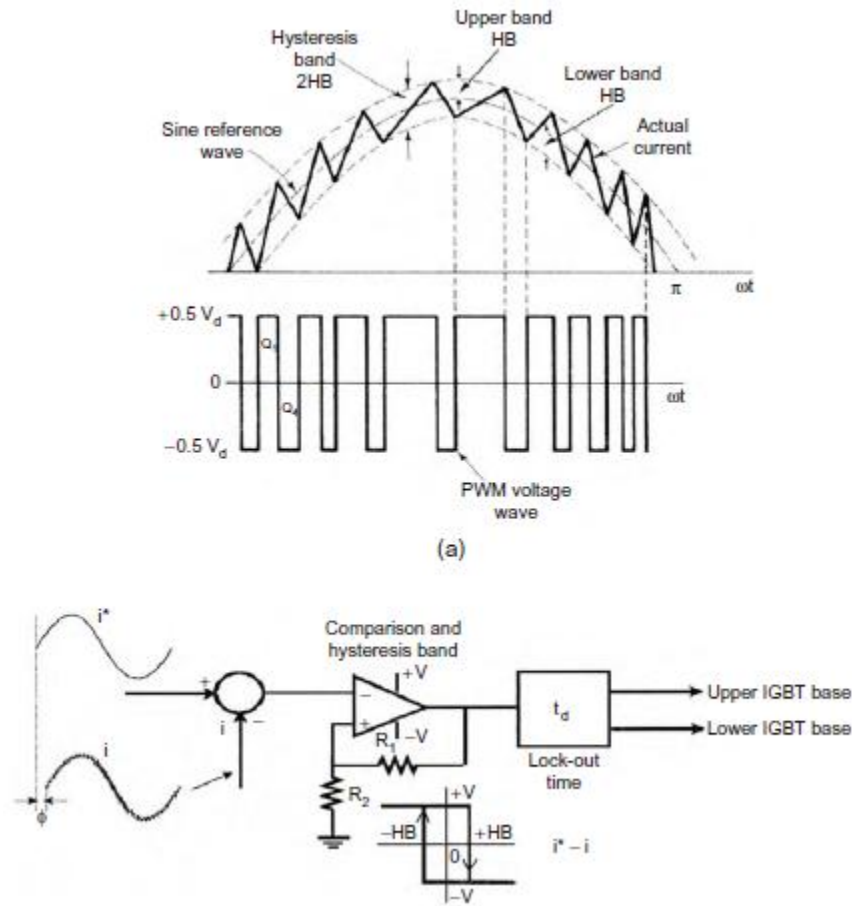


Fig. 2.7 : Contrôle par hystérésis (a) Principe, b- Implémentation [137 (pp.201)]

Les courants de références sinusoïdaux ($i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$) sont comparés avec les courants de phase respectifs de la machine (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}), dès qu'une erreur ε_{ik} dépasse une bande ΔH prédéfinie, la fonction de commande du bras S_i du convertisseur commute. On parle alors de contrôle par hystérésis bang-bang. Pour un fonctionnement symétrique la bande d'hystérésis ΔH est la même pour toutes les phases.

La largeur de bande ΔH affecte implicitement l'ondulation maximale tolérée du courant et aussi la qualité du courant de sortie. Cette valeur va influencer directement sur le THD [149]. La réduction de la bande améliore la qualité en harmonique de la forme d'onde mais augmente la fréquence de commutation ce qui par conséquent augmente les pertes de commutation [137].

Le contrôle de trois erreurs dans leur bande d'hystérésis se traduit dans le repère vectoriel par une surface hexagonale représentée sur la figure 2.8.

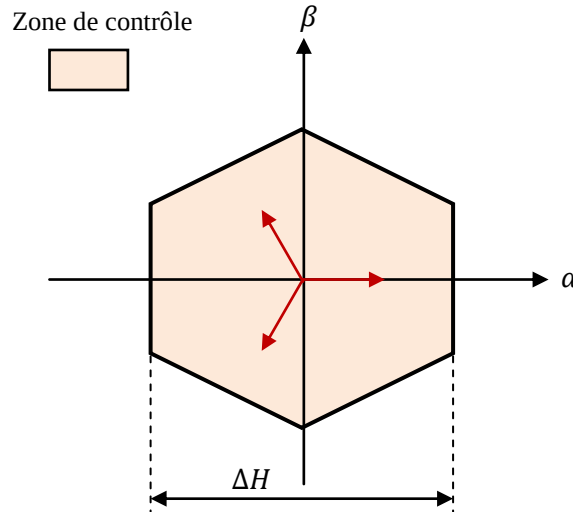


Fig. 2.8: Zone de contrôle des erreurs dans un repère vectoriel.

Après ces définitions trois types d'inconvénients sont à prendre en considération [138, 149], dans cette technique la fréquence de commutation n'est pas fixe, dépassement de la bande allant jusqu'à $2\Delta H$, en plus qu'il y a une interaction entre phases car la commutation d'un bras est réalisée sans considérer le comportement des deux autres phases. Beaucoup de travaux sont mis en oeuvre pour l'amélioration de cette technique. Dans notre thèse on s'entendra qu'à la forme de base car le développement d'une stratégie de contrôle de l'onduleur est hors cadre de notre cahier de charge.

2.5 Description du banc d'essai

Le banc d'essai représenté sur figure 2.9 est constitué des éléments suivants : Le moteur asynchrone à cage d'écureuil couplé d'un côté à une génératrice à courant continu de même puissance qui constitue la charge, et de l'autre côté à un codeur incrémental pour la mesure de la vitesse et de la position.

R-q : La nature de la charge va être variable en fonction de la vitesse de la MCC.

Une carte dSPACE DS1104 qui intègre une DSP, assure les calculs en temps réel et contient des blocs entrées/sorties (analogiques et digitales) lui permettant ainsi de tenir le rôle d'interface entre la partie logiciel et l'environnement matériel.

L'onduleur associé au moteur est piloté par la carte dSPACE à l'aide des sorties numériques (Digital I/O) du 'control panel' (CP1104) qui envoient les signaux modulés (PWM) de commande.



Fig. 2.9: Prise en photo de la plate forme expérimentale.

La carte dSPACE 1104 gère les entrées-sorties numériques avec des niveaux de tension en logique TTL (0-5V), mais les drivers des IGBTs fonctionnent en logique CMOS (0-15V), d'où la nécessité d'une carte d'interace (5/15V) qui a été conçue pour réaliser l'adaptation.

Deux capteurs de courants ont été utilisés pour la mesure de deux courants de phases statoriques, le courant de la troisième phase est déduit par soustraction des deux premiers (lois des systèmes triphasés équilibrés). Un capteur de tension a été utilisé pour la mesure de la tension du bus continu (V_{dc}) à travers lequel se fera la reconstitution des tensions aux bornes du moteur en utilisant les signaux de commande de l'onduleur. Une alimentation stabilisée DC $\pm 5V$, $\pm 15V$ pour alimenter les différents organes (drivers de l'onduleur, les capteurs, carte d'adaptation).

Pour programmer le DSP, il faut réaliser tout d'abord un schéma dans l'environnement Simulink de Matlab il est préférable de se placer dans son répertoire de travail pour élaborer le fichier Simulink car la compilation génère de nombreux fichiers contenus dans un nouveau répertoire généré à chaque étape de compilation. Dans "Simulink Library Browser" on trouve une librairie nommée "DSPACE RTI1104" dans laquelle on peut choisir les composants utilisés pour la réalisation du schéma Simulink (Master Bit in/out, set encoder...), (figure 2.10). D'autre part Real Time Interface (RTI) impose l'utilisation d'un pas fixe d'intégration dans le schéma Simulink (méthode d'Euler), la période d'échantillonnage conseillé pour la carte dSPACE DS1104 est de l'ordre de $T_z = 100 \mu s$.

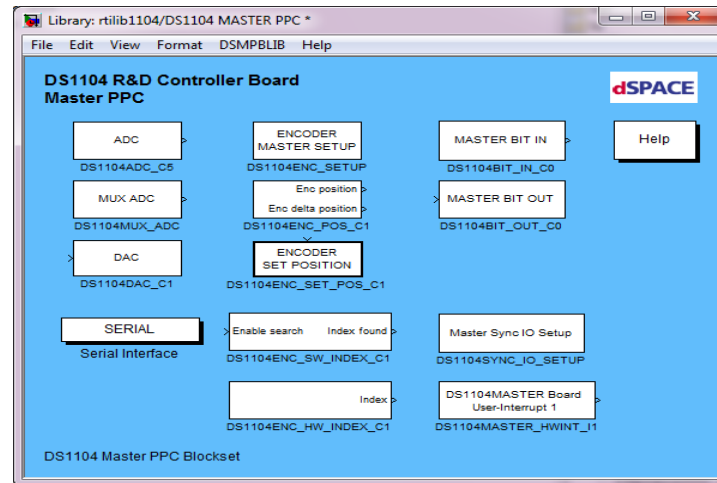


Fig. 2.10: Les blocks RTI « Real Time Interface ».

Le logiciel CONTROL DESK est une interface graphique qui permet de visualiser toutes les variables (de contrôle, de retour capteur ...) disponibles sur les schémas Simulink/DSPACE de la commande, comme il autorise l'accès à tous les signaux utiles à la commande en temps réel (figure 2.11).

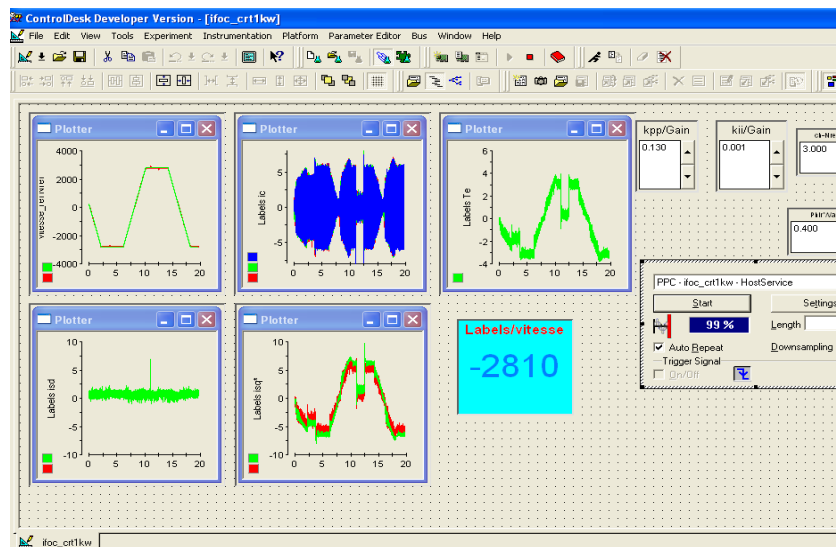


Fig. 2.11: Fenêtre du logiciel Control Desk.

Les détails techniques de tous les éléments qui constituent la plate forme expérimentale sont portés à l'annexe A.

2.6 Les différentes techniques de commande de la MAS

Nous allons à présent faire une étude théorique détaillée sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté (IRFOC) et la commande DTC en vu de leur implémentation sur le banc d'essai. Mais avant cela nous allons faire une présentation succincte sur la commande

scalaire car elle occupe une place non négligeable dans l'industrie utilisant la traction à vitesse variable.

2.6.1 La commande scalaire ($v/f = c^{st}$) de la MAS

D'une façon générale utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, la commande scalaire approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande à performances moyennes de fonctionnement pour la machine asynchrone [150], surtout qu'elle est également rentable et simple à implémenter.

- **Principe de la méthode**

Pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile, il faut garder le flux de la machine constant, soit en imposant le rapport v/f , soit avec un auto pilotage qui asservit la fréquence et le courant statorique. Dans notre cas on va décrire la commande en courant, car celle en tension est tributaire des paramètres de la machine. À partir du modèle équivalent avec inductances couplées (2.45) représenté par la figure 2.12, on peut déduire le modèle par phase de la MAS (2.46) en régime permanent à fuites totalisées au stator (figure 2.13) [151].

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_m \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jL_m \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \quad (2.45)$$

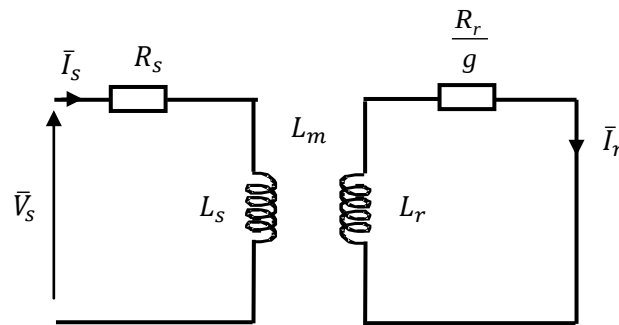


Fig. 2.12 : Schéma équivalent de la MAS avec inductances couplées.

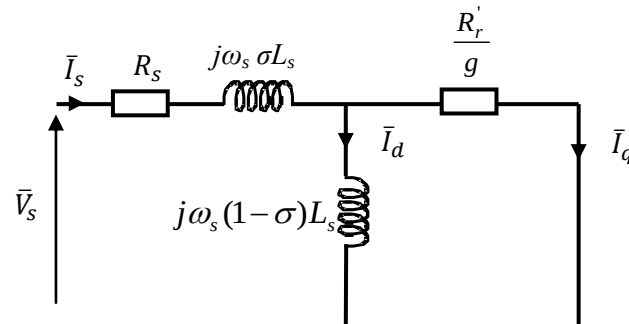


Fig. 2.13 : Schéma équivalent de la machine asynchrone à fuites totalisées au stator.

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\sigma L_s \omega_s \bar{I}_s + j\omega_s(1-\sigma)L_s \bar{I}_s + jL_m \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r + j\omega_s(1-\sigma)L_s \bar{I}_s + jL_m \omega_s \bar{I}_r \end{cases} \quad (2.46)$$

Avec :

$$\begin{cases} R_r' = R_r (L_m/L_r)^2 \\ \bar{I}_q = -\bar{I}_r' = -(L_r/L_m) \bar{I}_r \end{cases} \quad (2.47)$$

$\bar{I}_q$: Courant dans le circuit du rotor, analogue au courant d'induit de la MCC.

$\bar{I}_r'$: Courant rotorique ramené au stator.

$\bar{I}_d$: Courant dans la branche magnétisante, analogue au courant d'excitation et générateur du flux rotorique.

• Relation du couple électromagnétique

Partant de la relation de la puissance mécanique le couple est donné par:

$$T_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad (2.48)$$

On sait que la puissance mécanique est la différence entre la puissance électromagnétique et les pertes joule, qui s'écrit en prenant les valeurs efficaces des courants par:

$$P_{mec} = P_e - \Delta P_{jr} = 3 \frac{R_r'}{g} I_q^2 - 3 R_r' I_q^2 = 3 R_r' I_q^2 \left(\frac{1}{g} - 1 \right) = 3 R_r' I_q^2 \frac{\omega}{\omega_{sl}} \quad (2.49)$$

En reconnaissant $g = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s}$.

Pour Imposer le couple électromagnétique il faut prendre en compte la pulsation rotorique d'où l'expression suivante:

$$T_e = 3p \frac{R_r'}{\omega_{sl}} I_q^2 \quad (2.50)$$

La relation du diviseur de courant permet d'écrire :

$$I_q^2 = \frac{((1-\sigma)L_s)^2}{((1-\sigma)L_s)^2 + \left(\frac{R_r'}{\omega_{sl}} \right)^2} I_s^2 \quad (2.51)$$

Ce qui permet d'écrire:

$$T_e = 3p(1-\sigma)L_s^2 \frac{\frac{R_r'}{\omega_{sl}}}{((1-\sigma)L_s)^2 + \left(\frac{R_r'}{\omega_{sl}} \right)^2} I_s^2 \quad (2.52)$$

D'où l'expression liant le couple électromagnétique au flux statorique :

$$T_e = 3p_p \psi_s^2 \frac{\frac{R_r'}{\omega_{sl}}}{\left(\frac{L_s}{1-\sigma}\right)^2 + \left(\frac{R_r'}{\omega_{sl}}\right)^2} \quad (2.53)$$

Cette équation montre que lorsque le module du flux est constant, le couple ne dépend que de la pulsation rotorique ω_{sl} .

Sachant qu'en régime permanent le courant statorique est relié au flux par la relation suivante:

$$I_s = \frac{\psi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl} T_r)^2}{1 + (\sigma \omega_{sl} T_r)^2}} \quad (2.54)$$

Comme en commande scalaire on considère que le couple doit respecter un fonctionnement à flux constant, cela impose la valeur du courant I_s qui est-elle même fixée par la pulsation rotorique ω_{sl} .

Le schéma de la commande est illustré sur la figure 2.14.

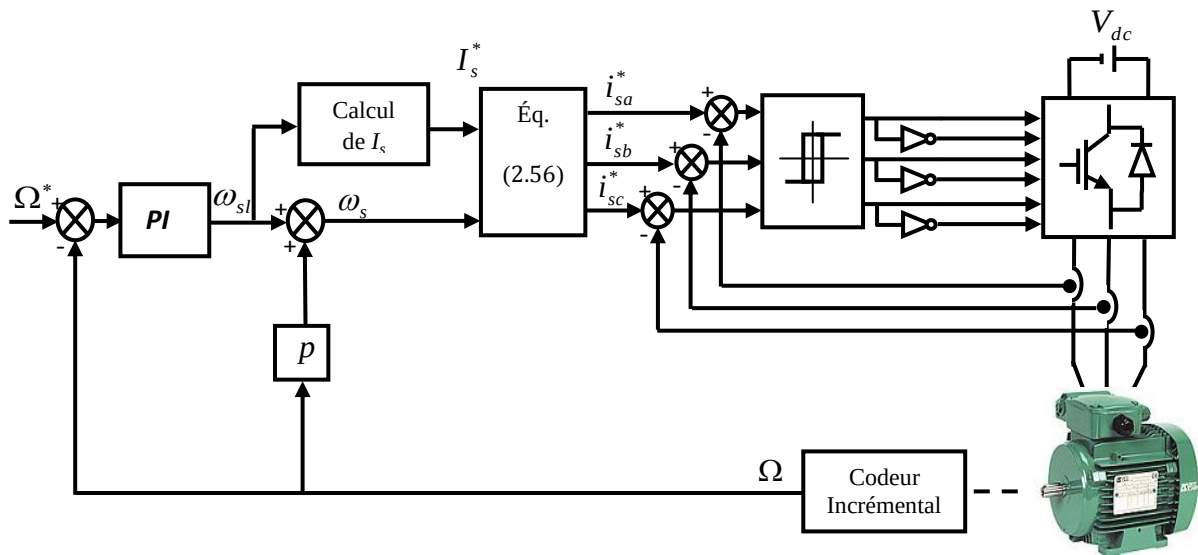


Fig. 2.14: Schéma du principe de la commande scalaire en courant.

La machine est alimentée à travers un onduleur contrôlé en courant. Connaissant l'amplitude du courant statorique I_s^* , les courants $i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$ sont issus des relations (2.55), et de la pulsation ω_s^* obtenue par la loi d'autopilotage.

$$\begin{cases} i_{sa}^* = \sqrt{2} I_s^* \sin(\omega_s^* t) \\ i_{sb}^* = \sqrt{2} I_s^* \sin(\omega_s^* t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc}^* = \sqrt{2} I_s^* \sin(\omega_s^* t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.55)$$

Après la génération des courants, ils sont comparés aux courants statoriques mesurés de la machine, la sortie de cette comparaison est l'entrée des régulateurs à hystérésis, ces derniers appliquent les impulsions de commande à l'onduleur.

Pour la machine à induction alimentée en courant et contrôlée par la commande scalaire, le couple électromagnétique et le flux statorique sont à la fois fonction des courants et de la fréquence d'alimentation, ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques. C'est pourquoi ce type de commande convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux petites vitesses est faible [151].

Vu les limites que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle ou la commande directe du couple.

2.6.2 La commande vectorielle à flux orienté

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control (FOC)) n'a été introduite qu'au début des années 70 grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

- **Principe de la commande vectorielle**

Le principe sur lequel repose la commande FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique, ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (contrôle du flux) et selon l'axe q (contrôle du couple).

La commande FOC a été initialement proposée en Allemagne à la fin des années 60 et au début des années 70 selon deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connue par **IRFOC**, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connue par **DFOC**.

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contraints aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), de plus la mesure est entachée de bruits dépendants de la vitesse [152, 153].

Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique T_r et surtout la résistance rotorique R_r [92].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique *SFOC* avec les deux formes directes et indirectes, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs [154].

2.6.2.1 La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique ω_{sl} estimée et la pulsation mécanique $P.\Omega$ mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer.

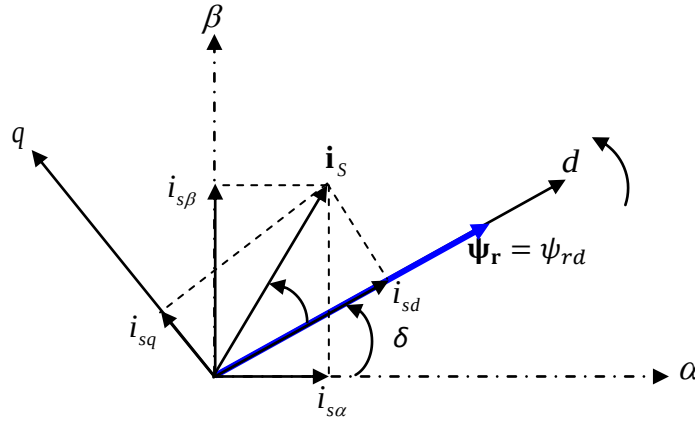
2.6.2.1.1 Mise en équation de la commande IRFOC

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (2.56)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.57)$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes d,q , tel que l'axe d soit confondu avec la direction de Ψ_r (figure 2.15).

Fig. 2.15: Représentation de l'orientation du repère d,q .

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \Psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.59)$$

Celles des flux:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s \sigma i_{sq} \end{cases} \quad (2.60)$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (2.61)$$

• Estimation de ω_s et de θ_s

Dans la commande IRFOC la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [154]:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (2.62)$$

À partir des équations (2.62) et (2.17) nous aurons :

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} + p_p \Omega \quad (2.63)$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande.

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de (2.63):

$$\theta_s = \int \omega_s . dt \quad (2.64)$$

• Expression du couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (2.29) la nouvelle relation suivante:

$$T_e = p_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.65)$$

Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de ψ_{rd} à une valeur de référence ψ_{rd}^* , le couple ne dépendra que du courant statorique i_{sq} (comme c'est le cas pour une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

Les équations de la machine sont résumées dans le système d'équations (2.66) :

$$\begin{cases} v_{sd} = \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ v_{sq} = \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \omega_s = p_p \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \\ T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd} \\ T_e = p_p \psi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{cases} \quad (2.66)$$

Finalement l'écriture en équation d'état déduite de (2.32), (en reconnaissant $\psi_{rq} = 0$), conduit au système suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{cases} \quad (2.67)$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés dans le cas d'une commande vectorielle commandée en tension [151], mais ce n'est pas nécessaire pour notre cas, car il n'y a pas de régulateurs des courants.

2.6.2.1.2 Calculs des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il n'y a qu'un régulateur PI pour la régulation de la vitesse.

Les détails des calculs des paramètres du régulateur sont donnés en annexe B.

On aboutira finalement au système schématisé sur la figure 2.16.

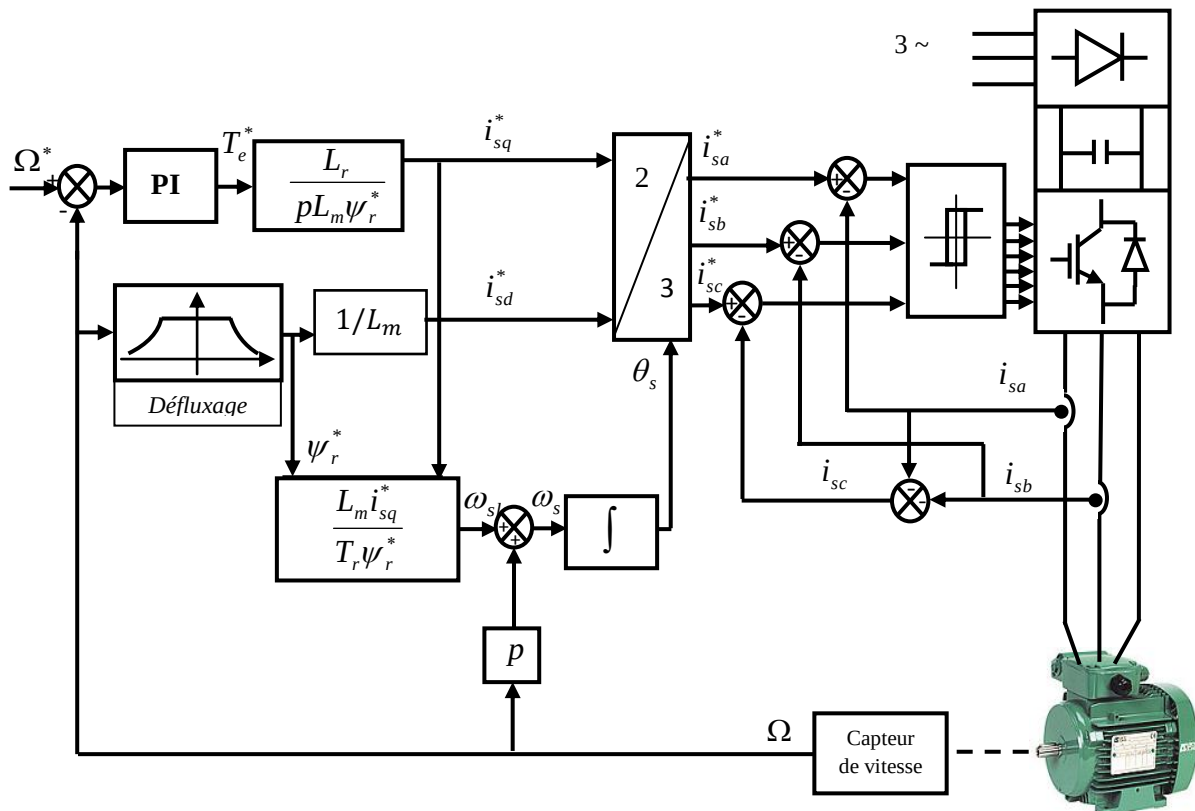


Fig. 2.16: Schéma structurel de la commande vectorielle IRFOC.

Un régulateur PI de flux permet d'accélérer la réponse de flux (estimé) de la machine en régime transitoire. Cependant, il n'apporte aucune amélioration à la performance générale du système [155]. Pour cette raison, le flux est contrôlé en boucle ouverte à travers une fonction

non linéaire où il est maintenu constant à sa valeur nominale ψ_{rn} quand la machine opère à des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale, par contre, il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, on utilise le bloc de défluxage qui est défini par la fonction suivante [151]:

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \psi_{rn} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (2.68)$$

Avec :

ψ_r^* : Flux rotorique de référence.

ψ_{rn} : Flux rotorique nominal.

Ω_n : Vitesse mécanique nominale.

Dans ce cas, le courant de référence i_{sd}^* se déduit simplement à partir du flux de référence et de l'inductance mutuelle (figure 2.16).

2.6.2.1.3 Résultats de simulation et pratique de la commande IRFOC

Nous allons étudier la réponse du système suite à une série de testes afin de comparer les résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement dans le laboratoire.

R-q : Quand le système est à l'arrêt, même si la MCC est chargée le couple de charge appliqué à la MAS sera nul. On parlera entre autre des crêtes du couple de charge quand le système est en rotation, car le couple évolue continuellement sauf aux vitesses constantes, on remarquera également que le couple électromagnétique suivra le profile de la référence de la vitesse.

- **Test en grande vitesse**

Pour la réalisation pratique, la période d'échantillonnage est fixée à $T_z = 100 \mu s$, les valeurs des gains du régulateur PI ont été réajustées à $K_p = 0,13$ et $K_i = 0,001$ car ceux calculées n'ont pas donné satisfaction.

Pour la simulation, après avoir entré les paramètres de la MAS, on a fixé la même période d'échantillonnage, et les valeurs des gains à $K_p = 1,5$ et $K_i = 0,1$. Le profile du couple de charge a été réglé de sorte qu'il soit semblable à celui de la pratique.

Les figures 2.17 (a - f) montrent les performances de réglage obtenues expérimentalement (figures de gauche) et par simulation (figures de droite) en grande vitesse lors d'un démarrage

avec une charge de $1,6 \text{ N.m}$ crête, puis respectivement sans charge suivi de 3 N.m à $t=11,3 \text{ s}$ et $t=14,5 \text{ s}$, notant que la charge lors du test expérimental est introduite manuellement. Les consignes de la vitesse sont 0 tr/mn et changeant par un échelon de 2800 tr/mn à $t=5,8 \text{ s}$, et revenant à 0 tr/mn à $t=19 \text{ s}$.

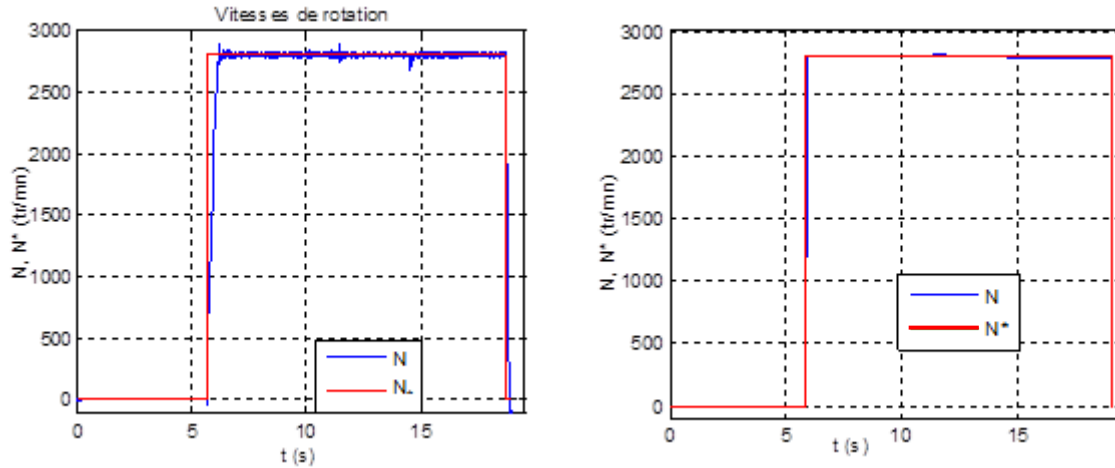


Fig. 2.17 (a,b) : Vitesses de rotation (pratique et simulation).

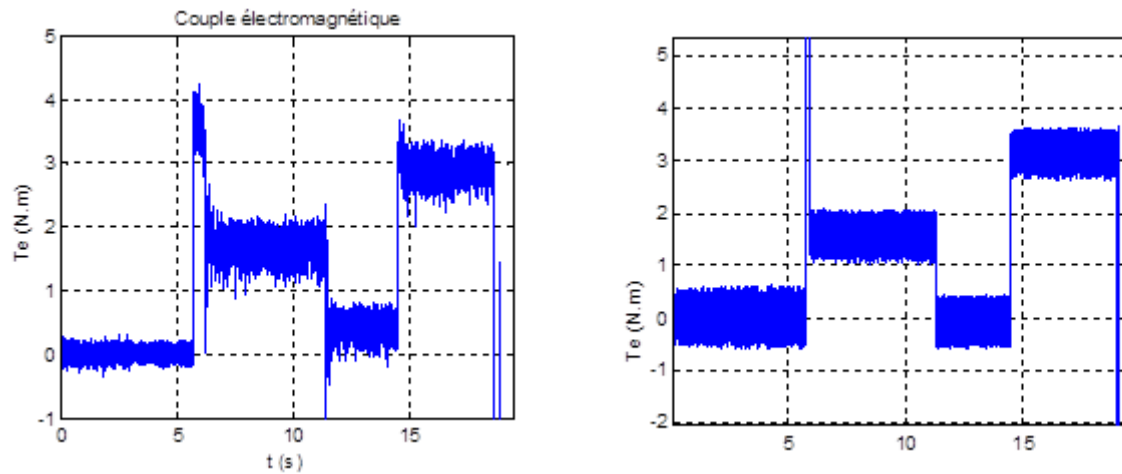


Fig. 2.17 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique estimé (pratique et simulation).

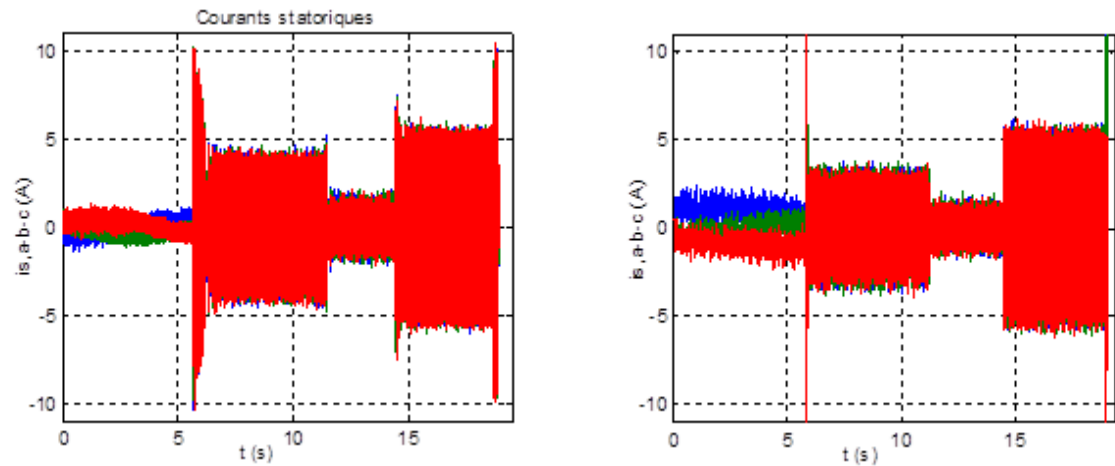


Fig. 2.17 (e,f) : Les courants de phases statoriques (pratique et simulation)

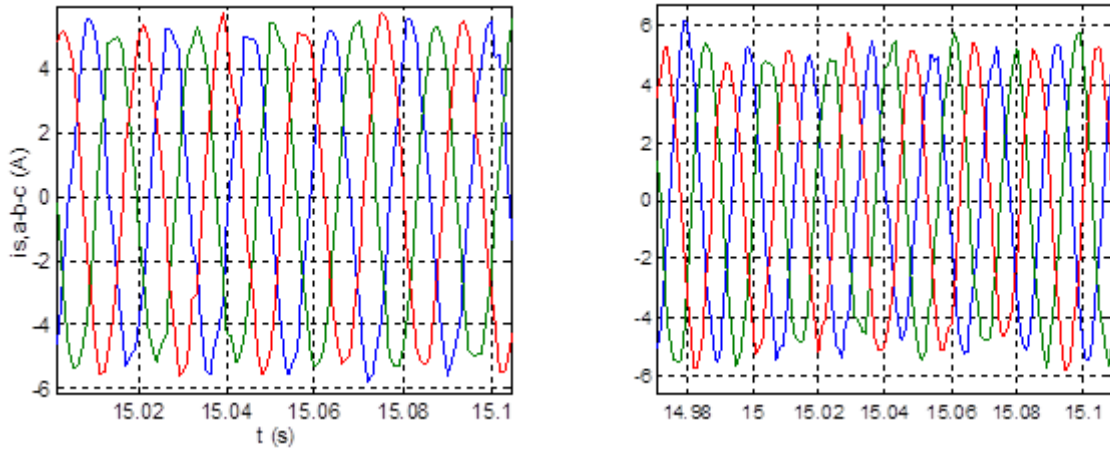


Fig. 2.17 (g,h): Zoom sur les courants de phases statoriques (pratique et simulation).

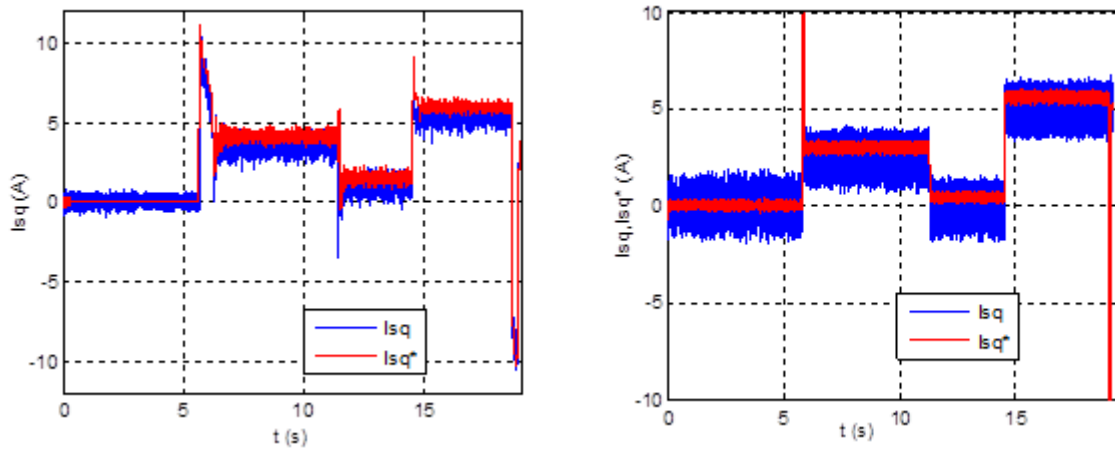


Fig. 2.17 (i,j): Composantes quadratiques des courants statoriques (pratique et simulation).

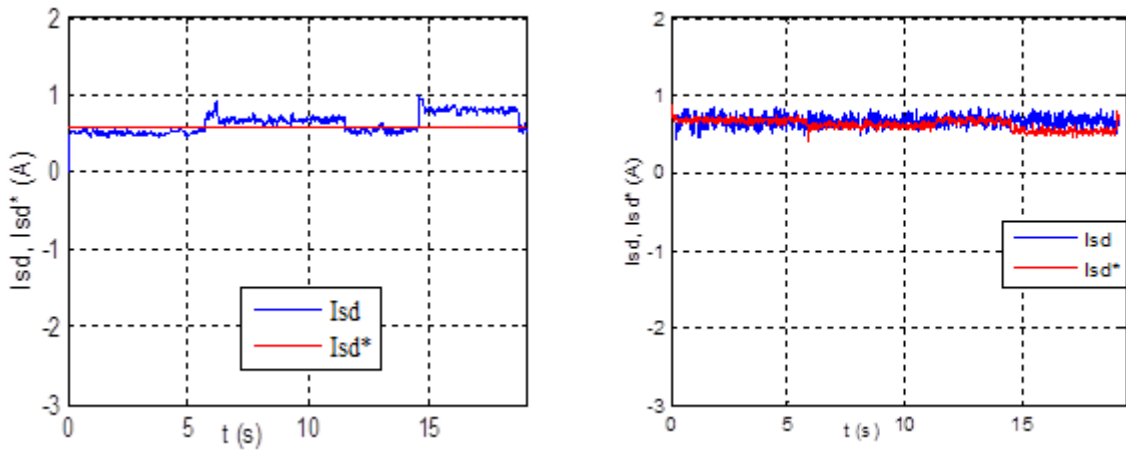


Fig. 2.17 (k,l): Composantes directes des courants statoriques (pratique et simulation).

On remarque que la vitesse (figure. 2.13.(a,b)) s'établit aux valeurs des consignes avec une bonne dynamique et des dépassements négligeables et sans erreurs statiques. Sur les figures (2.17.(c-j)) on remarque l'apparition de pics dans le couple et dans les courants de phases statoriques ainsi que dans les courants de l'axe q aux moments des changements du couple de charge et surtout lors des changements de consignes de la vitesse, puis il y a stabilisation en

régime permanent. Toutefois les courants contiennent des harmoniques (générant ainsi des oscillations dans le couple et la vitesse) qui peuvent être diminués en réduisant la bande d'hystérésis. On aperçoit sur les figures 2.17.(i,j) que les composantes des courants statoriques I_{sq} et I_{sd} suivent régulièrement leurs références I_{sq}^* et I_{sd}^* (à part un léger décalage pour le courant d'axe d lors de l'application de la charge nominale). En dépit de cela on peut conclure que le découplage est satisfaisant sur toute la plage de ce test.

On remarque finalement que les résultats de simulation et pratique sont quasiment semblables à quelque ondulations près. Pour cela et afin d'alléger le volume de ce mémoire, nous n'allons dès à présent se limiter qu'aux résultats issus du banc d'essai expérimental.

• Test en petite vitesse

La trajectoire de la référence est la suivante : 0 tr/mn à $t=0$ s, 500 tr/mn à $t=5.27$ s, et revenant à 0 tr/mn quand $t=18.27$ s. La MAS est chargée à 0,5 N.m, remise sans charge à $t=9.6$ s, ensuite rechargée par 0,7 N.m à $t=13.2$ s.

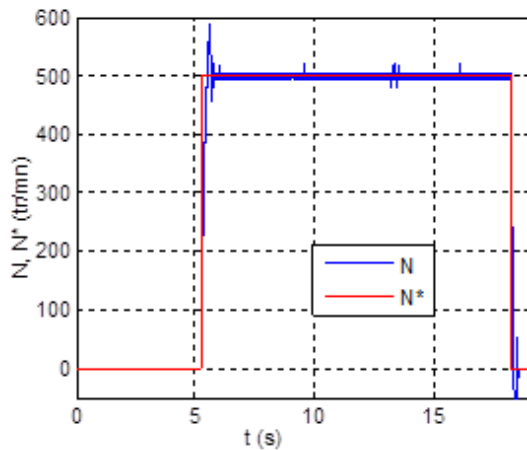


Fig. 2.18.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

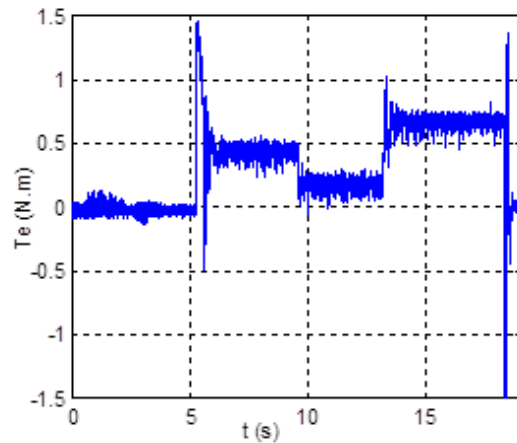


Fig. 2.18.b : Réponse du couple électromagnétique.

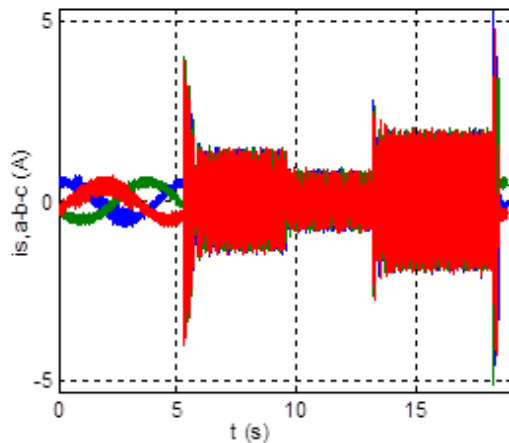


Fig. 2.18.c : Les courants de phases statoriques.

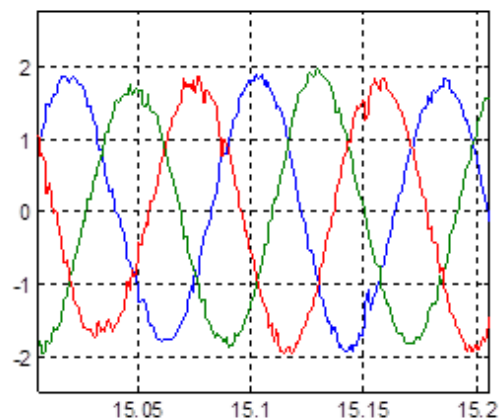


Fig. 2.18.d: Zoom sur les courants de phases statoriques.

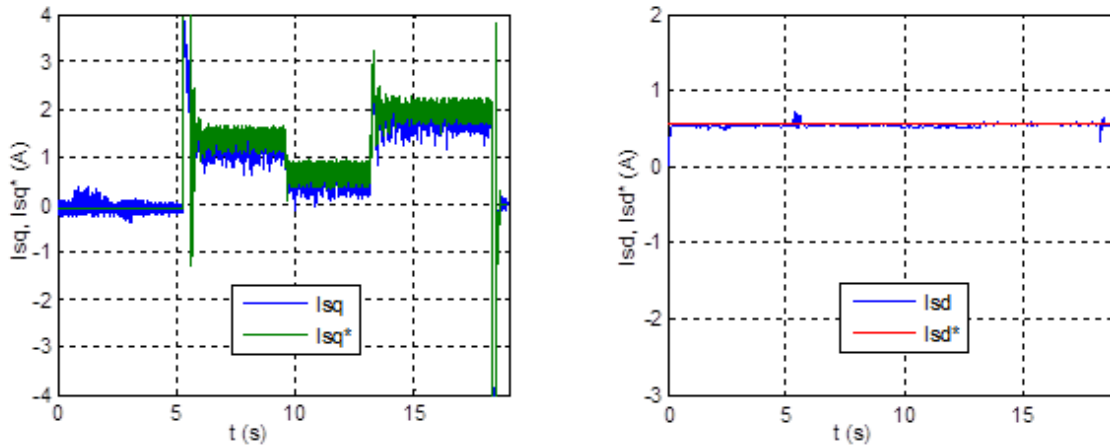


Fig. 2.18 (e,f): Composantes quadratiques et directes des courant statoriques.

La réponse de la vitesse est très rapide (figure 2.18.a), suivit d'un dépassement qui a influencé la réponse du couple (figure 2.18.b) mais qui est aussitôt corrigé par le système. Sur les figures 2.18.c, 2.18.d, on voit que les courants de phases statoriques ont une forme assez régulière (à cause de la bande des régulateurs à hystérésis) et ne présentent pas de pics excessifs. Les figures 2.18.e, 2.18.f, montrent un découplage remarquable du fait que les composantes directes et quadratiques des courants statoriques suivent parfaitement leurs références.

- **Autres tests**

Le comportement du système est maintenant mis en épreuve par une de référence en série d'échelons avec inversion du sens de rotation (0 à ± 1440 tr/mn puis à ± 2880 tr/mn), la machine étant chargée à $3,2$ N.m de crête entre $t=4$ s et $t=5$ s.

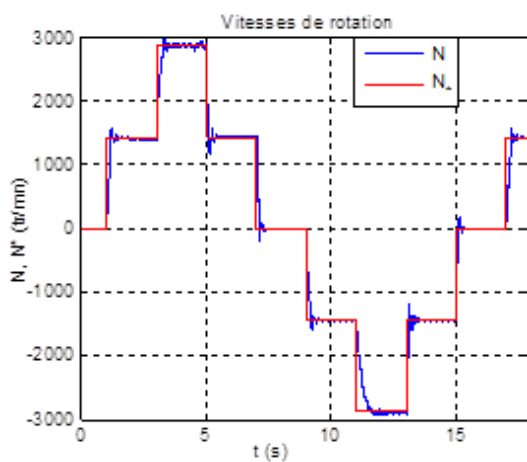


Fig. 2.19.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

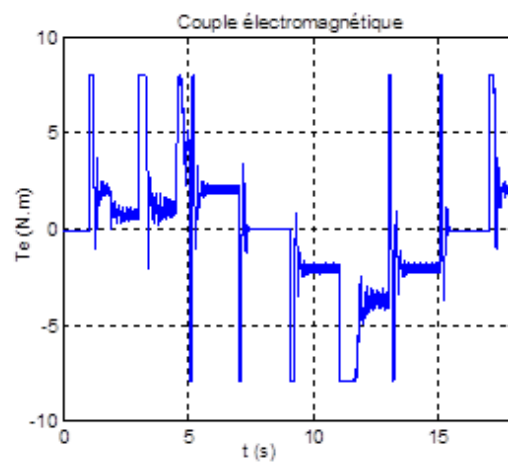


Fig. 2.19.b : Réponse du couple électromagnétique.

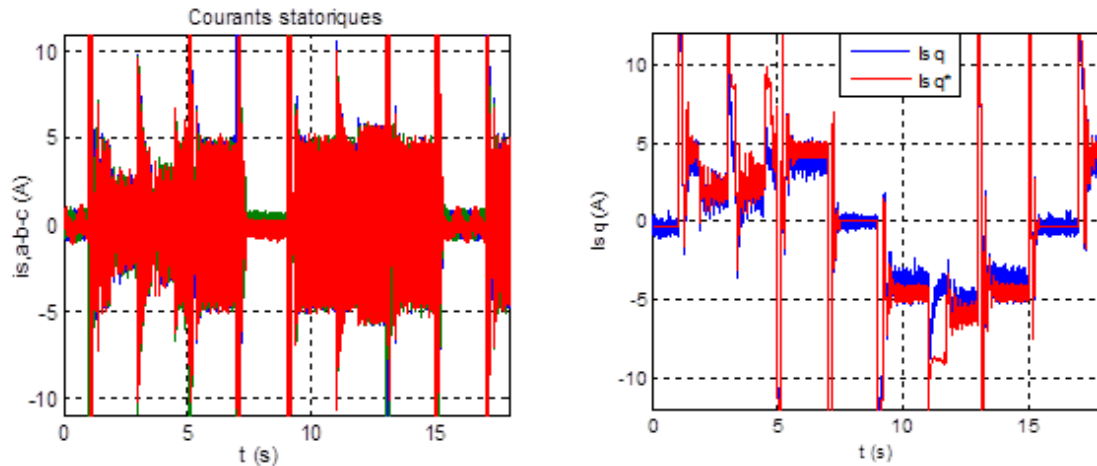


Fig. 2.19.c: Les courants de phases statoriques. Fig 2.19.d: Composantes quadratiques des courants statoriques.

Sur la figure de la vitesse (figure 2.19.a,b) on peut voir une très bonne dynamique de réponse de la vitesse et du couple avec de légers dépassements mais qui sont corrigés instantanément. Les changements brusques des références induisent des pics sur les courbes des courants (figure 2.19.c) et (figure 2.19.d) mais n'affectent pas la réponse de I_{sq} et donc du découplage. Pendant la phase d'accélération le moteur délivre un couple maximal jusqu'à ce que la vitesse atteigne sa référence, le couple chute alors à la valeur du couple de charge appliqué pour garder la vitesse constante.

Enfin nous parachevons ces tests par une référence trapézoïdale arrivant ± 2800 tr/mn. La trajectoire en rampe donne plus d'informations sur le comportement transitoire de la régulation de la vitesse et du couple. La commande subira de multiples variations dans le couple de charge, elle tourne initialement avec une charge progressant jusqu'à 1.6 N.m, ensuite arrivée à la vitesse de crête elle sera chargée par 3.1 N.m à $t=3.7s$, à $t=11s$ elle sera déchargée et puis rechargée par 3.1 N.m à $t=12.4s$.

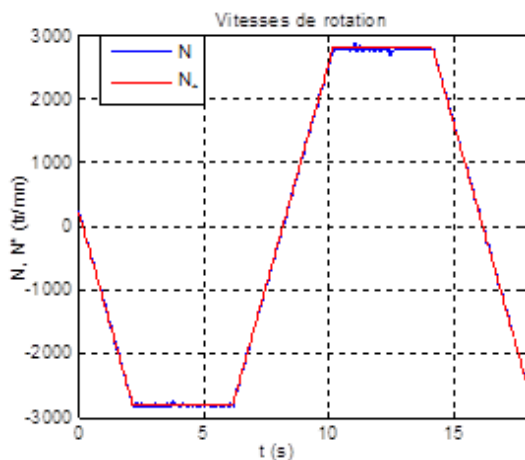


Fig. 2.20.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

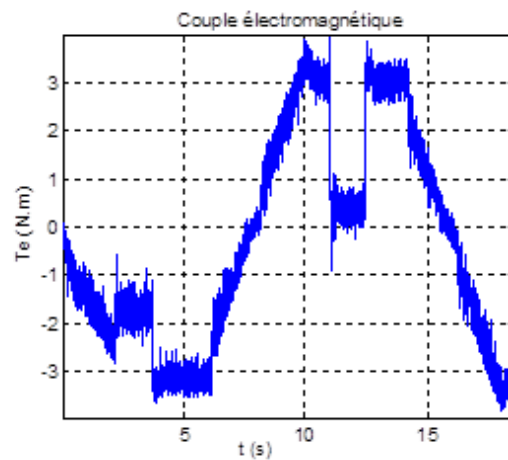


Fig. 2.20.b : Réponse du couple électromagnétique.

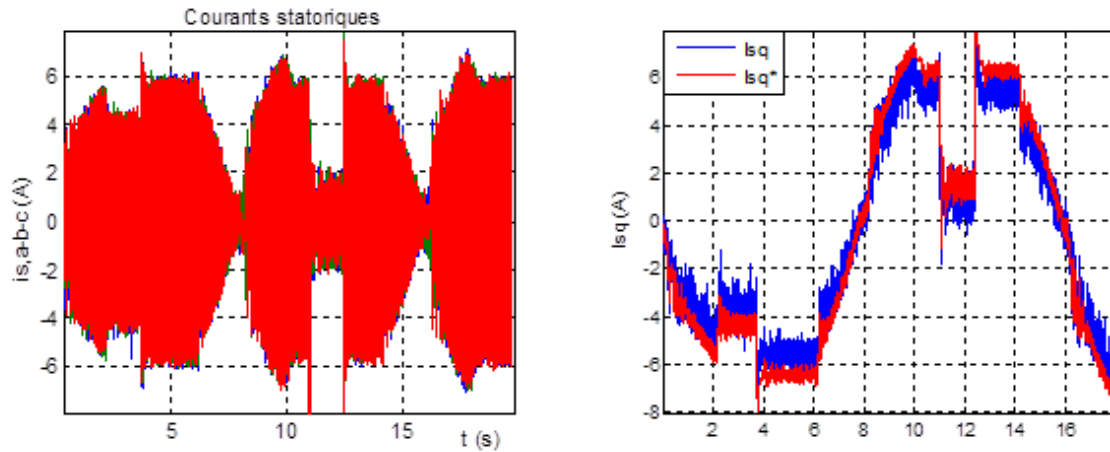


Fig. 2.20.c : Les courants de phases statoriques. Fig. 2.20.d: Composantes quadratiques des courants statoriques.

En ce qui concerne les performances de la poursuite, on aperçoit sur la figure 2.20.a que la vitesse mesurée suit parfaitement sa valeur de référence. La même chose est visible sur les courbes de la figure 2.20.d qui représente la composante de l'axe q du courant statorique ainsi que sa référence. Cependant, le couple a plus d'ondulation comparé aux premiers tests, mais il présente une bonne dynamique, sa trajectoire suit parfaitement le profil de la référence.

Pour le test de variation de la charge, on constate que la commande répond avec succès car les perturbations sont rejetées instantanément et le système redevient aussitôt stable. On voit aussi sur la figure 2.20.c que les courants statoriques ne présentent pas de pics.

Nous concluons par ces résultats que la commande IRFOC en courant présente des performances satisfaisantes avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet appréciable des perturbations. Les dépassements sont sans effets perturbateurs sur la stabilité du système et il n'y a pas d'erreurs statiques notables.

2.7 Commande directe du couple de la MAS

2.7.1 Introduction

La commande directe du couple et du flux DTFC abrégée DTC a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi [156] et Depenbrook [157], différente de la commande précédente FOC, la DTC vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisées dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur MLI ce qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont le nombre limité de vecteurs de tensions disponibles qui engendre les ondulations du

couple, du flux, et des courants en régime permanent ce qui affectent l'estimation de la vitesse et sa réponse, se traduisant également par des bruits acoustiques accrus, plus la sensibilité aux variations de la résistance statorique. En outre, la suppression de l'étage MLI principale caractéristique de la DTC et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence une fréquence de commutation variable [94].

2.7.2 Principe de la commande DTC

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

2.7.2.1 Règle d'évolution du flux statorique

Le modèle généralement retenu à l'implantation de la DTC est celui à référentiel stationnaire α, β , ce modèle est donné par le système d'équations suivant [158] :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\Psi}_r \end{cases} \quad (2.69)$$

Où :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= v_{s\alpha} + jv_{s\beta}, \mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \boldsymbol{\Psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \\ \mathbf{i}_r &= i_{r\alpha} + ji_{r\beta}, \boldsymbol{\Psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \end{aligned}$$

À partir de (2.69) on a:

$$\boldsymbol{\Psi}_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad (2.70)$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0, T_z]$, la séquence de commande (S_a, S_b, S_c) du convertisseur est fixe, la relation (2.70) peut s'écrire comme suit :

$$\boldsymbol{\Psi}_s(t) = \boldsymbol{\Psi}_{s0} + \mathbf{v}_s T_s - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt \quad (2.71)$$

Ou encore:

$$\boldsymbol{\Psi}_s(t) = \boldsymbol{\Psi}_{s0} + \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + aS_b + a^2 S_c) - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt \quad (2.72)$$

Où $\boldsymbol{\Psi}_{s0}$ est le vecteur flux à $t = 0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante.

Et si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant $(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur ($\mathbf{v}_s$ étant fixe):

$$\Psi_s(t + \Delta t) = \Psi_s(t) + \mathbf{v}_s \Delta t \quad (2.73)$$

La relation (2.74) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\Psi_s(n + 1) \approx \Psi_s(n) + \mathbf{v}_s T_s \quad (2.74)$$

Où:

$\Psi_s(n)$ Le vecteur de flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_n

$\Psi_s(n + 1)$ Le vecteur de flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_{n+1}

La variation du flux statorique due à l'application d'un vecteur de tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta \Psi_s(n) \approx \mathbf{v}_s T_s \approx \Psi_s(n + 1) - \Psi_s(n) \quad (2.75)$$

La relation (2.75) montre que la trajectoire de Ψ_s suit la direction du vecteur de tension $\mathbf{v}_s$, de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur Ψ_s suit la direction de $\mathbf{v}_s$, et si $\mathbf{v}_s$ est une tension nulle, Ψ_s est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant d,q où il coïncide avec l'axe d (figure 2.21), on peut écrire l'équation (2.77) à partir de l'équation (2.70), sachant que:

$$|\Psi_s| = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \quad (2.76)$$

$$\frac{d|\psi_s|}{dt} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd}, \quad (\psi_{sq} = 0) \quad (2.77)$$

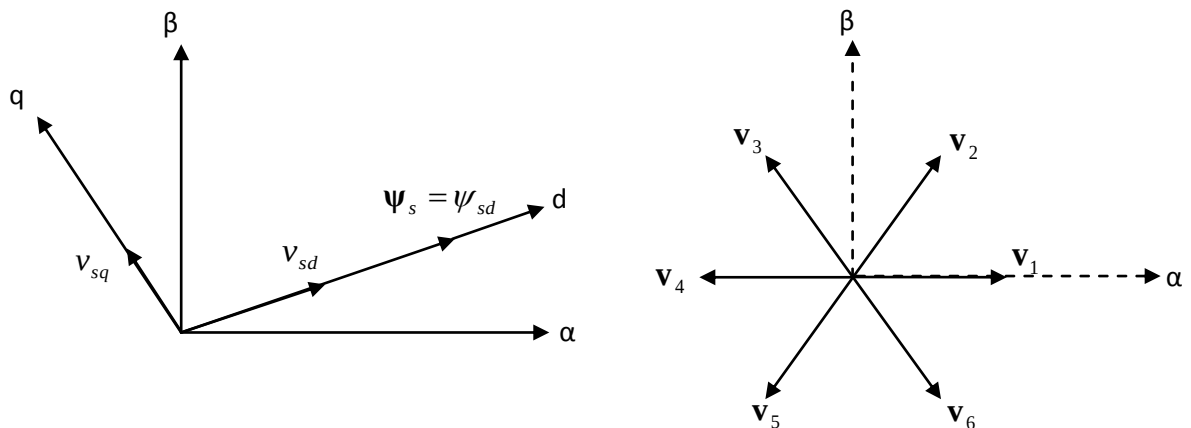


Fig. 2.21: Orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique.

En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient:

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd} \quad (2.78)$$

À partir de l'équation (2.73), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module.

Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0 \quad (2.79)$$

On aperçoit dans la figure 2.21 que les vecteurs ($\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_6$) possèdent une composante radiale v_{sd} positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs ($\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$) ont une composante radiale v_{sd} négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

Sur la figure 2.22 on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes.

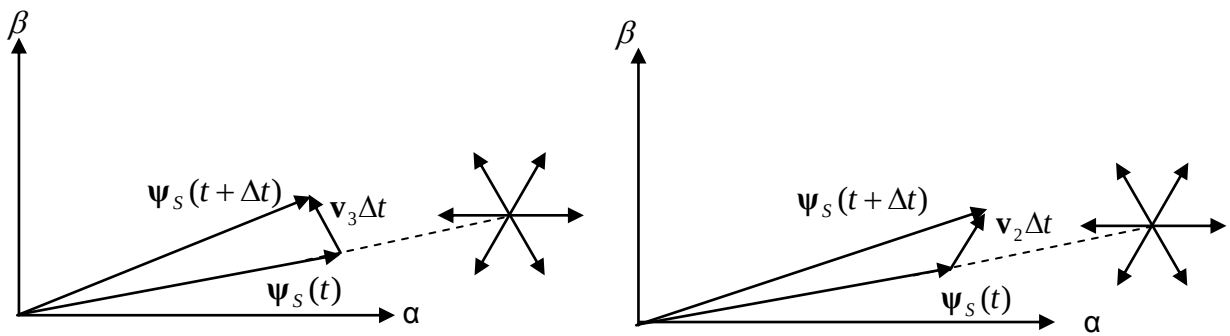


Fig. 2.22: Évolution du vecteur du flux statorique en fonction d'un vecteur de tension appliqué.

En choisissant une séquence correcte des vecteurs $\mathbf{v}_s$ sur des intervalles de temps successifs de durée T_z , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur $\boldsymbol{\Psi}_s$ la trajectoire désirée.

Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_z est très faible devant la période de rotation du flux.

2.7.2.2 Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$T_e = K'_t(\Psi_s \times \Psi_r) = K'_t \cdot |\Psi_s| \cdot |\Psi_r| \cdot \sin \delta \quad (2.80)$$

Avec :

$$K'_t = p_p \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$|\Psi_s|$: Module du vecteur flux statorique.

$|\Psi_r|$: Module du vecteur flux rotorique.

δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (figure 2.23).

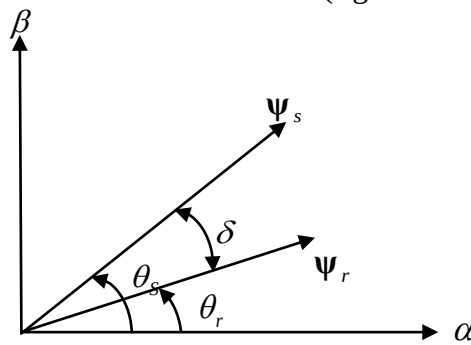


Fig. 2.23: Illustration de l'angle δ

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs Ψ_s et Ψ_r tout aussi bien que de l'angle δ .

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ($\Psi_s = \Psi_{sref}$), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [159], l'expression (2.80) à l'instant $t + \Delta t$ devient:

$$T_e = K'_t \cdot |\Psi_{sref}| \cdot |\Psi_r| \cdot \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (2.81)$$

La figure 2.24 illustre l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tensions différents.

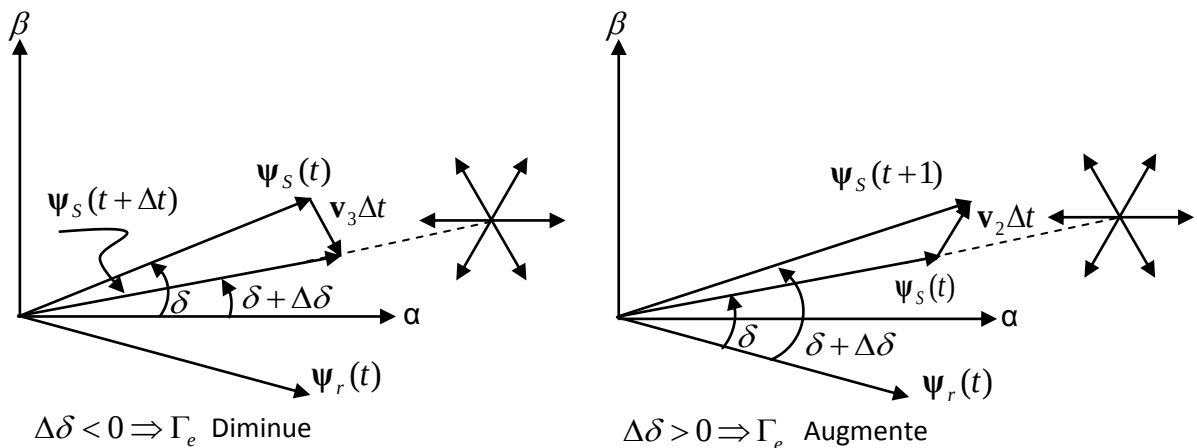


Fig. 2.24: Évolution de l'angle δ en fonction du vecteur de tension appliqué

Nous avons vu que pour fixer l'amplitude du flux statorique, il faut imposer à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais, comme il n'y a que huit vecteurs de tensions possibles, dont deux sont nuls, cela se traduit pour le flux statorique par l'application d'une composante radiale qui agit sur l'amplitude du flux statorique, est d'une composante transversale qui agit sur l'écart angulaire entre les flux statorique et rotorique donc sur le couple.

Les vecteurs ($\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$) ont une composante transversale positive, ce sont donc ces vecteurs qui augmentent le couple de façon plus ou moins selon la vitesse et la phase du flux. En revanche, les vecteurs ($\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$) possèdent une composante transversale négative ce qui permet de diminuer le couple. L'application des vecteurs nuls revient à bloquer la position du vecteur flux statorique pendant une durée correspondant à la période de contrôle, alors que le vecteur flux rotorique est en train de continuer sa course suivant son inertie, rattrapant ainsi le vecteur flux statorique. L'action obtenue est donc une diminution du couple tout en maintenant l'amplitude du flux statorique inchangée si la vitesse est positive et d'une augmentation du couple si elle est négative.

L'approximation sur la chute de tension dans la résistante statorique est réaliste, exceptée aux faibles vitesses où le terme ($R_s \mathbf{i}_s$) doit être considéré.

2.7.3 Élaboration de la commande directe du couple

La stratégie de la commande directe du couple, initialement proposée par Takahashi, est basée sur les principes développés dans les paragraphes précédents. Elle consiste à contrôler à l'aide d'un choix judicieux du vecteur de tension approprié de l'onduleur, l'amplitude du flux statorique et le couple de manière directe et simultanée.

Le choix du vecteur de tension dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Le flux et le couple sont estimés en utilisant les tensions et les courants de lignes, puis comparés à leurs références respectives par des comparateurs à hystérésis à deux ou trois niveaux. Le choix du vecteur de tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [156]. Cette stratégie montre que le plan complexe est découpé en six secteurs de 60° . La décomposition en douze secteurs est possible mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans la structure DTC avec un onduleur à deux niveaux [160].

2.7.3.1 Régulation du flux statorique

Afin d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La bande d'hystérésis permet d'évaluer l'erreur du flux ou la sortie du contrôleur de flux donnée par la variable logique $d_\psi[0,1]$, indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle par la relation:

$$e_\psi = |\psi_s^* - \hat{\psi}_s| < \Delta H_\psi \quad (2.82)$$

où ΔH_ψ est la bande d'hystérésis du contrôleur (figure 2.25 (a,b)).

Le choix du vecteur de tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ψ_s^* et le flux estimé $\hat{\psi}_s$.

$$\begin{cases} d_\psi = 1 & \text{pour } e_\psi > \Delta H_\psi \\ d_\psi = 0 & \text{pour } e_\psi < -\Delta H_\psi \end{cases} \quad (2.83)$$

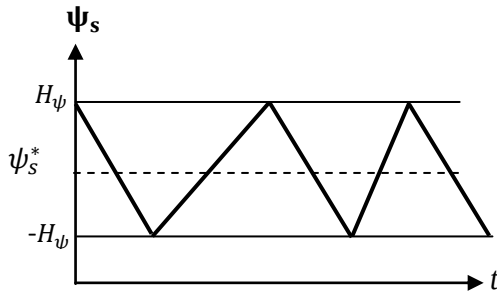


Fig. 2.25.a: Évolution de ψ_s .

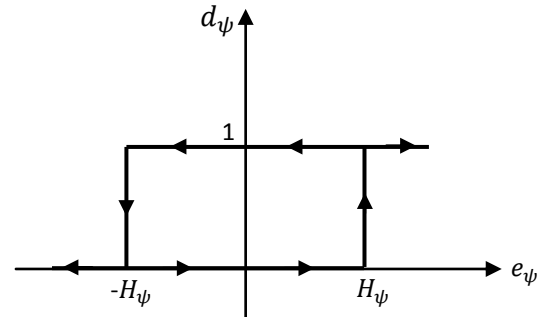


Fig. 2.25.b: Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

2.7.3.2 Régulation du couple électromagnétique

De la même façon, la régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation. La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle sorte qu'elle respecte la condition suivante :

$$|T_e^* - T_e| < e_T \quad (2.84)$$

La figure 2.26 montre l'écart de sortie logique d_T du contrôleur suivant l'évolution du couple T_e par rapport au couple de référence T_e^* .

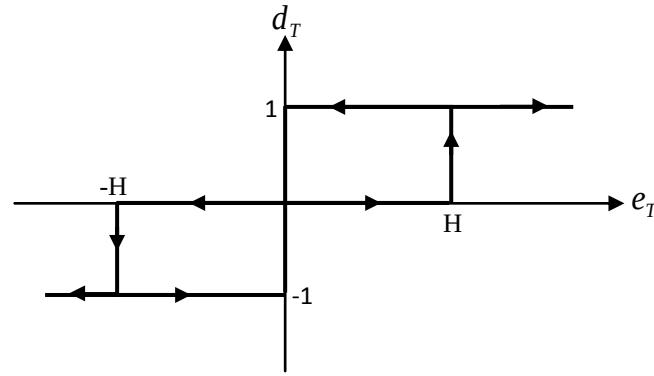


Fig. 2.26: contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit:

$$\begin{cases} d_T = 1 & \text{pour } e_\psi > H_T \\ d_T = 0 & \text{pour } e_\psi = 0 \\ d_T = -1 & \text{pour } e_\psi < -H_T \end{cases} \quad (2.85)$$

2.7.3.3 Élaboration de la table de commande

A titre d'exemple et en prenant le secteur (1) (figure 2.27) on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.

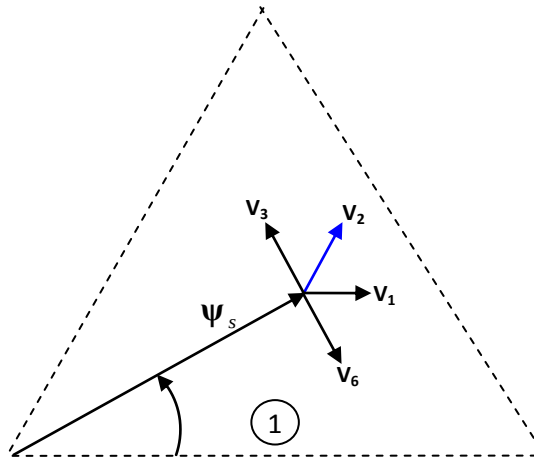


Fig. 2.27: Choix du vecteur de tension à appliquer

Les vecteurs (v_1, v_2, v_6) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs (v_2, v_3) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur v_2 , est applicable afin de répondre aux exigences voulues.

C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

- **Table de commande du flux statorique**

Le tableau 2.1 résume les séquences de tensions actives pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

Tableau 2.1: Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$
$\downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$

• **Table de commande du couple**

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2: Vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple.

Secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow T_e$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$
$\downarrow T_e$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau 2.3.

Tableau 2.3: vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux.

Secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow T_e \uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
$\uparrow T_e \downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
$\downarrow T_e \uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
$\downarrow T_e \downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes [160].

La table de commande définie par [161] donnée au tableau 2.4 permet l'utilisation des séquences de tension nulle et ainsi limiter les pertes.

Tableau 2.4: Élaboration de la table de commutation.

Secteur		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$e_\psi = 0$	$e_T = 1$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
	$e_T = 0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$
	$e_T = -1$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$
$e_\psi = 1$	$e_T = 1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
	$e_T = 0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$
	$e_T = -1$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$

2.7.3.4 Estimation du flux statorique et du couple

Le flux peut être estimé par le modèle dit en courant et le modèle en tension statorique.

- **Modèle en tension statorique**

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (2.29).

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes α, β

Soit :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.86)$$

Avec: $|\Psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}$

Les composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ du vecteur de courant sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants mesurés :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sa} - i_{sb}) \end{cases} \quad (2.87)$$

Les composantes du vecteur de tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.88)$$

La figure 2.28 montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées α, β .

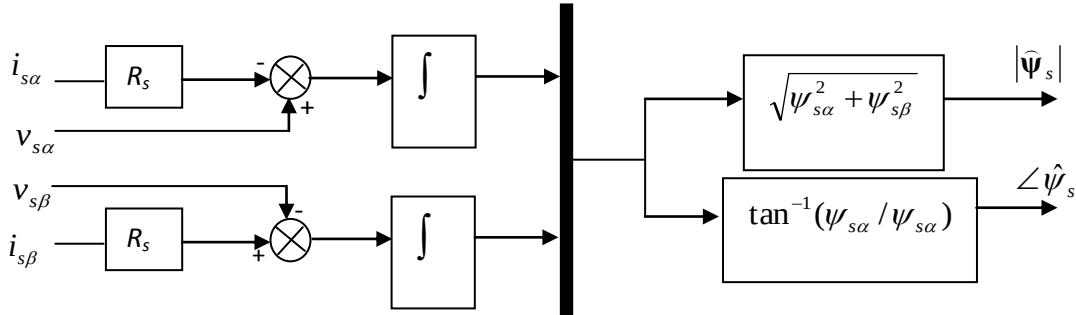


Fig. 2.28: schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Le couple est obtenu à partir des composantes des courants statoriques et du flux déjà estimé par:

$$T_e = p_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.89)$$

2.7.3.5 Schéma globale de la commande

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, cela est due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. Notons que l'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration.

Le schéma sur la figure 2.29 illustre de principe de commande DTC.

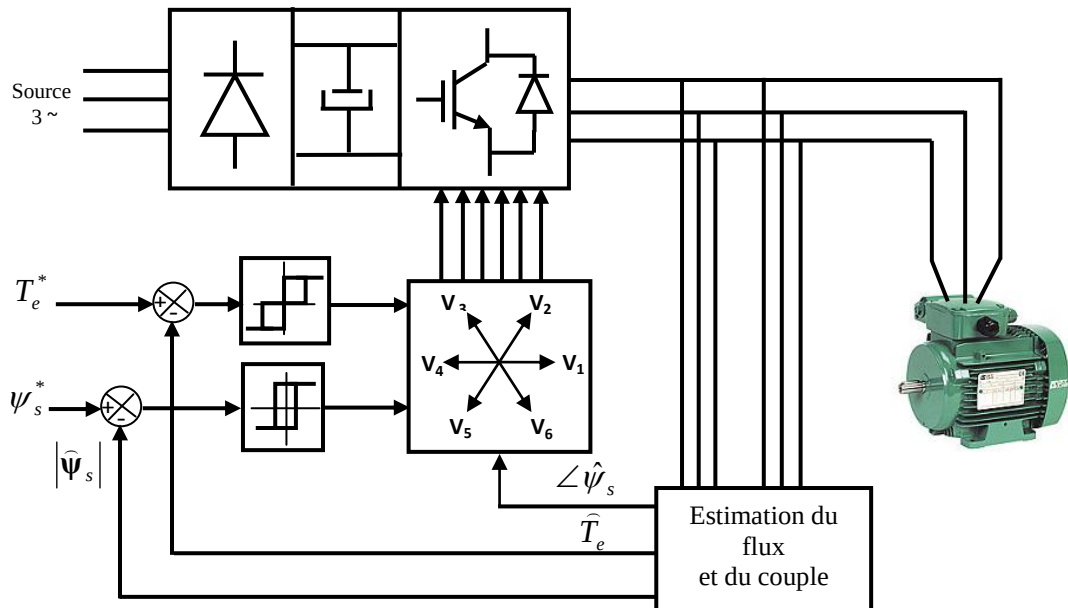


Fig. 2.29: Principe de la commande DTC

2.7.4 Résultats de simulation et pratique de la commande DTC

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus au laboratoire issus de l'implémentation de la DTC. Pour une largeur de la bande d'hystérésis du couple $\Delta H_{Te} = 0.001 \text{ N.m}$ et celle du flux $\Delta H_{\psi_s} = 0.0001 \text{ Wb}$. On a gardé les mêmes valeurs des gains du régulateur PI déjà utilisées dans la commande IRFOC. On a préféré ajouter les résultats de simulation pour faire la distinction entre les deux en prenant la même période d'échantillonnage ($T_z = 0.0001 \text{ s}$), mais comme les résultats étaient quasiment semblables on ne montrera que ceux issus du premier test.

- **Consigne rectangulaire en grande vitesse**

Le premier test consiste à utiliser une référence rectangulaire débutant par 0 tr/mn et atteignant la valeur nominale de la vitesse de rotation du moteur par un échelon, soit à 2880 tr/mn . Pour tester la réponse du couple électromagnétique, la machine démarre initialement à vide, elle est chargée à 100% de sa charge nominale à $t=8,5 \text{ s}$ puis à 50% à $t=12,25 \text{ s}$ et enfin sans charge à $t=17 \text{ s}$.

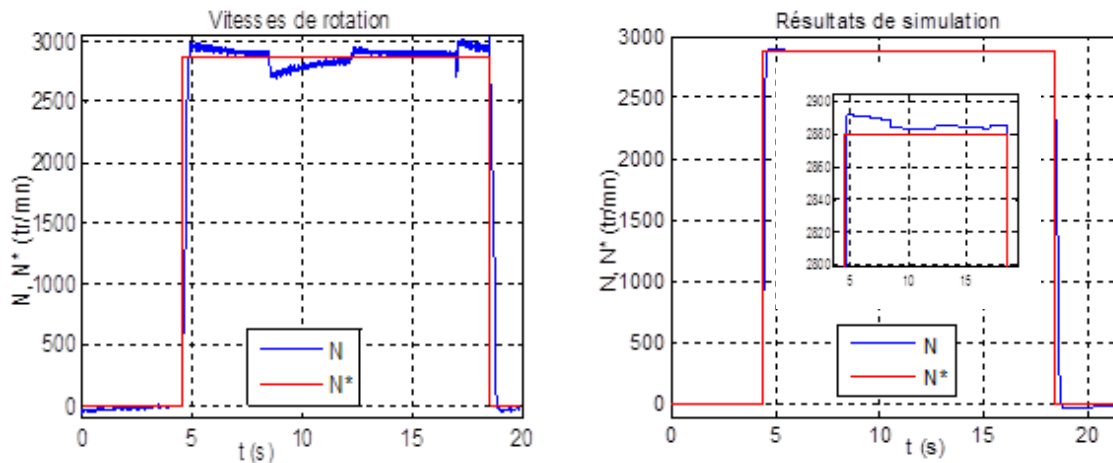


Fig. 2.30 (a,b) : Réponse de la vitesse (pratique et simulation).

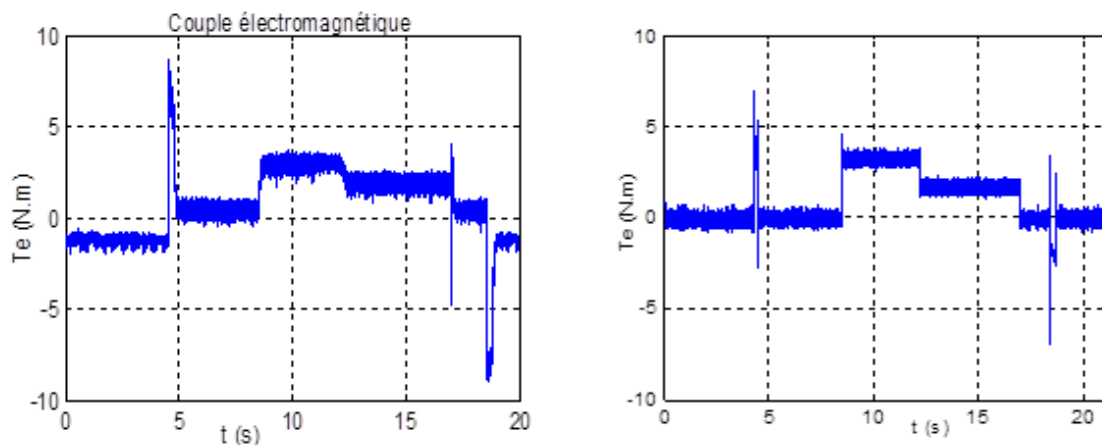


Fig.2.30 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique (pratique et simulation).

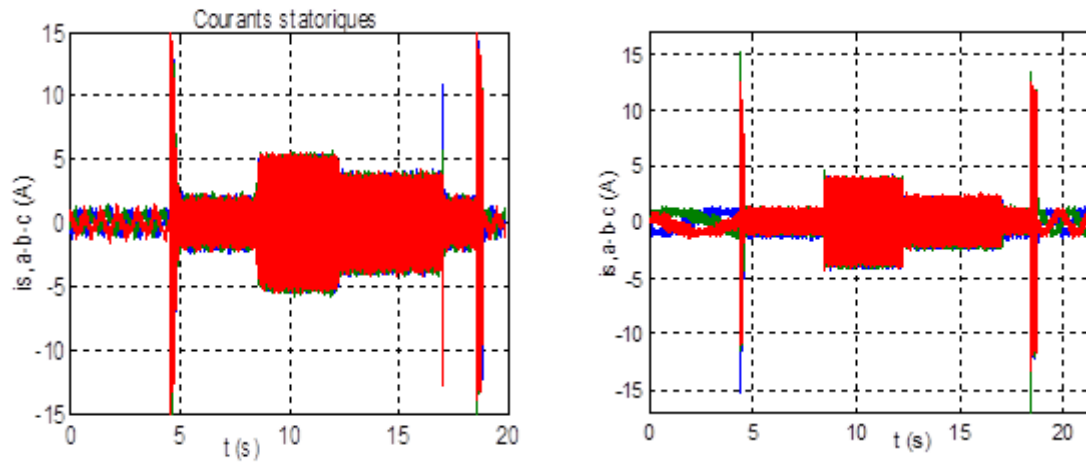


Fig. 2.30 (e,f) : Les courants de phases statoriques (pratique et simulation).

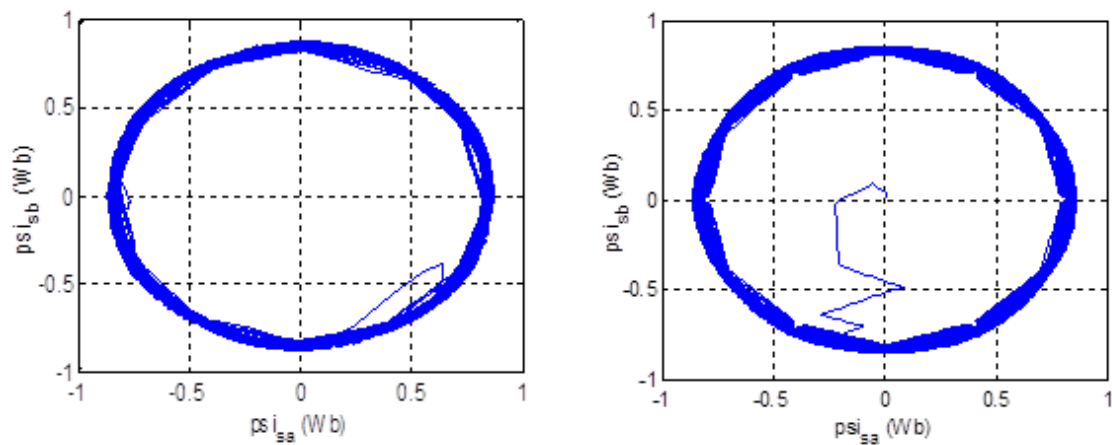


Fig. 2.30 (g,h) : Trajectoire du flux statorique (pratique et simulation).

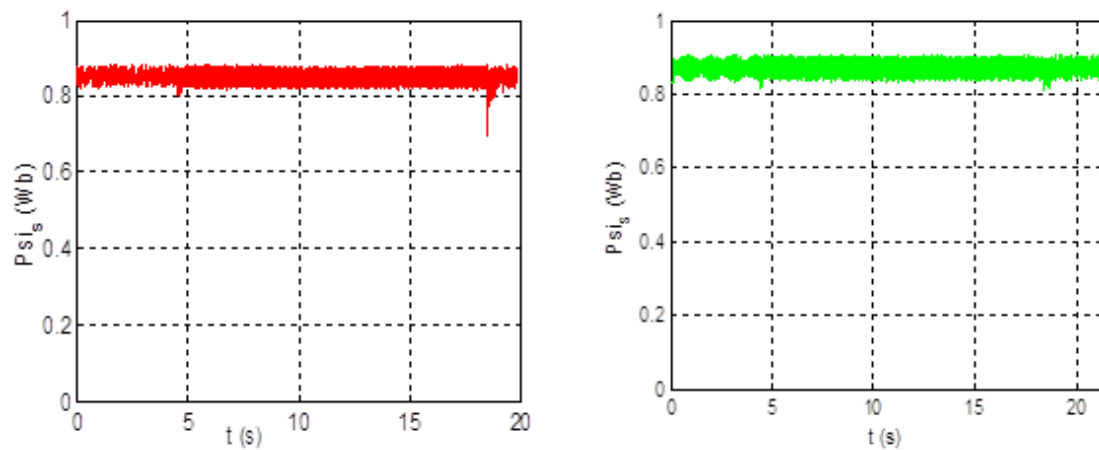


Fig. 2.30 (i,j) : Évolution du module du flux statorique (pratique et simulation).

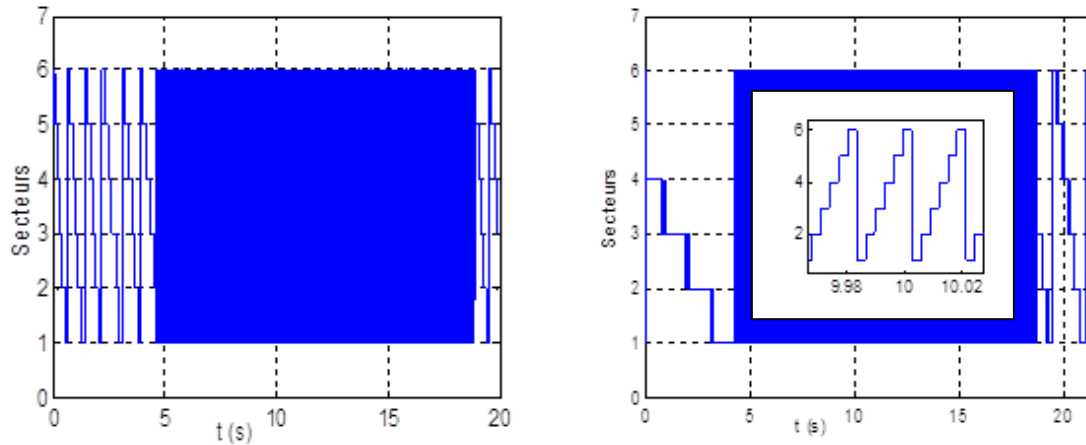


Fig. 2.30 (k,l) : Détection des secteurs (pratique et simulation).

On voit sur les figures 2.30 (a,b) que la vitesse a une bonne dynamique, avec des dépassements notables mais qui sont corrigés par le régulateur après le régime transitoire, toutefois on constate une erreur statique après la régulation mais qui est minime (inférieure à 5%), la vitesse mesurée suit sa référence d'une manière correcte. Sur la figure 2.30 (c,d), on aperçoit que le couple présente de petites ondulations, sa dynamique est moins performante dû au régulateur ajouté pour la régulation de la vitesse. La forme d'onde des courants (figures 2.30 (e,f)) est régulière mais on note cependant des pics qui sont un peu excessifs. Le flux (figures 2.30 (g,h)) suit une trajectoire quasi circulaire, et la détection des secteurs est parfaitement respectée (figure 2.30 (k,l)).

Les résultats issus de la pratique et de la simulation sont presque identiques sauf pour la réponse de vitesse (figures 2.30 (a,b)). Les différences remarquées pendant les premières 5s viennent du fait qu'aux débuts des tests la machine débute par zéro dans la simulation, alors que dans la pratique elle faisait des cycles répétitifs.

- **Consigne rectangulaire en petite vitesse**

La référence décrit la trajectoire suivante : Elle débute par 0 *tr/mn*, suivi de 500 *tr/mn* à $t=4,9$ s, et revienne à 0 *tr/mn* à $t=18,9$ s. La MAS est initialement déchargée, puis elle est mise à 0,7 *N.m* et revient à 0,4 *N.m* à $t=8,65$ s, et ensuite à 1 *N.m* à $t=12$ s.

La réponse de la vitesse est instantanée comme on peut l'apercevoir sur la figure 2.31.a, les dépassements ne sont pas importants mais le système met un peu de temps à se stabiliser (environ 3,75s après être charger de 1 *N.m*). Par contre la réponse du couple est très rapide (figure 2.31.b).

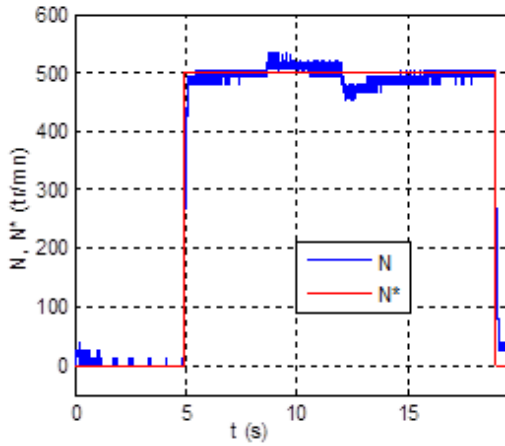


Fig. 2.31.a : Réponse de la vitesse.

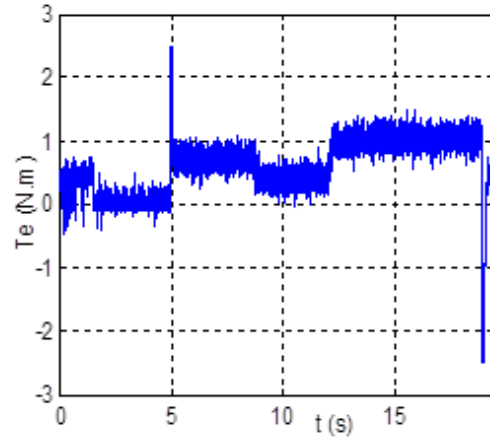


Fig. 2.31.b : Réponse du couple électromagnétique.

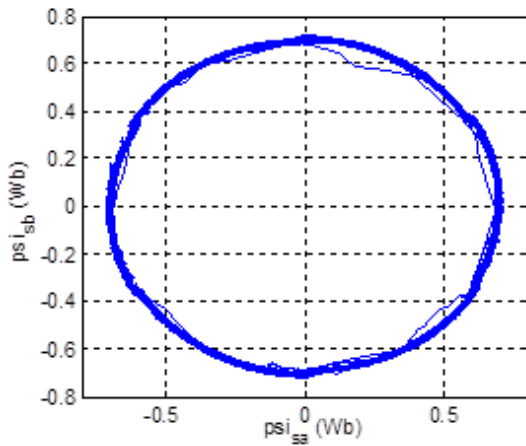


Fig. 2.31.c : Trajectoire du flux statorique.

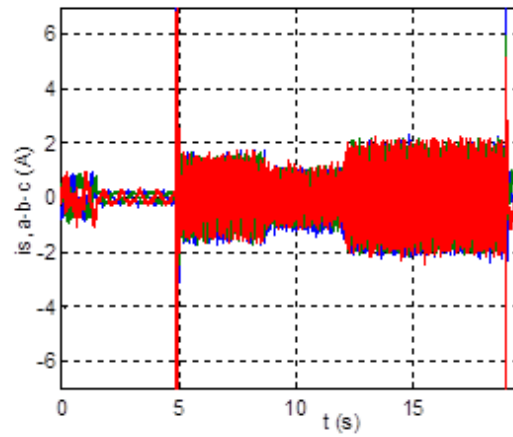


Fig. 2.31.d : Les courants statoriques.

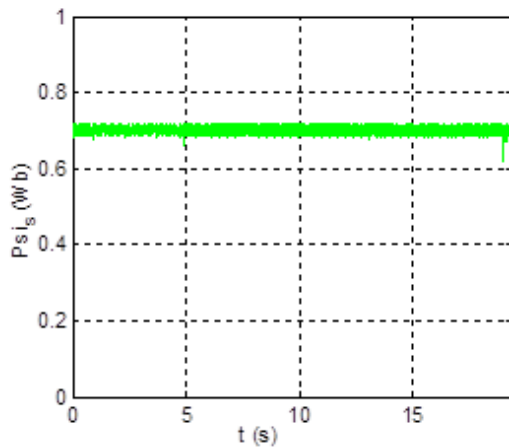


Fig. 2.31.e : Évolution du module du flux statorique.

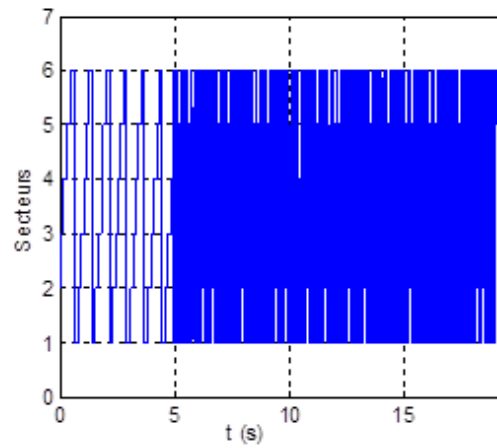


Fig. 2.31.f : Détection des secteurs.

L'évolution du module du flux statorique est constante (figure 2.31.e), et sa trajectoire est circulaire (figure 2.31.c). Les courants de phases statoriques (figure 2.31.d) ne présentent pas de pics importants, et l'évolution de la détection des secteurs est régulière (figure 2.31.f).

- **Consigne à plusieurs échelons en grande vitesse**

De même que pour la commande IRFOC on va tester la réponse et la stabilité du système suite à des références en échelons avec inversion du sens de rotation (0 à ± 1440 tr/mn puis à ± 2880 tr/mn), la machine étant chargée à une crête de $1,6$ N.m.

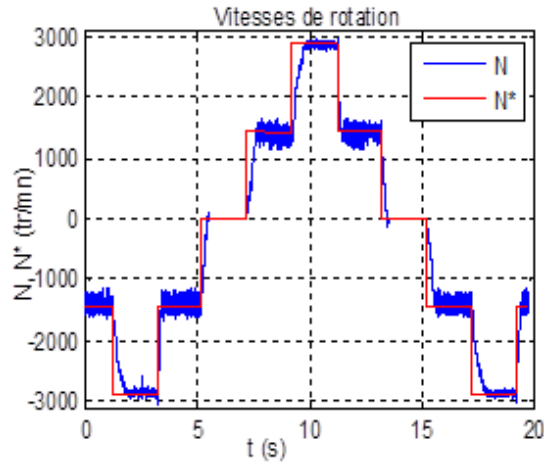


Fig. 2.32.a : Réponse de la vitesse.

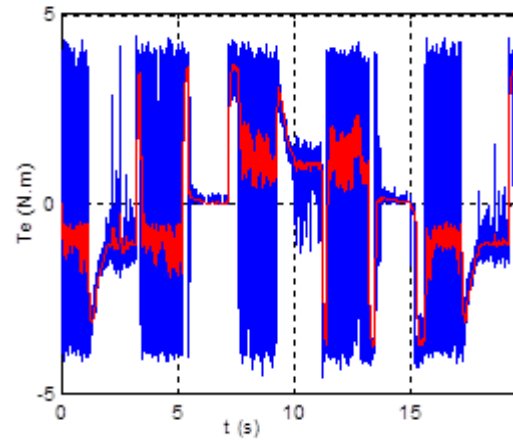


Fig. 2.32.b : Réponse du couple électromagnétique.

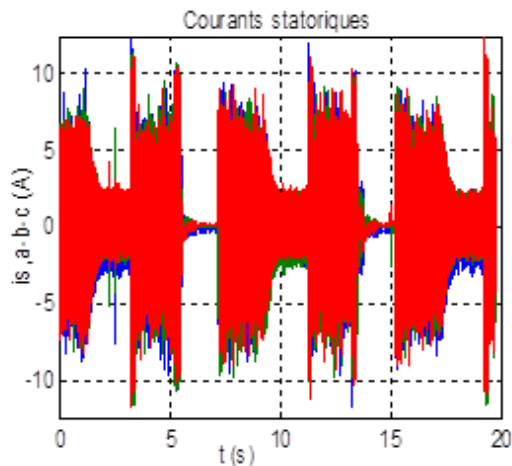


Fig. 2.32.c : Zoom sur la courbe des courants.

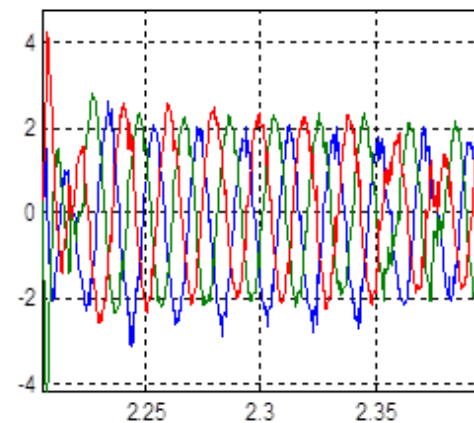


Fig. 2.32.d : Les courants statoriques.

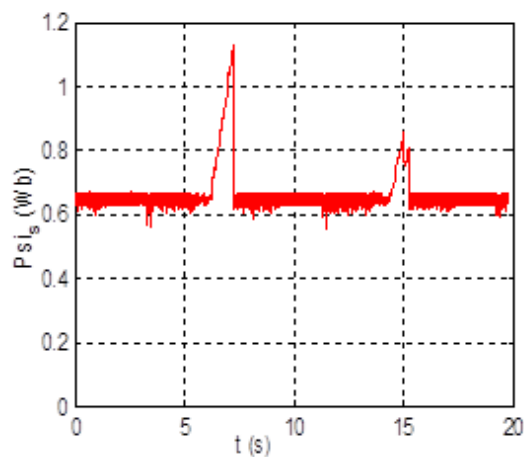


Fig. 2.32.e : Évolution du module du flux statorique.

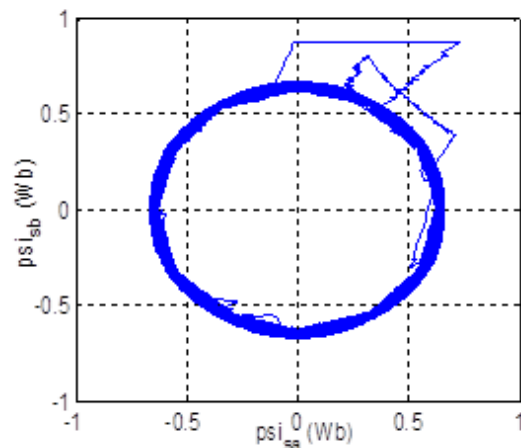


Fig. 2.32.f : Trajectoire du flux statorique.

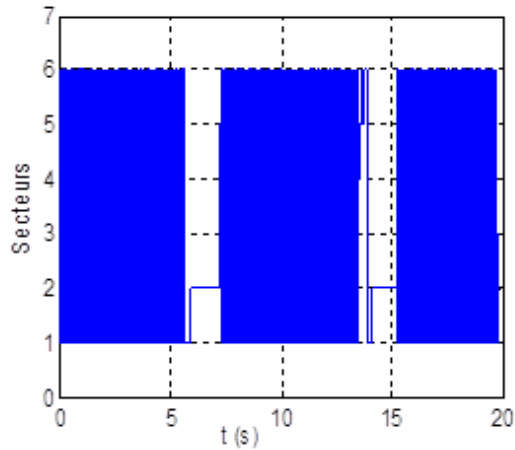


Fig. 2.32.g : Détection des secteurs.

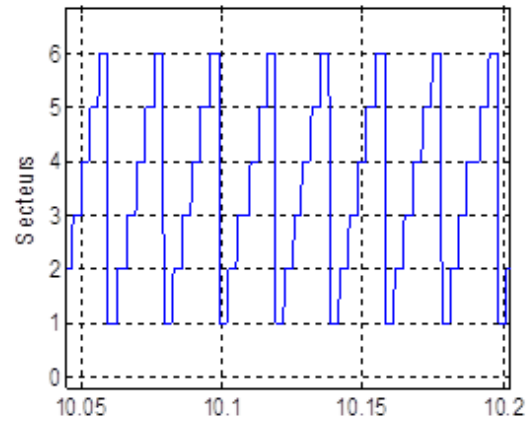


Fig. 2.32.h : Zoom sur la courbe des secteurs.

Le résultat de la poursuite porté sur la figure 2.32.a, montre que la DTC présente une assez bonne dynamique de la vitesse sans dépassement ni erreur statique, le couple par ailleurs (figure 2.32.b) a une très bonne réponse mais contient beaucoup d'ondulation en régime permanent, cela c'est traduit par des bruits acoustiques au cours du fonctionnement de la machine. Sur la figure 2.32.e le flux estimé garde sa valeur de référence, et il conserve une trajectoire circulaire adéquate (figure 2.32.f), et les courants de phases statoriques sont de forme régulière mais présentent des pics excessifs d'autant plus que la machine est chargée (d'ailleurs chargée à 100% les pics devenaient dangereux et ont conduit au déclenchement des organes de protections). Sur les figures 2.32.h on voit que la détection des secteurs par rapport au temps est très appropriée.

- **Consigne en forme trapézoïdale**

La commande est maintenant testée pour une référence en rampe qui forme un trapèze de ± 2800 tr/mn de crête. La machine est chargée à 3,1 N.m de crête.

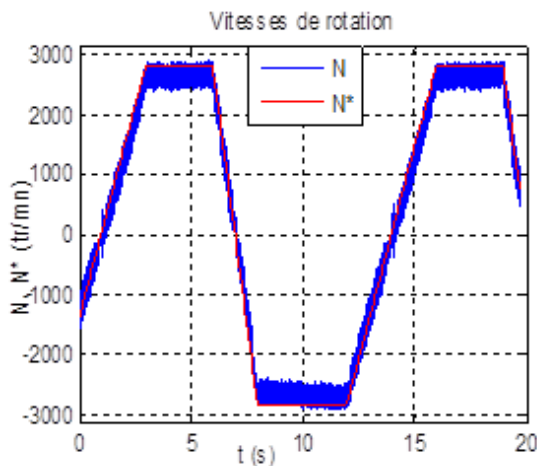


Fig. 2.33.a : Réponse de la vitesse.

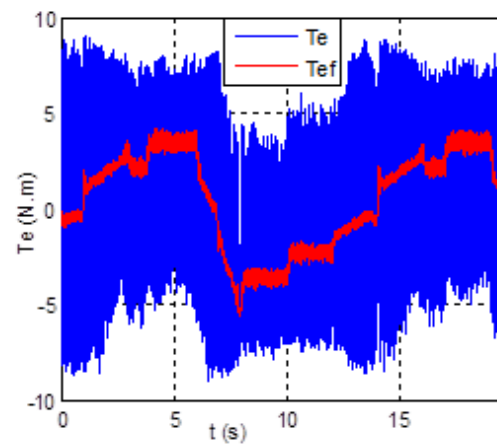


Fig. 2.33.b : Réponse du couple électromagnétique (Réelle et filtrée).

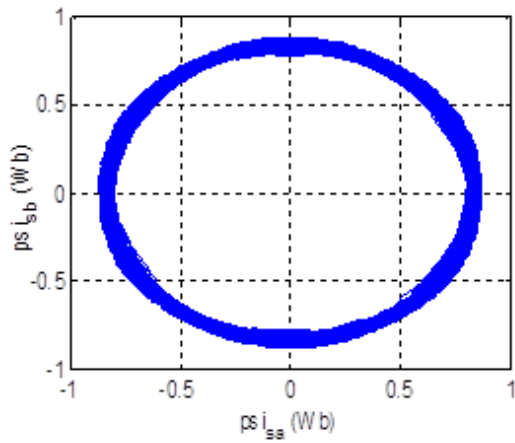


Fig. 2.33.c : Trajectoire du flux statorique.

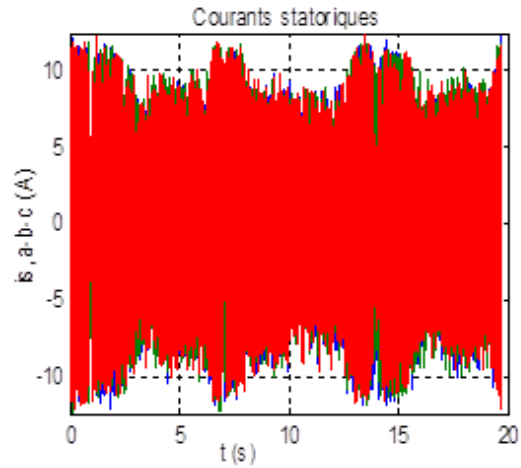


Fig. 2.33.d: Les courants statoriques.

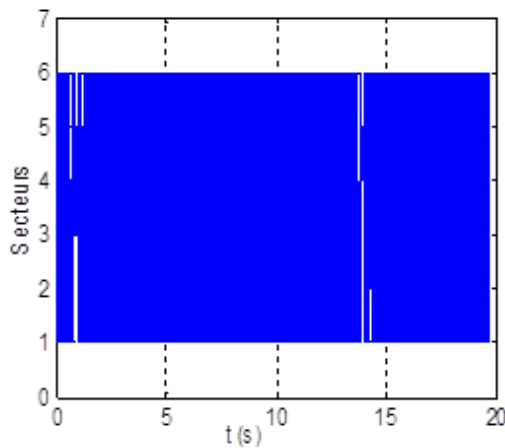


Fig. 2.33.e : Détection des secteurs.

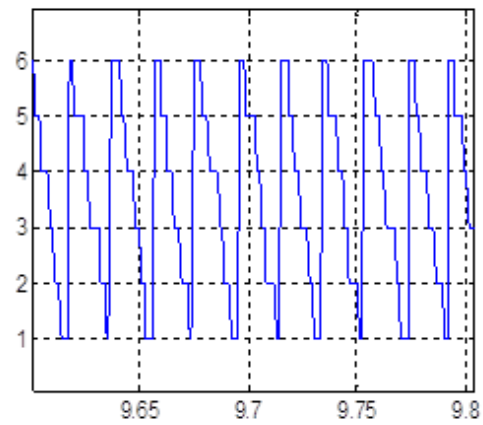


Fig. 2.33.f : Zoom sur la courbe des secteurs.

La figure 2.33.a, montre la réponse de la vitesse par rapport à sa consigne, on remarque que la vitesse mesurée suit parfaitement la forme de la référence et ce même pendant la phase d'accélération. Les ondulations du couple sont de plus en plus pertinentes (figure 2.33.b) ce qui se reflète sur la forme de la vitesse et les courants de phases statoriques (figure 2.33.d). Les autres courbes ont une allure assez régulière.

2.8 Comparaison entre les commandes IRFOC et DTC

Nous avons choisi de faire des séries de tests semblables pour les deux commandes IRFOC et DTC, afin de réaliser une contribution à la littérature par le biais d'une comparaison expérimentale. Et pour approfondir la comparaison nous allons étudier leurs comportements lors de l'introduction de régulateurs intelligents telle que la régulation par la logique floue. Mais tout d'abord, nous allons consacrer une brève description des principes de cette technique.

2.8.1 Description de la logique floue

La logique floue est apparue comme une substitution à logique stricte, imitant ainsi le comportement empirique du cerveau humain. Son introduction effective est due au célèbre chercheur L. Zadeh, qui a contribué à la modélisation de phénomènes physiques en formalisme flou qui repose sur la théorie des ensembles flous développée en 1965 [10]. Ensuite c'est au tour de M. Mamdani qui l'a expérimenté en 1974 en l'introduisant dans la régulation des processus industriels (régulation d'un moteur à vapeur) [162].

Sans trop se perdre dans les formalismes mathématiques de la logique floue, on va présenter brièvement des définitions générales sur cette méthode et ses propriétés essentielles, où nous allons détailler surtout les méthodes qui sont appliquées dans la commande.

2.8.1.1 Ensembles flous et fonction d'appartenance

La théorie des ensembles flous [10] permet d'exprimer l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ensemble ou plus précisément son degré d'appartenance. Dans la théorie des ensembles classiques, un élément appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Néanmoins, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est distinctement défini.

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

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

$$A = \{(x, \mu_A(x) | x \in X)\} \quad (2.90)$$

2.8.1.2 Représentations des fonctions d'appartenance

Plusieurs formes non linéaires assez différentes peuvent représenter les fonctions d'appartenance. Les formes trapézoïdale, triangulaire (figure 2.34), et de cloche sont les plus souvent employées [155].

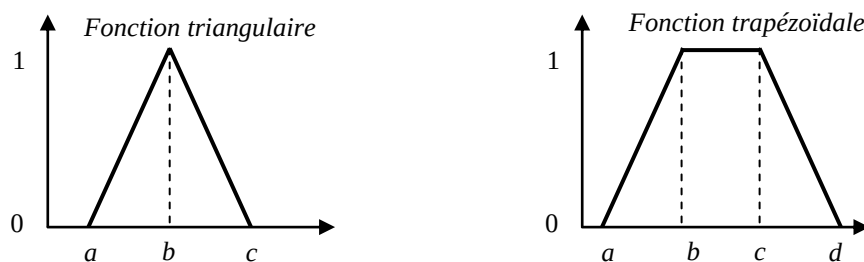


Fig. 2.34 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

2.8.1.3 Structure d'un contrôleur flou

La structure de base d'un contrôleur flou se compose de trois parties principales comme le montre la figure 2.35 [163].

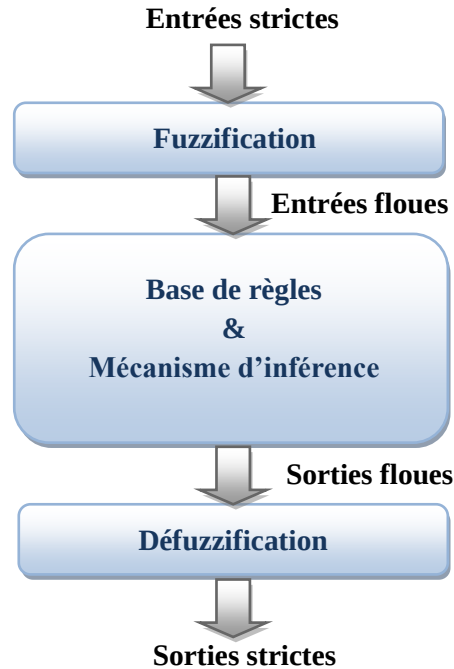


Fig. 2.35 : Schéma du régulateur flou de la vitesse

- **Fuzzification**

La fuzzification consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables physiques d'entrées. Il s'agit d'attribuer à la variable d'entrée (qui est une variable strict « *crisp* » en anglais) les degrés d'appartenance à ses ensembles flous. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, et de leur répartition sur l'univers de discours sont définis par l'opérateur expert.

- **Base de règles**

Les connaissances de l'expert sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles linguistiques de la forme suivante :

Si prémisses **Alors** conclusion

Les règles peuvent être représentées dans une matrice dite matrice d'inférence.

La prémisses est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus communément utilisés sont: l'opérateur d'intersection "ET", l'opérateur d'union "OU", et l'opérateur de la négation ou du complément "NON".

En prenant par exemple deux ensembles flous A , et B , d'où leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ respectivement, et appartenants à un univers de discours X . Les opérateurs susmentionnés sont définis alors comme suit [163] :

➤ **Opérateur « OU »**

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

$$C = A \cup B \quad (2.91)$$

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

$$\mu_C(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.92)$$

➤ **Opérateur « ET »**

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

$$\mu_C(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.93)$$

➤ **Opérateur « NON »**

Le complément d'un ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}(x)$ telle que :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.94)$$

• **Mécanisme d'inférence**

Maintenant, il faut définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses ensembles flous. On parle alors de mécanisme d'inférence ou méthodes d'implication floue, pour les systèmes régulés par la logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

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

À cause de sa simplicité la méthode de Mamdani (équation 2.95) est la plus utilisée [164], elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "*min*", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "*min*" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "*max*".

$$\mu_A(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.95)$$

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

- **Défuzzification**

Le résultat obtenu de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication est formellement une valeur floue. Cette dernière ne peut être exploitée directement pour contrôler le processus. Une transformation doit être alors considérée à la sortie du mécanisme d'inférence pour la transformer en grandeur stricte. Cette action est interprétée par le terme défuzzification. Il existe dans la littérature plusieurs solutions qui réalisent cette opération, on compte parmi elles, la méthode de la valeur maximum, la moyenne des maxima, le centre de gravité (barycentre), et les hauteurs pondérées.

La méthode de défuzzification par le centre de gravité est de loin la méthode la plus utilisée en commande floue [164, 165].

➤ **La méthode du centre de gravité**

Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance issue de l'agrégation des règles.

$$u = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (2.96)$$

Au cas où les fonctions d'appartenance de la variable de sorties sont des rectangles en forme de barres « singletons », on se retrouve à un cas particulier « méthode de Sugeno ».

2.8.2 Commande de vitesse de la machine asynchrone par la logique floue

Dans ce qui suit nous allons introduire un contrôleur flou dans la boucle de régulation de la vitesse. Le même contrôleur est appliqué pour la commande IRFOC et la DTC. L'objectif recherché est d'élaborer une commande plus robuste que celle obtenue par un PI classique tout en respectant la dynamique et la contrainte du temps de traitement.

Plusieurs structures de régulateurs sont utilisées, parmi elles, la structure Flou-PI qui est représentée sur la figure 2.36 [166], il s'agit de réaliser un contrôleur flou basé sur le profil du comportement d'un régulateur PI classique. Les gains d'action proportionnelle est intégrale seront adaptés en fonction de l'erreur et de sa dérivée.

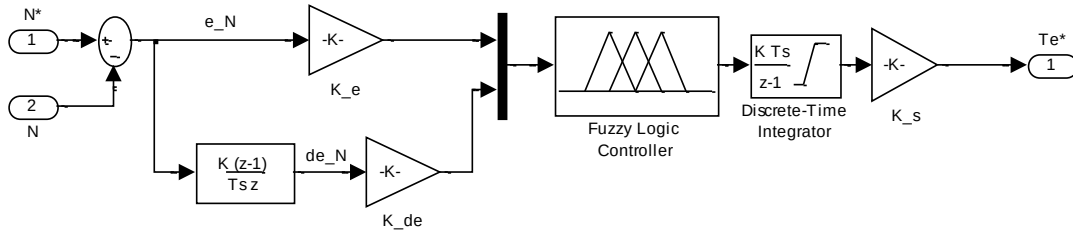


Fig. 2.36 : Schéma du régulateur de vitesse Flou-PI.

Dans notre travail nous avons ajouté un gain proportionnel à la structure précédente qui présentait quelques problèmes de stabilité. La nouvelle structure (P+Flou-PI) est donnée à la figure 2.37. Notons qu'on a retrouvé cette idée publiée dans [167], où le gain proportionnel ajouté a été utilisé pour la correction de la réponse lors des changements brusques de la référence, aidant ainsi le gain proportionnel initial.

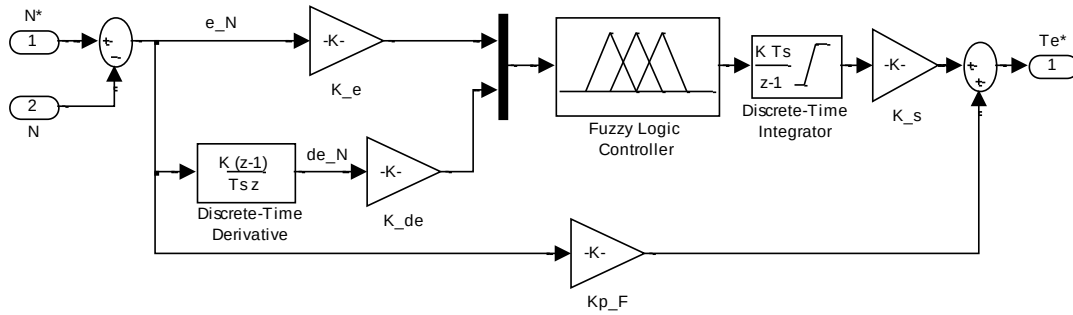


Fig. 2.37 : Schéma du régulateur de vitesse P+Flou-PI.

On y retrouve en entrée l'erreur e_N et sa dérivée de_N qui sont définis avec normalisation comme suit :

$$e_N = K_{e_N}(N^*(k) - N(k)) \quad (2.97)$$

$$de_N = K_{de_N}(e_N(k) - e_N(k-1))/T_z \quad (2.98)$$

Où T_z est la période d'échantillonnage. K_{e_N} , K_{de_N} sont les gains de normalisation ou facteurs d'échelle « scaling factors ».

La grandeur de sortie génère la variation du couple électromagnétique qui après intégration et normalisation donne le couple électromagnétique de référence (T_e^*).

Les facteurs d'échelle sont très importants pour ajuster la sensibilité du régulateur flou et la stabilité du système, ils permettent la normalisation des entrées et de la sortie du régulateur flou dans la plage de l'univers de discours [168]. Leurs valeurs sont fixées à : $K_{e_N} = 0.3$, $K_{de_N} = 0.0001$, $K_s = 4$. La valeur du gain proportionnel ajouté est $K_{p_F} = 0.5$.

Il faut noter que ses valeurs ont été obtenues après des essais exhaustifs jusqu'à obtention des résultats escomptés ou suffisamment précis pour être acceptés.

2.8.2.1 Fuzzification

La répartition et surtout le nombre des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours est très délicat car il faut tenir en compte le temps de calcul de l'algorithme lors de l'implémentation pratique.

Nous avons sélectionné les mêmes fonctions d'appartenance de formes triangulaires et trapézoïdales pour les variables d'entrées et de sortie réparties en cinq sous ensembles symétriques et équidistants (figure 2.38). La plage de l'univers de discours s'étant entre $[-1,2 \ 1,2]$. Ce choix permet une implantation facile et l'étape de fuzzification car il ne requiert pas un grand temps de calcul lors de son évaluation en temps réel [164].

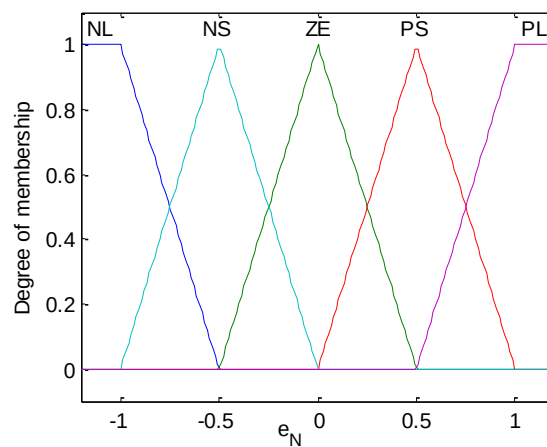


Fig. 2.38 : Fonctions d'appartenance et univers de discours pour les variables d'entrées et de sortie « e_N, de_N, T_e^* ».

Les différents ensembles sont définis par les variables linguistiques suivantes :

- NL : Negative Large.
- NS : Negative Small.
- ZE : Zero.
- PS : Positive Small.
- PL : Positive Large.

2.8.2.2 Base de règles et mécanisme d'inférence

À partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de vitesse régulée par PI, et en se basant sur l'expertise, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées.

La forme générale de la réponse de vitesse à un échelon et la dérivée de l'erreur sont représentée sur la figure 2.39. Selon l'amplitude de e_N et le signe de de_N , la réponse est donc divisée en quatre intervalles (de a_1 à a_4) telle que :

$$\begin{cases} a_1: e_N > 0 \text{ et } de_N < 0 & a_3: e_N < 0 \text{ et } de_N > 0 \\ a_2: e_N < 0 \text{ et } de_N < 0 & a_4: e_N > 0 \text{ et } de_N > 0 \end{cases}$$

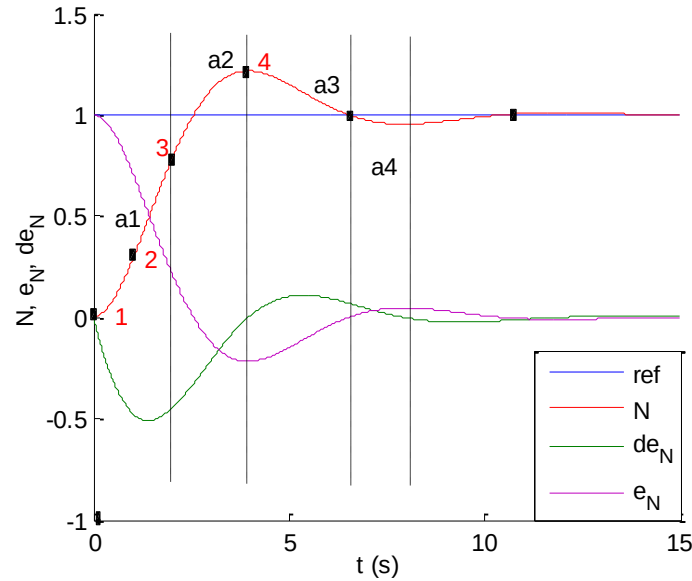


Fig. 2.39 : Déduction des règles à partir d'une analyse temporelle

Par exemple au démarrage (point 1 sur la figure 2.39) la réponse est fortement inférieure à la consigne, l'écart entre la vitesse de référence et mesurée est grand positif ($e_N=PL$), sa dérivée est nulle (ZE) alors la commande en sortie doit être forte (PL). Quand la vitesse mesurée se rapproche de la référence (point 2, $e_N=PS$) et la dérivée $de_N=NS$, la commande sera nulle (ZE) pour ne pas avoir un grand dépassement. Après dépassement (point 3), l'erreur est $e_N=NS$ et sa dérivée $de_N=NS$ il faut alors inverser fortement la commande donc (NL), si le dépassement persiste $e_N=NS$ et la réponse se rapproche de la référence (point 4), donc de_N a changé de signe ($de_N=PS$) il faut dans ce cas freiner la commande et minimiser un éventuel dépassement se sera alors (ZE).

Comme il y a cinq ensembles flous, cela implique vingt-cinq combinaisons possibles de ces entrées, et donc vingt-cinq règles.

Les règles sont du genre:

- 1- Si (e_N est NL) et (de_N est NL) Alors (T_e^* est NL)
- .
- .
- .
- 25- Si (e_N est PL) et (de_N est PL) Alors (T_e^* est PL)

D'où la matrice d'inférence déduite selon le raisonnement de « McVicar-Whelan » suivante :

Tableau 2.5 : Table de règles pour le RLF de vitesse.

e_N de_N	NL	NS	ZE	PS	PL
NL	NL	NL	NL	NS	ZE
NS	NL	NL	NS	ZE	PS
ZE	NL	NS	ZE	PS	PL
PS	NS	ZE	PS	PL	PL
PL	ZE	PS	PL	PL	PL

La méthode d'inférence choisie est celle de Mamdani.

2.8.2.3 Défuzzification

Dans notre cas nous avons utilisé la méthode qui est communément utilisée dans le domaine de la commande, soit celle du centre de gravité pour avoir la variation du couple électromagnétique de référence. Où la valeur stricte ΔT_e^* est prise à partir du centre géométrique de la variable floue de sortie. Son équation discrétisé est donnée par :

$$\Delta T_e^* = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta T_e(x_i) \mu_{\Delta T_e}(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta T_e}(x_i)} \quad (2.99)$$

2.8.3 Résultats de tests des commandes IRFOC et DTC régulées par la logique floue

Après avoir choisi et adopté tous les paramètres du régulateur flou, on a procédé à son implantation à travers l'environnement MATLAB-FUZZY TOOLBOX, qui est un outil très interactif. Il permet, de définir les variables d'entrées et de sortie, leurs fonctions d'appartenance et les règles d'inférence comme il permet la visualisation de la courbe de gain caractéristique et de l'exécution des règles d'inférences. Le modèle réalisé sur MATLAB-FUZZY TOOLBOX est ensuite inséré dans l'environnement MATLAB-SIMULINK pour faire partie des modèles qui ont été utilisés dans la simulation et la pratique.

Les performances de chaque méthode sont examinées suite à l'introduction d'un régulateur flou dans la boucle de correction de la vitesse. Il est à noter que la période d'échantillonnage a été augmentée à $T_z = 600 \mu s$, car l'algorithme demandait plus de temps de calcul et nous nous sommes confrontés à de "over-run" pendant la compilation de Simulink vers dSPACE, et c'est inopportunément une des limitations de la carte DS1104.

- **Consigne rectangulaire en grande vitesse**

Le premier test consiste à appliquer une consigne rectangulaire débutant par 0 tr/mn et atteignant 2800 tr/mn à $t=2,45\text{s}$ pour la IRFOC ($t=3\text{s}$ pour la DTC) et revenant à 0 tr/mn à $t=16,45\text{s}$ ($t=17\text{s}$ pour la DTC). Dans la commande IRFOC la machine démarre avec une charge atteignant $0,7 \text{ N.m}$ puis elle est mise à vide à $t=8,4\text{s}$ ensuite elle est chargée à $3,1 \text{ N.m}$. Pour la DTC la machine démarre une charge atteignant $1,6 \text{ N.m}$, mise à vide à $t=7,5\text{s}$ puis $3,1 \text{ N.m}$ à $t=11,3\text{s}$. Les résultats de la commande IRFOC sont portés à gauche de toutes les figures qui suivent et celles de la DTC à droite.

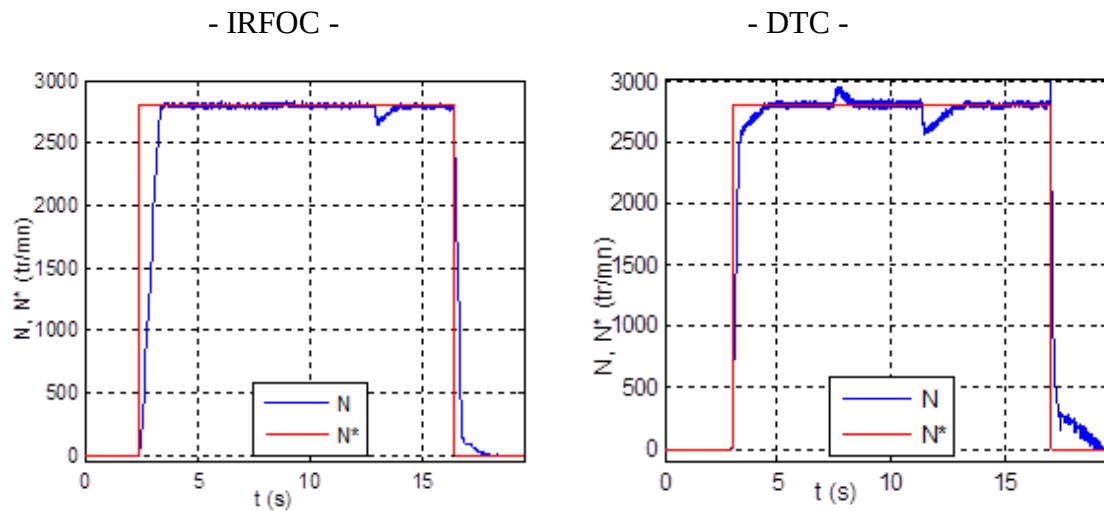


Fig. 2.40 (a,b) : Réponse de la vitesse.

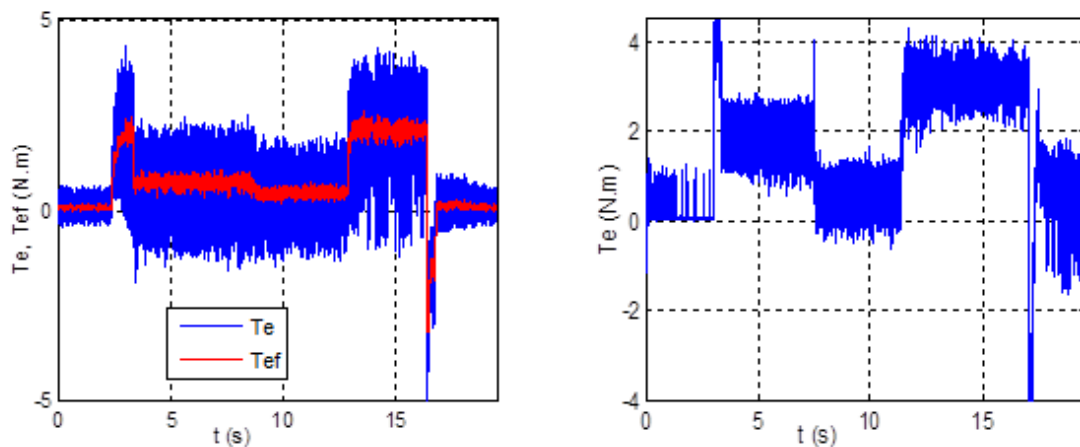


Fig. 2.40 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique (réelle et filtrée).

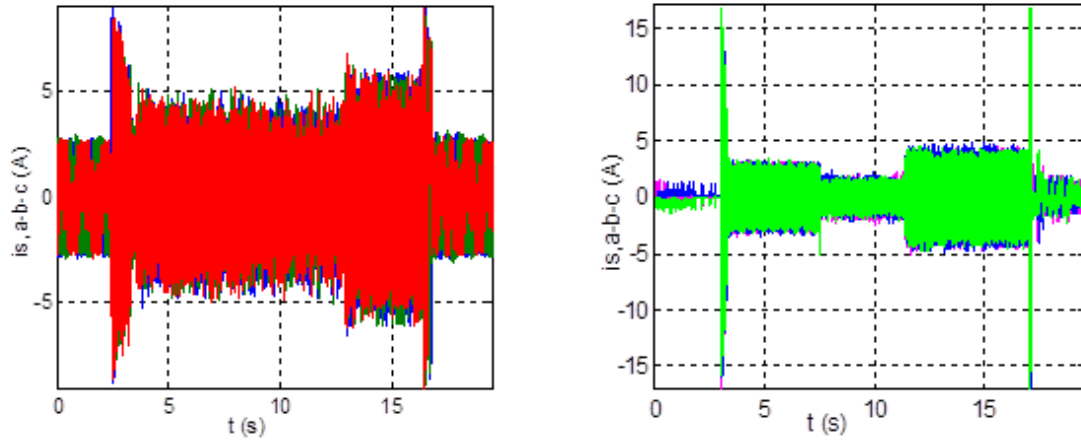


Fig. 2.40 (e,f) : Les courants statoriques.

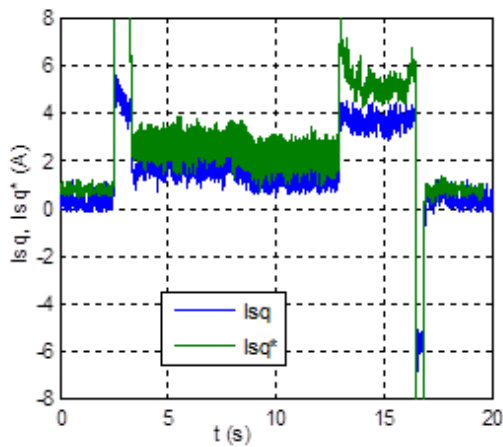


Fig. 2.40.g : Composantes des courants statoriques de l'axe q.

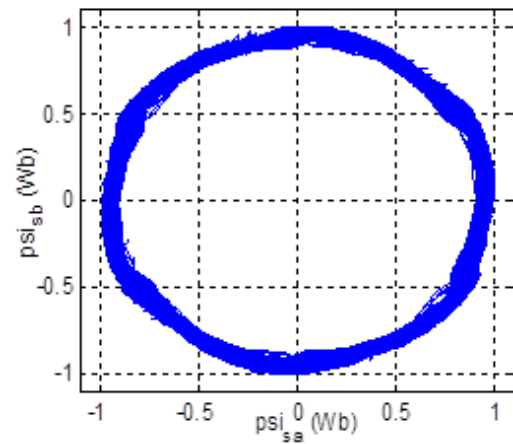


Fig. 2.40.h : Trajectoire du flux statorique.

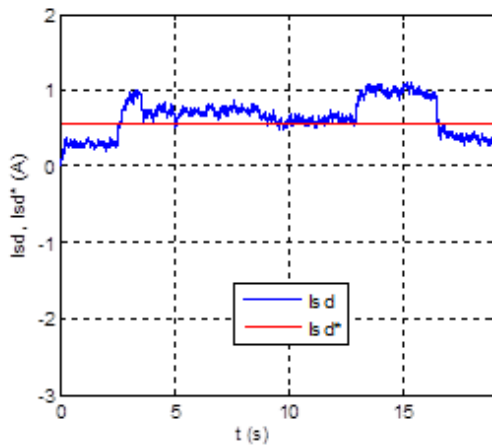


Fig. 2.40.i : Composantes des courants statoriques de l'axe d.

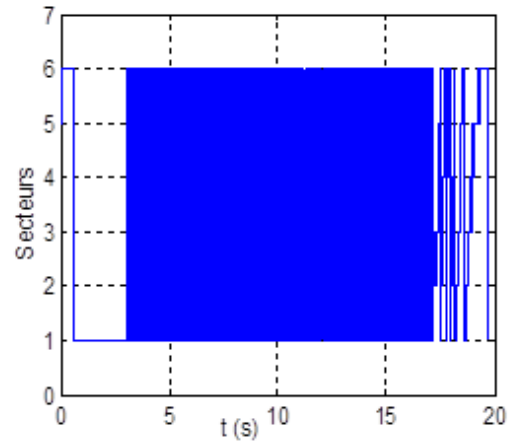


Fig. 2.40.j : Détection des secteurs.

Sur les figures 2.40 (a,b) on peut voir que la dynamique de la réponse de la vitesse de la DTC est rapide par rapport à la commande IRFOC, toutefois elle présente des dépassements assez perceptibles et plus d'ondulations. Les réponses des couples (figures 2.40 (c,d)) sont comparables sauf que pour la IRFOC il y a plus d'ondulations. Sur les figures 2.40 (e,f), on remarque que les changements brusques des consignes induisent des pics de courant qui sont plus distingués dans la DTC que dans la IRFOC.

On peut voir aussi sur les figures 2.40 (g,i) que le découplage est perturbé momentanément pendant les phases d'application des couples de charges mais la commande est vite stabilisée. Les secteurs sont bien détectés (figures 2.40.j) et le flux (figures 2.40.h) suit une trajectoire quasi circulaire mais d'une bande assez large, ceci est dû à l'augmentation de la période d'échantillonnage. On peut remarquer surtout que l'introduction du régulateur flou a nettement amélioré la réponse de la commande DTC par rapport à la régulation par PI.

- **Consigne rectangulaire en petite vitesse**

On reprend le même test mais cette fois-ci en petite vitesse où un échelon de 600 tr/mn et appliquer à $t=3\text{s}$ pour la IRFOC ($t=1,6 \text{ s}$ pour la DTC) partant de 0 tr/mn et réappliquer à $t=17 \text{ s}$ ($t=15,6 \text{ s}$ pour la DTC). Le moteur démarre avec un couple de charge qui atteint $0,8 \text{ N.m}$, après il est remis à vide à $t=6,6 \text{ s}$ ($t=6.3 \text{ s}$ pour la DTC), et finalement chargé à 1 N.m à $t=10,7\text{s}$ ($t=8,7\text{s}$ pour la DTC).

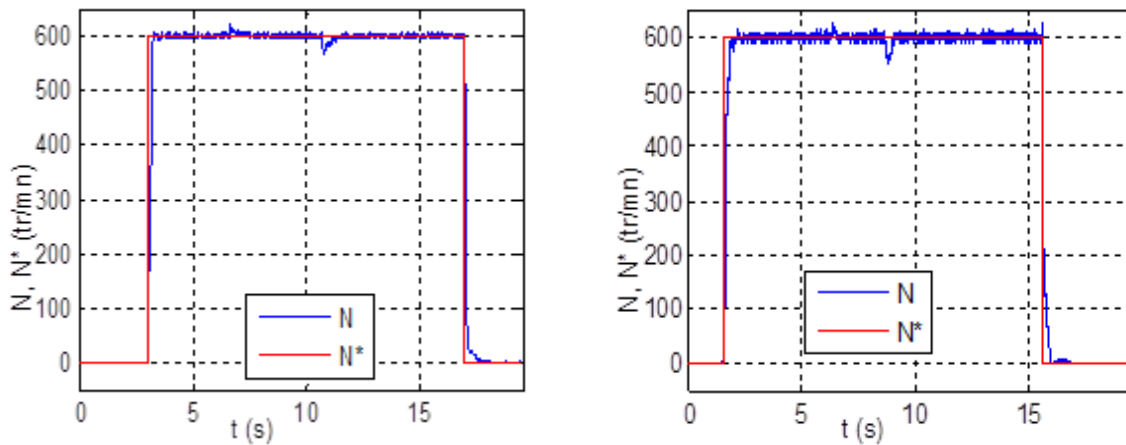


Fig. 2.41 (a,b) : Réponse de la vitesse.

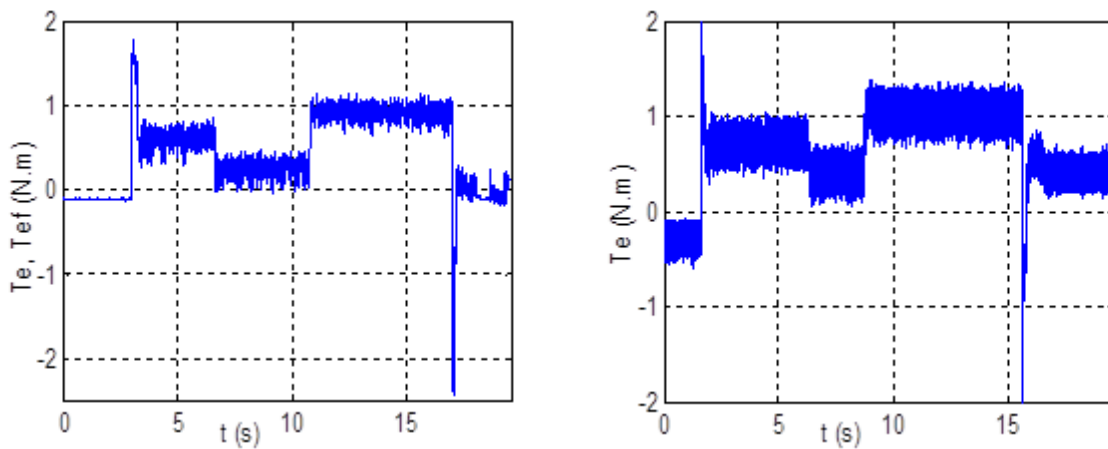


Fig. 2.41 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique.

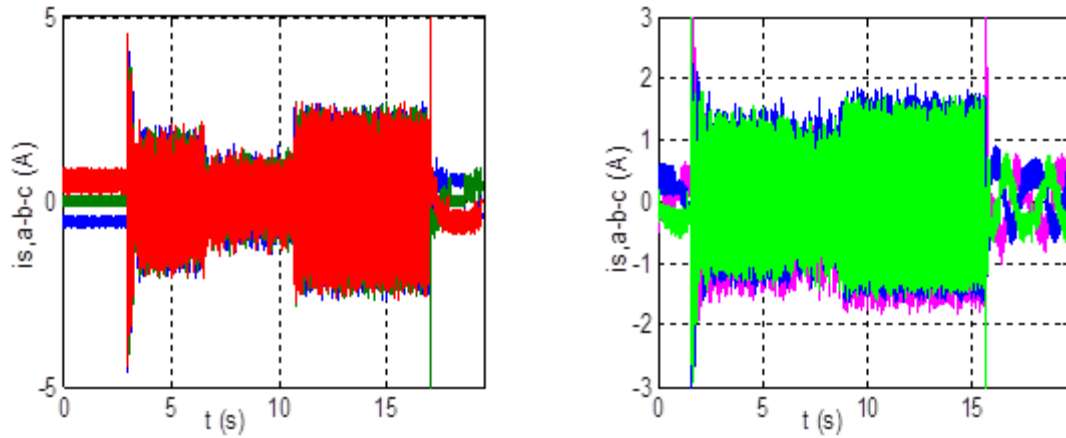


Fig. 2.41 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

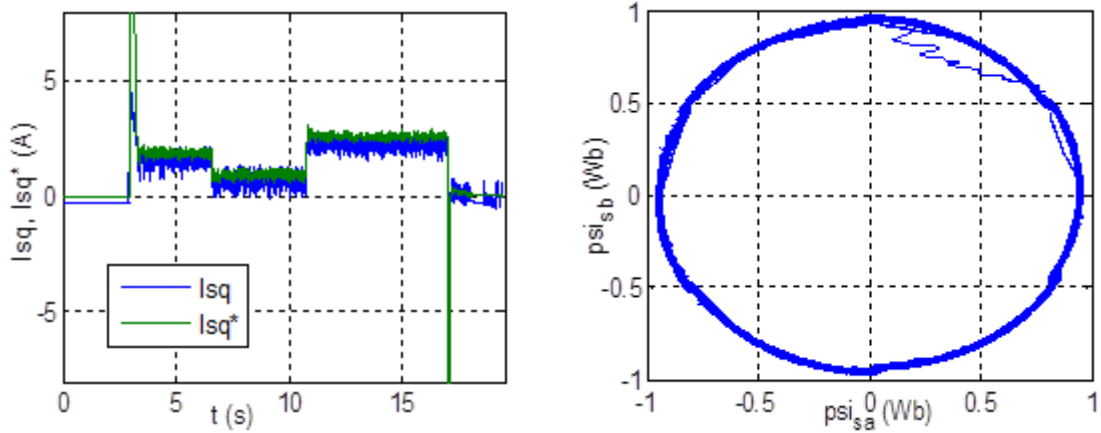


Fig. 2.41.g : Composantes des courants statoriques de l'axe q.

Fig. 2.41.h : Trajectoire du flux statorique.

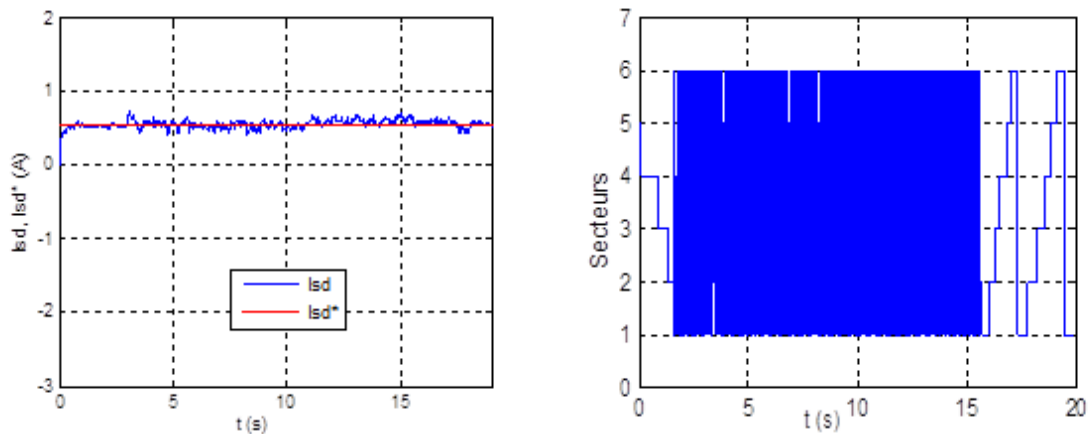


Fig. 2.41.i : Composantes des courants statoriques de l'axe d.

Fig. 2.41.j : Détection des secteurs.

D'après les figures 2.41, on peut apercevoir une très bonne dynamique des deux commandes soit aux régimes transitoires ou pendant les régimes permanents, mais avec une légère supériorité de la commande IRFOC vis-à-vis des dépassements de la vitesse (figures 2.41 (a,b)) et les ondulations du couple (figures 2.41 (c,d)). Le découplage est parfait (figures 2.41 (g,i)), et la trajectoire circulaire est parfaitement respectée (figure 2.41.h).

- **Consigne en rampe de forme trapézoïdale en grande vitesse**

La commande est maintenant testée à travers une référence en rampe de forme trapézoïdale en grande vitesse voisinant la vitesse nominale de la machine c.-à-d. $\pm 2800 \text{ tr/mn}$. Pour la commande IRFOC, la machine démarre avec une charge progressive qui arrive à environ 50% de sa charge nominale ensuite elle est chargée à environ 100% à $t=3,6 \text{ s}$. Pour la DTC, la machine démarre avec les mêmes conditions que la IRFOC ensuite elle est chargée à environ 100% à $t=3,75 \text{ s}$. À l'instant $t=10,7 \text{ s}$ le couple de charge est retiré, et réappliqué à $t=12,2 \text{ s}$.

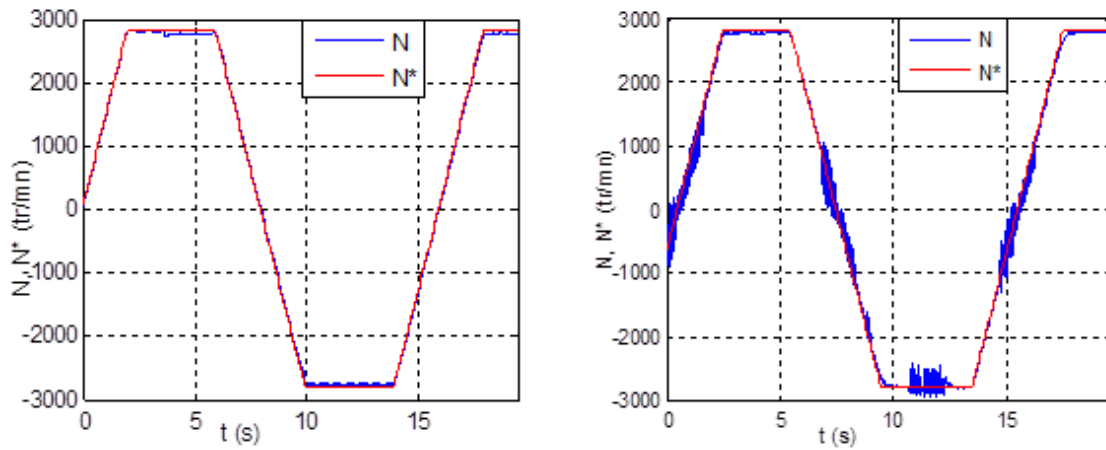


Fig. 2.42 (a,b) : Réponse de la vitesse.

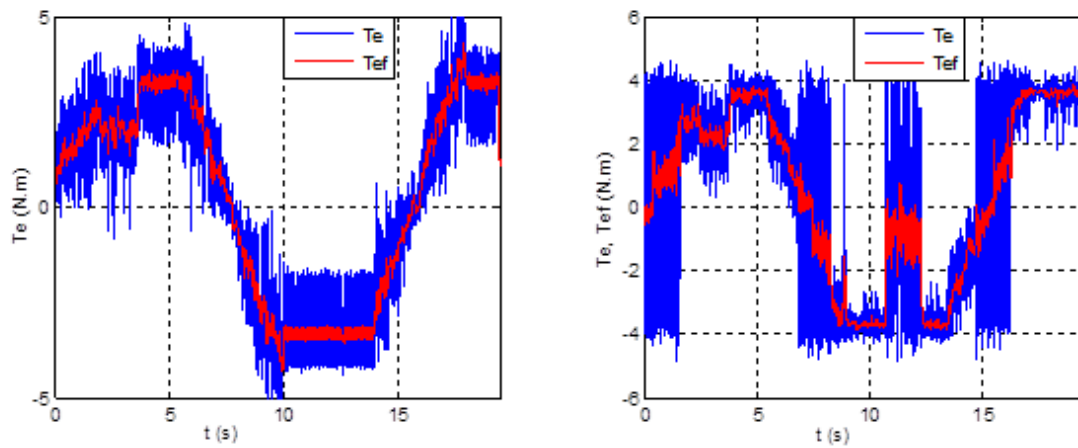


Fig. 2.42 (c,d): Réponse du couple électromagnétique (réelle et filtrée).

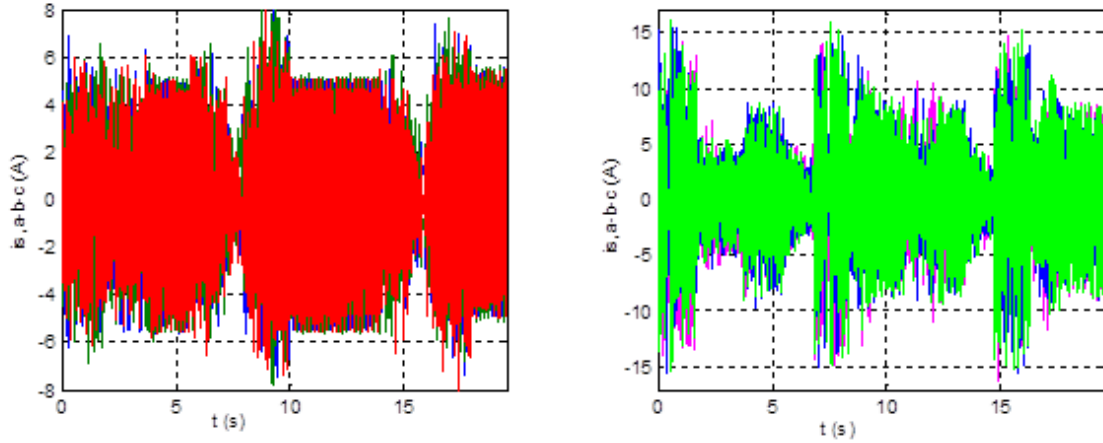


Fig. 2.42 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

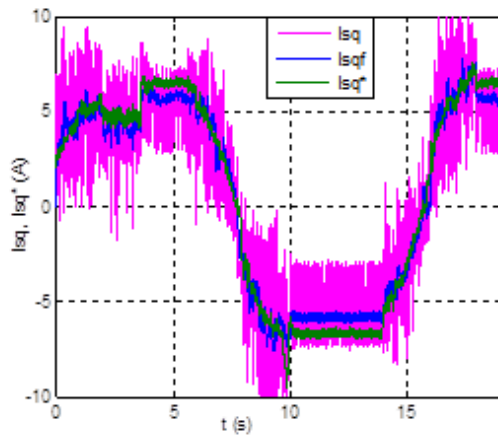
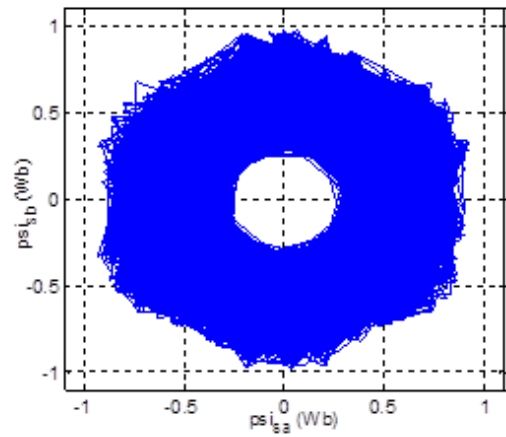
Fig. 2.42.g : Les courants statoriques de l'axe q
(Référence, réel, et filtré).

Fig. 2.42.h : Trajectoire du flux statorique.

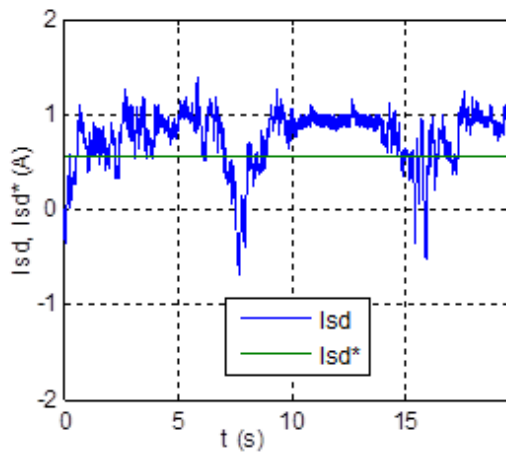


Fig. 2.42.i : Les courants statoriques de l'axe d.

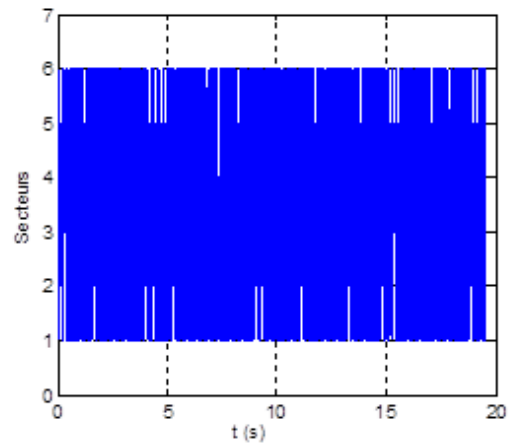


Fig. 2.42.j : Détection des secteurs.

La comparaison des allures avec une référence trapézoïdale (figures 2.42 (a,b) permet de dire que la réponse en vitesse du régulateur flou dans la IRFOC suit sa trajectoire mieux que celle dans la DTC qui présente quelques instabilités lors du passage à zéro et lors de l'application du couple de charge. Mais ces résultats restent bien meilleurs par rapport à ceux obtenus par régulation PI.

Vu les ondulations (figures 2.42 (c,d)), il a fallu filtrer les résultats pour voir l'allure effective de la réponse des couples visibles surtout dans la DTC. Ceux-ci ont eu un impacte direct sur les courants de phases statoriques (figures 2.42 (e,f)) qui ont dépassé 15 A , suivit de bruit acoustique.

La même chose est constatée sur la figure 2.43.g où le courant de l'axe q est ondulé, mais la grandeur filtrée montre un bon suivi de la référence, de même pour la composante de l'axe d qui reste voisine de sa référence.

Sur la figure 2.42.h la trajectoire est devenue hexagonale d'une très large bande, et la détection des secteurs n'est plus régulière dans les zones perturbées (figure 2.42.j).

- **Consigne en rampe de forme trapézoïdale en petite vitesse**

Le même test est repris mais cette fois-ci en petite vitesse, les valeurs de crêtes sont à $\pm 500\text{ tr/mn}$, et le couple de charge atteignant 1 N.m est introduit pour la commande IRFOC à $t=3,9\text{ s}$ ($t=2,6\text{ s}$ pour la DTC) retiré à $t=1,6\text{ s}$ ($t=9,25\text{ s}$ pour la DTC) et réintroduit à $t=18,6\text{ s}$ ($t=11,2\text{ s}$ pour la DTC).

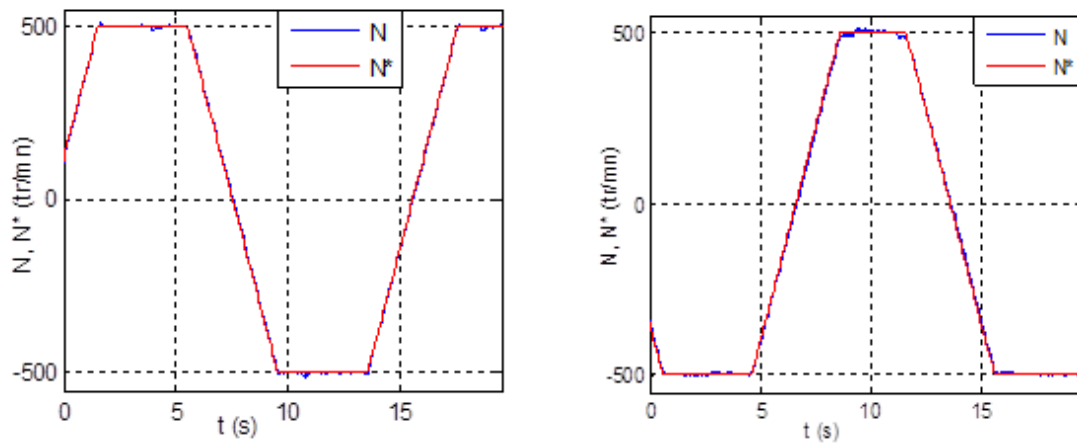


Fig. 2.43 (a,b) : Réponse de la vitesse.

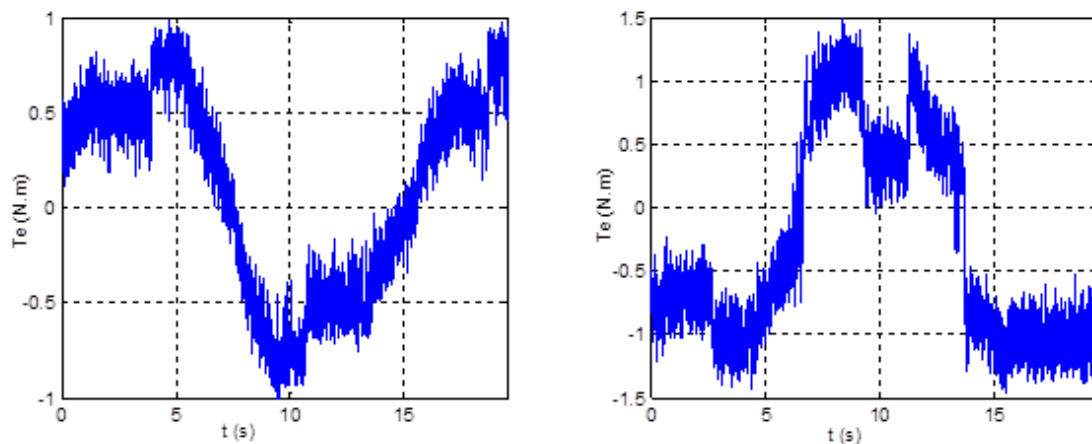


Fig. 2.43 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique.

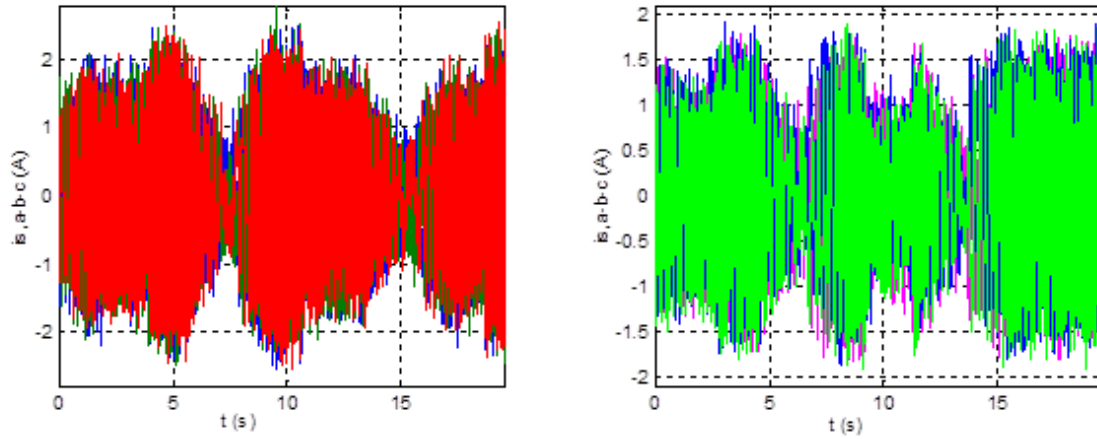


Fig. 2.43 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

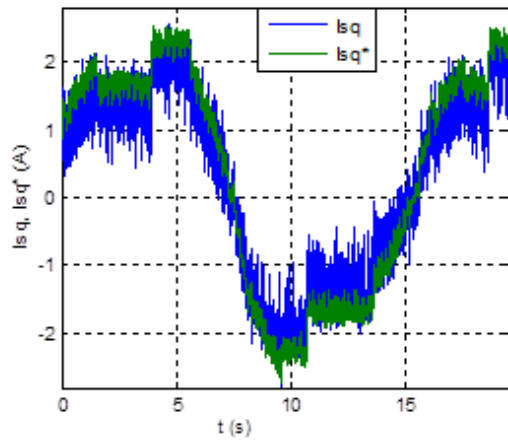


Fig. 2.43.g : Les courants statoriques de l'axe q.

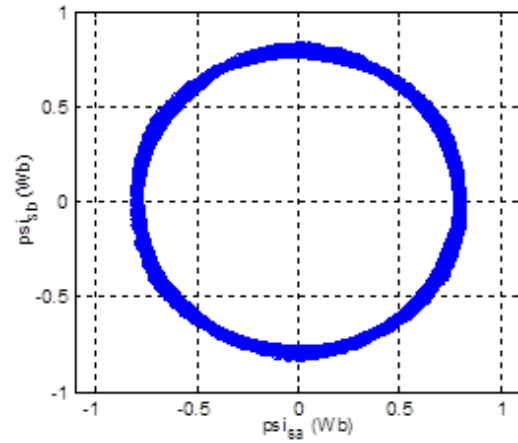


Fig. 2.43.h : Trajectoire du flux statorique.

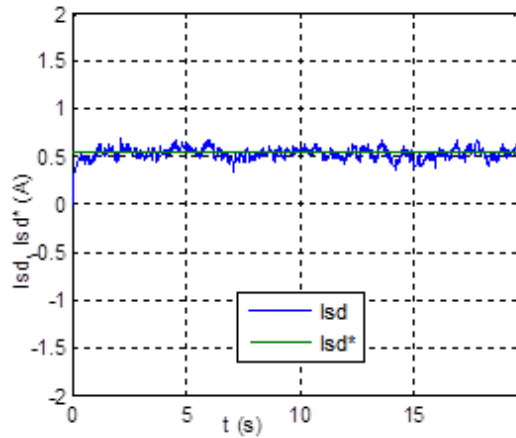


Fig. 2.43.i : Les courants statoriques de l'axe d.

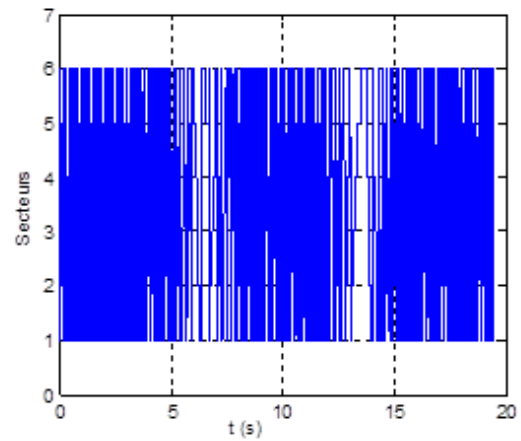


Fig. 2.43.j : Détection des secteurs.

En petite vitesse (figures 2.43), les deux commandes présentent une stabilité accrue, les réponses des vitesses sont sans dépassements ni erreurs statiques avec un très bon rejet de perturbation. Les couples (figures 2.43 (c,d)) ont une réponse excellente mais avec un peu

plus d'ondulation pour la DTC. Les composantes des courants directes et en quadratures (figures 2.43 (g,i) respectivement) suivent leurs références parfaitement ce qui assure un très bon découplage. La trajectoire du flux est circulaire, la bande est uniforme (figures 2.43.h), et l'évolution des secteurs est régulière (figures 2.43.j).

- **Consigne à plusieurs échelons brusques en grande vitesse**

Finalement on a ajouté un test de robustesse pour des consignes brusques en échelons de 0 tr/mn , 1440 tr/mn , et 2880 tr/mn . Pour la commande IRFOC, la machine tourne initialement avec une charge qui arrive jusqu'à 50% de la charge nominale, et ensuite arrivant à 100% à $t=3,1 \text{ s}$. Pour la DTC, la charge atteint 100% de la charge nominale.

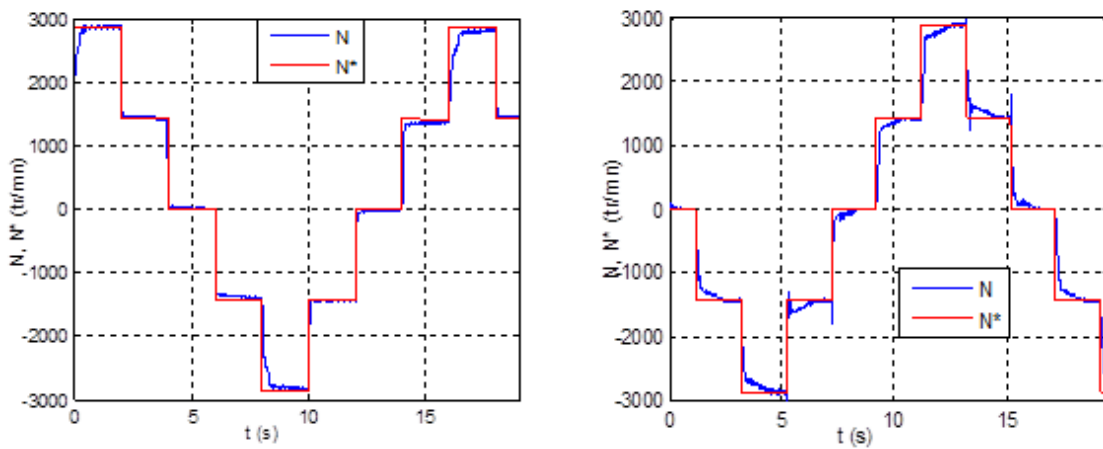


Fig. 2.44 (a,b) : Réponse de la vitesse.

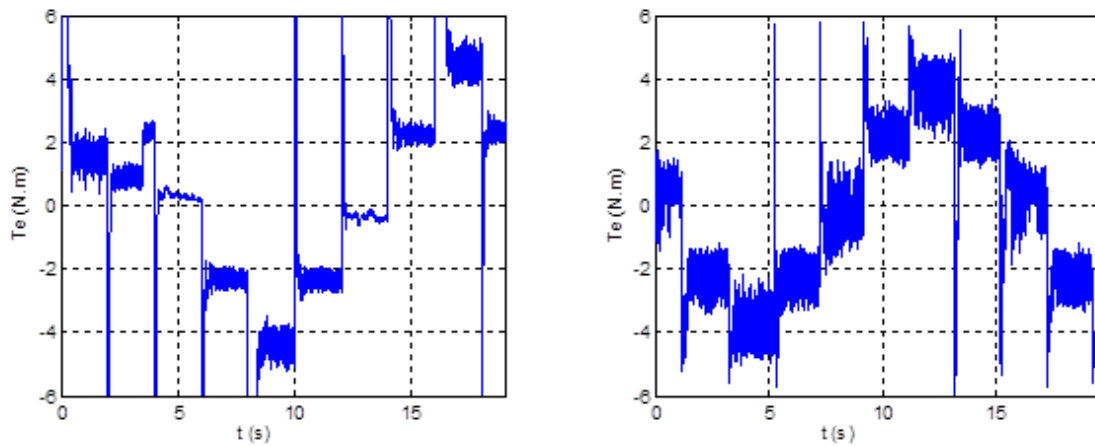


Fig. 2.44 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique.

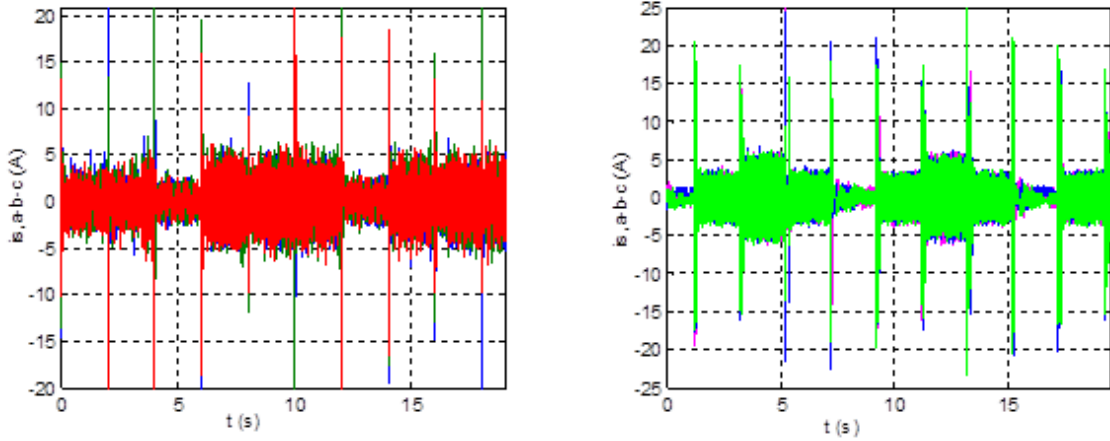


Fig. 2.44 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

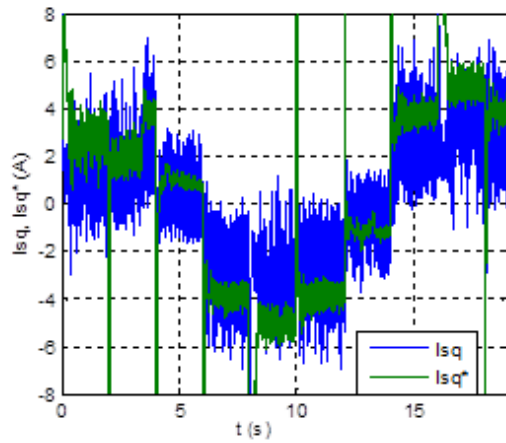


Fig. 2.44.g : Les courants statoriques de l'axe q.

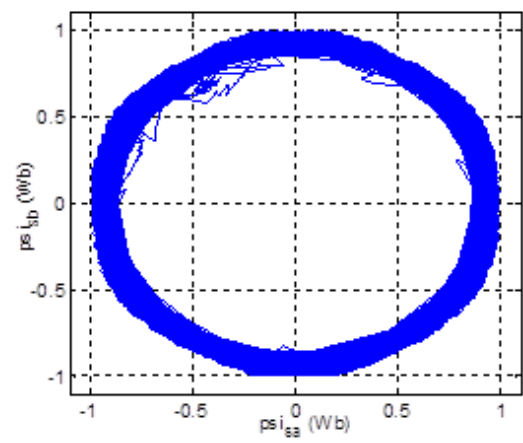


Fig. 2.44.h : Trajectoire du flux statorique.

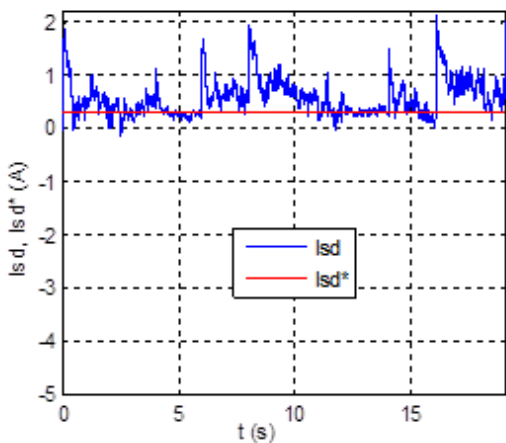


Fig. 2.44.i : Les courants statoriques de l'axe d.

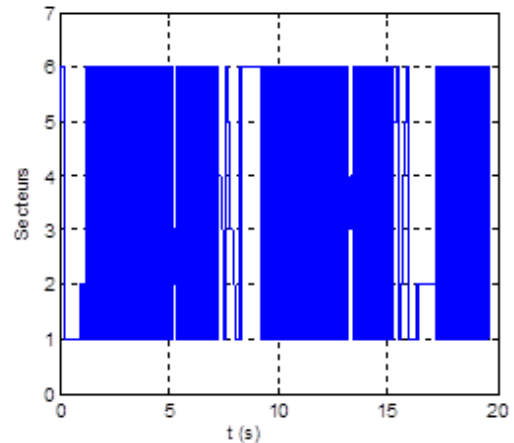


Fig. 2.44.j : Détection des secteurs.

Du point de vue réponse de la vitesse (figures 2.44 (a,b)) le temps d'établissement est le même, on note toute fois une erreur statique en régime permanent pour la IRFOC et des dépassements en forme de pics pour la DTC, ceux-ci induisent des pics assez importants dans

les courants de phases statoriques visibles sur les figures 2.44 (e,f). Sur les figures 2.44 (c,d), on remarque que la DTC présente plus d'ondulations dans le couple, mais la réponse est la même. Le courant de l'axe en quadrature (figure 2.44.g) est ondulé mais suit sa référence, ce qui assure le découplage que nécessite la commande. Le flux a une trajectoire circulaire avec une bande un peu large et la détection des secteurs est régulière (figures 2.44 (h,j)).

2.9 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude du principe de la commande scalaire, qui occupe une place non négligeable dans l'industrie, cependant elle a été omise de la comparaison, vu que les performances visées dans le cadre de ce travail dépassent celles que peut développer cette technique.

Ensuite, et après un bref descriptif de la commande vectorielle à base d'orientation du flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) commandé en courant a été présentée. Les mêmes démarches ont été suivies pour la description et la mise en œuvre pratique de la commande DTC. Nous avons ensuite procédé à leur implémentation par simulation et expérimentalement à travers le banc d'essai. De par les résultats obtenus, on peut conclure que les performances de la commande IRFOC et de la DTC sont presque identiques, on constate néanmoins que la commande IRFOC présente plus de robustesse en termes de rejet de perturbation et de stabilité en régime permanent, et moins d'ondulation sur la réponse de la vitesse et du couple et donc moins de bruits acoustiques.

En vue de réaliser une étude comparative étendue par voie expérimentale des performances exhibées par ces deux grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances, on a introduit un contrôleur à base de logique floue dans la boucle de régulation de la vitesse. L'introduction du régulateur flou dans les deux commandes a conduit aux résultats suivants : meilleure réponse de la vitesse, un rejet de perturbation plus efficace, et moins d'ondulation qu'avec la régulation par PI. Mais, une solution doit être considérée pour la réduction du temps d'échantillonnage qui a un impact direct sur les ondulations, et l'aspect de réalisation en temps réel de cette technique.

Malheureusement, le comportement des deux commandes n'a pas été testé pour les perturbations internes, notamment la variation des résistances statoriques et rotoriques (pour le deuxième la machine considérée étant à cage d'écureuil). Mais ceci, ne pose pas un réel problème, car en réalité, dans toute la littérature étudiée les auteurs sont tous d'accord sur le fait que la régulation par PI de la commande IRFOC souffre d'instabilité aux variations paramétriques et notamment la résistance et la constante de temps rotorique, également, la

vulnérabilité de la DTC pour la variation de la résistance statorique en petites vitesses est vraisemblablement incontestable.

En vue de concevoir une commande avancée, et suivant d'abord une étude bibliographique exhaustive, et d'après les résultats obtenus, notre choix a été orienté vers les techniques qui présentent à la fois une robustesse accrue et n'étant pas fastidieuse à la mise en œuvre et ne demandant pas un lourd temps de calcul lors de l'implémentation expérimentale. Ceci nous a conduit à choisir les techniques à structure variable par mode glissant.

Notons qu'en premier lieu notre objectif était d'appliquer la technique avancée proposée sur la commande vectorielle conjointement avec la DTC afin de poursuivre la manœuvre de comparaison, ce que nous avons fait, mais on se restreindra à la présentation des résultats d'une seule commande car le volume de cette thèse devenait hors norme. À cet effet, notre choix a été porté sur la présentation des résultats issus de la commande IRFOC. Ce choix a été motivé par le fait que celle-ci présente plus de performance par rapport à la DTC et notamment en régime permanent. Nous allons donc l'améliorer en termes de réponse dynamique et de robustesse, en sachant qu'elle est vulnérable aux variations de la résistance et de la constante de temps rotorique elle nécessite donc une adaptation en-ligne. En prenant tout ceci en considération on doit bien évidemment tenir compte de l'aspect temps de calcul.

Chapitre 3

***Commande avancée de la MAS par mode
glissant***

3.1 Introduction

Les lois de commandes sont généralement synthétisées à partir d'un modèle nominal simplifié qui ne tient pas en compte toute la complexité du système, car des dynamiques sont négligées, et les valeurs des paramètres du modèle sont considérées égales à leurs valeurs nominales. Du fait de ces approximations, il est nécessaire de recourir à une étape de validation à posteriori de la loi de commande. On parle alors d'analyse de robustesse, il s'agit en effet d'analyser la robustesse du système face aux perturbations externes (variation des conditions de fonctionnement) ou internes (variation des paramètres du système).

Dans la première partie de ce chapitre, les lois classiques pour la synthèse de la loi de commande à structure variable par mode glissant seront appliquées à la commande vectorielle de la MAS dans le but de la comparer à notre méthode proposée qui fera l'objet d'une étude détaillée dans la deuxième partie. En effet, notre choix a été premièrement porté sur une méthode qui se base sur le choix de la surfaces de commutation et cela par l'introduction d'un terme intégral, nous examinerons le problème de l'amélioration des performances tout en préservant l'invariance du mode glissant afin d'avoir plus de robustesse en régime permanent et en prenant en compte la simplicité de la commande.

Par la suite, et étant donné que le contrôle par SMC classique ne peut pas gérer les incertitudes internes et externes au cours du mode d'atteinte (reaching mode) [79], on s'est basé sur le concept de contrôle de la loi d'atteinte (reaching law control, RLC) où nous allons introduire une nouvelle approche dite une loi d'atteinte exponentielle dans la loi de commande discontinue.

La méthode proposée sera appliquée à la boucle de régulation externe de la MAS pour accomplir une commande en vitesse ou en position selon le choix de l'application. Après l'étude théorique on conclura ce chapitre par la validation expérimentale et la discussion des résultats obtenus.

3.2 Principe de la commande à structure variable par mode glissant

La commande à structure variable par mode glissant est une stratégie de commande non linéaire qui peut forcer les états du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie et à converger vers le régime permanent tout le long de la surface en mode glissant. La synthèse de la régulation par SMC passe par deux étapes principales, tout d'abord, le choix de la surface de glissement ou de commutation, et ensuite la conception de la loi de commande discontinue qui assure l'attractivité de la surface et la stabilité de la commande.

Parmi les propriétés des systèmes à mode glissant [169] :

- L'ordre des équations différentielles régissant du modèle du système en mode glissant est réduit.
- La dynamique du système en mode de glissement dépend exclusivement des coefficients de la surface de commutation (c.-à-d. une robustesse accrue par rapport aux perturbations et aux variations de certains paramètres).
- La théorie des modes glissants est parfaitement adaptée aux systèmes dont la commande est discontinue, comme c'est le cas des convertisseurs électriques.

3.2.1 Synthèse de la commande par mode glissant

Soit un système continue, représenté par le système d'état (3.1) :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B u \\ y = C x \end{cases} \quad (3.1)$$

Où: $x \in R^n$ est le vecteur d'état du système, $u \in R^m$ est le vecteur de commande, $B \in R^{n \times m}$ est la matrice de commande, et $y \in R^m$ est le vecteur de sortie.

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un tel système passe en général par trois phases ou modes appelés, mode d'atteinte (Reaching Mode, RM), mode de glissement (Sliding Mode, SM), et le mode du régime permanent (steady-state mode, SS) [170], ces modes sont illustrés dans le plan de phase sur la figure 3.1.

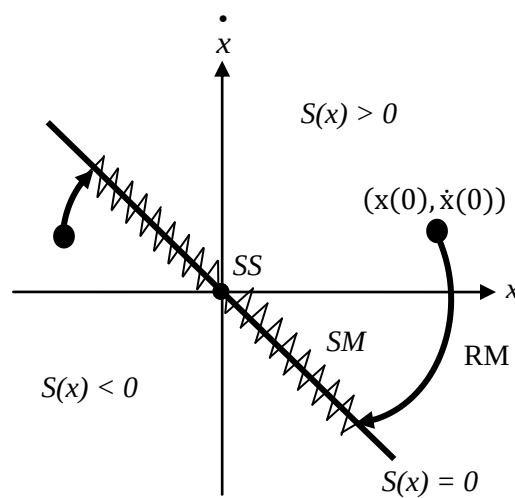


Fig.3.1: Trajectoire du système sur le plan de phase.

3.2.1.1 Choix de la surface de glissement

Un des avantages majeur du contrôle par mode glissant est la liberté du choix de la surface de glissement. Cette dernière peut être une expression linéaire ou non linéaire à paramètres constants ou variables dont les composantes sont représentées par des relations algébriques entre les variables d'état du système.

L'objectif premier d'un contrôleur à mode glissant est de diriger les états du système contrôlés vers une surface $S(x)$ prédéfinie et de les maintenir sur cette surface. Une forme générale a été donnée par [60]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (3.2)$$

$e(x)$: Erreur entre la variable à réguler et sa référence : $e(x) = x^* - x$.

λ : Constante strictement positive .

n : Degré relatif.

Par exemple pour $n=1$ l'équation (3.3) s'écrit :

$$S = \lambda e + \dot{e} \quad (3.3)$$

Lorsque la surface $S=0$ est atteinte, le système vérifie une équation différentielle linéaire du premier ordre, l'erreur de poursuite e tendra alors exponentiellement vers zéro.

La réponse dynamique transitoire du système dépend du choix de la surface de glissement. Elle doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système.

Notons qu'il y a plusieurs variantes de surfaces comme celles qui ont été déjà citées dans l'état de l'art.

3.2.1.2 Condition d'existence du mode glissant

Le critère d'existence du mode glissant garantit que la surface glissante est bien atteinte par le système, on peut dire que lors de la phase d'atteinte du mode glissant $S \neq 0$, la condition suffisante de l'existence du mode glissant $S=0$, dans un temps fini est que la paire d'inégalité dans (3.4) soit vraie [44].

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Comme le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. Une autre façon très utilisée pour l'étude de l'existence du mode glissant, qui est la seconde méthode de Lyapunov.

La fonction scalaire de Lyapunov est définie-positive ($V(x) > 0$), la loi de commande doit faire décroître cette fonction, c.-à- d. ($\dot{V}(x) < 0$). Pour les systèmes mono-variables une fonction scalaire $V(x)$ est couramment choisie comme suit [169]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.5)$$

Pour que (3.5) soit décroissante, sa dérivée doit être alors négative :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

Tant que (3.6) est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$ ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système (3.1), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande.

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en mode de glissement et cela jusqu'à ce qu'il arrive à l'état d'équilibre (régime permanent). L'inégalité fondamentale (3.6) permet aussi de déterminer les gains de réglage des contrôleurs par mode glissant.

3.2.1.3 Détermination de la loi de commande

Dans la théorie des commandes à structure variables, il y a plusieurs manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation, d'après la littérature il y a trois types de structures très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente. Les deux dernières approches, sont les préférées dans la commande des machines électriques parce qu'elles sont plus appropriées [171].

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure 3.2 [171].

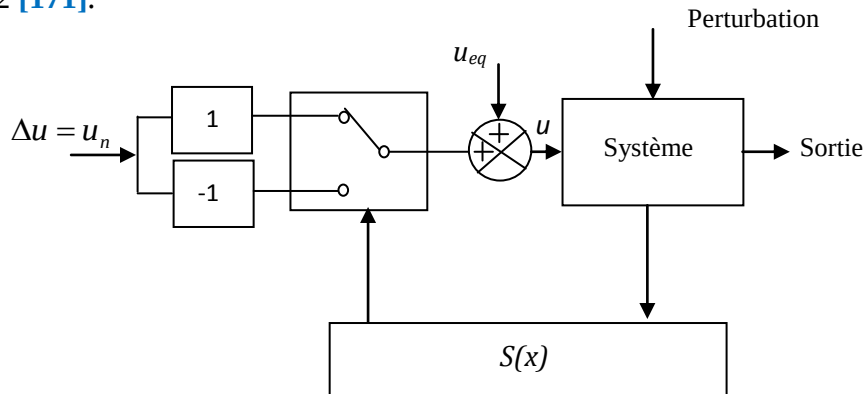


Fig.3.2 Schéma fonctionnel de la commande équivalente.

3.2.1.3.1 La commande équivalente

La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue u_n pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface $S(x)$. Dans ces conditions la commande est écrite comme suit :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.7)$$

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

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = G\dot{x}, \text{ avec : } \frac{\partial S}{\partial x} = G \quad (3.8)$$

En substituant (3.1), et (3.7) dans (3.8), on aura :

$$\dot{S} = Gf + GBu_{eq} + GBu_n \quad (3.9)$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que $S(x)=0$, et par conséquent $\dot{S}(x) = 0$, et $u_n = 0$.

Dans ces conditions la solution de l'équation (3.9) est alors :

$$u_{eq} = -(GB)^{-1}GA \quad (3.10)$$

Avec la condition que : $GB \neq 0$.

Une fois u_{eq} définie, elle est substituée dans le système (3.9), pour avoir la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S} = GB u_n \quad (3.11)$$

La commande discontinue un est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition : $S\dot{S} < 0$. Afin de la satisfaire, le signe de u_n doit être opposé à celui de SGB .

La commande u_n est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « signe » abrégée « *sign* » (figure 3.3) :

$$u_n = -K \text{sign}(S(x)), \text{ avec } K > 0 \quad (3.12)$$

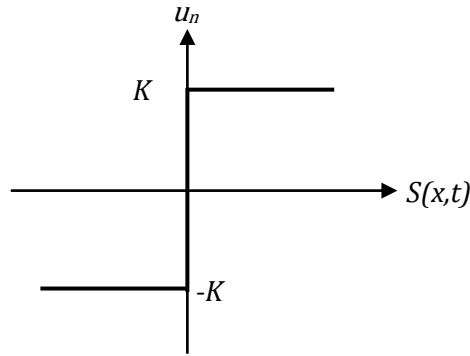
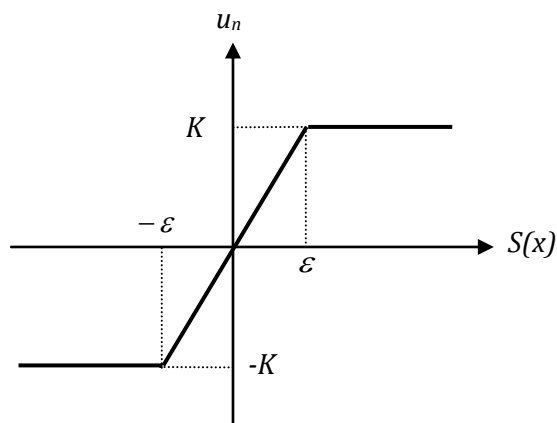


Fig. 3.3: Représentation de la fonction « signe ».

La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections la fréquence de commutation devient alors finie, et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement S (figure 3.1). Ce phénomène est appelé « broutement » ou réticence (chattering en anglais).

Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue « *sign* » est souvent remplacée par des fonctions continues dites douces, en créant une bande autour de la surface de glissement S , la plus couramment utilisée dans la littérature est la fonction saturation « *sat* » [172], son expression est donnée par (3.13) et elle est illustrée sur la figure 3.4. Il a été tout de même mentionné que cette fonction introduit une erreur statique dans la réponse du système [173].

$$sat = K \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \\ sign(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (3.13)$$

Fig. 3.4 : Commande adoucie « *sat* »

3.2.1.3.2 Exemple de détermination de la loi de commande

Pour un système non linéaire à paramètres incertains mais bornés comme pour notre cas (la MAS), il peut s'écrire par :

$$\dot{x} = f(x) + b(x)u \quad (3.14)$$

En reprenant l'équation (3.2) pour $\lambda = 1$ (par simplification), une loi de commande peut être définie comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -k \operatorname{sign}(S) \\ &= e + \dot{e} = x^* - x + \dot{x}^* - \dot{x} \\ &= x^* - x + \dot{x}^* - f - b u \end{aligned} \quad (3.15)$$

On peut alors tirer l'expression de la commande u comme suit :

$$u = b^{-1}(x^* - x + \dot{x}^* - f) - b^{-1}k \operatorname{sign}(S) \quad (3.16)$$

Par l'équation (3.16) on peut distinguer que la loi de commande est divisée en deux termes à caractères différents. Un terme à caractère continu qui correspond à la commande équivalente :

$$u_{eq} = b^{-1}(x^* - x + \dot{x}^* - f) \quad (3.17)$$

Et un autre qui correspond à la commande discontinue :

$$u_n = b^{-1}k \operatorname{sign}(S) \quad (3.18)$$

Physiquement on peut interpréter la commande équivalente à un terme continu de la commande discontinue u_n . Son rôle est de garder l'état du système sur la surface de glissement lorsqu'elle est atteinte (puisque à $S = 0 \Rightarrow u_n = 0$). Par ailleurs, le rôle de la commande discontinue est de diriger l'état du système vers la surface de glissement à partir d'un point initial ou lorsque celui-ci est perturbé. Le problème un peu contradictoire est que la commande discontinue cause le phénomène du broutement par la nature de la fonction signe, et c'est elle même qui assure la robustesse de la commande par mode glissant.

Maintenant afin de déterminer les paramètres du contrôleur par mode glissant on va considérer que l'erreur entre $\hat{f}(x)$ la valeur estimée de $f(x)$ est bornée dans le temps, on l'exprime alors par:

$$|\hat{f}(x) - f(x)| \leq F(x) \quad (3.19)$$

On peut réécrire loi de commande décrite dans (3.16) en tenant compte de cette nouvelle proposition comme ceci :

$$u = b^{-1}(x^* - x + \dot{x}^* - \hat{f}) - b^{-1}k \operatorname{sign}(S) \quad (3.20)$$

En substituant cette dernière équation dans (3.15), nous obtiendrons la loi d'atteinte suivante :

$$\dot{S} = (\hat{f} - f) - k \operatorname{sign}(s) = F - k \operatorname{sign}(s) \quad (3.21)$$

Ainsi, pour que la surface de glissement converge vers zéro, le gain k doit vérifier :

$$k > |F|, \quad \forall t \quad (3.22)$$

On aperçoit clairement qu'en choisissant une valeur suffisamment grande du gain k , l'incertitude sur f sera absorbée par celui-ci, donc plus grand sera k plus grande sera la robustesse du système, mais cela dépend du phénomène du broutement qui sera amplifié. On est donc confronté à un compromis entre la valeur de k qui doit être assez grande et de faire attention au broutement.

3.2.1.4 La loi de la phase d'atteinte (RL)

La principale exigence dans la conception de la loi de la phase d'atteinte (Reaching Law) est que le contrôle doit satisfaire la condition d'atteinte, ce qui à son tour, garantit l'existence du mode de glissement sur la surface de commutation. D'autres conditions supplémentaires comprennent la vitesse d'atteinte et la minimisation du broutement.

Dans l'approche RL, une équation différentielle qui spécifie la dynamique de la fonction de commutation est tout d'abord choisie, le choix des paramètres de cette équation permet de contrôler la qualité de la dynamique du contrôleur à mode glissant. Traditionnellement il y a trois approches [79]:

- Atteinte avec un taux constant :

$$\dot{S} = -k \operatorname{sign}(S) \quad (3.23)$$

Cette loi de commande contraint le système à atteindre la surface de glissement à une vitesse constante $|\dot{S}| = -k$, l'avantage de cette méthode est qu'elle est simple, par contre pour de faibles valeurs de k la phase d'atteinte sera longue, et pour des valeurs importantes le phénomène du broutement sera excessif.

- Atteinte avec un taux constant plus intégral :

$$\dot{S} = -q \operatorname{sign}(S) - K S \quad (3.24)$$

L'addition du terme proportionnel $-K.S$ forcera l'état du système à converger d'un état initial vers la surface S plus rapidement dans un temps t donné par :

$$t = \frac{1}{K} \ln \frac{K|S| + q}{q} \quad (3.25)$$

- Atteinte avec un taux en puissance :

$$\dot{S} = -K|S|^\alpha \operatorname{sign}(S), \quad \text{avec :} \quad 0 < \alpha < 1 \quad (3.26)$$

Cette loi augmente la vitesse quand l'état du système est loin de la surface S et l'atténue quand l'état du système est proche de S . cela implique une phase d'atteinte rapide avec élimination du broutement (car le terme $\operatorname{sign}(S)=0$).

Une fois l'équation d'atteinte est choisie il ne reste qu'à établir la loi de commande en la substituant dans (3.11).

3.2.1.5 Conception de la commande avec une loi d'atteinte exponentielle (ERL)

Nous avons adopté une méthode qui a été utilisée en fait dans [81] pour les systèmes mono variables et ensuite généralisée pour les cas multi variables. Pour la comparée à la méthode classique, nous allons en premier lieu tirer de l'équation (3.23) le temps t_r que met l'état pour atteindre la surface S :

$$t_r = \frac{|S_0|}{k} \quad (3.27)$$

Il est évident qu'en augmentant k cela réduit le temps de la phase d'atteinte, mais au risque de détriment de la commande car des valeurs trop grandes provoqueraient le broutement.

Un terme exponentiel est proposé dans la loi d'atteinte (**ERL**). Nous allons démontrer qu'il peut s'adapter selon les variations de la surface de commutation. Son expression est donnée par :

$$\dot{S} = -\frac{k}{N(S)} \operatorname{sign}(S), \quad k > 0 \quad (3.28)$$

$$\text{Où : } N(S) = \delta_0 + (1 - \delta_0)e^{-\alpha|S|^p} \quad (3.29)$$

$$\text{Et : } \begin{cases} 0 < \delta_0 < 1 \\ p < 0, \quad p \in \mathbb{N} \\ \alpha > 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Le choix des paramètres de la loi de commande δ_0, p , et α dépend de la dynamique du système, l'amplitude des incertitudes y compris les perturbations externes.

On peut remarquer que pour de grandes valeurs de la surface de commutation $|S|$, $N(S)$ tend vers δ_0 et sur ce $k/N(S)$ tend vers k/δ_0 qui est plus grand que k . Par contre, si $|S|$ diminue, $N(S)$ approche l'unité et $k/N(S)$ converge vers k . En d'autres termes, dans le premier cas la convergence vers la surface sera rapide et dans le second cas le terme $k/N(S)$ diminue progressivement ce qui limite l'effet du broutement. En effet :

$$k \leq \frac{k}{N(S)} \leq \frac{k}{\delta_0}, \text{ et } -\frac{k}{\delta_0}|S| \leq S\dot{S} \leq -k|S| \leq 0 \quad (3.31)$$

Ainsi, le système est stable au sens de Lyapunov.

À partir de cette analyse on peut s'apercevoir que la méthode proposée est adaptative aux variations de la surface de glissement (car $k/N(S)$ varie entre k et k/δ_0).

- r-q : pour une valeur de δ_0 égale à l'unité, on se retrouve à la loi d'atteinte donnée par l'équation (3.23), qui devient donc un cas particulier de (3.28).
- Pour un même gain k , le temps pour atteindre la surface est réduit par rapport à la méthode conventionnelle donnée par (3.27).

En effet : Soit t'_r qui représente le temps d'atteinte de la méthode proposée (3.28) réécrite de la manière suivante :

$$\dot{S}(\delta_0 + (1 - \delta_0)e^{-\alpha|S|^p}) = -k \operatorname{sign}(S) \quad (3.32)$$

L'intégration de (3.32) entre zéro et t'_r en notant que $S(t'_r) = 0$ donne:

$$t'_r = \frac{1}{k} (\delta_0 |S(0)| + (1 - \delta_0) \int_0^{S(0)} \operatorname{sign}(S) e^{-\alpha|S|^p} dS) \quad (3.33)$$

Or, si $S \leq 0$ pour $t < t'_r$ alors:

$$\int_0^{S(0)} \operatorname{sign}(S) e^{-\alpha|S|^p} dS = - \int_0^{S(0)} e^{-\alpha|S|^p} dS = \int_0^{-S(0)} e^{-\alpha|S|^p} dS \quad (3.34)$$

D'autre part, si $S > 0$ pour $t < t'_r$ alors:

$$\int_0^{S(0)} \text{sign}(S) e^{-\alpha|S|^p} dS = \int_0^{S(0)} e^{-\alpha|S|^p} dS \quad (3.35)$$

En combinant les deux dernières expressions on peut écrire :

$$\int_0^{S(0)} \text{sign}(S) e^{-\alpha|S|^p} dS = \int_0^{|S(0)|} e^{-\alpha|S|^p} dS \quad (3.36)$$

Ce qui nous conduit à avoir l'expression de t'_r d'après (3.33) de la manière suivante :

$$t'_r = \frac{1}{k} (\delta_0 |S(0)| + (1 - \delta_0) \int_0^{|S(0)|} \text{sign}(S) e^{-\alpha|S|^p} dS) \quad (3.37)$$

Et en soustrayant (3.27) de (3.37) on aura :

$$t'_r - t_r = \frac{1}{k} (-(1 - \delta_0) |S(0)| + (1 - \delta_0) \int_0^{|S(0)|} e^{-\alpha|S|^p} dS) \quad (3.38)$$

Qui peut être exprimé par :

$$t'_r - t_r = \frac{1 - \delta_0}{k} \int_0^{|S(0)|} (e^{-\alpha|S|^p} - 1) dS \quad (3.39)$$

Sachant que $(e^{-\alpha|S|^p} - 1) \leq 0, \forall S$, cela implique que $t'_r < t_r$.

Cette démonstration prouve que pour le même gain k , la vitesse de la phase d'atteinte dans la méthode proposée est plus grande par rapport à la méthode classique, en plus, et pour un temps de convergence identique l'approche proposée réduit le broutement (parce que k est plus petit). Cela nous conduit à affirmer que la loi de commande dans (3.23) est susceptible d'être sensible aux incertitudes et aux perturbations qui peuvent surgir dans le système pendant le mode d'atteinte. Par conséquent, l'introduction de la nouvelle méthode est solidement justifiée pour améliorer les performances du système.

3.2.1.5.1 Choix des paramètres de la loi ERL

Dans ce qui suit on va donner une idée générale du rôle des paramètres de la loi ERL et de la manière dont ils sont choisis. Nous démontrerons comment les incertitudes du système peuvent affecter le choix des paramètres pour maintenir la robustesse du régulateur proposé.

La condition donnée par (3.22) est agressive vu que le gain k est surdimensionné pour assurer la condition de convergence. Cependant avec l'approche de la loi ERL, cette équation peut être écrite de la manière suivante :

$$k > \delta_0 F + (1 - \delta_0) e^{-\alpha |S|^p} \cdot F \quad (3.40)$$

Selon cette dernière équation le gain k doit au minimum être plus grand que $\delta_0 F$. On respectant cela la solution de (3.40) par rapport à S on peut avoir :

$$|S| = \sqrt[p]{\frac{\ln \left(\frac{(1-\delta_0)F}{k-\delta_0 F} \right)}{\alpha}}, \quad k > \delta_0 \cdot F \quad (3.41)$$

La relation (3.41) montre que pour retrouver la condition (3.40), la surface de glissement S doit varier dans une bande de largeur d_W donnée par :

$$d_W = \sqrt[p]{\frac{\ln \left(\frac{(1-\delta_0)F}{k-\delta_0 F} \right)}{\alpha}} \quad (3.42)$$

Donc on voit bien que le paramètre α contrôle directement d_W .

On peut remarquer aussi qu'il y a une similitude entre l'approche par ERL et la méthode conventionnelle déjà décrite par (3.13) dont la largeur de la bande est écrite par :

$$d_W = \frac{\varepsilon F}{k}, \quad k > |F| \quad (3.43)$$

Mais avec cette méthode le gain k est toujours fixe et peut avoir des valeurs inappropriées.

3.3 Application à la commande vectorielle de la MAS

En se basant sur la synthèse des régulateurs à mode glissant précédente, nous allons maintenant passer à son application à la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Deux surfaces de glissement sont définies : S_Ω dans la boucle de vitesse, et éventuellement S_θ dans la boucle de régulation de la position.

3.3.1 Asservissement de la vitesse

La structure du régulateur est présentée sur la figure 3.5, où S_Ω représente la surface choisie pour l'asservissement de la vitesse, un limiteur de courant est indispensable afin de prévoir tout dépassement possible du courant i_{sq}^* .

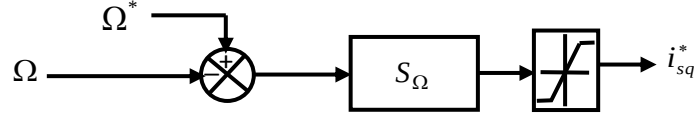


Fig. 3.5 : Structure du régulateur

On va reprendre l'équation mécanique de la MAS utilisée dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \quad (3.44)$$

$$\text{Où : } T_e = K_t \psi_{rd} i_{sq}, \quad K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$$

3.3.1.1 Régulation par mode glissant classique

Nous allons tout d'abord effectuer la synthèse d'un régulateur par mode glissant classique en vue de faire une comparaison avec le régulateur proposé.

En choisissant $n=1$, dans l'équation (3.2), la surface de la vitesse est définie par :

$$S_\Omega = \Omega^* - \Omega \quad (3.45)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (3.46)$$

En remplaçant dans (3.46), l'expression de $\dot{\Omega}$ tirée de (3.44), et en introduisant la commande équivalente ($i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn}$), on aura:

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}^* - \frac{K_t}{J} \psi_{rd}^* (i_{sqeq} + i_{sqn}) - \frac{p_p}{J} T_L - \frac{f_v}{J} \Omega \quad (3.47)$$

Pendant le mode de glissement et au régime permanent $S_\Omega = 0$, donc $\dot{S}_\Omega = 0$ et $i_{sqn} = 0$, d'où l'on tire l'expression de i_{sqeq} :

$$i_{seq} = \frac{J}{K_t \psi_{rd}^*} \left(\dot{\Omega}^* + \frac{p_p}{J} T_L + \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (3.48)$$

On n'a pas à mesurer ni à estimer le couple de charge T_L de l'équation (3.48) car il est considéré comme perturbation et la commande est assez robuste pour le rejeter.

L'action de la commande discontinue i_{sqn} , est définie durant la phase d'atteinte, et doit comme mentionner précédemment satisfaire la condition $\dot{S} < 0$. Soit, en restituant (3.48) dans (3.47), il en résultera :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{K_t}{J} \psi_{rd}^* i_{sqn} \quad (3.49)$$

La fonction *sat* sera adoptée pour la commande i_{sqn} , telle qu'elle a déjà été définie dans (3.13), avec dans ce cas $K = K_\Omega$.

L'étude de stabilité et le choix du gain de la commande sont portés à l'annexe C1.

3.3.1.1.1 Résultats de la commande par mode glissant classique

Nous allons présenter les résultats issus du banc d'essai de la commande par mode glissant classique. Nous avons implémenté entre autre la fonction *Sat* qui est souvent utilisée pour atténuer les effets du broutement. Le temps d'échantillonnage a été fixé à $T_z = 0,0001$ s. Les limiteurs du courant i_{sq}^* ont été choisis entre ± 10 A et ± 20 A. La meilleure valeur du gain de régulation qu'on a obtenu est $K_\Omega = 8$, notons qu'on a eu du mal à fixer cette valeur car pour les valeurs trop grandes arrivées jusqu'à $K_\Omega = 111$ la commande avait une meilleure réponse avec un bon rejet des perturbations mais le phénomène du broutement s'accroissait et devenait de plus en plus dangereux pour la machine et les organes de commandes (vibrations et pics de courant).

3.3.1.1.1.1 Résultats des tests en grandes vitesses

- **Résultats pour une référence en échelon**

Les résultats sur les figures 3.6 montrent qu'à la valeur adoptée du gain K_Ω avec une alimentation réglée pour un fonctionnement en charge, le phénomène du broutement se manifeste clairement pendant les périodes de fonctionnement à vide soit de $t=0$ s à $t=5$ s, et à partir de $t=20$.

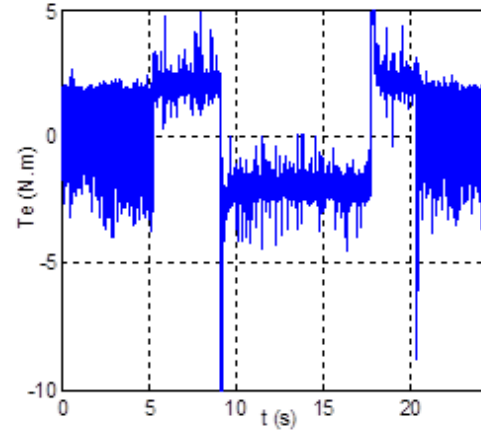
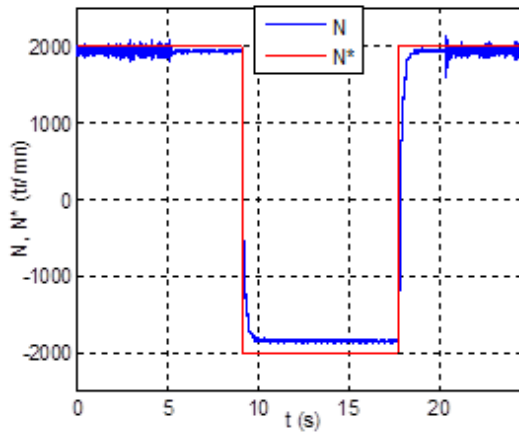


Fig. 3.6.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

Fig. 3.6.b : Réponse du couple électromagnétique.

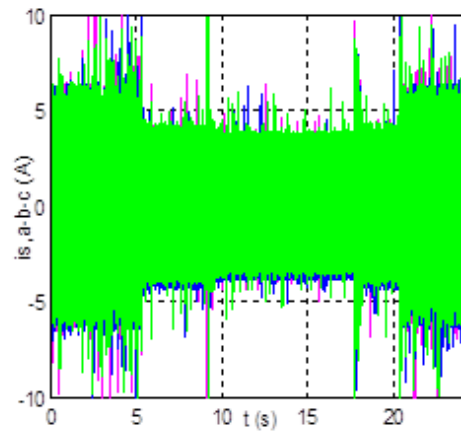


Fig. 3.6.c: Courants de phases statoriques.

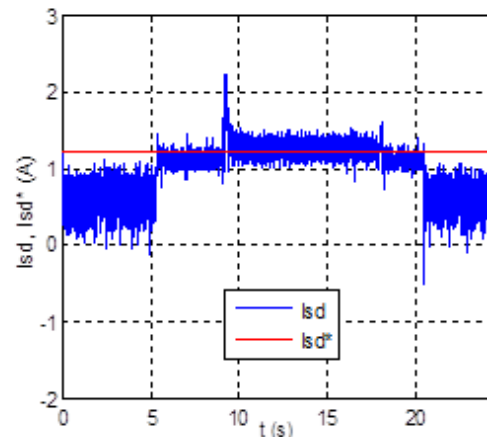
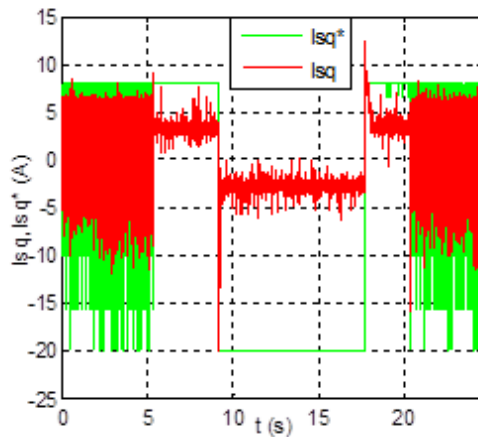


Fig. 3.6 (d,f): Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Sur la réponse de la vitesse (figure 3.6.a) on voit qu'il y a une bonne dynamique de poursuite mais une erreur statique importante survient lors de l'application d'une charge de 2 $N.m$. Les oscillations sont d'autant plus distinguées sur la courbe de réponse du couple pendant le fonctionnement à vide (figure 3.6.b). Le phénomène altère le fonctionnement de la commande que même les courants absorbés par la machine à vide sont plus importants qu'en

charge (figure 3.6.c). Sur les courbes des figures 3.6.d on voit que le découplage est sérieusement affecté par le phénomène du broutement.

Ceci nous a contraint à étudier le comportement du système à vide et en charge séparément.

- **Résultats pour une référence en échelon à vide**

On va tester la réponse du système sans charge à des échelons successifs de crête ± 2100 tr/mn aux instants $t=0,36$ s, et $14,74$ s, et -2100 tr/mn à $t=7,36$ s, et $21,74$ s.

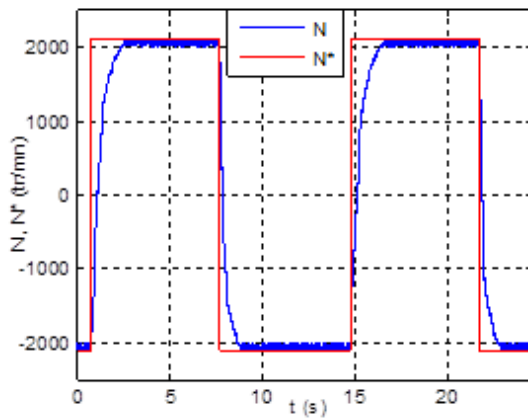


Fig. 3.7.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

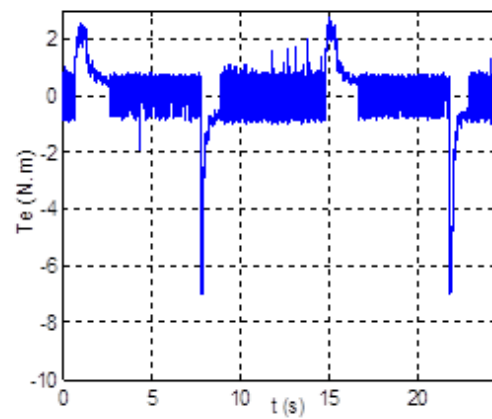


Fig. 3.7.b : Réponse du couple électromagnétique.

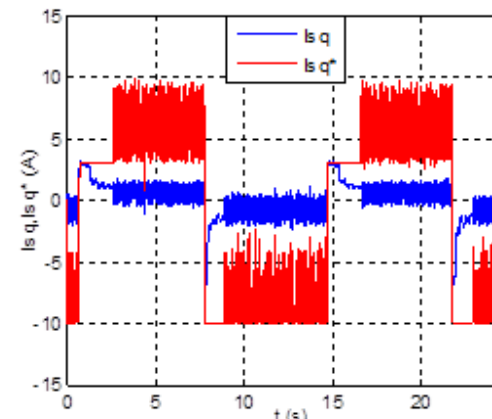
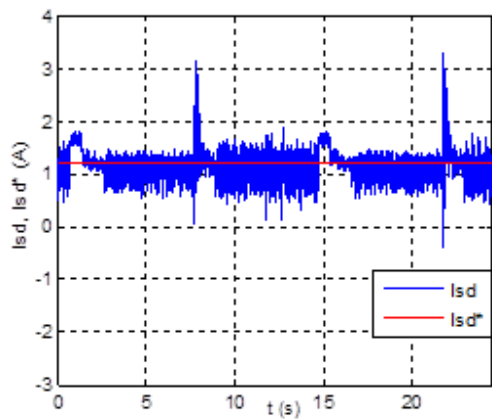


Fig. 3.7 (c,d) : Composantes directes et quadratiques des courants statoriques.

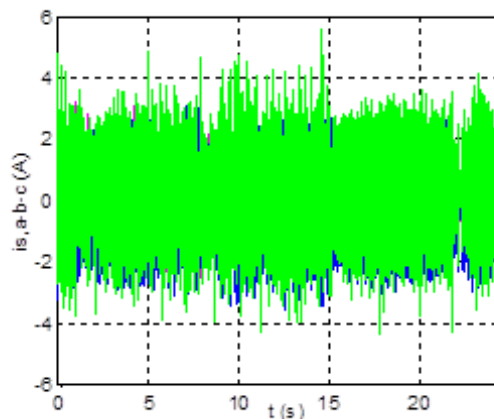


Fig. 3.7.e: Courants de phases statoriques.

Avec la même valeur du gain K_Ω mais à une alimentation réduite on remarque sur les figures 3.7 que la réponse du système est assez satisfaisante, et les ondulations sont acceptables quoi que le courant en quadrature de référence I_{sq}^* atteigne visiblement les valeurs limites.

- **Résultats pour une référence en échelon en charge**

On va reprendre le même test mais avec la machine qui fonctionne maintenant avec un couple de charge de 2 N.m .

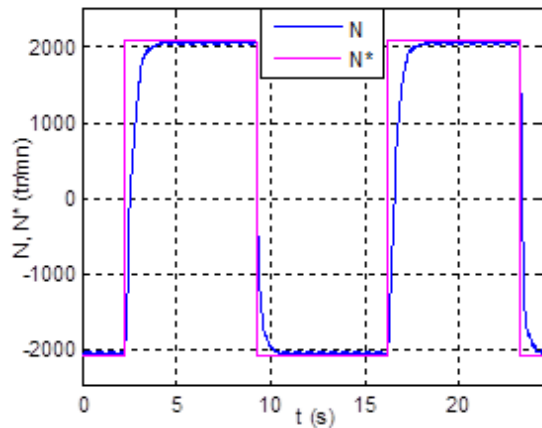


Fig. 3.8.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

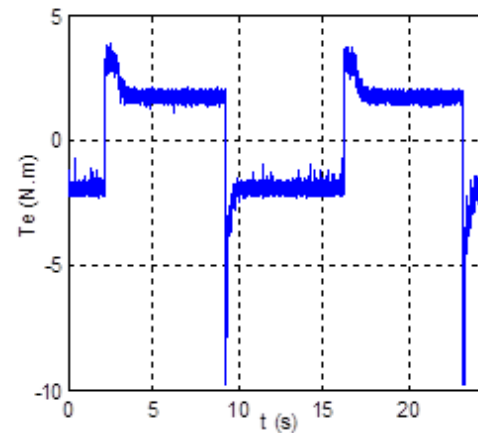


Fig. 3.8.b : Réponse du couple électromagnétique.

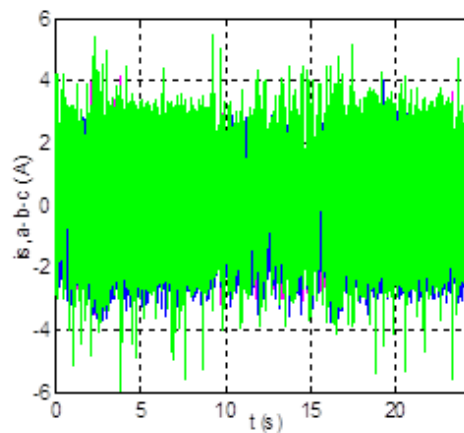


Fig. 3.8.c: Courants de phases statoriques.

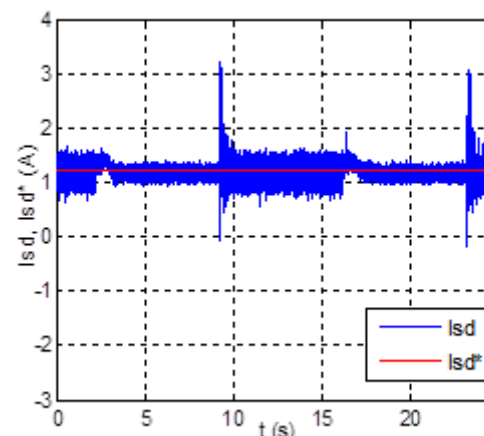
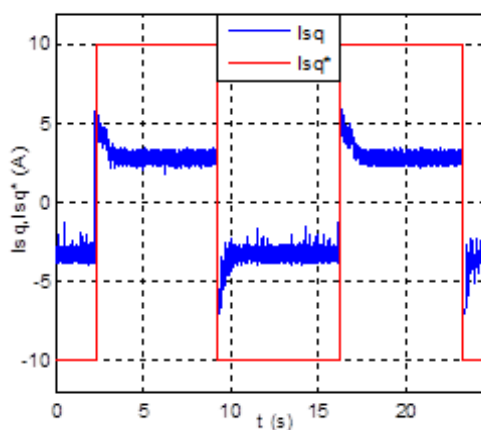


Fig. 3.8 (d,e) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

On remarque par ailleurs que la réponse du système en charge est plus stable et que les oscillations sont nettement moins perturbatrices. La poursuite de la vitesse (figure 3.8.a) est assez bonne mais présente une dynamique un peu longue de même que pour la réponse du couple électromagnétique (figure 3.8.b), notons aussi que l'erreur statique persiste même si elle reste minime. Le courant en quadrature de référence a atteint les limites préréglées mais le découplage reste acceptable (figure 3.8 (d,e)).

- **Résultats pour une référence trapézoïdale**

On va conclure les tests de grande vitesse par une référence trapézoïdale de crêtes de $\pm 2000 \text{ tr/mn}$, la machine fonctionne préalablement avec un couple de qui atteint 2 N.m , ensuite elle est déchargée à $t=10 \text{ s}$.

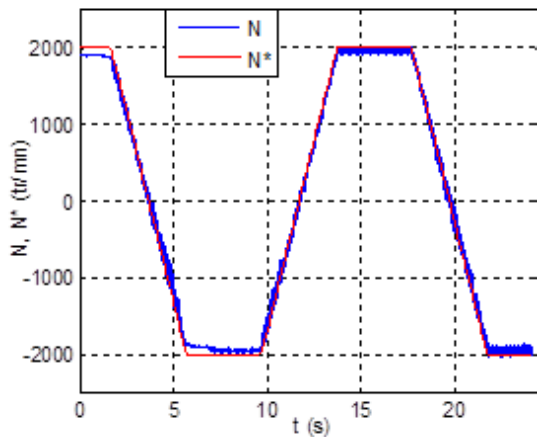


Fig. 3.9.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

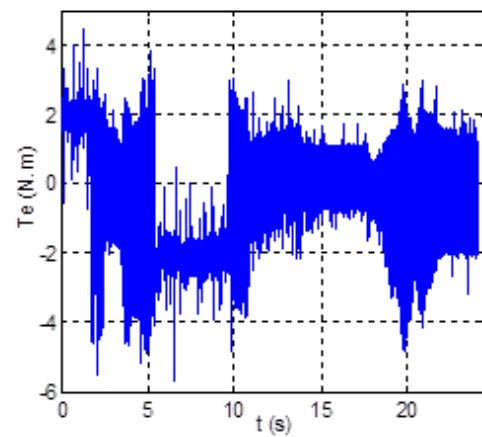


Fig. 3.9.b : Réponse du couple électromagnétique.

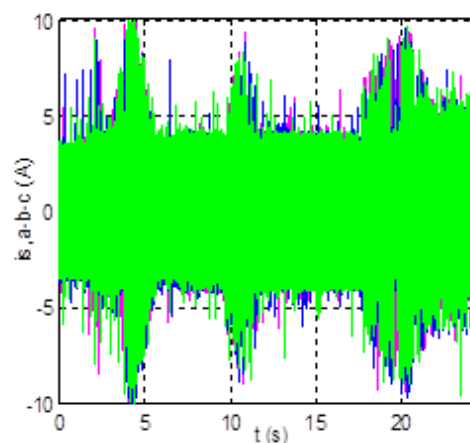


Fig. 3.9.c: Courants de phases statoriques.

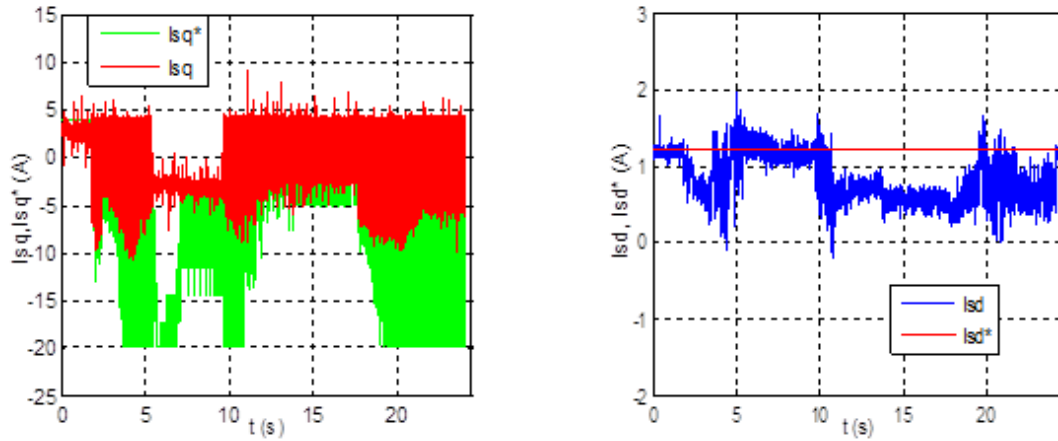


Fig. 3.9 (d,e) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

On remarque par ces résultats (figures 3.9) que la courbe de la vitesse présente une bonne dynamique de poursuite mais avec une erreur statique en charge qui perdure. On voit bien aussi que la commande est pratiquement détériorée lors du passage au fonctionnement à vide, les oscillations s'accroissent et le découplage n'est plus assuré.

3.3.1.1.2 Résultats des tests en petites vitesses

- **Référence en forme rectangulaire**

Dans ce test la machine fonctionne avec une charge $0,7 \text{ N.m}$ de crête, ensuite elle est déchargée à l'instant $t=11,8 \text{ s}$ pour une vitesse qui change entre $\pm 500 \text{ tr/mn}$.

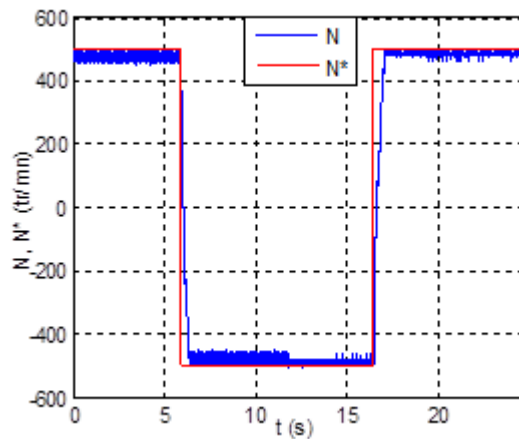


Fig. 3.10.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

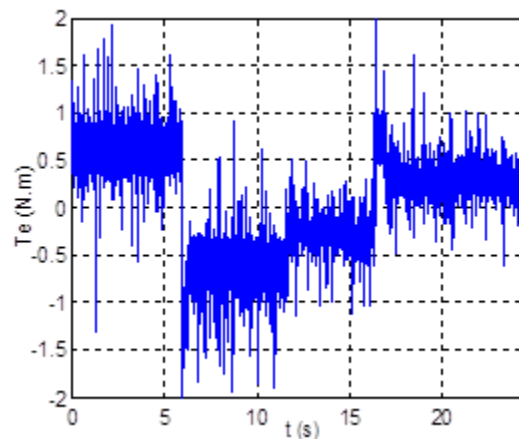


Fig. 3.10.b : Réponse du couple électromagnétique.

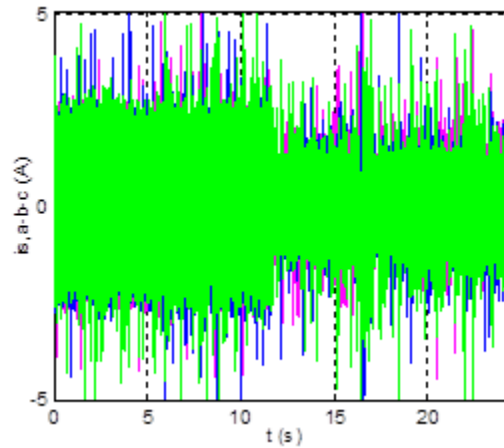


Fig. 3.10.c: Courants de phases statoriques.

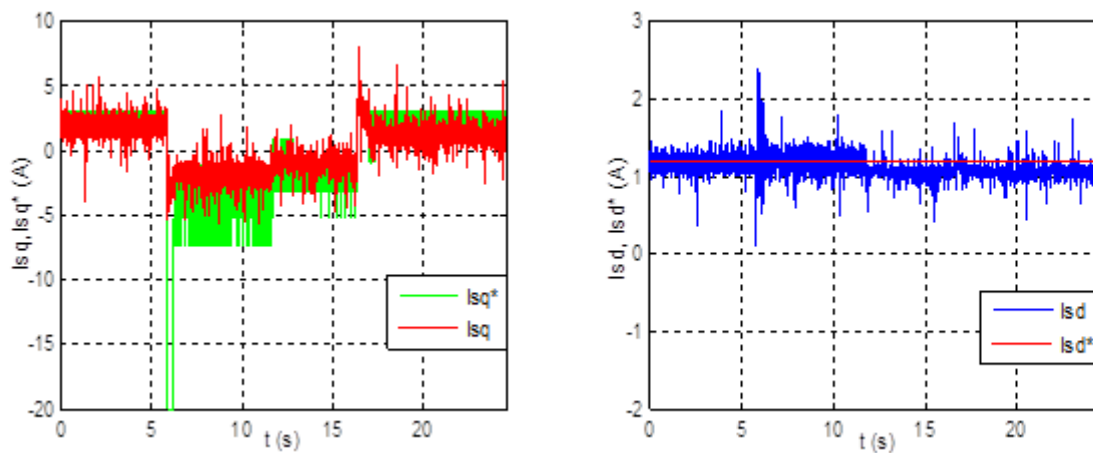


Fig. 3.10 (d,e) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Les résultats illustrés sur les figures 3.10 montrent que la poursuite de la vitesse est satisfaisante, il n'y a pas de dépassement et le temps de réponse est de l'ordre de $0,2\text{ s}$, néanmoins une erreur statique de 5% est notable lors du fonctionnement en charge. On retrouve le problème des oscillations sur pratiquement toutes les courbes lorsque la machine fonctionne sans charge, mais ceux-ci n'ont pas détérioré ni la dynamique de poursuite ni le découplage entre les grandeurs statoriques, d'autant plus que l'appel des courants est régulier.

- **Résultats pour une référence trapézoïdale**

On va maintenant présenter les résultats du test pour une référence en forme trapézoïdale ($\pm 500\text{ tr/mn}$) mais avec des conditions inverses par rapport au test précédent c.-à-d. que la machine fonctionne initialement à vide ensuite elle est perturbée avec une charge de $0,7\text{ N.m}$ à l'instant $t=12,5\text{ s}$.

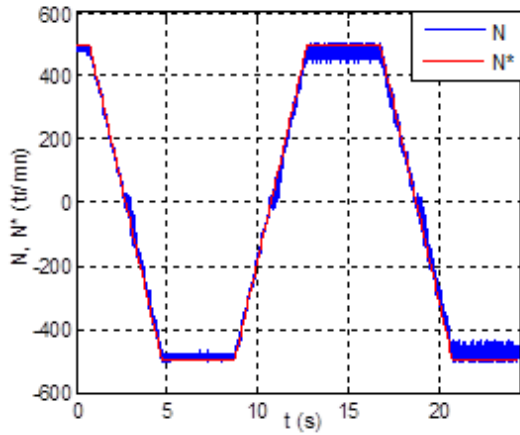


Fig. 3.11.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

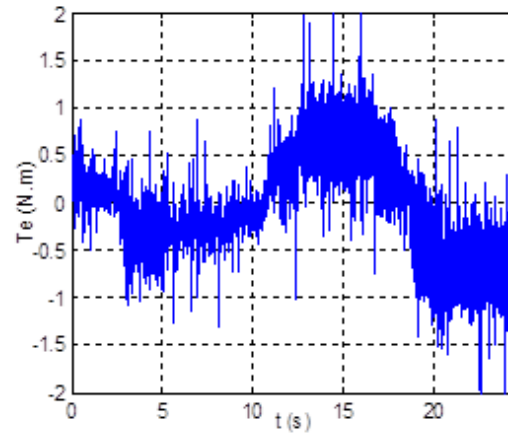


Fig. 3.11.b : Réponse du couple électromagnétique.

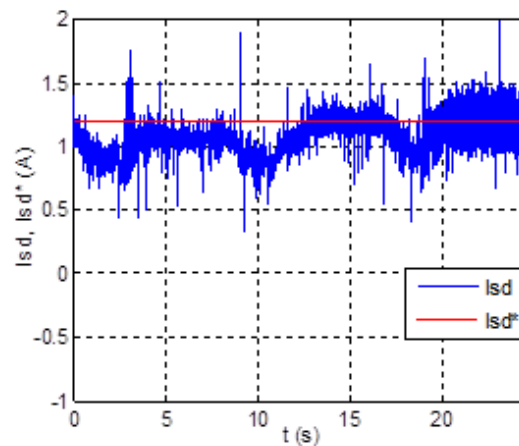
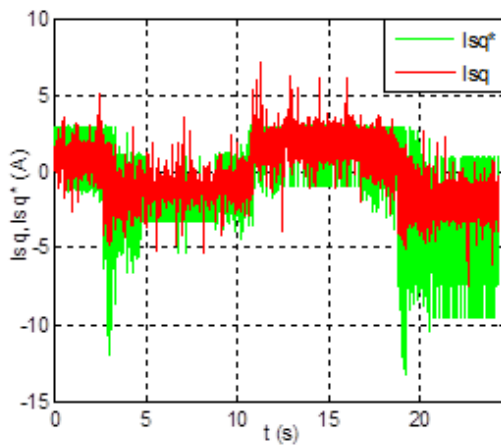


Fig. 3.11 (c,d) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

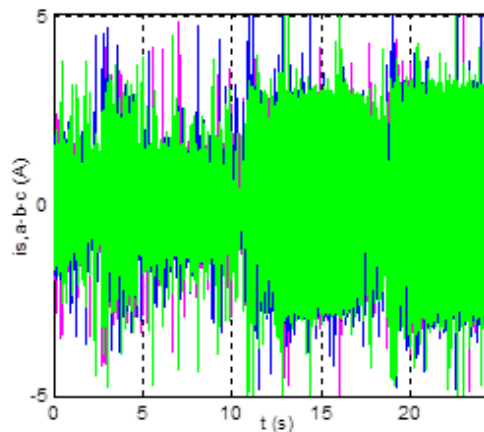


Fig. 3.11.e: Courants de phases statoriques.

Là encore on aperçoit (figures 3.11) que la poursuite de la vitesse est satisfaisante, mais avec plus d'oscillations dès le passage par zéro suivi par des bruits acoustiques à vide ($t=2.8$ s), cela a même induit des pics dans les courants statoriques. La dynamique de la réponse et le découplage sont plus adéquats lors du fonctionnement en charge mais ils s'en suivent par plus d'ondulations.

- Résultats pour une référence sinusoïdale

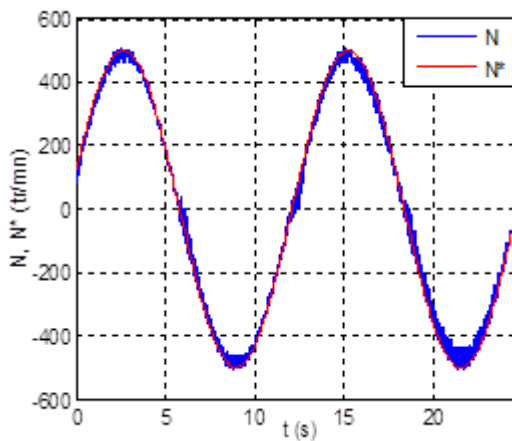


Fig. 3.12.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

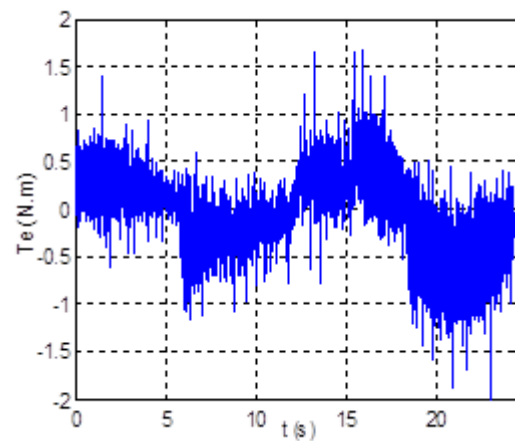


Fig. 3.12.b : Réponse du couple électromagnétique.

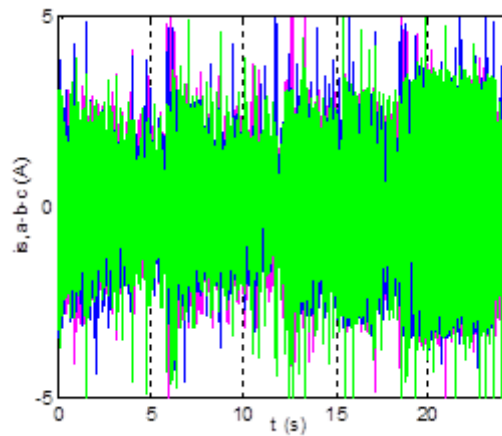


Fig. 3.12.c: Courants de phases statoriques.

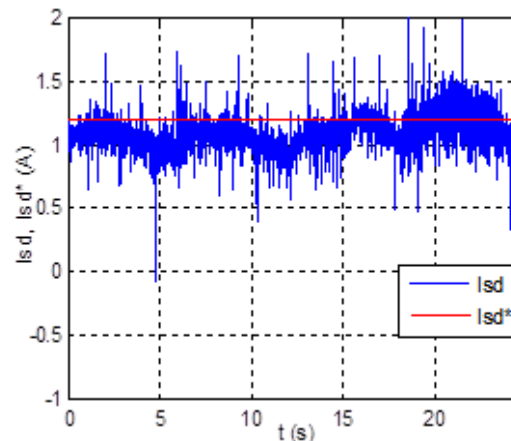
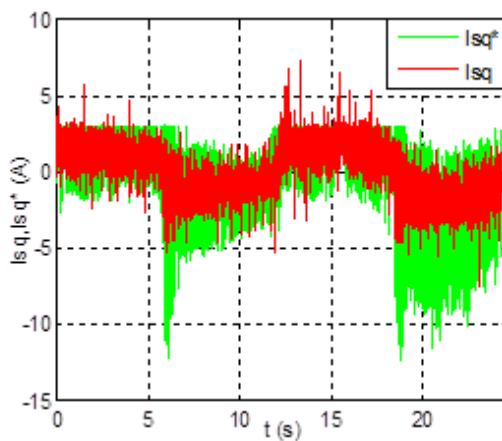


Fig. 3.12 (d,e) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Selon les figures 3.12 on constate globalement que les réponses pour le suivi de trajectoires sont acceptables, cependant l'application du couple de charge (à $t=15$ s) augmente l'effet des oscillations très visibles sur toutes les courbes.

3.3.1.1.2 Conclusion

Les résultats obtenus nous ont montré un réglage moyen du contrôleur par mode glissant soit en poursuite soit en réglage. Outre les oscillations qui sont présentes surtout après le changement de consigne du couple de charge, et qui ont détérioré le découplage nécessaire au bon fonctionnement de la commande, on a constaté une erreur statique qui a perduré dans tous les tests qui ont été réalisés.

À partir de ces résultats, on peut constater que les performances du système, contrôlé par cette technique de commande, sont insatisfaisantes en comparaison avec les résultats précédents. Il est donc nécessaire d'envisager une stratégie de stabilisation et d'amélioration des performances de cette méthode tout en respectant les objectifs notamment la simplicité d'implémentation.

3.3.1.2 Régulation par la méthode proposée

Le choix de la surface de commutation est une étape primordiale lors de la synthèse de la commande par mode glissant, c'est pourquoi les chercheurs ont prêté une attention particulière à la forme de l'équation qui détermine la dynamique de la surface, partant de la forme linéaire initiale proposée par [60]. La surface qu'on va étudier est une modification de celle proposée dans [49], elle est donnée par:

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (k_{1\Omega} - a) e(\tau) d(\tau) \quad (3.50)$$

Où : k est un gain constant négatif.

a est un paramètre de la commande qui sera défini dans ce qui suit.

Considérant l'équation mécanique tirée de la relation (3.18) :

$$\dot{\Omega} + a\Omega + f_1 = b i_{sq} \quad (3.51)$$

Où :

$$a = \frac{f_v}{J}; \quad f_1 = \frac{T_L}{J}; \quad b = \frac{K_t \psi_{rd}^*}{J};$$

Nous allons maintenant reconsidérer cette équation en introduisant les termes des incertitudes comme suit:

$$\dot{\Omega} = -(a + \Delta a) \Omega - (f_1 + \Delta f_1) + (b + \Delta b) i_{sq} \quad (3.52)$$

Où Δa , Δf_1 , Δb , représentent les incertitudes sur les termes a , f_1 , et b respectivement.

Maintenant en définissant l'erreur de la vitesse par:

$$e(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t) \quad (3.53)$$

Où $\Omega^*(t)$, est la vitesse de référence.

La dérivée temporelle de (3.53) s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \dot{\Omega}(t) - \dot{\Omega}^*(t) = ae(t) + u(t) + d(t) \quad (3.54)$$

Où les termes suivants sont regroupés dans le signal de commande $u(t)$:

$$u(t) = bi_{sq} - a \Omega^*(t) - \dot{\Omega}^*(t) \quad (3.55)$$

Et les termes des incertitudes sont regroupés dans $d(t)$:

$$d(t) = -\Delta a \Omega(t) + (f_1 - \Delta f) + \Delta b i_{sq} \quad (3.56)$$

La commande du régulateur à mode glissant est définie par:

$$u(t) = k_{1\Omega} e_{\Omega}(t) - K_{\Omega} (S_{\Omega}(t)) \text{sat}(S_{\Omega}(t)) \quad (3.57)$$

$$\begin{cases} K_{\Omega}(S_{\Omega}) = \frac{k_{2\Omega}}{N(S_{\Omega})} \\ N(S_{\Omega}) = \delta_{0\Omega} + (1 - \delta_{0\Omega})e^{-\alpha_{\Omega}|S_{\Omega}|^{\beta_{\Omega}}} \end{cases} \quad (3.58)$$

$k_{2\Omega}$ est le gain de commutation qui définit la limite supérieure des incertitudes ($k_{2\Omega} \geq |d(t)| \forall t$), alors l'erreur de poursuite de la vitesse $e_{\Omega}(t)$ va tendre vers zéro quand le temps tendra vers l'infini.

Finalement, le courant de référence commandant le couple i_{sq}^* , est obtenu en substituant (3.57) dans (3.55):

$$i_{sq}^* = b^{-1} [k_{1\Omega} e_{\Omega} - K_{\Omega} (S_{\Omega}) \text{sat}(S_{\Omega}) + a\Omega^* - \dot{\Omega}^*] \quad (3.59)$$

L'étude de la stabilité et du choix des paramètres de la commande sont portés à l'annexe C2.

3.3.1.2.1 Résultats de la commande proposée

Après avoir terminé la synthèse de la loi de commande, on va procéder à la mise en épreuve de la méthode proposée. Pour ce faire, la réponse du système ainsi que sa robustesse seront testées pour de multiples références et dans plusieurs points de fonctionnement tout aussi bien en grandes qu'en petites vitesses selon les performances souhaitées qui sont entre autre, la dynamique de poursuite et la robustesse en vers les perturbations externes. La figure 3.13 illustre le schéma global pour la commande en vitesse ou en position.

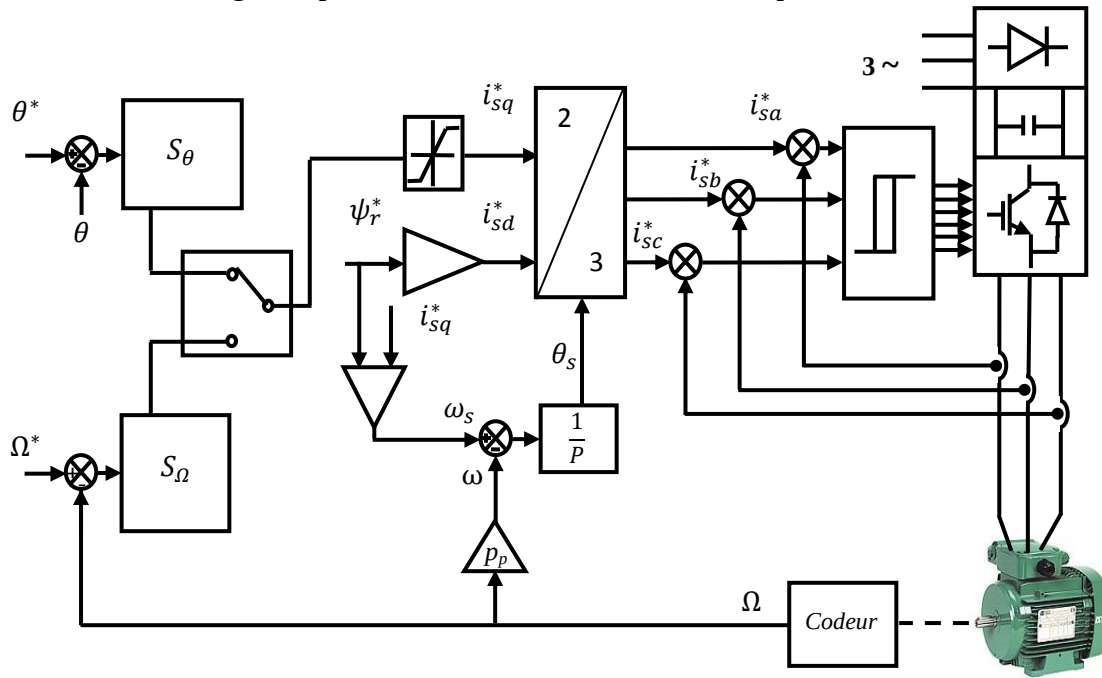


Fig. 3.13 : Schéma globale de la commande proposée.

Les valeurs des paramètres de la commande sont :

$$k_{I\Omega} = -500, k_{2\Omega} = 30, \delta_{0\Omega} = 0,01, \alpha_{\Omega} = 3, P_{\Omega} = 2.$$

3.3.1.2.1.1 Résultats en grandes vitesses

- **Référence en forme d'échelon ou rectangulaire**

Le système est en premier lieu soumis à une référence qui consiste à de multiples échelons en forme rectangulaire d'amplitude 2800 tr/mn appliquée à $t=5,84$ s et $t=19,84$ s, et de -2800 tr/mn à $t=12,84$ s. La machine opérant d'abord à vide, puis elle est chargée à environ 50% et 100% de sa charge nominale aux instants $t=8,03$ s et $t=17,6$ s respectivement.

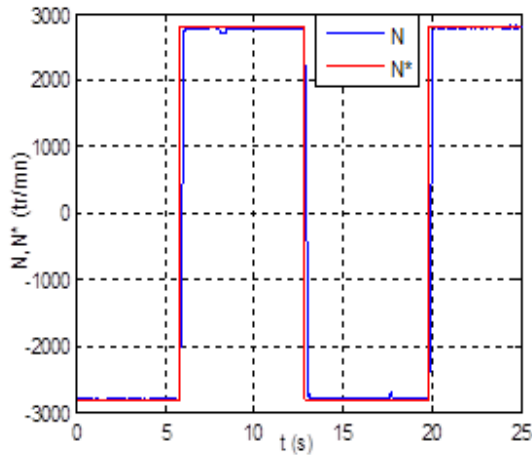


Fig. 3.14.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

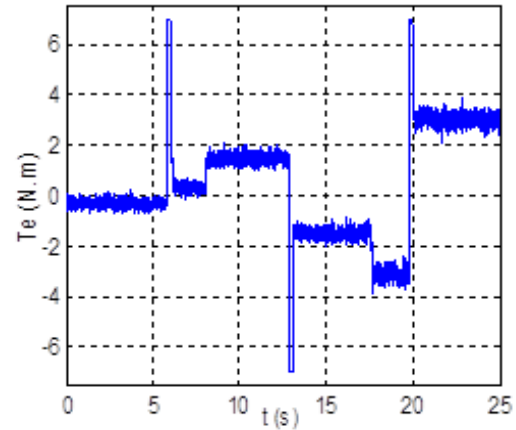


Fig. 3.14.b : Réponse du couple électromagnétique.

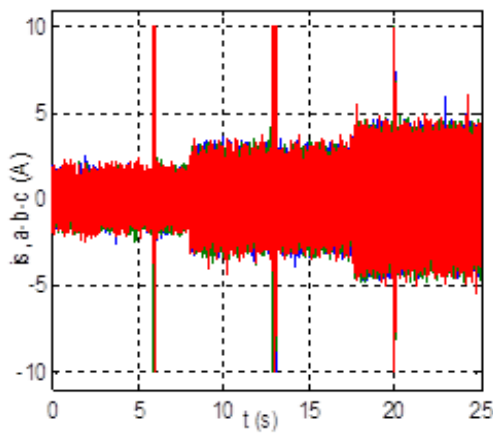


Fig. 3.14.c : Les courants de phases statoriques.

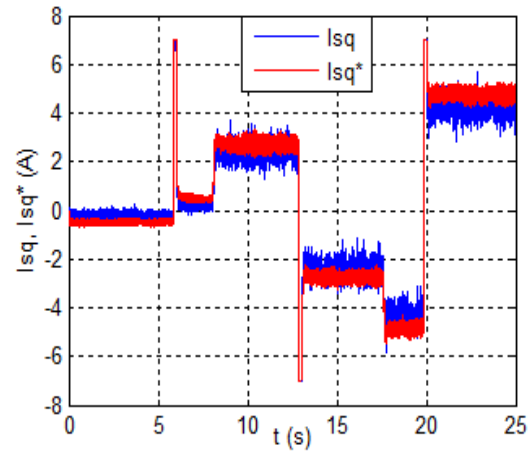


Fig. 3.14.d : Composantes quadratiques du courant statorique.

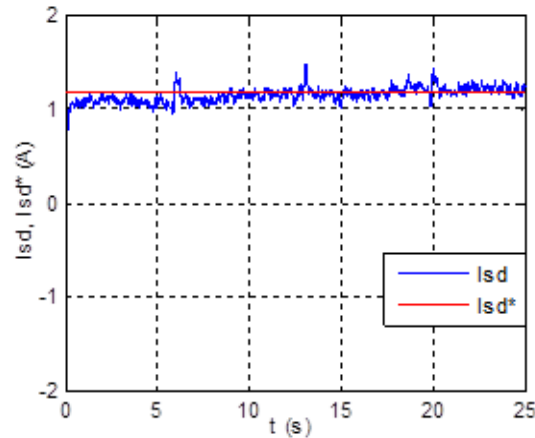


Fig. 3.14.e : Composantes directes du courant statorique.

On aperçoit clairement sur la courbe de réponse de la vitesse (figure 3.14.a), et celle du couple électromagnétique (figure 3.14.b), que la dynamique de poursuite est très rapide (de l'ordre de $0,3s$ en montée et $0,25s$ en descente pour la vitesse, et de $0,01s$ pour le couple), ce qui est très satisfaisant, d'autant plus que les perturbations dues au couple de charge sont instantanément rejetées. Lors des changements de signes de la référence on aperçoit (figure 3.14.c) des pics mais qui demeurent tout de même loin d'être dommageables pour notre banc

d'essai. D'après les courbes de réponse des composantes des courants statoriques en quadratures (figure 3.14.d) et directes (figure 3.14.e), on déduit que le découplage est assuré pendant toutes les phases de ce test, notons que le limiteur du courant quadratique à jouer un grand rôle dans la limitation des pics.

- **Référence trapézoïdale**

Les performances du système sont maintenant expérimentées pour une référence en rampe avec des paliers (ou trapézoïdale) d'amplitude $\pm 2800 \text{ tr/mn}$. Et afin de tester le comportement du système en régime transitoire, il sera perturbé par l'application du couple de charge pendant les phases de montée et de descente de la rampe, soit aux instants à $t=6,38\text{s}$ et $t=14,44\text{s}$ respectivement.

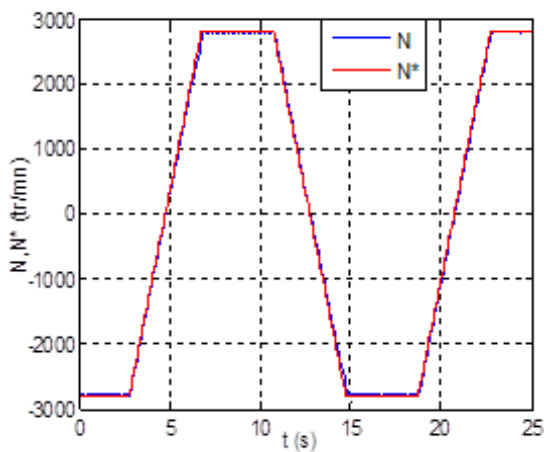


Fig. 3.15.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

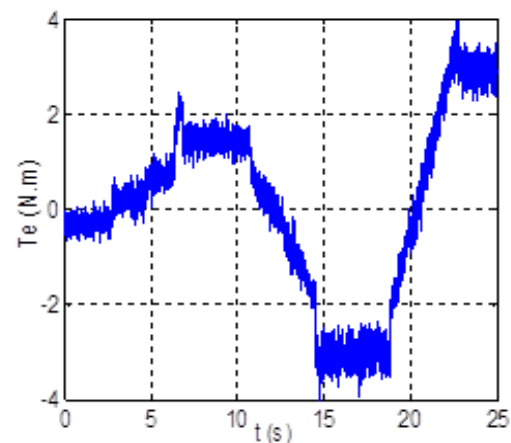


Fig. 3.15.b : Réponse du couple électromagnétique.

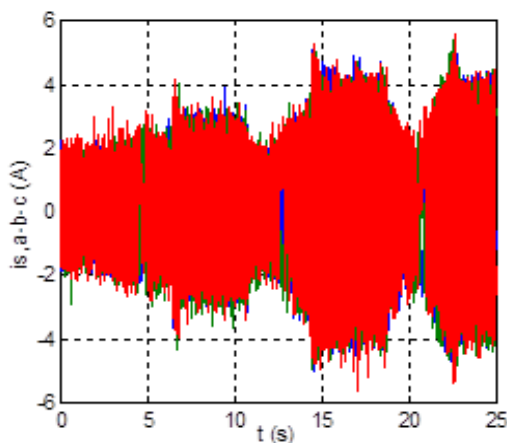


Fig. 3.15.c : Courants de phases statoriques.

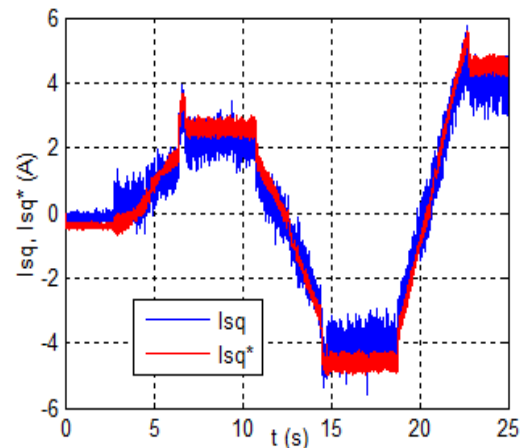


Fig. 3.15.d : Composantes en quadrature des courants statoriques (référence et mesurée).

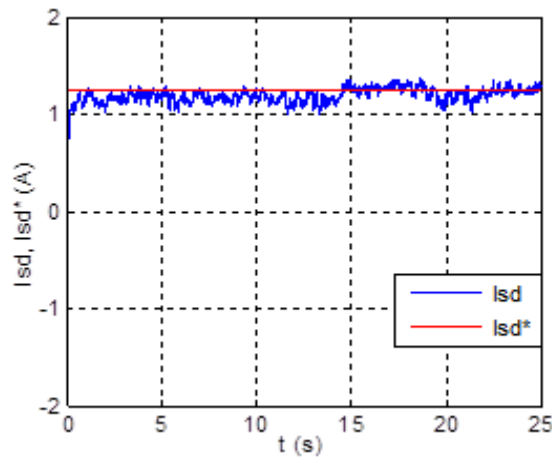


Fig. 3.15.e : Composantes directes des courants statoriques (référence et mesurée).

La figure 3.15.a montre la réponse de l'asservissement de la vitesse où l'on voit que l'évolution de la poursuite est remarquable sur toute la durée de cette référence, l'application du couple de charge même en phase transitoire est vite réglée par le système, ce qui nous prouve la robustesse de la commande proposée. Le couple électromagnétique (figure 3.15.b) suit la même trajectoire de la référence avec une dynamique parfaite, et les courants de phases statoriques (figure 3.15.c) ne présentent pas de pics, mais on note des ondulations qui sont dues en fait aux capteurs utilisés. La réponse des composantes des courants statoriques à leurs références (figure 3.15.d et figure 3.15.e) est quasi instantanée ce qui assure un très bon découplage même pendant l'application des perturbations externes.

• Résultats pour une référence sinusoïdale

Lors d'une référence sinusoïdale le système est en permanente évolution (donc toujours en régime non établi), cela donne plus de véracité à la robustesse de la méthode proposée lorsqu'elle est perturbée par le couple de charge en régime transitoire.

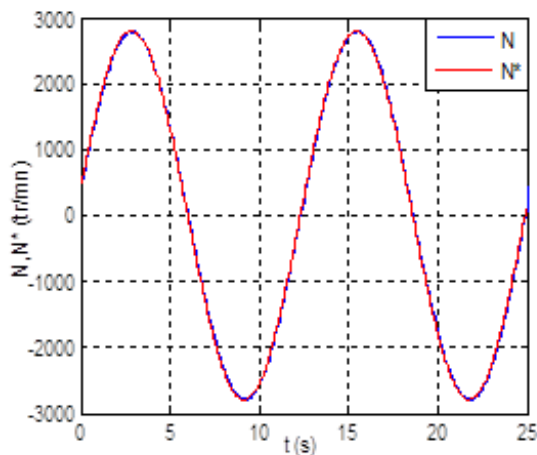


Fig. 3.16.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

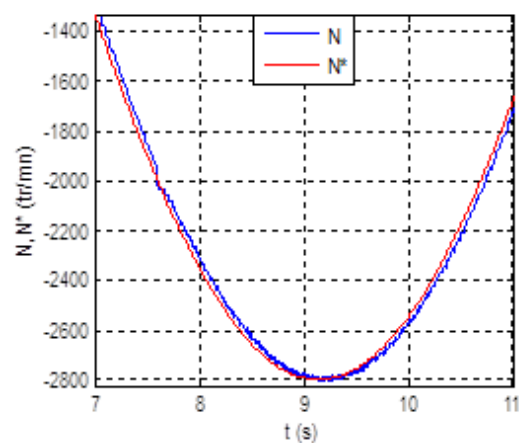


Fig. 3.16.b : Zoom entre $t=10s$ et $14s$.

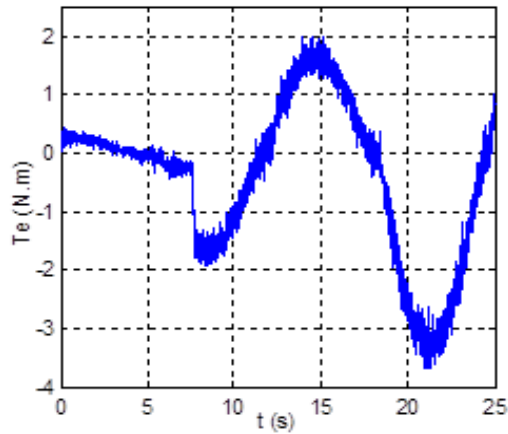


Fig. 3.16.c : Réponse du couple électromagnétique.

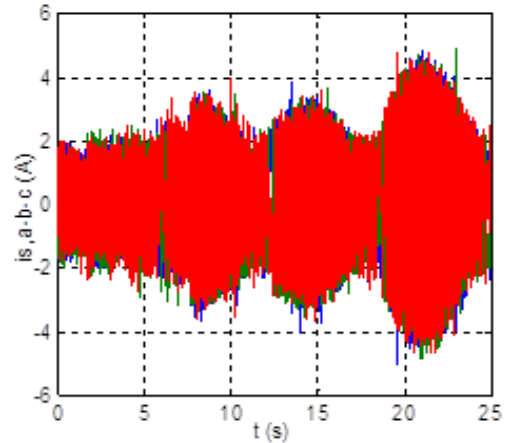


Fig. 3.16.d : Courants de phases statoriques.

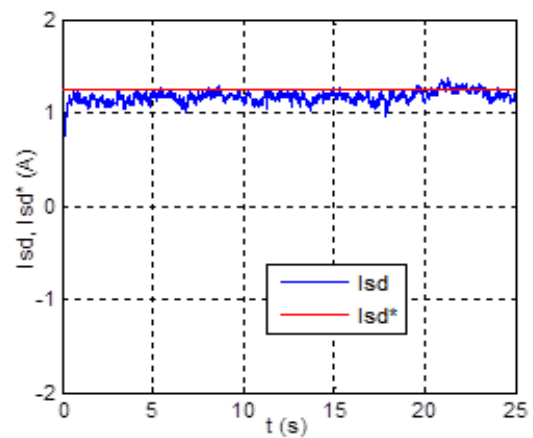
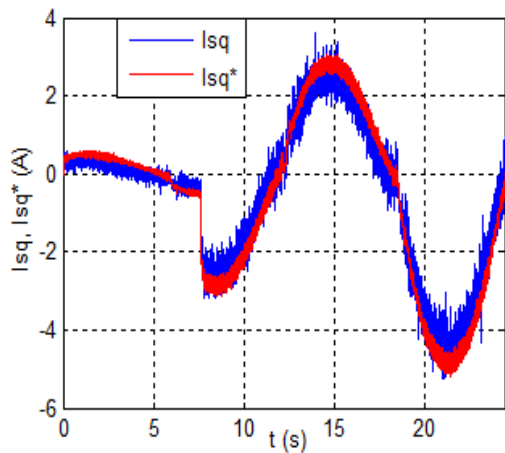


Fig. 3.1 (e,f) : Courants statoriques de l'axe q et de l'axe d avec leurs références.

Les résultats obtenus lors de ce test viennent en réalité corroborer ceux du précédent, en effet, on aperçoit (figure 3.16.a) une grande dynamique de poursuite avec un rejet de perturbation assez remarquable aux instants $t=7,6$ s et $t=18,4$ s où un couple de charge arrivant respectivement à 50% et 100% de la charge nominale. On note les mêmes remarques sur la dynamique et l'évolution du couple électromagnétique, courants de phases statoriques, et leurs composantes directes et en quadratures (figure 3.16 (b-f)).

- **Résultats pour une référence « échelon » avec zéro**

Une consigne en échelon incluant le zéro comme référence est toute aussi bien intéressante pour tester la dynamique de poursuite du système proposé. La machine est initialement forcée à l'arrêt, puis un échelon de 2800 tr/min est appliqué à $t=5,67$ s, ensuite la machine est de nouveau sollicitée à l'arrêt par une référence de 0 tr/mn à $t=18,67$ s. Le système fonctionne au début à vide, il est perturbé par 50% et 100% de la charge nominale respectivement à $t=10,2$ s et $t=16,63$ s.

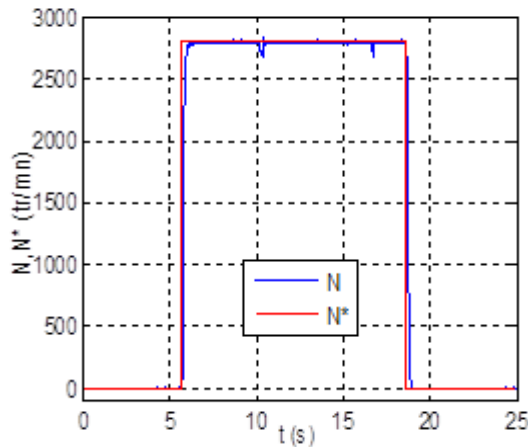


Fig. 3.17.a : Vitesses de rotation (référence et mesurée).

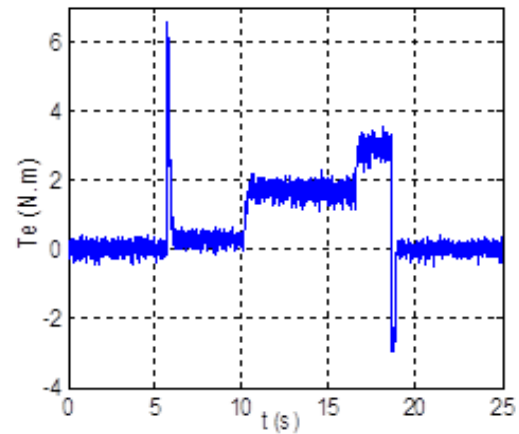


Fig. 3.17.b : Réponse du couple électromagnétique.

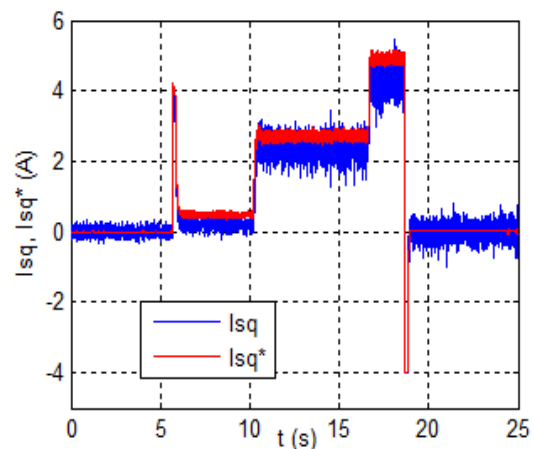
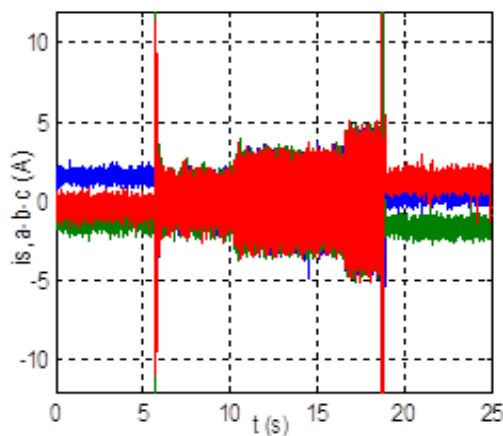


Fig. 3.17.c : Les courants de phases statoriques. Fig. 3.17.d : Composantes quadratiques des courants statoriques.

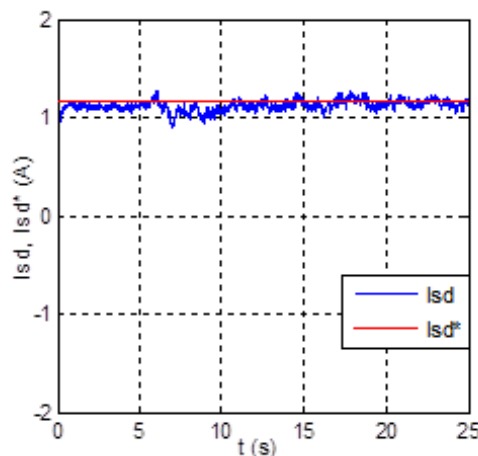


Fig. 3.17.e : Composantes directes des courants statoriques (référence et mesurée).

La vitesse rejoint sa référence (figure 3.17.a) en un temps de l'ordre de 0,28 s pour la montée, et de 0,24s pour la descente, ce qui marque une rapidité assez importante du système. Outre le rejet très satisfaisant lors de l'application du couple de charge, la réponse du couple électromagnétique présente aussi une dynamique très rapide (figure 3.17.b). Les courants de phases statoriques (figure 3.17.c) sont assez réguliers et ne présente pas de pics excessifs, on

note toutefois qu'ils ne sont pas nuls à la référence zéro quoi que la machine soit à l'arrêt (mais leur fréquence l'est), cela est dû au courant de référence I_{sd}^* qui est toujours fixé à une valeur non nulle (figure 3.17.e). Des figures (3.17.d,e) on déduit que le découplage est réussi vu la réponse appréciable des courants statoriques des axes d et q .

- **Résultats pour une référence à plusieurs-échelons avec zéro**

Nous concluons les tests de grandes vitesses par une référence à plusieurs échelons brusques incluant 0 tr/mn, 1400 tr/mn, et 2800 tr/mn. La machine tourne initialement sans charge ensuite elle est graduellement chargée jusqu'à environ 50% à $t=6,27s$ et jusqu'à environ 100% à $t=12,1s$.

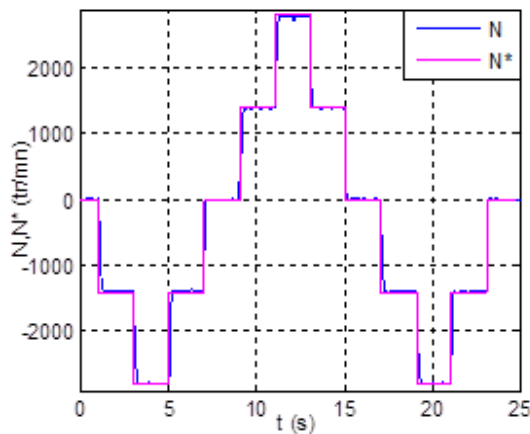


Fig. 3.18.a: Vitesse de rotation (référence et mesurée).

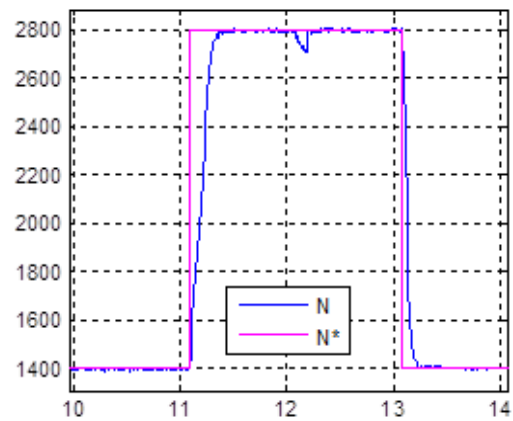


Fig. 3.18.b : Application de la charge.

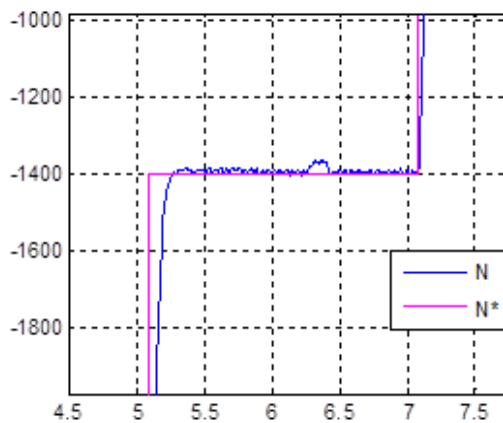


Fig. 3.18.c : Application de la charge nominale.

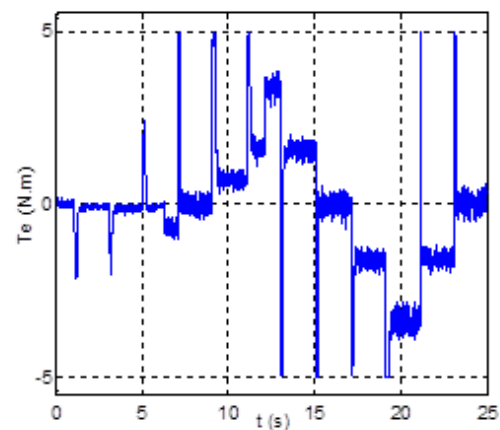


Fig. 3.18.d : Réponse du couple électromagnétique.

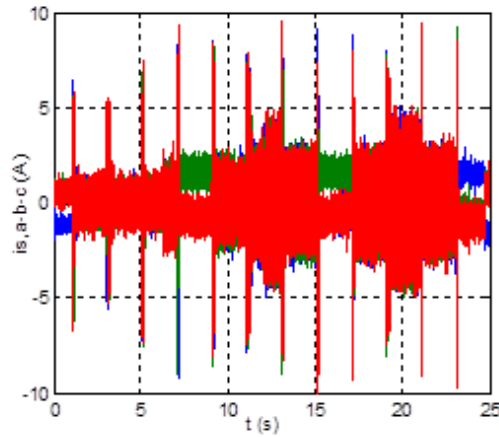


Fig. 3.18.e : Les courants de phases statoriques.

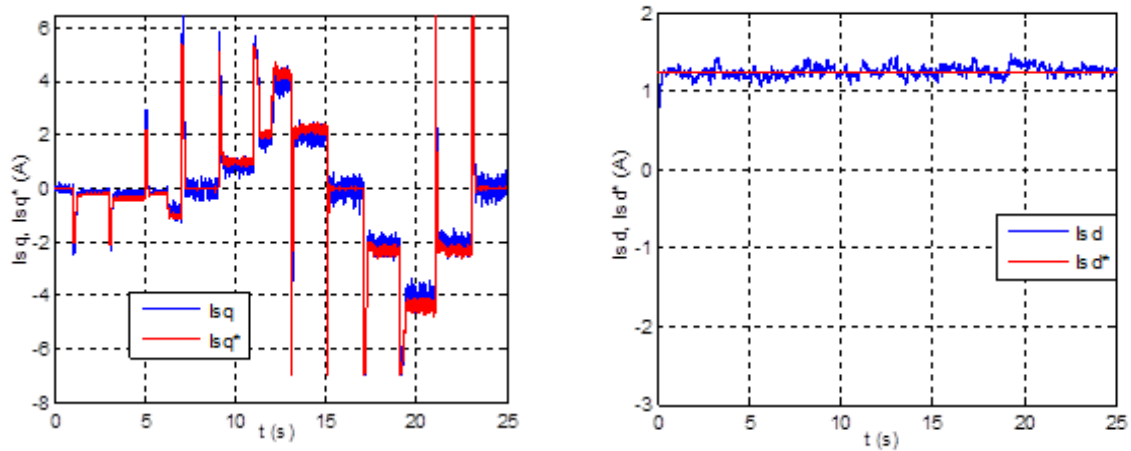


Fig. 3.18 (f,g): Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Les résultats portés sur les figures (3.18 (a-c)) montrent les grandes performances exhibées par le système en termes de poursuite (environ $0,2\text{ s}$) et de rejet des perturbations ($0,1\text{ s}$). La réponse du couple électromagnétique (figure 3.18.d) est très rapide, et les courants (figure 3.18.e) ne présentent pas de pics excessifs, seulement la nature de la référence les rendent répétitifs ce qui a provoqué le déclenchement des organes de protection, donc cette référence n'est pas conseillée pour un fonctionnement de longue durée. Par contre les composantes des courants statoriques (figure 3.18 (f,g)) suivent leurs consignes parfaitement et donc le découplage est réussi.

3.3.1.2.1.2 Résultats en petites vitesses

On va à présent procéder aux tests de performance en petites vitesses où la commande proposée subira les mêmes conditions qu'en grandes vitesses.

- **Référence en forme rectangulaire**

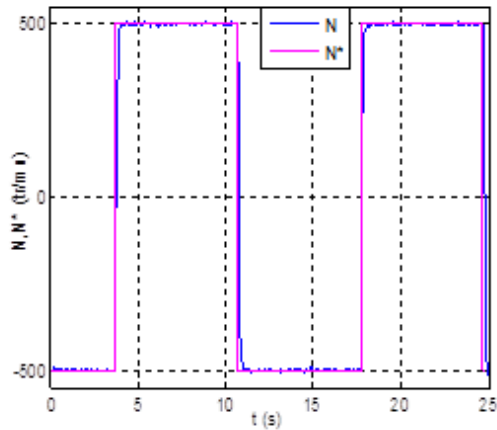


Fig. 3.19.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

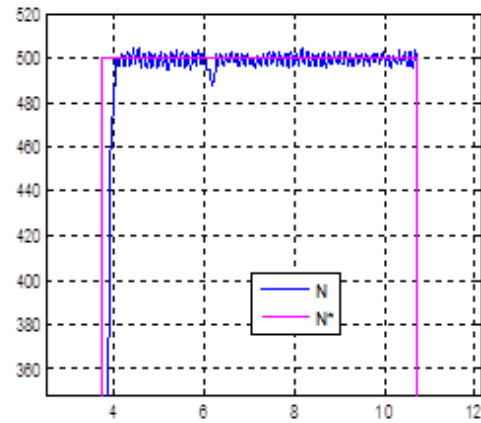


Fig. 3.19.b : Zoom sur la réponse de la vitesse.

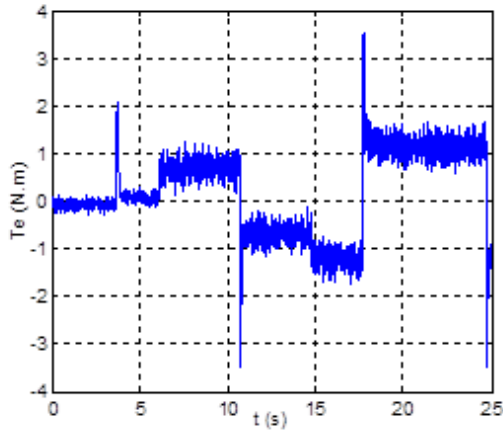


Fig. 3.19.c : Réponse du couple électromagnétique.

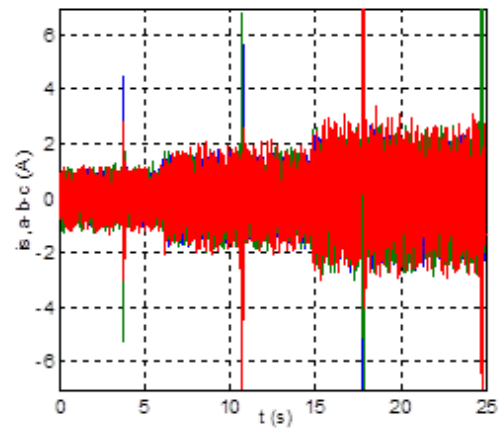


Fig. 3.19.d : Les courants de phases statoriques.

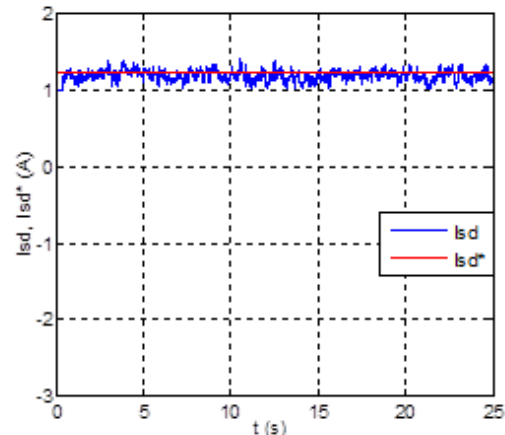
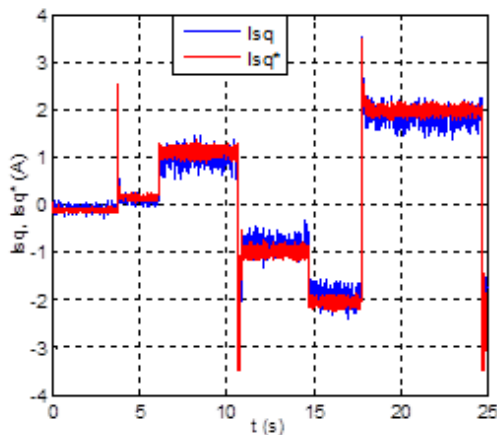


Fig. 3.19 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Dans cette phase la machine tourne préalablement sans charge à une référence commençant par -500 tr/mn suivit d'un échelon de 500 tr/mn à $t=3,85$ s, elle est perturbée alors à l'instant $t=6,08$ s par un couple de charge de 0,7 N.m et par 1 N.m de crête à l'instant $t=14,8$ s, et revient finalement avec cette charge à -500 tr/mn à $t=24,8$ s.

La réponse de la vitesse est achevée en un temps très court (de l'ordre de $0,15\text{ s}$) soit en montée ou en descente (figures 3.19 : a,b). Le système reste très stable lorsque les perturbations se manifestent par l'application du couple de charge. Le couple électromagnétique a une réponse instantanée et ne présente pas de fortes ondulations (figure 3.19.c), et la commande est parfaitement découplée (figure 3.19.e).

- **Référence « multi-échelons » avec zéro**

Pour ce test la machine fonctionne avec une charge de $0,7\text{ N.m}$ de crête ensuite elle est mise à vide à l'instant $t = 11,74\text{ s}$.

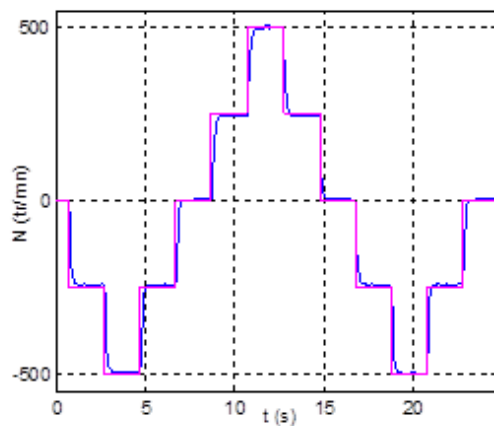


Fig. 3.20.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

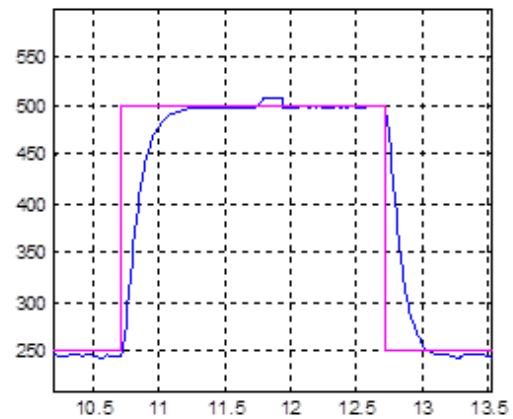


Fig. 3.20.b : Zoom des vitesses.

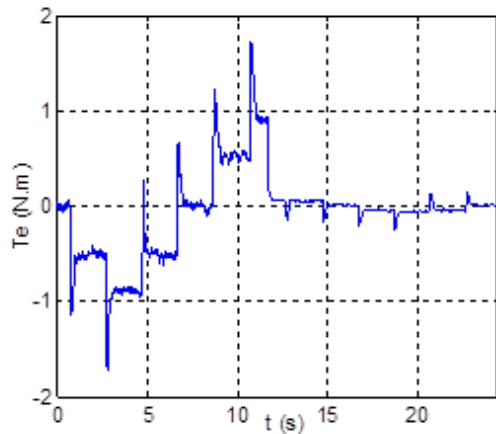


Fig. 3.20.c : Réponse du couple électromagnétique.

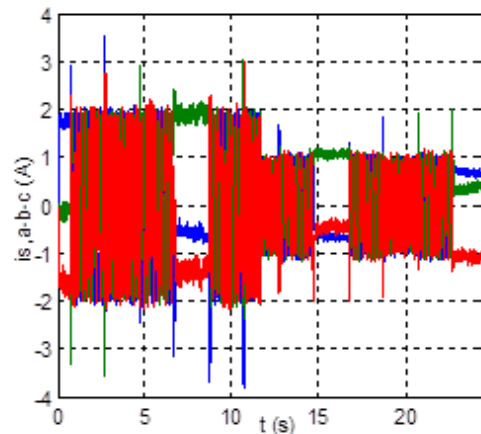


Fig. 3.20.d : Les courants de phases statoriques.

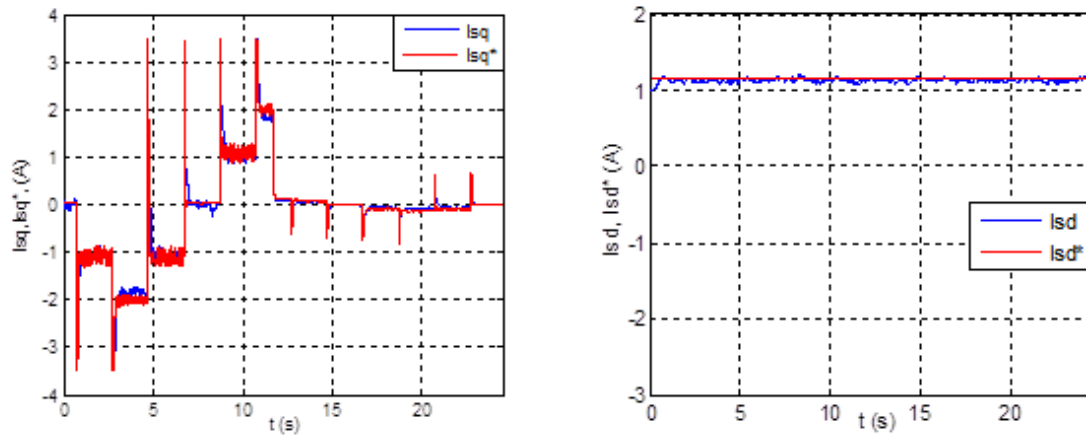


Fig. 3.20 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Les figures 3.20 montrent une très bonne dynamique de poursuite et de réglage, des pics sont visibles sur les courbes du couple et de la composante quadratique des courants statoriques. Le découplage est assuré sur toute la plage de fonctionnement malgré le changement brusque des consignes.

- **Résultats pour une référence trapézoïdale**

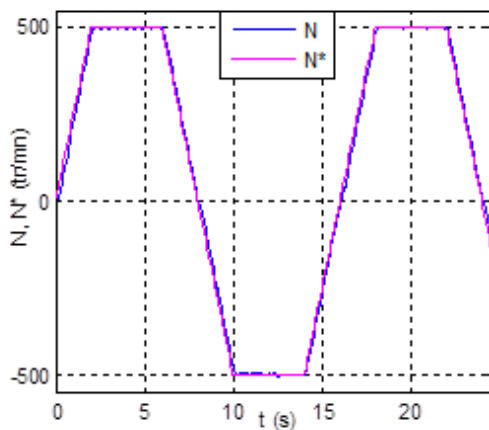


Fig. 3.21.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

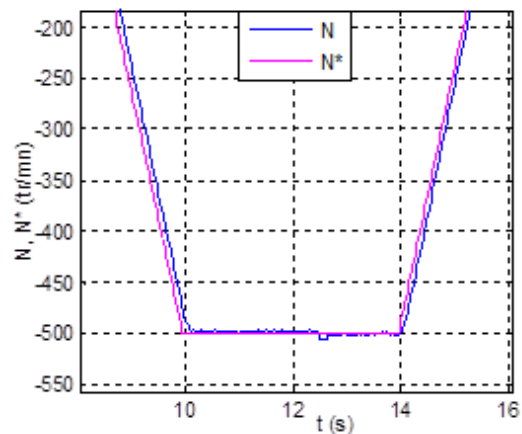


Fig. 3.21.b : Zoom des vitesses.

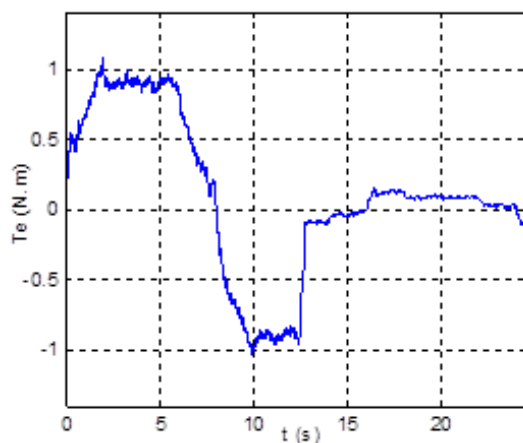


Fig. 3.21.c : Réponse du couple électromagnétique.

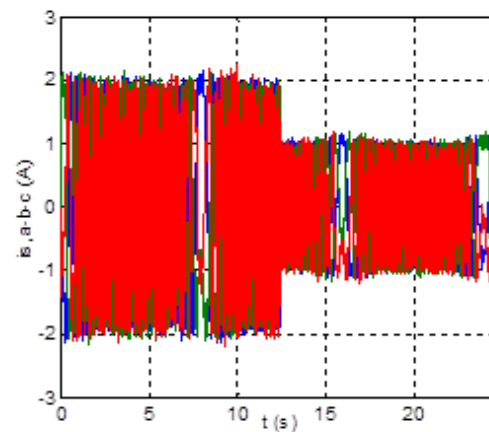


Fig. 3.21.d : Les courants de phases statoriques.

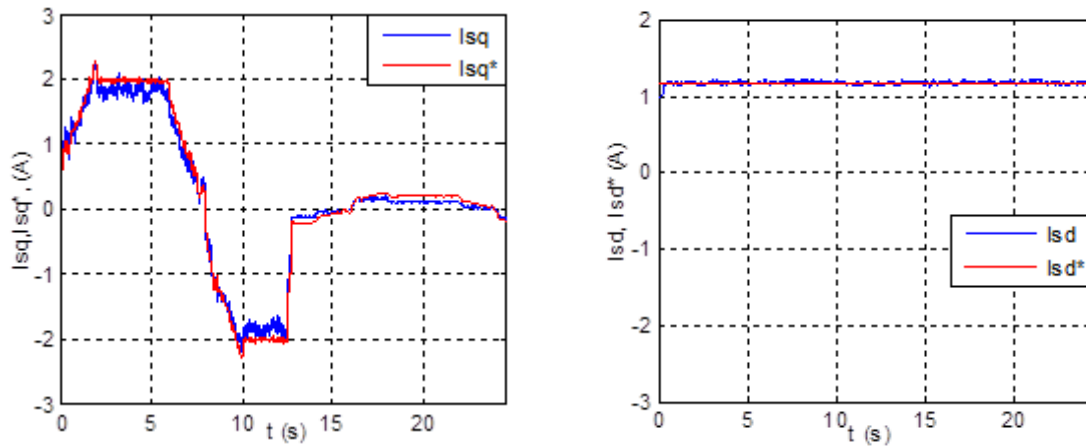


Fig. 3.21 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Pour les résultats de ce test (figure 3.21) où la machine fonctionne en charge (atteignant $0,7 \text{ N.m}$) et déchargée à l'instant $t = 12.46 \text{ s}$, on aperçoit aussi que la réponse du système est stable soit durant les régimes transitoires ou en régimes permanents. Il n'y a ni dépassement ni erreur statique, et la qualité du réglage est très satisfaisante ainsi le découplage.

• Résultats pour une référence sinusoïdale

Pour ce test où la consigne est en permanente évolution, la machine est mise à vide $t = 13,9 \text{ s}$ après un fonctionnement avec une charge qui atteint $0,7 \text{ N.m}$.

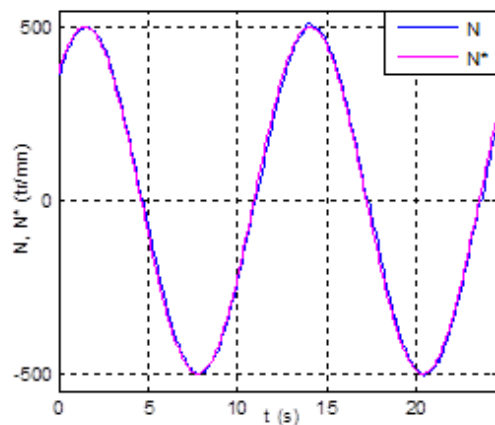


Fig. 3.22.a : Vitesses de rotation (consigne et mesurée).

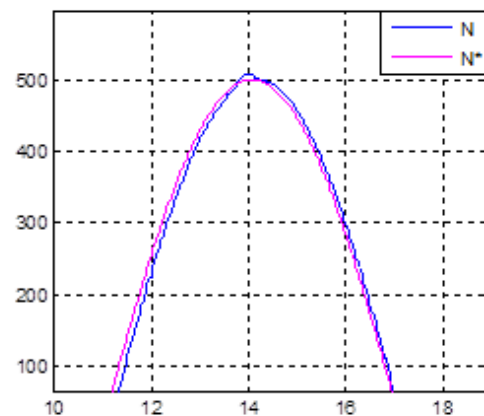


Fig. 3.22.b : Zoom des vitesses.

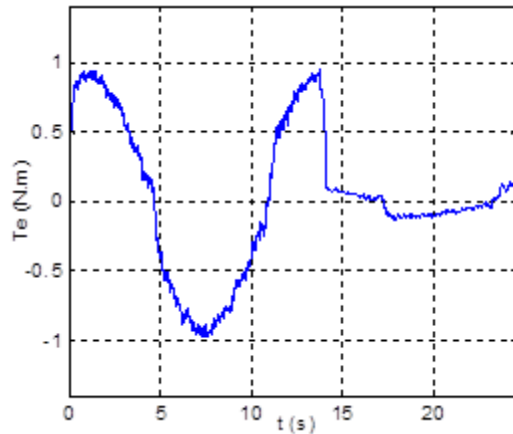


Fig. 3.22.c : Réponse du couple électromagnétique.

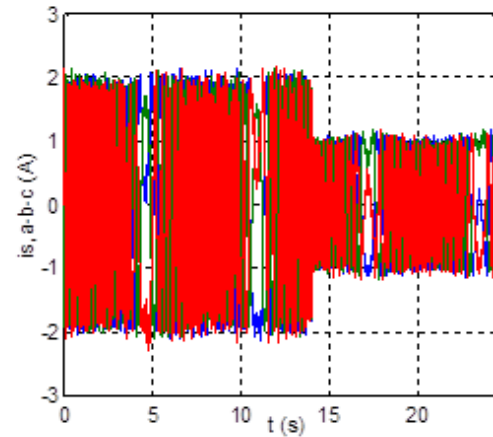


Fig. 3.22.d : Les courants de phases statoriques.

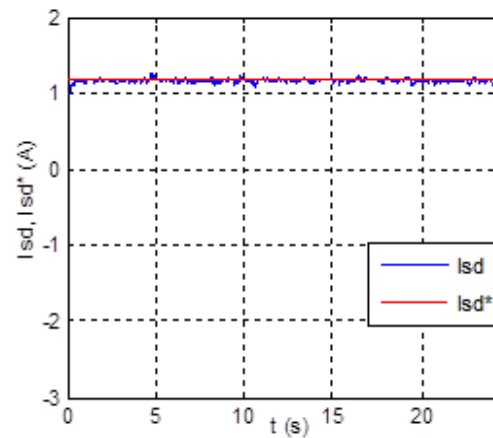
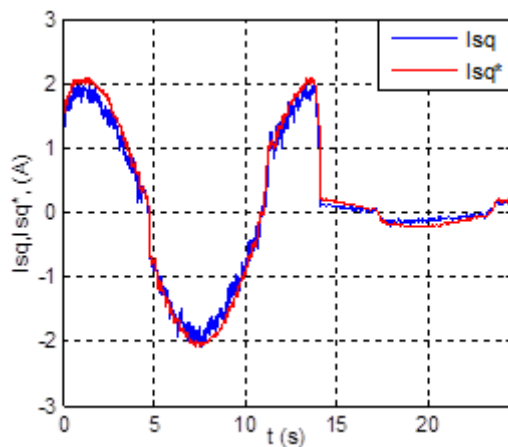


Fig. 3.22 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Là aussi (figure 3.22), on constate les grandes performances du système pour ce type de référence. En effet, la qualité de poursuite est très satisfaisante, et la réponse du couple électromagnétique est très acceptable. Les courants de phases statoriques ne présentent pas de pics et leur forme est régulière. On peut apercevoir également que le découplage est réussi et que la commande est stable durant toutes les phases de ce test.

3.3.1.2.2 Conclusion

Les résultats obtenus lors des tests en grandes et petites vitesses nous ont permis de faire une large appréciation du comportement du système pour la commande proposée de la MAS. De ce fait on peut conclure que les performances vis-à-vis des critères de tests adoptés (dynamique de poursuite, robustesse, et découplage de la commande vectorielle) sont très satisfaisantes et que la commande est parfaitement stable dans les différents points de fonctionnements. En comparaison avec les régulateurs PI les résultats sont bien meilleurs.

3.3.2 Asservissement de la position

Dans certaines applications par exemple la robotique, l'automobile et le médical, une grande précision de positionnement est exigée. Or, le déplacement rapide d'une charge à une position désirée, n'est pas toujours correctement assuré par une commande classique en boucle ouverte. Le recours à la commande en boucle fermée est souhaité par les industriels.

Dans cette section on va procéder à la synthèse d'un régulateur pour la commande en position, pour cela on va se baser sur la représentation d'état des équations électromécaniques du moteur comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} i_{sq} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f_1 \quad (3.60)$$

En considérant les nouvelles variables d'états $x = [x_1 \ x_2]^T$, tels que:

$$\begin{cases} x_1 = \theta - \theta^* \\ x_2 = \Omega \end{cases} \quad (3.61)$$

L'équation (3.60) est réécrite de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f_1 \Leftrightarrow \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u - \mathbf{D} \quad (3.62)$$

Où, $\mathbf{D}$ représente la perturbation externe.

La surface de glissement pour la commande en position est définie comme suit [174]:

$$S_\theta = \mathbf{c}^T \mathbf{x} - \mathbf{c}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}^T) \int_0^t \mathbf{x}(\tau) d(\tau) \quad (3.63)$$

Où, $\mathbf{k}^T = [k_1 \ k_2]$, représente la matrice des gains de contrôle, et $\mathbf{c}^T = [0 \ 1/b]$.

Si on considère les incertitudes le système (3.62) devient alors :

$$\dot{x} = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})x + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})u - (\mathbf{D} + \Delta\mathbf{D}) \quad (3.64)$$

Où, $\Delta\mathbf{A}$, $\Delta\mathbf{B}$ et $\Delta\mathbf{D}$ représentent les incertitudes sur les paramètres définis précédemment.

L'équation (3.64) peut être écrite sous la forme suivante:

$$\dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u + \mathbf{d} \quad (3.65)$$

Avec $\mathbf{d}$ qui représente le vecteur des incertitudes totales:

$$\mathbf{d} = \Delta\mathbf{A}x + \Delta\mathbf{B}u - (\mathbf{D} + \Delta\mathbf{D}) \quad (3.66)$$

Dans notre cas (commande en position), on va considérer la dérivée seconde de x_1 :

$$\ddot{x}_1 = \ddot{\theta} - \ddot{\theta}^* = \dot{x}_2 - \ddot{\theta}^* = -ax_2 + bu - f_1 - \ddot{\theta}^* \quad (3.67)$$

La loi de commande est donné par:

$$\begin{aligned} u &= k^T x - K_\theta(S_\theta) \text{sat}(S_\theta) \\ &= k_{1\theta}x_1 + k_{2\theta}x_2 - K_\theta(S_\theta) \text{sat}(S_\theta) \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$\text{Où: } \begin{cases} K_\theta(S_\theta) = \frac{k_{3\theta}}{N(S_\theta)} \\ N(S_\theta) = \delta_{0\theta} + (1 - \delta_{0\theta})e^{-\alpha_\theta |S_\theta|^{p_\theta}} \end{cases} \quad (3.69)$$

La constante $k_{3\theta}$ doit être choisi de telle sorte qu'il soit supérieur à l'ensemble des perturbations, soit:

$$k_{3\theta} \geq |d|. \quad (3.70)$$

Le courant de référence est alors obtenu en remplaçant (3.68) dans (3.67) et sachant que f_1 est portée dans le vecteur des incertitudes totales, on aboutira donc à :

$$i_{sq}^* = \frac{1}{b} [k_{1\theta}x_1 + k_{2\theta}x_2 - K_\theta(S_\theta) \text{sat}(S_\theta) + ax_2 + \ddot{\theta}^*] \quad (3.71)$$

3.3.2.1 Résultats de la commande en position proposée

Nous allons à présent tester la réponse de la méthode proposée et le comportement du système dans plusieurs cas de références. Les tests sont effectués en charge ensuite à vide séparément pour chaque cas de figure, et pour le dernier test on étudiera la réponse du système dans le cas où il fonctionnera préalablement sans perturbation où il sera par la suite perturbé.

Les valeurs des paramètres de la commande sont :

$$k_\Omega = -5000, k_\theta = 20, \beta = 5, \delta_{0\Omega} = \delta_{0\theta} = 0.01, \alpha_\Omega = 3, \alpha_\theta = 3, P_\Omega = P_\theta = 2.$$

- **Échelons en forme d'escalier**

Les premiers résultats (figures 3.23) sont issus d'un test qui consiste en une consigne en échelons en forme d'escalier, comportant 0° , 175° , et 350° , la machine est chargée pour atteindre la valeur nominale quand la machine atteindra sa vitesse nominale.

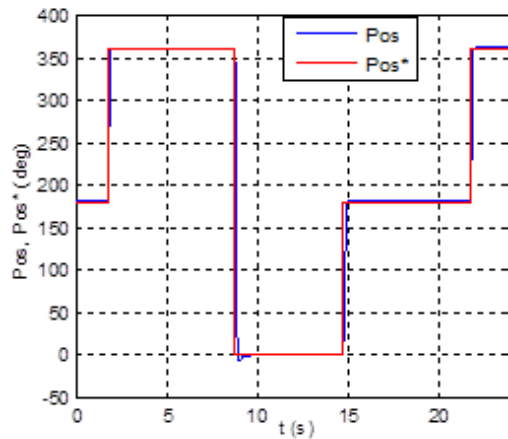


Fig. 3.23.a : Réponse de la position (Consigne et mesurée).

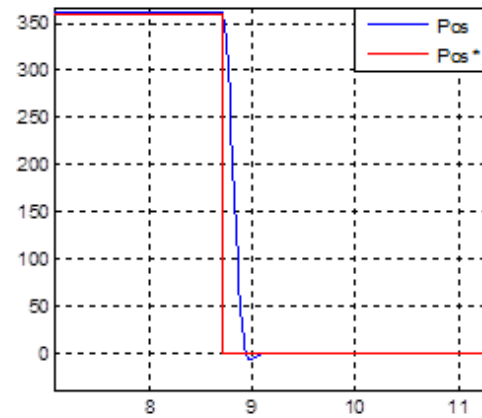


Fig. 3.23.b : Réponse de la position (Zoom).

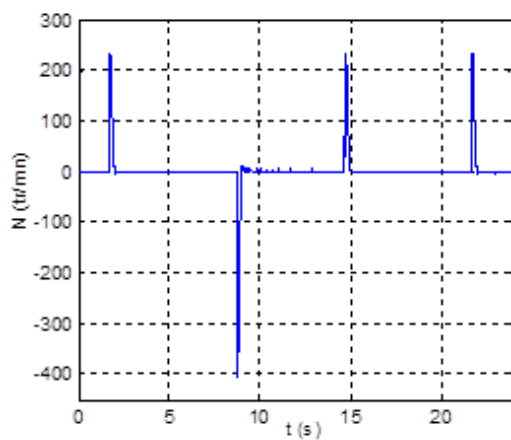


Fig. 3.23.c : Vitesse de rotation de la machine.

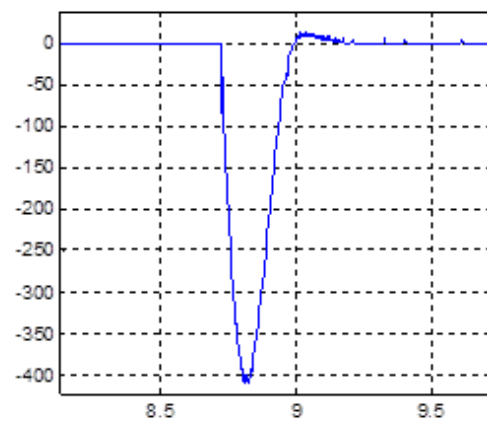


Fig. 3.23.d : Vitesse de rotation (Zoom).

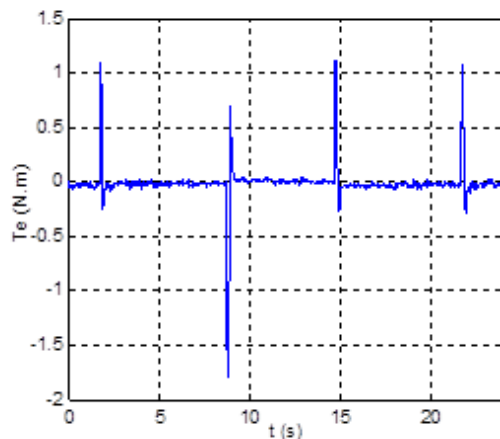


Fig. 3.23.e : Le couple électromagnétique.

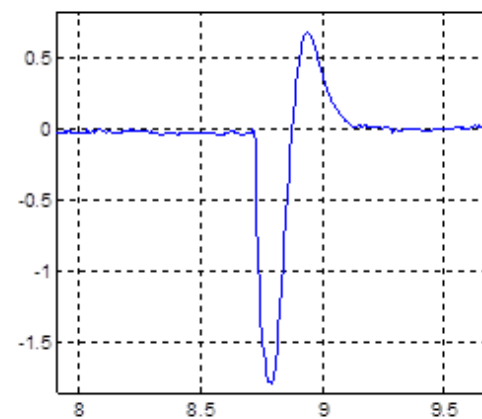


Fig. 3.23.f : Zoom sur le couple électromagnétique.

Ces résultats montrent la grande efficacité de la commande. En effet on peut apercevoir (figure 3.23.a) que la réponse de la position à sa référence est quasiment instantanée (inférieur à 0,2 s), il n'y pas de dépassement (figure 3.23.b) sauf pendant le changement de signe de la référence mais qui reste tout à fait insignifiant car il est vite corrigé par le système. Les vitesses montent très rapidement et décroissent aussitôt que la position se rapproche de sa

référence (figures 3.23 (c,d)). La réponse du couple électromagnétique et elle aussi très rapide, on note aussi les dépassements qui sont d'autant plus significants que la réponse du système est plus rapide, ceci est dû aussi au fait que la machine n'est point dédiée à ce type de commande (inertie trop importante).

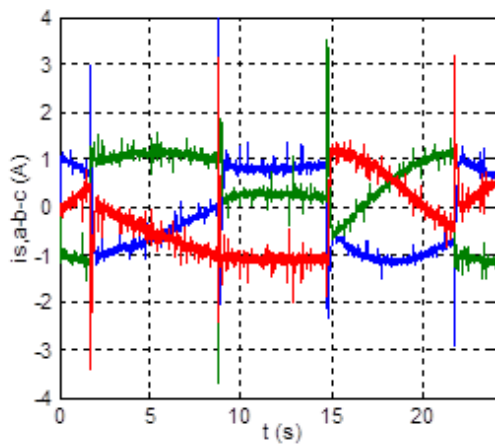


Fig. 3.23.g : Les courants de phases statoriques.

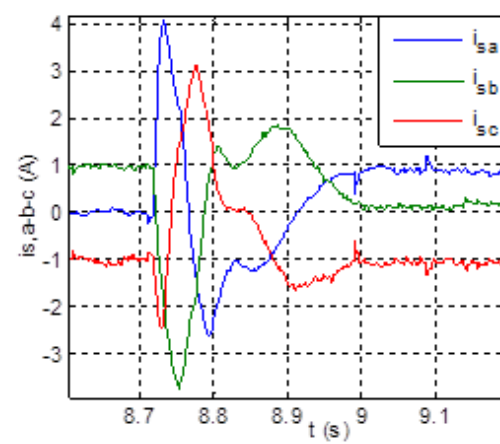


Fig. 3.23.h : Zoom sur les courants de phases statoriques.

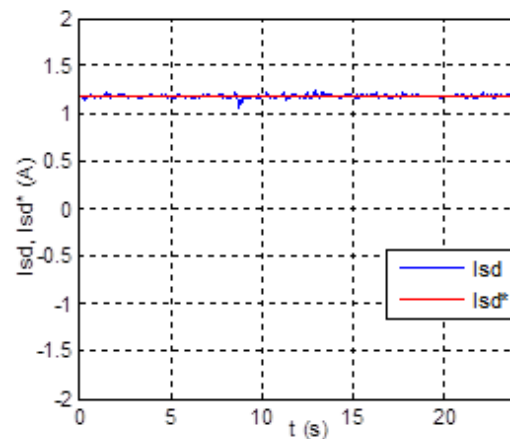
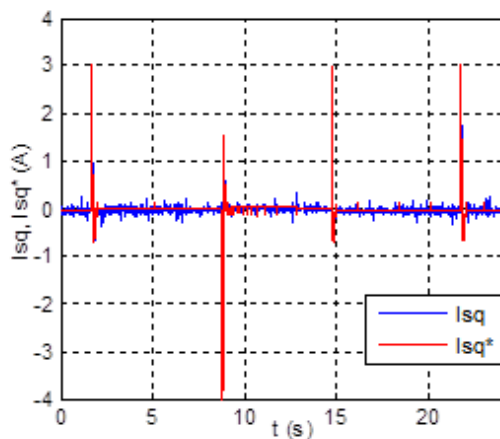


Fig. 3.23 (i,j) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Sur les figures (3.23 (g,h)) on voit que la machine fait appel à des courants qui ont une nature d'impulsion pendant les phases transitoires très courtes de la réponse, et constants durant les phases d'arrêt mais qui ont de très basses fréquences. Par les courbes des figures 3.23 (i,j), on peut conclure que la commande vectorielle est parfaitement découplée vu que les composantes des courants statoriques (directes et en quadratures) suivent correctement leurs références.

Les résultats à vide issus de la même consigne sont portés aux figures 3.24.

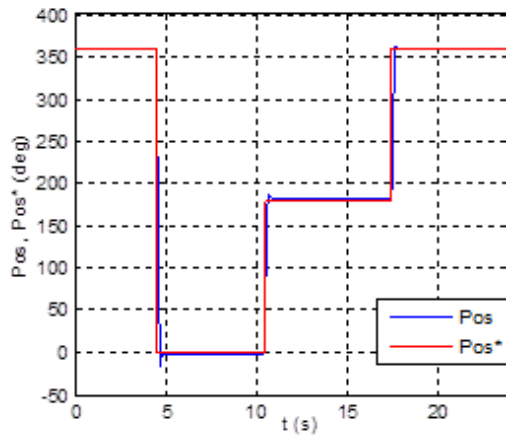


Fig. 3.24.a : Réponse de la position.

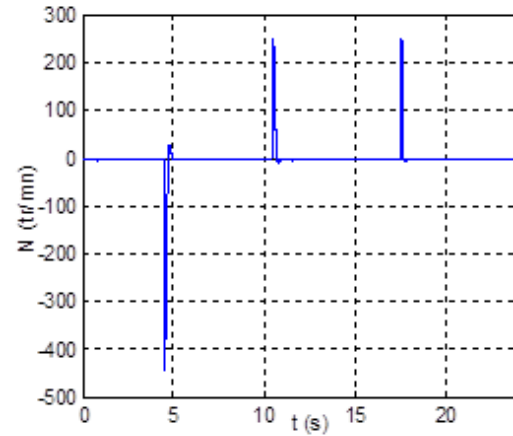


Fig. 3.24.b : Vitesse de rotation de la machine.

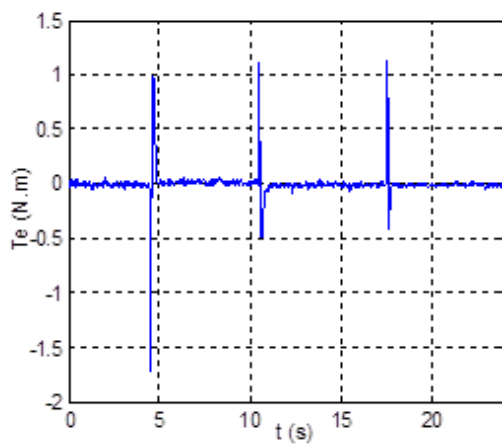


Fig. 3.24.c : Le couple électromagnétique.

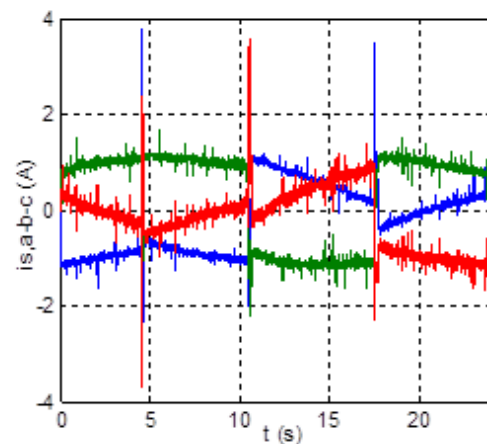


Fig. 3.24.d : Les courants de phases statoriques.

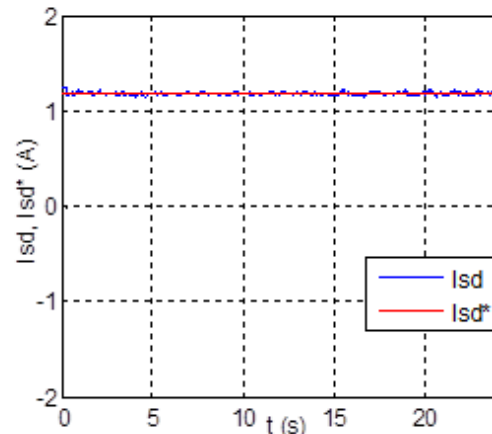
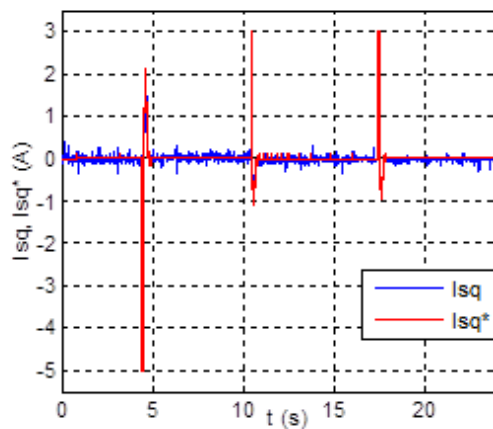


Fig. 3.24 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Ces résultats montrent qu'à vide les performances du système sont presque identiques à celles obtenues en charge, mais avec des pics un peu moins inférieurs. On note toutefois les mêmes dépassements sur les réponses lors de changement de signe de la référence, ce qui montre que ce n'est pas dû à la charge mais à l'inertie globale du groupe MAS plus génératrice.

- **Référence en échelons**

Les résultats portés sur les figures qui suivent montrent les performances du système lors du test en échelons avec changement de signe de la référence. Lors du test en charge (figures 3.25), les échelons positifs sont appliqués aux instants $t=1s$ et $t=21,1s$ respectivement, tandis que l'échelon négatif est appliqué à l'instant $t=13s$. Pour le test à vide (figures 3.26) les échelons positifs sont appliqués aux instants $t=3s$ et $t=23,1s$ respectivement, alors que l'échelon négatif est appliqué à l'instant $t=15s$.

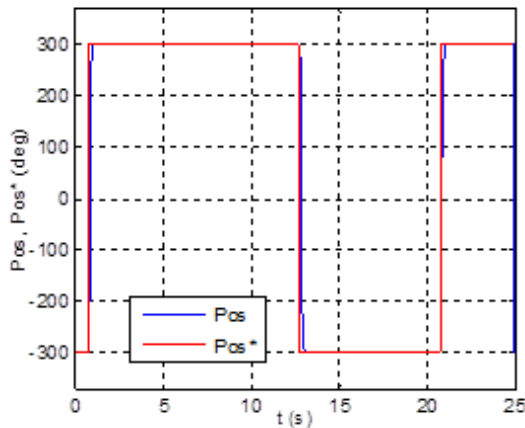


Fig. 3.25.a : Réponse de la position.

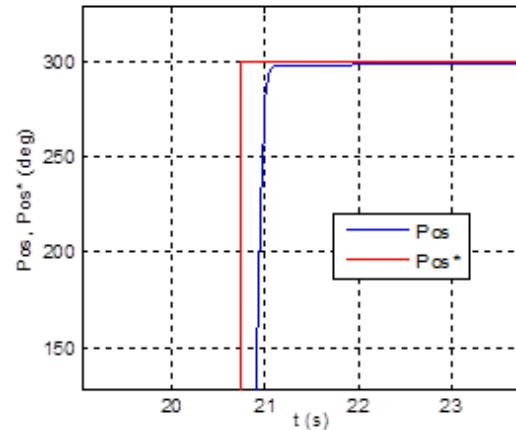


Fig. 3.25.b : Vitesse de rotation de la machine.

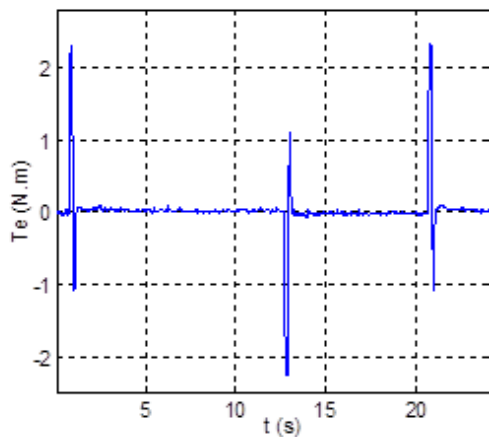


Fig. 3.25.c : Le couple électromagnétique.

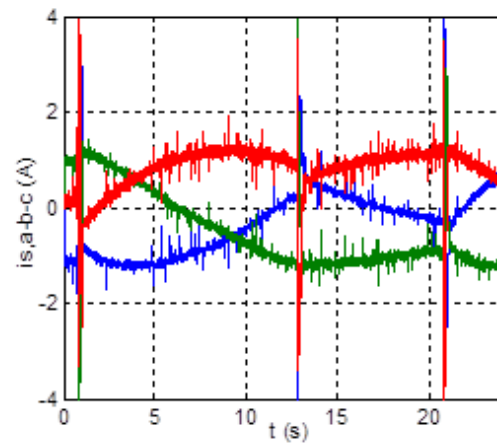


Fig. 3.25.d : Les courants de phases statoriques.

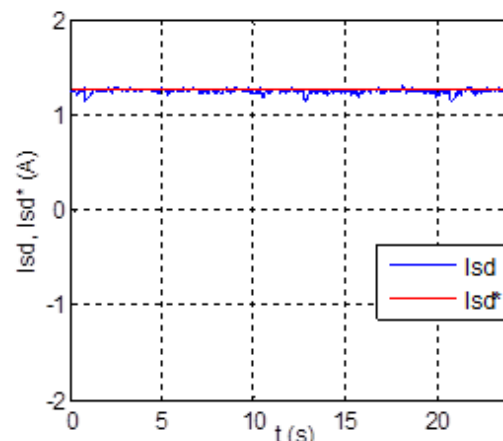
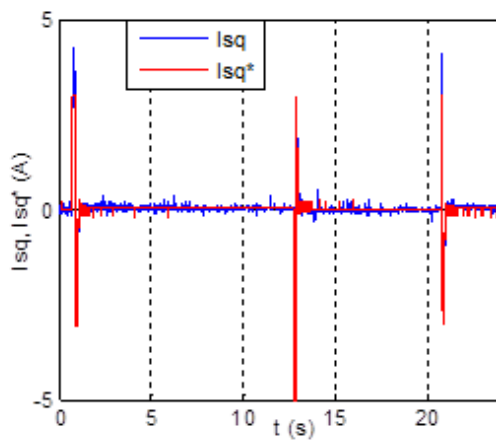


Fig. 3.25 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

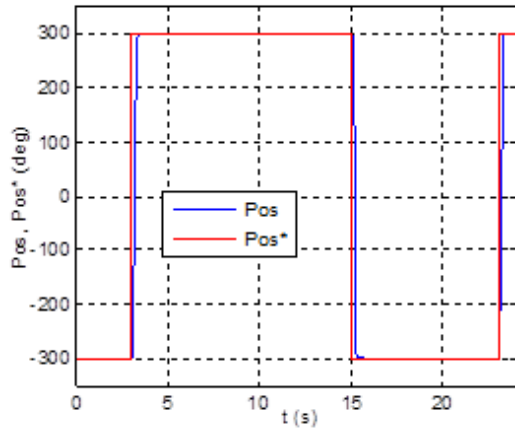


Fig. 3.26.a : Réponse de la position.

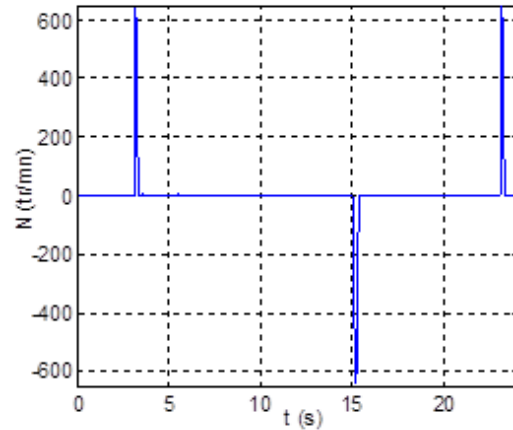


Fig. 3.26.b : Vitesse de rotation de la machine.

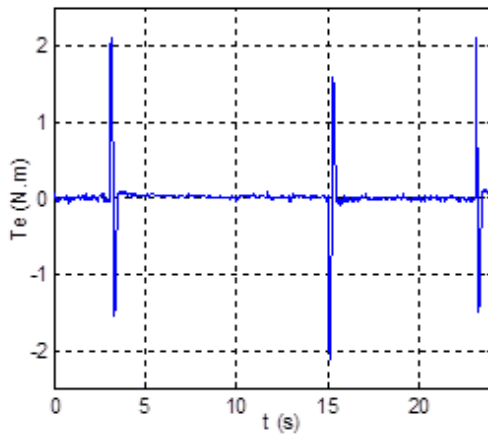


Fig. 3.26.c : Réponse du couple électromagnétique.

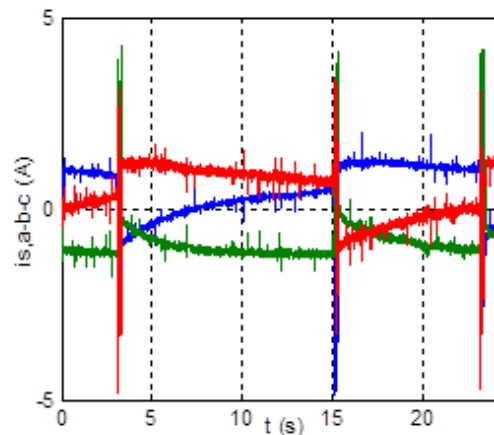


Fig. 3.26.d : Les courants de phases statoriques.

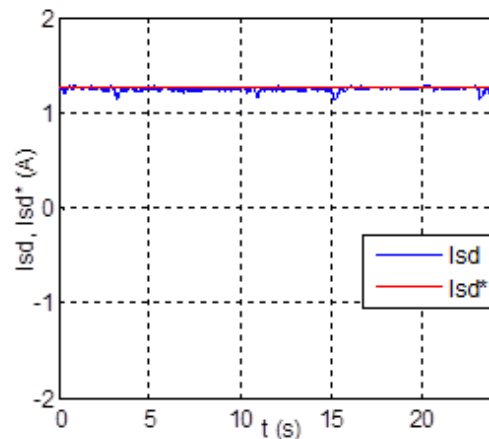
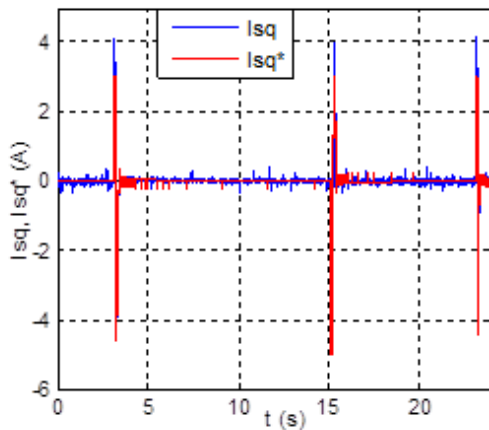


Fig. 3.26 (e,f) : Composantes quadratiques et directes du courant statorique.

On peut remarquer suivant les résultats des deux tests que la dynamique de poursuite est très rapide (de l'ordre de 0,2 s en charge et à vide), on note en circonstance les mêmes dépassements qu'on a déjà mentionné dans le test précédent. La réponse du couple est instantanée, d'autant que les courants statoriques ne présentent pas de pics dangereux pour la machine, et finalement le découplage est parfaitement assuré dans les deux cas.

- **Référence à plusieurs échelons en charge ensuite à vide**

Nous concluons la série d'épreuves par une référence à plusieurs échelons avec changement de signe incluant 0° , $\pm 180^\circ$, et $\pm 360^\circ$. Le comportement du système est testé premièrement sans perturbation de la charge, et ensuite le système est réglé à ce que la charge atteindra sa valeur nominale qui est appliquée à l'instant $t=11$ s.

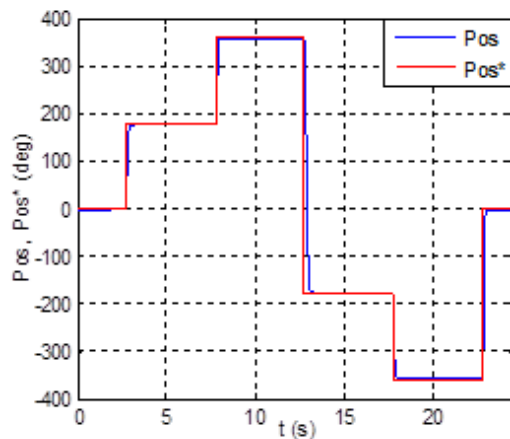


Fig. 3.27.a : Réponse de la position.

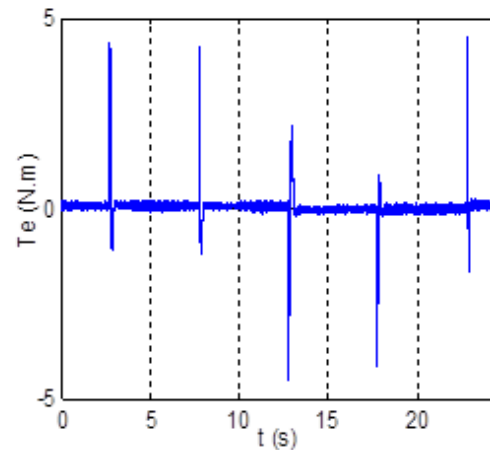


Fig. 3.27.b : Le couple électromagnétique.

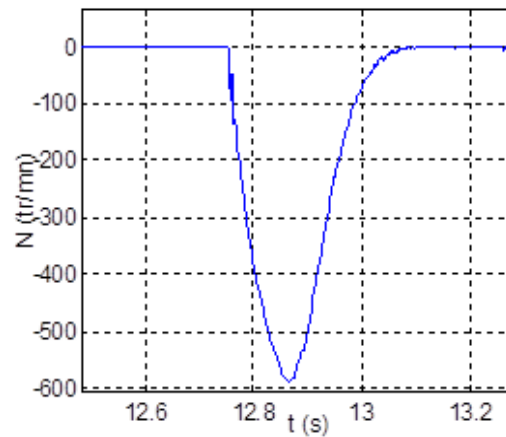
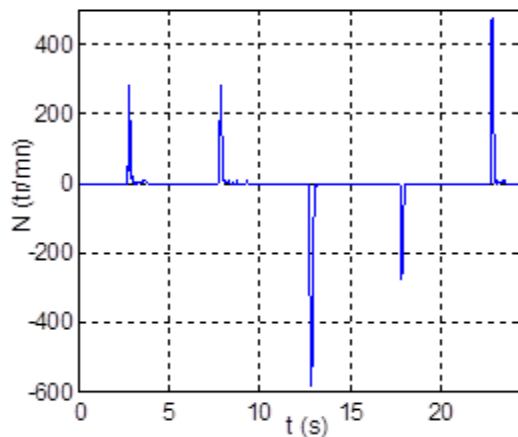


Fig. 3.27 (c,d) : Vitesse de rotation de la machine + Zoom.

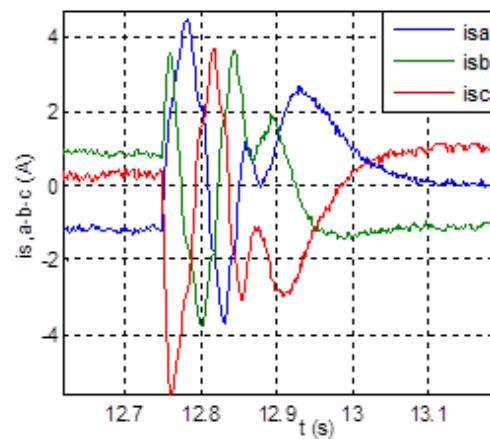
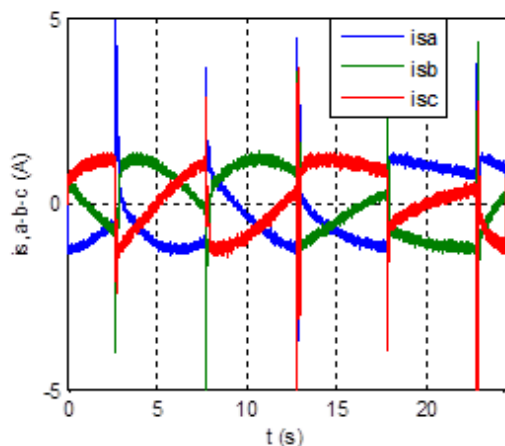


Fig. 3.27 (e,f) : Les courants de phases statoriques +Zoom.

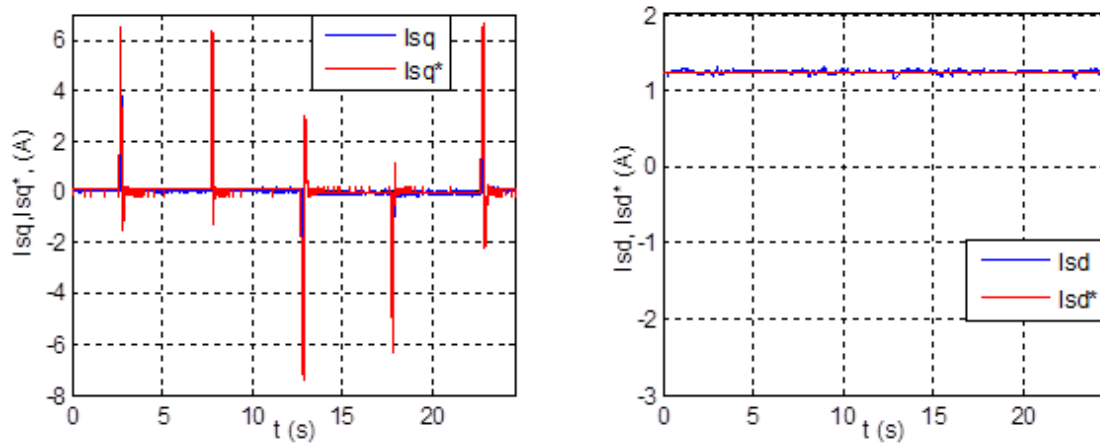


Fig. 3.27 (g,h) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Les figures 3.27 nous montrent la réponse du système avant et après l'application de la perturbation. Le temps de réponse aux échelons est de l'ordre de 0,2 s à vide et pareillement en charge. Le couple développé en charge est plus grand qu'à vide et de même pour l'appel de courants de phases statoriques. On note aussi un parfait découplage dans les deux cas de figures.

3.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons étudié la synthèse de loi de commande par mode glissant appliquée à la commande vectorielle de MAS, nous avons tout d'abord fait l'analyse de la commande par mode glissant classique et exposé ses résultats. Par la suite nous avons présenté notre approche pour le perfectionnement des performances de cette méthode. En effet notre stratégie consistait à apporter des améliorations tant en régime permanent par l'introduction d'un terme intégral à la surface de commutation, qu'en régime transitoire et cela par la synthèse d'une loi de commande exponentielle pendant la phase d'atteinte.

Au regard des résultats obtenus on a pu analyser la robustesse du système face à de multiples conditions de fonctionnement, on peut alors conclure que la méthode proposée présente des performances très satisfaisantes et qu'elle est bien avantageuse par rapport à la méthode classique. D'autant plus qu'on a pu étendre notre commande à la régulation en position qui a révélé de très bonnes performances. Inopportunément on n'a pas pu réaliser sur le banc d'essai l'étude du comportement du système vis-à-vis d'autres perturbations et notamment la variation des paramètres électriques telles que les résistances et les inductances de la MAS et des paramètres mécaniques comme la variation de l'inertie.

La tendance actuelle dans le domaine des entraînements à vitesse variable s'oriente vers la minimisation du nombre de capteurs de mesure dans les variateurs électroniques en vue de renforcer la fiabilité et de réduire les coûts associés. Les capteurs sont donc remplacés par des estimateurs simples robustes et peu coûteux. À cet effet, nous allons aborder au chapitre suivant une approche pour la suppression du capteur de vitesse, et pour l'estimation des paramètres de la MAS. Cela apportera plus d'applications et donnera de l'envergure à notre commande avancée de la MAS.

Chapitre 4

***Commande sans capteur de vitesse et
estimation en-ligne des paramètres de la MAS***

4.1 Introduction

La plupart des processus industriels comportent des paramètres variant dans le temps, la MAS en est un exemple type, en effet la résistance rotorique (R_r) peut varier et atteindre 100% de sa valeur nominale pendant le fonctionnement à cause de l'échauffement du rotor [175]. Un autre paramètre qui est d'ailleurs aussi important dans l'élaboration des commandes performantes de la MAS est la constante de temps rotorique (T_r), celle-ci est non seulement influencée par l'effet thermique mais aussi par la variation du glissement dans les régimes transitoires [176] ce qui peut entraîner la perte du découplage pendant ces phases. L'effet de la variation de la résistance statorique (R_s) est très influant en basse vitesse pour notre cas de figure (estimation de la vitesse par la méthode MRAS) car elle peut aller jusqu'à 50% de sa valeur initiale [177].

On propose dans ce chapitre de mettre en œuvre une nouvelle méthode qui comporte l'observation de la vitesse et l'estimation conjointe en temps réel (basée sur les réseaux de neurones artificiels) des principaux paramètres variant dans le temps, et notamment l'estimation de la résistance statorique R_s et l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$ du moteur asynchrone lorsque seuls les courants et tensions statoriques sont accessibles par la mesure. Après l'étude théorique on validera la méthode proposée par les résultats expérimentaux où l'on va montrer la convergence assez rapide de cette méthode ainsi que sa robustesse même lors du passage par zéro.

4.2 Commande sans capteur de vitesse par la méthode MRAS

La commande par le système adaptatif à modèle de référence est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant du signal à estimer alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyperstabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (originellement un régulateur PI) qui génère le signal désiré, la figure 4.1 illustre cette définition.

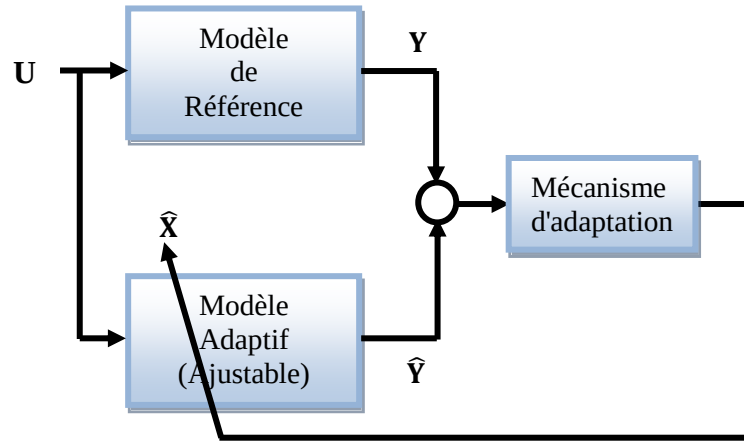


Fig.4.1 Configuration de base de la méthode MRAS

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

4.2.1 MRAS basée sur les flux rotoriques

Cette méthode utilise les équations des flux rotoriques de la machine [116]. Le modèle de référence (ou de tension) est dérivé des courants statoriques mesurés et des tensions qui sont soit mesurées ou bien reconstruites à partir des états de l'onduleur et de la tension du bus continu. Les équations sont écrites dans le repère stationnaire.

- L'équation du modèle de tension:

$$p\Psi_r = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{V}_s - R_s \mathbf{I}_s - \sigma L_s p \mathbf{I}_s) \quad (4.1)$$

Avec:

$$\Psi_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}, \mathbf{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}, \mathbf{I}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

Le modèle en courant est considéré comme le modèle ajustable. Le signal qu'on veut estimer est bien évidemment la vitesse du rotor.

- L'équation du modèle de courant (adaptatif) :

$$p\Psi_r = \left(\frac{-1}{T_r} + j\omega \right) \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_s \quad (4.2)$$

On voit bien la vitesse ω apparaît explicitement dans (4.2) et pas dans (4.1).

L'erreur issue de la différence entre ces deux modèles est introduite alors dans le mécanisme d'adaptation. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\varepsilon_\omega = \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} \quad (4.3)$$

Finalement le signal de ω est obtenu par la relation du mécanisme d'adaptation comme suit :

$$\hat{\omega} = (K_p + \frac{K_i}{p}) e_\omega \quad (4.4)$$

Le problème rencontré par cette méthode, est l'intégration en en boucle ouverte, la solution d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs a été efficace, mais pas en basses vitesses [178], vu que les filtres engendre des retards.

4.2.2 MRAS basée sur la force contre électromotrice (fcém)

Pour éviter complètement les problèmes de l'intégration pure, Peng et Fukao ont proposé dans [117], une méthode qui utilise l'estimation de la fcém à la place du flux, les équations sont les suivantes:

Pour le modèle de référence:

$$\mathbf{e}_v = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{V}_s - R_s \mathbf{I}_s - \sigma L_s p \mathbf{I}_s) \quad (4.5)$$

Pour le modèle adaptatif, il s'écrit en introduisant le courant magnétisant $\mathbf{i}_m$:

$$p \mathbf{I}_m = \omega \otimes \mathbf{I}_m - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I}_m + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I}_s \quad (4.6)$$

Avec : $\otimes$ le produit croisé.

D'où:

$$\mathbf{e}_{mi} = \frac{L_m^2}{L_r} (\omega \otimes \mathbf{I}_m - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I}_m + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I}_s) \quad (4.7)$$

Cette méthode a présenté des performances plus importantes que sa précédente, néanmoins, elle est plus difficile à mettre en œuvre, en plus elle dépend de la résistance statorique.

4.2.3 MRAS basée sur la puissance réactive

La troisième [179], fut proposée par les mêmes auteurs de [117], elle est basée sur l'estimation de la puissance réactive instantanée, en utilisant le produit vectoriel de la fém et le courant magnétisant. Le vecteur de la puissance réactive peut être exprimée par:

$$\mathbf{Q}_m = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{e}_m \quad (4.8)$$

Dont le module Q représente la puissance réactive instantanée.

En substituant (4.5) et (4.7) dans (4.8), sachant que $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$, conduit à:

Pour le modèle de référence:

$$\mathbf{Q}_{\text{ref}} = |\mathbf{i}_s \otimes (\mathbf{v}_s - \sigma L_s \mathbf{p} \mathbf{i}_s)| \quad (4.9)$$

Et pour le modèle adaptatif:

$$\mathbf{Q}_{\text{est}} = \frac{L_m^2}{L_r} \left((\mathbf{i}_m * \mathbf{i}_s) \omega + \frac{1}{T_r} |\mathbf{i}_m \otimes \mathbf{i}_s| \right) \quad (4.10)$$

Où: $*$ représente ici le produit scalaire.

Cette méthode présente l'avantage d'être indépendante de la résistance statorique, donc sa gamme est étendue aux basses vitesses. Mais on remarque la présence de L_s , qui exprime que le modèle de référence est toujours influé par les variations des paramètres, en plus des problèmes causés par la différentiation des courants statoriques.

4.2.4 MRAS basée sur d'autres variables

D'autres chercheurs se sont inspirés des formes précédentes tels que [124], où les auteurs ont utilisé l'expression de la puissance réactive instantanée en régime permanent.

L'expression de la puissance réactive est donnée par:

$$\mathbf{Q} = \text{Im}\{\mathbf{V}_s \mathbf{I}_s^*\} = \text{Im}\{(v_{sd} + jv_{sq})(i_{sd} - ji_{sq})\} \quad (4.11)$$

où : $\mathbf{I}_s^*$ est le conjugué de $\mathbf{I}_s$.

En remplaçant les expressions des tensions dans (4.11) la puissance réactive s'écrit alors:

$$\begin{aligned} Q = \sigma L_s (\dot{i}_{sq} i_{sd} - i_{sd} \dot{i}_{sq}) + \sigma L_s \omega_s (i_{sq}^2 + i_{sd}^2) + \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rq} \dot{i}_{sd} - \dot{\psi}_{rd} i_{sq}) \\ + \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\psi_{rd} i_{sd} - \psi_{rq} i_{sq}) \end{aligned} \quad (4.12)$$

En utilisant l'approximation, que les valeurs réelles des tensions vont se rapprocher de leurs valeurs de référence en régime permanent, le modèle de référence peut s'écrire:

$$Q_{ref} = v_{sd}^* i_{sd} - v_{sq}^* i_{sq} \quad (4.13)$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle $\psi_{rq} = 0$, et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que, $\psi_{rd} = L_m i_{sd}$, l'équation (4.12) devient alors :

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (4.14)$$

Par cette méthode les auteurs ont pu éliminer les dépendances paramétriques du modèle de référence, mais ils ont rencontré des problèmes de stabilité en régime transitoire pendant le mode de génération [180].

Une autre forme qui n'a pas en fait un sens physique a été proposé par [181], où les auteurs (dont deux sont des participants dans [124]) ont utilisé le produit du vecteur de tension conjugué et du vecteur de courant statorique ($\mathbf{X} = \mathbf{V}^* \mathbf{I}$) a abouti aux équations suivantes :

- Pour le modèle de référence :

$$X_{ref} = v_{sq} i_{sd} + v_{sd} i_{sq} \quad (4.15)$$

- Pour le modèle adaptatif :

$$X_{est} = \omega_s (L_s i_{sd}^2 - \sigma L_s i_{sq}^2) + 2R_s i_{sd} i_{sq} \quad (4.16)$$

Cette approche est en fait une amélioration de la méthode originelle qui avait de sérieux problèmes pendant la phase de génération. La méthode est stable dans les quatre quadrants des modes fonctionnement de la machine, et présente de bonnes performances en petites vitesses et même à la consigne zéro.

D'autres expressions ont été proposées comme celles de la puissance active [128], et du couple électromagnétique dans [123].

4.2.5 Mécanisme d'adaptation

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la convergence de la valeur estimée vers la valeur de référence ainsi que la stabilité du système. Pour la MRAS le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par Landau, fondé sur l'idée de comparer la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un

mécanisme d'adaptation pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyperstabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs, un bloc linéaire invariant et l'autre non linéaire variant (figure 4.2) [117].

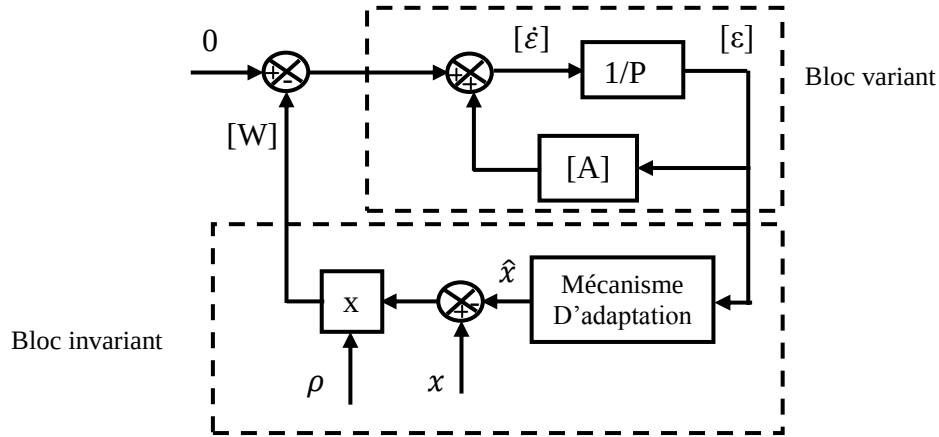


Fig. 4.2 : Système à rétroaction équivalent.

Le système est dit asymptotiquement hyperstable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites:

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de Popov:

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t > 0. \quad (4.17)$$

Où : (W) et ε sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant.

γ^2 : est une constante réelle positive.

4.3 Application de la MRAS pour l'estimation de la vitesse de la MAS

La méthode qu'on a choisi est la MRAS basée sur les flux rotoriques de la machine car elle présente plus de performance par rapport aux autres méthodes, et de plus elle est plus simple du point de vu implémentation pratique [118,125,180].

Les variables utilisées sont illustrées sur la figure 4.3.

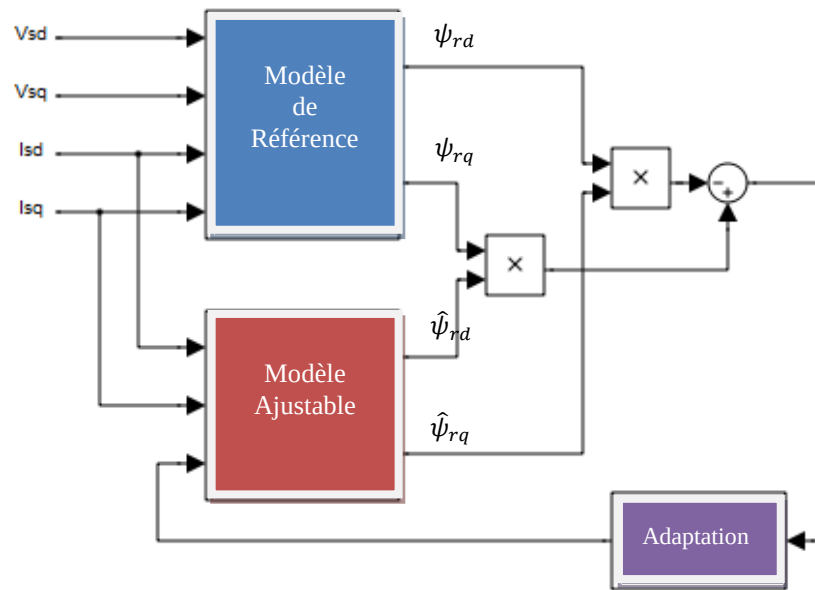


Figure.4.3 : MRAS basée sur les composantes du flux rotorique.

4.3.1. Résultats de tests

4.3.1.1 Essais de grandes vitesses à vide

Les résultats de l'estimation de la vitesse à vide pour une consigne rectangulaire variant entre ± 2000 *tr/mn*, et une autre trapézoïdale de ± 2500 *tr/mn* de crêtes. La vitesse estimée sera comparée à la vitesse réelle de la machine et avec la consigne.

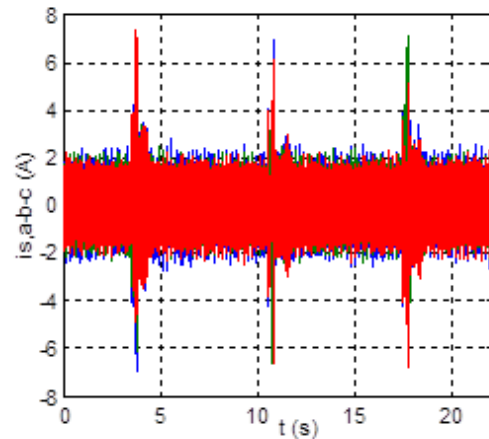
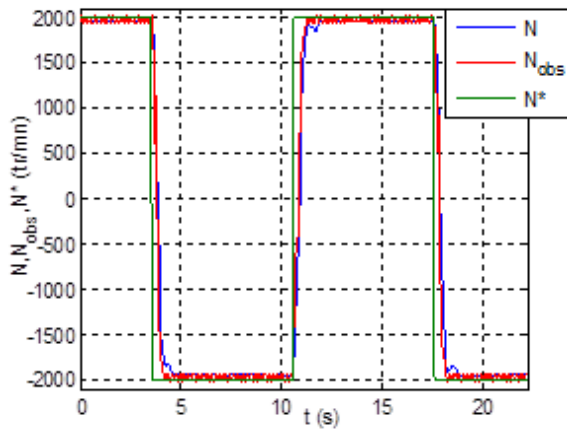


Fig. 4.4.a : Vitesse de rotation (référence, observée, et mesurée). Fig. 4.4.b: Courants de phases statoriques.

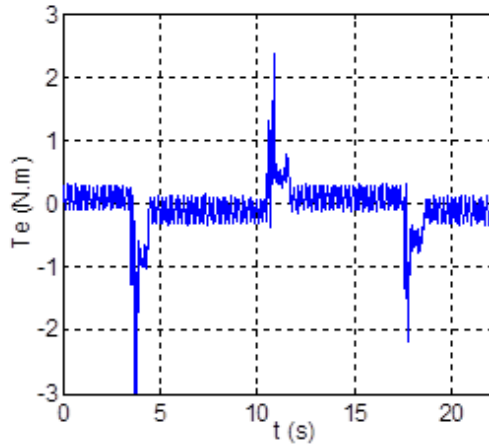


Fig. 4.4.c : Le couple électromagnétique.

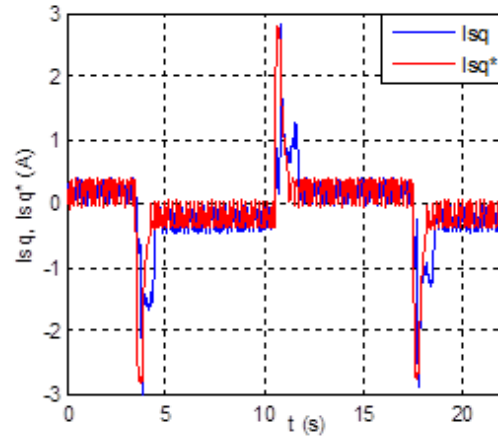


Fig. 4.4.d : Composantes directes des courants statoriques.

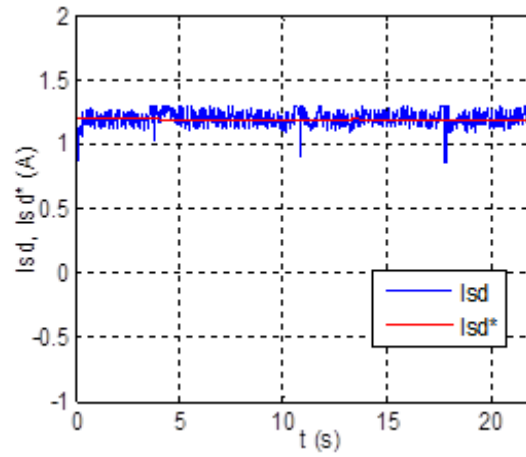


Fig. 4.4.e : Composantes quadratiques des courants statoriques.

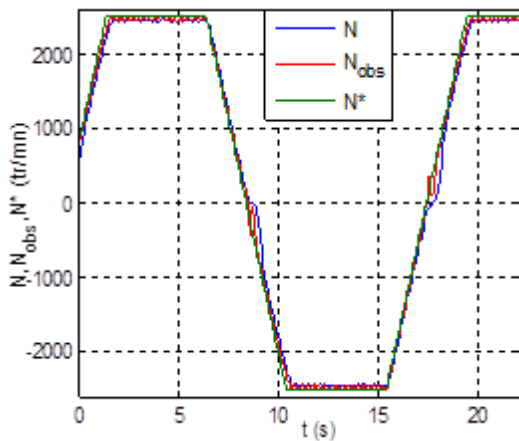


Fig. 4.5.a : Vitesse de rotation (référence, observée, et mesurée).

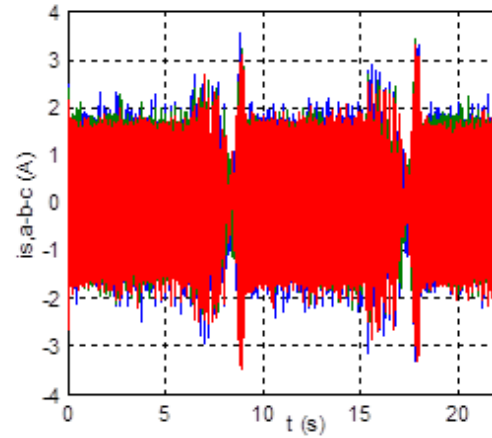


Fig. 4.5.b : Courants de phases statoriques.

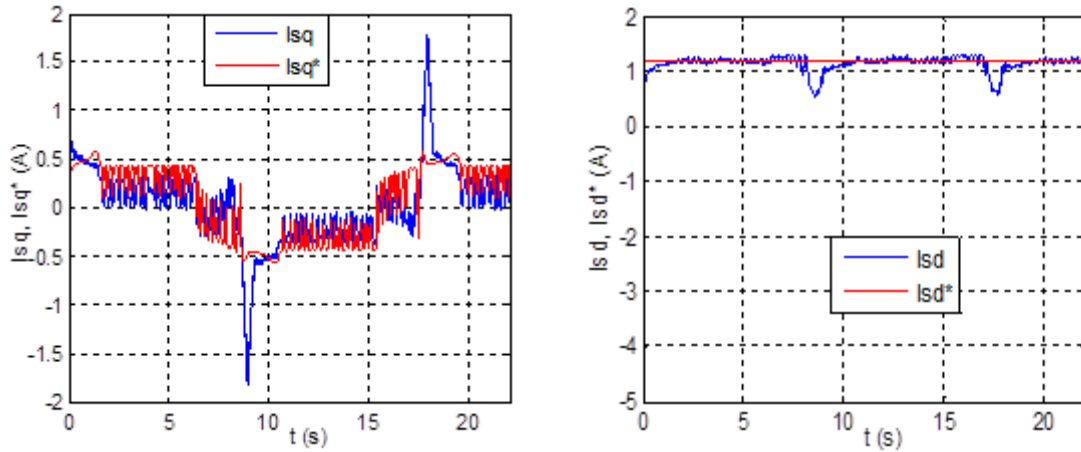


Fig. 4.5.c,d : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

On remarque par les figures 4.4 et 4.5, que la vitesse observée (ou estimée) suit la consigne avec aucun dépassement mais avec une légère erreur statique. Le couple a une bonne réponse et le découplage est satisfaisant malgré les oscillations.

Pour la référence trapézoïdale on constate le même comportement sauf que le passage par zéro provoque des oscillations, ceci était prévisible vu que la MAS présente des difficultés d'observation dans cette région [182].

4.3.1.2 Essais de grandes vitesses en charge

Les mêmes tests de robustesse sont repris lorsque la machine est chargée à 50%.

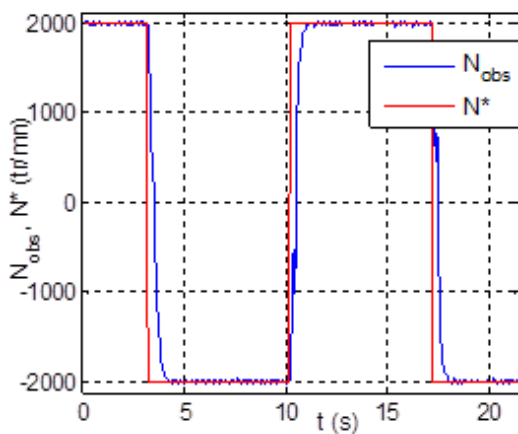


Fig. 4.6.a : Vitesse de rotation (estimée et mesurée).

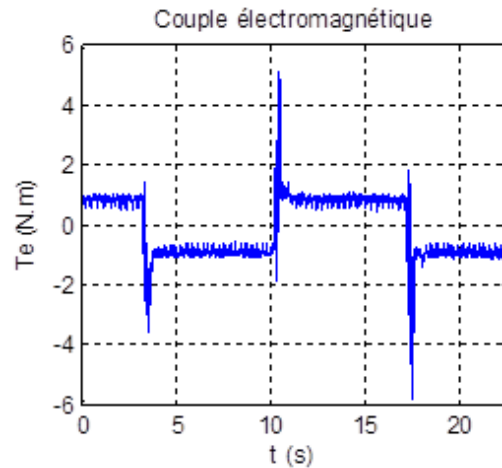


Fig. 4.6.c : Le couple électromagnétique.

Les résultats en charge présentés sur les figures 4.6.a montrent que la vitesse estimée répond parfaitement à la consigne. La perturbation de charge ne cause pas d'erreur statique en régime permanent et n'affecte pas le temps de réponse. Les mêmes performances sont constatées pour la référence trapézoïdale (figure 4.7.a), sauf au passage par zéro où des fluctuations sont notables.

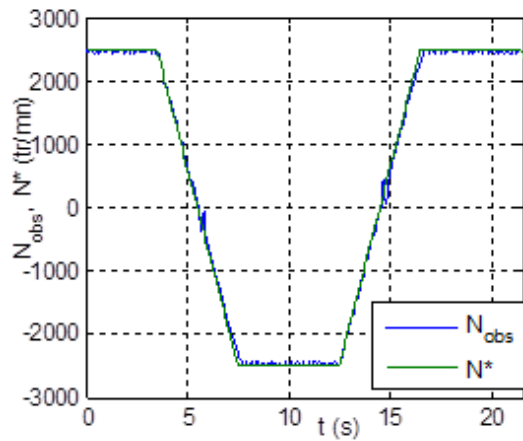


Fig. 4.7.a : Vitesse de rotation (estimée et mesurée).

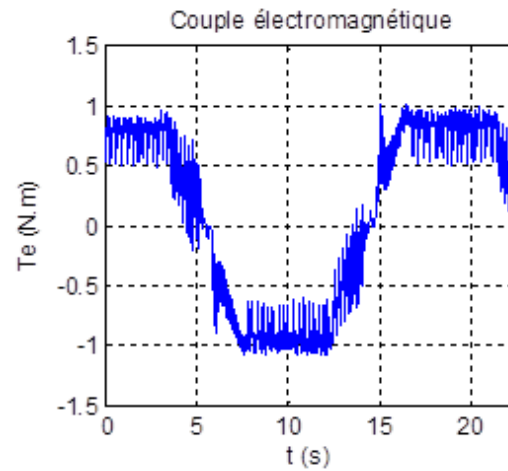


Fig. 4.7.b : Le couple électromagnétique.

4.3.1.3 Essais en petites vitesses

Les tests en petites vitesses témoignent plus de la stabilité des systèmes qui se basent sur les observateurs. Les résultats qui vont suivre (figures 4.8 et 4.9) sont issus du fonctionnement en petites vitesses à vide et ensuite en charge pour de référence en échelons rectangulaires, et trapézoïdale, la vitesse de rotation est de ± 500 tr/mn.

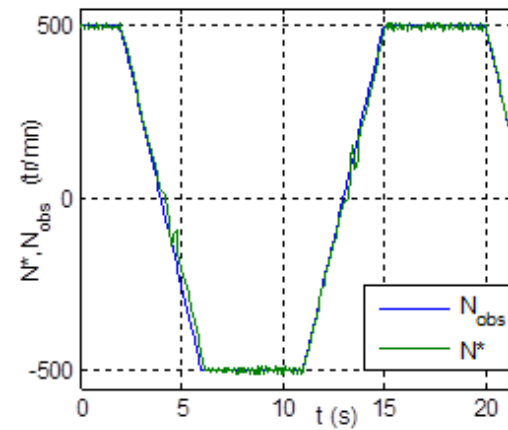
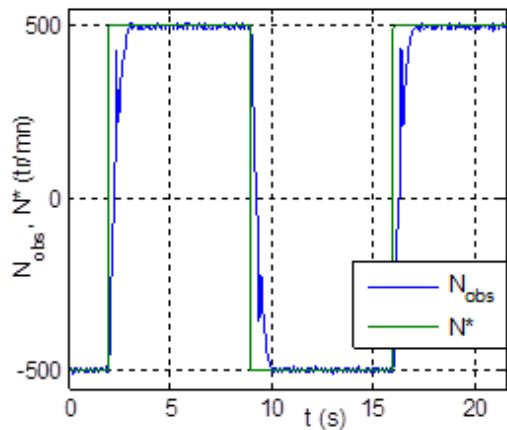


Fig. 4.8 (a,b) : Vitesse de rotation (estimée et mesurée) à vide.

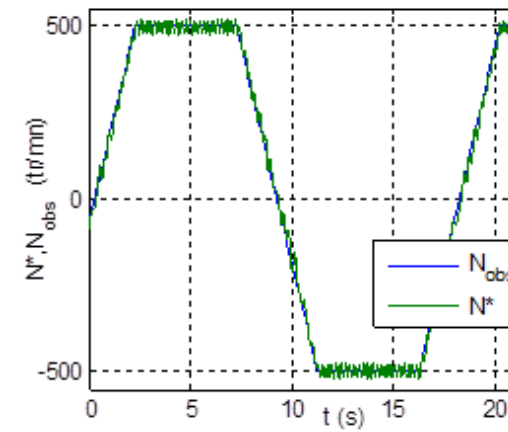
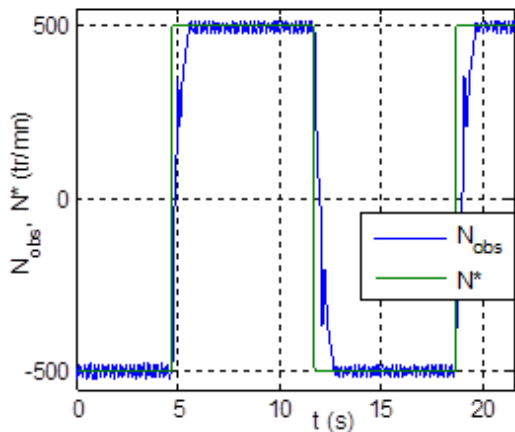


Fig. 4.9 (a,b) : Vitesse de rotation (estimée et mesurée) en charge.

La réponse de l'estimateur en petite vitesse à vide semble plus affectée lors du passage par zéro, mais présente plus d'ondulations pendant le test en charge. Cependant le système reste globalement stable dans les deux cas de fonctionnement.

4.4 Procédé d'estimation des paramètres

L'estimation des paramètres influant sur le comportement des commandes des machines est devenue une tâche indispensable dans la conception de commandes modernes. À cet effet nous allons proposer une nouvelle méthode pour une estimation conjointe de la vitesse de rotation ω et de la résistance statorique R_s ainsi que de l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$ à travers la technique MRAS basée sur les flux rotoriques où plusieurs mécanismes d'adaptations seront utilisés comme c'est montré sur la figure 4.10.

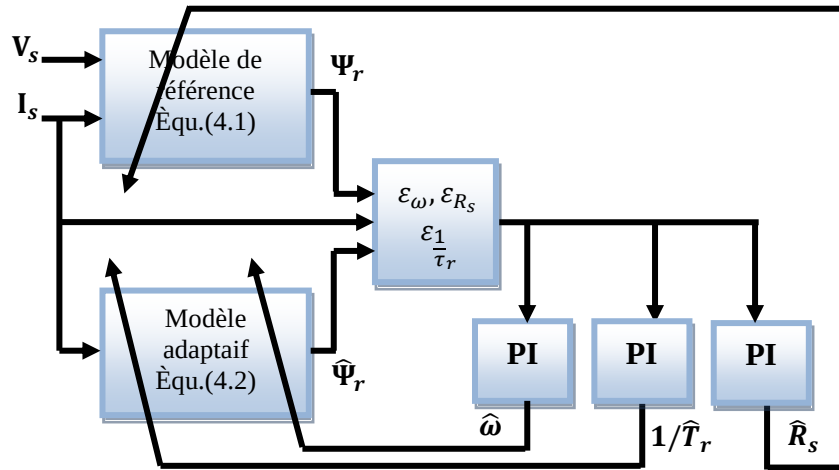


Fig. 4.10 : Diagramme du procédé d'estimation

4.4.2 Estimation de la résistance statorique et de l'inverse de la constante rotorique

4.4.2.1 Description de la méthode proposée

On remarque bien que la résistance statorique apparaît dans l'équation (4.1) du modèle de référence, cela nuit à l'estimation de la vitesse. Dans le travail de [183], les auteurs n'ont considéré que l'estimation de la résistance statorique, dans notre cas on va ajouter l'estimation de l'inverse de la constante rotorique, dès lors on aura à considérer les valeurs estimées de $\hat{\omega}$, $\hat{R}_s$, et $1/\hat{T}_r$, comme variables et toutes les autres comme fixes.

Soit ω , R_s , et $1/T_r$ les valeurs réelles qui sont généralement différentes des valeurs estimées. Les équations des erreurs sont alors :

À partir de (4.1) :

$$\varepsilon_v = \Psi_{rv} - \hat{\Psi}_{rv} = \varepsilon_{\alpha v} + j\varepsilon_{\beta v} \quad (4.18)$$

$$p\mathbf{\varepsilon}_v = -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s)\mathbf{I}_s \quad (4.19)$$

Et en ajoutant $\pm(j\omega + 1/T_r)\hat{\Psi}_{ri}$ à l'équation (4.2) après quelques arrangements on aura:

$$\mathbf{\varepsilon}_i = \mathbf{\Psi}_{ri} - \hat{\mathbf{\Psi}}_{ri} = \psi_{rai} - \hat{\psi}_{rai} + j(\psi_{r\beta i} - \hat{\psi}_{r\beta i}) = \varepsilon_{\alpha i} + j\varepsilon_{\beta i} \quad (4.20)$$

$$p\mathbf{\varepsilon}_i = \left(j\omega - \frac{1}{T_r}\right)\mathbf{\varepsilon}_i + \left(\Delta\left(\frac{1}{T_r}\right) + j(\omega - \hat{\omega})\right)\mathbf{\Psi}_{ri} \quad (4.21)$$

Soit en écriture matricielle détaillée:

$$P \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha v} \\ \varepsilon_{\beta v} \\ \varepsilon_{\alpha i} \\ \varepsilon_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha v} \\ \varepsilon_{\beta v} \\ \varepsilon_{\alpha i} \\ \varepsilon_{\beta i} \end{bmatrix} - [W] = [A][\mathbf{\varepsilon}] - [W] \quad (4.22)$$

Où W représente le bloc non linéaire défini comme suit :

$$[W] = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s) & 0 & 0 \\ L_m\Delta(1/T_r) & 0 & \Delta(1/T_r) & -(\omega - \hat{\omega}) \\ 0 & L_m\Delta(1/T_r) & (\omega - \hat{\omega}) & \Delta(1/T_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{rai} \\ \hat{\psi}_{r\beta i} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Le système est hyperstable si l'entrée et la sortie du bloc non linéaire W satisfait les critères de Popov.

Finalement les équations des erreurs sont données comme suit :

$$\varepsilon_{R_s} = i_{s\alpha}(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}) + i_{s\beta}(\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (4.24)$$

$$\varepsilon_{1/T_r} = i_{s\alpha}(\hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha}) + i_{s\beta}(\hat{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta}) \quad (4.25)$$

La résistance et l'inverse de la constante de temps rotorique estimées seront dérivés des mécanismes d'adaptations par les relations suivantes:

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{iR_s}}{p}\right) \varepsilon_{R_s} \quad (4.26)$$

$$1/\hat{T}_r = \left(K_{pT_r} + \frac{K_{iT_r}}{p}\right) \varepsilon_{1/T_r} \quad (4.27)$$

Le schéma équivalent du système est montré sur la figure 4.11.

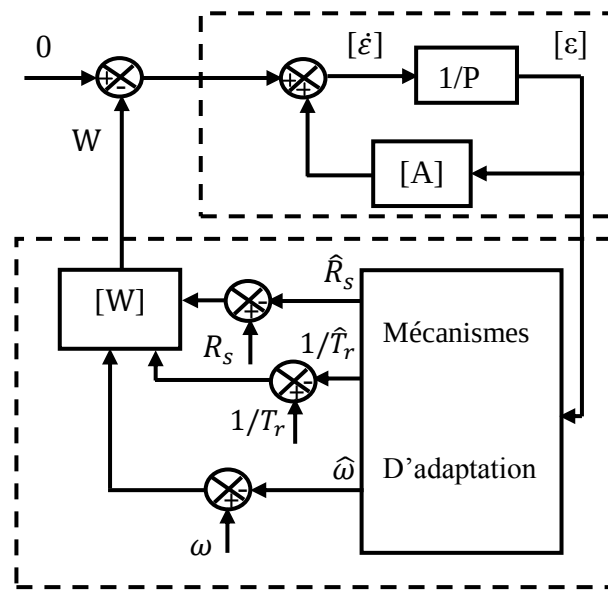


Fig. 4.11 : Le système à rétroaction équivalent.

4.4.2.2 Résultats des tests de la méthode proposée

Nous allons effectuer plusieurs tests pour différentes références de vitesse dont la consigne zéro avec et sans perturbation de la charge.

4.4.2.2.1 Résultats de tests en grandes vitesses pour une référence trapézoïdale

Le premier test consiste en l'application d'une consigne trapézoïdale d'extrémités de $\pm 2500 \text{ tr/mn}$, la machine étant à vide et ensuite avec une charge atteignant 50% de sa charge nominale.

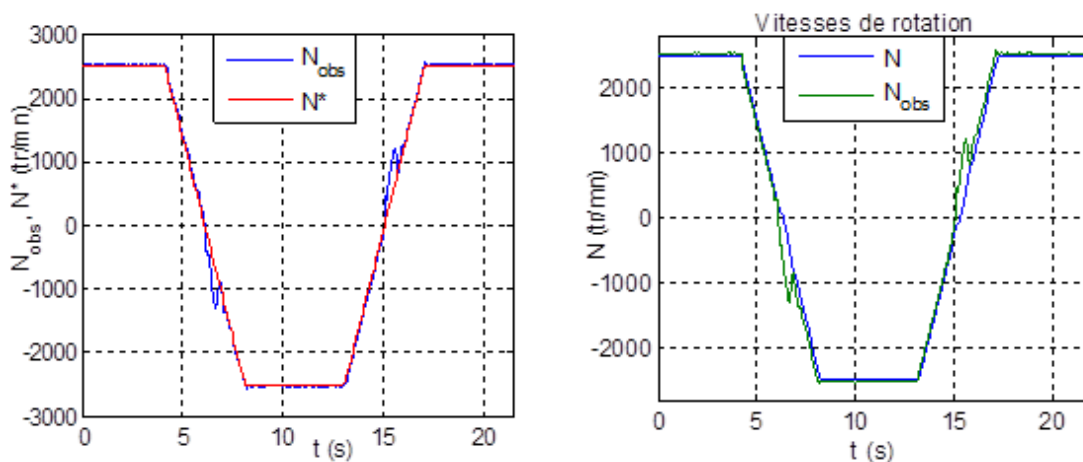


Fig. 4.12 (a,b) : Vitesses de rotation (estimée et référence) + (estimée et mesurée).

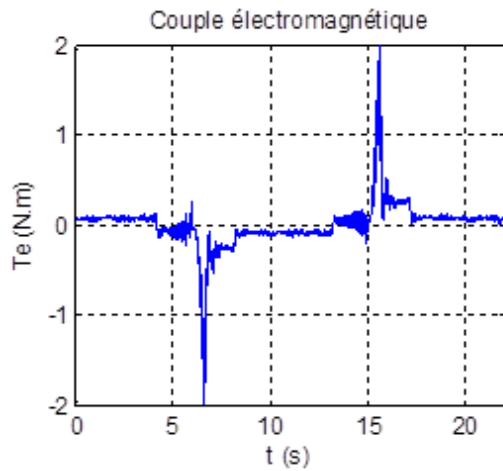


Fig. 4.12.c : Le couple électromagnétique.

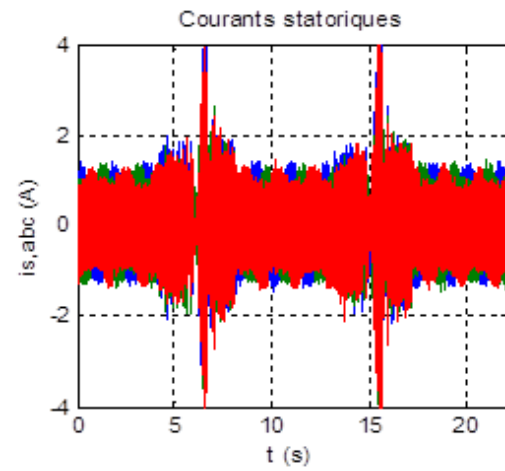
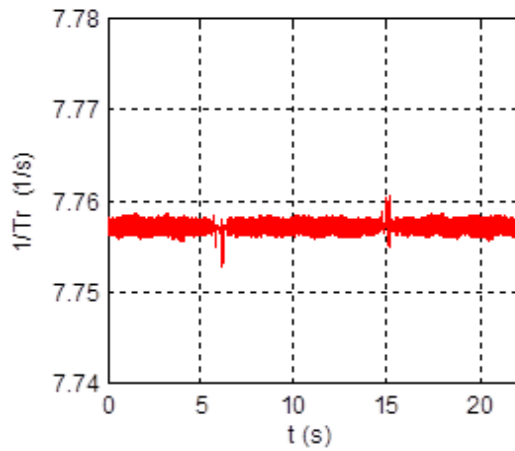
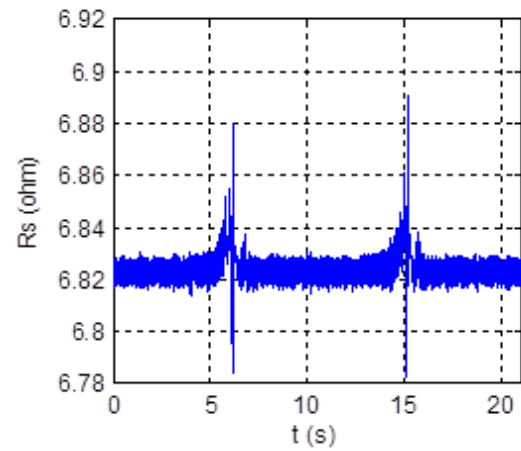


Fig. 4.12.d: Courants de phases statoriques.

Fig. 4.12.e : La valeur estimée de $1/T_r$.Fig. 4.12.f : La valeur estimée de R_s .

Les figures 4.12 montrent bien l'efficacité de la réponse du système lorsque l'on a introduit l'estimation en-ligne des paramètres R_s et $1/T_r$. En effet l'erreur entre la vitesse mesurée et celle estimée est bien réduite (figure 4.12.b). Notons toutefois que le passage à zéro a provoqué des pics dans la réponse du couple électromagnétique et les courants de phase statoriques (figure 4.12.c et 4.12.d respectivement). Les fluctuations causées par le passage par zéro sont visibles sur les réponses de l'estimateur, mais elles demeurent sans effet sur la stabilité du système.

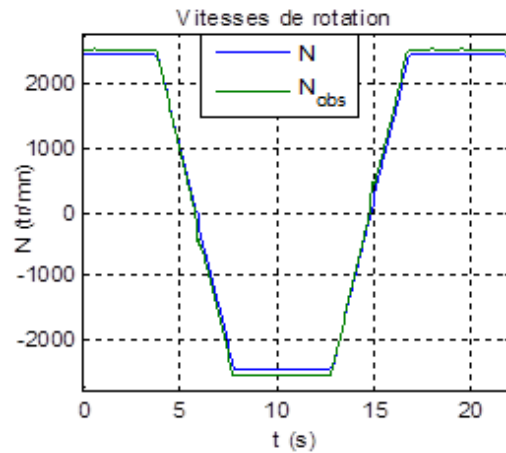
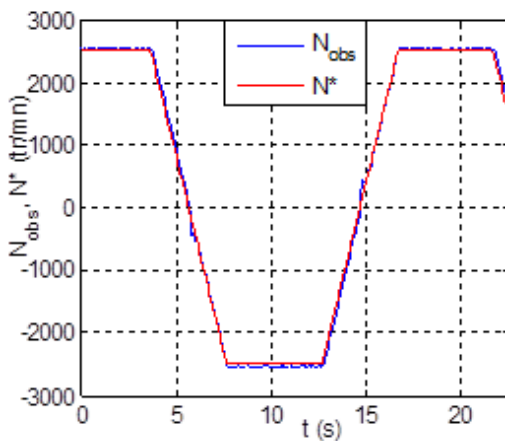


Fig. 4.13 (a,b) : Vitesses de rotation (estimée et référence) + (estimée et mesurée).

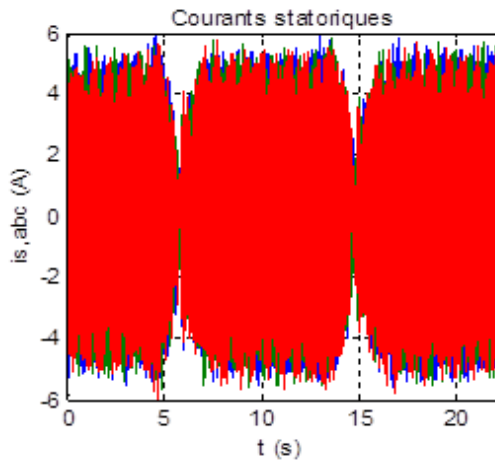


Fig. 4.13.c : Courants de phases statoriques.

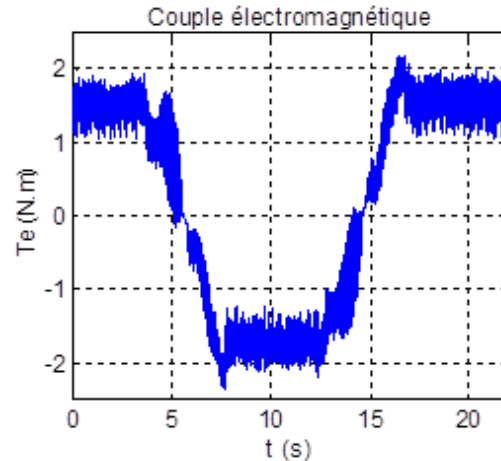
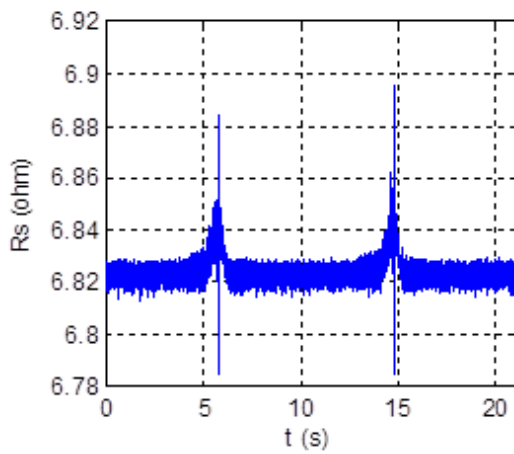
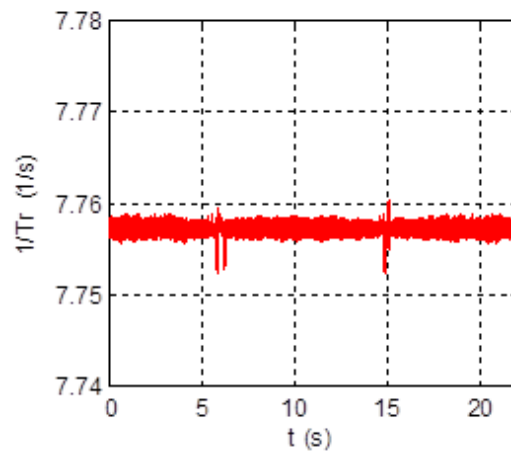


Fig. 4.13.d: Le couple électromagnétique.

Fig. 4.13.e : La valeur estimée de R_s .Fig. 4.13.f : La valeur estimée de $1/T_r$.

Les résultats en charge (figures 4.13) montrent une très bonne dynamique de poursuite avec une stabilité accrue de l'algorithme d'estimation, le passage par zéro n'a pas autant d'effet qu'au fonctionnement à vide, mais on constate tout de même une erreur statique durant le régime permanent.

4.4.2.2 Résultats de tests en petites vitesses

Le comportement du système est maintenant observé pour une consigne sinusoïdale d'une amplitude de $\pm 500 \text{ tr/mn}$ avec la machine qui tourne à vide. Le même test est reproduit lorsque le système est perturbé par l'application du couple de charge qui atteint $0,5 \text{ N.m}$.

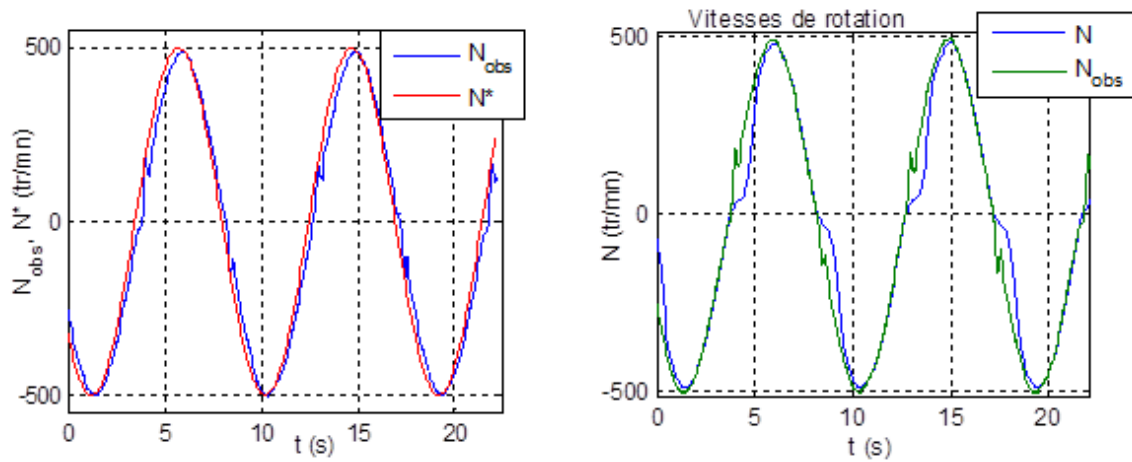


Fig. 4.14 (a,b) : Vitesses de rotation (estimée et référence) + (estimée et mesurée).

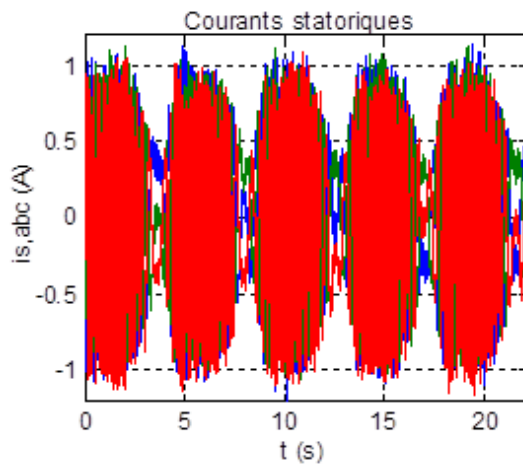


Fig. 4.14.c : Courants de phases statoriques.

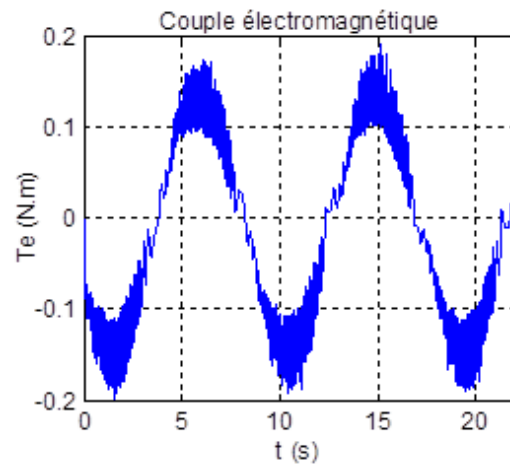
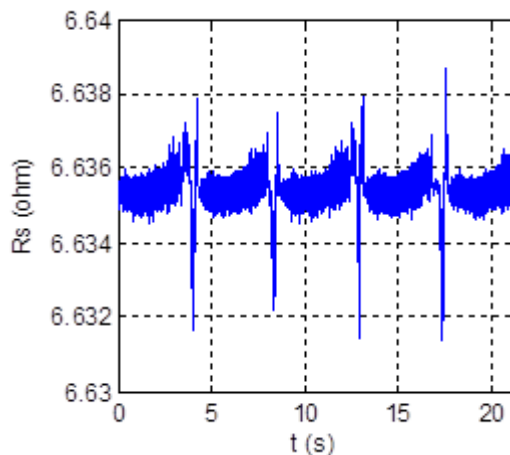
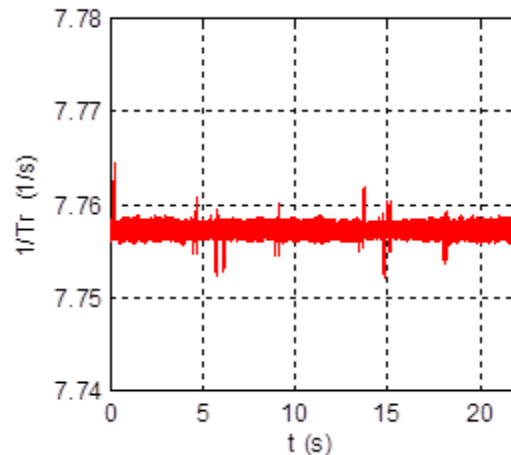


Fig. 4.14.d : Le couple électromagnétique.

Fig. 4.14.e : La valeur estimée de R_s .Fig. 4.14.f : La valeur estimée de $1/T_r$.

Le fonctionnement en petite vitesse à vide (figures 4.14) s'en suit par des ondulations sur la réponse du couple, mais la réponse de l'estimation de la vitesse reste satisfaisante, on remarque aussi que l'estimation de la résistance statorique subit des fluctuations mais qui sont insignifiants sur la stabilité de l'algorithme, en contre parti l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique est parfaitement stable.

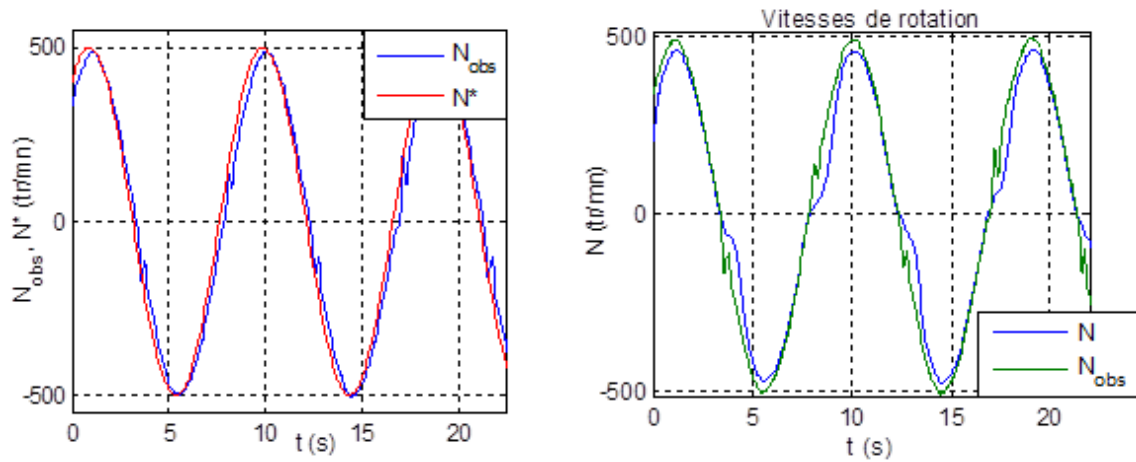


Fig. 4.15 (a,b) : Vitesses de rotation (estimée et référence) + (estimée et mesurée).

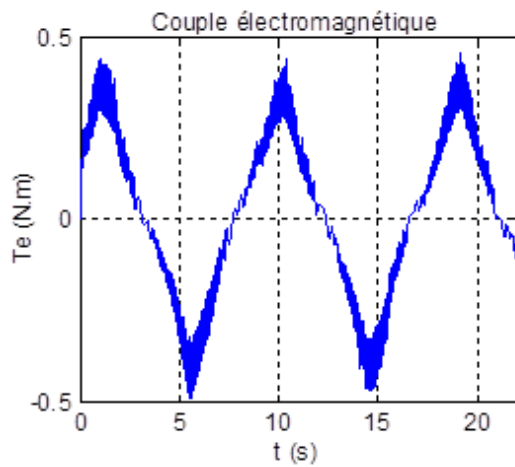


Fig. 4.15.c : Le couple électromagnétique.

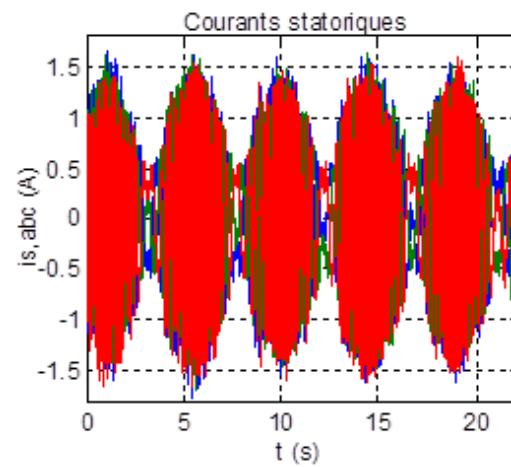
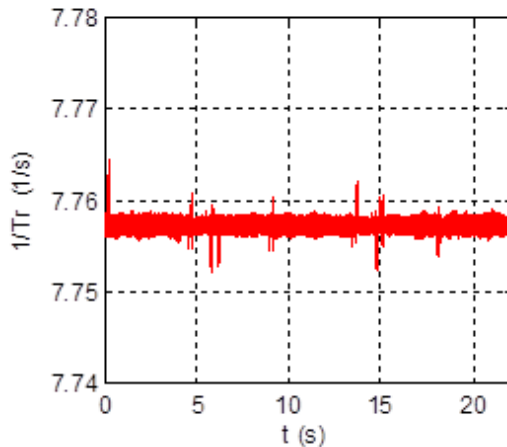
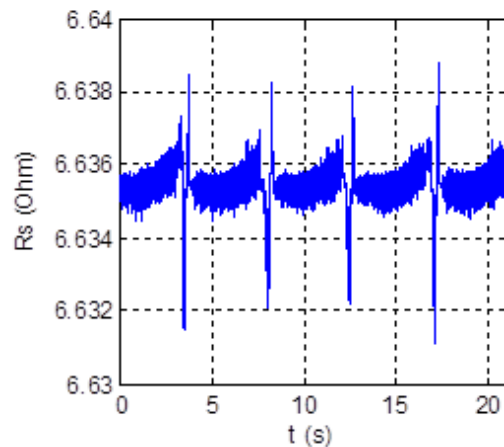


Fig. 4.15.d : Courants de phases statoriques.

Fig. 4.15.e : La valeur estimée de $1/T_r$.Fig. 4.15.f : La valeur estimée de R_s .

Durant le fonctionnement en charge (figures 4.15), on remarque que la dynamique de poursuite de la vitesse, et la réponse du couple électromagnétique sont acceptables. Le comportement est quasiment identique qu'à vide mais avec moins d'ondulations. Notons aussi que l'erreur statique est presque la même. On conclut que pour ce test le système est stable et l'algorithme d'estimation fonctionne d'une manière satisfaisante.

4.5 Introduction des techniques intelligentes à l'algorithme d'estimation

Par souci de robustesse, nous avons été motivés par l'introduction des techniques intelligentes à la méthode d'estimation proposée, plus précisément la logique floue et les réseaux de neurones artificiels où les régulateurs classiques (PI) des mécanismes d'adaptation seront remplacés par ces régulateurs intelligents. Les réseaux de neurones artificiels sont connus par leur grande capacité d'approximation et d'imitation des systèmes dynamiques totalement ou partiellement inconnus, tout en ayant l'immunité aux bruits et la tolérance aux défauts. De plus, leur architecture parallèle leur confère une rapidité de temps de calcul [11,184,185]. Pour ces raisons, ils sont utilisés dans plusieurs applications et notamment dans le secteur des entraînements électriques pour la commande et l'identification, en effet le régulateur neuronal peut être en lui même :

- Un régulateur utilisant les paramètres produits par l'émulateur neuronal du système pour jouer par exemple le rôle d'un estimateur ou d'un contrôleur, respectivement [186, 187].
- Un réseau de neurones qui a été entraîné pour imiter le comportement d'un régulateur analogique existant en produisant plus de performance [22].
- Une structure hybride [188].
- Un régulateur neuronal entraîné en temps réel (online training) [189].

C'est dans le contexte du deuxième cas que nous avons travaillé.

Mais avant d'entamer cette procédure nous allons tout d'abord faire un descriptif succinct sur les réseaux de neurones artificiels. L'accent est surtout mis sur les techniques qu'on va utiliser prochainement dans notre problématique.

4.5.1 Les réseaux de neurones artificiels (formalisation, architecture et apprentissage)

Les réseaux de neurones artificiels font l'objet de recherche au carrefour de la neurobiologie, de la psychologie, de l'informatique et de la physique, dans le but de réaliser des processus pouvant réagir comme l'être humain. Le premier modèle formel a été proposé par les deux biologistes McCulloch et Pits [137]. On peut représenter l'historique des pionniers du développement de l'étude et la modélisation des réseaux de neurones artificiels par les schémas des figures 4.16 à 4.20.

McCulloch & Pitts
(1943)

- Le modèle mathématique (figure 4.16) est constitué d'entrées ($x_1, x_2, \dots, x_n$) pondérées par des coefficients ($w_1, w_2, \dots, w_n$) et d'une sortie (y) binaire liée par un seuil b (bias) [28,11].

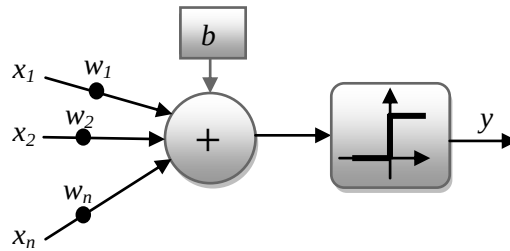


Fig. 4.16 : Modèle de McCulloch & Pitts.

$$y = f\left(\sum_{i=1}^n x_i w_i - b\right) \quad (4.28)$$

Où les w_i sont appelés poids synaptiques ou simplement **poids**, b est appelé **biais**. f est la fonction d'activation (ou de transfert).

En fait, il ya plusieurs types de fonction d'activation ou de transfère, parmi les plus usuels on retrouve les fonctions linéaires, fonction à seuil, signe, sigmoïdale (log-sigmoïde), et la fonction hyperbolique-tan (tan-sigmoïde), comme c'est illustré sur la figure 4.x. Les deux dernières sont les plus utilisées dans notre domaine. Les fonctions non linéaires contribuent aux caractéristiques non linéaires des neurones.

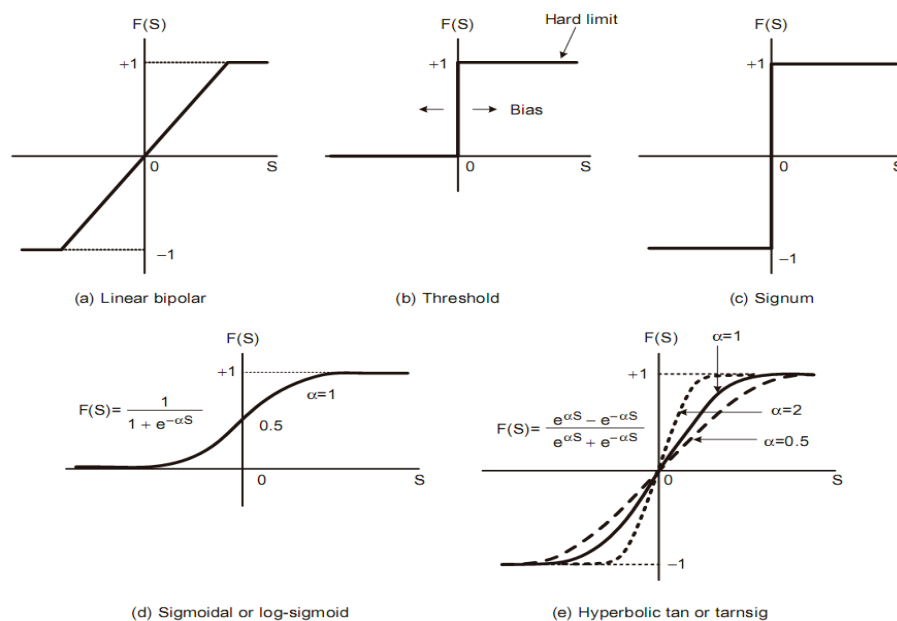


Fig. 4.17 : Différents types de fonctions d'activation [137].

Rosenblatt
(PERCEPTRON)
(1950)

- Ce modèle contient une seule couche, les entrées sont interconnectées pleinement ou partiellement (figure 4.18) [137].

$$y_i = f\left(\sum_{i=1}^n (x_i w_{ij}) - b_i\right) \quad (4.29)$$

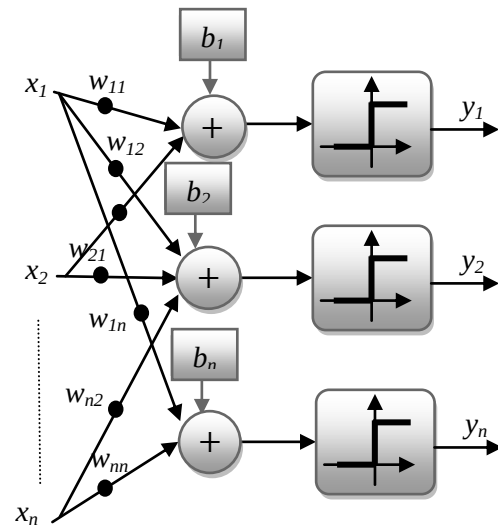


Fig. 4.18 : Modèle de Rosenblatt.

Widrow & Hoff
ADALINE (Adaptive
Linear element)
(1960)

- Il est identique au modèle du perceptron sauf que ses fonctions d'activation sont linéaires et bipolaires [-1,1] figure 4.19, avec un type différent d'apprentissage [137,190].

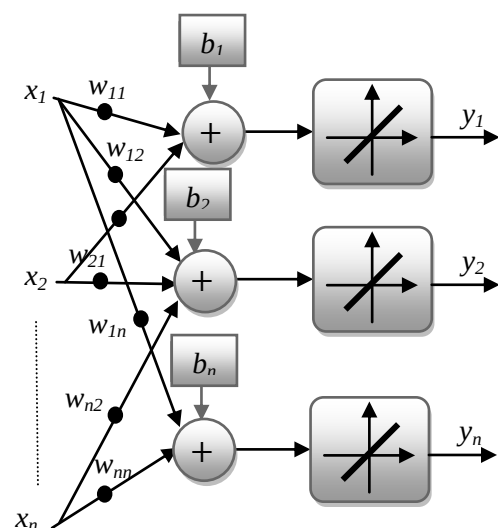


Fig. 4.19 : Modèle de Widrow & Hoff

Rumelhart & McClelland
MLP, et Rétro-propagation
(1985)

- En généralisant les règles d'apprentissages de Widrow-Hoff est né l'algorithme de rétro-propagation qui est appliqué aux réseaux de neurones multicouches (Multi-Layer Perceptron) où chaque perceptron forme une couche (figure 4.20) [137,191].

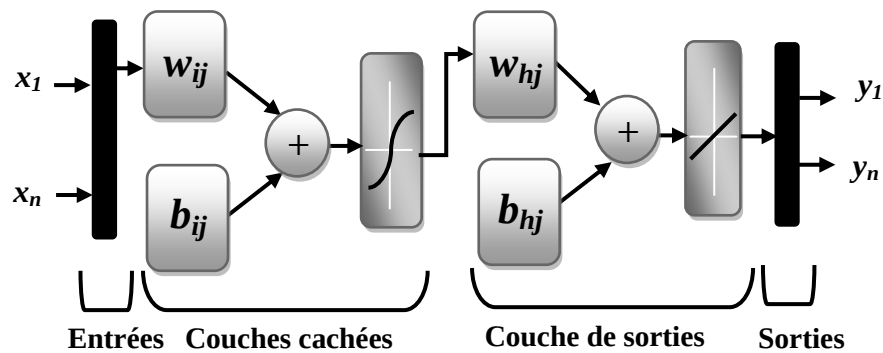


Fig. 4.20 : Représentation matricielle d'un MLP à une seule couche cachée.

Où :

- w_{ij} , b_{ij} sont les poids entre les neurones des couches d'entrées et cachées respectivement.
- w_{hj} , b_{hj} sont les poids entre les neurones des couches cachées et de sorties respectivement.
- La $n^{ième}$ sortie du réseau s'écrit alors :

$$y_i = \sum_{j=1}^n w_{hj} f \left(\sum_{i=1}^n (x_i w_{ij}) - b_{ij} \right) - b_{hj} \quad (4.30)$$

4.5.1.1 Perceptrons multicouches (MLP) et rétro-propagation

Il a été démontré qu'un réseau à plusieurs perceptrons (ou couches) est capable d'approximer n'importe quelles fonctions avec la précision souhaitée, cette capacité d'approximation a permis aux réseaux de neurones d'être très privilégiés dans l'identification et la commande des systèmes non linéaires [164,137].

- **Topologie d'un réseau MLP** : Les réseaux MLP sont organisés de tel sorte que l'information est propagée dans un sens unidirectionnel (d'où vient leurs classifications « *feedforward* »), et cela, à partir de la couche d'entrée vers la couche de sortie en transitant par au moins une couche intermédiaire appelée couche cachée « *Hiding layer* ». Le choix du nombre des couches cachées ainsi que le nombre de neurones inclus est obtenu par essais exhaustifs, car il n'existe pas de règle générale par laquelle est définie le nombre de couches et de neurones à retenir. On serait donc confronté à un compromis, car, un réseau qui contient trop de couches cachées aboutira à la saturation du réseau et donc à une mauvaise généralisation (*overfitting*), et inversement, il faut un nombre suffisant de couches et de neurones pour avoir une bonne généralisation. En ce qui concerne les fonctions d'activations, ceux des couches cachées doivent être continues et différentiables, ils seront de forme tangente hyperbolique (*tanh*) dans le cas où les signaux sont bipolaires, et sigmoïdale dans le cas unipolaire, ceux de la couche de sortie prendront une forme linéaire bipolaire et linéaire unipolaire, respectivement [137].

- **L'Apprentissage** : L'étape qui suit la confection de la topologie du réseau est de choisir un des algorithmes d'apprentissages qui sont distingués par deux approches : *on-line* (où les paramètres du réseau sont adaptés en temps réel avec chaque modification des couples entrées-sorties, le réseau est dit dynamique), et *off-line* (dans ce cas les paramètres du réseau sont adaptés soit après chaque calcul partiel des couples entrées-sorties (*Increment*), soit après le calcul total (*batch*)).

L'apprentissage supervisé par rétro-propagation de l'erreur (*error backpropagation*) entre la sortie désirée et celle du réseau empreinte un chemin de retour (partant du perceptron de la sortie et remontant à l'entrée, d'où le terme rétro-propagation), tout en adaptant les poids du réseau. L'apprentissage est dit supervisé, car la sortie du système (processus) tient le rôle de superviseur (base d'apprentissage) et fournit une sortie désirée (Y_d) qui va être comparée avec la sortie du modèle produit par le réseau de neurones (Y) (figure 4.21), l'erreur à la sortie ($\varepsilon_{(nn)}$) permet à l'algorithme l'adaptation et le réajustement des poids du réseau et/ou des biais.

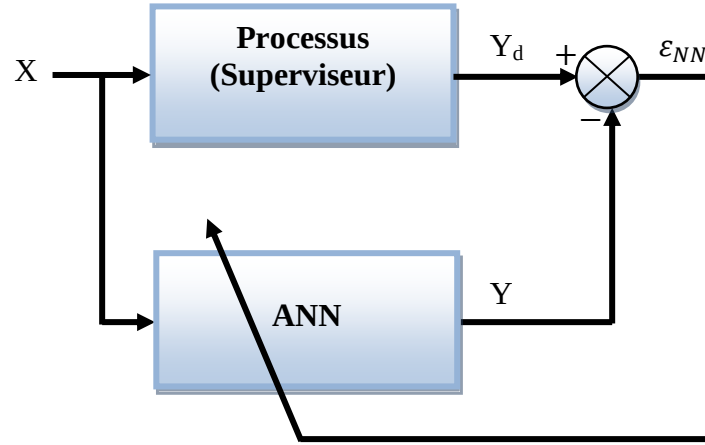


Fig. 4.21 : Schéma synoptique du procédé d'apprentissage supervisé

À ce stade, on peut choisir entre plusieurs algorithmes d'apprentissage, parmi les plus utilisés on trouve par ordre de rapidité de convergence celui de la descente du gradient standard, la descente du gradient avec momentum, et l'algorithme de Levenberg-Marquardt, celui-ci requiert en fait plus d'espace de mémoire [137].

Quelque soit l'algorithme choisi, l'apprentissage s'exécute afin de minimiser une fonction coût ($J_c(w)$) qui est calculée sur la base des erreurs, cette fonction détermine l'objectif à atteindre. La fonction coût la plus utilisée est l'erreur quadratique sur la base d'apprentissage, elle consiste à minimiser la somme des carrés des erreurs (*sum of squared error* SSE, équation (4.31)). Parfois la moyenne de l'erreur quadratique est aussi utilisée (*mean square error* MSE équation (4.32)), [137].

$$J_c(w) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \varepsilon_{i(nn)}^2 \quad (4.31)$$

$$J_c(w) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon_{i(nn)}^2 \quad (4.32)$$

Pour la méthode de descente du gradient par exemple, les poids sont réajustés de telle sorte que la direction du gradient diminue après chaque itération. Son équation est donnée par :

$$\Delta w = -\eta \nabla(J_c(w)) = -\eta \frac{\partial J_c(w)}{\partial w} \quad (4.33)$$

Où η est le taux (vitesse) d'apprentissage, il est compris dans l'intervalle [0,1].

L'itération (*Epoch*) définit un passage aller-retour (propagation-rétro-propagation) de calcul.

Sachant que :

$$\Delta w(k) = w(k+1) - w(k) \quad (4.34)$$

La modification des poids s'écrit alors:

$$w(k+1) = w(k) + \Delta w(k) = w(k) - \eta \frac{\partial J_c(w)}{\partial w} \quad (4.35)$$

$w(k+1)$ et $w(k)$ représentant respectivement la nouvelle et l'ancienne valeur du poids w .

Le processus de mise à jour des poids est réitéré jusqu'à ce que l'erreur soit minime et donc le réseau devient quasiment identique à son superviseur.

La règle d'adaptation des poids dans l'algorithme de la descente du gradient avec momentum et celle du Levenberg-Marquardt sont données respectivement par [137,192]:

$$w(k+1) = w(k) - \eta \frac{\partial J_c(w)}{\partial w} + \mu (w(k) - w(k-1)) \quad (4.36)$$

Où μ est le facteur du momentum.

$$\Delta w = (J_c^T J_c + \mu I)^{-1} J_c^T \varepsilon \quad (4.37)$$

Où J_c est la matrice jacobéenne des dérivées de l'erreur, μ un scalaire, et ε le vecteur d'erreur.

Il existe tout de même quelques problèmes spécifiques aux méthodes d'apprentissage, la convergence de l'algorithme de rétro-propagation peut devenir lente voir impossible, outre le problème des minimums locaux qui peuvent subsister. Des critères d'arrêt et/ou indices de performance sont alors indispensables pour contrôler et tester la qualité de l'apprentissage [192]. On les abordera plus précisément dans les paragraphes suivants.

4.5.2 Application des réseaux de neurones à la méthode d'estimation proposée

Nous allons maintenant décrire les démarches que nous avons entreprises lors de la confection du régulateur à réseau de neurones en utilisant la boîte à outils neuronale de Matlab (Neural Network Toolbox).

4.5.2.1 Préparation des données d'apprentissage (entrées-sorties)

L'élaboration de la base d'apprentissage doit prendre en considération toute information pertinente sur les différents modes de fonctionnement du système d'entraînement à vitesse variable, soit, dans les quatre quadrants (deux sens de rotation avec accélération et

décélération), et avec et sans application du couple de charge. D'après les multiples essais pratiques de la commande IRFOC à travers le banc d'essai, on a choisi les meilleurs résultats obtenus lors de l'estimation de la vitesse de rotation et des paramètres avec la méthode MRAS régulée par les PI conventionnels (on a volontairement omis les essais de simulation au profit des résultats réels). Les résultats adoptés sont issus de la référence trapézoïdale, vu que sa forme présente des tests tant en régime transitoire qu'en régime permanent avec deux sens de rotation.

Ainsi, on dispose, pour le superviseur de 73162 échantillons par variable (qui sont les erreurs ε_ω , ε_{R_s} , et ε_{1/T_r}). Après avoir préparé la base d'apprentissage, on a retenu 70% des données pour être utilisées à l'apprentissage supervisé du réseau, 15% pour la validation du réseau, et les 15% restantes sont retenues pour le test d'apprentissage. Ses deux derniers paramètres sont en fait des critères d'arrêt et de test de performance intégrés dans la boîte à outils de Matlab, le premier est utilisé pour la mesure de la qualité de généralisation, il interviendra pour arrêter l'exécution de l'algorithme quand la généralisation cessera de s'améliorer et d'éviter d'avoir un sur-apprentissage (*overfitting*), le deuxième n'a pas d'effet sur le processus d'apprentissage, mais il présente une mesure indépendante de performance du réseau pendant et après l'apprentissage. La période d'échantillonnage a été fixée à 0,00013s.

4.5.2.2 Choix de la topologie du réseau de neurones

Le choix de l'architecture du réseau de neurones est délicat, car on ne dispose pas de méthodologie de calcul du nombre de couches cachées ou de neurones par couche. On a donc travaillé par la méthode d'essai-erreur. Premièrement, on a opté pour des structures avec une seule couche cachée et un nombre réduit de neurones. À chaque fois, on évalue les performances du réseau, si les résultats ne sont pas acceptables, on augmente progressivement le nombre de neurones jusqu'à ce qu'on obtienne les performances désirées. Il faut noter qu'à partir de 5 neurones la généralisation devenait de moins en moins performante, on a donc choisi 5 neurones dans la couche cachée. Pour les fonctions d'activation, on a utilisé des fonctions de type tangente-sigmoïde (*tansig*, sous Matlab) pour les neurones des couches cachées, et des fonctions d'activation linéaires pour la sortie du réseau (*pureline*).

La figure 4.22 illustre la topologie du réseau de neurones adoptée.

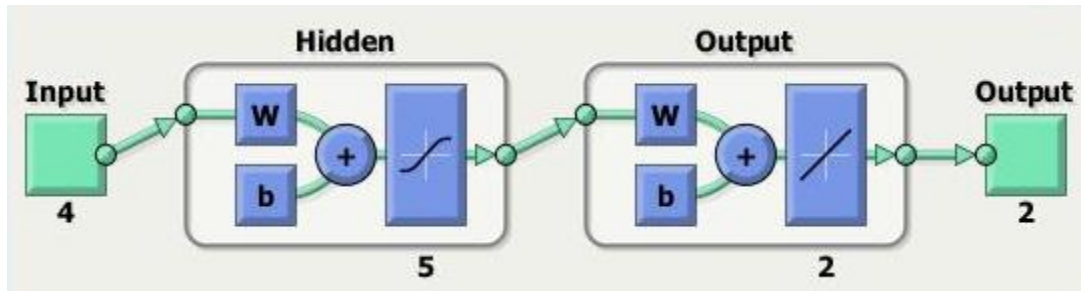


Fig. 4.22 : Diagramme de l'architecture du réseau de neurones adoptée.

4.5.2.3 Choix de l'algorithme d'apprentissage

La dernière étape repose sur le choix de l'algorithme d'apprentissage. On a choisi la méthode d'apprentissage par rétro-propagation de l'erreur. La boîte à outils de Matlab dispose en fait de plusieurs algorithmes dont les trois mentionnés auparavant (l'algorithme de la descente du gradient, et de la descente du gradient avec momentum, et celui de Levenberg-Marquardt), ils sont représentés respectivement par les fonctions *traingd*, *traingdm*, *trainlm*, et qui se basent sur la technique *batch*). Les indices de performance qui sont disponibles dans la boîte à outils sont : l'erreur moyenne quadratique (*mse*) à minimiser, et la valeur de régression *R* qui mesure la corrélation entre les sorties et les cibles (sorties désirées), il y a une proche relation quand $R=1$. Si la performance de l'apprentissage est bonne alors que celles des tests est sensiblement mauvaises, cela indique qu'il y a un risque de tomber sur un sur-apprentissage.

Lorsqu'on a terminé les choix des tous les paramètres de notre régulateur neuronal, on lance la phase de l'apprentissage.

4.5.2.4 Résultats de l'apprentissage

Après avoir réitéré plusieurs fois les algorithmes d'apprentissages (parce qu'à chaque fois les biais sont réinitialisés et par conséquent les résultats sont différents), les résultats de tests ont révélé que dans la partie d'estimation des paramètres la méthode de Levenberg-Marquardt était bien supérieure comparée aux deux autres en terme de rapidité de convergence au minimum de l'erreur quadratique, d'autant plus qu'elle a assuré de meilleurs performance et validation.

D'autre part, dans la partie d'estimation de la vitesse et pour les trois méthodes, le temps d'apprentissage était trop lent et conduisait souvent au blocage du calculateur, outre que les performances étaient médiocres.

Les résultats obtenus sont portés aux figures (4.23 à 4.25), ils ne concernent que ceux de Levenberg-Marquardt qui ont été finalement retenus pour être appliqués à notre commande.

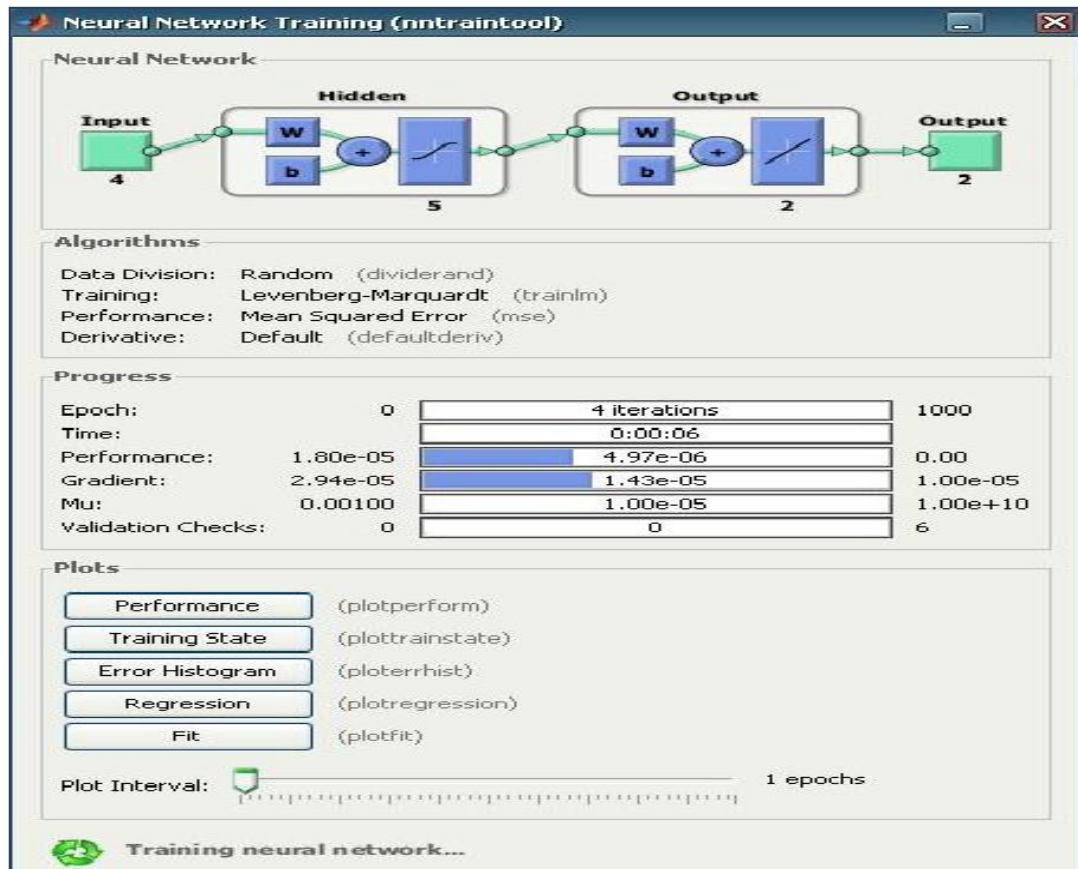


Fig. 4.23 : Évolution de l'apprentissage)

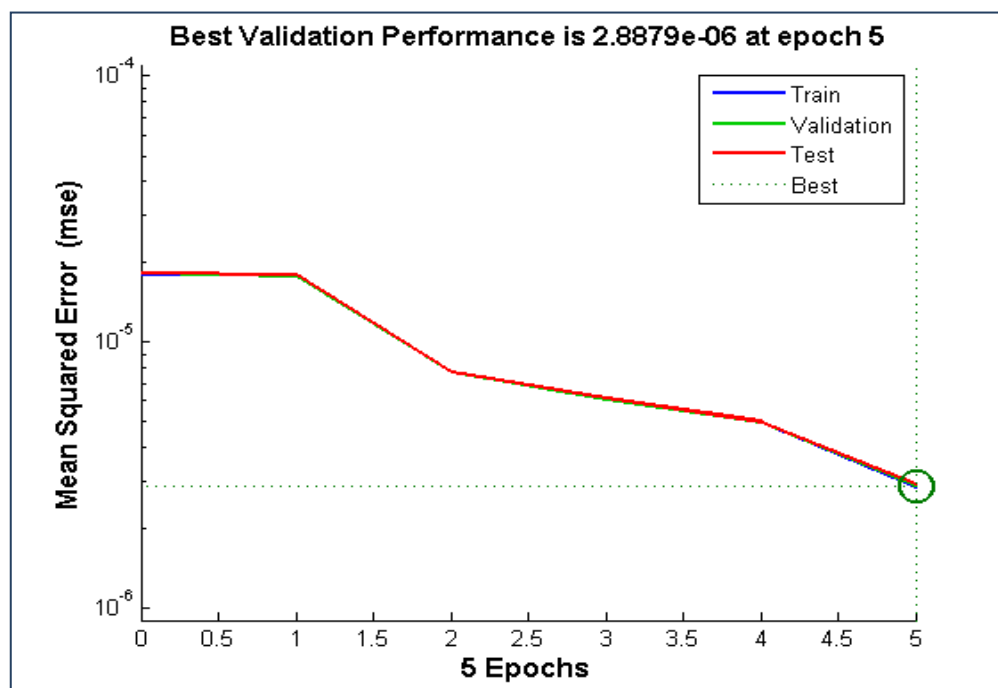


Fig. 4.24 : Performance de l'erreur quadratique moyenne (Apprentissage, test, validation)

On voit (figure 4.24) que meilleur résultat est obtenu à la cinquième itération où l'erreur quadratique moyenne finale a pris une valeur assez petite soit de l'ordre de $2,8879.10^{-6}$.

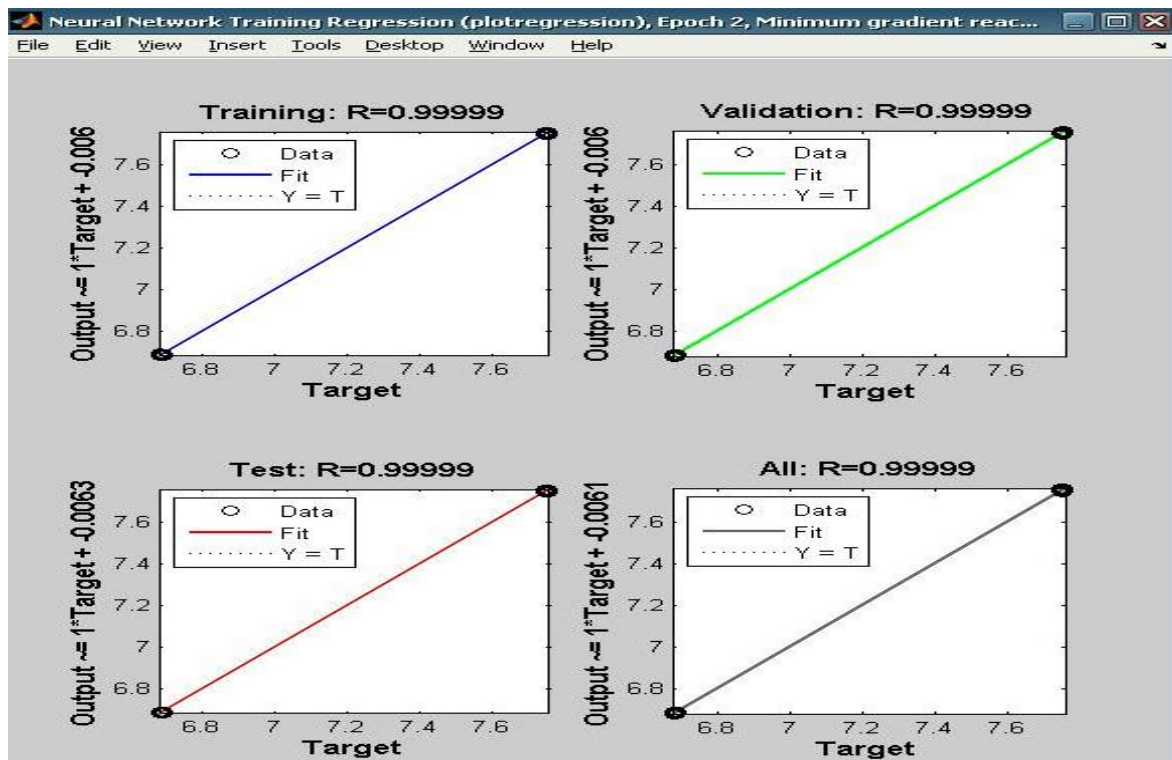


Fig. 4.25 : Résultats de la régression linéaire de l'apprentissage, la validation et le test.

Les courbes sur la figure 4.25 représentent les performances de la régression linéaire (R) entre les sorties du réseau de neurones et les sorties désirées correspondantes, pour l'ensemble des données la régression est sensiblement adéquate, en effet, les valeurs de R pour la base d'apprentissage, et les indices de performance (validation et test), sont quasiment égales à l'unité ($0,99999$), et la valeur de la réponse totale est $R=0,99999$, ce qui démontre que les résultats de l'apprentissage sont très satisfaisants, et que la généralisation est très bonne.

Outre le problème du temps d'échantillonnage que nous avons déjà rencontré avec les régulateurs flous, la méthode n'a pas convergé, ce qui nous a conduit à abandonner cette solution. Par contre les régulateurs par réseaux de neurones ont donné de bons résultats. Malheureusement, en ajoutant la boucle d'estimation de la vitesse l'algorithme global a divergé.

Cela nous a contraint à ce restreindre à la structure de la figure 4.26.

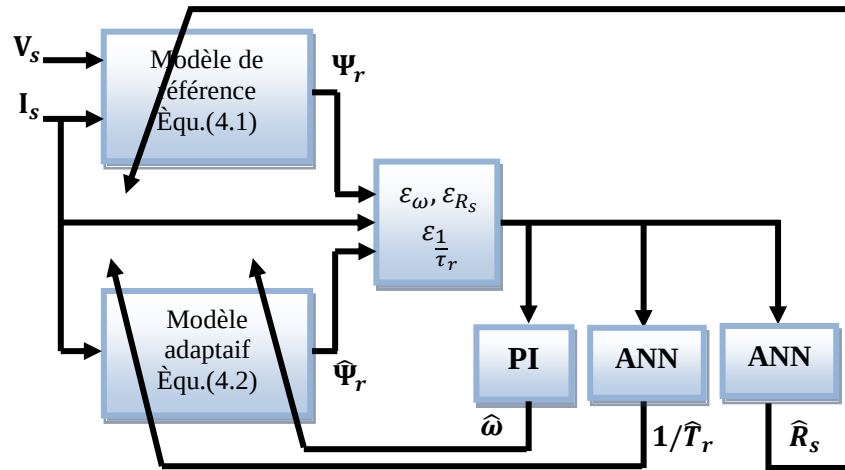


Fig. 4.26 : Structure d'estimation avec les réseaux de neurones.

4.5.3 Résultats de tests de la stratégie adoptée

Dans cette partie, nous allons vérifier l'effet de la stratégie adoptée à travers le banc d'essai sur la robustesse et la stabilité du système. On a gardé les mêmes valeurs des paramètres de la commande qui ont été utilisées précédemment. On a préféré conduire les tests à vide et en charge séparément, mais on les regroupera dans d'autres essais.

4.5.3.1 Résultats de tests en grandes vitesses à vide et en charge séparément

- **Consigne trapézoïdale**

Lorsque la machine tourne sans charge, une consigne trapézoïdale de crêtes $\pm 2500 \text{ tr/mn}$ est appliquée, alors qu'elle sera de $\pm 2100 \text{ tr/mn}$ quand la machine tourne avec 50% de la charge nominale.

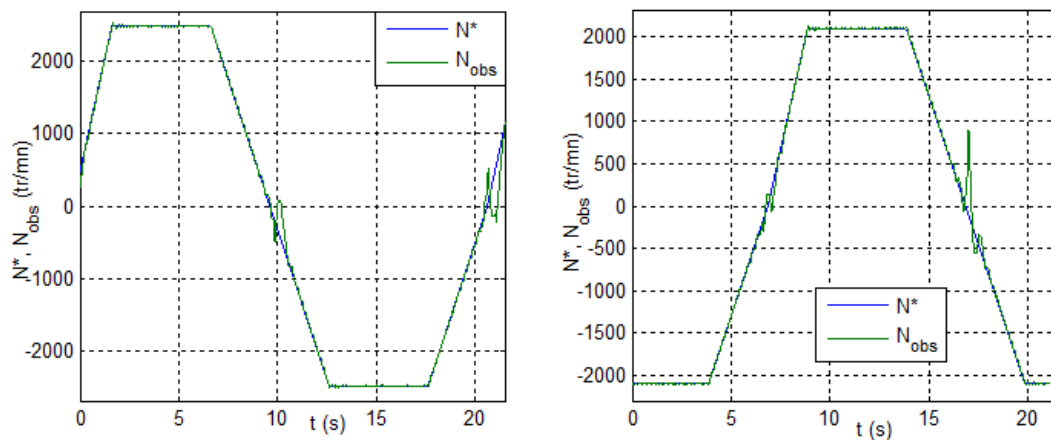


Fig. 4.27 (a,b) : Vitesses de rotation.

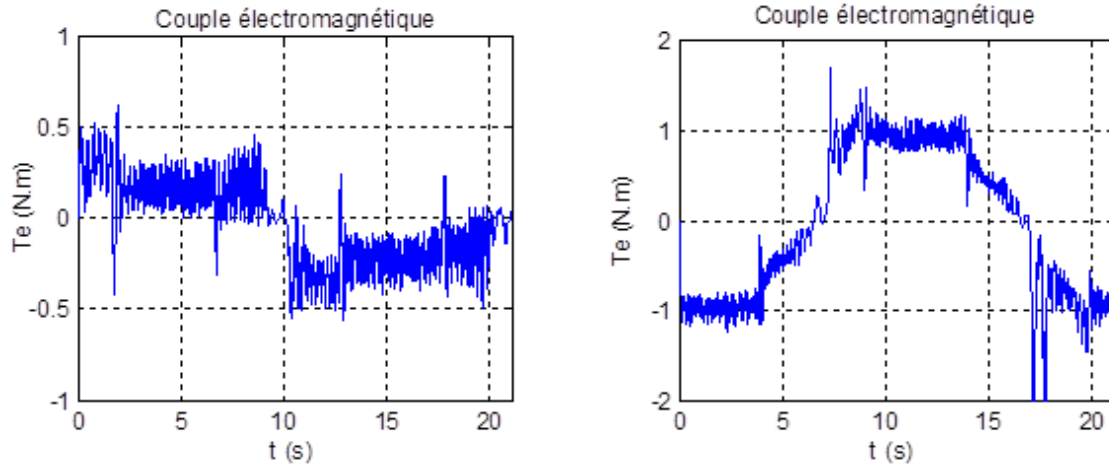


Fig. 4.27 (c,d) : Le couple électromagnétique.

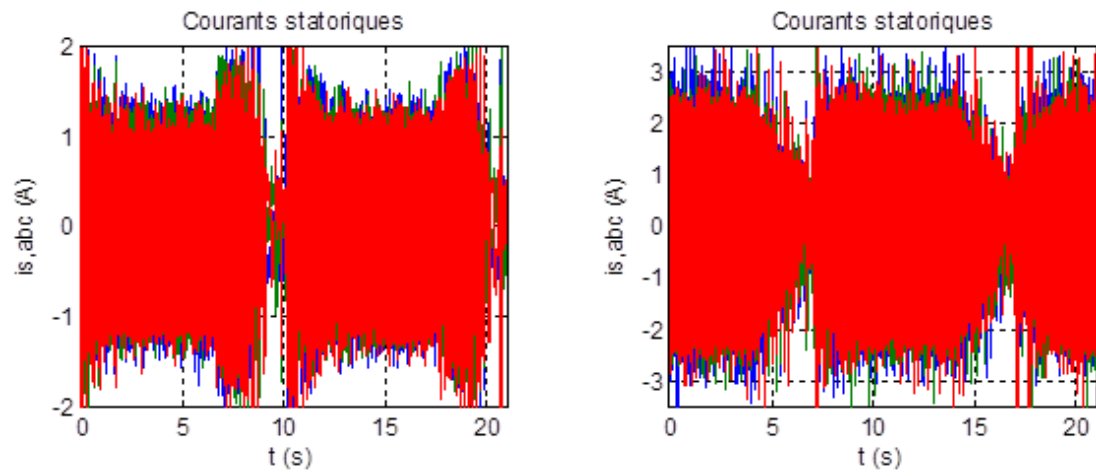
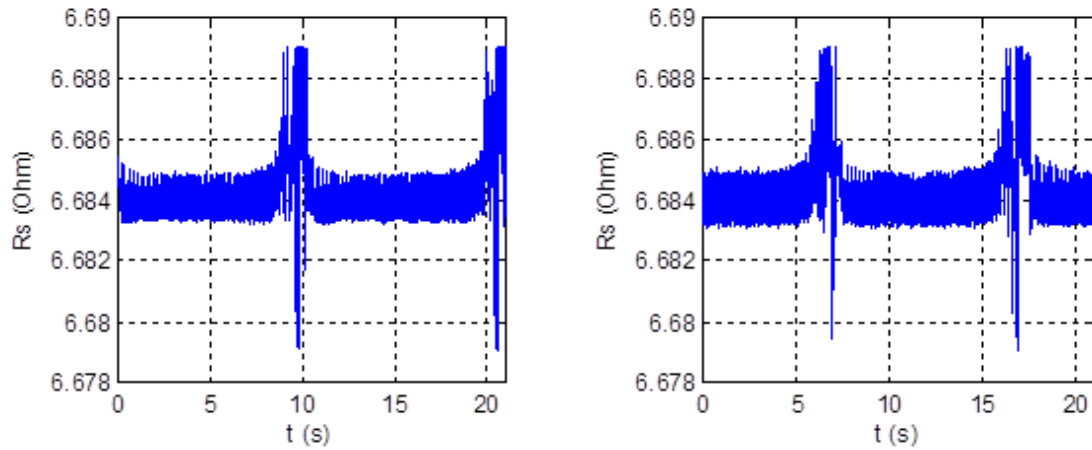
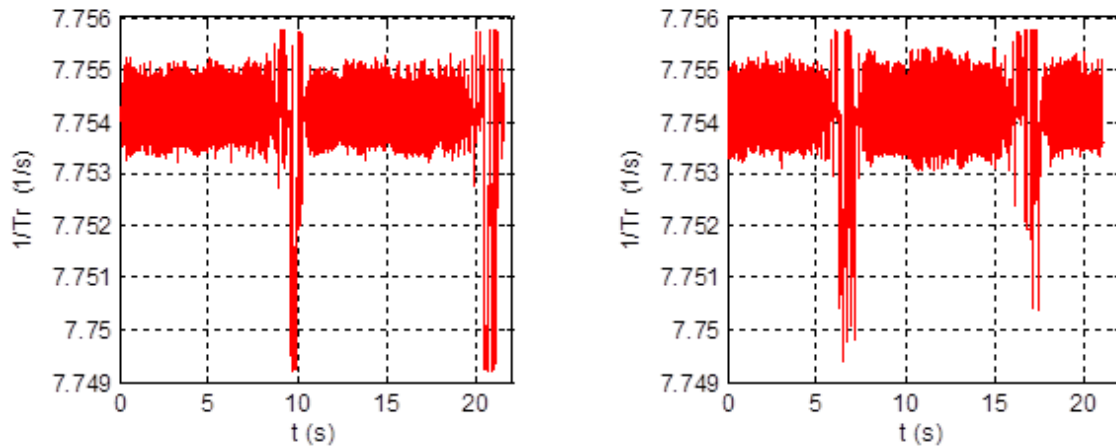


Fig. 4.27 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

Fig. 4.27 (g,h) : La résistance R_s estimée.

Fig. 4.27 (i,j) : Estimation de $1/T_r$.

Les figures 4.27 montrent le profil obtenu de la vitesse estimée par rapport à la vitesse mesurée de la machine à vide et en charge. On constate qu'à vide l'erreur entre la vitesse estimée et celle mesurée est quasi inexistante alors qu'en charge on observe un écart qui est dû au filtre ajouté pour lisser la vitesse mesurée. On retrouve là encore les problèmes de sensibilité de l'observateur lors des passages par zéro qui sont plus visibles lorsque la machine tourne sans charge. Cela a eu un impacte sur l'estimation de R_s et $1/T_r$ mais qui est tout à fait insignifiant.

- **Consigne rectangulaire**

Ce test est entrepris par une consigne rectangulaire qui change périodiquement entre ± 2000 tr/mn. La machine fonctionne à vide (figures de gauche) et en charge (figures de droite) qui atteint 1.2 N.m.

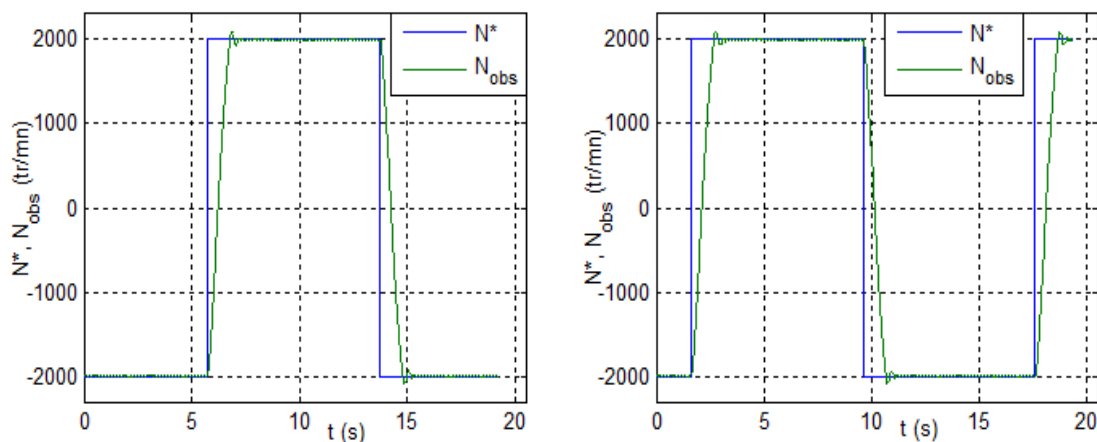


Fig. 4.28 (a,b) : Vitesses de rotation.

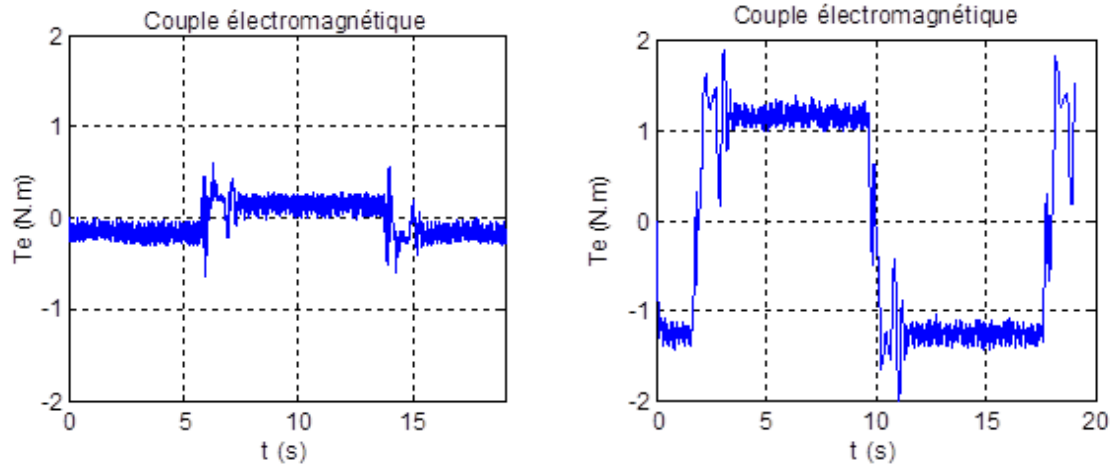


Fig. 4.28 (c,d) : Le couple électromagnétique.

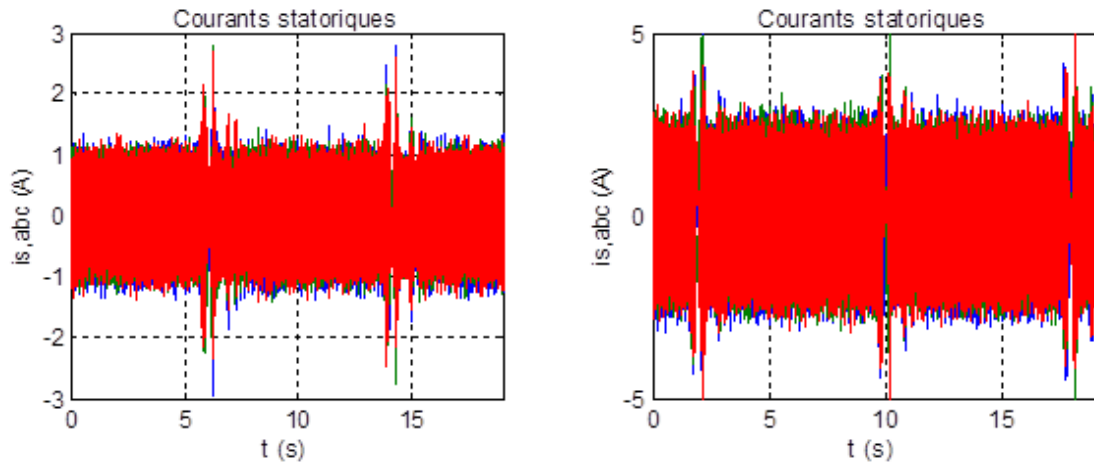
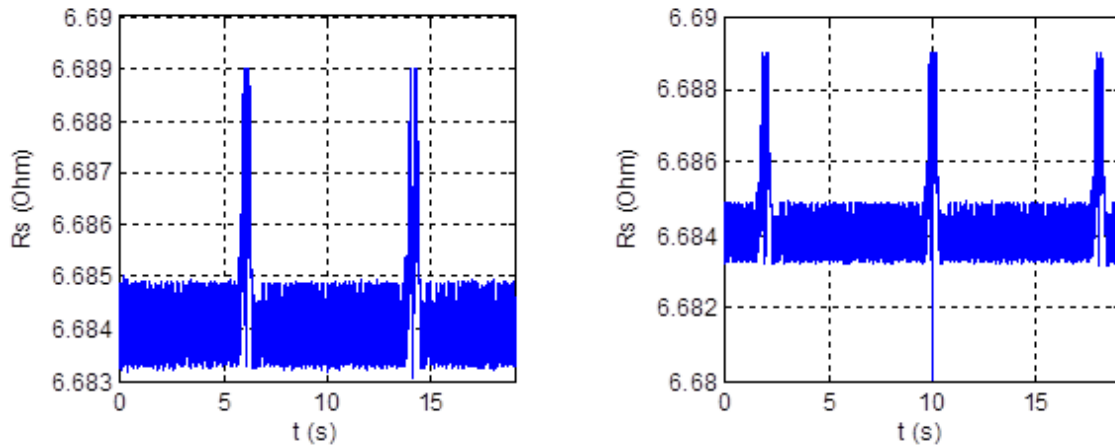
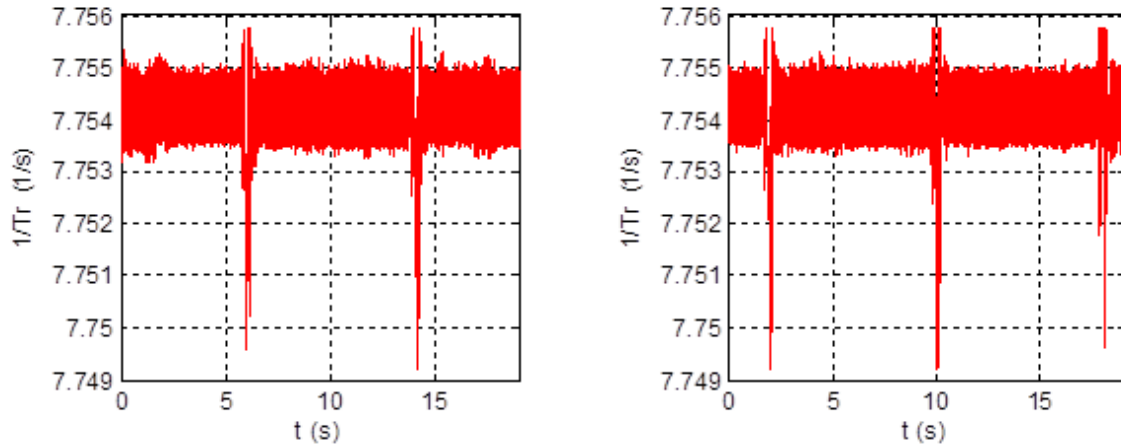


Fig. 4.28 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

Fig. 4.28 (g,h) : La résistance R_s estimée.

Fig. 4.28 (i,j) : Estimation de $1/T_r$.

Les performances obtenues (figures 4.28) pour ce test sont satisfaisantes, la réponse aux échelons est pareille à vide qu'en charge, et le mécanisme d'estimation pour toutes les grandeurs en question fonctionne sans avoir été perturbé par le changement de signe de la référence dans les deux cas envisagés.

4.5.3.2 Résultats de tests en grandes vitesses à vide et en charge simultanément

Ce test est effectué à la vitesse nominale ($\pm 2880 \text{ tr/mn}$). La machine tourne initialement à vide, ensuite le système sera perturbé par une charge de 50% de la charge nominale à $t=4,5 \text{ s}$, suivit de 100% à $t=13,9 \text{ s}$.

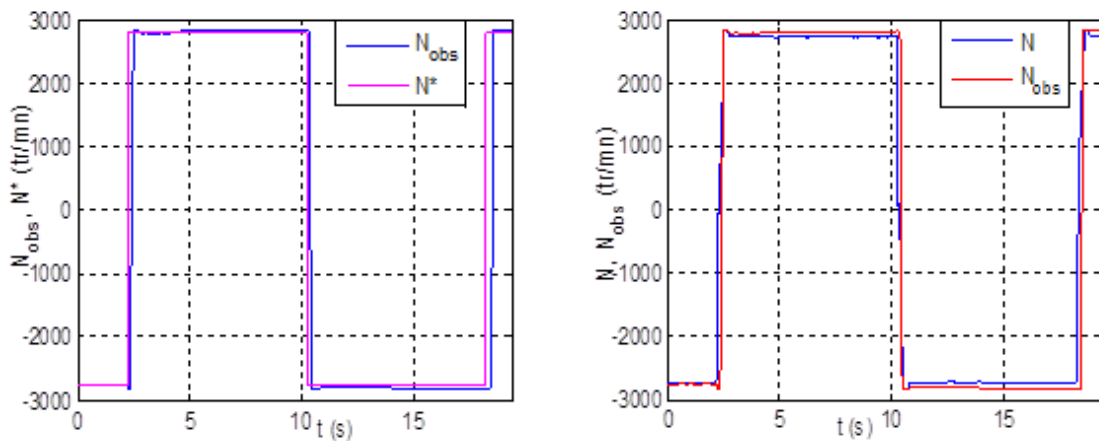


Fig. 4.29 (a,b) : Vitesses de rotation (estimée et référence) + (estimée et mesurée).

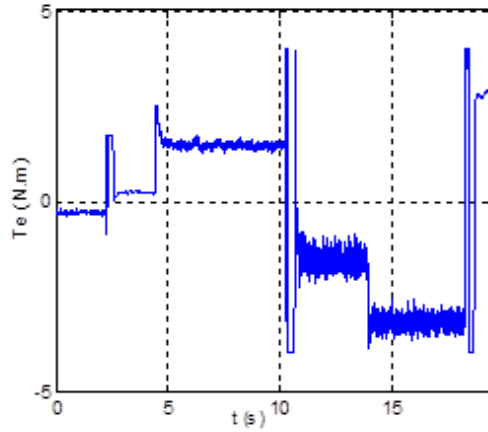


Fig. 4.29.c : Le couple électromagnétique.

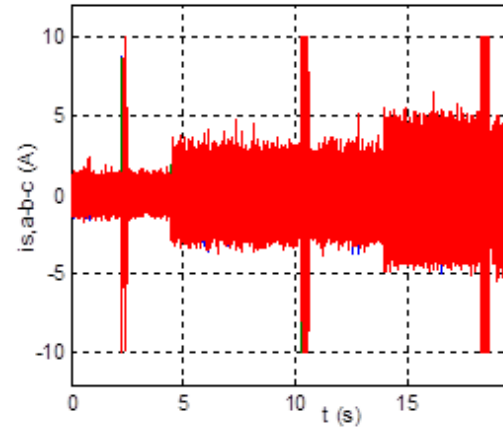


Fig. 4.29.d: Courants de phases statoriques.

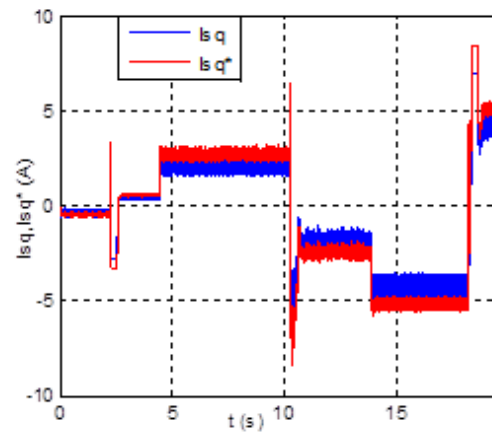
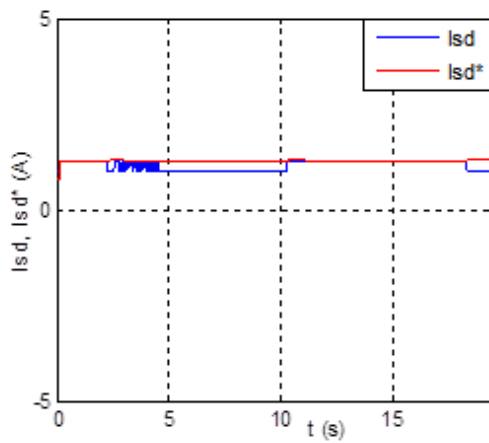
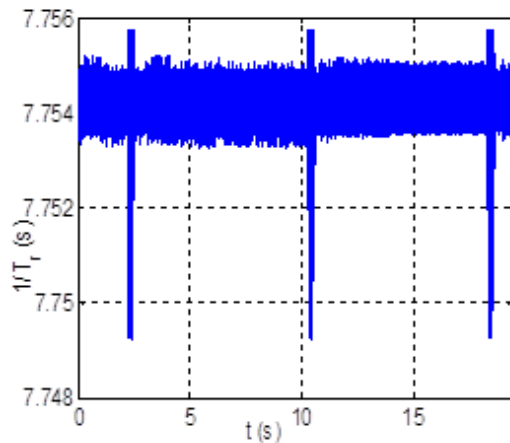
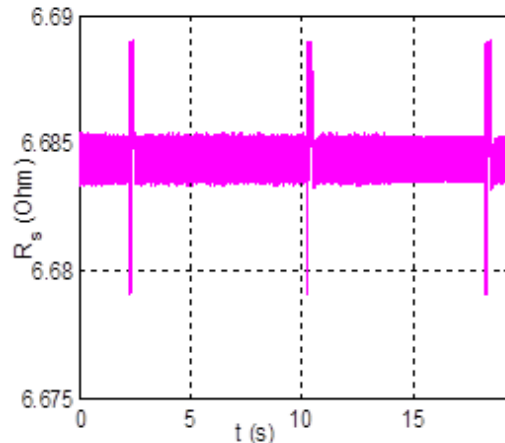


Fig. 4.29 (e,f) : Composantes directes et quadratiques des courants statoriques.

Fig. 4.29.g : Estimation de $1/T_r$.Fig. 4.29.h : La résistance R_s estimée.

Sur les figures 4.29.a on voit que la vitesse estimée suit parfaitement sa consigne avec des dépassements négligeables, on remarque toutefois que l'application de la perturbation a légèrement causée une erreur statique d'autant plus distinguée quand la charge est à 100% de sa valeur nominale, mais cela sans affecter la rapidité de la réponse. On remarque aussi que les pics visibles sur les courbes (figures 4.29 (d, et f)) ont atteint les valeurs des limiteurs.

Le couple électromagnétique présente une bonne dynamique malgré quelques fluctuations lors du changement de signe de la référence. La commande assure un bon découplage pendant toutes les phases du test, et l'estimation des paramètres est restée toute à fait stable (figures 4.29 (g,h)).

4.5.3.3 Résultats de tests en petites vitesses

On va procéder à une série d'essais en utilisant différents types de références. Nous allons garder les mêmes critères de tests, ç.-à-d., en séparant le fonctionnement à vide et en charge (la charge est de 1 N.m de crête).

- **Consigne sinusoïdale**

Les consignes sont d'une amplitude de $\pm 500 \text{ tr/mn}$.

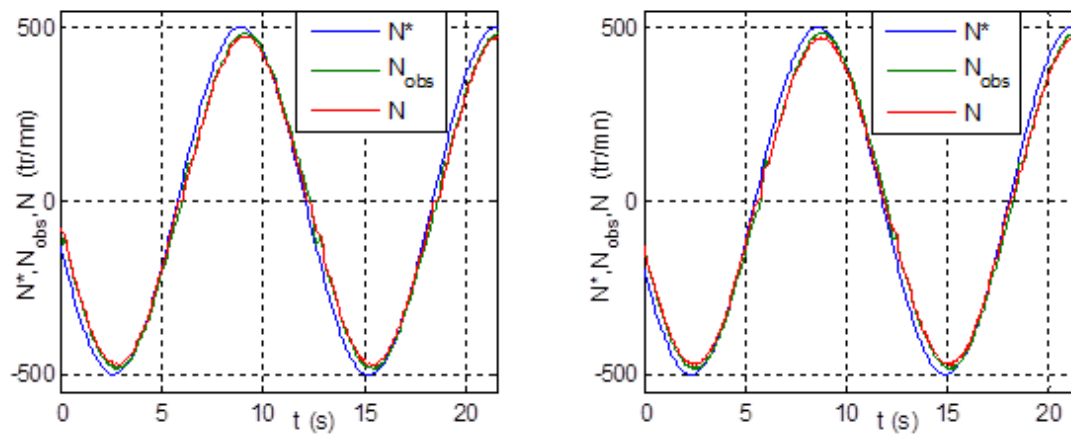


Fig. 4.30 (a,b) : Vitesses de rotation.

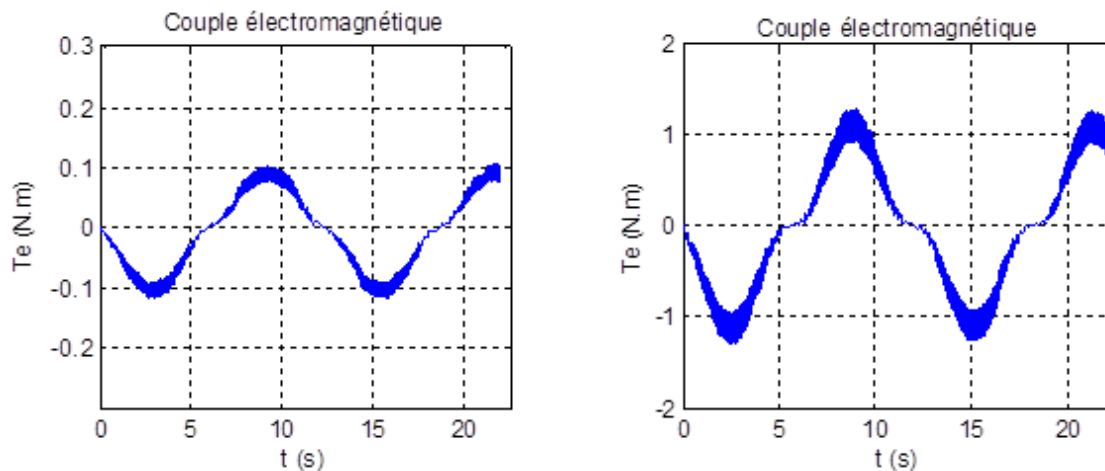
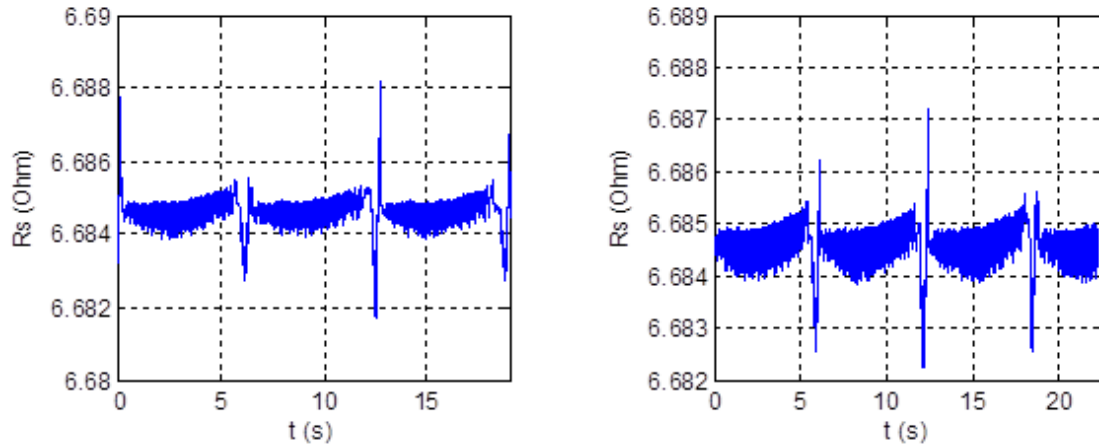
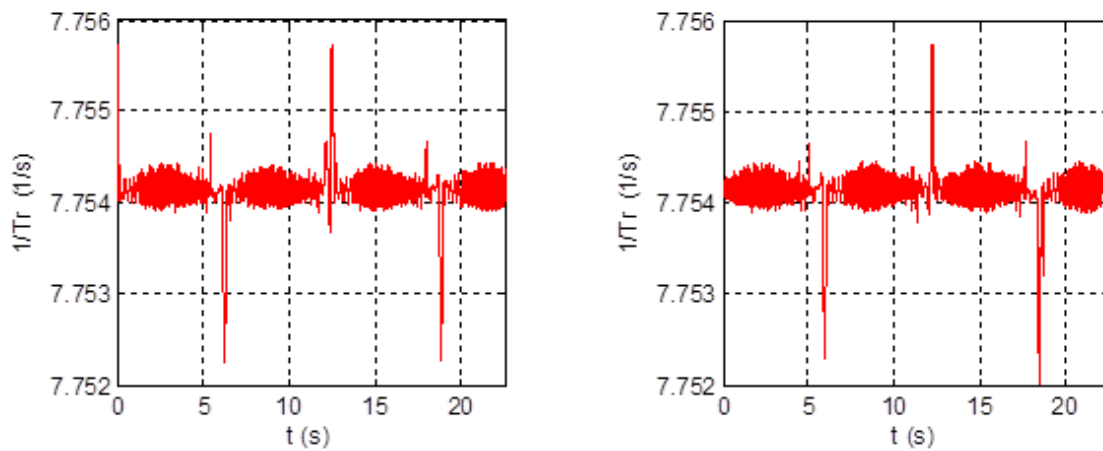


Fig. 4.30 (c,d) : Le couple électromagnétique.

Fig. 4.30 (e,f) : La résistance R_s estimée.Fig. 4.30 (g,h) : Estimation de $1/T_r$.

Pour ce premier test (figures 4.30), la réponse dynamique en poursuite est très satisfaisante, on note tout de même une erreur statique permanente. L'estimation des paramètres subit des fluctuations de l'ordre de $0,1\%$ à cause de la nature de la consigne, mais elles sont dues aux ondulations constatées sur la réponse du système surtout lors du fonctionnement en charge d'où les forts courants engendrés.

- **Consigne rectangulaire**

La consigne maintenant a une forme rectangulaire qui varie entre ± 500 tr/mn.

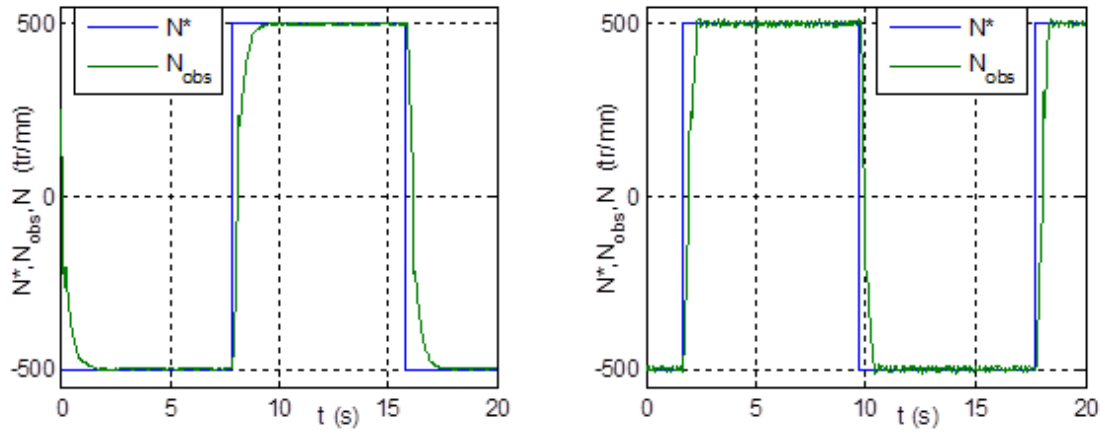


Fig. 4.31 (a,b) : Vitesses de rotation à vide et en charge.

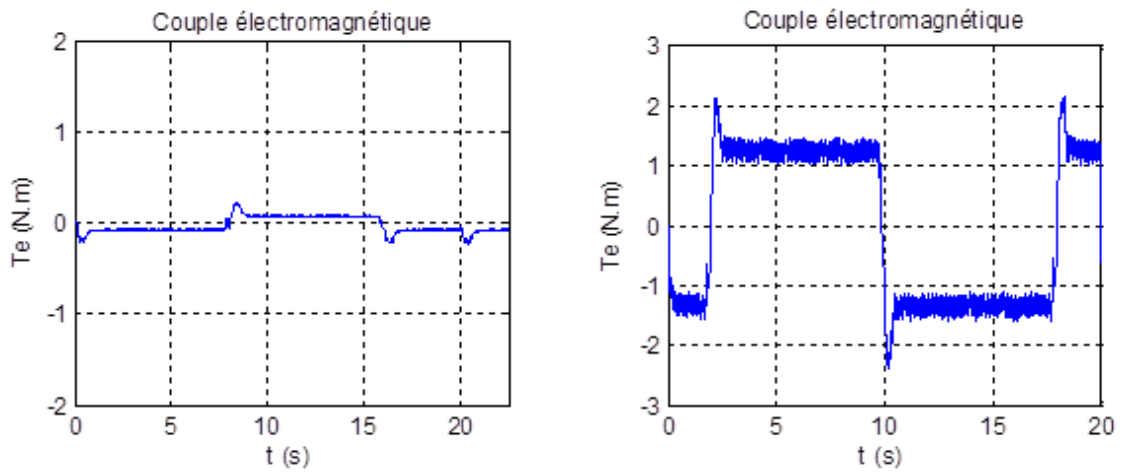
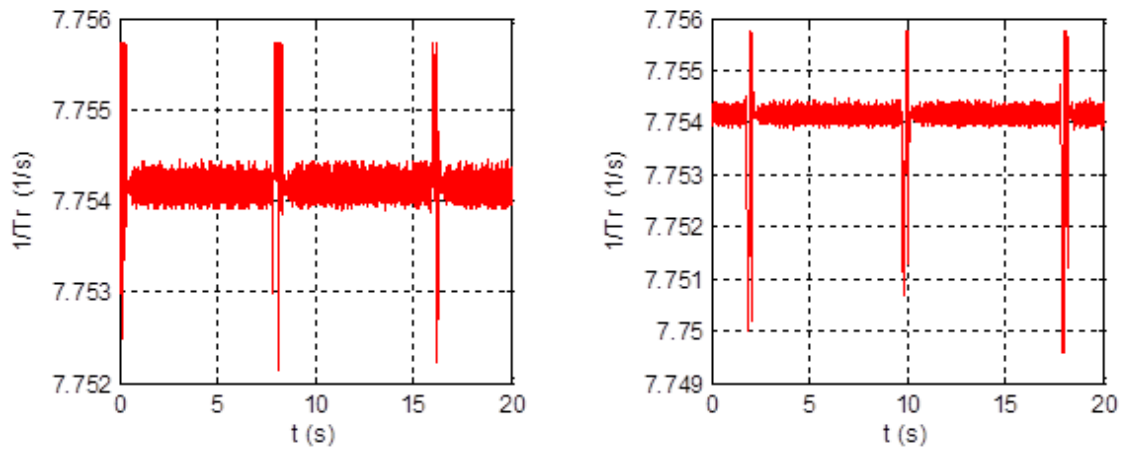
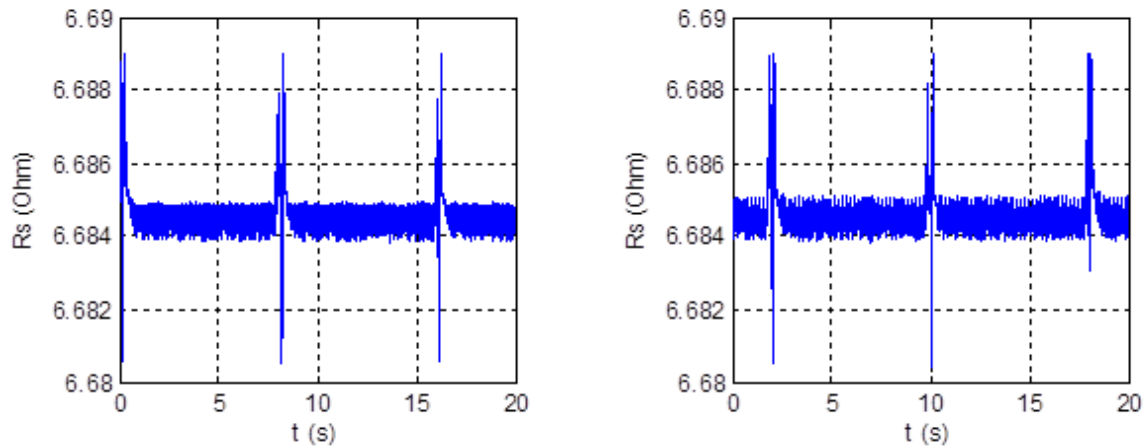


Fig. 4.31 (c,d) : Le couple électromagnétique.

Fig. 4.31 (e,f) : Estimation de $1/T_r$.

Fig. 4.31 (g,h) : La résistance R_s estimée.

Les résultats de cet essai (figures 4.31) nous révèlent la bonne réponse du système vu que l'algorithme d'estimation de la vitesse n'est pas affecté par le changement brusque de la consigne et cela en fonctionnement à vide ou en charge. L'estimation des paramètres est stable, même avec des ondulations apparentes sur la courbe du couple et de la vitesse, qui sont visiblement inhérents au fonctionnement en petites vitesses.

- **Consigne trapézoïdale**

Pour la consigne trapézoïdale de crêtes ± 500 tr/mn, la machine fonctionne à vide jusqu'à $t = 6,2$ s où elle est chargée à $0,5$ N.m de crête suivi de 1 N.m à $t = 16$ s.

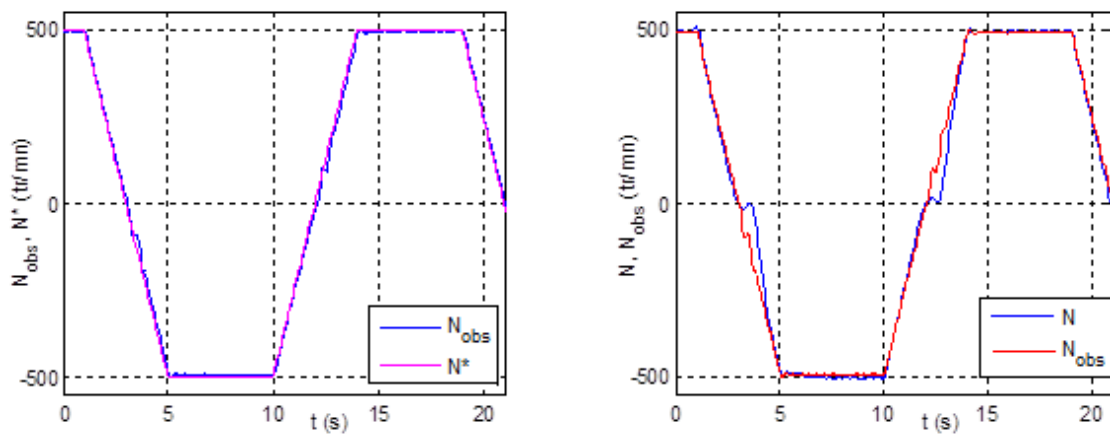


Fig. 4.32 (a,b) : Vitesses de rotation (estimé et mesurée) + (estimée et mesurée).

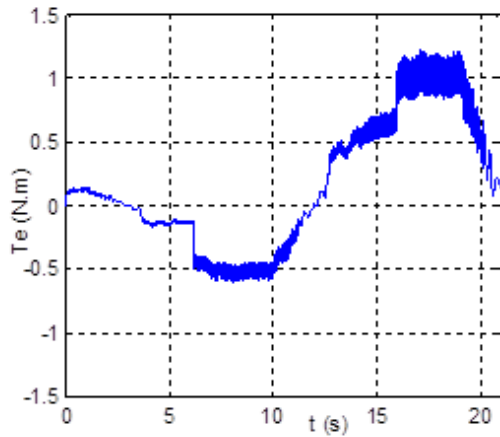


Fig. 4.32.c : Réponse du couple électromagnétique.

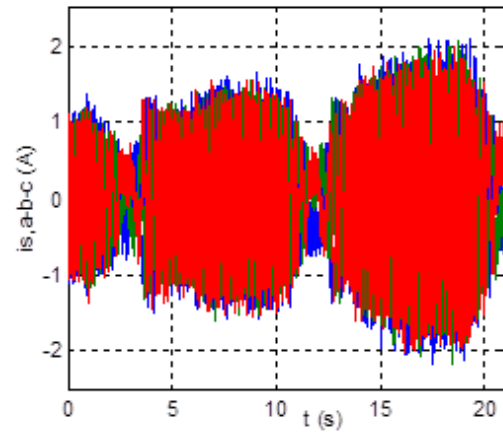


Fig. 4.32.d : Courants de phases statoriques.

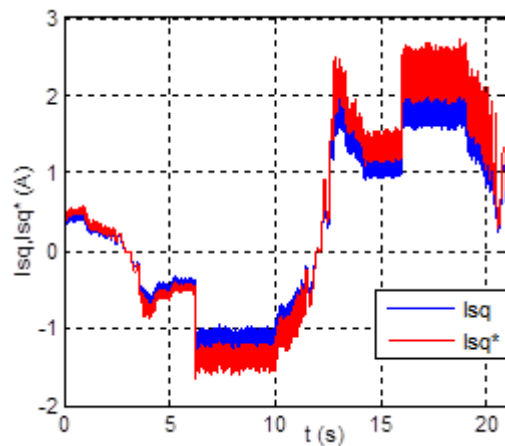
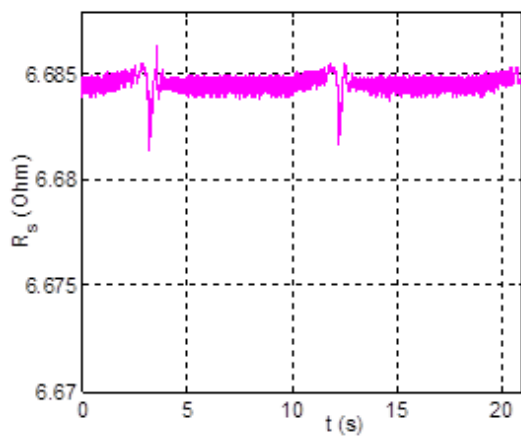
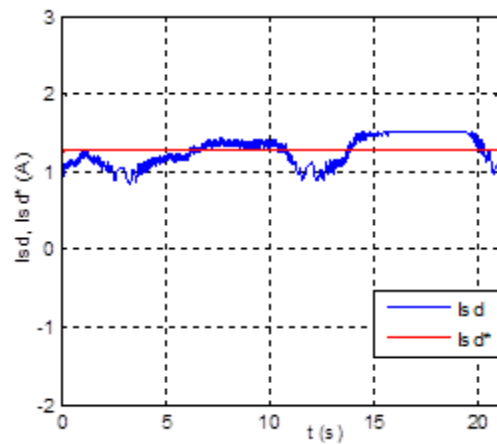
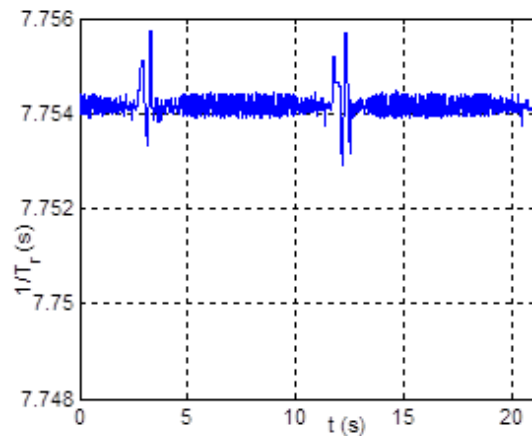


Fig. 4.32 (e,f) : Composantes quadratiques et directes des courants statoriques.

Fig. 4.32.g : La résistance R_s estimée.Fig. 4.32.h : Estimation de $1/T_r$.

D'après les résultats de cette référence (figures 4.32) qui témoignent du comportement en régime variable et continu à la fois, on remarque une bonne dynamique de poursuite que se soit à vide ou en charge. Les ondulations persistent, mais ils n'affectent ni la réponse ni la stabilité du système. L'estimation est plutôt sensible aux passages par zéro que par l'application des perturbations.

On peut donc conclure que les performances sont satisfaisantes.

4.5.3.4 Consigne en échelon en très petites vitesses

Nous allons à présent tester la robustesse et la stabilité de notre commande avec une consigne en échelon de 100 tr/mn et aussi avec 0 tr/mn comme commande. L'essai est conduit comme d'habitude à vide et ensuite en charge. Les résultats obtenus sont portés sur les figures 4.33.

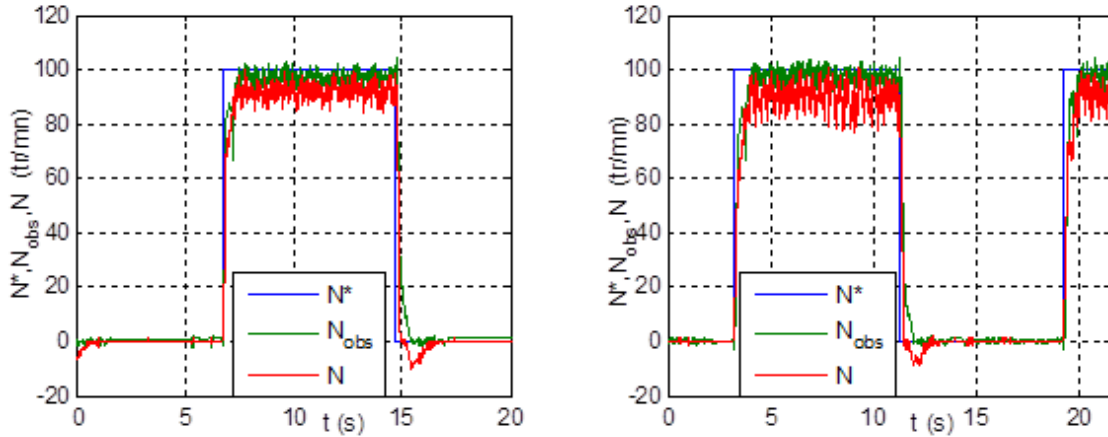


Fig. 4.33 (a,b) : Vitesses de rotation à vide et en charge.

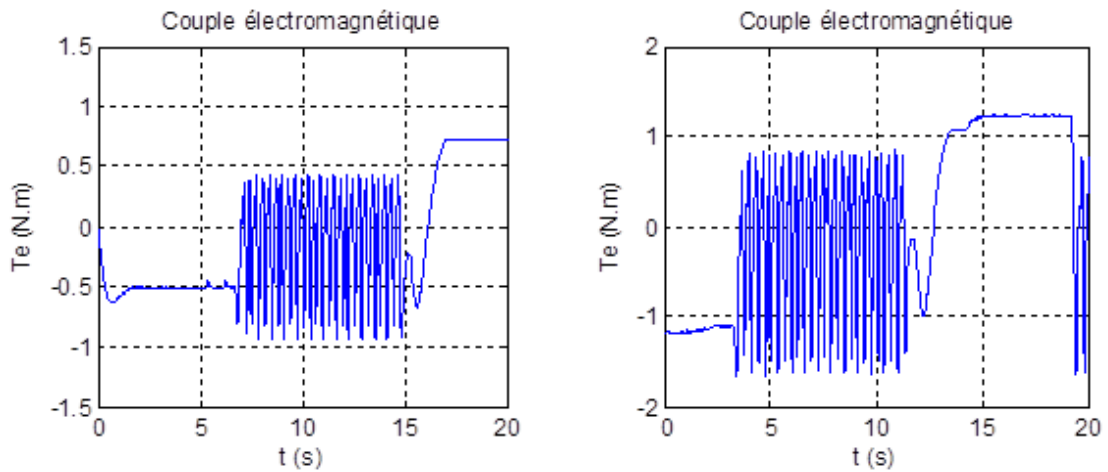


Fig. 4.33 (c,d) : Réponse du couple électromagnétique.

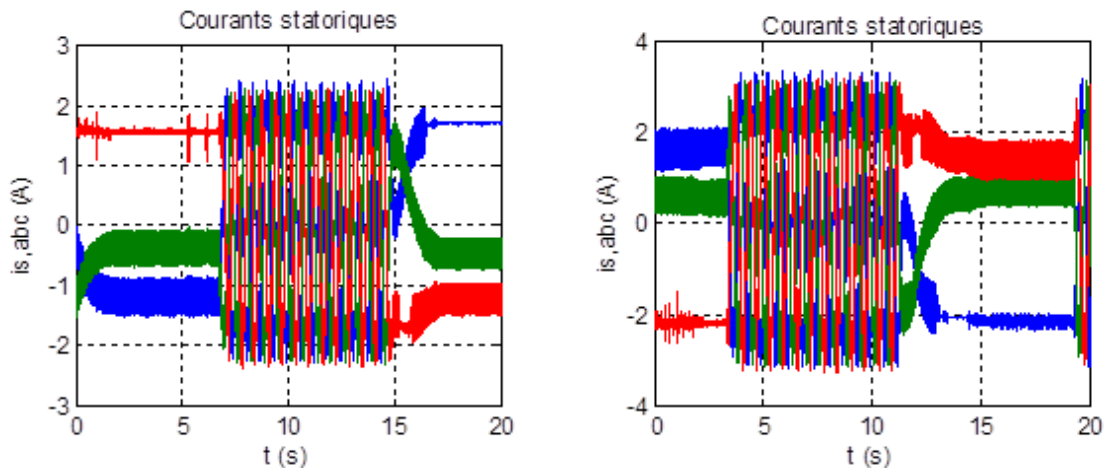
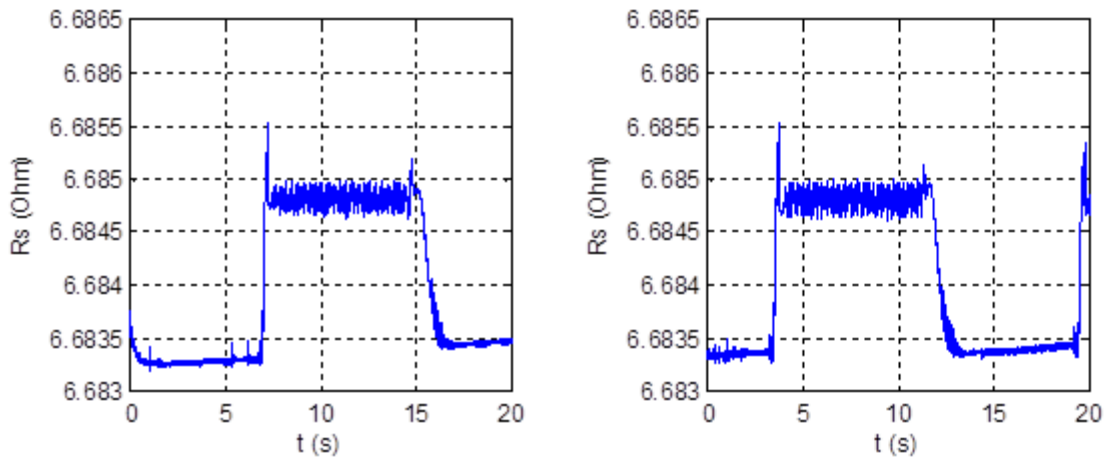
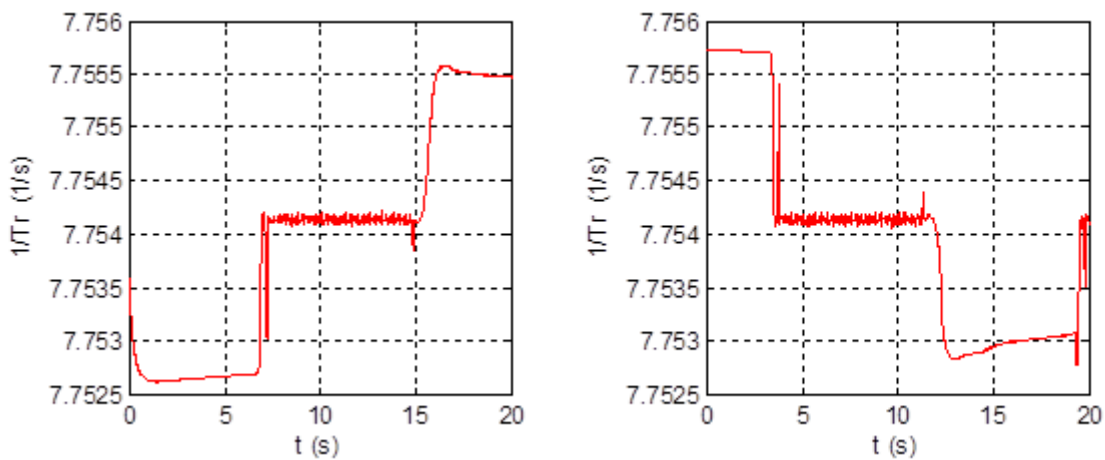


Fig. 4.33 (e,f) : Les courants de phases statoriques.

Fig. 4.33 (g,h) : La résistance R_s estimée.Fig. 4.33 (i,j) : Estimation de $1/T_r$.

Dans ce cas, on peut apercevoir sur les courbes des figures 4.33 que la vitesse mesurée et celle estimée présentent toutes les deux des ondulations, ces derniers sont plus pertinents sur la réponse du couple. On peut justifier cela par la résolution du codeur incrémental et de la carte dSPACE, car ce même phénomène a été mentionné par [193]. On remarque aussi que l'estimation des paramètres est affectée par cela, malgré tout l'estimateur n'a pas divergé et les valeurs estimées ne se sont pas trop écartées des valeurs habituellement données.

En dépit de cela, le système ne s'est pas déstabilisé, et à la référence 0 tr/mn la commande fonctionne d'une manière convenable.

4.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à l'étude et à la validation expérimentale d'une technique proposée pour la suppression du capteur de vitesse.

Dans la première partie nous avons présenté les différents types de la méthode MRAS. Après avoir justifié la technique adoptée (MRAS basé sur les flux) on a procédé à son

implémentation dans le banc d'essai. En vue de rendre cette technique plus stable on a proposé une méthode d'estimation conjointe qui a réuni à la fois l'estimation en-ligne des principaux paramètres de la MAS ainsi que la vitesse, pour cela on n'a utilisé que les deux modèles habituels de la MRAS qui sont devenus interchangeables, dans le sens où le modèle de référence (lors de l'estimation de la vitesse) devenait le modèle ajustable (lors de l'estimation paramétrique) et vis versa. Après l'étude théorique de la stratégie proposée elle a été mise en œuvre expérimentalement.

Par la suite et par souci de robustesse, on a procédé à son amélioration en utilisant les caractéristiques avantageuses des réseaux de neurones. Notre démarche a été de supplanter les régulateurs (PI) utilisés conventionnellement par des régulateurs neuronaux. Après avoir détaillé les étapes de confection des régulateurs à réseau de neurones, on est passé à la validation sur banc d'essai.

Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de la commande dans de différents point de fonctionnement et notamment en grande vitesse avec ou sans charge. On a remarqué parfois des erreurs statiques sur les courbes de réponse des vitesses estimées par rapport aux références mais qui étaient acceptables. Néanmoins, il est à noter qu'en petite vitesse le système présentait des ondulations qui étaient visiblement incontournables car en partie elles étaient dues à la résolution de la carte dSPACE et au codeur incrémental.

En dépit de cela, et compte tenu des résultats obtenus, on peut conclure que la commande sans capteur mécanique proposée est restée stable vis-à-vis des tests qui ont été menés, et les performances sont satisfaisantes.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le travail réalisé dans cette thèse propose une commande avancée appliquée à la machine asynchrone. Une attention particulière a été portée à la réalisation d'un banc d'essai au niveau du laboratoire d'électrotechnique de Constantine « LEC ».

Notre objectif est de s'orienter vers l'analyse et la synthèse d'une loi de commande qui assure une robustesse en stabilité ainsi que des performances accrues, tout en restant simple à mettre en œuvre pratique.

Pour ce faire, nous avons effectué dans le premier chapitre un état de l'art étendu où nous avons prêté une grande attention aux différentes techniques de la commande de la MAS traitées par la littérature scientifique. Nous avons effectué une présentation des différents travaux développés pour l'amélioration des commandes qui dominent l'industrie actuellement, à savoir : la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté, et la commande DTC, tout en évoquant les avantages et les problèmes de chaque type de commande. Nous nous sommes aussi intéressés aux méthodes d'observation de la vitesse de rotation et d'estimation des paramètres qui occupent une grande partie de la littérature. Cette analyse panoramique nous a permis de fonder notre stratégie de conception d'une commande avancée et de cibler les axes dont on pouvait apporter notre contribution, à savoir :

- Effectuer une comparaison à l'aide du banc d'essai expérimental entre la commande vectorielle à flux orienté et la commande DTC en vue d'en tirer les avantages et les difficultés.
- L'élaboration d'une commande qui permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques tout aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, associée à une robustesse accrue vis-à-vis des incertitudes internes et externes, avec bien entendu une validation expérimentale.
- Réduire le coût et l'encombrement de la commande en supprimant le capteur de vitesse, avec l'introduction de l'estimation en-ligne des principaux paramètres de la MAS.
- Utilisation des techniques intelligentes dans les algorithmes de la régulation et de l'estimation, en prenant en compte l'aspect temps de calcul bien que ces techniques soient peu utilisées dans l'industrie.

Dans ce cadre, on a entamé le deuxième chapitre par la modélisation de la MAS en vue de sa commande ainsi que le modèle de l'onduleur de tension, après nous avons développé le

principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté avec onduleur de tension contrôlé en courant, en décrivant les différentes techniques de commande utilisées à cet effet. Nous avons continué par la description des principes de base de la DTC pour arriver à la fin de cette partie à la validation des deux méthodes par la simulation et l'expérimentation, où nous avons tiré nos premières observations de comparaison. On a aussitôt entamé la deuxième partie de ce chapitre, qui consistait à approfondir la comparaison par l'étude du comportement de chaque méthode quant à l'introduction de la logique floue dans la boucle de régulation de la vitesse. Les résultats obtenus ont montré que les performances de la commande IRFOC et de la DTC donnent des résultats presque identiques, on a remarqué toutefois que la commande IRFOC a présenté plus de robustesse en termes de rejet de perturbation et de stabilité en régime permanent, avec moins d'ondulation sur la réponse de la vitesse et du couple et donc moins de bruit acoustique. On a pu constater aussi que l'introduction du régulateur flou dans les deux commandes a conduit à de meilleures performances en termes de réponse de la vitesse, et du rejet de perturbation, et qu'il y avait moins d'ondulation par rapport à la régulation classique par PI. Cependant, on a rencontré des difficultés avec le temps d'échantillonnage qui avait un impact direct sur les performances des deux commandes.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude et l'élaboration d'une loi de commande par mode glissant. Le choix de cette technique a été motivé par le fait qu'elle est très robuste envers les incertitudes et les perturbations externes, et surtout qu'elle n'est pas gourmande en temps de calcul. Cependant, il est prouvé que le contrôle par mode glissant classique souffre du phénomène de broutement et ne peut pas gérer les incertitudes au cours du mode d'atteinte, on s'est donc basé sur le concept de contrôle de la loi d'atteinte où nous avons introduit une loi exponentielle dans la loi de commande discontinue. On a appliqué la méthode proposée, renforcée par un bon choix de la surface de commutation, pour accomplir la régulation en vitesse ou en position. D'après les résultats des tests accomplis, on a montré que la méthode proposée a exhibé un comportement bien meilleur comparée à la méthode classique, et que ses performances étaient très satisfaisantes. On n'a pas pu malheureusement effectuer des tests plus poussés à cause des limites du banc d'essai.

Au cours du dernier chapitre, nous avons développé le principe de la commande sans capteur de vitesse avec la méthode MRAS. Nous avons proposé une nouvelle structure MRAS pour une estimation conjointe de la vitesse de rotation, de la résistance statorique, et de l'inverse de la constante de temps rotorique afin de prendre en considération les incertitudes paramétriques. Les performances de la méthode envisagée ont été mises en évidence par des changements de consigne, et par l'application des perturbations de la charge. La vitesse estimée par la MRAS a présenté un bon suivi des consignes, avec des écarts satisfaisants dans

une grande plage de vitesse. On a montré aussi que l'algorithme d'estimation est resté stable durant les différents points de fonctionnement y compris lorsque le système est perturbé. Le dernier point abordé dans cette thèse a été l'introduction des régulateurs à réseaux de neurones dans l'algorithme d'estimation, et plus précisément pour supplanter les régulateurs PI utilisées conventionnellement dans la méthode MRAS. Cette démarche a tout à fait répondu aux exigences envisagées pour l'identification en ligne, mais on a rencontré des difficultés quant à l'estimation de la vitesse. Les performances réalisées étaient semblables à ceux obtenues précédemment. Finalement on a constaté tout de même que le système se dégradait par les ondulations en très petites vitesses.

Comparativement aux méthodes classiques (à régulateurs PI, et par mode glissant), On peut finalement conclure que la commande avancée de la MAS proposée a répondu aux objectifs visés qui sont : les bonnes performances, la stabilité, et la simplicité à la mise en œuvre expérimentale. Des améliorations sont toutefois à noter pour développer ce travail.

Comme perspectives, Il existe un bon nombre de travaux à effectuer dans ce thème de recherche, on peut citer par exemple :

- Pour notre commande, on doit envisager des tests plus approfondis expérimentalement (tels que les variations paramétriques). Cela va nous permettre de bien cerner tous les problèmes rencontrés et de résoudre les difficultés.
- L'étude et l'implantation des algorithmes de détection de défauts afin d'assurer la continuité de service du système (commande tolérante aux défauts). Ces techniques permettront de prendre en compte les défauts possibles de la machine lors de sa commande (comme par exemple les défauts de capteurs, et/ou les courts-circuits statoriques). Cela nous permettra de détecter les défauts puis de les isoler.
- Bien que le fonctionnement à flux constant permette d'avoir un couple maximal disponible à tout moment, il provoque toutefois des pertes d'énergie, il est donc fortement envisagé d'étudier et de développer des techniques de commande qui peuvent optimiser le rendement énergétique du système.
- On cherchera entre autre des applications à notre commande dans les domaines des énergies renouvelables telle que l'éolienne.
- On continuera à chercher une solution pour l'utilisation des techniques intelligentes, et à envisager les nouvelles techniques comme que la logique floue type-2 et les réseaux de neurones à apprentissage en-ligne.

Finalement, tant que le domaine scientifique offre continuellement de nouveaux horizons, les portes de la recherche resteront ouvertes.

Annexes

Annexe A :

A1 Identification des paramètres électriques et mécaniques de la MAS

Il est nécessaire d'avoir une bonne connaissance des paramètres électriques et mécaniques afin d'implanter les algorithmes de la commande avec et sans capteur mécanique de la MAS.

La plaque signalétique de la machine considérée indique que c'est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil d'une puissance de $1kW$, avec des tensions nominales de $230/400V$, pour des courants de $4 / 2,3 A$, dans le cas d'un couplage triangle ou respectivement étoile, la vitesse de rotation nominale est de $2880 tr/mn$, le nombre de paires de pôles étant 1.

On a procédé à l'identification du modèle par phase représenté sur la figure A1.1.

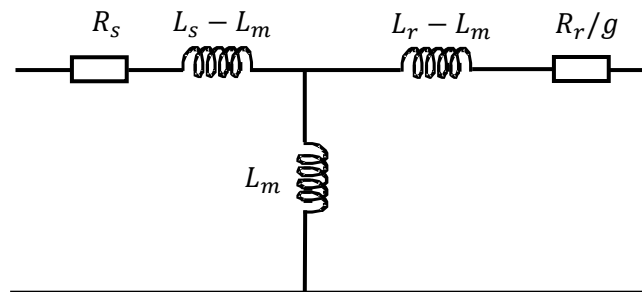


Fig. A1.1 : Modèle par phase de la MAS

Pour ce faire on effectue les essais standards qui sont:

- L'essai en courant continu pour mesurer la résistance statorique R_s par phase.
- L'essai à rotor bloqué pour déterminer la résistance et la l'inductance mutuelle.
- L'essai à vide (à vitesse de synchronisme) et séparation des pertes dans le fer et des pertes mécaniques pour obtenir l'inductance statorique et l'inductance rotorique qui sont considérées comme égales.
- L'essai de ralentissement nous permettra la déduction des paramètres mécaniques de la MAS notamment le moment d'inertie J et le coefficient de frottement visqueux f_v .

Le tableau A1.1 résume les paramètres de la MAS issus de la plaque signalétique et des essais précédents.

Tableau A1.1 résume les paramètres de la MAS issus de la plaque signalétique et des essais précédents.

Puissance nominale (P_n)	1 kW
Tension statorique nominale (V_n)	220/380 V
Vitesse nominale (N_n)	2880 tr/mn
Courant statorique nominal (I_n)	4 / 2,3 A
Résistance statorique (R_s)	6,58 Ω
Résistance rotorique (R_r)	5,81 Ω
Inductance cyclique statorique (L_s)	0,7490 H
Inductance cyclique rotorique (L_r)	0,7490 H
Inductance mutuelle (L_m)	0,7209 H
Nombre de paires de pôles (p_p)	1
Moment d'inertie (J)	0.00207 kg.m ²
coefficient de frottements visqueux (f_v)	0.000173 N.m /(rad/s)

A2 Convertisseur statique AC/DC

Développé par la société **SEMIKRON**, ce module (figure A.2.1) est composé de :

- Un module en pont **redresseur** « SKD 51/14 » 400 V-AC/600V-DC.
- Un **onduleur** à base d'**IGBT** (par module de deux IGBT) « SKM 50GB123D » avec drivers 0/15V DC « SKHI 22 A-R » pour commander chaque module.
- D'un hacheur.
- L'ensemble des capacités électrolytiques de filtrage « 1100 μF , 800V ».

Les bornes du convertisseur et leurs caractéristiques sont portés sur le tableau A2.1.

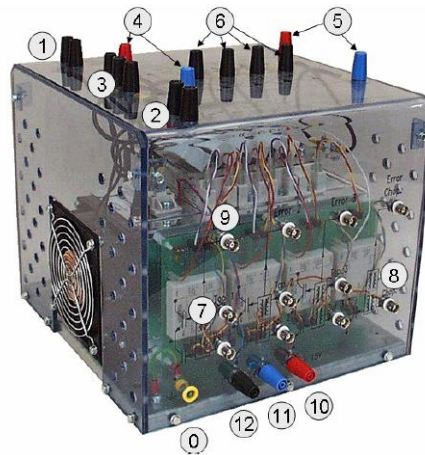


Fig. A2.1 : Modèle par phase de la MAS

Tableau A2.1 Caractéristiques et des bornes du convertisseur.

N°	Type	Function	Voltage level	Max Current level
0	Grounding panel socket	Earth connection	0V	30 A
1	Banana connector 4mm	Fan power supply	230V/50Hz	1 A
2	Banana connector 4mm	Thermal trip	15V	5 A
3	Banana connector 4mm	Rectifier input	230 / 400V	30 A
4	Banana connector 4mm	DC rectifier outputs	600 VDC (Red is positive, Blue is negative)	30 A
5	Banana connector 4mm	DC IGBT inverter inputs	600 VDC (Red is positive, Blue is negative)	30 A
6	Banana connector 4mm	AC IGBT inverter + chopper outputs	400 VAC / 600 VDC	30 A
7	BNC coaxial insulated, 50 Ω	PWM input of inverter	C-MOS logic 0/15 V (shield is internally connected to driver's 0V), 0V =open IGBT, 15 V = closed IGBT	1 A
8	BNC coaxial insulated, 50 Ω	PWM input of brake chopper	C-MOS logic 0/15V (shield is internally connected to driver's 0V), 0V =open IGBT, 15 V = closed IGBT	1 A
9	BNC coaxial insulated, 50 Ω	Error output	C-MOS logic 0/15V (shield is internally connected to driver's 0V)	1 A
10	Banana connector 4mm	15V driver power supply	15V	5 A
11	Banana connector 4mm	0V driver power supply	15V	5 A
12	Banana connector 4mm	Temperature sensor	0-5V	1 A

A3 Chaîne d'acquisition

Les capteurs du banc d'essai qui ont été réalisés au sein de notre laboratoire sont les suivants :

- 2 Capteurs de courant à base de sondes à effet Hall « LEM LA 25-NP » pour la mesure des courants statoriques (figure A3.1).

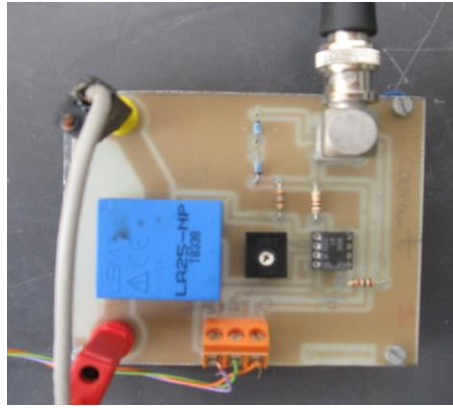


Fig. A3.1: Capteur de courant

- ✚ 2 Capteurs de tension « LEM LV 25-P » (figure A3.2) pour la mesure de la tension.

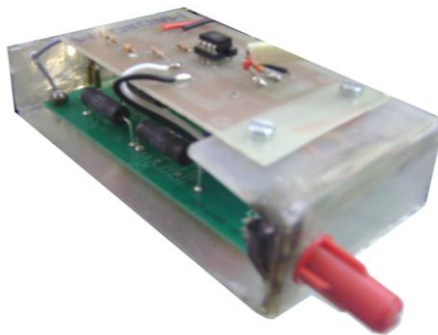


Fig. A3.2: Capteur de tension.

- ✚ Carte d'adaptation 5/15V DC (figure A3.3), sortie carte dSPACE entrées commandes des drivers de l'onduleur à base de buffers DM7417N.

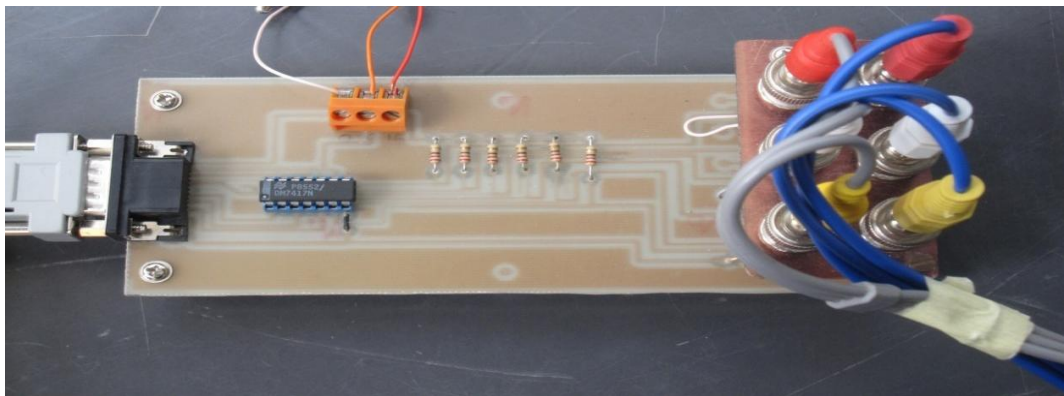


Fig. A3.3: Carte d'adaptation 5/15 V.

✚ Codeur incrémental « Baumer IVO» 1024 impulsions (figure A3.4).



Fig. A3.4: Codeur incrémental.

A4 Carte dSPACE 1104 [8]

La photo de la figure A4.1 représente la carte DSPACE qui assure l'aspect numérique de la commande, depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrées jusqu'aux signaux de commandes (signaux de sorties):



Fig A4.1: carte DSPACE 1104.

La carte DS1104 contient les éléments suivants : Deux processeurs (maître, esclave) contrôleurs d'interruption, des mémoires, des temporisateurs et des interfaces.

A4.1 Processeur Maitre PPC

L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240, se compose :

- Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHZ).
- Un contrôleur d'interruption.
- Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.
- Plusieurs temporisateurs.
- Une interface PCI .

Le maitre PPC contrôle les unités d'entrée/sortie suivants :

1)_ Unité des ADC (Analog Digital Converter) :

Comportant (8) convertisseurs analogique / numérique (4 en 16bits, 4 en 12 bits).

2)_ Unité des DAC (Digital Analog Converter) :

comportant (8) convertisseurs : numérique/analogique (16 bits) .

3) _ Unité d'entrée / sortie numérique (20 bits) .

4)_ Interface du codeur incrémental (2).

5)_ Interface série RS232 et RS285.

A4.2 Processeur esclave DSP

Il est constitué d'un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont :

- Fonctionnement à 25 MHz.
- Avec une mémoire utilisée pour la communication avec le maitre PPC.

Le DSP esclave fournit les dispositifs d'entrée/sortie suivants :

- 1)- Unité d'entrée /sortie numérique de synchronisation : 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).

A4.3 Control Panel - CLP1104 -

Les signaux entrent et sortent de la carte DSPACE et passent par le control panel CLP1104 (figure A4.2) qui joue le rôle d'interface est la carte DSPACE et l'environnement extérieur.

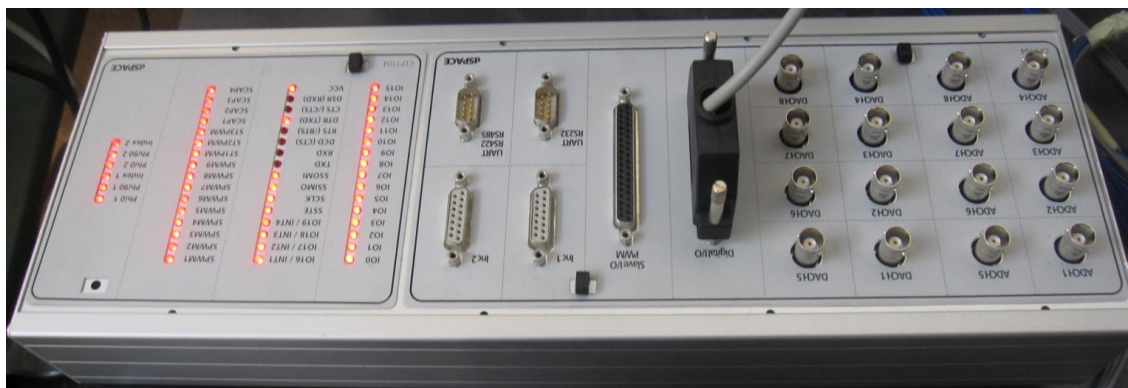


Fig. A4.2 Control Panel - CLP1104 -

Annexe B

B1 Calcul des paramètres du régulateur PI de vitesse

Les paramètres du régulateur *PI* sont définis à partir du schéma illustré dans la figure B1.1 La fonction de transfert du régulateur *PI* de vitesse est donnée par:

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (B1.1)$$

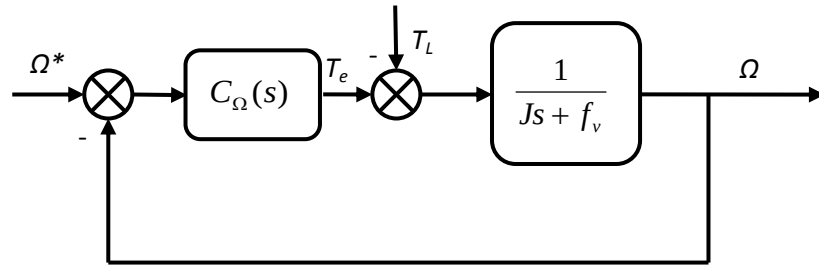


Fig. B1.1: Boucle de régulation de vitesse.

Nous avons d'après l'équation mécanique de la MAS :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} (T_e - T_L) \quad (B1.2)$$

Alors Ω devient:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} T_L \quad (B1.3)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_{i\Omega}}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}} T_L \quad (B1.4)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($T_L = 0$), la relation (B1.4) devient:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}} \right) s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} \right) s + 1} \Omega^* \quad (B1.5)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (B1.5) à la forme canonique:

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{B1.6})$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{B1.7})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), et un temps de réponse du système $t_{rep} = 0.5$ s .

Tous calcul fait les valeurs des gains du correcteur sont : $K_{p\Omega}=0,37$, et $K_{i\Omega}=0,001$.

Annexe C

C1 Détermination des paramètres pour la loi de commande par mode glissant classique

Les paramètres sont choisis de façon à assurer la rapidité de la convergence, imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement. Ils sont définis à partir de la condition d'existence du mode glissant ($\dot{V} = S\dot{S} < 0$).

Rappelant l'équation de la surface et sa dérivée :

$$S_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (\text{C1.1})$$

$$\dot{S}_{\Omega} = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{C1.2})$$

Pour des fixes valeurs de consignes on a :

$$\dot{S}_{\Omega} = -\dot{\Omega} \quad (\text{C1.3})$$

$$\text{Si } S(\Omega) > 0 \rightarrow \dot{S}(\Omega) < 0 \Rightarrow J \dot{S}(\Omega) = -f_v \Omega + K_t \psi_{rd} K_{\Omega} - T_L < 0 \quad (\text{C1.4})$$

Le gain K_{Ω} s'écrit:

$$K_{\Omega} < \frac{f_v \Omega + T_L}{K_t \psi_{rd}} \quad (\text{C1.5})$$

$$\text{Si } S(\Omega) < 0 \rightarrow \dot{S}(\Omega) > 0 \Rightarrow J \dot{S}(\Omega) = -f_v \Omega + K_t \psi_{rd} K_{\Omega} - T_L < 0$$

Le gain K_{Ω} est alors:

$$K_{\Omega} < -\frac{f_v \Omega + T_L}{K_t \psi_{rd}} \quad (C1.6)$$

À partir de (C.4) et (C.5) le gain K_{Ω} est donnée par:

$$K_{\Omega} < \max \left| \frac{f_v \Omega + T_L}{K_t \psi_{rd}} \right|$$

C2 Étude de la stabilité de la surface choisie

Si on considère que les suppositions faites dans le paragraphe (3.3.1.2) sont vraies ($k < 0$, $\beta \geq |d(t)|, \forall t$), cela veut dire que l'erreur de la vitesse $e(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t)$ tend vers zéro quand le temps tend vers l'infini.

En reprenant la fonction candidate de Lyapunov :

$$V(t) = \frac{1}{2} S^2(t) \quad (C2.1)$$

Sa dérivée temporelle est alors:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= S(t) \dot{S}(t) \\ &= S.[\dot{e} - (k - a)e] \\ &= S.[-a e + u + d] - (k e - a e) \\ &= S.(u + d - k e) \\ &= S.(k e - \beta \text{sign}(S) + d - k e) \\ &= S.(d - \beta \text{sign}(S)) \\ \dot{V}(t) &\leq -(\beta - |d|)|S| \leq 0 \end{aligned} \quad (C2.2)$$

Ceci est vrai si $\beta \geq |d(t)| \forall t$.

Durant la mode de glissement sur la surface définit par l'équation (3.50), $\dot{S}(t) = S(t) = 0$ il découle:

$$\dot{S}(t) = 0 \Rightarrow \dot{e}(t) = (k - a) e(t) \quad (C2.3)$$

Sous la supposition que $k < 0$, l'erreur converge vers zéro exponentiellement.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Nordin Saad , M. Arrofiq, “A PLC-based modified-fuzzy controller for PWM-driven induction motor drive with constant V/Hz ratio control”, Elsevier Ltd., *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2012, pp. 95-112.
- [2] Marcelo Suetake, Ivan N. da Silva, Alessandro Goedtel, “Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 58, no. 3, March 2011, pp. 750-760.
- [3] Andrew Smith, Shady Gadoue, Matthew Armstrong, John Finch, “Improved method for the scalar control of induction motor drives”, *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, iss. 6, 2013, pp. 487–498.
- [4] Eduard Muljadi, Mohit Singh, Vahan Gevorgian, “Doubly Fed Induction Generator in an Offshore Wind Power Plant Operated at Rated V/Hz”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, Sept./Oct. 2013, pp. 2197 – 2205.
- [5] V. Verma, A. Kumar, “Power Balanced Cascaded Multilevel Inverter Fed Scalar Controlled Induction Motor Pump Sourced from Photovoltaic Source”, *IEEE Conf. Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 2012, pp. 1 – 6.
- [6] J. Böcker, S. Mathapati, “State of the Art of Induction Motor Control”, *IEEE Conf. Electric Machines & Drives Conference*, vol. 2, 2007, pp. 1459 – 1464.
- [7] Eduard Muljadi, Mohit Singh, Vahan Gevorgian, “La Variation de Vitesse au cœur des applications industrielles”, Le magazine Schneider Electric, Intersections, Mai 2005. <http://www.schneider-electric.fr/documents/enseignement/intersection-guides/variation-de-vitesse-appli-industrielles.pdf>
- [8] Celso Pascoli Bottura, Manoel Francisco Soares Neto, Sérgio Antonio Augusto Filho, “Robust Speed Control of an Induction Motor: An H_∞ Control Theory Approach with Field Orientation and - Analysis”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, Sept. 2000, pp. 908–915.
- [9] Hadda BENDERRADJI, “Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction”, Thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, 2013.
- [10] L. A. Zadeh, “ Fuzzy sets, Information and Control”, vol. 8, 1965, pp. 338-353.
- [11] Jain, A.K. ; Jianchang Mao ; Mohiuddin, K.M., “Artificial neural networks: A Tutorial”, *IEEE Magazine: Computer*, vol. 29, no. 3, 1996, pp. 31-44.
- [12] Feng-Fu Cheng, Sheng-Nian Yeh, “Application of Fuzzy Logic in the Speed Control of AC Servo System and an Intelligent Inverter”, *IEEE Trans. on Energy Conv.* vol. 8, no.2, Jun. 1993, pp. 312-318.
- [13] Chung-Yuen Won, Sei-Chan Kim, Bimal K. Bose, “Robust Position Control of Induction Motor Using Fuzzy Logic Control”, *IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting* vol. 1, 1992, pp. 472-481.
- [14] Brian Heber, Longya Xu, Yifan Tang, “Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 5, Sept. 1997, pp. 772-778.
- [15] Silverio Bolognani, Mauro Zigliotto, “Hardware and Software Effective Configurations for Multi-Input Fuzzy Logic Controllers”, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 6, no. 1, feb. 1998. pp. 173-177.

- [16] Hazem N. Nounou, Habib-ur Rehman, "Application of adaptive fuzzy control to ac machines", Elsevier Ltd., *Applied Soft Computing*, vol. 7, 2007, pp. 899-907.
- [17] Durval de Almeida Souza, Wilson C. P. de Aragão Filho, Gilberto Costa Drumond Sousa, "Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors", *Trans. on Ind. Electronics*, vol. 54, no. 4, Aug. 2007, pp. 2157-2164.
- [18] S. RAFA, L. Barazane, A. Larabi "Intelligent Control of Induction Motor Using Interval Type-2 Fuzzy Logic", *Journal of Electrical Engineering (JEE)*, vol. 14, 2014, pp. 1-10.
- [19] S. Barkati, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Application of type-2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled infeed", Springer-Verlag, *Electrical. Engineering*, vol. 90, 2008, pp. 347-359.
- [20] Song, J.-W., Lee, K.-C., Kyu-Bock Cho, Won, J.-S., "An adaptive learning current controller for field-oriented controlled induction motor by neural network", *IEEE Conf. Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON)*, vol. 1, 1991, pp. 469-474.
- [21] Hong-Tzer Yang, Kuen-Yen Huang, Ching-Lien Huang, "An ANN based identification and control approach for field-oriented induction motor", *IET Conf. Advances in Power System Control, Operation and Management*, vol. 2, 1993, pp. 744-750.
- [22] A. Miloudi, A. Draou, "Neural controller design for speed control of an indirect field oriented induction machine drive", *IEEE Conf. Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 2, 2001, pp. 1225-1229.
- [23] A. BA-Razzouk, A. Chériti, G. Olivier, P. Sicard, "Field Oriented Control of Induction Motors Using Neural Networks Decouplers", *IEEE Conf. (IECON)*, vol. 2, 1995, pp. 1428-1433.
- [24] Mohamadian, M., Nowicki, E., Ashrafzadeh, F., Chu, A., Sachdeva, R., Evanik, E., "A Novel Neural Network Controller and Its Efficient DSP Implementation for Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, Nov./Dec. 2003, pp. 1622-1629.
- [25] B.Asaii, D.F. Gosden, S. Sathiakumar, "Neural Network Applications in Control of Electric Vehicle Induction Machine Drives", *IET Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives*, Pub. no. 429, 1996, pp. 273-278.
- [26] A. Zergaoui, A. Bennis, "Identification and Control of an Asynchronous Machine Using Neural Networks", *IEEE Conf. Electronics, Circuits and Systems*, vol. 2, 1999, pp. 1043-1046.
- [27] Y. S. Kung, C. M. Liaw, M. S. Ouyang, "Adaptive Speed Control for Induction Motor Drives Using Neural Networks", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 42, no. 1, Feb. 1995, pp. 25-32.
- [28] Michael T. Wishart, Ronald G. Harley "Identification and Control of Induction Machines Using: Artificial Neural Networks", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* vol. 31, no. 3, May/Jun. 1995, pp. 612-619.
- [29] E. A. Ebrahim, "A Novel Approach of an Adaptive Neuro-PI Vector Controller Fed Induction-Motor Servo Drives", *IEEE Conf. Intelligent Robots and Systems*, vol. 3, 2002, pp. 2181-2186.
- [30] Chih-Min Lin, Chun-Fei Hsu, "Neural-Network-Based Adaptive Control for Induction Servomotor Drive System", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 49, no. 1, Feb. 2002, pp. 115-123.
- [31] Restrepo, J., Viola, J., Harley, R. Habetler, T., "Induction Machine Current Loop Neuro Controller Employing a Lyapunov based Training Algorithm", *IEEE Conf. Power Engineering Society General Meeting*, 2007, pp. 1-8.

- [32] Fayez G. Areed, Amira Y. Haikal, Reham H. Mohammed, “Adaptive neuro-fuzzy control of an induction motor”, Elsevier Ltd., *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 1, Sep. 2010, pp. 71-78.
- [33] M. Nasir Uddin, Zhi Rui Huang, A. B. M. Siddique Hossain, “Development and Implementation of a Simplified Self-Tuned Neuro-Fuzzy-Based IM Drive”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, 2014, pp. 51-59.
- [34] Trentin, A. ; Zanchetta, P. ; Gerada, C. ; Clare, J. ; Wheeler, P.W. , “Optimized Commissioning Method for Enhanced Vector Control of High-Power Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 56, no. 5, 2009, pp. 1708-1717.
- [35] Betin, F., Moghadasian, M., Lanfranchi, V., Capolino, G.-A., “Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Machines Using Combined Fuzzy Logic and Genetic Algorithms”, *IEEE Workshop, Electrical Machines Design Control and Diagnosis*, 2013, pp. 138-147.
- [36] Markadeh, G.R.A., Daryabeigi, E., Lucas, C., Azizur Rahman, M., “Speed and Flux Control of Induction Motors Using Emotional Intelligent Controller”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, 2011, pp. 1126-1135.
- [37] N. Rajasekara, K. Mohana Sundaram, “Feedback controller design for variable voltage variable speed induction motor drive via Ant Colony Optimization”, Elsevier Ltd., *Applied Soft Computing*, vol. 12, no. 8, Aug. 2012, pp. 2132-2136.
- [38] Mishra, A.K., Tiwari, V.K., Kumar, R., Verma, T., “ Fuzzy sets, Information and Control”, *IEEE Conf. Control, Automation, Robotics and Embedded Systems*, 2013, pp. 1-6.
- [39] Banerjee, T., Choudhuri, S., Bera, J., Maity, A., “Off-line Optimization of PI and PID Controller for a Vector Controlled Induction Motor Drive using PSO”, *IEEE Conf. Electrical and Computer Engineering*, 2010, pp. 74-77.
- [40] Guzinski, J., Abu-Rub, H., “Speed Sensorless Induction Motor Drive With Predictive Current Controller”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 60, no. 2, 2013, pp. 699-709.
- [41] Mariethoz, S., Domahidi, A., Morari, M., “High-Bandwidth Explicit Model Predictive Control of Electrical Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, Nov. 2012, pp. 1980-1992.
- [42] de Santana, E.S., Bim, E., do Amaral, W.C., “A Predictive Algorithm for Controlling Speed and Rotor Flux of Induction Motor”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 55, no. 12, Dec. 2008, pp. 4398-4407.
- [43] Bijnan Bandyopadhyay, Fulwani Deepak, Kyung-Soo Kim, “Sliding Mode Control Using Novel Sliding Surfaces”, Springer-Verlag, 2009, ISBN 978-3-642-03447-3.
- [44] Vadim I. Utkin, “Variable Structure Systems with Sliding Modes”, *IEEE Trans. On Automatic Control*, vol. 22, no. 2, 1977, pp. 212-222.
- [45] Sabanovic, Asif, Izosimov, Dmitrij B., “Application of Sliding Modes to Induction Motor Control”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 1, Nov. 1981, pp. 41-49.
- [46] Weiwei Qi, Hoft, R.G., “Induction Motor Sliding Mode Control Performance Results”, *IEEE Conf. Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 1994, pp. 507-513.
- [47] Benchaib, A., Rachid, A., Audrezet, E., Tadjine, M., “Real-Time Sliding-Mode Observer and Control of an Induction Motor”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 46, no. 1, Feb. 1999, pp. 128-138.
- [48] Kuo-Kai Shyu, Hsin-Jang Shieh, “A New Switching Surface Sliding-Mode Speed Control for Induction Motor Drive Systems”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, 1996, pp. 660-667.

- [49] O. Barambones, P. Alkorta, “A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law”, Elsevier Ltd, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 348, 2011, pp. 300-314.
- [50] E. M. Jafarov, M. N. A. Parlakçı, Y. Istefanopulos, “A New Variable Structure PID-Controller Design for Robot Manipulators”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 13, no. 1, Jan. 2005, pp. 122-130.
- [51] F. Betin, A. Yazidi, G. A. Capolino, “Time-rotating switching surface for robust position control of a Six Phase Induction Machine”, *IEEE Conf. Electrical Machines*, 2010, pp. 1-6.
- [52] Abd El Khalick Mohammad, Naoki Uchiyama, Shigenori Sano, “Reduction of Electrical Energy Consumed by Feed-Drive Systems Using Sliding-Mode Control With a Nonlinear Sliding Surface”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 61, no. 6, Jun. 2014, pp. 2875-2882.
- [53] Ramzi Trabelsia, Adel Khedher, Mouhamed Faouzi Mimouni, Faouzi M’sahli, “Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer”, Elsevier Ltd, *Electric Power Systems Research*, vol. 93, 2012, pp. 1-15.
- [54] Fateh MEHAZZEM, “Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique”, Doctorat en Sciences en cotutelle (Université Mentouri Constantine + Université Paris-est), 2010.
- [55] Navid Noroozi, Mehdi Roopaei, M. Zolghadri Jahromi, “Adaptive fuzzy sliding mode control scheme for uncertain systems”, Elsevier Ltd, *Commun Nonlinear Sci Numer Simulat*, vol. 14, 2009, pp. 3978–3992.
- [56] Meliksah Ertugrul, Okyay Kaynak, “Neural Computation of the Equivalent Control in Sliding Mode for Robot Trajectory Control Applications”, *IEEE Conf. International Conference on Robotics & Automation*, 1998, pp. 2042-2047.
- [57] ZHANG Yan-jun, LIU Yao-da “Application of an Improved RBF Neural Network in Sliding Mode Control System”, *IEEE Conf. on Computer Application and System Modeling*, 2010, pp. 489-492.
- [58] Arie Levant, “Chattering Analysis”, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 57, no. 6, Jun. 2010, pp. 1380-1389.
- [59] Hoon Lee, Vadim I. Utkin, “Chattering suppression methods in sliding mode control systems”, Elsevier Ltd, *Annual Reviews in Control*, vol. 31, 2007, pp. 179–188.
- [60] J. J. E. Slotine, Weiping Li “APPLIED NONLINEAR CONTROL”, Prentice Hall, 1991, ISBN 0-13-040890-5.
- [61] Rong-Jong Wai, “Fuzzy Sliding-Mode Control Using Adaptive Tuning Technique”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 54, no. 1, Feb. 2007, pp. 586-594.
- [62] Ahmed F. Amer, Elsayed A. Sallam, Wael M. Elawady, “Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 DOF planar robot manipulators”, Elsevier Ltd, *Applied Soft Computing*, vol. 11, no. 8, 2011, pp. 4943-4953.
- [63] A. Saghafina, H. W. Ping, M. N. Uddin, K. S. Gaied, “Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control into Chattering-Free Induction Motor Drive”, *IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1-8.
- [64] Peng Kang, Zhao Jin “Neural Network Sliding Mode based Current Decoupled Control for Induction Motor Drive”, *Information Technology Journal*, vol. 9, no. 7, 2010, pp. 1440-1448.

- [65] J. Y. Hung, W. B. Gao, J. C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, Feb. 1993, pp. 2-22.
- [66] K. S. Low, Y. Z. Deng, C. Y. Chan, "Discrete-time Sliding Mode Control of a Brushless DC Drive", *IEEE Conf. Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, 1997, pp. 286-290.
- [67] B. Castillo-Toledo, S. Di Gennaro, A.G. Loukianov, J. Rivera, "Discrete time sliding mode control with application to induction motors", Elsevier Ltd, *Automatica*, vol. 44, 2008, pp. 3036-3045.
- [68] D. Fulwani, B. Bandyopadhyay, L. Fridman, "Non-linear sliding surface: towards high performance robust control", *IET Control Theory and Applications*, vol. 6, no. 2, 2012, pp. 235-242.
- [69] E. Iglesias, Y. García, M. Sanjuan, O. Camacho, C. Smith, "Fuzzy surface-based sliding mode control," Elsevier Ltd, *ISA Transactions*, Vol. 46, no. 1, Feb. 2007, pp. 73-83.
- [70] F. Piltan, A. Hosainpour, S. Emamzadeh, I. Nazari, M. Mirzaie, "Design Sliding Mode Controller of with Parallel Fuzzy Inference System Compensator to Control of Robot Manipulator", *International Journal of Robotics and Automation*, vol. 2, no. 4, Dec. 2013, pp. 140-162.
- [71] P. A. Egiguren, O. B. Caramazana, "Robust and Smooth Adaptive Variable Structure Control for Induction Motor Drives", *IEEE Conf. Industrial Electronics (IECON)*, 2009, pp. 1258-1263.
- [72] H.F. Ho, Y.K. Wong, A.B. Rad, "Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems", Elsevier Ltd, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, 2009, pp. 1199-1210.
- [73] Yandong Li, Zongyi Wang, Ling Zhu, "Adaptive Neural Network PID Sliding Mode Dynamic Control of Nonholonomic Mobile Robot", *IEEE Conf. on Information and Automation*, Jun. 2010, pp. 753-757.
- [74] Yajun Guo, Huo Long, "Self organizing fuzzy sliding mode controller for the position control of a permanent magnet synchronous motor drive", Elsevier Ltd, *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 2, 2011, pp. 109-118.
- [75] T. Floquet, J. P. Barbot, and W. Perruquetti, "Second order sliding mode control for induction motor", *IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 2, Dec. 2000, pp. 1691-1696.
- [76] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," Taylor and Francis, *International Journal of Control*, vol. 58, no. 6, 1993, pp. 1247-1263.
- [77] J. M. Cañedo, L. Fridman, A. G. Loukianov, F. A. Valenzuela, "Third-Order Quasi-Continuo Control of Induction Motor", *IEEE Conf. Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control*, 2009, pp. 1-6.
- [78] G. Rubio-Astorga, J. D. Sánchez-Torres, J. Cañedo, A. G. Loukianov, "High-Order Sliding Mode Block Control of Single-Phase Induction Motor", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, 2014, pp. 1828 - 1836.
- [79] W. B. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: A new approach," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 40, no. 1, Feb. 1993, pp. 45-55.
- [80] Aimeng Wang, Xingwang Jia, Shuhui Dong, "A New Exponential Reaching Law of Sliding Mode Control to Improve Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 49, no. 5, May 2013, pp. 2409-2412.
- [81] Fallaha, C.J., Saad, M., Kanaan, H.Y., Al-Haddad, K., "Sliding-Mode Robot Control With Exponential Reaching Law," *IEEE Trans. on Ind. Elect.* Vol. 58, no. 2, Feb. 2011, pp. 600 - 610.

- [82] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, F. Fnaiech, “Fuzzy Logic and Sliding-Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 57, no. 1, Jan. 2010, pp. 2243-2250.
- [83] M. Nasir Uddin, Wilson Wang, Zhi Rui Huang, “Modeling and Minimization of Speed Ripple of a Faulty Induction Motor With Broken Rotor Bars”, *IEEE Trans. n Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, Nov/Dec 2010, pp. 212-222.
- [84] B. Tabbache, N. Rizoug, M. El Hachemi Benbouzid, A. Kheloui “A Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor-Based EVs”, *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 62, no. 3, Mar. 2013, pp. 965-971.
- [85] N. Djeghali, M. Ghanes, S. Djennoune, J.-P. Barbot, “Variable Structure Systems with Sliding Modes”, Springer-Verlag, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 11, no. 3, 2013, pp. 563-576.
- [86] Document d’ABB, “DTC: A motor control technique for all seasons”, https://library.e.abb.com/public/0e07ab6a2de30809c1257e2d0042db5e/ABB_WhitePaper_DTC_A4_20150414.pdf?filename=ABB_WhitePaper_DTC_A4_20150414.pdf
- [87] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, “A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive ” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, Jan/Feb. 2000, pp. 122-130.
- [88] Jun Zhang, Rahman M.F., “Analysis and Design of a Novel Direct Flux Control Scheme for Induction Machine”, *IEEE Conf., Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 426 – 430.
- [89] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, “Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, no. 4, Jul. 2000, pp. 759-777.
- [90] F. Zidani, R. Nait Said, “Direct Torque Control of Induction Motor with Fuzzy Minimization Torque Ripple”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 56, no. 7-8, 2005, pp.183–188.
- [91] Toufouti Riad, “Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine asynchrone ”, thèse de Doctorat, Université de Constantine 2008.
- [92] Peter Vas: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, London, 1998, ch.1. ISBN: 0198564651.
- [93] H. Le-Huy, “Comparision of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives”, *IEEE Conf. Industry Applications Soc. Annual Meeting*, 1999, pp. 1245 – 1252.
- [94] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, “FOC and DTC : Two Variable Schemes for Induction Motors Torque Control,” *IEEE Tran. on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, Sept. 2002, pp. 779 – 787.
- [95] T. A. Wolbank, A. Moucka, and J. L. Machl, “A comparative study of field-oriented and direct-torque control of induction motors reference to shaft-sensorless control at low and zero-speed,” *IEEE Conf. Int'l. Symp. Intelligent Control*, 2002, pp. 391 – 396.
- [96] D. Telford, M.W. Dunnigan, B.W. Williams, “A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machine,” *IEEE Conf. Power Electronics Specialists Conference*. vol. 1, 2000, pp. 421 – 426.
- [97] Cruz, M. A. Gallegos, R. Alvarez, and F. Pazos, “Comparison of several nonlinear controllers for induction motors,” *IEEE Conf. Power Electronics Congress (CIEP)*, 2004, pp. 134 –139.

- [98] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J.Ghouili, K. Srairi, "Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles," *IEEE Conf. Vehicle Power and Propulsion*, Sept 2007, pp. 629 – 634.
- [99] S. Dwivedi, B. Singh, "Vector Control Vs Direct Torque Control Comparative Evaluation for PMSM Drive," *IEEE Conf. Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 2010, pp. 1–8.
- [100] Ramón Blasco Giménez, "High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives", Thèse de Doctorat, Nottingham 1995.
- [101] S. Bolognani, L. Peretti, M. Zigliotto, "Parameter Sensitivity Analysis of an Improved Open-Loop Speed Estimate for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 23, no. 4, Jul. 2008, pp. 2125-2134.
- [102] Juraj Gacho, Milan Zalman, "IM Based Speed Servo drive With Luenberger Observer", *Journal of Electrical Engineering*, vol. 61, no. 3, Jul. 2010, pp. 149–156.
- [103] F. Alonge, F. D'Ippolito, A. Sferlazza, "Sensorless Control of Induction-Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 61, no. 3, Mar. 2014, pp. 1444-1453.
- [104] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, Sep/Oct. 1994, pp. 1219-1224.
- [105] Patrick L. Jansen, Robert D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, Nov./Dec. 1996, pp. 1380-1393.
- [106] C. Caruana, G. M. Asher, M. Sumner, "Performance of HF Signal Injection Techniques for Zero-Low-Frequency Vector Control of Induction Machines Under Sensorless Conditions", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 53, no. 1, Feb. 2006, pp. 225-238.
- [107] E. Levi, A. Lamine, A. Cavagnino, "Impact of Stray Load Losses on Vector Control Accuracy in Current-Fed Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, 1977, pp. 442-450.
- [108] A. Bechouche, H. Sediki, D. Ould Abdeslam, S. Haddad, "A Novel Method for Identifying Parameters of Induction Motors at Standstill Using ADALINE", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, Mar. 2012, pp. 105-116.
- [109] M. Aiello, A. Cataliotti, S. Nuccio, "A fully-automated procedure for measuring the electrical parameters of an induction motor drive with rotor at standstill", *IEEE Conf. Instrumentation and Measurement Technology*, May. 2002, pp. 681-685.
- [110] Mohamed S. Zaky, Mahmoud M. Khater, Shokry S. Shokralla, and Hussain A. Yasin, "Wide-Speed-Range Estimation With Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 56, no. 5, May 2009, pp. 1699-1707.
- [111] Farzad R. Salmasi, Tooraj Abbasian Najafabadi, "An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, Sep. 2011, pp. 959-966.
- [112] Adnan Derdiyok, "Speed-Sensorless Control of Induction Motor Using a Continuous Control Approach of Sliding-Mode and Flux Observer", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 52, no. 4, Aug. 2005, pp. 1170-222.

- [113] S. M. Nayeem Hasan, Iqbal Husain, “A Luenberger–Sliding Mode Observer for Online Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, Mar./Apr. 2009, pp. 772-781.
- [114] Gheorghe-Daniel Andreescu, Cristian Ilie Pitic, Frede Blaabjerg, Ion Boldea “Combined Flux Observer With Signal Injection Enhancement for Wide Speed Range Sensorless Direct Torque Control of IPMSM Drives”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, Jun. 2008, pp. 393-402.
- [115] S. Hadj Saïd, M.F. Mimouni, F. M’Sahli, M. Farza, “High gain observer based on-line rotor and stator resistances estimation for IMs”, Elsevier Ltd, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 19, 2011, pp. 1518–1529.
- [116] C. Schauder, “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, Sep./Oct. 1992, pp. 1054-1061.
- [117] Fang-Zheng Peng, Tadashi Fukao, “Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors”, *IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, 1993, pp. 419-426.
- [118] Mohammad N. Marwali, Ali Keyhani, “A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines”, *IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, 1997, pp. 160-166.
- [119] Cao-Min Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori, “MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives Using Instantaneous Reactive Power”, *IEEE Conf. Industrial Electronics Society (IECON) Ann. Meet.*, vol. 2, 2001, pp. 1417-1422.
- [120] M. Cirrincione, M. Pucci, “An MRAS-Based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive With a Predictive Adaptive Model”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 52, no. 2, Apr. 2005, pp. 532-551.
- [121] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, G.-A. Capolino, “A New TLS-Based MRAS Speed Estimation With Adaptive Integration for High-Performance Induction Machine Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, Jul./Aug. 2004, pp. 1116-1137.
- [122] T. O. Kowalska, M. Dybkowski, “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 57, no. 4, Apr. 2010, pp. 1296-1308.
- [123] Zhang Jian, Wen Xuhui ,Hua Yang, “A novel speed-sensorless vector control technique of Induction motor for electrical vehicle propulsion”, *IEEE Conf. Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1-5.
- [124] S. Maiti, C. Chakraborty, S. Sengupta, “Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power”, *IEEE Conf. Industrial Electronics Society (IECON) Ann. Meet.*, 2007, pp. 286-291.
- [125] M. Comanescu, L. Xu,, “Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Vector Control of Induction Machine”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 53, no. 1, Feb. 2006, pp. 146-153.
- [126] Shady M. Gadoue, Damian Giaouris, John W. Finch, “MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, Jun. 2010, pp. 394-402.
- [127] Darko P. Marcetic, Slobodan N. Vukosavic, “Speed-Sensorless AC Drives With the Rotor Time Constant Parameter Update”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 54, no. 5, Oct. 2007, pp. 2618-2625.

- [128] Hossein Madadi Kojabadi, “Active power and MRAS based rotor resistance identification of an IM drive”, Elsevier Ltd, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, 2009, pp. 376–389.
- [129] R. Beguenane, M. A. Ouhrouche, A. M. Trzynadlowski, “A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region”, Elsevier Ltd, *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 71, 2006, pp. 109–120.
- [130] J. P. Caron, J. P. Hautier, “Modélisation et commande de la Machine Asynchrone”, Edition Technip, 1995, ISBN 2-7108-0683-5.
- [131] J. Chatelain, “Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.
- [132] Rosendo Peña Eguiluz, “Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, Thèse de doctorat de l’INPT Toulouse 2002.
- [133] R. H. Park, “Two Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis-Part I”, *IEEE Trans. American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, 1929, pp. 716-727.
- [134] Bimal K. Bose, “An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 37, no. 5, Oct. 1990, pp. 402-408.
- [135] Pierre Brosselard, “Conception, Réalisation et Caractérisation d’interrupteurs (*Thyristors* et *JFETs*) haute tension (5kV) en carbure de silicium”, Thèse de doctorat de l’INSA de Lyon 2004.
- [136] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, “Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 45, no. 5, Oct. 1998, pp. 691-703.
- [137] Bimal K. Bose, “Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends”, Elsevier Inc, Academic Press, 2006, ISBN 13: 978-0-12-088405-6.
- [138] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [139] D. M. Brod, D. W. Novotny, “Current Control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, May/Jun. 1984, pp. 562-570.
- [140] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, M. H. Rashid, “A New Current Control Scheme for ac Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 4, Jul./Aug. 1992, pp. 842-849.
- [141] A. B. Plunkett, “A Current Controlled PWM Transistor Drive”, *IEEE Conf. Ind. App. Soc. Rec.*, Oct. 1979, pp.785-792.
- [142] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Magi, A. Nabae, “A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, Sep./Oct. 1992, pp. 1023-1030.
- [143] H. Le-Huy, L. A. Dessaint, “An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation”, *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 4, no. 4, Oct. 1989, pp. 486-495.
- [144] L. Zhang, R. Norman, W. Shepherd, “Long-Range Predictive Control of Current Regulated PWM for Induction Motor Drives Using the Synchronous Reference Frame”, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 5, no. 1, Jan. 1997, pp. 119-126.

- [145] Y. Sozer¹, D. A. Torrey., E. Mese, “Adaptive Predictive Current Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors”, *IET Power Electron.*, 2013, Vol. 6, no. 1, pp. 9–19.
- [146] J. Guzinski, H. Abu-Rub, “Predictive Current Control Implementation in the Sensorless Induction Motor Drive”, *IEEE conf. Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, pp. 691-696.
- [147] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, U. Ammann, “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 54, no. 1, Feb. 2007, pp. 495-503.
- [148] D. G. Holmes, R. Davoodnezhad, B. P. McGrath, “An Improved Three-Phase Variable-Band Hysteresis Current Regulator”, *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 28, no. 1, Jan. 2013, pp. 441-450.
- [149] Sophie Fernandez, “Comparaison des performances électriques d’un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau”, Thèse de doctorat de l’université de Lille 1, 2013.
- [150] Document technique: AP0801701, “Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation” Infineon Technologies AG 2006. www.infineon.com
- [151] G. Grellet, G. Clerc, “Actionneurs Électrique Principes-Modèles-Commande”, Edit. Eyrolles 1997, ISBN 2-212-09352-7.
- [152] Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy, “Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives”, *IEEE, Conf. of IES*. vol. 1, Aug./Sep. 1998, pp.303 – 308.
- [153] David Aguglia, “Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande vectorielle ”, Mémoire Maître ès science de l'Université de LAVAL Québec, Canada 2004.
- [154] A. M. Trzynadlowski, “ Control of Induction Motors”, Edition Academic Press 2001, 0-12-701510-8.
- [155] Minh Ta Cao, “Commande numérique de machines asynchrones par logique floue”, Thèse (Ph.D.) Faculté des sciences et de Génie, Université Laval Québec, 1997.
- [156] I. Takahashi, T. Noguchi, “A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Trans.Ind.Appl.*, vol. IA-22, Sept./Oct. 1986, pp. 820–827.
- [157] M. Depenbroak, “Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 4. Oct. 1988, pp. 420-429.
- [158] Jun Zhang, “Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System”, Ph. D thesis, The University of New South Wales, 2006.
- [159] Jamel Belhadj, “Commande directe en couple d’une machine asynchrone- Structures d’observation - Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs” Thèse de Doctorat, Université de Tunis El-Manar, École Nationale d’Ingénieurs de Tunis 2001.
- [160] Ismail El Hassan, “Commande haute Performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par control directe du couple”, Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 1999.
- [161] I. Takahashi, Y. Ohmori, “High-Performance Direct Torque Control of Induction Motor”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 25, no. 2, Mar/Apr 1989, p 257-264.
- [162] E.H. Mamdani, “Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant”, *IEE conf. Control & Science*, vol. 221, no. 12, Dec. 1974, pp. 1585-1588.

- [163] P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y., Dieulot, L. Duboit, “INTRODUCTION À LA COMMANDE FLOUE”, Edition Technip, 1998, ISBN : 2-7108-0721-1.
- [164] Baghli L., “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat, Nancy, France, 1999.
- [165] Abdelghani El Ougli, “Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs”, Thèse de doctorat national, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès, Maroc, 2009.
- [166] Ibrahim Z, Levi E., “A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance ac drives using experimental approach”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, 2002, pp. 1210-1218.
- [167] J.A. Cortajarena, J. De Marcos, P. Alvarez, F.J.Vicandi, P.Alkorta, “Indirect Vector Controlled Induction Motor with four Hybrid P+Fuzzy PI Controllers”, *IEEE Conf. Inter. Symp. on Industrial Electronics*, 2007, pp. 197-202.
- [168] Leonid Reznik, “Fuzzy Controllers”, Butterworth-Heinemann, Newnes, 1997, ISBN: 0 7506 3429 4.
- [169] V. Utkin, J. Guldner, j. Shi, “Sliding Mode Control in Electromechanical systems”, Taylor and Francis, 1999, ISBN: 0-7484-0116-4.
- [170] W. Gao, Y. Wang, A. Homaifa, “Discrete-Time Variable Structure Control Systems”, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 42, no. 2, Aprl. 1995, pp. 117-122.
- [171] A. Faqir, F. Betin, L. Chrifi Alaoui, B. Nahid, C. Pinchon, “Varying Sliding Surface Control of an induction machine drive”, , *Proceedings of 2003 IEEE Conf. on Control Applications*, vol. 1, Jun. 2003, pp. 93 - 98.
- [172] J.C. Hung, “Chattering Handling for Variable Structure Control Systems”, *IEEE Conf. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. (IECON)* vol. 3, Nov 1993, pp. 1968 – 1972.
- [173] Ayman Hussain, “CONTRIBUTION À LA COMMANDE ADAPTATIVE ROBUSTE PAR MODES GLISSANTS”, Thèse de doctorat, université URCA, Reims, 2009.
- [174] Kuo-Kai Shyu, Chiu-Keng Lai, Yao-Wen Tsai, Ding-I Yang, “A Newly Robust Controller Design for the Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 49, no. 3, Jun. 2002, pp. 558-565.
- [175] D. Vukadinovic, M. Basic, L. Kulisic, “Stator resistance identification based on neural and fuzzy logic principles in an induction motor drive”, Elsevier Ltd, *Neurocomputing*, vol. 73, 2010, pp. 602-612.
- [176] C. Mastorocostas, I. Kioskeridis, N. Margaris, “Thermal and Slip Effects on Rotor Time Constant in Vector Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. on Power. Elctr.*, vol. 21, no. 2, Mar. 2006, pp. 495-504.
- [177] R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, “On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors”, *IEEE Trans. on Control Sys. Tech.*, vol. 8, no. 3, May. 2000, pp. 570-579.
- [178] Joachim Holtz, “Sensorless Control of Induction Machines -With or Without Signal Injection?”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 53, no. 1, Feb. 2006, pp. 7-30.

- [179] Fang-Zheng Peng, Fukao T., Jih-Sheng Lai, “Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tacholeless Vector Control of Induction Motors” *IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, Oct 1994, pp. 509 – 514.
- [180] S. Maiti, C. Chakraborty, “A New Instantaneous Reactive Power Based MRAS for Sensorless Induction Motor Drive, Elsevier Ltd, *Simulation Modeling Practices and Theory*, vol. 18, no. 9, 2010, pp. 1314-1326.
- [181] A. V. Ravi Teja, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori, “A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Tran. on Ind. Elect.*, vol. 59, no. 10, Oct. 2012, pp. 3757-3767.
- [182] M. Ghanes, G. Zheng “ On Sensorless Induction Motor Drives: Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller”, *IEEE Tran. on Ind. Elect.*, vol. 56, no. 9, Sep. 2009, pp. 3404-3413.
- [183] V. Vasic, S. N. Vukosavic, E. Levi, “A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. on Energ. Conv.*, vol. 18, no. 4, Dec 2003, pp. 476-483.
- [184] M. Wlas, Z. Krzeminski, H. A. Toliyat,, “Neural-Network-Based Parameter Estimations of Induction Motors”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 55, no. 4, Apr. 2008, pp. 1783-1794.
- [185] S. Cong, Y. Liang, “PID-Like Neural Network Nonlinear Adaptive Control for Uncertain Multivariable Motion Control Systems”, *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 56, no. 10, Oct. 2009, pp. 3872-3879.
- [186] J. R. Heredia, F. Perez Hidalgo, J.L. Duran Paz “Control of induction motors by artificial neural networks”, *IEEE Conf. Inter. Symp. Industrial Electronics*, vol. 2, 1999, pp. 792-794.
- [187] Am M. A. Amin, A. A. El-Smahy, “Real-Time Tracking Control of Squirrel Cage Induction Motor Using Neural Network”, *IEEE Conf. IECON’98*, vol. 2, 1998, pp. 877-882.
- [188] Rong-Jong Wai, Hsin-Hai Lin, Faa-Jeng Lin, “Hybrid controller using fuzzy neural networks for identi"cation and control of induction servo motor drive”, Elsevier Ltd, *Neurocomputing*, vol. 35, 2000, pp. 91-112.
- [189] B. Burton, R. G. Harley, G. Diana, J. L. Rodgerson, “Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-Fed Induction Motor Stator Currents”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, May/Jun. 1998, pp. 580-588.
- [190] M. BECHOUCHE Ali, “ Utilisation des techniques avancées pour l’observation et la commande d’une machine asynchrone : application à une éolienne ”, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.
- [191] Matlab Toolbox, “Neural Network Toolbox User's Guide”, mathworks, https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/nnet/nnet_ug.pdf
- [192] Jamel Ghouili, “Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones”, Thèse de doctorat, Université du Québec, Canada, 2005.
- [193] T. Orłowska-Kowalska, M. Dybkowski, “Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 57, no. 4, Apr. 2010, pp. 1296–1308.
- [194] <http://www.dspace.de/ww/fr/fra/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>

ملخص

الهدف من هذا العمل هو المقارنة التجريبية لنمط التحكم الشعاعي و التحكم بـ DTC مع تطوير خوارزميات للتحكم و الملاحظة مع تقدير لبارمترات الآلة اللاتزامنية مع أخذ بالاعتبار العوائق المفروضة من التجربة. لقد أولينا اهتماما بالغاً لتحقيق التجارب عن طريق آلية للاختبار التجريبي الذي يعد مرحلة هامة من التثبيت من قوانين التحكم. دراسة نظرية منحت لتصميم الذي يركز على البنات المتغيرة عن طريق النمط الانزلاقي، و بعد وصف الطريقة الكلاسيكية أجرينا دراسة شاملة لقوانين التحكم التي طورت، و بالتحديد الطريقة الأسية لمرحلة التقارب من أجل تحسين متانة النظام حتى في المرحلة الانتقالية، وتحسين استجابته.

في النهاية طورنا تحكم بدون كاشف عن طريق MRAS مع تقدير مرتبط على الخط لبارمترات الآلة باستعمال الشبكة العصبية الاصطناعية. من أجل ذلك أجرينا دراسة نظرية ثم قمنا بإجراء التقدير للبارمترات و على التحديد مقاومة الساكن و مقلوب الثابت الزمني للدوار باستعمال نظرية Popov. و بعد وصف مبادئ الشبكة العصبية الاصطناعية و تطبيقها على النظام المستعمل قمنا باختبارها تجريبياً و التعليق على النتائج المحققة.

كلمات مفتاحية: تحكم متقدم بالنمط الانزلاقي، مقارنة بين أنواع التحكم، الشبكة العصبية الاصطناعية، تقدير البارمترات على المباشر، تحكم بدون ملتقطات، dSPACE.

Résumé:

L'objectif de ce travail a été porté sur la comparaison expérimentale des performances de la commande vectorielle à flux rotorique orienté et de la commande DTC, ainsi qu'au développement d'algorithmes de commande et d'observation avec une conjointe estimation en-ligne des paramètres de la MAS, en prenant en considération les contraintes imposées par la réalisation pratique. On a tenu un intérêt spécial à la réalisation expérimentale par banc d'essai car c'est une étape essentielle pour la validation de chaque nouvelle conception de loi de commande.

Une étude théorique a été consacrée aux concepts de base des systèmes à structure variable par mode glissant. Après avoir décrit la méthode classique, on a procédé à la synthèse d'une loi de commande qui se base sur une loi exponentielle de la phase d'atteinte (ERL) afin d'étendre la robustesse du système même en régime transitoire et améliorer sa réponse.

À la fin, une commande sans capteurs de vitesse est développée par la méthode MRAS avec une conjointe estimation en-ligne des paramètres de la MAS par l'utilisation des réseaux de neurones. Pour ce faire, on a procédé à l'étude théorique de la technique MRAS en évoquant ses différentes méthodes. Ensuite, on est passé au procédé d'estimation des paramètres de la MAS notamment la résistance statorique et l'inverse de la constante de temps rotorique en utilisant le concept de l'hyperstabilité de Popov. Après avoir décrit les principes des réseaux de neurones et leur application pour notre cas dans l'estimation des paramètres on a effectué la mise en œuvre pratique et l'interprétation des résultats obtenus.

Mots Clés: Commande par mode glissant avancée, comparaison, réseau de neurones, estimation en-ligne des paramètres, commande sans capteurs, dSPACE.

Abstract:

The aim of this work was carried on the experimental comparison of the performance of field oriented vector control and DTC control, and to develop control and observation algorithms with conjoint on-line estimation of the induction motor (IM) parameters, taking into consideration the constraints imposed by the practical realization. We took a special interest to the experimental test-bed as it is an essential step for validating each new control law design.

A theoretical study is devoted to the basic concepts of variable structure systems with sliding mode, and after describing the conventional method, we proceeded to the synthesis of control law that is based on exponential reaching phase (ERL) to achieve more robustness of the system even at transients and to improve its dynamic response.

At the end, a new sensorless control by MRAS with an on-line conjoint estimation of the IM parameters using artificial neural networks is developed. To do so, we proceed with a theoretical study of the MRAS technique evoking its different methods. Then we continue with the process of estimating the IM parameters especially the stator resistance and the inverse of the rotor time constant using the concept of Popov's hyperstability. After describing the principles of neural networks and their application to our case in the estimation of the parameters we go further to the practice implementation and interpretation of results.

Key words: sliding mode advanced control, comparison, artificial neural network, on-line parameters estimation, sensorless control, dSPACE.