

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR**  
**ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI DE CONSTANTINE 1**  
**FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



N° de série : .....

N° d'ordre : .....

# Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT DE 3<sup>eme</sup> CYCLE EN ELECTROTECHNIQUE**  
**OPTION : Gestion et Transformation de l'Energie Electrique**

Présentée par :

**LEGRIQUI SAID**

Thème

---

**Observation et commande non-linéaire de la machine  
asynchrone avec identification on line des paramètres**

---

**Soutenu le : 25/02/ 2021**

**Devant le jury :**

Président	<b>BOUCHERMA Mohamed</b>	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur	<b>BENALLA Hocine</b>	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
Examineurs	<b>TOUFOUTI Riad</b>	Professeur	Univ. Cherif Messaidia Souk Ahras
	<b>BENOUDJIT Djamel</b>	MCA	Univ. Mustapha Ben Boulaid Batna 2
	<b>KAIKAA Yazid</b>	MCA	Univ. Frères Mentouri Constantine 1

## Dédicace

### *Je dédie ce travail*

#### **A MON CHER PERE MOHAMED**

*De tous les pères, vous êtes le meilleur.*

*Vous avez été et vous serez toujours un exemple pour moi par vos qualités humaines, ta persévérance et perfectionnisme.*

*En témoignage de brut d'années de sacrifices, de sollicitudes, d'encouragement et de prières.*

*Pourriez-vous trouver dans ce travail le fruit de toutes vos peines et Tous de vos efforts.*

*En ce jour, j'espère réaliser l'un de tes rêves.*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mes respects, ma reconnaissance*

*Et mon profond amour.*

*Puisse Dieu vous préserver et vous procurer santé et bonheur.*

#### **A MA CHERE MERE ZILOUKHA**

*Source inépuisable de tendresse, de patience et de sacrifice.*

*Vos prières et votre bénédiction m'ont été d'un grand secours tout au long de ma vie.*

*Quoi que je puisse dire et écrire, je ne pourrais exprimer ma grande affection et ma profonde reconnaissance. J'espère ne jamais vous décevoir, ni trahir votre confiance et vos sacrifices.*

*Puisse Dieu tout puissant, vous préserver et vous accorder santé, longue vie et Bonheur.*

## A MA CHERE EPOUSE

### AMINA

*Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon amour et mon attachement à toi.*

*Depuis que je t'ai connu, tu n'as cessé de me soutenir et de m'épauler.*

*Tu me voulais toujours le meilleur.*

*Ton amour ne m'a procuré que confiance et stabilité.*

*Tu as partagé avec moi les meilleurs moments de ma vie, aux moments les plus difficiles de ma vie, tu étais toujours à mes côtés, Je te remercie de ne m'avoir jamais déçu.*

*Aucun mot ne pourrait exprimer ma gratitude, mon amour et mon respect.*

*Je remercie le bon Dieu qui a croisé nos chemins. Puisse le bon Dieu nous procurer santé et longue vie.*

## A MON ANGE MOHAMED YAMANE

*Mon cher fils, don de Dieu pour moi.*

*Il m'a béni avec les choses les plus merveilleuses de la vie, un fils, qui est la douceur des yeux, la joie du foie et la joie du cœur.*

*A LA MEMOIRE DE MON CHER GRAND P2RE  
YOUCEF*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour,  
l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu  
pour vous.*

*Que vous reposiez dans le paradis du seigneur*

*A MES PETITES SOEURS*

*MERIEM, NESRINE et ASMA*

*Des sœurs comme on ne peut trouver nulle part ailleurs,  
Puisse Allah vous protéger, garder et renforcer notre  
fraternité.*

*Je vous souhaite tout le bonheur du monde*

*A MA NIECE RANIME*

*La plus belle fleur avec le plus beau sourire*

*A MES AMIS LES PLUS CHERS*

*Ayoub, ZAKI, Abdelmalek, Chouaib, Naoufel, Yaakoub, Oussama*

*A TOUS MES ONCLES, TANTES ET LEURS  
ENFANTS*

*A MES BEAUX PARENTS, FRERES, SOEURS  
ET LEURS ENFANTS*

*A TOUS CEUX QUI ONT RENDU MA VIE PLUS  
BELLE*

### Remerciement

Tout d'abord, je voudrais remercier Dieu «Allah» le très Gracieux et le très Miséricordieux, de m'avoir béni avec la connaissance et m'avoir donné force, courage, patience et sérénité pendant toutes ces années d'étude.

Je tiens à exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail. Ma grande gratitude va à : **Pr. Benalla Hocine** et **Dr. Rezgui Salah-eddine** membres du laboratoire d'électrotechnique de Constantine LEC pour leur soutien continu, leurs conseils, leurs encouragements tout au long de mon projet, leurs connaissances approfondies et leur travail assidu.

Je tiens également à remercier le président du jury **Mr. BOUCHERMA Mohamed** Professeur à l'université Frères Mentouri Constantine 1, ainsi que les membres du jury : **Mr. BENOUDJIT Djamel** maître de conférence à l'université Mustapha Ben Boulaid Batna 2 et **Mr. TOUFOUTI Riad** Professeurs à l'université Cherif Messaidia Souk Ahras et **KAIKAA Yazid** maître de conférence à l'université Frères Mentouri Constantine 1 pour avoir servi comme membres de mon comité et pris le temps de réviser ma thèse. Je suis reconnaissant qu'au milieu de toutes leurs activités, ils aient accepté de faire partie du comité de jury.

De plus, je tiens à remercier tous mes collègues du laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC), avec un merci tout particulier à mes professeurs du département d'électrotechnique de l'Université de Constantine 1 pour leurs précieux conseils et leur soutien moral.

Dernier point mais non le moindre, je suis reconnaissant à mes parents pour leurs prières, leurs conseils et leur soutien tout au long de mon éducation. Leur inspiration et leurs encouragements ont été inestimables.

LEGRIOUI SAID

## Sommaire

<i>DEDICACE</i> .....	<i>I</i>
<i>REMERCIEMENT</i> .....	<i>IV</i>
<i>SOMMAIRE</i> .....	<i>V</i>
<i>LISTE DES FIGURES</i> .....	<i>IX</i>
<i>NOTATIONS ET SYMBOLES</i> .....	<i>XII</i>
<i>INTRODUCTION GENERALE</i> .....	<i>I</i>
<i>CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA COMMANDE ET L'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF</i> .....	<i>5</i>
I.1 INTRODUCTION .....	6
I.2 COMMANDE DES MACHINES ASYNCHRONES .....	7
I.2.1 COMMANDE SCALAIRE .....	8
I.2.2 COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE FOC .....	9
I.2.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DTC .....	9
I.3 TECHNIQUES D'ESTIMATION DE LA VITESSE ET DE PARAMETRES .....	13
I.3.1 OBSERVATEUR A MODE GLISSANT .....	14
I.3.2 FILTRE DE KALMAN .....	15
I.3.3 MODELE DE REFERENCE DU SYSTEME ADAPTIVE MRAS .....	16
I.3.3.1 MRAS basé sur le flux rotorique .....	17
I.3.3.2 MRAS basé sur la force contre-électromotrice EMF .....	18
I.3.3.3 MRAS basé sur la puissance réactive .....	19
I.3.3.4 MRAS basé sur les courants statoriques .....	20
I.3.3.5 MRAS basé sur les techniques avancées .....	21
I.4 CONCLUSION .....	23
<i>CHAPITRE II: MODELISATION ET COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</i> .....	<i>25</i>
II.1 INTRODUCTION .....	26
II.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	26
II.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .....	26
II.2.2 REPRESENTATION EQUIVALENTE ET FORMULATION DE VECTEUR .....	27
II.2.3 MODELISATION DYNAMIQUE DANS UN CADRE A TROIS AXES .....	28
II.2.3.1 Hypothèses simplificatrice .....	28
II.2.3.2 Modelé dynamique de la machine asynchrone en trois axes .....	29
II.2.3.3 Modèle dynamiques de la machine asynchrone en deux axes .....	30

## Sommaire

II.2.4 MODELE LA MACHINE ASYNCHRONE EN DIPHASE .....	34
II.2.4.1 Model de la MAS Liée au champ tournant (modèle de Park) .....	34
II.2.4.2 Modèle d'état de la MAS lié au champ tournant (Park) .....	37
II.2.4.3 Modèle d'état de la MAS lié au stator (Concordia) .....	37
II.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION .....	38
II.4 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MAS .....	40
II.4.1 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DE LA TECHNIQUE DTC .....	41
II.4.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA DTC .....	41
II.4.3 ESTIMATION ET CONTROLE DU FLUX STATORIQUE .....	41
II.4.3.1 Composantes du flux statorique .....	43
II.4.3.2 Régulation du flux par un comparateur à hystérésis .....	44
II.4.4 ESTIMATION ET CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE .....	45
II.4.4.1 Application d'un vecteur de tension non nul .....	46
II.4.4.2 Application d'un vecteur de tension nul .....	47
II.4.4.3 Régulation du couple par un comparateur à hystérésis .....	47
II.4.5 LA TABLE DE COMMUTATION .....	48
II.4.6 LA REGULATION DE LA VITESSE DE LA COMMANDE DTC .....	50
II.4.7 SCHEMA GENERAL DE LA COMMANDE DTC .....	52
II.4.8 ETUDE EXPERIMENTALE .....	53
II.4.8.1 Résultats expérimentaux .....	54
II.4.8.2 Observation et discussion .....	57
II.5 CONCLUSION .....	58
<i>CHAPITRE III: DTC BASEE SUR LES TECHNIQUES NON LINEAIRES</i> .....	<i>60</i>
III.1 INTRODUCTION .....	61
III.2 COMMANDE DE VITESSE PAR LA LOGIQUE FLOUE .....	62
III.2.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE .....	62
III.2.2 PROPRIETES DE LA COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE .....	62
III.2.3 THEORIE GENERALE SUR LA LOGIQUE FLOUE .....	63
III.2.3.1 Ensemble classique et ensemble flou .....	63
III.2.3.2 Ensembles flous avec un univers continu .....	64
III.2.4 LES OPERATIONS THEORIQUES DES ENSEMBLES FLOUES .....	65
III.2.4.1 Opération de sous-ensemble .....	65
III.2.4.2 Opération de disjonction (l'union) .....	65
III.2.4.3 Opération de conjonction (l'intersection) .....	66
III.2.4.4 Opération de négation (le complément) .....	66
III.2.5 FORMULATION DES FONCTIONS D'APPARTENANCES .....	67
III.2.6 CONTROLEUR BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE .....	69
III.2.6.1 Composants du contrôleur à logique floue .....	69
III.2.6.2 Design du contrôleur flou utilisé pour la variation de la vitesse .....	73
III.2.7 ETUDE EXPERIMENTALE .....	75
III.2.7.1 Résultats expérimental .....	76
III.2.7.2 Observation et discussions .....	78
III.3 COMMANDE DE LA VITESSE PAR MODE GLISSANT .....	79
III.3.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....	79
III.3.2 PROPRIETE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....	80

## Sommaire

III.3.3 LE CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT .....	80
III.3.4 CONDITIONS D'EXISTENCE DU MODE GLISSANT .....	81
III.3.5 LE CONCEPT DU CONTROLEUR .....	81
III.3.6 LOIS DE LA PHASE D'ATTEINTE (REACHING LAWS).....	83
III.3.6.1 Loi d'atteinte constante (RL) .....	83
III.3.6.2 Loi d'atteinte exponentielle (ERL) .....	84
III.3.7 APPLICATION POUR LE CONTROLE DE LA VITESSE POUR LA COMMANDE DTC .....	85
III.3.7.1 Conception de la commande avec une loi d'atteinte constante (SMC).....	85
III.3.7.2 Conception de la commande avec une loi d'atteinte exponentielle (SMC-ERL).....	86
III.3.8 ETUDE EXPERIMENTALE .....	88
III.3.8.1 Résultats expérimentaux.....	88
III.3.8.2 Observations et discussion.....	90
III.4 CONCLUSION .....	91

### *CHAPITRE IV: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET IDENTIFICATION EN LIGNE DE PARAMETRES.....*

93

IV.1 INTRODUCTION.....	94
IV.2 SYSTEMES ADAPTATIFS DE REFERENCE (MRAS) POUR MACHINES ASYNCHRONES .....	95
IV.2.1 OBSERVATEUR MRAS DE VITESSE A BASE DU FLUX ROTORIQUE .....	95
IV.2.2 LA CONCEPTION DU MECANISME D'ADAPTATION .....	97
IV.2.3 ETUDE EXPERIMENTALE.....	100
IV.2.3.1 Tests en grande vitesse.....	101
IV.2.3.2 Observations et discussion .....	103
IV.2.3.3 Tests en petites vitesse .....	104
IV.2.3.4 Observations et discussions.....	106
IV.3 IDENTIFICATION CONJOINTE DES PARAMETRES UTILISANT LA TECHNIQUE MRAS.....	106
IV.3.1 LE MECANISME D'ADAPTATION .....	107
IV.3.1.1 Pour la résistance statorique .....	107
IV.3.1.2 Pour l'inverse de la constante du temps rotorique .....	107
IV.3.2 SYSTEME LINEAIRE ET NON LINEAIRE.....	108
IV.3.3 ETUDE EXPERIMENTALE.....	109
IV.3.3.1 Test en grande vitesse .....	109
IV.3.3.2 Observations et discussion .....	112
IV.3.3.3 Test en petite vitesse .....	112
IV.3.3.4 Observations et discussion .....	114
IV.4 MRAS BASEE SUR LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS .....	114
IV.4.1 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS .....	114
IV.4.2 MODELES DES RESEAUX DE NEURONE.....	118
IV.4.2.1 Neurone à une entrée unique.....	118
IV.4.2.2 Neurone avec entrée vectorielle .....	118
IV.4.3 LA CONCEPTION DES RESEAUX DE NEURONES .....	119
IV.4.3.1 Réseau de neurone avec une seule couche.....	119
IV.4.3.2 Réseaux de neurones avec multicouches .....	120
IV.4.4 FONCTION DE TRANSFERT (FONCTION D'ACTIVATION) .....	121
IV.4.5 APPRENTISSAGE D'UN RESEAU DE NEURONES .....	123
IV.4.5.1 Apprentissage supervisé .....	123



## Sommaire

---

IV.4.5.2 Apprentissage non supervisé.....	123
IV.4.5.3 Apprentissage par renforcement.....	124
IV.4.6 APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES.....	125
IV.4.6.1 Développement du réseau de neurones .....	125
IV.4.7 ETUDE EXPERIMENTALE .....	128
IV.4.7.1 Tests en grande vitesse.....	128
IV.4.7.2 Observations et discussion .....	131
IV.4.7.3 Tests en petite vitesse.....	131
IV.4.7.4 Observations et discussion .....	133
IV.5 CONCLUSION .....	133
 <i>CONCLUSION GENERALE .....</i>	 <i>135</i>
 <i>ANNEXE A. IDENTIFICATION EXPERIMENTALE DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LES ESSAIS CLASSIQUES.....</i>	 <i>139</i>
 <i>ANNEXE B : RESULTATS POUR D'AUTRES CONSIGNES DE LA VITESSE.....</i>	 <i>147</i>
 <i>REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE .....</i>	 <i>157</i>

## Liste des figures

FIG. II. 1: PRESENTATION DES ENROULEMENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	29
FIG. II. 2: POSITIONS DES AXES DQ PAR RAPPORT AUX ENROULEMENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE. .....	31
FIG. II. 3: POSITION DES REPERES DQ ET AB .....	33
FIG. II. 4: MODELE D'ONDULEUR DE TENSION .....	39
FIG. II. 5: PRESENTATION DES VECTEURS SPATIAUX.....	40
FIG. II. 6: ÉVOLUTION DU VECTEUR FLUX STATORIQUE EN FONCTION DU VECTEUR TENSION V2 .....	42
FIG. II. 7: ÉVOLUTION DU VECTEUR FLUX STATORIQUE EN FONCTION DU VECTEUR TENSION V4.....	42
FIG. II. 8: ÉVOLUTION DE VECTEUR DU FLUX STATORIQUE POUR CHAQUE VECTEUR DE TENSION.....	43
FIG. II. 9: COMPARATEUR A HYSTERESIS A DEUX NIVEAUX POUR LE CONTROLE DU FLUX DU STATOR. .....	44
FIG. II. 10: ÉVOLUTION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU VECTEUR TENSION V2.	46
FIG. II. 11: ÉVOLUTION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EN FONCTION DU VECTEUR TENSION V6.	46
FIG. II. 12: ÉVOLUTION DU FLUX ET DU COUPLE POUR UNE PHASE DE TENSION NULLE. ....	47
FIG. II. 13: REGLAGE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE PAR UN REGULATEUR A HYSTERESIS DOUBLE BANDES.....	47
FIG. II. 14: LES SIX SECTEURS SYMETRIQUES.....	49
FIG. II. 15: SCHEMA FONCTIONNEL DE LA REGULATION DE VITESSE.....	51
FIG. II. 16: SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE. ....	52
FIG. II. 17: BANC D'ESSAI. ....	54
FIG. II. 18: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC A VIDE.....	56
FIG. II. 19: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC EN CHARGE.....	57
FIG. III. 1: EXEMPLE D'ENSEMBLE CLASSIQUE ET ENSEMBLE FLOU .....	63
FIG. III. 2: FONCTION D'APPARTENANCE DANS UN UNIVERS CONTINU.....	64
FIG. III. 3: OPERATION DE SOUS-ENSEMBLE.....	65
FIG. III. 4: OPERATION DE DISJONCTION .....	66
FIG. III. 5: OPERATION DE CONJONCTION.....	66
FIG. III. 6: OPERATION DE NEGATION.....	67
FIG. III. 7: FONCTIONS D'APPARTENANCES.....	67
FIG. III. 8: FONCTION D'APPARTENANCE DE TYPE SINGLETON .....	67
FIG. III. 9: FONCTION D'APPARTENANCE TRIANGULAIRE.....	68
FIG. III. 10: FONCTION D'APPARTENANCE TRAPEZOÏDALE.....	68
FIG. III. 11: FONCTION D'APPARTENANCE GAUSSIENNE.....	68
FIG. III. 12: SCHEMAS DE DEFUZZIFICATION POUR OBTENIR DES SORTIES NETTES.....	72
FIG. III. 13: SCHEMA FONCTIONNELLE DU REGULATEUR FLOU SOUS MATLAB.....	73
FIG. III. 14: FONCTIONS D'APPARTENANCE DU REGULATEUR FLOU SOUS MATLAB .....	74
FIG. III. 15: SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE DTC-FLC .....	75
FIG. III. 16: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-FLC A VIDE.....	77
FIG. III. 17: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-FLC EN CHARGE .....	78
FIG. III. 18 PRINCIPE DU MODE GLISSANT DE LA TRAJECTOIRE D'ETAT .....	80
FIG. III. 19 STRUCTURE DE CONTROLE EQUIVALENTE. ....	82
FIG. III. 20 SCHEMA FONCTIONNELLE DU REGULATEUR DE LA VITESSE SMC .....	86
FIG. III. 21. SCHEMA FONCTIONNELLE DU REGULATEUR DE LA VITESSE SMC-ERL .....	88
FIG. III. 22 PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-SMC-ERL A VIDE.....	89
FIG. III. 23 PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-SMC-ERL EN CHARGE. ....	90

## Liste des figures

FIG. IV. 1 SCHEMA FONCTIONNEL D'UN OBSERVATEUR MRAS .....	95
FIG. IV. 2 SCHEMA FONCTIONNEL D'UN OBSERVATEUR MRAS A BASE DU FLUX ROTORIQUE.....	97
FIG. IV. 3 SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME EQUIVALENT DE LA THEORIE DE L'HYPER-STABILITE.	98
FIG. IV. 4 PRESENTATION DU SYSTEME LINEAIRE ET NON LINEAIRE .....	99
FIG. IV. 5 LE MECANISME D'ADAPTATION DE L'OBSERVATEUR MRAS A BASE DU FLUX ROTORIQUE. .....	100
FIG. IV. 6 LE SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE DTC A BASE DU MRAS.....	101
FIG. IV. 7 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS A VIDE. ....	102
FIG. IV. 8 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS EN CHARGE. ....	103
FIG. IV. 9 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS A PETITE VITESSE A VIDE. ....	105
FIG. IV. 10 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS A PETITE VITESSE EN CHARGE. .....	106
FIG. IV. 11 DIAGRAMME FONCTIONNEL DE LA MRAS PROPOSEE .....	106
FIG. IV. 12 PRESENTATION DU SYSTEME LINEAIRE ET NON LINEAIRE POUR LA METHODE PROPOSEE.	108
FIG. IV. 13 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES A VIDE .....	110
FIG. IV. 14 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES EN CHARGE.....	111
FIG. IV. 15 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES A VIDE A PETITE VITESSE.....	113
FIG. IV. 16 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES EN CHARGE A PETITE VITESSE .....	114
FIG. IV. 17 DESSIN SCHEMATIQUE D'UN NEURONE BIOLOGIQUE.....	116
FIG. IV. 18 NEURONE A UNE ENTREE UNIQUE.....	118
FIG. IV. 19 NEURONE AVEC ENTREE VECTORIELLE D'ELEMENT I.....	119
FIG. IV. 20 RESEAU DE NEURONE AVEC I D'ENTREES ET J DES NEURONES.....	120
FIG. IV. 21 RESEAUX DE NEURONES AVEC 3 COUCHES.....	121
FIG. IV. 22 FONCTION DE TRANSFERT LINEAIRE . ....	122
FIG. IV. 23 FONCTION DE TRANSFERT LOG-SIGMOÏDE.....	122
FIG. IV. 24 FONCTION DE TRANSFERT HARD-LIMITE.....	122
FIG. IV. 25 FONCTION DE TRANSFERT TAN-SIGMOÏDE.....	123
FIG. IV. 26 SCHEMA FONCTIONNEL DE L'APPRENTISSAGE SUPERVISE.....	123
FIG. IV. 27 SCHEMA FONCTIONNEL DE L'APPRENTISSAGE NON SUPERVISE.....	124
FIG. IV. 28 SCHEMA FONCTIONNEL DE L'APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT.....	124
FIG. IV. 29 DIAGRAMME FONCTIONNEL DU MRAS BASE SUR ANN.....	125
FIG. IV. 30 DIAGRAMME FONCTIONNEL DU CONTROLEUR ANN.....	126
FIG. IV. 31 ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE.....	127
FIG. IV. 32 REGRESSION.....	128
FIG. IV. 33 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN A VIDE.....	129
FIG. IV. 34 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN EN CHARGE.....	130
FIG. IV. 35 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN A VIDE EN PETITE VITESSE.....	132
FIG. IV. 36 PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN EN CHARGE EN PETITE VITESSE.....	133
FIG. A. 1: SCHEMA MONOPHASE EQUIVALENT MAS VU COTE STATOR LORS DE L'ESSAI A VIDE.....	140
FIG. A. 2: MONTAGE DE L'ESSAI A VIDE.....	140

## Liste des figures

---

FIG. A. 3: SEPARATION DES PERTES.....	142
FIG. A. 4: MONTAGE DE L'ESSAI A ROTOR BLOQUE .....	143
FIG. A. 5: TEST DE RALENTISSEMENT.....	145
FIG. B. 1: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC A VIDE.....	147
FIG. B. 2: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC EN CHARGE. ....	147
FIG. B. 3: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-FLC A VIDE .....	148
FIG. B. 4: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-FLC EN CHARGE.....	148
FIG. B. 5 PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-SMC-ERL A VIDE .....	148
FIG. B. 6: PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC-SMC-ERL EN CHARGE.....	149
FIG. B. 7: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS A VIDE.....	149
FIG. B. 8: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS EN CHARGE. ....	150
FIG. B. 9: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS A VIDE A PETITE VITESSE.....	151
FIG. B. 10: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS EN CHARGE A PETITE VITESSE .....	151
FIG. B. 11: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES A VIDE .....	152
FIG. B. 12: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES EN CHARGE. ....	153
FIG. B. 13: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES A VIDE A PETITE VITESSE.....	153
FIG. B. 14: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS AVEC L'ESTIMATION DES PARAMETRES EN CHARGE A PETITE VITESSE .....	154
FIG. B. 15: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN A VIDE. ....	154
FIG. B. 16: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN EN CHARGE. ....	155
FIG. B. 17: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN A VIDE A PETITE VITESSE.....	156
FIG. B. 18: PERFORMANCES DE LA DTC-SMC-ERL A BASE DU MRAS –ANN EN CHARGE A PETITE VITESSE.....	156

## Notations et Symboles

MAS :	Machine asynchrone
PWM :	Modulateur de largeur d'impulsion
DTC :	Commande directe du couple
FOC :	Commande vectorielle à flux orienté
SVC :	Commande à structure variable
SMC :	Contrôleur à mode glissant
SMO :	Observateurs à mode glissant
EKF :	Filtre de Kalman étendu
DSP :	Processeur digital de signaux
FPGA :	Field programmable gate array
MRAS :	Modèle de référence du système Adaptive
EMF :	Force contre-électromotrice
ANN :	Réseaux des neurones artificiels
FLC :	Contrôleur à logique floue
PID :	Régulateur proportionnel intégrale dérivative
ERL :	Loi d'atteinte exponentielle
RL :	Loi d'atteinte constante
$[V_{sabc}]$ :	Vecteur des tensions statoriques
$[I_{sabc}]$ :	Vecteur des courants statoriques
$[\varphi_{sabc}]$ :	Vecteur des flux statoriques
$[V_{rabc}]$ :	Vecteur des tensions rotoriques
$[I_{rabc}]$ :	Vecteur des courants rotoriques
$[\varphi_{rabc}]$ :	Vecteur des flux rotoriques
$[T(\delta)]$ :	Matrice de rotation
$[T(\theta_i)]$ :	Transformation du Park est définie par la matrice suivante :
$R_s$ :	Résistance d'un enroulement du stator
$R_r$ :	Résistance d'un enroulement du rotor
$[L_s], [L_r]$ :	Matrices des inductances statoriques et rotoriques
$l_s$	Inductance d'une phase statorique.
$l_r$ :	Inductance d'une phase rotorique.
$m_s$ :	Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
$m_r$ :	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
$M_{rs}, M_{sr}$ :	Matrices d'inductance mutuelle :
$L_s$ :	Inductance cyclique statorique.
$L_r$ :	Inductance cyclique rotorique.
$L_m$ :	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
$d, q$ :	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\alpha, \beta$ :	Axes correspondants au référentiel lié au stator

## Notations et Symboles

---

$x_d, x_q, x_0$	Composantes des vecteurs dans le repère dq
$x_\alpha, x_\beta$	Composantes des vecteurs dans le repère dq
$\omega_s$	Pulsation statorique
$\omega$	Pulsation mécanique
$\omega_{sl}$	Pulsation de glissement
$\theta_s$	Angle électrique statorique
$\theta_r$	Angle électrique rotorique
$\theta_g$	Angle de glissement
$\Omega$	Vitesse rotorique
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie
$T_r$	Couple de charge.
$f_v$	Coefficient du frottement visqueux.
$K_p, K_i$	Gains des régulateurs PI
$K$	Gains des grandeurs de commande
mn	Minute
s	Seconde
$S(x), S_x$	Surface de glissement de la variable x
t	Temps
$T_s$	Période d'échantillonnage
tr	Tours
$\gamma$	Constante positive.
e	Erreur système.
n	Ordre relatif du système.
u	Grandeur de commande
$u_{eq}$	Grandeur de commande équivalente
$u_n$	Grandeur de commande discontinue
x	Entrée scalaire du neurone
w	poids synoptique scalaire
b	Biais
y	sortie du neurone

### Introduction générale

Dans ces dernières décennies, les machines à courant alternatif ont remplacé les machines à courant continu dans les applications industrielles en raison de leurs avantages, tels que la fiabilité et le manque de collecteur et de balais qui les rendent capables de travailler dans des conditions difficiles. Les machines à courant alternatif les plus populaires sont généralement les moteurs asynchrones. Ils sont utilisés dans diverses applications industrielles telles que les véhicules électriques, outils de traction et entraînements. Le moteur asynchrone à cage d'écureuil en particulier, est largement utilisé en raison de son coût réduit et de ses besoins d'entretien réduits.

A leur début, les moteurs asynchrones fonctionnaient directement à partir du réseau à une fréquence / vitesse ( $V/f$ ) fixe. Au fil du temps, avec le développement de dispositifs semi-conducteurs et de convertisseurs électroniques de puissance, ces machines asynchrones étaient devenues capables de fonctionner avec une fréquence / vitesse réglable en les alimentant via un convertisseur de puissance comme l'onduleur. L'utilisation du variateur de vitesse en boucle ouverte peut offrir une performance satisfaisante en régime permanent sans besoin de régulation de vitesse pour des applications simples. Mais dans les cas où le variateur de vitesse nécessite une réponse dynamique rapide et une vitesse précise, la commande en boucle ouverte devient insatisfaisante. Par conséquent, le fonctionnement du moteur asynchrone en boucle fermée sera obligatoire [Buja2004] [Li2005]. Pour ces raisons, de nombreuses techniques scalaires, vectorielles et même des techniques numériques ont été proposées pour contrôler la vitesse de rotation des machines asynchrones.

L'une des méthodes qui garantit un contrôle séparé du flux et du couple est appelée contrôle direct du couple (DTC). Elle a été introduite par Takahashi et Nagochi au milieu des années 1980 [Takhachi1986], et également proposée par Depenbrock sous le nom de Direct Self-Control (DSC) [Depenbrock1988]. Ce type de contrôle se fait totalement en repères stationnaires (coordonnées fixes du stator). En outre, La commande DTC est basée sur le choix direct des états de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension à travers une table de commutation. Donc, l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) n'est pas nécessaire. Cette technique offre de très bonnes performances tel que la réponse dynamiques, la faible fréquence de commutation qui conduit vers des pertes faibles et elle est très robuste.

Par contre, la méthode DTC classique souffre de différents problèmes notamment les ondulations du couple élevées et du flux en raison de l'utilisation de contrôleurs à hystérésis. De nombreux schémas DTC modifiés ont été proposés afin de réduire les ondulations telles que l'insertion de la modulation vectorielle spatiale (SVM) et le remplacement des comparateurs à hystérésis par d'autres régulateurs basés sur les techniques intelligentes comme la logique floue (FLC) et les réseaux de neurone artificielle (ANN). La plupart de ces techniques ont montré une grande capacité de réduire le niveau d'ondulations sans effort de calcul élevé.

Les contrôleurs différentiels proportionnels intégraux linéaires (PID) utilisés généralement pour la régulation de la vitesse ont saisi un grand intérêt dans les applications industrielles. Malgré cela, des extensions supplémentaires devraient être faites pour remplir un comportement acceptable comme la limitation de sortie et l'anti-windup. Cependant, un autre problème important est posé dans la littérature, qui est le problème de la stabilité dans la boucle fermée de contrôle [Sanjuan2006]. Le modèle mathématique initial du régulateur PID basé sur des méthodes analytiques conventionnelles contient généralement des hypothèses approximatives et une dynamique sans modèle. Aussi, elle peut également être affectée par la variation des paramètres due aux conditions et perturbations externes pendant le fonctionnement. Par conséquent, l'utilisation de méthodes linéaires ne peut pas atteindre des performances élevées.

Le développement des techniques de commande robustes pour résoudre le problème des régulateurs PID a récemment fait une grande réussite dans le domaine de la variation de la vitesse des machines alternatives. Les contrôleurs non linéaires peuvent offrir plusieurs avantages par rapport aux schémas de contrôle linéaire. Parmi les recherches effectuées dans le domaine des techniques de commande non linéaire basées sur les techniques intelligentes, nous mentionnons la technique par la logique floue (FLC), le mode glissant (SMC), et les réseaux de neurones artificiels. Les avantages les plus puissants de ces techniques sont la grande robustesse face aux différentes incertitudes du système ou changement des paramètres, la réponse dynamique rapide et la simplicité de l'implémentation lors de la mise en œuvre.

Par ailleurs, le contrôle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un autre problème dans le domaine de la variation de la vitesse pour les machines électriques. Les techniques de commandes développées utilisant des stratégies avancées telles que les techniques non linéaires nécessitent une mesure ou une estimation précise de la vitesse pour la conception de commande en boucle fermée. L'utilisation de capteurs présente plusieurs inconvénients tels que le coût



élevé, la fragilité et la faible fiabilité. Lorsque le capteur de vitesse est supprimé de la commande, on l'appelle donc une commande sans capteur de la vitesse. En raison des multiples variables et de la non-linéarité de la dynamique des moteurs asynchrone, l'estimation de la vitesse de rotation sans la mesure reste un sujet très difficile et compliqué. Diverses approches sans capteur ont été proposées dans la littérature. Ils sont classés comme des estimateurs en boucle ouverte et des estimateurs en boucle fermée qui sont appelés les observateurs. Nous avons mentionné parmi eux, les filtres de Kalman (KF), les observateurs à mode glissant (SMO) et le système adaptatif de référence (MRAS).

L'objectif principal de cette thèse est la mise en œuvre pratique et l'amélioration des performances d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil contrôlé par la commande DTC (Direct Torque Control) en utilisant des techniques non linéaires et robustes avec et sans capteur de vitesse. Après la mise en œuvre pratique de la DTC, on vise alors à améliorer la robustesse et la stabilité de l'algorithme de contrôle en remplaçant les contrôleurs PI linéaires utilisés dans la boucle de commande par une loi de contrôle non linéaire utilisant un régulateur flou (FLC) et un régulateur à mode glissant (SMC) avec une loi d'atteinte exponentielle (ERL). La combinaison de ces techniques non-linéaire avec la DTC permet d'obtenir un contrôle ayant une réponse dynamique rapide, avec un faible rang d'ondulation et une commande robuste contre les perturbations externes et les incertitudes du système dans les différentes conditions d'utilisation.

Après cela, l'insertion d'une stratégie de commande sans capteur de vitesse améliorée dans le but de se passer de l'utilisation de capteurs coûteux vient ensuite appuyer notre stratégie. On utilise le système adaptatif de référence (MRAS) pour l'estimation conjointe en ligne de la vitesse de rotation, la résistance statorique, et la constante de temps rotorique. Étant donné que cette technique contient trois contrôleurs conventionnels PI, nous allons procéder à son amélioration en combinant avec l'une des technologies intelligentes, à savoir les réseaux de neurones artificiels.

L'efficacité des différentes techniques de contrôle sera examinée par des études expérimentales sous l'environnement Simulink et d'autres outils de MATLAB. De plus, une implémentation expérimentale est menée dans le laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC) pour la validation des études basées sur une interface temps réel (RTI blocks) à l'aide de la carte dSpace

### Structure de la thèse

Après l'introduction générale qui donne un aperçu des principaux points qui seront traités dans cette thèse concernant les différents schémas de la commande directe du couple du moteur asynchrone, le corps principal de la thèse est structuré comme suit :

Le premier chapitre résume les différentes stratégies de contrôle du moteur asynchrone, comme les méthodes classiques (le scalaire, le contrôle vectoriel et la commande directe du couple) et les différents observateurs de vitesse (filtre de Kalman, mode glissant et système adaptatif de référence). La commande DTC et la stratégie MRAS retiennent le plus notre intérêt.

Le deuxième chapitre présente une modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension. Ensuite, une étude approfondie de la commande directe du couple sera détaillée et suivit par des résultats expérimentaux.

Dans le troisième chapitre on présente l'amélioration des performances de la DTC classique en remplaçant le contrôleur conventionnel PI par des contrôleurs non linéaires basés sur l'intelligence artificielle à savoir le mode glissant et la logique floue. Les résultats expérimentaux et les discussions sont présentés à la fin du chaque partie du chapitre.

Le quatrième et dernier chapitre traite l'élimination du capteur de vitesse et de l'association du schéma de commande avec l'approche d'observateur sans capteur pour l'estimation conjointe de la vitesse de rotation, la résistance statorique, et la constante de temps rotorique. À la fin, nous optimisons l'identification avec les réseaux de neurones artificiels.

***Chapitre I: Généralités sur la commande et  
l'identification des paramètres des  
machines à courant alternatif***

### I.1 Introduction

L'histoire des moteurs électriques revient à l'année 1820, quand Hans Christian Oersted a découvert l'effet magnétique du courant électrique. Une année plus tard, Michael Faraday a découvert la rotation électromagnétique et construit le premier moteur à courant continu. En 1831 Faraday a continué à découvrir l'induction électromagnétique, mais ce ne fut qu'en 1883 que Tesla a inventé le moteur asynchrone [grellet1997]. Actuellement, les principaux types de moteurs électriques DC, AC, asynchrone et synchrone sont toujours les mêmes, tous basés sur les théories d'Oersted, de Faraday, et de Tesla, découvertes et développées il y a plus de cent ans.

Généralement, le contrôle et l'estimation des paramètres des machines électriques asynchrone et synchrone en fonctionnement à vitesse variable sont plus compliqués que les machines à courant continu. Les principales raisons reposent sur le fait qu'elles ont une dynamique plus complexe et qu'elles demandent plus de calculs assez compliqués. La commande vectorielle et la commande directe de couple (DTC) sont les algorithmes de commande les plus connus dans la littérature pour les moteurs à courant alternatif à vitesse variable. La stratégie DTC a été introduite au milieu des années 80 comme alternative au contrôle à champ orienté (FOC), en raison de nombreux avantages, tels qu'une structure plus simple, une réponse dynamique plus rapide, et une moindre dépendance aux paramètres de la machine. Il existe toutefois des inconvénients importants, tels que la fragilité aux variations des paramètres, les problèmes d'intégration et aussi.

La commande sans capteur a été beaucoup proposée dans la littérature car elle réduit les coûts de la mise en œuvre et les exigences de maintenance et augmente la fiabilité du système de commande. A côté d'augmentations du coût, l'application d'un capteur de vitesse peut contenir certains risques lorsqu'il s'agit de fonctionner dans un environnement hostile [Finch1998].

Ce chapitre, est basé sur une étude bibliographique des commandes les plus utilisées pour l'entraînement des machines alternative et beaucoup plus sur la commande directe du couple qu'on a choisi pour les techniques proposées dans cette thèse. Ensuite on parlera des techniques d'estimation de la vitesse et des paramètres proposées par beaucoup de chercheurs pour développer la variation de la vitesse des machines électriques. Dans la dernière partie du chapitre, nous allons effectuer une bibliographie approfondie sur la technique de système adaptative à modèle de référence (MRAS) qui fera la base sur laquelle reposera cette thèse.

## I.2 Commande des machines asynchrones

Depuis son invention, le moteur asynchrone est devenu le plus utilisé aujourd'hui. L'avantage principal de ce type est qu'il ne nécessite pas une connexion électrique entre les parties fixes et tournantes à l'opposé des moteurs DC. Par conséquent, ils ne requièrent pas des commutations mécaniques comme les balais des machines à courant continu, ce qui conduit au fait qu'ils sont des moteurs sans entretien. Les moteurs asynchrones ont également un faible poids et une faible inertie, par contre une efficacité et une capacité de surcharge élevée et du fait, ils sont moins chers et plus robustes.

La seule manière efficace pour la production d'un système de variation de la vitesse du moteur asynchrone est d'alimenter le moteur avec trois tensions de phase d'une fréquence et d'une amplitude variable. Une fréquence variable est requise parce que la vitesse du rotor dépend de la vitesse de rotation du champ magnétique fourni par le stator. Une tension variable est nécessaire parce que l'impédance du moteur diminue aux basses fréquences et par conséquent le courant doit être limité au but de la réduction des tensions d'alimentation [Veltman1996].

Avant les jours de l'électronique de puissance, une commande de vitesse limitée du moteur asynchrone a été obtenue par la commutation des trois enroulements statoriques d'une connexion en triangle à une connexion en étoile, pour réduire la tension sur les enroulements du moteur. Les moteurs asynchrones sont également disponibles avec plus de trois enroulements de stator afin de permettre un changement du nombre de paires de pôles. Toutefois, un moteur avec plusieurs enroulements est plus cher parce que plus de trois connexions au moteur sont nécessaires et seulement certaines vitesses discrètes sont disponibles. Un autre procédé alternatif de contrôle de la vitesse peut être réalisé au moyen d'un moteur asynchrone à rotor bobiné, le rotor où les extrémités d'enroulement sont acheminées vers des bagues collectrices. Cependant, ce procédé supprime de toute évidence, la plupart des avantages du moteur asynchrone et il présente également des pertes supplémentaires. En connectant des résistances ou réactance en série avec les enroulements du stator des moteurs asynchrones, une mauvaise performance est obtenue.

A cette époque, les méthodes décrites ci-dessus étaient les seuls disponibles pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones, alors que les variateurs de vitesse infiniment variable à de bonnes performances pour les moteurs à courant continu existaient déjà. Ces commandes précédentes non seulement permettent l'opération en quatre quadrants, mais couvrent également

une large gamme de puissance. De plus, elles ont eu un bon rendement, et avec un contrôle approprié, même une bonne réponse dynamique. Cependant, leur principal inconvénient était l'exigence obligatoire des balais [giri2013].

Avec les énormes progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs au cours des 20 dernières années, les conditions requises pour le développement d'un bon entraînement de moteur asynchrone sont présents. Ces conditions peuvent être divisées principalement en deux groupes, le premier est concerné de la diminution du coût et de meilleures performances dans les dispositifs de commutation d'électronique de puissance, par contre, le deuxième est basé sur la possibilité de mettre en œuvre des algorithmes complexes grâce aux nouveaux microprocesseurs.

Cependant, une condition préalable devait être faite, ce qui était le développement de méthodes appropriées pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones, parce que contrairement à sa simplicité mécanique, sa complexité est dans sa structure mathématique (multi variables et non linéaire).

Dans ce domaine, un effort de recherche considérable est consacré. L'objectif de cet effort est de trouver des méthodes de contrôle de vitesse encore plus simples pour une machine alternative. Les méthodes, qui sont populaires en ce moment, sont la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté (foc) et aussi la commande directe du couple (DTC).

### I.2.1 Commande scalaire

La commande scalaire ( $V / f$ ) était la commande industrielle la plus utilisée en raison de sa simplicité d'implémentation et son coût réduit. Simultanément, le niveau de tension nécessaire est déterminée telle que le rapport ( $V / f$ ) est maintenu constant. Ces variables de commande sont alors introduites dans un modulateur de largeur d'impulsion (PWM) qui émule comme signal sinusoïdal alternatif qui entraîne la machine. Ce schéma est dérivé du modèle mathématique d'état de la machine asynchrone et ignore complètement la phase dynamique de la machine.

Ce dispositif de commande ne parvient pas à une bonne précision dans les deux réponses de vitesse rotorique et de couple électromagnétique, principalement en ce qui concerne le fait que le flux de stator et le couple ne sont pas directement contrôlés. Même si, dans la mesure où les paramètres sont identifiés, la précision de la vitesse peut être de 2% (à l'exception d'une très faible vitesse), et la réponse dynamique peut être d'environ 50 ms [giri2013]

### I.2.2 Commande vectorielle à flux orienté FOC

Le contrôle à flux orienté (FOC) ou le contrôle vectorielle est un système de contrôle de haute performance mis en place par des chercheurs allemands dans les années 1970 [Bocker2007]. Similaire à la commande des moteurs à courant continu, le principe de ce type de contrôle de la machine asynchrone est basé sur le découplage entre le flux et le couple. Dans ce procédé de commande, la régulation de couple et de flux est effectuée dans un cadre des repères tournants. Par conséquent, la continuité du retour d'informations de la position du rotor est obligatoire. Pour cette raison, la commande à flux orienté est considérée comme un procédé de commande en boucle fermée.

Dans la commande à flux orienté, la régulation de flux et de couple se fait avec les courants alignés aux axes  $d$  (composante qui contrôle le flux) et  $q$  (composante qui contrôle le couple). Par conséquent, la commande à flux orienté offre des performances élevées et elle est largement utilisée dans l'industrie. En outre, cette technique (FOC) permet à remplacer les moteurs à courant continu par d'autres à courant alternatif dans les applications de haute performance. Actuellement, l'inconvénient majeur de l'algorithme de la (FOC) est la nécessité du capteur de position. Pour ces raisons, beaucoup de recherches ont visé l'élimination du capteur de position pour l'amélioration des performances et la réduction du coût d'implémentation.

### I.2.3 Commande directe du couple DTC

Au milieu de 1980, I. Takahashi et Depenbrok proposent la commande directe du couple (DTC) (Direct Torque Control) pour les machines à induction [Takahashi1986]. La commande directe du couple (DTC) est apparue au cours des dernières décennies pour devenir l'une des méthodes les plus reconnues et utilisées dans le domaine d'entraînement électrique de la machine asynchrone. Sa principale caractéristique est la bonne performance à obtenir des résultats aussi bons que la commande vectorielle classique, et aussi avec plusieurs avantages en fonction de sa structure et de la simplicité du diagramme de commande.

Ce type de contrôle DTC est considéré comme l'un des futurs moyens de commande de la machine asynchrone. En employant la commande DTC, il est possible de contrôler directement le flux statorique et le couple électromagnétique en sélectionnant l'état de la commutation du convertisseur statique approprié. Cette méthode nécessite encore des recherches afin d'améliorer les performances du moteur, ainsi que d'atteindre un meilleur comportement de compatibilité environnementale, cela est souhaité de nos jours pour toutes les applications

industrielles. En revanche, le problème le plus important de la commande DTC reste dans le fait que le couple électromagnétique du moteur est très sensible à la tension de l'onduleur et aussi de la fréquence de commutation. Donc, les ondulations du couple et les fréquences de commutation variables et incontrôlables étaient les problèmes majeurs de la table de commutation classique de la commande DTC.

De nombreux chercheurs ont tenté de remédier à ces inconvénients. La solution la plus simple consiste à augmenter la fréquence de commutation. En fait, les fréquences de commutation allant jusqu'à 40 kHz ont été utilisées dans des entraînements de machines à induction industriel. Cependant, une carte électronique et des calculs puissants très sophistiqués sont nécessaires pour atteindre ces fréquences de commutation élevées et cela va inévitablement augmenter le coût global du système. En outre, les pertes de commutation augmentent également en raison de l'augmentation de la fréquence de commutation.

Par l'utilisation des convertisseurs de multi niveau [Escalante2002] [brando2015], la résolution des vecteurs de tension peut être améliorée et par conséquent les réponses de couple et de flux deviennent plus lisses. Néanmoins, en raison de l'augmentation du nombre de commutateurs de puissance, le coût et la complexité du système augmentent. Les pertes de commutation augmenteront aussi, ce qui provoque la diminution du rendement de système.

L'auteur de [noguchi1999] a proposé la superposition d'un signal triangulaire de haute fréquence et de faible amplitude sur les erreurs de flux et de couple pour compenser le temps de retard dans les signaux de retour. Avec l'aide du matériel supplémentaire, cette méthode est simple à mettre en œuvre et peut atteindre plus rapidement la fréquence de commutation dans la commande DTC.

Dans [mei1999] une table de commutation modifiée pour la commande DTC est proposée pour la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur. Toutefois, les résultats expérimentaux ne montrent aucune amélioration significative sur la réduction des ondulations du couple et du flux.

Dans [escobar2003] l'auteur a proposé un critère des valeurs quadratiques et absolues optimales pour la sélection des vecteurs de tension appliqués sans aucune amélioration significative par rapport à la DTC classique en ce qui concerne le couple, mais les ondulations de flux sont concernées. Plusieurs schémas DTC modifiés, basés sur la modulation vectorielle (SVM) avec une fréquence de commutation fixe et faible ondulation de couple ont été proposés.



Dans [zhang2007] un schéma d'un contrôle direct du vecteur de flux en utilisant un contrôleur proportionnel-intégral (PI) et une commande SVM a été déployée pour contrôler le flux du stator et le couple électromagnétique. Les résultats expérimentaux indiquent une amélioration significative des ondulations du couple et du flux tout en obtenant une fréquence de commutation fixe. [xu2007] [lascu2004] ont proposé un système de commande directe de couple en utilisant une approche basée sur la modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale (SVC). Ce système réduit les ondulations du couple et du flux considérablement, mais il est très compliqué et les paramètres sont dépendants.

En outre, en raison de la nature d'observateur à mode glissant utilisé dans [lascu2004], des oscillations sont provoquées dans la commande. Ce bruit provoqué est indésirable car il peut exciter la dynamique de la machine à haute fréquence et conduisant à une instabilité du système. Le bon choix du gain est obligatoire pour assurer la stabilité sur toutes les conditions de fonctionnement. Un temps discret-DTC avec un observateur adaptatif du flux pour les moteurs asynchrones a été utilisé dans [maes2000]. Les tensions de référence sont calculées pour atteindre des performances apériodiques et réduire les ondulations du couple et du flux. Néanmoins, il nécessite la résistance statorique et l'inductance de fuite qui varie avec les différentes conditions de fonctionnement, ce qui ne rend pas la commande robuste aux variations des paramètres.

Dans le schéma classique de la DTC, le flux de stator et le couple sont estimés à partir des vecteurs de la tension et les vecteurs du courant du stator, le vecteur de tension appliqué est généralement reconstruit par l'utilisation de l'état de commutation de l'onduleur et la tension du bus continue (DC) pour éviter les retards et les erreurs causées par les filtres de large bande passante et l'isolement électrique lors des acquisitions de tension aux bornes de la machine.

Cette méthode réduit le nombre de capteurs de tension et permet de reconstruire le vecteur de tension pour être libre des harmoniques d'ordre supérieur. Néanmoins, en raison de la non-idéalité de l'onduleur tel que les chutes de tension et les effets du retard de la commutation, ce vecteur de tension reconstruit, se diffère considérablement de la tension réelle vu aux bornes de la machine. Cela pose un grave problème à la basse vitesse parce que la précision de l'estimation du flux de stator est altérée. Par conséquent, les plus faibles vitesses de fonctionnement rendent le système instable en raison de grandes erreurs entre les variables estimées et réelles. Les effets des chutes de tension et du retard de commutation des interrupteurs de puissance dans l'onduleur pour un moteur synchrone à aimant permanent ont été étudiés et compensés dans [sayeef2009].

Les résultats expérimentaux de cette étude ont montré une amélioration des performances à l'état statique et dynamique. Cependant, ceci a été réalisé par l'abaissement de la tension du bus continu à basse vitesse, ce qui est inacceptable dans une application pratique. Plusieurs méthodes pour la compensation du retard de commutation et des chutes de tension de l'onduleur ont été proposées.

Des systèmes de compensation du software tel que [Sowmiya2018] [zhao2009] qui ont utilisé une méthode de la compensation des pertes de commutation de l'onduleur pour réduire la distorsion de la tension et du courant dans le système de commande. Ainsi, des algorithmes d'auto-mise en service ont été décrits dans [pellegrino2010] [bojoi2012]. Leur principal inconvénient est qu'ils nécessitent des caractéristiques des commutateurs de puissance ou l'identification des paramètres de la machine pour bien fonctionner.

Ces paramètres changent également avec les conditions d'exploitation, ce qui peut nuire à l'efficacité de cette méthode. Ce problème peut être contourné par des compensateurs d'implémentation basés sur le matériel utilisé comme dans [holtz2003] qui exige un coût et une complexité supplémentaire. Dans la pratique, les courants et les tensions de la machine sont obtenus en utilisant des capteurs à effet Hall et des amplificateurs opérationnels. Les offsets dans les mesures DC dû à ces amplificateurs opérationnels non-idéalités, inévitables et ils changent en fonction des conditions thermiques. En conséquence, ces offsets s'accumulent à la sortie de l'intégrateur et la dérivée du flux estimé. Donc, le système est devenu instable bien qu'un seul petit offset soit présent dans les mesures.

Dans [hu1998] ce problème peut être résolu en substituant l'intégrateur pur avec un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure déterminée, mais il provoque une erreur dans l'estimation de flux et aussi la stabilité de la commande sera compromise. À la basse vitesse la chute de tension provoquée par la résistance du stator n'est pas négligeable par rapport à la force électromotrice de la machine et donc, des changements importants dans la résistance du stator peuvent facilement conduire à l'instabilité. Par conséquent, un estimateur de résistance est obligatoire si l'on souhaite un rendement satisfaisant à basse vitesse.

Un estimateur de résistance d'un moteur synchrone en ligne basé sur l'erreur d'estimation du couple est proposé dans [han2000], mais la connaissance d'inductance aux axes d-q qui change aussi en fonction des conditions de fonctionnement est nécessaire dans cette méthode. Par conséquent, une autre méthode d'estimation de la résistance du stator à base du réseau de

neurones est apparue dans [liu2006] pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple de la machine asynchrone à basse vitesse.

Les entrées du bloc d'estimation basées sur les réseaux de neurones sont l'erreur et la variation de l'erreur du courant statorique, l'erreur de la résistance du stator présente la sortie du bloc d'estimation. Dans [zidani2006] un estimateur de la résistance du stator utilisant la logique floue est proposé pour augmenter les performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone. Les entrées et la sortie de l'estimateur utilisent un filtre passe-bas pour l'intégration des fonctions d'appartenances ce qui provoque un retard de la réponse dynamique de la commande.

L'auteur de l'article [Korkmaz2015] propose une modulation vectorielle spatiale basée sur la logique floue, pour les moteurs asynchrones commandés par la DTC, le but de l'approche est de surmonter les inconvénients d'ondulation à couple élevé de la commande directe du couple conventionnelle. Cette méthode montre des bonnes performances à petite vitesse de rotation, mais il n'y a pas de tests expérimentaux pour supporter la simulation.

[Ammar2019] a proposé une amélioration du contrôle direct du couple (DTC) pour l'amélioration des performances du moteur asynchrone en utilisant des techniques non linéaires doubles. La linéarisation de rétroaction exacte est implémentée pour créer un contrôle découplé linéaire. En outre, l'approche de commande à logique floue a été insérée pour générer l'entrée de commande auxiliaire pour le contrôleur de linéarisation à rétroaction. Les résultats expérimentaux de cette technique proposée montrent que l'utilisation des contrôleurs non linéaires au lieu des contrôleurs linéaires conventionnels a montré des caractéristiques prometteuses. Aussi elle a présenté une grande robustesse dans différentes conditions de fonctionnement.

### **I.3 Techniques d'estimation de la vitesse et de paramètres**

L'une des caractéristiques intéressantes de la commande DTC est que l'exigence pour l'information continue de la position du rotor est éliminée. Pour le contrôle des machines la vitesse du rotor est nécessaire pour le retour de l'information. Dans la plupart des systèmes d'entraînement à vitesse variable, un capteur de position tel qu'un encodeur et résolveur est utilisé pour déterminer la vitesse du rotor.

Cette exigence réduit les avantages et limite l'application de la commande DTC. Si la vitesse du rotor peut être estimée à partir des grandeurs mesurées, à savoir le courant de stator et la tension fournie par le convertisseur statique ou même la tension de bus continue, même si le fonctionnement de la commande direct de couple sans capteur de vitesse du moteur asynchrone réalisé à des vitesses élevées, il permettra non seulement d'éliminer le coût du capteur de vitesse, mais aussi d'augmenter la fiabilité de la commande. Donc, on obtient un bon fonctionnement du système d'entraînement sans aucune position du rotor ou d'un capteur de vitesse à très basse vitesse qui n'a pas pu être atteinte en raison des problèmes mentionnés ci-dessus.

### I.3.1 Observateur à mode glissant

Les observateurs à mode glissant (SMO) sont présentés comme des estimateurs efficaces parce qu'ils présentent beaucoup d'avantages tels que la simplicité, la mise en œuvre facile, la robustesse aux variations des paramètres, la conception moins restrictive et aussi ils ne demandent pas une grande charge de calculs [lascu2004].

Le schéma d'observateur à mode glissant est basé sur la différence entre la valeur réelle et la valeur estimée des courants, qui est utilisé pour définir une surface de glissement pour le contrôleur. La loi de commande est conçue de telle sorte que les états commandés se déplacent vers la surface de glissement du contrôleur en un temps fini. Ensuite, le contrôleur à mode glissant oblige les états commandés à rester dans les limites de cette surface de glissement et de glisser vers la position souhaitée [hajian2009] [davari2012].

Le broutement est le problème principal du contrôle à mode glissant. Ainsi, pour réduire ce problème et améliorer les performances du contrôle à mode glissant, plusieurs études ont été abordées dans la littérature. Parmi les modifications liées à l'observateur à base du mode glissant pour la commande sans capteur de la vitesse, on trouve un observateur du courant et du flux utilisant une approche continue du mode glissant, utilisé pour l'estimation de la vitesse de la rotation et de la résistance rotorique ce qui a montré de bonnes performances dans le domaine d'observation et de la commande des systèmes [derdiyok2005].

Les auteurs de [comanescu2008] présentent un nouveau système de contrôle à mode glissant intégré. Ce système d'observation est basé, d'une part sur le réglage et le découplage des composants synchrones direct et quadrature des courants. Le système d'estimation instantanée de la vitesse proposée montre une bonne performance dynamique et une grande stabilité.

D'autre part [zaky2008] utilise un système parallèle pour l'estimation instantanée de la vitesse du rotor et la résistance du stator pour résoudre le problème de variation des paramètres influents sur la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pour les petites gammes de vitesse. L'algorithme d'estimation utilisé est obtenu sur la base d'un contrôleur à mode glissant combiné avec la théorie de hyper-stabilité de Popov. Des résultats satisfaisants sont présentés sur les différentes conditions de fonctionnement. Une étude basée sur l'intelligence artificielle, utilisant la logique floue et le mode glissant, proposée dans [kandoussi2015] où un observateur de la vitesse du type mode glissant est amélioré par le remplacement de la fonction SIGN d'observateur par un autre bloc à base de la logique floue pour réduire le bavardage et augmenté les performances d'estimation.

### I.3.2 Filtre de Kalman

La méthode de la commande basée sur l'estimation instantanée de la vitesse par un filtre de Kalman étendu (EKF) qui est un algorithme de contrôle stochastique qui peut donner une récursive estimation optimale d'un état en utilisant des signaux de terminaux qui peuvent être pollués par le bruit de mesure [barut2008].

En raison des calculateurs puissants qui sont disponibles de nos jours tels que la DSP et la FPGA, le problème de la grande charge de calculs ne sera pas le problème principal de la mise en œuvre des commandes basées sur les filtres de Kalman.

Dans [barut2007] un EKF utilisé pour l'estimation de la vitesse du rotor pour la commande d'un moteur asynchrone. Cette méthode montre de bonnes performances et une grande stabilité avec un fonctionnement stable à très faible vitesse, une petite erreur statique est aussi remarquable à zéro de références. Cependant, la bonne performance de l'estimation de la vitesse ou des autres paramètres basés sur les EKF dépend du bon choix des matrices de ces filtres de Kalman.

Récemment, plusieurs méthodes d'optimisation évolutives et stochastiques ont été proposées dans la littérature telle que dans [buyamin2007] qui a comparé entre les Simulated Annealing (SA) et les algorithmes génétiques (GA) pour l'optimisation des EKF, et aussi dans [alsofyani2012] basé sur des algorithmes de type Particle Swarm Optimization (PSO) pour optimiser les performances du EKF utilisé dans l'estimation de la vitesse du rotor pour la commande direct du couple de la machine asynchrone.

Ces méthodes d'optimisation contribuent d'une manière satisfaisante sur les performances de l'EKF utilisé dans l'estimation et obtiennent des résultats suffisants pour une large gamme de la vitesse. Cependant, les méthodes d'essais et d'erreurs sont encore principalement utilisées. Par exemple [barut2011] qui a présenté la mise en œuvre pratique d'un filtre de Kalman étendu à double entrée (bi-EKF) pour résoudre les problèmes d'estimation instantanée de la vitesse du moteur asynchrone causés par les variations des résistances du stator et du rotor à côté du changement du couple de charge et tous les états nécessaires pour la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.

Les valeurs des matrices du bi-EKF sont déterminées par les méthodes d'essais et d'erreurs, sont généralement faites dans beaucoup d'études telles que dans [barut2008]. De bons résultats ont été remarqués dans la mise en œuvre pratique sur une large gamme de vitesse.

Dans [Ozsoy2010] un estimateur des résistances du stator et du rotor à l'aide d'un EKF des 8<sup>ème</sup> ordres. Les performances de cet EKF se détériorent parce qu'un grand nombre d'états sont estimés avec un nombre limité d'entrées. La méthode de l'INFORM à base des filtres de Kalman est proposée et développée dans [schroedl1996], une méthode de détection de la position du rotor de la machine. Le concept de base de cette méthode est de mesurer la réponse actuelle évoquée par les vecteurs de phase des tensions appliquées. Cette technique permet d'un bon fonctionnement à faible vitesse, mais elle s'appuie fortement sur l'inductance et elle nécessite également des capteurs supplémentaires.

Parmi d'autres études pour améliorer les performances de l'EKF, les auteurs de [gherram2010] utilisent des réseaux de neurones artificiels basés sur l'EKF pour l'estimation instantanée de l'inductance mutuelle, la résistance du rotor et vitesse de la rotation d'un moteur asynchrone pour résoudre le problème des matrices de covariance. Les résultats sont plus efficaces que ceux obtenus avec l'EKF classique. En outre, l'auteur dans [danan2011] utilise un EKF basé sur le modèle de type  $\Gamma^{-1}$  de la machine asynchrone pour une commande à flux orienté sans capteur de vitesse, l'utilisation de ce modèle vise à simplifier la matrice d'état et de réduire la charge de calcul du EKF.

### I.3.3 Modèle de référence du système Adaptive MRAS

Tamai dans [tamai1987] a décrit une technique d'estimation de vitesse sur la base du modèle de référence du système Adaptive (MRAS) en 1987. Plus tard Schauder [Schauder1989] a présenté un schéma alternatif MRAS qui est moins complexe et plus efficace. L'approche MRAS utilise

deux modèles. Le modèle qui ne comporte pas la quantité à estimer (la vitesse du rotor) est considéré comme le modèle de référence.

Le modèle qui a la quantité à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou modèle ajustable). La sortie du modèle adaptatif est comparée à celle du modèle de référence et la différence est utilisée pour entraîner un mécanisme d'adaptation approprié, dont la sortie est la grandeur à estimer. Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système de commande.

### I.3.3.1 MRAS basé sur le flux rotorique

Différentes approches ont été développées en utilisant MRAS, tels que la MRAS basée sur l'estimation du flux rotorique [Schauder1989-a] ou la présence des intégrateurs purs apporte des problèmes de conditions initiales et de la dérivation. Aussi un filtre passe-bas a été utilisé pour remplacer l'intégrateur pur, mais les performances dans la plage des vitesses faibles sont insatisfaisantes. Cette méthode proposée est moins complexe et plus efficace que l'approche précédente, comme elle est bien utilisée dans [orlowska2007].

Cependant, en raison de la grande sensibilité du flux rotorique sur les deux modèles référence et ajustable, l'estimateur proposé est très sensible aux variations des paramètres du moteur provoquées par les conditions d'utilisation extérieures surtout la résistance du stator comme il est indiqué dans [ohyama2006] [ohyama1999].

Une estimation en ligne de la constante de temps rotorique d'un moteur asynchrone en utilisant la MRAS basée sur le flux du rotor est proposée dans [lin1997] où la constante du temps rotorique identifié est utilisée pour l'estimation de la vitesse de glissement angulaire. Ainsi, la position du flux du rotor peut être estimée avec une grande précision, même si la constante de temps du rotor dévie de sa valeur nominale.

Dans [vasic2003] les auteurs ont utilisé une estimation de la résistance du rotor pour le système MRAS basée sur le flux, en utilisant un régulateur proportionnel-intégrale (PI) pour le mécanisme d'adaptation de la résistance du rotor. Cette méthode a prouvé que sans l'estimateur de résistance du rotor, le flux rotorique et la vitesse de la rotation marquent une grande déviation de ces références lors la variation de la résistance du rotor. Au contraire, à la présence de l'estimateur de la résistance du rotor, le flux rotorique et la vitesse de la rotation suivent ces références, dans une courte période.

Un observateur MRAS basé sur le courant rotorique est proposé dans [iacchetti2011] pour estimer la position du rotor dans des machines à induction par réglage adaptatif de l'inductance statorique. Pour l'observation de la vitesse dans des conditions de charge variable à des vitesses différentes de rotation, une méthodologie à doubles systèmes est proposée dans [corrales2012] combinant des techniques MRAS et des observateurs de vitesse synchrones à travers une fonction de compensation.

Toutefois, sous des conditions sans couple de charge le régime MRAS basé sur le flux rotorique est utilisé pour l'estimation de la vitesse sans aucune compensation. Dans [li2010], un système d'identification en ligne et de la correction de la résistance rotorique en utilisant une MRAS basé sur le flux du rotor est proposé. Ce système sert à être indépendant de la variation de la résistance du stator.

Cependant, la technique MRAS basée sur le flux rotorique souffre de la sensibilité aux variations des paramètres causées par les conditions de fonctionnement, la précision et la faiblesse des performances à faible vitesse, et la détérioration de l'estimation au fonctionnement à vitesse nulle en raison de la chute de résistance du stator dominante et le pur problème d'intégration de flux.

### I.3.3.2 MRAS basé sur la force contre-électromotrice EMF

Pour cela, F Z Peng [Peng1994] a développé une nouvelle approche pour estimer la vitesse du moteur, basée sur l'utilisation d'un vecteur de la force contre-électromotrice (EMF) à la place du vecteur du flux du rotor qui a été utilisé dans les régimes MRAS précédents [tamai1987] [schauder1989].

Ce régime ne nécessite ni une intégration pure des variables mesurées, étant ainsi considérée comme plus efficace que l'approche précédente. Mais ce régime est affecté par la variation thermique de la résistance du stator et aussi la mise en œuvre pratique nécessite un fonctionnement de différenciation qui peut amplifier le bruit dans le système. D'autre part, la méthode de Peng ne parvient pas à estimer précisément la vitesse de rotation due aux augmentations des caractéristiques non linéaires des contrôleurs dans la région à faible vitesse de rotation, y compris l'opération du démarrage à zéro de vitesse en raison de la dépendance de la résistance du stator [marwali1997],[chao2000].



De plus, cet estimateur MRAS montre un rendement insatisfaisant en raison de l'exigence de différenciation des courants de stator. Le problème de dérivation est résolu dans [marwali1997] par l'insertion d'un filtre passe-bas du premier ordre à la sortie du modèle de référence et à l'entrée du modèle adaptatif de la commande MRAS. Cependant, dans ce cas, une performance limitée d'estimation de la vitesse est obtenue en raison de la difficulté de réglage des constantes de gain d'adaptation des filtres utilisés.

### I.3.3.3 MRAS basé sur la puissance réactive

Par conséquent, un autre type de MRAS est fait dans [peng1994a] basé sur l'observation d'un vecteur défini où son amplitude représente la puissance réactive instantanée. Dans des différentes conditions de fonctionnement extérieurs, les performances de cette MRAS sont beaucoup mieux à basse vitesse par rapport aux techniques basées sur le flux rotorique ou sur la force contre-électromotrice.

Les principaux problèmes de cette technique MRAS sont le fonctionnement de la différenciation et de l'instabilité dans les modes de régénération spécialement lors du passage à zéro de référence. La technique MRAS basée sur la puissance réactive est encore améliorée et rendue libre de l'opération de différenciation en constituant la MRAS dans le repère de rotation de référence synchrone comme indiqué dans [maiti2008], mais le problème de l'instabilité dans le mode de régénération de fonctionnement reste toujours.

Une formulation alternative MRAS à base de la puissance réactive est proposée dans [maiti2010], mais cette structure de la MRAS implique le modèle complet de la machine et par conséquent dépend de tous les paramètres de la machine. Le régulateur est également instable en mode de régénération. Dans une tentative de rendre la technique MRAS plus stable, un nouveau fonctionnement est choisi pour être plus stable, même en mode régénératif comme indiqué dans [teja2011], mais cette méthode nécessite la résistance du stator. Par conséquent, les performances à basse vitesse sont insatisfaisantes sans l'utilisation de l'estimation en ligne ou la correction de la résistance du stator.

Dans une autre tentative [maiti2012] a utilisé un réseau de neurones artificielle intégré dans un estimateur MRAS pour le rendre stable dans le mode de régénération, mais comme déjà dit, l'utilisation du réseau de neurones nécessite un entraînement et il n'y a pas des méthodes standard de choisir les réseaux de neurones.

[teja2015] a utilisé une nouvelle formule de la technique MRAS basée sur la puissance réactive ou le modèle de référence est basé sur les composants des vecteurs des courants et des tensions statoriques dans le repère stationnaire. De l'autre côté, il a utilisé les mêmes vecteurs pour le modèle ajustable mais dans le repère rotationnel. Cette nouvelle technique MRAS basée sur la puissance réactive libre des intégrations et indépendante de la résistance statorique. Par conséquent, cette méthode proposée a montré de bonnes performances et une grande stabilité dans les différentes conditions de contrôle.

### I.3.3.4 MRAS basé sur les courants statoriques

Un autre type de la technique MRAS à la base d'erreur du courant statorique est proposée dans [dybkowski2008] où la comparaison est faite entre le courant de stator mesuré de la machine asynchrone et le courant estimé qui est obtenu à partir du modèle du courant statorique construit avec les vecteurs des composants du flux rotorique. Cette technique proposée a une grande stabilité des deux contrôleurs PI utilisés par rapport aux variations des paramètres de la machine asynchrone. Il a également été rapporté que la mauvaise identification des résistances du rotor et du stator n'influe pas sur la stabilité de l'estimateur MRAS.

Ensuite, dans [dybkowski2008a], l'auteur a utilisé un régulateur basé sur la logique floue pour remplacer le contrôleur conventionnelle PI dans le mécanisme d'adaptation pour l'estimateur MRAS, qui a amélioré la robustesse de l'estimation et de la commande. Par rapport à la MRAS précédente, cette technique basée sur un régulateur flou a montré une grande stabilité au niveau des incertitudes des valeurs des paramètres identifiés de la machine jusqu'au  $\pm 50\%$  de la valeur nominale.

À cause des problèmes d'intégration et de la variation des paramètres de la machine dans cette méthode, l'auteur dans [gadou2011] a utilisé deux couches linéaires des réseaux des neurones artificiels (ANN) comme un modèle adaptatif de la MRAS ou la vitesse de rotation présente l'un des poids de ce réseau de neurones. Cette MRAS basée sur l'erreur du courant statorique utilisant ANN a montré une bonne performance d'estimation surtout à basse vitesse. Cependant, contrairement aux autres techniques MRAS, cette méthode présente une instabilité dans le mode de fonctionnement de régénération.

Dans [diab2013] une MRAS basée sur l'erreur du courant statorique pour l'estimation de la vitesse contrôlée par un modèle d'une commande prédictive. Cette méthode basée sur un full-order observateur adaptatif utilise les équations de la machine pour estimer le courant statorique

et le flux rotorique pour les comparer avec les courants mesurés. Le contrôleur a montré une bonne réponse lors des variations de la charge. En outre, il ne montre aucune ondulation des courants et du couple pour les différentes références d'aux grandes est faibles vitesses.

### I.3.3.5 MRAS basé sur les techniques avancées

Dans le passé, beaucoup de techniques basées sur l'intelligence artificielle telle que le réseau de neurones artificiels et la logique floue ont montré un grand potentiel pour résoudre les problèmes de la commande , mais leur mise en œuvre en temps réel dans la pratique a été limitée en raison de l'indisponibilité des calculateurs puissants. Cependant, les cartes électroniques modernes à grande puissance du calcul telles que la DSP et la FPGA ont apporté une révolution dans la mise en œuvre dans l'électronique de puissance et les applications du contrôle.

Pour résoudre les problèmes d'intégration et de l'instabilité dans l'estimation instantanée des paramètres à la commande de la machine asynchrone, les approches basées sur ANN ont introduit une grande amélioration par rapport aux approches basées sur des modèles mathématiques classiques comme il est remarqué dans [campbell2002] [kim2001].

Une structure de base pour l'estimation instantanée de la vitesse de la rotation en utilisant les réseaux de neurones a été présentée dans [Yi2010] ou l'auteur a utilisé un réseau de neurones à back-propagation pour replacer le modèle de la tension d'un système MRAS à base du flux rotorique les résultats de la simulation sont prouvés la stabilité de l'estimation, mais il n'y a pas des résultats expérimentaux pour soutenir cette méthode.

Dans [cirrincione2007] une nouvelle technique de la MRAS basée sur le TLS EXIN neurone qui dépend sur l'utilisation de deux couches cachées d'ANN comme un modèle adaptatif de la technique MRAS. Cette technique est une méthode de régression linéaire qui permet de traiter les données perturbées, donc elle peut exploiter pour l'utilisation dans le domaine de l'estimation de la vitesse de rotation pour les machines à induction. Cette nouvelle technique intégrée dans la MRAS montre une indépendance du flux rotorique estimé de la vitesse estimée qui résulte des performances d'estimation de vitesse plus stable surtout dans le mode de régénération.

Le papier [cirrincione2010] a proposé un estimateur MRAS de la vitesse sur la base des ANN pour une commande linéaire de la machine asynchrone. Dans cet article, le modèle adaptatif de la MRAS est développé par l'utilisation des réseaux de neurones linéaires de type (ADALINE).

Les vecteurs de la tension et du courant de stator de la machine asynchrone ont été utilisés comme modèle de référence, tandis que les équations du rotor ont été réarrangées et discrétisées d'une façon à être représentées par des ANN du type ADALINE comme modèle adaptatif.

Aussi, les auteurs ont appliqué ma méthode de TLS EXIN neurone pour résoudre le problème de totale des moindres carrés récurrente en ligne. Par conséquent, l'estimation correcte de la résistance rotorique rend le modèle de référence bien réglé, même à faible vitesse de fonctionnement. Un autre observateur de vitesse MRAS pour une commande à flux orienté (FOC) pour la machine asynchrone utilisant des ANN est proposé dans [iqbal2010]. La structure de cet observateur à base des ANN contient des poids adaptatifs et des poids constants qui sont proportionnels à la vitesse du rotor. Ce schéma proposé a montré une grande amélioration en termes de variation des paramètres, la stabilité et la réponse dynamique par rapport aux autres modèles MRAS utilisant les ANN comme dans [ben-brahim1999].

Aussi bien que la logique floue a un grand part dans les techniques avancées de la MRAS. Dans [luo2010], une technique MRAS basée sur la puissance réactive utilise la logique floue est adoptée pour l'estimation instantanée de la vitesse du rotor de la machine asynchrone, dans lequel le mécanisme d'adaptation PI classique est remplacé par un régulateur adaptatif flou. Comme l'approche proposée ne comprend ni un intégrateur ni les résistances du moteur, la vitesse estimée n'est pas affectée par la variation des paramètres.

Dans [bensalem2009], une approche de contrôle de vitesse utilisant les ANN et la logique floue pour le système d'entraînement à flux orienté de la machine asynchrone est proposée. Dans le schéma de contrôle proposé, la logique floue est utilisée pour l'adaptation du régulateur à base d'ANN pour améliorer la robustesse de la commande. Cette MRAS est utilisée pour estimer la vitesse de rotation et la constante de temps rotorique.

Le dispositif de commande ANN fonctionne en conjonction avec le contrôleur flou par l'algorithme de back-propagation d'une manière telle que la sortie du système suit la commande de référence pour obtenir un repérage précis de la vitesse. Dans [zerdali2013] un système MRAS pour l'estimation de la vitesse est effectuée à l'aide des gains fixe d'un PI et un contrôleur flou (FLC). Les facteurs d'échelle du régulateur flou et les gains du contrôleur PI est optimisé par un algorithme offline d'évolution différentielle (DEA).

La technique basée sur MRAS-FLC présente une bonne réponse dynamique du système par rapport à la technique MRAS classique basé sur le flux rotorique lorsque la commande est testée

à basse vitesse, les variations du couple de la charge à des vitesses constantes et à la vitesse nominale. Cependant, à faible vitesse, l'effet de la variation de la résistance du rotor est noté sur l'estimateur MRAS, et donc une estimation ou une correction en ligne de la résistance du rotor devrait être incluse à cet estimateur pour une estimation à hautes performances.

L'utilisation du mode glissant dans la technique MRAS est apparue dans [comanescu2006] où l'auteur a utilisé un contrôleur du type mode glissant SM pour remplacer le régulateur conventionnelle PI dans le mécanisme d'adaptation du système MRAS. Dans cette méthode des filtres passe-bas sont utilisés à la place des intégrateurs dans le modèle de référence et le modèle ajustable pour résoudre les problèmes dus aux décalages des signaux des courants et des tensions ou en raison des conditions initiale du flux différents à zéro. Cette méthode proposée est relativement facile à mettre en œuvre et ne nécessite pas une sélection appropriée des gains du contrôleur à mode glissant.

Dans [azza2014] un contrôleur à mode glissant du deuxième ordre a utilisé dans l'adaptation mécanique d'un système MRAS pour l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone monophasé. Dans cet article un filtre passe-bas discret est considéré pour la mise en œuvre pratique, ce filtre est utilisé à la sortie du mécanisme d'adaptation de la MRAS. En plus de sa capacité d'élimination du broutement par rapport au SM du premier ordre cette méthode proposée garanti une bonne réponse dynamique avec une grand stabilité du système.

D'autre part, les auteurs de [Shukla2019] proposent une commande à logique floue pour la technique d'adaptation de la vitesse basée sur le système adaptatif de référence (MRAS) d'un moteur asynchrone utilisé pour le flux de puissance bidirectionnelle entre un générateur photovoltaïque (PV) et un réseau électrique monophasé sur le même lien pour le pompage de l'eau. La commande mécanique sans capteur du système proposé est obtenue par l'adaptation de la vitesse et de la tension du stator. Le contrôle direct du couple (DTC) est utilisé pour une machine à induction. L'algorithme de génération de tensions fondamentales basé sur un intégrateur généralisé est proposé pour le contrôle du flux de puissance entre le réseau électrique monophasé et la tension de liaison CC alimentant une pompe à eau à moteur asynchrone.

### I.4 Conclusion

Après avoir identifié et examiné les différentes techniques utilisées dans le contrôle des machines électriques et voir les problèmes rencontrés par les différents chercheurs et les

solutions proposées pour le développement de ces techniques de commande. Nous avons pu fournir une vision globale des méthodes que nous allons essayer de développer et des problèmes que nous allons essayer de résoudre dans cette thèse.

Pour la variation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone on a choisi la commande directe du couple. Nous allons étudier cette technique en profondeur et soutiendrons notre étude par des tests expérimentaux. Après avoir étudié la commande directe du couple, nous appliquerons d'abondantes techniques avancées non linéaires dans la littérature à partir desquels nous avons choisi la logique floue et le mode glissant.

À la fin, on a choisi la technique MRAS pour la commande sans capteur de la vitesse et aussi pour l'estimation en ligne des paramètres influents sur la commande DTC. A la fin, Nous essaierons d'améliorer cette technique en utilisant les réseaux de neurones artificiels.

***Chapitre II: Modélisation et commande  
directe du couple de la machine  
asynchrone***

## II.1 Introduction

La machine asynchrone est largement utilisée dans les applications industrielles. En effet, de par sa conception, son coût est relativement faible comparé au coût des autres machines. Elle présente aussi une grande robustesse dans les différentes conditions d'utilisation. Néanmoins, la simplicité relative de la conception de la machine cache une grande complexité fonctionnelle. Le but de ce chapitre est de présenter divers modèles mathématiques permettant d'établir la compréhension du fonctionnement de la machine.

Dans la première partie de ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone est clarifié dans le cadre à trois axes lié à son alimentation. Ensuite, deux transformations mathématiques sont présentées et utilisées de manière à remplacer des composants à partir de la quantité électrique. Les composants faciliteront les calculs et simplifieront les représentations. Une modélisation générale de cette machine est ensuite présentée, accompagnée d'une modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux qui est nécessaire d'étudier et réaliser les méthodes des commandes souhaitées.

La deuxième partie du chapitre commence par une étude approfondie de la commande directe du couple DTC pour une machine asynchrone. Prenant en considération l'étude des différentes composantes majeures de cette stratégie de commande telle que les estimateurs du flux statorique et du couple électromagnétique, le détecteur de la position du vecteur du flux, les régulateurs du couple, du flux et de la vitesse et la table de commutation de Takahashi. Pour la régulation de la vitesse de rotation, un régulateur conventionnel PI est utilisé.

Une étude expérimentale de la commande DTC classique basée sur un régulateur PI pour une machine asynchrone à cage d'écureuil est explorée à la fin du chapitre.

## II.2 Modélisation de la machine asynchrone

### II.2.1 Principe de fonctionnement

La machine asynchrone triphasée est constituée d'un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de la machine. La partie fixe est composée de trois enroulements décalés par un angle électrique de  $120^\circ$  et alimentée par un système de tension d'une fréquence  $f$ . Les trois bobines créent un champ tournant avec une pulsation de synchronisme définie par la relation  $2\pi f/p$ . la



pulsation se répartit d'une façon sinusoïdale dans l'entrefer de la machine. La vitesse synchronisme du champ tournant en (rad/s) est le rapport de la fréquence sur le nombre de paires de pôles ( $f/p$ ).

Il excite deux types de rotor de la machine asynchrone, soit le rotor bobiné ou à cage d'écuréuil. Dans les deux machines le stator n'a aucun contact mécanique avec le rotor, ce dernier tourne d'une vitesse inférieure légèrement de la vitesse de synchronisme, parce qu'il glisse par rapport au champ tournant. Donc, on parle du glissement qui dépend du moment d'inertie de du couple du charge.

Sur le plan industriel, la machine asynchrone est très sollicitée à cause de sa grande robustesse, son faible cout et sa simplicité de construction. Malgré sa simplicité de structure la machine asynchrone présente une grande complexité fonctionnelle à cause du manque d'un inducteur indépendant comme de la machine à courant continue, aussi la non-linéarité et la difficulté d'identification des paramètres qui varient considérablement aux conditions extérieures.

### II.2.2 Représentation équivalente et formulation de vecteur

La machine étudiée est décrite dans l'espace électrique par :

- Trois enroulements identiques pour les phases du stator réglés sur la longueur du stator et dont les axes sont distants deux à deux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ .
- Le rotor de la machine asynchrone peut être bobiné ou à cage, dans les deux cas il peut être modélisé par un bobinage triphasé en court-circuité décalé par un angle de  $2\pi/3$ .

La Fig. II. 1 représente la position des phases de l'axe du stator et du rotor dans l'espace électrique (l'angle électrique est égal à l'angle mécanique multiplié par le nombre de paires de pôles). Les grandeurs de stator sont respectivement écrites sous forme vectorielle :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

Pour les enroulements de rotor, les vecteurs de tension, de courant et de flux suivants seront pris en compte :

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

La machine considérée est une machine à cage, le vecteur des tensions du rotor est nul. La seule alimentation des enroulements du stator crée simultanément le champ magnétique tournant et les courants induits dans les enroulements du rotor.

### II.2.3 Modélisation dynamique dans un cadre à trois axes

#### II.2.3.1 Hypothèses simplificatrice

La modélisation de la machine asynchrone triphasée généralement retenue repose sur plusieurs hypothèses qui sont maintenant rappelées [Caron1995].

La première hypothèse consiste à supposer que les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont réparties de manière sinusoïdale le long de l'entrefer, lorsque ces enroulements sont traversés par un courant constant. Une dispersion appropriée des enroulements dans l'espace permet d'atteindre cet objectif.

L'entrefer de la machine est également supposé être constamment épais : L'effet des encoches sont ignorés. Ces hypothèses permettront de restreindre la modélisation des composantes fondamentales (basse fréquence) de quantités alternatives. Pour cette modélisation, des hypothèses sur le comportement physique des matériaux sont exprimées :

- Les champs magnétiques ne sont pas saturés, ne sont pas soumis au phénomène d'hystérésis et ne sont pas le centre des courants de Foucault (à toutes fins pratiques, le circuit magnétique est feuilleté pour limiter les effets). Cela permet de définir des inductions linéaires.
- L'effet de peau n'est pas pris en compte.
- Quel que soit le point de fonctionnement, la température dans le moteur reste constante, ce qui conduit à des paramètres constants dans les modèles mathématiques.

Ces hypothèses permettront d'ajouter les flux associés aux différents courants, en utilisant les inductions constantes appropriées, en caractérisant les couplages par des variations sinusoïdales des inductions mutuelles et en représentant les flux d'induction par un vecteur spatial. Ils

permettent de développer une modélisation avec une complexité limitée, et donc de simplifier le modèle de la machine.

### II.2.3.2 Modelé dynamique de la machine asynchrone en trois axes

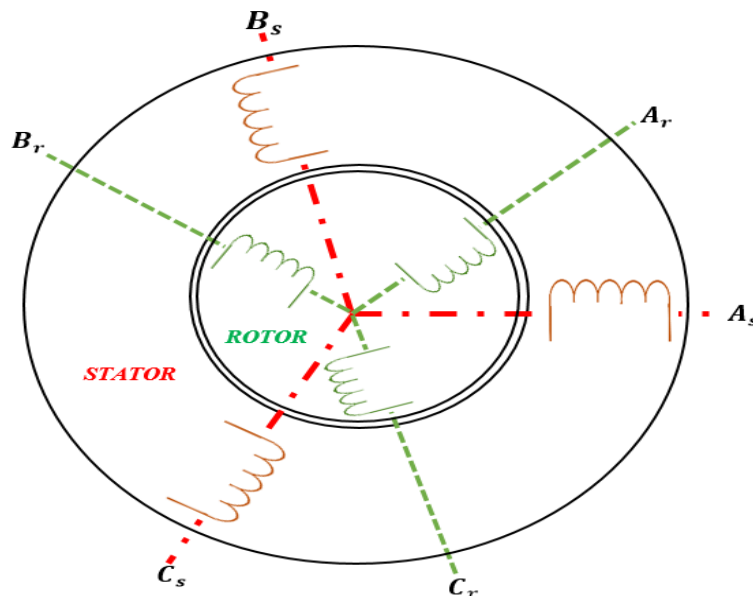


Fig. II. 1: Présentation des enroulements de la machine asynchrone.

Dans cette section, nous procédons aux équations de la machine asynchrone en prenant en compte les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus. Les équations matricielles suivantes reflètent les tensions appliquées sur les différentes lignes de bobinage :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec :

$$[R_s] = R_s \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} ; [R_r] = R_r \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Où :

$R_s$  : est la résistance d'un enroulement du stator.

$R_r$  : est la résistance d'un enroulement du rotor.

La relation entre les flux totalisés et les courants statoriques et rotoriques peut être exprimée dans les équations matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où

$L_s$  et  $L_r$  : sont les matrices des inductances statoriques et rotoriques

$$[L_s] = \begin{vmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{vmatrix}; [L_r] = \begin{vmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{vmatrix}$$

$l_s$  : est l'inductance d'une phase statorique.

$l_r$  : est l'inductance d'une phase rotorique.

$m_s$  : est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$m_r$  : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

$M_{rs}$  et  $M_{sr}$  : sont les matrices d'inductance mutuelle :

$$[M_{sr}] = M \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{vmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Aussi :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Les deux matrices dépendent de  $M$ , qui présente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques, et de la position du rotor  $\theta$ , ce qui rend les coefficients variables.

### **II.2.3.3 Modèle dynamique de la machine asynchrone en deux axes**

Une façon de rendre moins complexe le modèle mathématique établi consiste à décrire la machine asynchrone en prenant en compte deux enroulements (équivalents) au lieu de trois.

Les modèles dynamiques qui sont beaucoup utilisés pour élaborer des techniques de commande et dans la mise en place des systèmes d'observation qui sont établis dans le référentiel de Park qui tourne à la vitesse de synchronisme lié au champ tournant ou de Concordia fixe lié au stator.

- **Repères tournant dq0**

Dans la théorie il existe plusieurs modèles du moteur asynchrone. Le modèle à deux axes de la MAS peut être réalisé par une matrice de transformation du repère en trois axes (triphase) en un repère à deux axes (diphase).

La transformation la plus utilisée est celle de Park, qui conduit à la réduction des équations du modèle dynamique de la machine asynchrone, et assure des relations indépendantes de la valeur telle que l'angle de rotation. La structure de la machine asynchrone diphasée est montrée par la figure (Fig.II.2) :

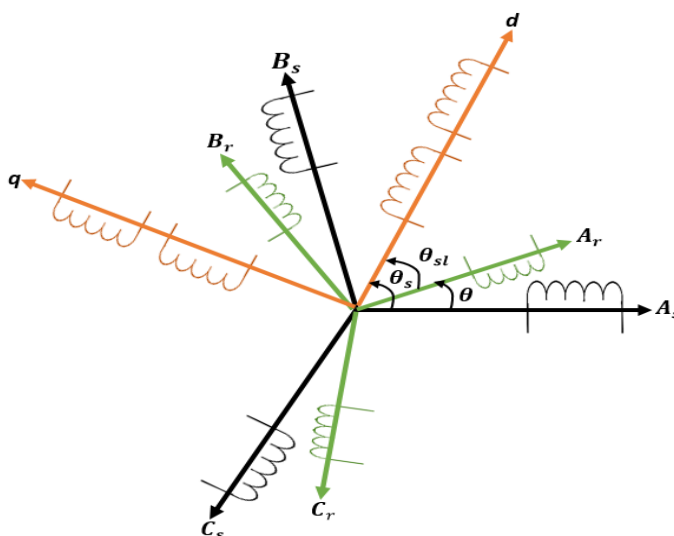


Fig. II. 2: Positions des axes dq par rapport aux enroulements de la machine asynchrone.

Sur cette figure, on a repéré les référentiels communs au stator et au rotor utilisés dans la mise en œuvre des modèles de la machine asynchrone.

La transformation du Park est définie par la matrice suivante :

$$[T(\theta_i)] = K \begin{vmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \quad (II.4)$$

K est une constante qui peut avoir deux valeurs à savoir,  $\frac{2}{3}$  lorsque l'on veut conserver les grandeurs de courants, tension, et du flux. D'autre part, la conservation de la puissance et du couple électromagnétique nécessite le remplacement de cette valeur par  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$ .

Considérons une machine asynchrone triphasée symétrique avec des axes ( $A_s, B_s$  et  $C_s$ ) fixes espacés de  $2\pi/3$ , comme illustré à la figure (Fig.II.2). L'objectif principal de la transformation du Park est de transformer les variables du cadre de référence stationnaire triphasé ( $A_s, B_s$  et  $C_s$ ) en variables du cadre de référence stationnaire biphasé (d et q), puis de les transformer en un cadre de référence tournant de manière synchrone et l'inverse. Supposons que les axes d et q soient orientés selon l'angle  $\theta_i$  entre l'axe d et l'axe de référence du system abc). Les variables ( $x_d, x_q$  et  $x_0$ ) peuvent être représentées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La relation inverse correspondante est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où  $x_0$  est ajoutés en tant que composante homopolaire, qui peut être présente ou non. Cette composante a été incluse pour permettre d'inverser la transformation et de gérer les systèmes non équilibrés.

- **Repère stationnaire  $\alpha\beta 0$**

Pour le repère stationnaire, les variables d'état sont référées au repère fixe où la vitesse du repère est égale à zéro, ce qui signifie que les axes d et q ne tournent pas ( $\theta_i = \theta_s = 0$ ). Le référentiel fixe a été développé par Clark et modifié par Concordia pour résoudre le problème de la conservation de la puissance, connu sous le nom de transformation de Concordia. Cette transformation utilise la notation ( $x_\alpha, x_\beta$  et  $x_0$ ) pour les variables transformées. Puisque l'angle  $\theta_i$  est nulle [T(0)], la transformation devient :

$$[T(0)] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

La relation inverse correspondante est :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La première méthode du repère tournant et beaucoup utilisé pour l'étude de la commande vectorielle des machines électriques en tension et en courant. D'autre part, la deuxième méthode du repère fixe est utilisée pour la commande directe du couple et l'observation des paramètres.

- **Matrice de rotation**

Le passage du repère fixe au repère tournant ou l'inverse est possible à l'aide de la matrice de rotation  $[T(\delta)]$  comme il s'est présenté dans la figure (Fig.II.3) :

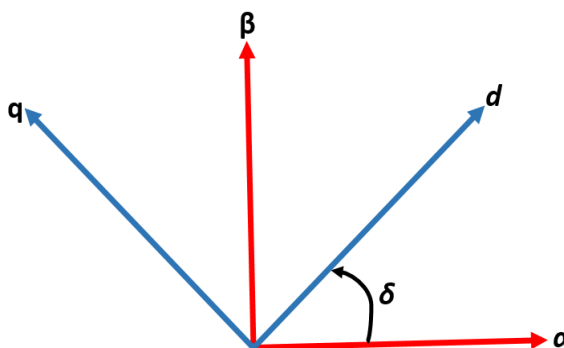


Fig. II. 3: Position des repères dq et  $\alpha\beta$

La matrice de rotation se décrit comme suite :

$$[T(\delta)] = \begin{vmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{vmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Donc, la transformation se fait comme suit :

$$\begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Et l'inverse :

$$\begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_d \\ x_q \end{vmatrix} \quad (\text{II.12})$$

## II.2.4 Modèle la machine asynchrone en diphasé

Est-ce que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il y a trois choix importants, il peut être aligné sur le stator, le rotor ou le champ tournant, en fonction du type de la commande visée.

- Repère lié au stator  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$  et  $\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega$
- Repère lié au rotor  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = p\Omega$  et  $\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0$
- Repère lié au champ tournant  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  et  $\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega$

Avec

$\omega_s$  : est la pulsation statorique

$\omega$  : est la pulsation mécanique

$\omega_{sl}$  : est la pulsation de glissement

$\Omega$  : la vitesse rotorique

p : le nombre de paires de pôles

### II.2.4.1 Model de la MAS Liée au champ tournant (modèle de Park)

- **Equations électriques**

Sachant que la composante homopolaire est négligeable lorsque le système d'alimentation triphasé est équilibré. Donc, elle ne sera pas concernée des calculs qui viennent dans cette partie.

L'application de la transformation de Park à l'équation (II.1) de la tension statorique et rotorique, peuvent s'écrire comme suit :



$$|V_{sdq}| = |T(\theta_s)| |R_s| |I_s| + |T(\theta_s)| \frac{d}{dt} |\varphi_s| \quad (\text{II.13})$$

$$|V_{rdq}| = |T(\theta_{sl})| |R_r| |I_r| + |T(\theta_{sl})| \frac{d}{dt} |\varphi_r| \quad (\text{II.14})$$

Par le développement mathématique des équations II.13 et II.14 on obtient les équations des tensions de la machine asynchrone dans le repère dq :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{aligned} V_{rd} &= 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

- **Equations magnétiques**

Les grandeurs des deux composants des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} \varphi_{sd} &= L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} &= L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} &= L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Où :

$L_s$  : est l'inductance cyclique statorique.

$L_r$  : est l'inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M$  : est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Nous pouvons extraire les composantes des courants statoriques et rotoriques des équations (II.17 et II.18) où on obtiendra :

$$\begin{aligned} I_{sd} &= \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{sd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{rd} \\ I_{sq} &= \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{rq} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{aligned} I_{rd} &= -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{rd} \\ I_{rq} &= -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \varphi_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{rq} \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

Où :

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

On utilise ces quatre dernières équations pour trouver la relation entre les composantes des courants et du flux statoriques et celles de leurs homologues du rotor. Que nous exprimons dans les relations :

$$\begin{aligned} I_{rd} &= -\frac{L_s}{L_m} I_{sd} + \frac{1}{L_m} \varphi_{sd} \\ I_{rq} &= -\frac{L_s}{L_m} I_{sq} + \frac{1}{L_m} \varphi_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= -\frac{\sigma L_r L_s}{L_m} I_{sd} + \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} &= -\frac{\sigma L_r L_s}{L_m} I_{sq} + \varphi_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

- **Equations mécaniques**

La partie mécanique de la machine asynchrone est exprimé par le couple électromagnétique ( $T_e$ ) et la vitesse de rotation mécanique ( $\Omega$ ). Le couple électromécanique est représenté en général par les équations :

$$T_e = p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

$$T_e = p(\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}) \quad (\text{II.24})$$

$$T_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.25})$$

La vitesse de rotation mécanique est représentée par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_r - f_v \Omega \quad (\text{II.26})$$

Où :

$J$  : est le moment d'inertie de la partie tournante.

$T_r$  : est le couple de charge.

$f_v$  : est le coefficient du frottement visqueux.

### II.2.4.2 Modèle d'état de la MAS lié au champ tournant (Park)

En rapportant ces dernières équations dans (II.15-II.16) et (II.17-II.18). Nous pouvons obtenir le modèle dynamique le plus adapté à l'élaboration des lois de commande vectorielle de la machine asynchrone dans le repère de Park (d-q) tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$ , ce modèle est exprimé par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \varphi_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \\ \frac{R_r M}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

### II.2.4.3 Modèle d'état de la MAS lié au stator (Concordia)

Le modèle d'état par la transformation de Park et beaucoup utilisé pour le développement de la commande vectorielle à flux orienté. Les types de contrôle et identification étudiés dans cette thèse, telles que la commande DTC et la technique MRAS nécessitent une modélisation dont le repère sera fixé au stator ( $\theta_s=0$ ). Pour cela nous utilisons la transformation de Concordia. Donc, les équations du modèle d'état deviennent :

$$\begin{aligned}\frac{dI_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \varphi_{r\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta}\end{aligned}\quad (\text{II.30})$$

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} I_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} I_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} + \omega \varphi_{r\alpha}\end{aligned}\quad (\text{II.31})$$

Ou sous la forme matricielle

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r M}{L_r^2} \right) \\ \frac{R_r M}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (\text{II.32})$$

### II.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Avant de passer aux algorithmes des commandes visées dans cette thèse, nous devons représenter le modèle d'onduleur de tension utilisé. La figure (Fig.II.4) ci-dessous montre un schéma simplifié de la topologie d'un onduleur de tension à deux niveaux. Le moteur asynchrone est supposé être une charge équilibrée triphasée connectée en étoile.

Le type des commutateurs utilisé dépend de la puissance du variateur et de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les commutateurs les plus utilisés sont les transistors IGBT avec diodes anti-parallèles. Les tensions de phase de sortie sont générées par une tension de bus continue ( $V_{dc}$ ) fournie par un redresseur ou une autre source de tension continue.

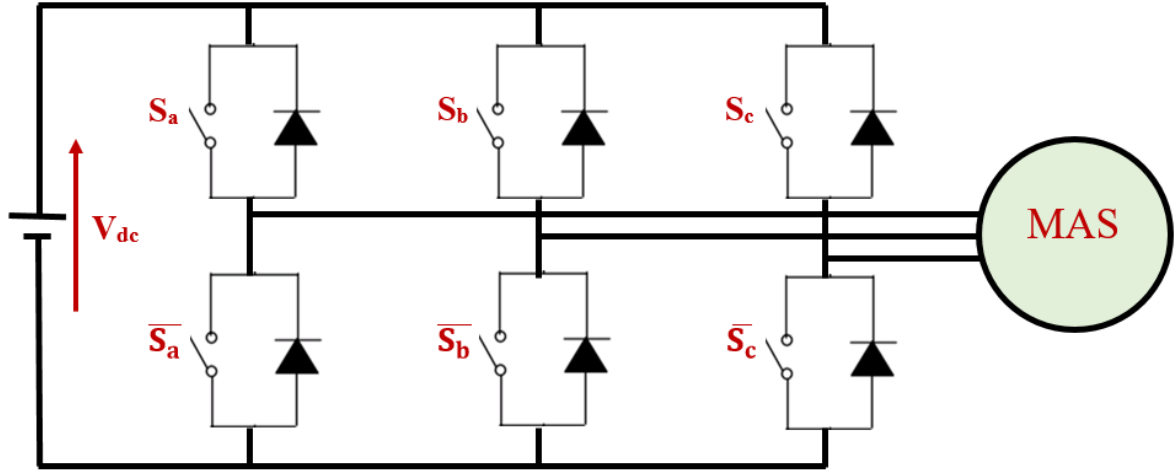


Fig. II. 4: modèle d'onduleur de tension

Les interrupteurs  $(S_a, \bar{S}_a)$ ,  $(S_b, \bar{S}_b)$ ,  $(S_c, \bar{S}_c)$ , sont contrôlés d'une manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source. Le contrôle des onduleurs de tension est toujours basé sur les valeurs logiques  $K_i$ , où :

$k_i=1$ ,  $S_i$  est fermer et  $\bar{S}_i$  est ouvert.

$k_i=0$ ,  $S_i$  est ouvert et  $\bar{S}_i$  est fermer.

Avec  $i= a, b$  et  $c$

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{1}{3}(2k_a - k_b - k_c)V_{dc} \\ V_{sb} = \frac{1}{3}(-k_a + 2k_b - k_c)V_{dc} \\ V_{sc} = \frac{1}{3}(-k_a - k_b + 2k_c)V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.34})$$

Donc, le vecteur de tension sera généré par l'équation suivante.

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{sa} + V_{sb} \cdot e^{(j\frac{2\pi}{3})} + V_{sc} \cdot e^{(j\frac{4\pi}{3})} \right] \quad (\text{II.35})$$

Où  $V_s$  est le vecteur de tension statorique exprimée dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ).

Il existe huit positions possibles parmi les combinaisons d'états de commutation. Six sont des vecteurs actifs ( $V_1, V_2 \dots V_6$ ) et deux sont des vecteurs nuls ( $V_0, V_7$ ) [Żelechowski2005]. Ces huit états de commutation sont représentés par des vecteurs spatiaux sur la Fig.II.5.

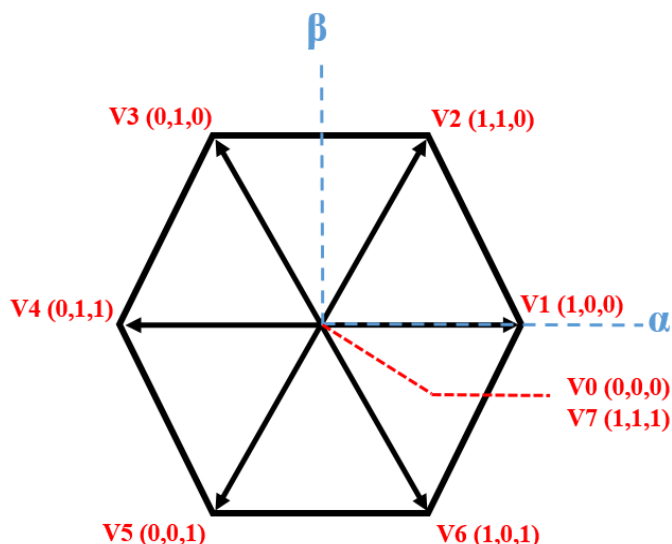


Fig. II. 5: Présentation des vecteurs spatiaux

## II.4 Commande directe du couple de la MAS

En utilisant le contrôle direct du couple (DTC) [Takahashi1986] ou le contrôle direct autonome (DSC) [Depenbrock1988], il est possible d'obtenir un bon contrôle dynamique du couple sans aucun transducteur mécanique sur l'arbre de la machine. La commande DSC est préférable dans les applications à plage de puissance élevée où une fréquence de commutation d'onduleur inférieure peut justifier une distorsion de courant plus élevée.

Le concept de base de la commande direct du couple DTC des moteurs asynchrones est de contrôler indépendamment le flux de stator et le couple électromagnétique de la machine. La commande DTC est basée de l'estimation de l'erreur entre les références et les valeurs estimées du couple et du flux, qui nous conduit aux choix directs des états de commutation des interrupteurs pour commander l'onduleur de tension à travers une table de commutation.

La commande DTC utilise le modèle du moteur asynchrone pour prédire le vecteur de tension requis pour obtenir le couple de sortie souhaité. En utilisant uniquement les mesures de courant et de tension, il est possible d'estimer le flux instantané du stator et le couple de sortie. Un

modèle de moteur asynchrone est ensuite utilisé pour prédire la tension requise pour entraîner le flux et le couple à la valeur demandée dans une période de temps fixe.

#### II.4.1 Caractéristiques principales de la technique DTC

- Contrôle direct du flux et du couple.
- Contrôle indirect des tensions et courants du stator.
- Les composantes du flux statorique sont approximativement sinusoïdales.
- Performances dynamiques rapides.

#### II.4.2 Avantages et inconvénients de la DTC

##### Avantages

- Une dynamique du couple excellente.
- Absence des blocs de la modulation de la largeur d'impulsion MLI.
- Il n'y a pas de découplage des courants par rapport aux tensions de commande.
- Il ne nécessite pas de connaître l'angle de position rotorique.
- Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire.

##### Inconvénients

- Des ondulations importantes de couple et de flux.
- La fréquence de commutation n'est pas fixe et n'est pas contrôlée.
- De mauvaises caractéristiques à basse vitesse.
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

#### II.4.3 Estimation et contrôle du flux statorique

Le flux du stator de la machine asynchrone est obtenu à partir des équations électriques écrites ci-dessous [Zhang2006] :

$$\frac{d}{dt} \varphi_s = V_s - R_s * I_s \quad (\text{II.36})$$

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s * I_s) dt \quad (\text{II.37})$$

On suppose que la chute de tension ( $R_s * I_s$ ) est négligeable dans les grandes vitesses par rapport à la tension délivrée par l'onduleur  $V_s$ . Donc, la trajectoire du vecteur du flux statorique  $\varphi_s$  sera liée au vecteur de tension  $V_s$ .

Par conséquent, si la tension  $V_s$  est non nulle, le vecteur du flux statorique à l'instant (t) est orienté seulement par le vecteur de la tension  $V_s$  jusqu'à ce que nous obtenions le vecteur du flux statorique à l'instant  $(t + \Delta t)$  après l'application du vecteur de tension comme il est montré dans l'équation (II.38) :

$$\varphi_s(t + \Delta t) = \varphi_s(t) + V_s \cdot \Delta t \tag{II.38}$$

Où :

$\varphi_s(t)$  : Le vecteur du flux du stator à l'instant (t)

$\varphi_s(t + \Delta t)$  : Le vecteur du flux du stator à l'instant  $(t + \Delta t)$

$\Delta t$  : Une période d'échantillonnage

Donc Les figures (Fig.II.6, Fig.II.7) représentent l'application des vecteurs de tension  $V_2$  et  $V_4$  pour l'orientation du flux de stator

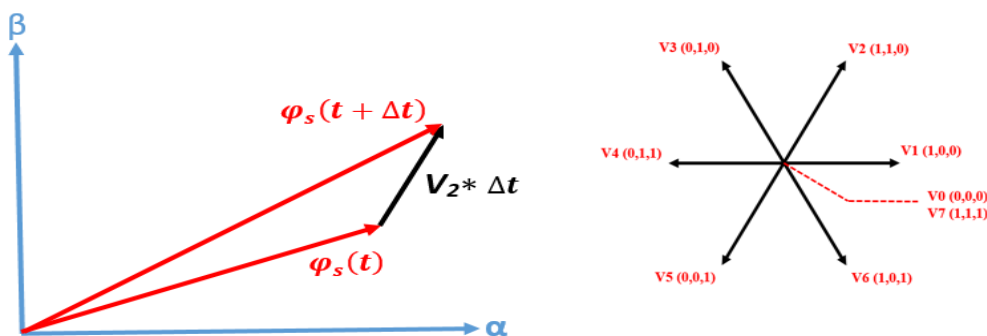


Fig. II. 6: Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension  $V_2$

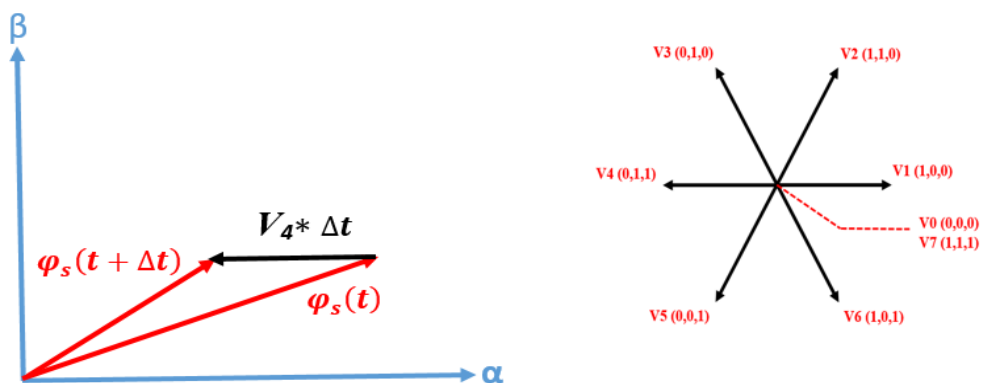


Fig. II. 7: Évolution du vecteur flux statorique En fonction du vecteur tension  $V_4$

Si on applique l'une des tensions nulles  $V_0$  ou  $V_7$ , l'orientation du vecteur du flux de stator sera négative



$$\frac{d}{dt} \varphi_s = -R_s * I_s \quad (\text{II.39})$$

Et comme on a mentionné précédemment que la chute de tension est négligeable dans les grandes vitesses. Ça conduit le vecteur du flux de stator est resté constant à l'application des deux vecteurs de tension nuls.

$$\frac{d}{dt} \varphi_s = 0 \quad (\text{II.40})$$

Donc, on conclut que l'application des six vecteurs actifs de la tension de la sortie de l'onduleur peut augmenter ou diminuer l'amplitude du vecteur du flux statorique, selon le secteur où il se trouve le vecteur du flux statorique. Par contre l'application des deux vecteurs nuls maintient l'amplitude de vecteur de tension fixe.

Par exemple, la figure (Fig.II.8) représente l'effet de chaque vecteur de tensions sur l'amplitude du vecteur du flux du stator pour un sens de rotation positif et dans le secteur numéro 1 :

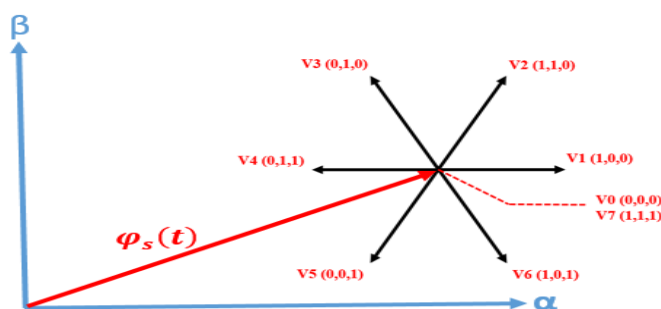


Fig. II. 8: Evolution de vecteur du flux statorique pour chaque vecteur de tension.

En observant la figure (Fig.II.8), nous pouvons déterminer le vecteur de tension approprié pour augmenter, diminuer ou maintenir l'amplitude du vecteur du flux constant pour le secteur numéro 1 comme suite :

- Pour augmenter l'amplitude nous pouvons appliquer les vecteurs  $V_1$ ,  $V_2$  ou  $V_6$ .
- Pour diminuer l'amplitude nous pouvons appliquer les vecteurs  $V_3$ ,  $V_4$  ou  $V_5$ .
- pour le maintenir constant nous pouvons appliquer les vecteurs  $V_0$  ou  $V_7$

#### II.4.3.1 Composantes du flux statorique

L'estimation du flux du stator se fait généralement par l'intégration de la force électromotrice. Les composantes du flux statorique peuvent être estimées en utilisant les tensions de la sortie de l'onduleur et les courants du stator dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  par :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

L'amplitude et l'angle de rotation du flux du stator peuvent être calculés comme suit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.42})$$

$$\tan \theta_s = \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.43})$$

Les composantes de tension ( $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ ) sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia sur la tension de sortie de l'onduleur [Hafeez2013].

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Les tensions de sortie de l'onduleur qui sont les tensions statoriques d'entrée de la machine asynchrone sont mentionnées aux équations (II.34, II.35).

#### II.4.3.2 Régulation du flux par un comparateur à hystérésis

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé généralement dans la commande DTC pour la régulation du flux du stator. Il permet de placer facilement l'extrémité du vecteur du flux dans les limites des deux cercles concentriques de rayon proche, comme le montre la figure (Fig.II.9). Le choix des largeurs de bande d'hystérésis dépend de la fréquence de commutation de l'onduleur [Zhang2006].

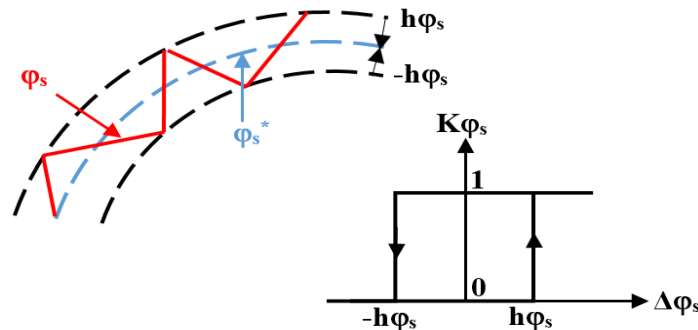


Fig. II. 9: Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux du stator.

Les sorties logiques du contrôleur à hystérésis du flux du stator sont définies comme suit :

$$K\varphi_s = \begin{cases} 1, & \Delta\varphi_s > h\varphi_s \\ 0, & \Delta\varphi_s \leq -h\varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Où :

$K\varphi_s$  : Les sorties logiques du contrôleur de flux du stator.

$h\varphi_s$  : La largeur de bande d'hystérésis.

$\varphi_s^*$  : La valeur de référence du flux du stator

$\Delta\varphi_s$  : L'erreur de flux du stator.

L'erreur de flux du stator est définie par la différence entre la valeur de référence du flux du stator et la valeur estimée réelle, qui est donné par la relation :

$$\Delta\varphi_s = |\varphi_s^*| - |\varphi_s| \quad (\text{II.46})$$

#### II.4.4 Estimation et contrôle du couple électromagnétique

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de flux rotorique est supposé invariant. Le couple électromagnétique du moteur asynchrone peut être exprimé en termes de vecteurs de flux statorique et rotorique comme suit :

$$T_e = \frac{3*pL_m}{2(\sigma*L_s*L_r)} \varphi_s \times \varphi_r \quad (\text{II.47})$$

$$|T_e| = \frac{3*pL_m}{2(\sigma*L_s*L_r)} |\varphi_s| \times |\varphi_r| \times \sin \rho \quad (\text{II.48})$$

Où :

$\varphi_r$  : Le vecteur de flux rotorique

$\rho$ : L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'après l'équation (II.48), il est clair que le couple électromagnétique est contrôlé par les amplitudes de flux du stator et du rotor. Si ces quantités restent constantes, le couple peut être contrôlé en ajustant l'angle ( $\rho$ )

On suppose que le flux du stator suive sa référence grâce au régulateur à hystérésis, la forme du couple électromagnétique devient :

$$T_e = \frac{3 * p L_m}{2(\sigma * L_s * L_r)} * \varphi_{sref} * |\varphi_r| * \sin \rho \quad (II.49)$$

#### II.4.4.1 Application d'un vecteur de tension non nul

À cause de l'évolution rapide du flux du stator par rapport à l'évolution du flux du rotor on peut supposer que la variation de la position et de la vitesse du flux du rotor négligeable [belhadj2001]. Donc, on déduit que le contrôle du couple électromagnétique dépend seulement de la rotation du vecteur flux du stator. Les deux figures (Fig.II.10, Fig.II.11) montrent l'évolution du couple électromagnétique en fonction des deux différents vecteurs de la tension de la sortie de l'onduleur.

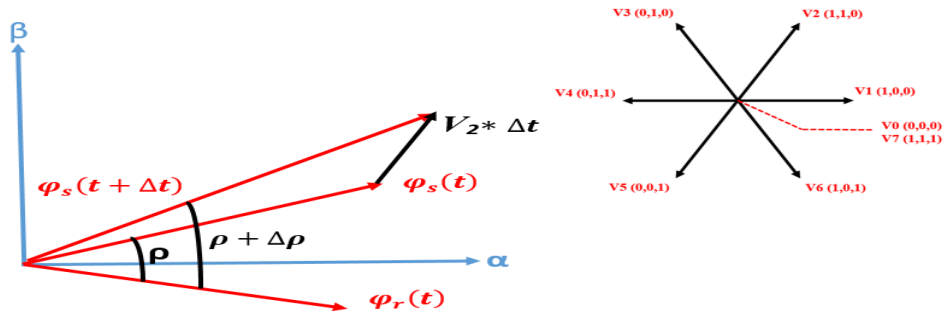


Fig. II. 10: Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension V2.

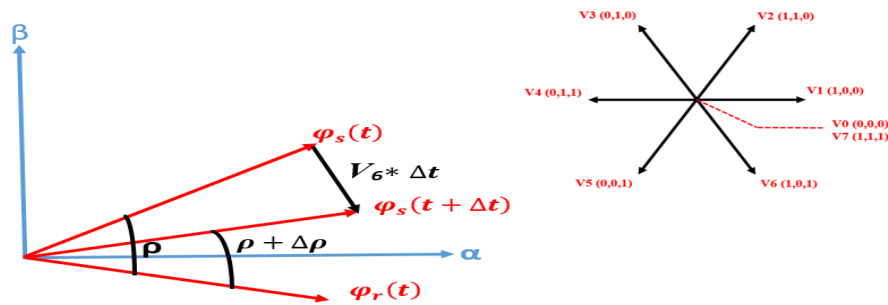


Fig. II. 11: Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension V6.

Où :

$\Delta \rho$  : La variation de l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Si on applique un vecteur de tension actif, et d'après l'équation (II.49) et les deux figures (fig.II.10) et (Fig.II.11) :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta \rho > 0, & T_e \text{ augmente} \\ \text{si } \Delta \rho < 0 & T_e \text{ diminue} \end{cases} \quad (II.50)$$

Donc, nous pouvons déterminer le vecteur de tension adéquate pour augmenter ou diminuer le couple électromagnétique pour le secteur numéro 1 comme suite :

- Pour augmenter le couple on applique les vecteurs de tensions  $V_2, V_3$  et  $V_4$
- Pour diminuer le couple on applique les vecteurs de tensions  $V_1, V_6$  ou  $V_5$  (ou  $V_0, V_7$ ).

#### II.4.4.2 Application d'un vecteur de tension nul

L'application d'un vecteur de tension nul maintient le vecteur du flux du stator fixe, notant que la chute de tension est négligeable. Le vecteur du flux du rotor continu a évolué lentement, donc le couple électromagnétique diminue aussi lentement avec la diminution de l'angle  $\rho$  entre les deux vecteurs du flux, comme c'est représenté sur la figure (Fig.II.12) :

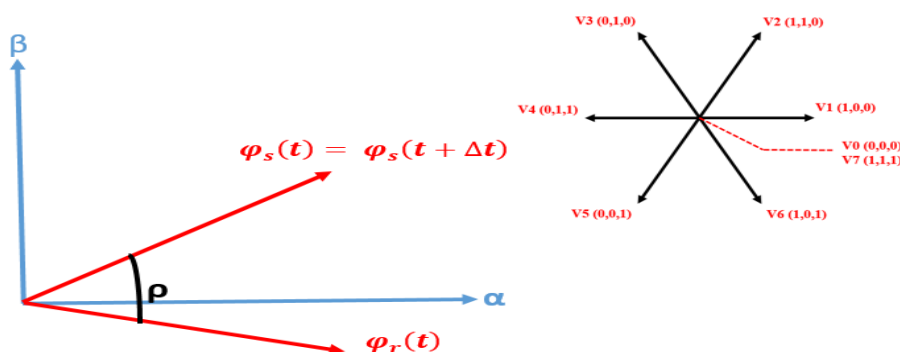


Fig. II. 12: Evolution du flux et du couple pour une phase de tension nulle.

#### II.4.4.3 Régulation du couple par un comparateur à hystérésis

La régulation de couple peut être réalisé en utilisant comparateur à hystérésis à trois niveaux (Fig.II.13). Il permet de contrôler la vitesse du moteur asynchrone dans les deux sens de rotation. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux peut être utilisé pour un seul sens de rotation.

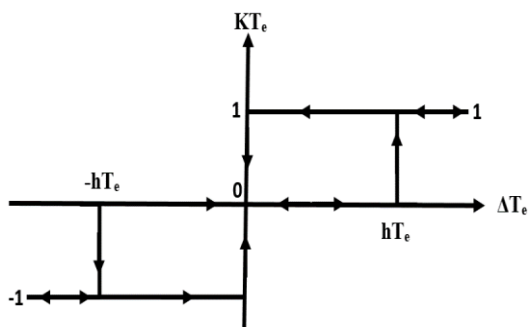


Fig. II. 13: Réglage du couple électromagnétique par un régulateur à hystérésis double bandes.

Les sorties logiques du contrôleur à hystérésis du couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$KTe = \begin{cases} 1, & \Delta Te > hTe \\ 0, & -hTe \leq \Delta Te \leq hTe \\ -1, & \Delta Te < -hTe \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Où :

$KTe$  : La sortie logique du contrôleur à hystérésis du couple électromagnétique.

$hTe$  : La largeur de la bande d'hystérésis.

$\Delta Te$  : L'erreur du couple électromagnétique.

L'erreur du couple électromagnétique est définie par la différence entre la valeur de référence du couple et la valeur estimée réelle, qui est donnée par la relation :

$$\Delta T_e = |T_e^*| - |T_e| \quad (\text{II.52})$$

Où :

$T_e^*$  : La valeur de référence du couple électromagnétique.

#### II.4.5 La table de commutation

Pour maintenir une commande découplée, deux comparateurs à hystérésis, l'un du flux et l'autre du couple, qui ont sur leur entrée les erreurs de flux du stator et de couple électromagnétique. Les sorties des comparateurs déterminent le vecteur de tension adéquate à appliquer [Casadei2002] [Świerczyński2005].

Toutefois, le choix du vecteur de tension ne dépend pas seulement de la sortie des contrôleurs d'hystérésis, mais aussi dépend de la position du vecteur de flux statorique. En conséquence, la trajectoire du vecteur circulaire de flux du stator sera sectionnée en six secteurs symétriques [Ozturk 2008] comme suit :

- Secteur 1 :  $\frac{11\pi}{6} \leq \theta_s < \frac{\pi}{6}$
- Secteur 2 :  $\frac{\pi}{6} \leq \theta_s < \frac{\pi}{2}$
- Secteur 3 :  $\frac{\pi}{2} \leq \theta_s < \frac{5\pi}{6}$
- Secteur 4 :  $\frac{5\pi}{6} \leq \theta_s < \frac{7\pi}{6}$
- Secteur 5 :  $\frac{7\pi}{6} \leq \theta_s < \frac{3\pi}{2}$

- Secteur 6 :  $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_s < \frac{11\pi}{6}$

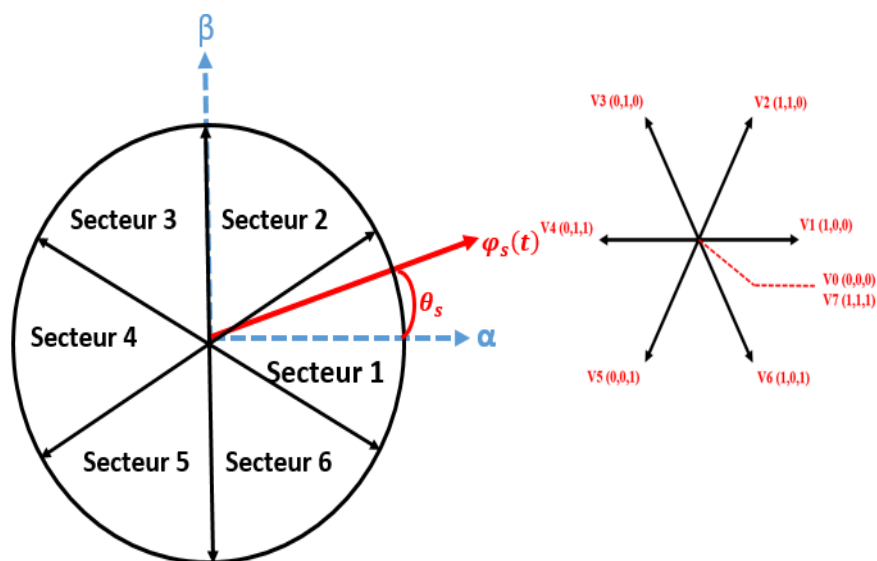


Fig. II. 14: Les six secteurs symétriques.

Nous rappelons qu'au premier secteur, pour augmenter du couple électromagnétique il faut appliquer les vecteurs de tensions  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ , et pour le diminuer il faut choisir l'application des vecteurs de tensions  $V_1$ ,  $V_6$  ou  $V_5$  ou  $V_0$  et  $V_7$  pour le diminuer lentement.

Aussi dans le contrôle de l'amplitude du flux du stator dans le même secteur, il faut appliquer les vecteurs  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_6$  pour l'augmenter,  $V_3$ ,  $V_4$  et  $V_5$  pour le diminuer et  $V_0$  et  $V_7$  pour le maintenir constant. Donc on conclut que l'application d'un vecteur de tension actif n'a pas toujours le même effet sur le couple électromagnétique et sur le flux du stator, par exemple et dans le premier secteur, le vecteur de tension  $V_1$  appliqué pour augmenter le flux du stator et diminuer le couple électromagnétique.

Aussi notant que l'application de même vecteur de tension ne donne pas la même influence dans les deux sens de rotation. On note aussi, que la rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux du stator ou du couple électromagnétique est liée au vecteur de tension appliquée, les vecteurs de tension en direction tangentielle ont une très grande influence sur le couple comme les vecteur  $V_3$  et  $V_6$  dans le premier secteur par rapport aux autres vecteurs.

Si les vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$  sont appliqués, le flux du stator reste constant et son amplitude ne changera pas, le couple électromagnétique diminuera, mais pas autant que lorsque les vecteurs tensions actifs seront sélectionnés [Zhang2016]. Le tableau de commutation pour la commande DTC qui a été proposé initialement par Takahashi est présenté dans le tableau 1 :

Tableau. II. 1 : Table de commutation avec séquences nulles.

secteur		1	2	3	4	5	6
flux	Couple						
$K_{\phi_s}=1$	$K_{T_e}=1$	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	$K_{T_e}=0$	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	$K_{T_e}=-1$	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
$K_{\phi_s}=0$	$K_{T_e}=1$	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	$K_{T_e}=0$	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	$K_{T_e}=-1$	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>

#### II.4.6 La régulation de la vitesse de la commande DTC

La commande directe du couple de la machine asynchrone à une capacité de fonctionnement sans boucle de régulation de la vitesse du rotor. Donc, elle ne nécessite pas des informations sur la vitesse de la rotation. Cela peut classer le DTC comme une commande sans capteur de vitesse pour de nombreuses applications industrielles. D'autre part, beaucoup d'applications nécessitent le contrôle de la vitesse, la boucle de la régulation de la vitesse est donc obligatoire.

Généralement, les contrôleurs proportionnels intégraux (PI) sont utilisés pour la régulation de la vitesse de la rotation. Il est effectué en comparant la valeur de référence et la valeur mesurée réelle de la vitesse de rotation. Ensuite, l'erreur de comparaison devient l'entrée du contrôleur PI qui a des gains calculés. La méthode la plus utilisée pour calculer ces gains est celle de placement des pôles.

L'équation dynamique et la fonction de transfert utilisant la transformée de Laplace de la boucle de vitesse (II.26) sont données comme suit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{T_r}{J} - \frac{f_v}{J} \Omega \quad (\text{II.53})$$

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{T_e(s) - T_r(s)} = \frac{1}{Js + f_v} \quad (\text{II.54})$$

La fonction de transfert du contrôleur PI est définie par :



$$PI = K_p s + \frac{K_i}{s} \quad (II.55)$$

Où :

$K_p$  : Le gain proportionnel du régulateur PI.

$K_i$  : Le gain intégral du régulateur PI.

$S$  : l'opérateur de Laplace

La figure (Fig.II.15), montre le schéma de principe de fonctionnement de la boucle de contrôle la vitesse :

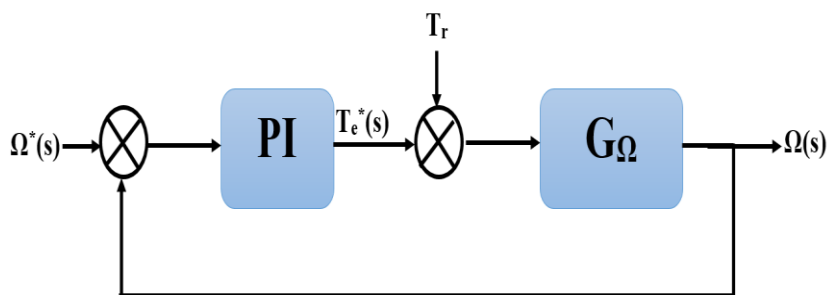


Fig. II. 15: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Par considération que le couple résistant est une perturbation. La fonction de transfert global du contrôle de vitesse en boucle ouverte devient :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{Js + f_v} \left( K_p s + \frac{K_i}{s} \right) \quad (II.56)$$

En boucle fermée la fonction de transfert devient :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f_v)s + K_i} \quad (II.57)$$

Par identification membre à membre, le dénominateur des équations (II.56) avec la forme canonique du système de second ordre donné en (II.55) :

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (II.58)$$

Ou :

$\omega_n$  : La fréquence naturelle.

$\xi$  : Le coefficient d'amortissement, généralement égale à 1 dans les calculs de gains.

On obtient :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f_v}{J} = 2\xi\omega_n \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

### II.4.7 Schéma général de la commande DTC

Le schéma de contrôle global de la stratégie de base de contrôle direct du couple est illustré à la figure (Fig.II.16) est composé des deux sections :

#### Section de commande

- Boucle de régulation de vitesse utilisant un contrôleur PI.
- contrôleurs découplés à d'hystérésis de couple électromagnétique et du flux du stator.
- table de commutation de Takahashi.
- Estimateurs du flux de stator et du couple électromagnétique et un détecteur des secteurs.

#### Section de puissance

- Une machine asynchrone.
- Un onduleur de tension.

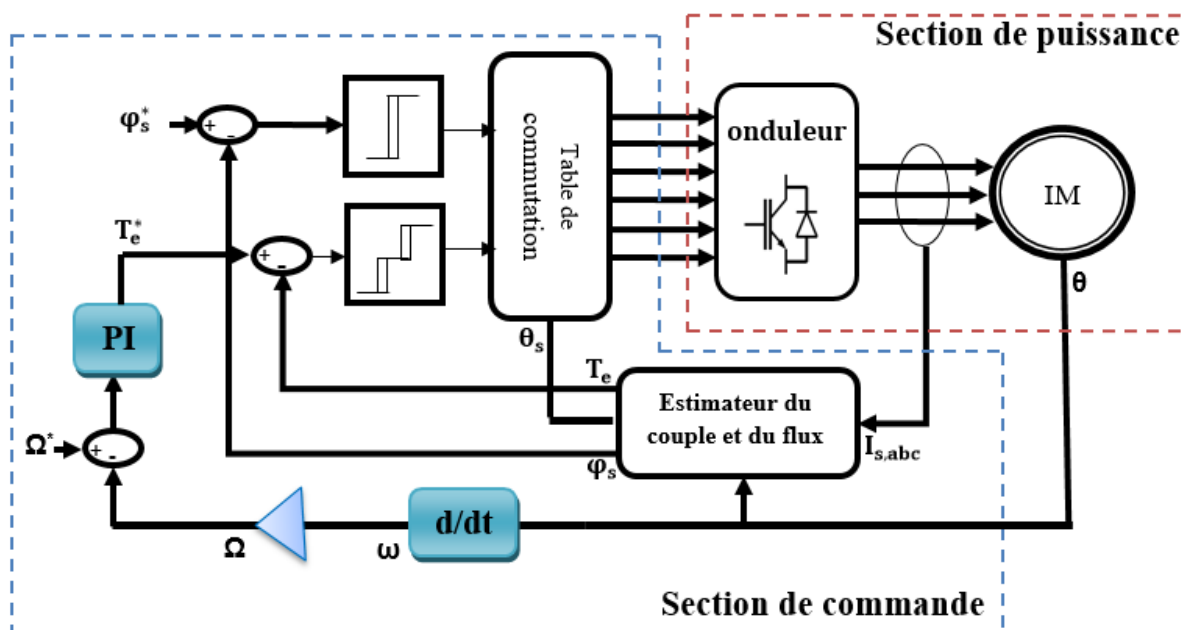


Fig. II. 16: schéma fonctionnelle de la commande directe du couple.

### II.4.8 Etude expérimentale

Pour la mise en œuvre de cette technique étudiée et développée, nous présentons les étapes et le matériel utilisé pour la mise en œuvre des méthodes suggérées :

- Deux capteurs à effet Hall sont utilisés pour mesurer deux courants de phase de stator ; le courant de la troisième phase est déduit en soustrayant les deux premiers.
- La vitesse de rotation est mesurée à partir du codeur incrémental (1024 pt).
- Les signaux des courants et de la vitesse mesurés par les capteurs sont exploités par la carte DSP à l'aide de convertisseurs analogiques-numériques (DAC, INC) disponibles sur l'interface DSP.
- Les signaux convertis précédemment sont utilisés dans les systèmes de contrôle qui sont réalisés et mis en œuvre sur la carte DSP à l'aide de la bibliothèque de logiciels SIMULINK et des blocs RTI de la carte dSPACE DS1104 fonctionnant sous environnement MATLAB.
- L'implantation et le traitement du système de contrôle consistent à générer six signaux de contrôle, qui sont convertis en ligne à l'aide des RTI SLAVE DSP (DS1104 SL DSP BIT OUTS) dans l'interface DSP.
- Les six signaux générés sont utilisés pour les interrupteurs de l'onduleur qui alimente le moteur asynchrone à cage d'écuréuil chargé par le générateur DC qui à son tour est chargé par une charge résistive variable manuellement.
- Les paramètres du moteur utilisés dans le système de commande sont identifiés par des méthodes conventionnelles (voir annexe A) sont indiqués dans le tableau.II.2.

Tableau. II. 2 : les paramètres de la machine asynchrone.

paramètre	valeur
Nombre des paires de pole	1
Résistance du stator	6.58Ω
Résistance du rotor	5.81Ω
Inductance du stator	0.7490 H
Inductance du rotor	0.7490 H
Inductance mutuel	0.7209 H
moment d'inertie	0.00207kg.m <sup>2</sup>
Coefficient du frottement visqueux	0.000173N.m/(rad /s)
puissance	1 kW
Vitesse nominal	2880 tr\min

Le choix du temps d'échantillonnage ( $T_s$ ) est très important pour la mise en œuvre d'un système de commande expérimental avec une carte DSP. Par conséquent, il ne doit pas être trop grand, sinon l'ordinateur pourrait manquer des informations importantes ou risquer de ne pas pouvoir détecter des erreurs et déstabiliser par conséquent le système de contrôle. En revanche, il ne doit pas être trop petit ; sinon, le calculateur perd trop de temps pour commander le système. Enfin, après de nombreux tests, le temps d'échantillonnage optimal pour notre système de contrôle est :  $T_s = 200 \mu s$ .

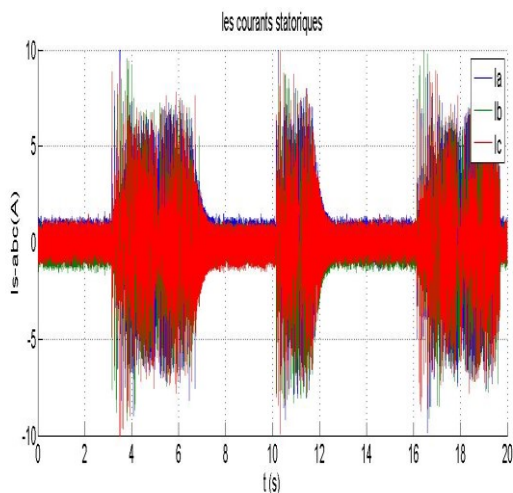


Fig. II. 17: Banc d'essai.

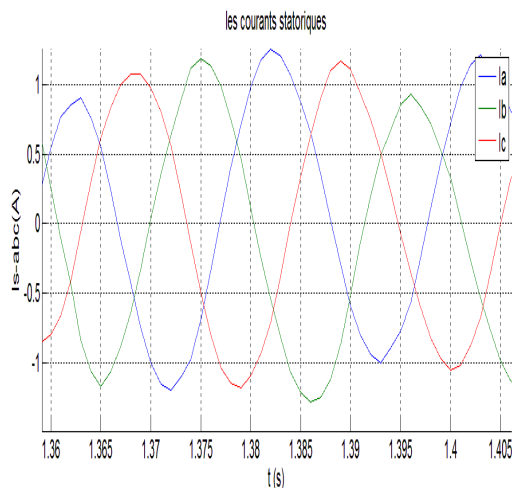
### II.4.8.1 Résultats expérimentaux

Le premier test expérimental concerne le fonctionnement de la machine asynchrone contrôlée avec la DTC. Pour une consigne trapézoïdale de la vitesse (variée entre 2800 tr/min et -2800 tr/min) et une consigne constante du flux fixée à 0.65 Wb. Les figures illustrent l'évolution temporelle de couple, de flux statorique, des courants statoriques, de la vitesse et de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique. En ce qui concerne le contrôleur conventionnel PI, nous avons fixé les gains du régulateur PI à :  $k_i = 0.5189$  et  $k_p = 0.0654$ .

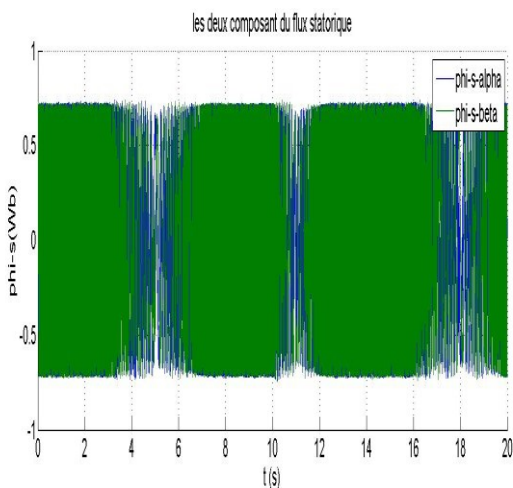
• Essais à vide



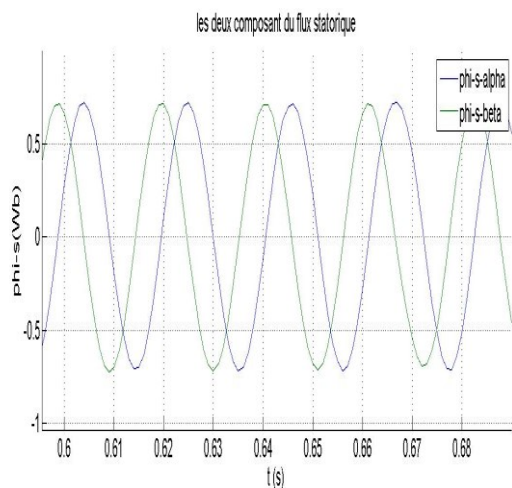
(A) les courants statoriques



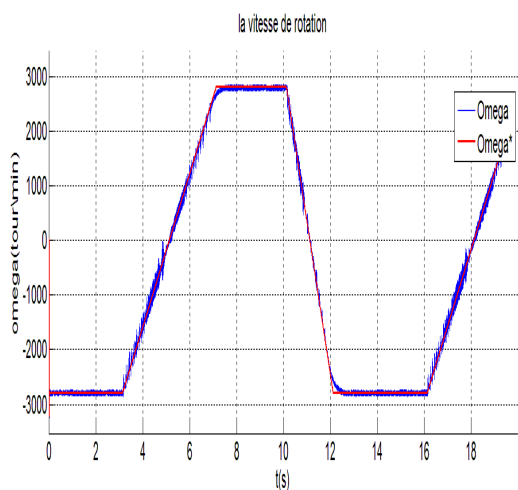
(B) une partie de la courbe des courants



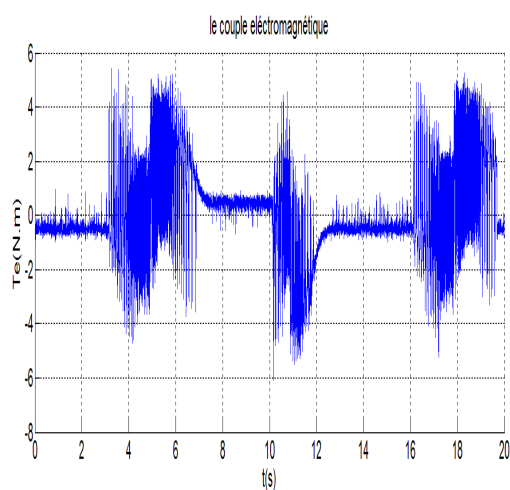
(C) les composante du flux statorique



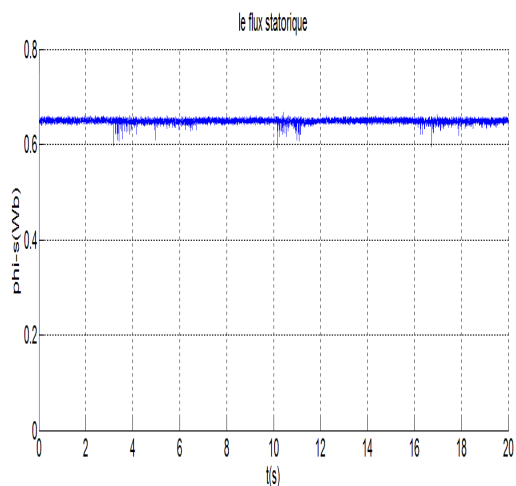
(D) une partie de la courbe des flux statoriques



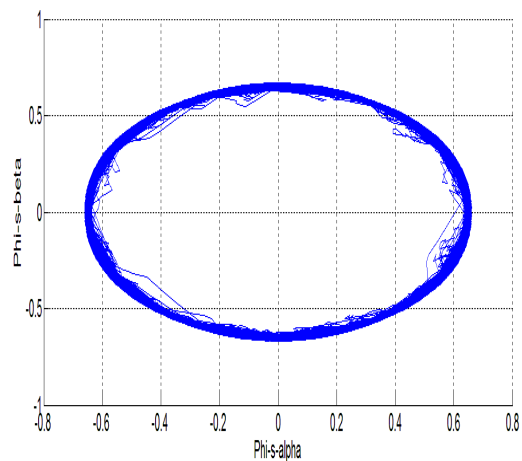
(E) la vitesse de rotation



(F) le couple électromagnétique



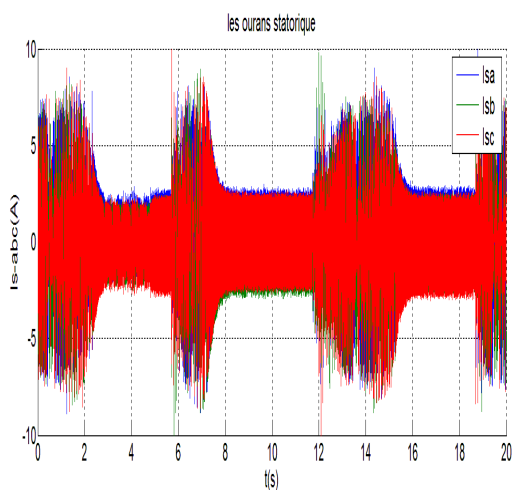
(G) le flux statorique



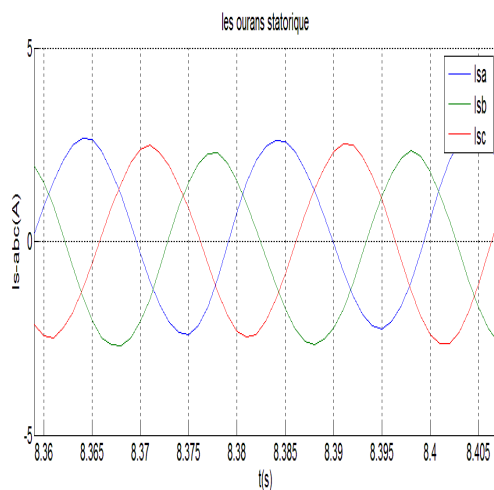
(H) Trajectoire du flux statorique

Fig. II. 18: performances de la commande DTC à vide.

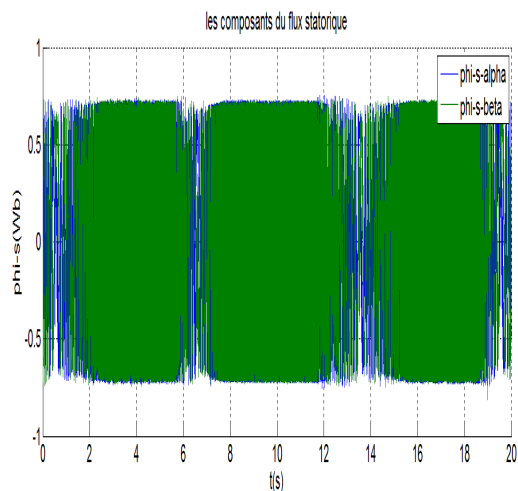
• **Essais en charge (1,6 N.m)**



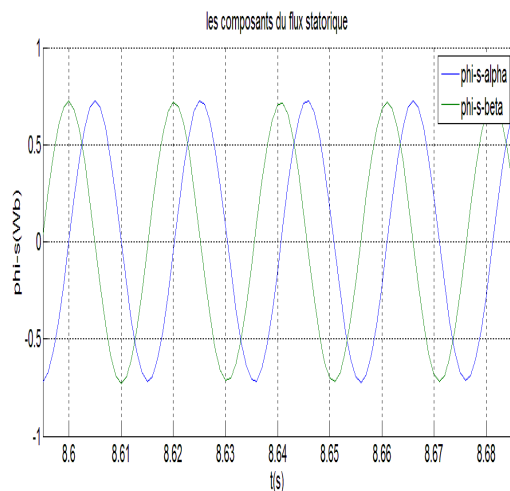
(A) les courants statorique



(B) une partie de la courbe des courants

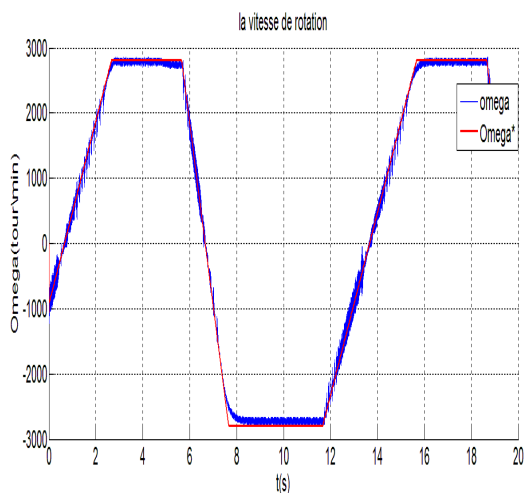


(C) les composante du flux statorique

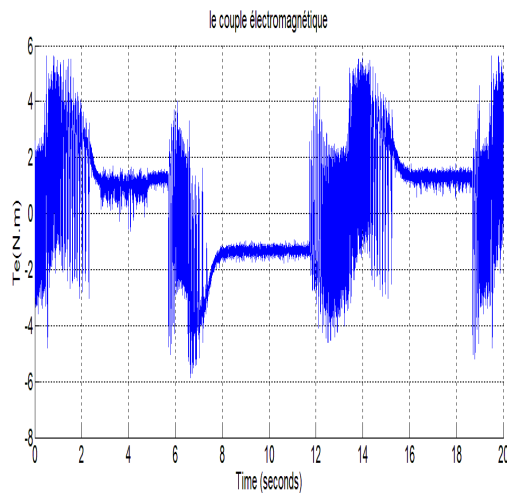


(D) une partie de la courbe des flux statoriques

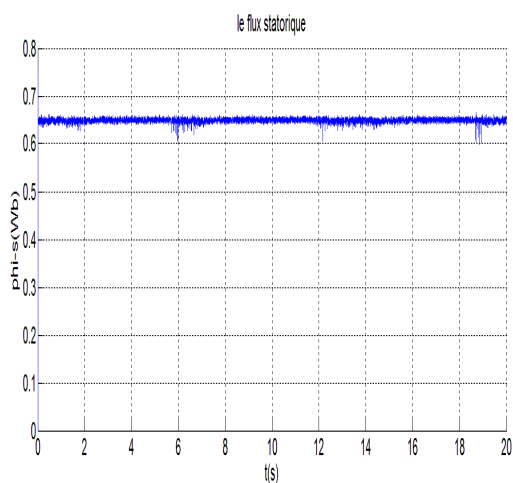




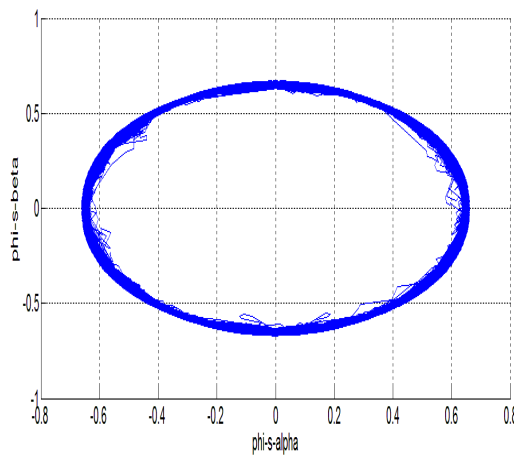
(E) la vitesse de rotation



(F) le couple électromagnétique



(G) le flux statorique



(H) Trajectoire du flux statorique

Fig. II. 19: Performances de la commande DTC en charge.

### II.4.8.2 Observation et discussion

Une inversion de vitesse de la valeur positive à la valeur négative (2800 tr / min ; -2800 tr / min) est exécutée (Fig.II.18, Fig.II.19) afin de montrer que le DTC peut fonctionner à différents points de vitesse.

Pendant la phase d'inversion, le régulateur de vitesse présente un comportement similaire à l'état de démarrage en passant à un régime transitoire à chaque inversion du sens de la rotation progressivement. Cela se voit clairement dans la réponse du couple électromagnétique (Fig.II.18.F, Fig.II.19.F) et des courants statoriques (Fig.II.18.A, Fig.II.19.A). Les figures (Fig.II.18.E, Fig.II.19.E) illustrent l'évolution temporelle de la vitesse de rotation. La vitesse mesurée suit parfaitement sa référence trapézoïdale lors de l'essai à vide comme à l'essai en charge.

On remarque d'après (Fig.II.18.F, Fig.II.19.F) que le couple électromagnétique présente un régime transitoire rapide mais avec des oscillations importantes lors de l'inversion du sens de rotation. Autant que la vitesse de rotation sera fixée à 2800 tr/min ou à -2800 tr/min la valeur du couple stabilise à la valeur du couple de charge avec moins d'oscillation par rapport au régime transitoire. Ces oscillations du couple électromagnétique constituent un inconvénient majeur de la commande DTC.

Les courants statoriques présentés par les (Fig.II.18.A, Fig.II.19.A) présentent une forte amplitude au régime transitoire allant jusqu'à 8A, puis il se stabilise à sa valeur nominale avec des oscillations aussi remarquables. D'autre part (Fig.II.18.B, Fig.II.19.B) qui présentent une petite partie des courants statoriques montrent un léger déséquilibre dans l'amplitude des trois phases du courant, ce qui est dû aux offset des capteurs de courant.

Le flux statorique montré dans (Fig.II.18.G, Fig.II.19.G), atteint sa valeur de référence de 0.65 Wb avec un léger dépassement des oscillations d'amplitude autour de sa valeur de référence. La trajectoire du flux statorique illustré aux (Fig.II.18.H, Fig.II.19.H) prends une forme quasi circulaire d'un rayon égale à 0.65 Wb. Les deux composantes du flux statorique montrées sur les (Fig.II.18.D, Fig.II.19.D) présentent une forme purement sinusoïdale avec aucun déphasage.

### II.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a commencé par la présentation du modèle électrique de la machine asynchrone. Ensuite en a présenté le modèle dynamique de la machine en trois axes puis en deux axes dans les deux repères tournant et fixe. Et nous avons terminé cette partie avec une modélisation de l'onduleur de tension étudié pour le développement des techniques proposé dans cette thèse.

La deuxième partie a été basée sur une étude générale sur la commande directe du couple pour l'entraînement du moteur asynchrone. Le modèle utilisé pour la commande et les concepts principaux de la stratégie DTC ont d'abord été introduits. La commande DTC utilise des contrôleurs à hystérésis séparés pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique, avec une table de commutation pour la sélection des vecteurs de tension. La régulation de la vitesse dans ce chapitre est effectuée à l'aide d'une boucle de contrôle fermé au moyen d'un contrôleur PI.



Une implémentation expérimentale a été employée afin de valider la théorie et étudier les performances de la commande DTC. Cela a été réalisé en utilisant **MATLAB / Simulink RTI blocks** avec une interface en temps réel liée par la carte **dSpace DS1104**.

Les résultats expérimentaux obtenus ont également été discutés et analysés. Ces derniers indiquent que les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique sont remarquables. De plus, les courants de phase statoriques fournissent une bonne forme d'onde avec un petit déséquilibre en amplitude. Aussi, la commande DTC présente une bonne trajectoire quasi circulaire du flux. De plus, elle permet un meilleur contrôle dynamique dans différentes conditions de fonctionnement, telles que l'application de la charge, l'inversion du sens de la vitesse.

En plus du problème de base de la commande directe du couple qui est représenté par les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique, nous avons été confrontés à d'autres problèmes dans l'étude expérimentale telle que la difficulté d'ajuster les gains proportionnel et intégral du régulateur classique PI à cause des erreurs de mesure lors de l'identification des paramètres et le changement de ces derniers à cause des conditions extérieures. Le deuxième problème majeur que nous avons rencontré lorsque nous faisons les tests expérimentaux est la pure intégration du régulateur classique PI qui provoque la divergence du système au démarrage ou lors l'inversion de la vitesse de rotation. Dans les prochains chapitres, nous tenterons de proposer et étudier des solutions aux problèmes posés dans ce chapitre pour l'amélioration des performances de la commande DTC.

***Chapitre III: DTC basée sur les techniques  
non linéaires***

### III.1 Introduction

Les techniques non-linéaires basées sur les techniques de l'intelligence artificielle sont connues par leur pouvoir de résoudre les problèmes des régulateurs conventionnels que nous avons rencontrés dans le chapitre précédent, entre autres la difficulté d'ajuster les gains proportionnel et intégral du régulateur PI conventionnel à cause du changement des paramètres à cause des conditions extérieures et des erreurs de mesure lors de l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Aussi le problème de la pure intégration du régulateur classique qui nous a provoqué une divergence du système au démarrage ou lors l'inversion de la vitesse de rotation aux essais expérimentaux.

La technique de la logique floue appartient à la catégorie des systèmes basés sur des modèles de connaissances. Il est souvent appliqué dans le mécanisme d'adaptation de la commande des machines asynchrones [Sudheer2016] [Naik2014] [Chen2005]. Les techniques proposées dans la littérature qui sont basées sur la logique floue se présentent toujours comme une solution très puissante pour contrôler et adapter les systèmes non linéaires et spécialement lesquels qui n'ont pas de modèles mathématiques.

Le contrôle à mode glissant (SMC) qui est une méthode de commande à structure variable, est largement utilisé dans la littérature pour remplacer les régulateurs classiques pour l'entraînement des machines asynchrones [Lascu2019] [Ammar2017] [Ammar2020]. Cette méthode de contrôle également fournit une excellente performance pour les entraînements électriques. De plus, elle montre une grande robustesse et une implémentation logicielle et matérielle simple.

La première partie du chapitre repose sur le remplacement du régulateur classique PI par un régulateur proposé basé sur la logique floue. Cette partie commence par une présentation générale de la théorie de la logique floue, et continuera ensuite par une étude approfondie sur notre régulateur proposé et leur application sur la commande directe du couple pour une machine asynchrone. Prenant en considération toutes les composantes de ce régulateur. Nous concluons cette partie en exposant et commentant les résultats expérimentaux.

Dans la deuxième partie nous suivrons les mêmes étapes théoriques et pratiques que nous avons effectuées dans la partie précédente, mais cette fois-ci nous remplacerons le contrôleur PI

traditionnel par un régulateur basé sur la technique du mode glissant avec une loi d'atteinte exponentielle (SMC-ERL).

## III.2 Commande de vitesse par la logique floue

### III.2.1 Principe de la commande par logique floue

La logique floue, introduite pour la première fois par Lotfi A. Zadeh en 1965 [Zadeh1965], incarne la pensée humaine dans un système de contrôle. Un contrôleur flou utilise un mode de raisonnement approximatif ressemblant à la voie de prise de décision des humains, c'est-à-dire le processus que les gens utilisent pour déduire des conclusions de ce qu'ils savent. Le contrôle flou a été principalement appliqué au contrôle des processus par le biais de descriptions linguistiques floues stipulées par les fonctions d'appartenance.

La logique booléenne conventionnelle a été étendue pour traiter du concept de vérité partielle - les valeurs de vérité qui existent entre «complètement vrai» et «complètement faux», et ce que nous désignerons comme logique floue [Zadeh1965]. Ceci est réalisé grâce au concept de degré d'adhésion. L'essence de la logique floue repose sur un ensemble de règles linguistiques si-alors, comme un opérateur humain.

Le contrôle des moteurs par la logique floue a rencontré un intérêt croissant pour de nombreuses applications en raison de ses caractéristiques de gestion de la non-linéarité et de l'indépendance de la modélisation de l'installation. De plus, les concepts de la logique floue jouent un rôle essentiel dans le développement de contrôleurs pour les processus, car il n'a pas besoin du matériel très compliqué et tout ce qu'il faut, ce n'est qu'un ensemble de règles.

### III.2.2 Propriétés de la commande par logique floue

Les contrôleurs de logique floue sont essentiellement utilisés lorsque le système est hautement non linéaire, ce qui rend la modélisation mathématique du système très difficile.

- La forme analytique du système n'est pas fournie, mais une forme linguistique est fournie.
- L'identification précise des paramètres du système.
- Le comportement du système a une caractéristique vague dans des conditions définies avec précision.
- Les conditions elles-mêmes sont vagues.

### III.2.3 Théorie générale sur la logique floue

#### III.2.3.1 Ensemble classique et ensemble flou

Soit  $X$  un espace d'objets (appelé univers du discours ou ensemble universel) et un élément générique de  $X$ .

Un ensemble classique  $A$  ( $A$  est un sous-ensemble de  $X$ ), est défini comme une collection d'éléments ou d'objets, de sorte que chacun peut appartenir ou non à l'ensemble  $A$ . En définissant une fonction caractéristique pour chaque élément de  $X$ , nous pouvons représenter l'ensemble classique  $A$  par un ensemble de paires ordonnées  $(x ; 0)$  ou  $(x ; 1)$  qui indiquent respectivement  $x \in A$  ou  $x \notin A$ .

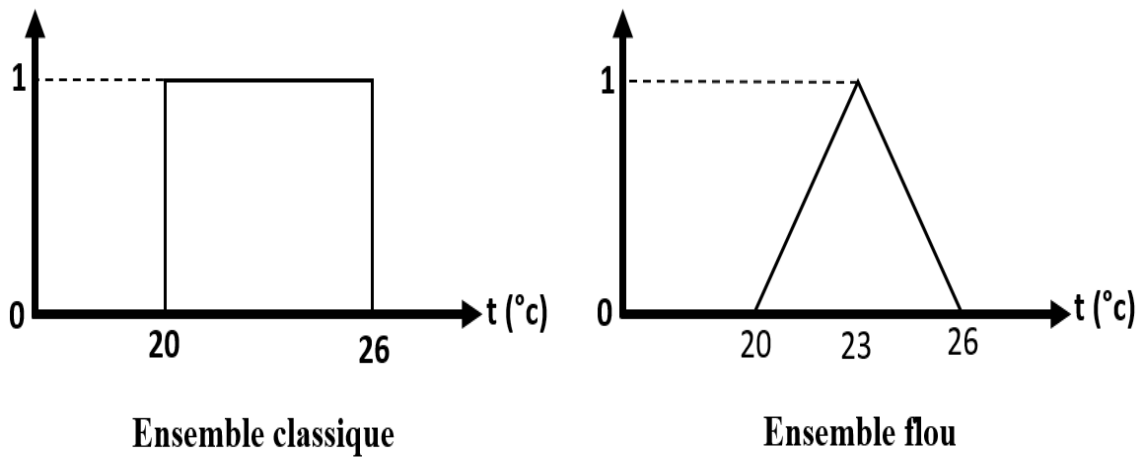


Fig. III. 1: Exemple d'ensemble classique et ensemble flou

En dépit d'être un outil important pour les sciences de l'ingénieur, les ensembles classiques ne reproduisent pas la nature des conceptions humaine, qui ont tendance à être abstraites et vagues.

Un ensemble flou transmet le degré auquel un élément appartient à un ensemble. En d'autres termes, si  $X$  est une collection d'objets dénotés génériquement par  $x$ , alors un ensemble flou  $A$  dans  $X$  est défini comme un ensemble de paires ordonnées :

$$A = \{(x, u_A(x)) | x \in X\} \quad (\text{III.1})$$

Où  $u_A(x)$  est connu comme la fonction d'appartenance (MF) pour l'ensemble flou  $A$ . la fonction d'appartenance sert à mapper chaque élément de  $X$  à un grade d'appartenance (ou valeur d'appartenance) entre 0 et 1. De toute évidence, si la valeur de  $u_A(x)$  est limitée à 0 ou 1, alors  $A$  est réduit à un ensemble classique et  $u_A(x)$  est la fonction caractéristique de  $A$ .

### III.2.3.2 Ensembles flous avec un univers continu

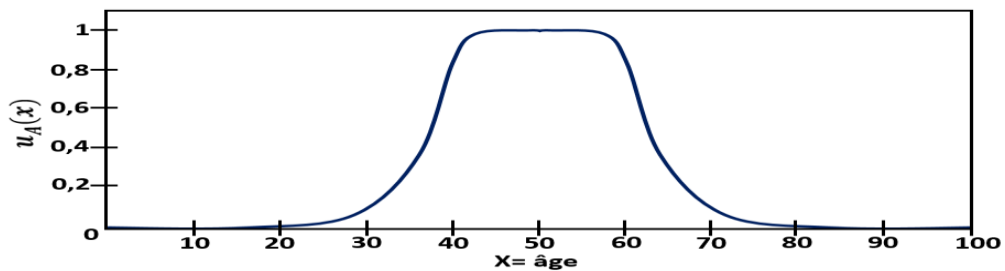


Fig. III. 2: Fonction d'appartenance dans un univers continu

Soit  $X$  l'ensemble des âges possibles pour les êtres humains. Ensuite, l'ensemble flou  $A =$  «environ 50 ans» peut être exprimé comme :

$$A = \{(x, u_A(x)) | x \in X\} \quad (\text{III.2})$$

Ou :

$$u_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-50}{10}\right)^4} \quad (\text{III.3})$$

L'exemple ci-dessus exprime clairement la dépendance de la construction d'un ensemble flou sur ses deux choses :

- Identifier un univers de discours approprié.
- Fixer une fonction d'appartenance appropriée.

Donc, il est nécessaire d'indiquer que la spécification des fonctions d'appartenance est subjective, ce qui signifie que les fonctions d'appartenance énoncées pour la même notion par différentes personnes auront tendance à varier sensiblement. La subjectivité et le caractère non aléatoire différencient l'étude des ensembles flous de la théorie des probabilités. Cette dernière traite de la gestion tangible de phénomènes aléatoires.

- **Les variables nettes**

Sont des variables physiques qui peuvent être mesurées à l'aide d'instruments et à laquelle on peut attribuer une valeur nette ou discrète, telle qu'une température de 37°C une tension de sortie de 8,55 V.

- **Les variables linguistiques**

Lorsque l'univers du discours est un espace continu, la pratique courante consiste à partitionner  $X$  en plusieurs ensembles flous dont les fonctions d'appartenances couvrent  $X$  de manière plus

ou moins uniforme. Ces ensembles flous, qui portent généralement des noms conformes aux adjectifs apparaissant dans notre usage linguistique quotidien, tels que «grand», «moyen» ou «petit», sont appelés valeurs linguistiques. Par conséquent, l'univers du discours  $X$  est souvent appelé la variable linguistique.

### III.2.4 Les Opérations théoriques des ensembles flous

Les opérations les plus élémentaires sur les ensembles classiques incluent l'union, l'intersection et le complément. De façon analogue à ces opérations, les ensembles flous ont également des opérations similaires [Zadeh1965] qui sont expliquées ci-dessous.

#### III.2.4.1 Opération de sous-ensemble

L'ensemble flou  $A$  est contenu dans l'ensemble flou  $B$ , d'une autre manière,  $A$  est un sous-ensemble de  $B$  (si  $u_A(x) \leq u_B(x)$ ). Ce concept est bien clarifier dans la figure suivante :

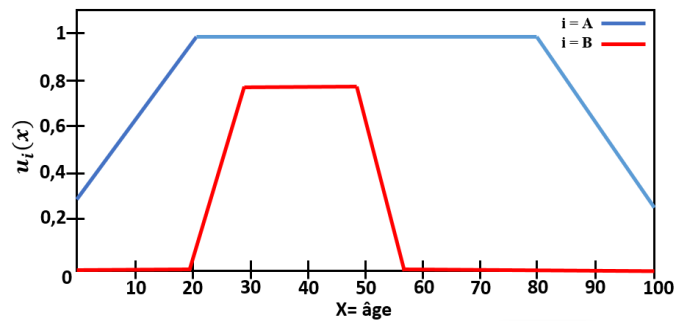


Fig. III. 3: Opération de sous-ensemble

#### III.2.4.2 Opération de disjonction (l'union)

L'union de deux ensembles flous  $A$  et  $B$  est un autre ensemble flou  $C$ , écrit comme  $C = A \cup B$

Ou  $C = A \text{ OR } B$ , ou la fonction d'appartenance liée  $A$  et  $B$  est exprimer par :

$$u_C(x) = \max(u_A(x), u_B(x)) = u_A(x) \cup u_B(x) \quad (\text{III.4})$$

D'une autre manière, l'union est le plus petit ensemble flou contenant à la fois  $A$  et  $B$ . Une union de deux ensembles flous  $A$  et  $B$  est illustré sur la figure suivante.

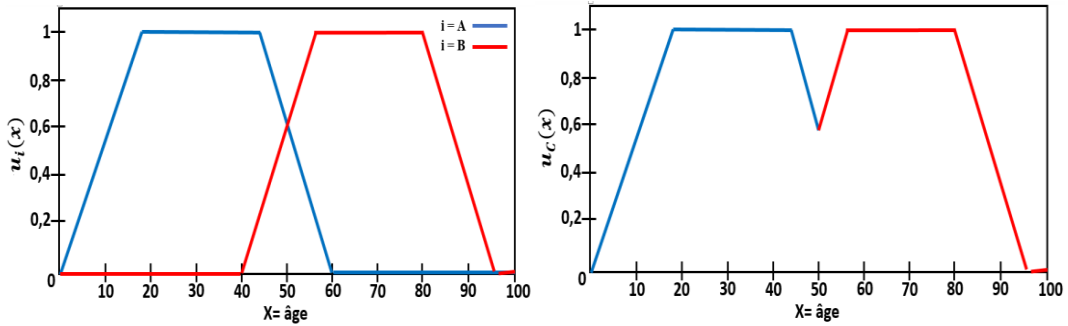


Fig. III. 4: Opération de disjonction

### III.2.4.3 Opération de conjonction (l'intersection)

L'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou C, écrit comme  $C = A \cap B$  ou  $C = A \text{ AND } B$ , ou la fonction d'appartenance liée A et B est exprimée par :

$$u_C(x) = \min(u_A(x), u_B(x)) = u_A(x) \cap u_B(x) \quad (\text{III.5})$$

L'intersection de A et B est le plus grand ensemble flou qui est contenu dans A et B. Une intersection de deux ensembles flous A et B est montré sur la figure suivante :

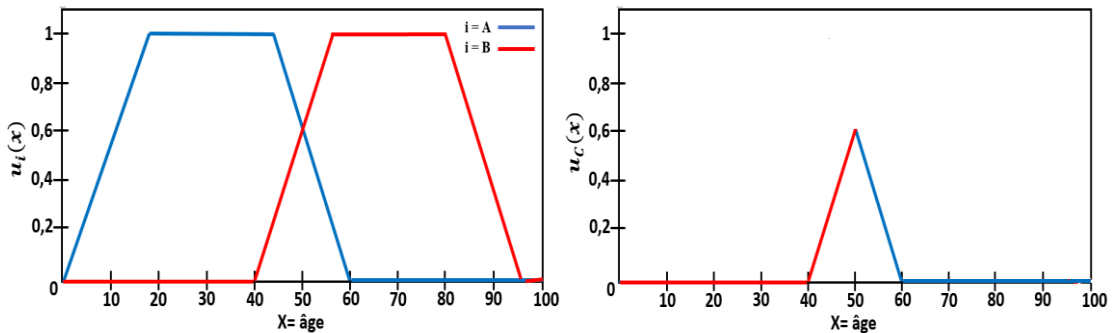


Fig. III. 5: Opération de conjonction

### III.2.4.4 Opération de négation (le complément)

Le complément de l'ensemble flou A, désigné par  $\bar{A}$  (A, NOT A), est défini comme :

$$u_{\bar{A}}(x) = 1 - u_A(x) \quad (\text{III.6})$$

Le complément d'ensembles flou A est montré sur la figure suivante :



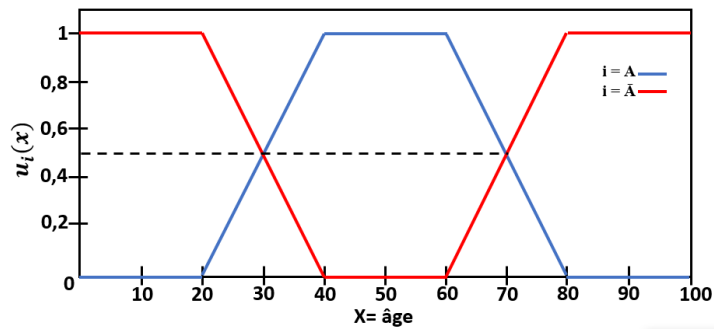


Fig. III. 6: Opération de négation

### III.2.5 Formulation des fonctions d'appartenance

Toute fonction d'appartenance caractérise complètement l'ensemble flou auquel elle appartient. Une manière pratique et succincte de définir une fonction d'appartenance est de l'exprimer comme une fonction mathématique.

Afin de définir la fonction d'appartenance floue, les concepteurs choisissent de nombreuses formes différentes en fonction de leurs préférences et de leurs expériences. Les différentes classes de fonctions d'appartenance [Jang1997] couramment utilisées sont présentées dans le schéma suivant :

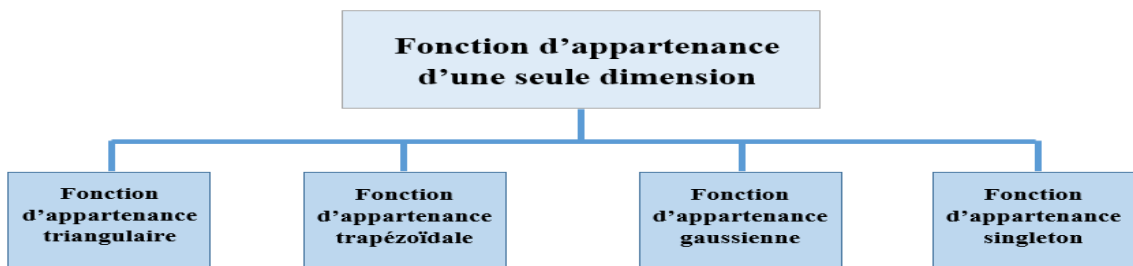


Fig. III. 7: fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance présentées sur le schéma peuvent exprimer comme suite :

- **Singleton**

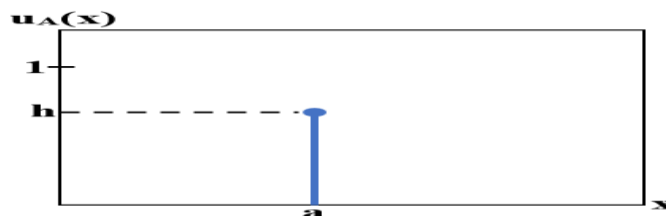


Fig. III. 8: fonction d'appartenance de type Singleton

$$u_A(x) = \begin{cases} h, & x = a \\ 0, & x \neq a \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

- **Triangulaire**

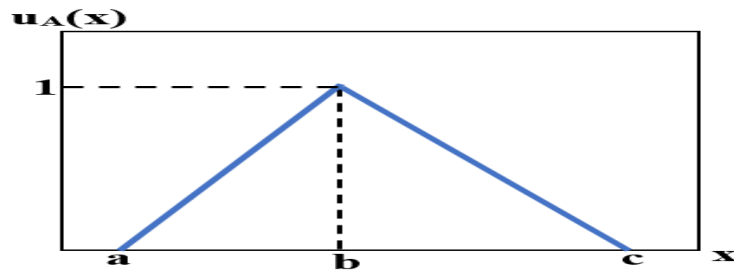


Fig. III. 9: fonction d'appartenance triangulaire

$$u_A(x) = \begin{cases} \frac{a-x}{a-b}, & x \in [a, b] \\ \frac{x-c}{b-c}, & x \in [b, c] \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

- **Trapézoïdale**

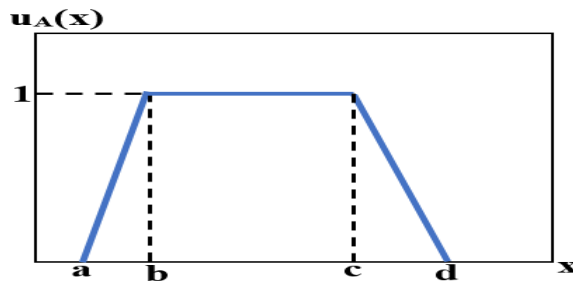


Fig. III. 10: fonction d'appartenance trapézoïdale

$$u_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a}, & x \in [a, b] \\ 1, & x \in [b, c] \\ \frac{x-d}{c-d}, & x \in [c, d] \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

- **Gaussienne**

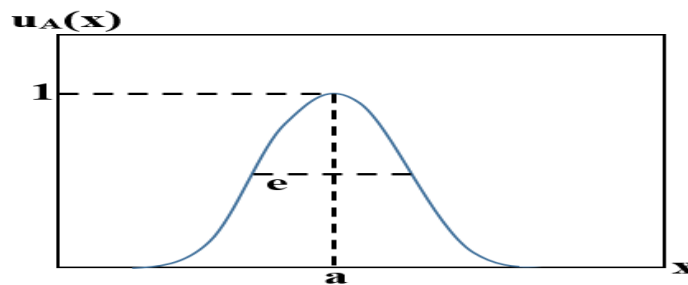


Fig. III. 11: fonction d'appartenance gaussienne

$$u_A(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-a}{e}\right)^2\right) \quad (\text{III.10})$$

### III.2.6 Contrôleur basé sur la logique floue

Le contrôleur de logique floue (FLC) est un type de système de contrôle non conventionnel, qui est une approche basée sur les connaissances. La logique floue est une méthode de prise de décision basée sur des règles, utilisée pour contrôler un processus qu'un humain peut contrôler avec l'expertise acquise par l'expérience.

Le FLC se présente comme une alternative aux stratégies de contrôle conventionnelles dans les systèmes de contrôle automatique. Le FLC fournit des contrôleurs linéaires et non linéaires. Il offre un contrôle simple pour plusieurs actions de contrôle non linéaires complexes. Cela signifie qu'il est capable de contrôler les données vagues du système telles que l'absence des pôles et des zéros de la fonction de transfert du système.

Lotfi A. Zadeh (1960) a introduit la théorie floue comme une extension de la théorie de contrôle conventionnelle. Les ensembles flous ont été formulés à partir d'éléments qui ont des degrés d'appartenance et sont encadrés en fonction de l'erreur d'un système. Dans cette thèse, le FLC est utilisé comme régulateur de la vitesse dans un entraînement de moteur asynchrone basé sur DTC. Pour étudier les performances améliorées de cette commande avec le contrôleur à logique floue.

#### III.2.6.1 Composants du contrôleur à logique floue

Les entrées d'un contrôleur à logique floue sont traitées à l'aide de variables linguistiques qui sont à leur tour définies à l'aide de fonctions d'appartenance. Les fonctions d'appartenance sont choisies de manière à couvrir l'ensemble de l'univers du discours. Pour éviter toute discontinuité par rapport à des changements mineurs dans les entrées, les ensembles flous adjacents doivent se chevaucher [Ouguini1997]. Il y a essentiellement trois segments essentiels dans un contrôleur de logique floue :

##### III.2.6.1.1 La Fuzzification

La première étape vers la conception d'un contrôleur de logique floue consiste à choisir les entrées appropriées. Ces variables d'entrée doivent être telles qu'elles représentent complètement le système dynamique. Ensuite, la fonction de la fuzzification entre en scène. Comme indiqué précédemment, au lieu d'utiliser des variables numériques, la logique floue utilise des variables linguistiques pour le traitement des informations. Mais comme les entrées du contrôleur de logique floue se présentent sous la forme de variables numériques (ou en

d'autres termes, d'ensembles nets), elles doivent être converties en variables linguistiques. Cette fonction de conversion de ces ensembles nets en ensembles flous (variables linguistiques) est effectuée par le bloc de fuzzification.

La technique de fuzzification consiste à décrire les fonctions d'appartenance (MF) pour les entrées. Ces fonctions d'appartenance devraient couvrir tout l'univers du discours et chacune représente un ensemble flou ou une variable linguistique. Les entrées nettes sont ainsi transformées en ensembles flous. Le MF triangulaire, le MF trapézoïdal ou le MF Sigmoidal [jang1997] peuvent être utilisés. Même un hybride de l'une des fonctions d'appartenance ci-dessus peut être utilisé pour la fuzzification.

#### III.2.6.1.2 Système d'inférence

Le système d'inférence d'un contrôleur de logique floue se compose des trois paradigmes suivants [jang1997] :

- **Base de règles**

Elle se compose d'un certain nombre de règles Si-Alors. Le côté « Si » de la règle est appelé l'antécédent et le côté « Alors » est appelé la conséquence. Ces règles sont très similaires au processus de la pensée humaine et l'ordinateur utilise les variables linguistiques, dérivées après fuzzification pour l'exécution des règles. Ils sont très simples à comprendre et à écrire et donc la programmation du contrôleur à logique floue devient très simple.

- **Base de données**

Elle se compose de toutes les fonctions d'appartenance définies qui doivent être utilisées par les règles.

- **Mécanisme de raisonnement**

Il effectue la procédure d'inférence sur les règles et les données fournies pour fournir un résultat raisonnable. Ce sont essentiellement les codes du logiciel qui traitent les règles et l'ensemble des connaissances en fonction d'une situation particulière. Il exerce un type d'attribut du cerveau humain pour effectuer méthodiquement les étapes d'inférence pour le traitement des informations

#### III.2.6.1.3 La défuzzification

Un bloc de défuzzification remplit exactement la fonction opposée d'un bloc de fuzzification. Il transforme les variables floues (qui sont obtenues en sortie après traitement des entrées) en ensembles nets. Le bloc de défuzzification est nécessaire car dans le monde réel, les valeurs

nettes ne peuvent être prises que comme entrées pour les autres systèmes. Même si les ensembles flous ressemblent au processus de la pensée humaine, leur fonctionnalité n'est limitée qu'aux processus ci-dessus.

Un bloc de défuzzification n'est généralement requis que lorsque le modèle flou de Mamdani est utilisé pour concevoir un contrôleur. Il existe d'autres types d'architectures pouvant être utilisées :

- Model flou de Tagaki-Sugeno
- Model flou de Tsukamoto

Le modèle de Mamdani est préféré ici car il suit strictement la règle d'inférence de la composition [jang1997] dans son mécanisme de raisonnement flou. Contrairement, les sorties sont définies à l'aide d'une fonction spécifique pour les deux autres modèles (polynôme de premier ordre dans les variables d'entrée) et donc la sortie est nette au lieu d'être floue. Ceci est contre-intuitif puisqu'un modèle flou devrait être capable de propager le flou des entrées aux sorties d'une manière appropriée [jang1997].

Il existe cinq stratégies de défuzzification de base et elles sont définies comme suit :

- **Centre de gravité de la zone (COA)**

C'est l'une des techniques les plus utilisées pour la défuzzification, car elle rappelle le calcul des valeurs attendues des distributions de probabilité. Il peut être défini comme suit :

$$z_{COA} = \frac{\int_z u_A(z)z dz}{\int_z u_A(z) dz} \quad (III.11)$$

Où :

$u_A(z)$  : est la sortie agrégée de la fonction d'appartenance (MF).

- **Bissecteur de zone (BOA)**

Il satisfait l'équation :

$$\int_Y^{z_{BOA}} u_A(z) dz = \int_{z_{BOA}}^{\tau} u_A(z) dz \quad (III.12)$$

Où :

$\gamma = \min\{z|z \in Z\}$  Et  $\tau = \max\{z|z \in Z\}$ . C'est la ligne verticale  $Z = Z_{BOA}$  partitionne la région entre  $z=\gamma$ ,  $z=\tau$ ,  $y=0$  et  $y=u_A(z)$  en deux régions des mêmes zones.

- **Moyenne du maximum (MOM)**

$Z_{MOM}$ : Est la moyenne du  $z$  maximisant auquel la fonction d'appartenance atteint un maximum  $\mu^*$ . Il peut être représenté comme suit :

$$Z_{MOM} = \frac{\int_{z'} z dz}{\int_{z'} dz} \quad (III.13)$$

Où :

$$z' = \{z|u_A(z) = \mu^*\}.$$

- **Le plus petit du minimum (SOM)**

$Z_{SOM}$  est le minimum du  $z$  maximisant (en termes de magnitude).

- **Le plus grand du maximum (LOM)**

$Z_{LOM}$  est le maximum du  $z$  maximisant (en termes de magnitude).

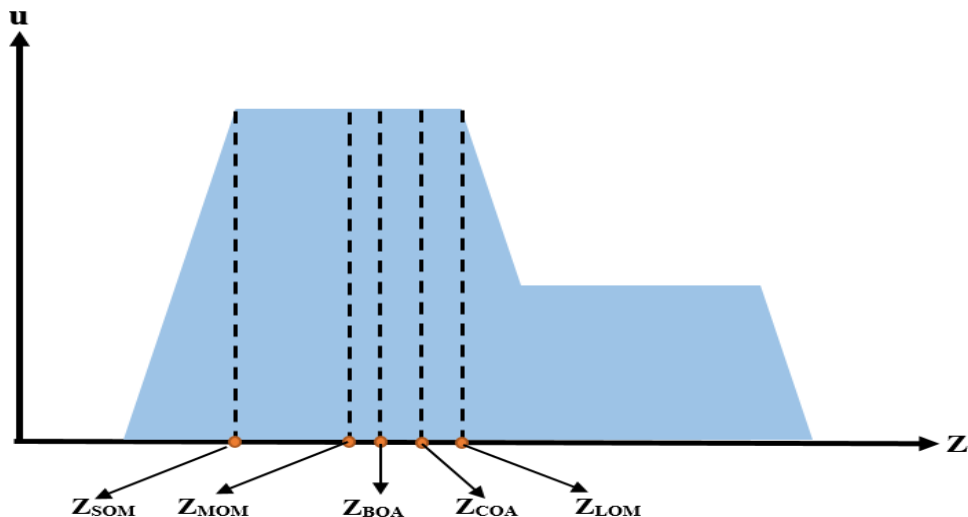


Fig. III. 12: Schémas de défuzzification pour obtenir des sorties nettes

Les différentes techniques de défuzzification ont été expliquées à l'aide de la figure ci-dessus (Fig.III.12). Les deux dernières techniques de défuzzification sont rarement utilisées en raison de leur nature biaisée. La technique la plus utilisée est la méthode du centre de la gravité (COA) [jang1997].

### III.2.6.2 Design du contrôleur flou utilisé pour la variation de la vitesse

Dans notre travail, on cherche à élaborer une commande DTC plus robuste par l'introduction du régulateur flou à la place du régulateur PI pour la boucle de la régulation de la vitesse. Le FLC a été conçu à l'aide de la boîte à outils de contrôle flou fournie dans Matlab, avec le moteur d'inférence de décision min max de Mamdani. Les signaux de l'erreur  $e(k)$  et de la variation de l'erreur de la vitesse  $de(k)$  sont utilisés comme entrées du régulateur de vitesse, et une sortie est prise pour fournir la référence du couple électromagnétique, les valeurs de ces deux grandeurs sont exprimées par :

$$e(k) = Ke(\Omega^*(k) - \Omega(k)) \quad (III.14)$$

$$de(k) = Kde(e(k) - e(k - 1))/T_s \quad (III.15)$$

Où  $T_s$  présente la période d'échantillonnage.

Puis ils sont multipliés par les facteurs d'échelle respectifs ( $Ke$ ,  $Kde$  et  $KTe$ ) pour ajuster le domaine flou  $[-1, 1]$ , nous concluons de l'expérimentation que ces facteurs d'échelle jouent un rôle fondamental pour la stabilité, les oscillations et l'amortissement du système

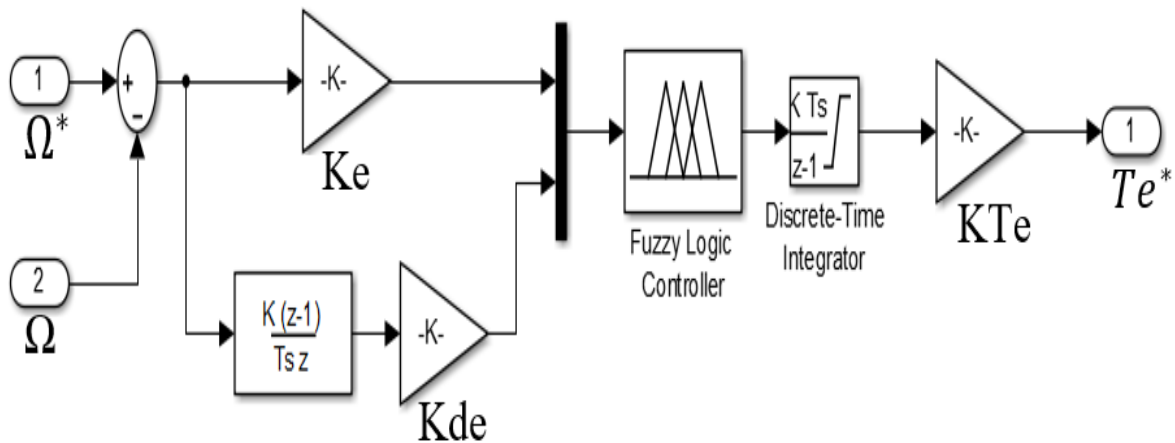


Fig. III. 13: Schéma fonctionnelle du régulateur flou sous MATLAB

Après plusieurs expériences, les valeurs des facteurs d'échelle sont fixées dans notre étude expérimentale à :  $Ke = 0,3$  ;  $Kde = 0,0001$  ;  $KTe = 4$

Pour chaque valeur d'erreur, de changement d'erreur, et de couple, la valeur d'appartenance ( $u_A$ ) est évaluée pour toutes les fonctions d'appartenance comme illustré sur la figure suivante, et

associée à la variable floue qui se compose de cinq ensembles flous qui sont représentés par trois fonctions d'appartenance triangulaires et deux fonctions d'appartenance trapézoïdales:

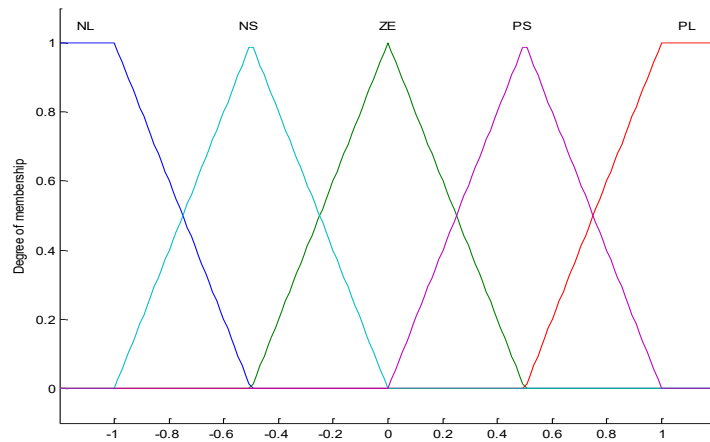


Fig. III. 14: fonctions d'appartenance du régulateur flou sous MATLAB

- NL : grand négatif (Négative large)
- NS : petit négatif (Négative Small)
- ZE : zéro
- PS : petit positif (Positive Small)
- PL : grand positif (Positive Large)

Cela conduit à 25 règles de contrôle d'IF ... THEN, structurées comme indiqué dans le tableau suivant (Tableau.III.1) :

Tableau. III. 1 : les règles floues

$de(k)$					
$e(k)$	<i>NL</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PL</i>
<i>NL</i>	<i>NL</i>	<i>NL</i>	<i>NL</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
<i>NS</i>	<i>NL</i>	<i>NL</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PL</i>
<i>ZE</i>	<i>NL</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PL</i>
<i>PS</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PL</i>	<i>PL</i>
<i>PL</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PL</i>	<i>PL</i>	<i>PL</i>

Ensuite, l'action de contrôle flou inférée est convertie en une valeur nette ( $T_e^*$ ), utilisant la méthode de défuzzification du centre de gravité (COA). À la fin, nous présentons le schéma synoptique global de la commande DTC-FLC



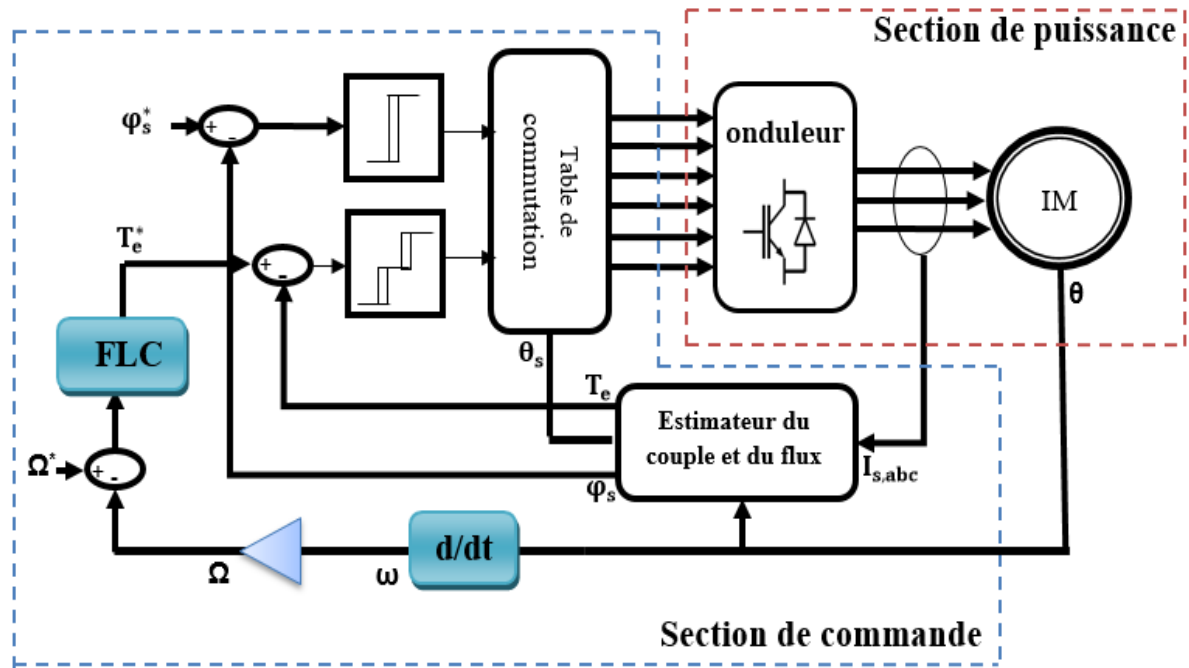


Fig. III. 15: Schéma fonctionnelle de la commande DTC-FLC

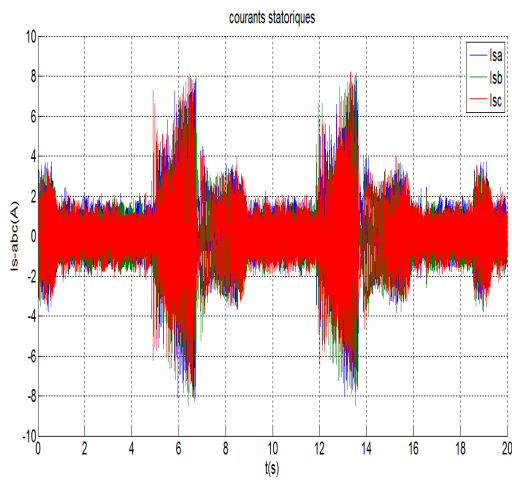
### III.2.7 étude expérimentale

Le premier test expérimental de ce deuxième chapitre concerne le fonctionnement de la machine asynchrone contrôlée avec la DTC remplaçant le régulateur conventionnel de la vitesse de rotation PI par un contrôleur flou. Pour une consigne trapézoïdale de la vitesse (variée entre 2800 tr/min et -2800 tr/min) et une consigne constante du flux fixée à 0.65 Wb. Comme dans le premier chapitre, les figures illustrent l'évolution temporelle de couple, de flux statorique, des courants statoriques, de la vitesse et de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique.

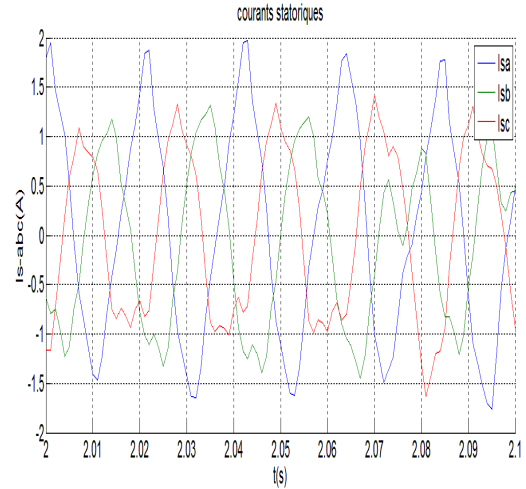
Lors de la phase des tests expérimentaux, nous avons rencontré un problème de (over-run) lors de la compilation du programme via Simulink sur la carte dSPACE 1104, parce que cet algorithme de control a demandé plus de temps de calcul. En raison que la carte électronique dSPACE 1104 est limitée, nous avons dû augmenter la valeur de temps d'échantillonnage de 150  $\mu$ s à 600  $\mu$ s.

### III.2.7.1 Résultats expérimental

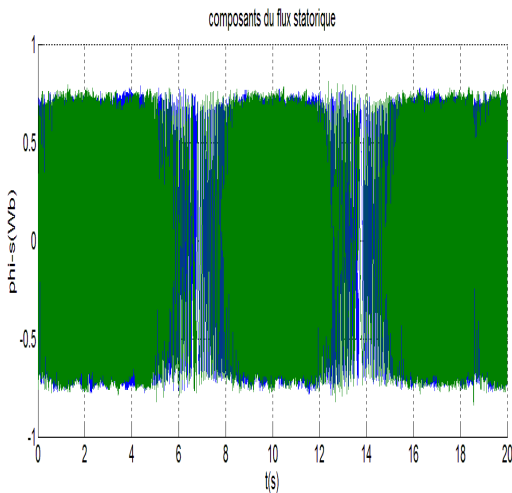
- Essai à vide



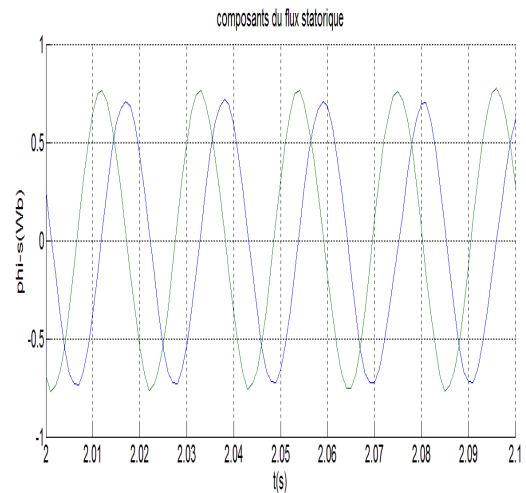
(A) Les courants statoriques



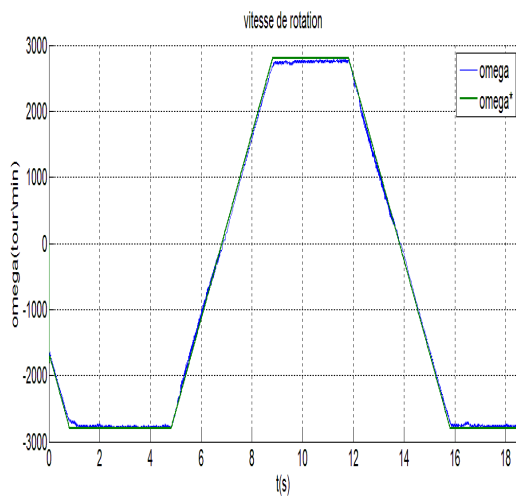
(B) une partie de la courbe des courants



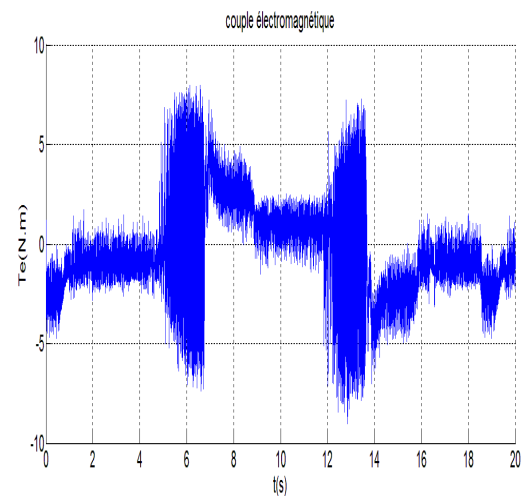
(C) les composantes du flux statorique



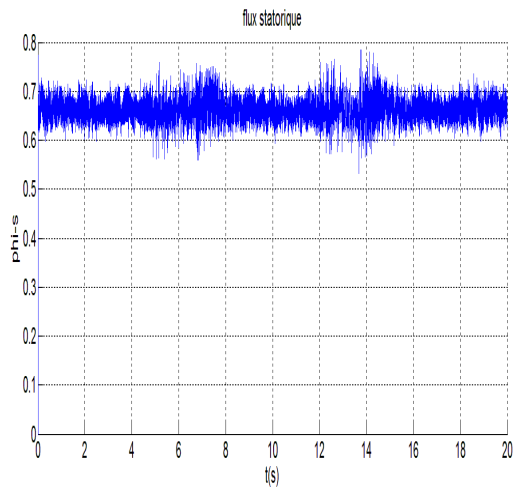
(D) une partie de la courbe des composantes du flux



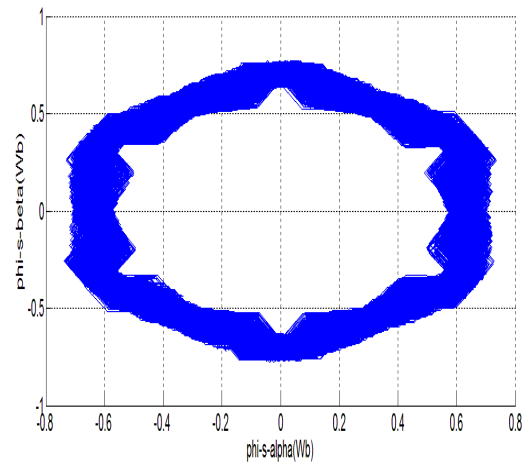
(E) la vitesse de la rotation



(F) le couple électromagnétique



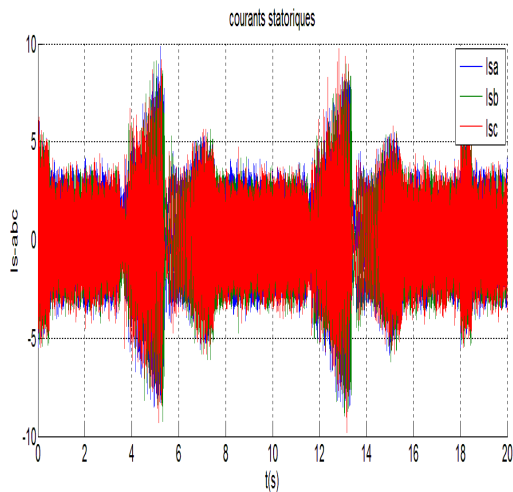
(G) le flux statorique



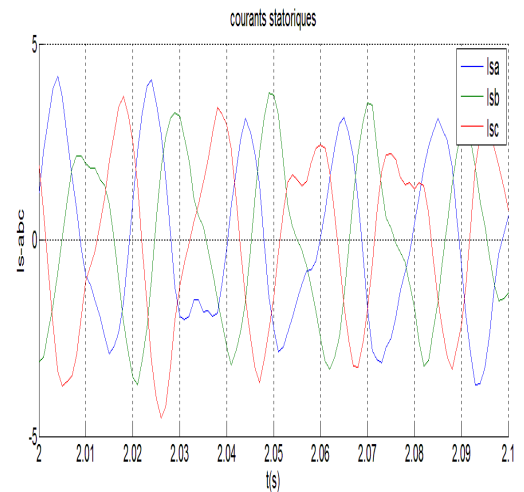
(H) Trajectoire du flux statorique

Fig. III. 16: performances de la commande DTC-FLC à vide.

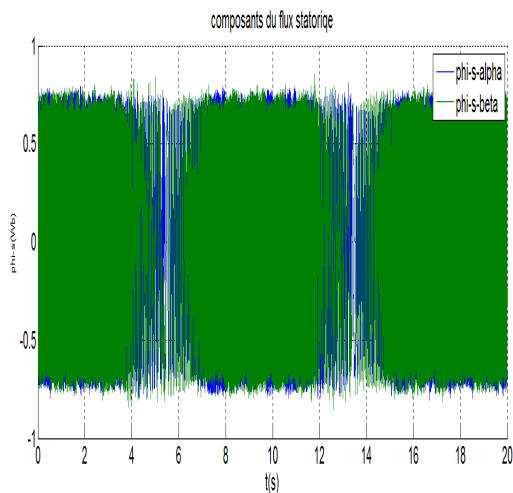
• **Essai en charge (1,6 N.m)**



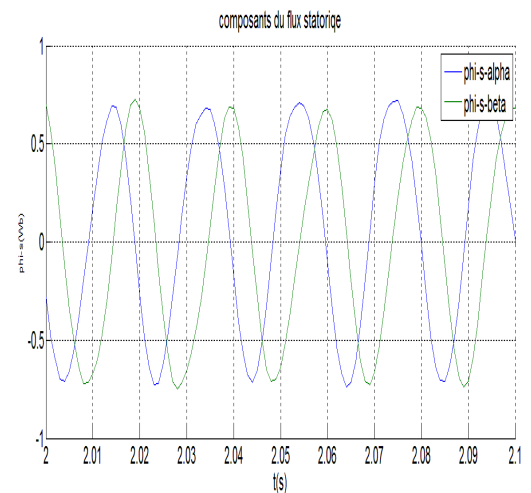
(B) Les courants statoriques



(B) une partie de la courbe des courants



(C) les composantes du flux statorique



(D) une partie de la courbe des composantes du flux

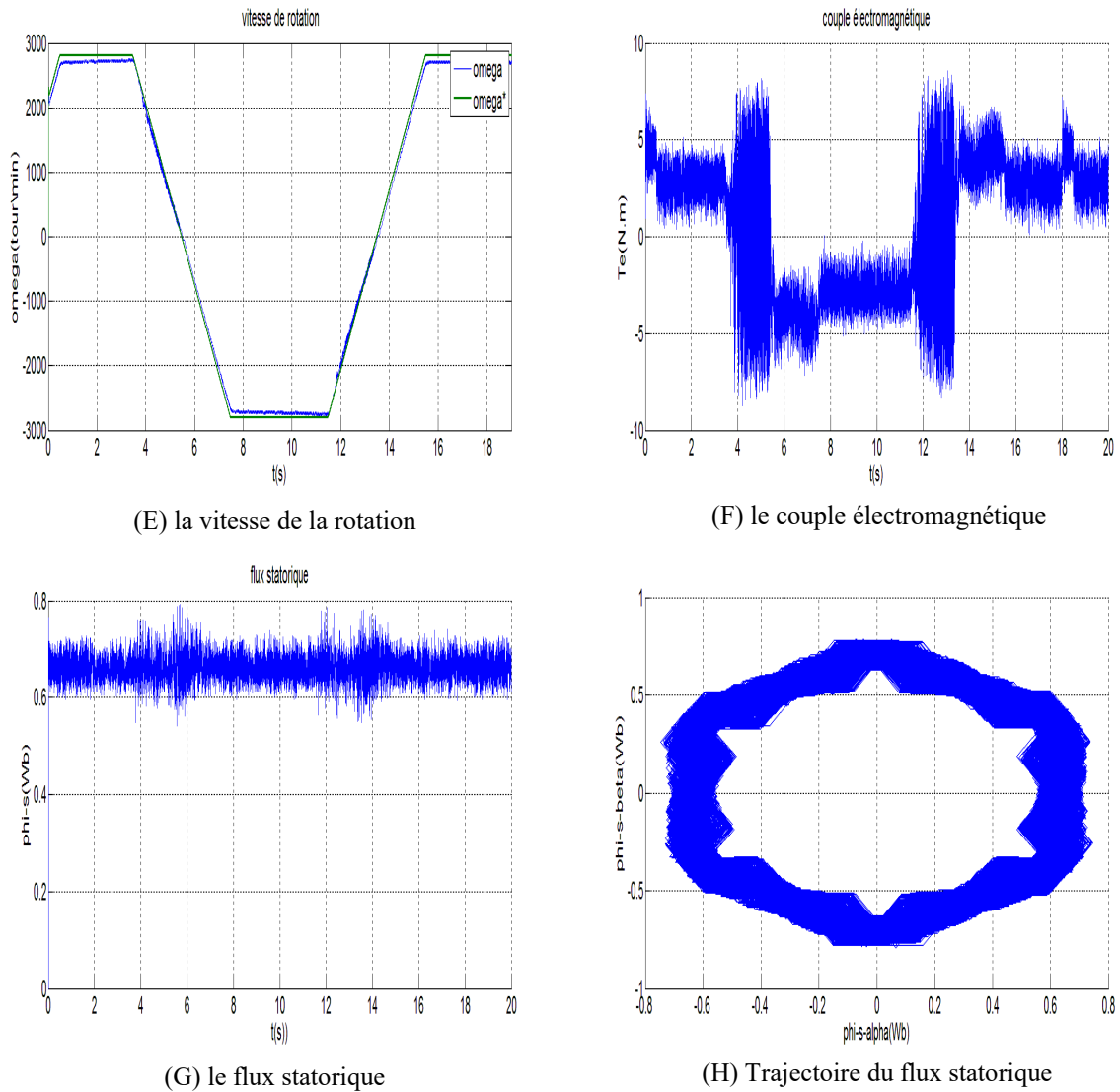


Fig. III. 17: Performances de la commande DTC-FLC en charge

### III.2.7.2 Observation et discussions

Pour vérifier l'efficacité de l'algorithme, une série de tests pratiques ont été effectués sur le moteur. Le but de cette étude expérimentale est la comparaison avec les résultats obtenus en utilisant le régulateur PI et le régulateur flou. Malheureusement, la comparaison ne peut se faire bien parce que les deux essais expérimentaux ne sont pas dans les mêmes conditions en termes de temps d'échantillonnage.

Pour tester les performances de la méthode proposée FLC dans la première partie de ce chapitre (Fig.III.16, Fig.III.17), une inversion de vitesse (2800 tr / min ; -2800 tr / min) à vide et en charge pour tester la commande DTC basé sur la logique floue dans différentes conditions de fonctionnement. Pendant la phase d'inversion, comme le régulateur PI, le régulateur flou de la

vitesse entraîne le système dans un régime transitoire à chaque fois que le sens de rotation est inversé.

La vitesse de rotation (Fig.III.16.E, Fig.III.17.E) suit sa référence trapézoïdale sans aucun dépassement ou retard. Une erreur statique dans la courbe de la vitesse de rotation est remarquable lors l'essai en charge (Fig.III.17.E). En général, les courbes de la vitesse (Fig.III.16.E, Fig.III.17.E), des courants (Fig.III.16.A, Fig.III.17.A) et du couple électromagnétique (Fig.III.16.F, Fig.III.17.F) présentent une très bonne repense dynamique de la commande basée sur le régulateur flou.

Au même temps, ses dernières courbes ainsi que les courbes du flux (Fig.III.16.G, Fig.III.17.G) et de la trajectoire du flux (Fig.III.16.H, Fig.III.17.H) montrent clairement l'inconvénient majeur de l'augmentation du temps d'échantillonnage, ce problème se manifeste par les oscillations inhérentes dans les courbes de ses derniers et la déformation des ondes des courants statoriques (Fig.III.16.B, Fig.III.17.B) qui influent fortement sur la stabilité de la commande et ont provoqué l'échauffement de la machine utilisée. C'est pourquoi nous avons opté pour une autre méthode de la régulation de la vitesse qui est stable, robuste et ne nécessite pas de calculs supérieurs à la capacité de la carte **dSPACE 1104**.

## III.3 Commande de la vitesse par mode glissant

### III.3.1 Principe de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant (SMC) est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue dans le domaine de l'automatisme et du contrôle. Ses points forts sont la robustesse face aux incertitudes, une réponse rapide, et une implémentation logicielle et matérielle simple [Utkin1993]. Le contrôle par SMC se base sur le fait de forcer la trajectoire du système à glisser le long d'une surface de commutation sous une loi de commande déterminée. Il se compose de deux phases, une phase d'atteinte où la trajectoire d'état est entraînée vers la surface  $S = 0$  dans un temps fini, suivie d'une phase de glissement où elle glisse sur la surface de commutation jusqu'au point d'équilibre, comme le montre la figure (Fig. III. 18) [Gadou2009].

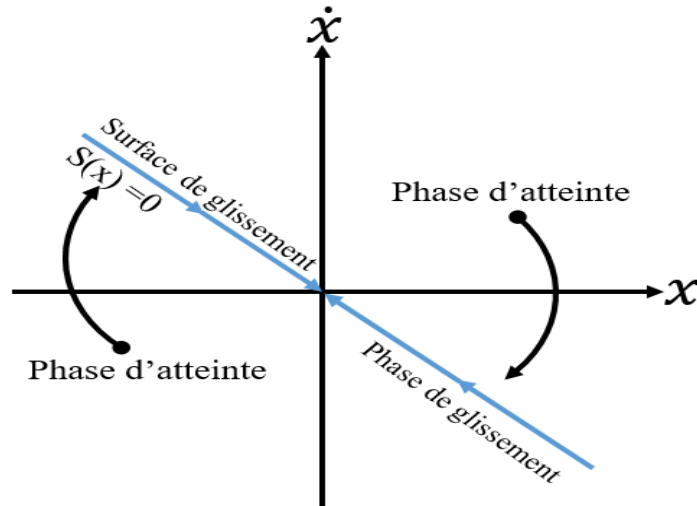


Fig. III. 18 Principe du mode glissant de la trajectoire d'état

### III.3.2 Propriété de la commande par mode glissant

Parmi les propriétés des modes glissants :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

### III.3.3 Le choix de la surface de glissement

La conception de SMC peut être réalisée en deux phases. La première phase consiste à déterminer la surface de commutation. Dans les applications d'ingénierie, l'erreur entre les objectifs de contrôle et les entrées de référence et sa dérivée sont utilisées pour former la surface de glissement [Huangfu2010].

La deuxième phase consiste à concevoir la loi de commande de manière à orienter la trajectoire du système vers la surface de glissement [Rafiq2012]. La surface de glissement bien appliquée a été proposée est :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \gamma\right)^{n-1} e \quad (\text{III.16})$$

Où :

S : la surface de glissement.

$\gamma$  : une constante positive.

e : l'erreur système.

n : l'ordre relatif du système.

### III.3.4 Conditions d'existence du mode glissant

Le mode glissant doit exister en tous les points de la surface  $S = 0$ . Pour garantir que l'état du système reste en mode glissant après la phase d'atteinte, les conditions d'existence doivent être [Orlowska2014] :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Cela signifie que si S est positif, alors sa dérivée doit être négative et si S est négatif, alors sa dérivée doit être positive. Il peut être écrit de manière simplifiée comme :

$$S\dot{S} < 0 \quad (\text{III.18})$$

Comme le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité, il peut être résumé en termes de théorie de Lyapunov comme suit [Lascu2004] :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (\text{III.19})$$

Le but est de déterminer une loi de commande telle que  $\dot{V} < 0$  pour conduire les états du système à la surface de glissement :

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (\text{III.20})$$

Lorsque  $S \neq 0$ ,  $\dot{V}$  est défini négatif. Par conséquent, pour une convergence à temps fini, la condition (III.20) assure une convergence asymptotique vers la surface de glissement.

### III.3.5 Le concept du contrôleur

Il existe diverses méthodes dans la littérature pour la conception des contrôles. Les plus courants d'entre eux sont la commande de relais, le schéma de la commande équivalente et la rétroaction linéaire avec gains commutés. Le contrôle équivalent est la structure la plus utilisée pour le contrôle des machines électriques (Fig. III.19). Il est préférable en raison de la commande de relais qui convient mieux à la structure des convertisseurs d'électronique de puissance [Faqir2003].

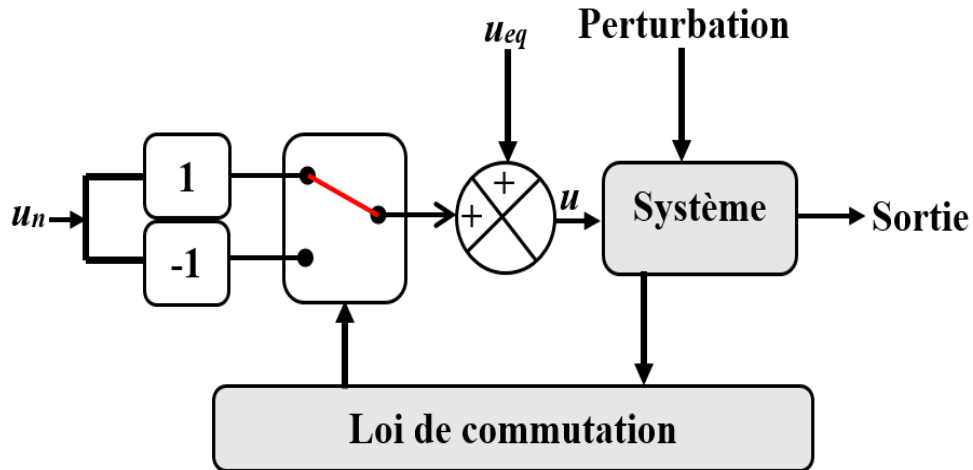


Fig. III. 19 Structure de contrôle équivalent.

La conception du contrôle du mode glissant est principalement divisée en deux parties. La première partie est la commande équivalente  $u_{eq}$  est ajoutée à un autre terme de contrôle appelé contrôle discontinu  $u_n$  pour garantir que la trajectoire d'état atteint et reste sur la surface de commutation. L'expression de la loi de contrôle est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (III.21)$$

En considérant le système d'état suivant :

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad (III.22)$$

Le contrôle équivalent est trouvé en reconnaissant que  $\dot{S} = 0$  qui est une condition nécessaire pour que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation  $S = 0$  [Hung1993]. La dérivée temporelle de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (III.23)$$

En substituant (III.23) et (III.21) dans l'équation (III.22) :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} A(x) + \frac{dS}{dx} B(x)u_{eq} + \frac{dS}{dx} B(x)u_n \quad (III.24)$$



Le contrôle équivalent est défini pendant la phase de glissement et l'état stationnaire où

$$\dot{S} = S = 0 \text{ et } u_n = 0 \text{ [Hung1993].}$$

$$u_{eq} = \left( \frac{dS}{dx} B(x) \right)^{-1} \frac{dS}{dx} A(x) \quad (\text{III.25})$$

L'existence d'une matrice inverse est nécessaire, ce qui signifie la condition suivante :

$$\frac{dS}{dx} B(x) \neq 0 \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant (III.25) dans (III.24), la nouvelle expression de la surface de glissement devient :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} B(x) u_n \quad (\text{III.27})$$

La commande discontinue  $u_n$  est déterminée pendant l'état de convergence et doit garantir la condition de convergence à temps fini (III.20) qui est donnée par :

$$S\dot{S} = S \frac{dS}{dx} B(x) u_n < 0 \quad (\text{III.28})$$

Pour satisfaire à cette condition, le signe de  $u_n$  doit être l'opposé du signe de  $S \frac{dS}{dx} B(x)$ .

### III.3.6 Lois de la phase d'atteinte (Reaching laws)

Dans cette partie en va étudier et tester le contrôleur du mode glissant avec deux lois d'atteinte :

#### III.3.6.1 Loi d'atteinte constante (RL)

La commande discontinue est définie comme un terme de commutation formé par un relais d'une fonction de  $\text{Sign}(S)$  multipliée par un coefficient constant  $K$ .

$$\dot{S} = -K \text{Sign}(S) \quad (\text{III.29})$$

La fonction  $\text{Sign}(S)$  est définie par :

$$\text{Sign}(S) = \begin{cases} -1, & S < 0 \\ 1, & S \geq 0 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Cette loi d'atteinte force le système à atteindre la surface du glissement avec une vitesse constante.

Cette méthode est très simple, mais la phase d'atteinte sera plus longue pour des faibles valeurs de  $K$ , et provoque le phénomène de broutement (chattering) pour de grandes valeurs. Donc, l'inconvénient de cette méthode et la difficulté du choix de la constante  $K$ .

### III.3.6.2 Loi d'atteinte exponentielle (ERL)

L'intégration de (III.29) par rapport au temps donne le temps d'atteinte  $t_r$ , qui est le temps requis pour l'état à atteindre la surface de glissement  $S$  :

$$t_r = \frac{|S(0)|}{K} \quad (III.31)$$

On peut voir sur (III.31) que le temps d'atteinte est diminué pour des grandes valeurs de la constante  $K$ , qui se conduit à augmenter la vitesse d'atteinte. D'autre part ces grandes valeurs de  $K$  peuvent provoquer le problème du broutement.

Cette loi d'atteinte (ERL) est basée sur le choix d'un terme exponentiel qui s'adapte aux variations de la fonction de commutation. Cette loi d'atteinte est donnée par :

$$\dot{S} = -\frac{K}{N(S)} \text{Sign}(S) \quad (III.32)$$

$K$  : est une constante positive.

$$N(S) = \sigma_0 + (1 - \sigma_0)e^{-\alpha|S|^p} \quad (III.33)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} 0 < \sigma_0 < 1 \\ p < 0, \quad p \in \mathbb{N} \\ \alpha > 0 \end{cases} \quad (III.34)$$

Nous notons que la loi d'atteinte présentée dans l'équation (III.32) n'a pas une influence sur la stabilité du système de contrôle, parce que  $N(S)$  est strictement positif. D'après la même équation, nous pouvons observer que si  $|S|$  augmente pour quelques raisons,  $N(S)$  s'approche de  $\sigma_0$ , donc  $\frac{K}{N(S)}$  converge vers  $\frac{K}{\sigma_0}$ , qui est plus grand que  $k$ , cela signifie que  $\frac{K}{N(S)}$  augmente, que s'améliore ainsi la vitesse d'atteinte en même temps. De plus, si  $|S|$  diminue,  $N(S)$  s'approche de 1, donc  $\frac{K}{N(S)}$  converge vers  $K$ .

Cela peut prouver que lorsque le système s'approche de la surface de glissement,  $\frac{K}{N(S)}$  diminue progressivement, ce qui limite le bavardage lorsque le système atteint la surface de glissement. Par conséquent, la loi d'atteinte exponentielle permet au contrôleur du mode glissant de s'adapter dynamiquement au changement de la fonction de commutation en permettant à  $\frac{K}{N(S)}$  de varier de  $K$  à  $\frac{K}{\sigma_0}$ .

Notez que si  $\sigma_0$  est sélectionné pour être identique à 1, la loi d'atteinte exponentielle devient la même loi d'atteinte constante.

### III.3.7 Application pour le contrôle de la vitesse pour la commande DTC

#### III.3.7.1 Conception de la commande avec une loi d'atteinte constante (SMC)

La surface de glissement de la vitesse du rotor est définie par :

$$\begin{cases} S_\Omega = \Omega^* - \Omega \\ \dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

L'équation de la vitesse mécanique du moteur asynchrone est donnée comme suit :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(T_e - T_r) - \frac{f_v}{J}\Omega \quad (\text{III.36})$$

En substituant l'équation précédente dans l'équation de la dérivée de surface de vitesse (III.35), elle sera donnée comme suit :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}^* - \frac{1}{J}(T_e - T_r - f_v\Omega) \quad (\text{III.37})$$

A la base de la théorie du mode glissant, on peut écrire :

$$T_e = T_{eeq} + T_{en} \quad (\text{III.38})$$

Pendant la phase de glissement et l'état stationnaire  $\dot{S}_\Omega = 0$  et  $T_{en} = 0$  donc :

$$T_{eeq} = \left(\frac{1}{J}\dot{\Omega}^* + T_r - f_v\Omega\right) \quad (\text{III.39})$$

$T_{eq}$  présente le contrôle équivalent qui assure la trajectoire correcte de l'état contrôlé de la surface de glissement et  $T_{en}$  présente le contrôle de commutation qui dépend de la fonction "signe" de la phase de commutation :

$$T_{en} = K_{\Omega} \text{Sign}(S) \quad (III.40)$$

Par le remplacement de (III.39) et (III.40) dans (III.38) on obtient :

$$T_e^* = J \left( \dot{\Omega}^* + \frac{T_r}{J} - \frac{f_v}{J} \Omega^* \right) + K_{\Omega} \text{Sign}(S) \quad (III.41)$$

L'action du contrôle discontinu  $T_{en}$  est définie pendant la phase d'atteinte, et est tel que mentionné ci-dessus satisfait la condition  $S\dot{S} < 0$ , en remplaçant (III.34) dans (III.32) on aboutit à :

$$\dot{S}_{\Omega} = \frac{1}{J} T_{en} \quad (III.42)$$

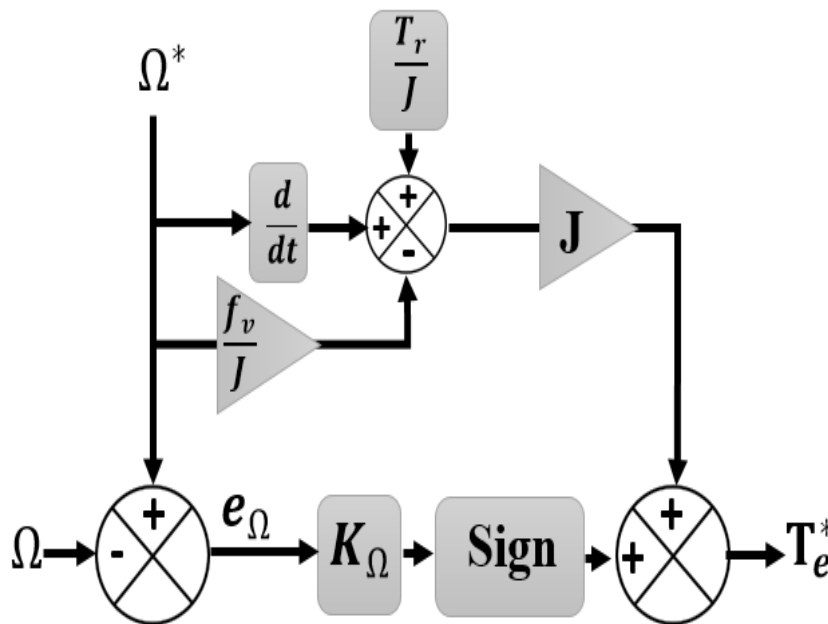


Fig. III. 20 Schéma fonctionnelle du régulateur de la vitesse SMC

### III.3.7.2 Conception de la commande avec une loi d'atteinte exponentielle (SMC-ERL)

Le régulateur de vitesse SM-ERL proposé qui a une réponse dynamique transitoire dépend de la sélection des surfaces de glissement. Qu'elle est donnée par :

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (K_1 - a) e_{\Omega}(t) d(t) \quad (III.43)$$

$$e_{\Omega}(t) = \Omega^*(t) - \Omega(t) \quad (\text{III.44})$$

Où :  $K_1$  est une constante négative et  $a$  représente un paramètre de la commande.

En dérivant l'équation (III.44) et en utilisant l'équation mécanique (III.36), où  $f_1 = \frac{T_r}{J}$  ,  $a = \frac{f_v}{J}$  et  $b = \frac{1}{J}$  ; on peut écrire :

$$\dot{e}_{\Omega}(t) = -ae_{\Omega}(t) + u(t) + d(t) \quad (\text{III.45})$$

Où  $d(t)$  présente l'incertitude totale des paramètres  $a$ ,  $b$  et  $f_1$  qui sont regroupés en  $u(t)$  comme suit :

$$u(t) = bT_e(t) - a\Omega^*(t) - f_1(t) - \dot{\Omega}^*(t) \quad (\text{III.46})$$

La fonction de commutation est choisie comme il est indiqué dans les équations (III.47) et (III.48) :

$$u(t) = K_1 e_{\Omega}(t) - K_{\Omega}(S) \text{sat}(S) \quad (\text{III.47})$$

$$K_{\Omega}(S) = \frac{K_2}{N(S)} \quad (\text{III.48})$$

Où  $k_2$  est un gain constant de commutation qui définit la limite supérieure des incertitudes ( $K_2 \geq |d(t)| \forall t$ ) et  $(K_1 - a) < 1$ , donc l'erreur de vitesse  $e_{\Omega}(t)$  tend vers zéro d'une façon exponentielle lorsque le temps tend vers l'infini.

De plus, le problème du bavardage est traité en utilisant une fonction douce (III.49) dans le voisinage de la surface du glissement, comme cela se fait généralement dans le contrôle à structures variables :

$$\text{Sat}(S) = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} S, & |S| < \varepsilon \\ \text{sign}(S), & |S| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Où le facteur constant  $\varepsilon$  définit l'épaisseur de la bande de la fonction de saturation ( $\text{sat}(S)$ ).

Finalement, le couple de référence généré par le contrôleur SM-ERL et intégré dans la commande DTC s'écrit comme suit :

$$T_e^* = b^{-1} [K_1 e_{\Omega}(t) - K_{\Omega}(S) \text{sat}(S) + \dot{\Omega}^* + f_1] \quad (\text{III.50})$$

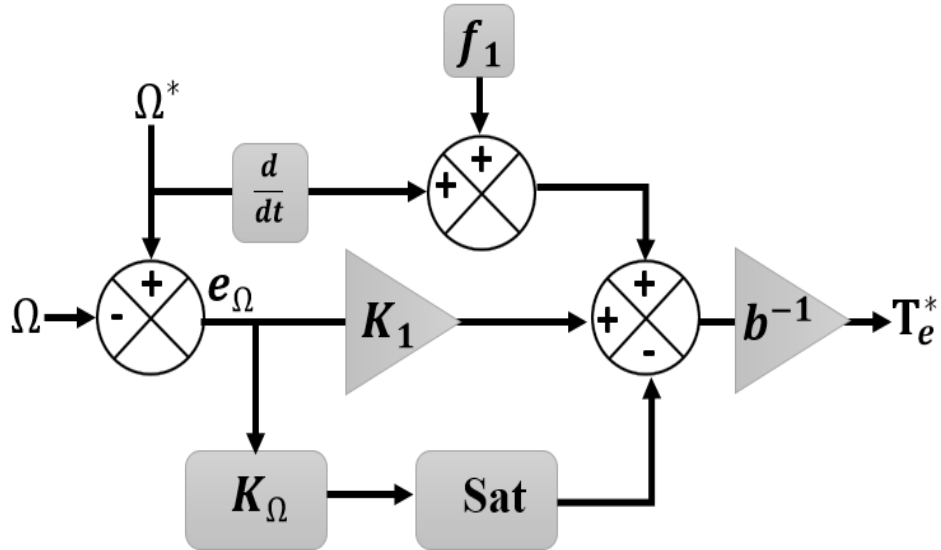


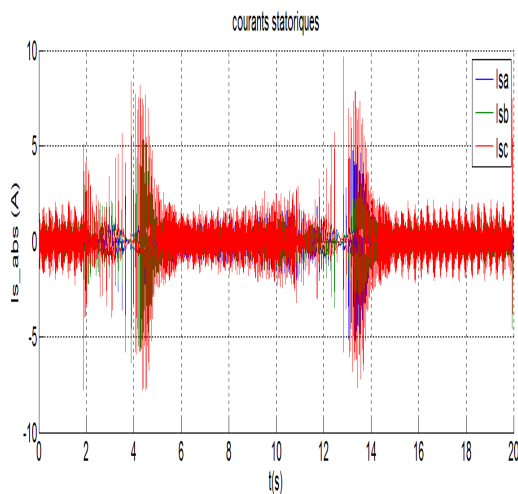
Fig. III. 21. Schéma fonctionnelle du régulateur de la vitesse SMC-ERL

### III.3.8 Etude expérimentale

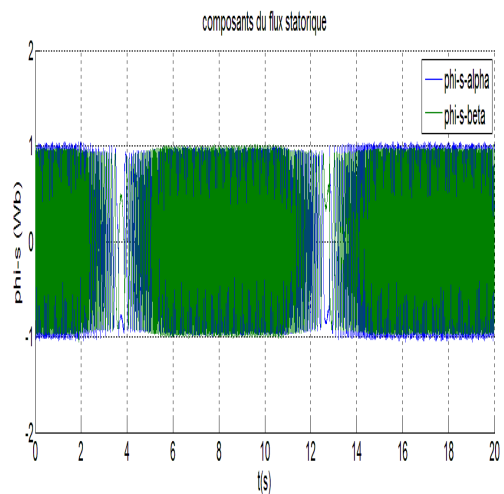
Le deuxième test expérimental de ce deuxième chapitre est appuyé sur le fonctionnement de la machine asynchrone contrôlée avec la DTC basée sur un contrôleur à mode glissant avec une loi d'atteindre exponentielle. Des tests à vide et en charge (1,6 N.m) avec une consigne trapézoïdale de la vitesse de rotation (variée entre 2000 tr/mn et -2000 tr/min) sont effectués. Une référence constante du flux a été fixée à 0.95 Wb. le temps d'échantillonnage optimal pour notre système de contrôle choisi est :  $T_s = 150 \mu s$ .

#### III.3.8.1 Résultats expérimentaux

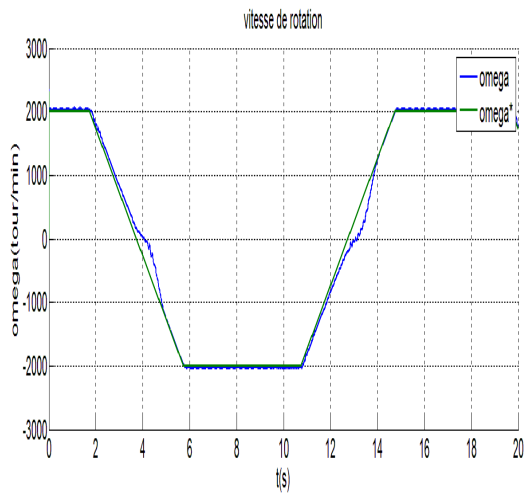
- Essai à vide



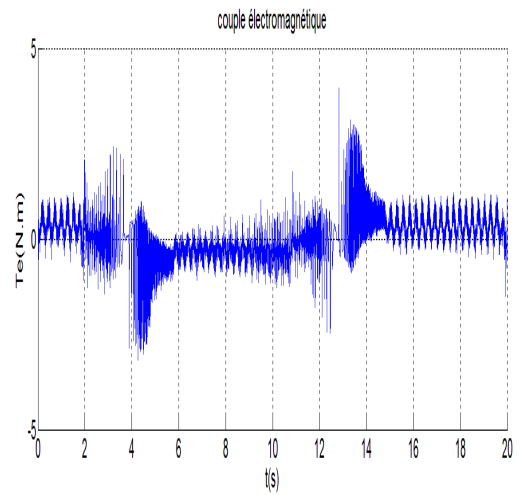
(A) les courants statoriques



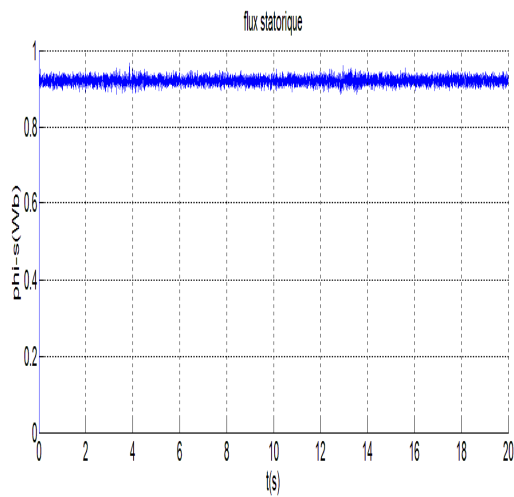
(B) les composantes du flux statorique



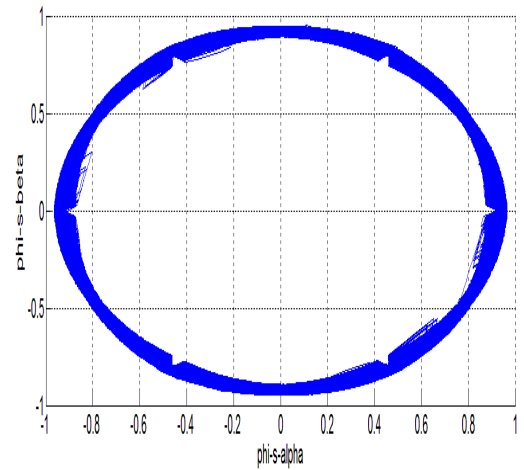
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



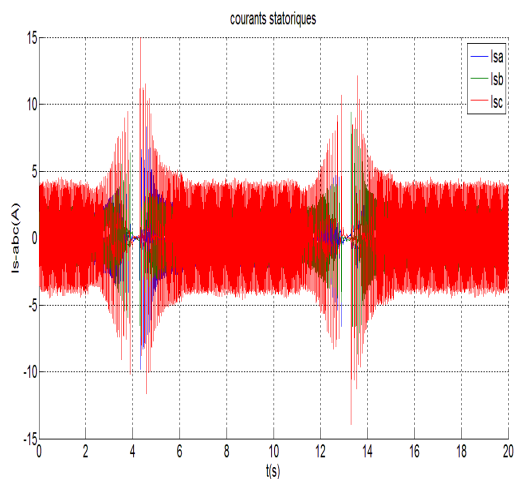
(E) le flux statorique



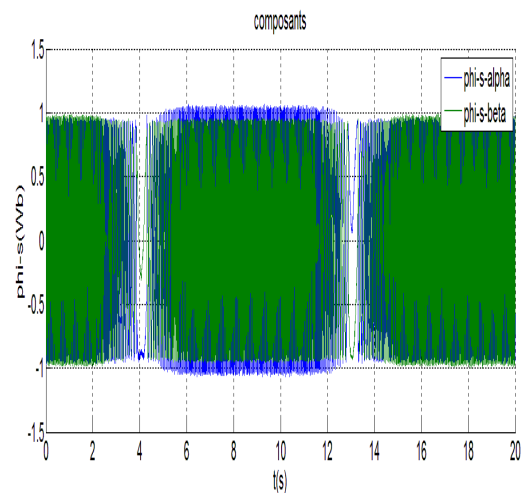
(F) trajectoire du flux statorique

Fig. III. 22 performances de la commande DTC-SMC-ERL à vide.

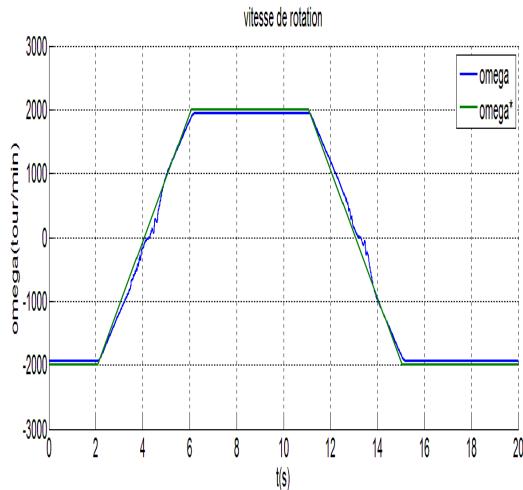
• **Essai en charge (1,6 N.m)**



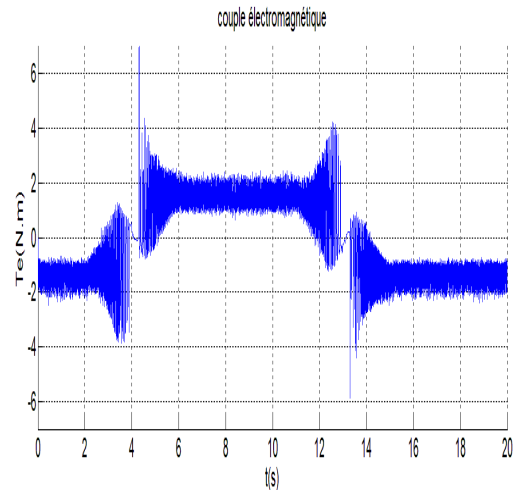
(A) les courants statoriques



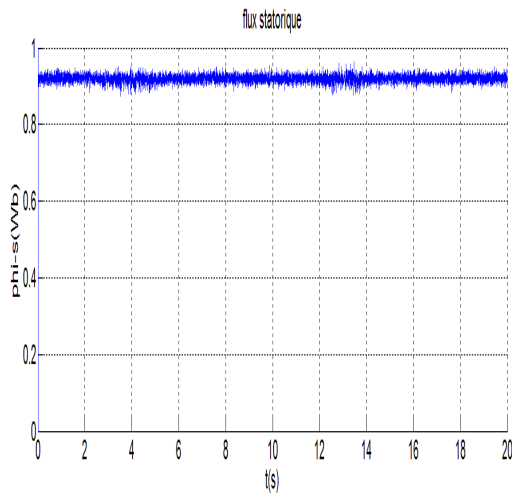
(B) les composantes du flux statorique



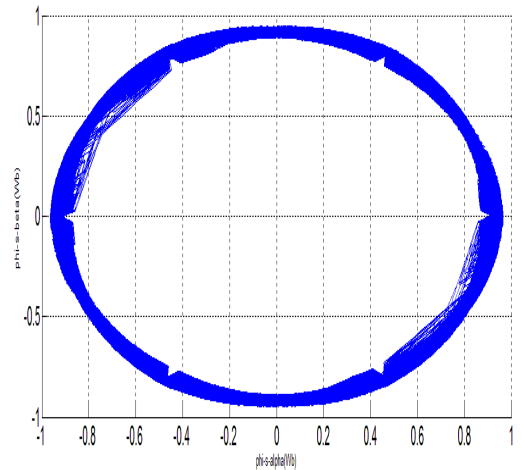
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



(E) le flux statorique



(F) Trajectoire du flux statorique

Fig. III. 23 performances de la commande DTC-SMC-ERL en charge.

### III.3.8.2 Observations et discussion

Les résultats expérimentaux montrent que le système de contrôle proposé dans cette partie (DTC-SMC-ERL) possède la capacité de suivre la vitesse de référence (Fig. III.22.C, Fig. III.23.C) dans les deux conditions avec et sans couple de charge. On peut noter pour ces résultats expérimentaux que les performances initiales du contrôleur SMC-ERL proposé prennent un temps court pour pouvoir suivre la vitesse de référence (Fig. III.22.C, Fig. III.23.C) en passant de zéro par rapport aux performances du contrôleur PI et du contrôleur FLC . Cependant, il



revient rapidement pour suivre la vitesse de référence, et on note également que ce temps de retard diminue lorsque la machine est chargée .

Par rapport aux expériences précédentes, une réduction des ondulations du couple électromagnétique (Fig. III.22.D, Fig. III.23.D), du flux et du courant (Fig. III.22.A, Fig. III.23.A) à la phase transitoire a été aussi remarquée, tout en garantissant une bonne dynamique du couple. Par contre au régime permanent on remarque des piques dans les ondes des courants statoriques qui ont également diminués lorsque la machine a été chargée. Ce problème d'oscillations décroissantes lorsque la machine fonctionne sous charge semble être causé par un problème dans le système mécanique de couplage entre la machine asynchrone et la génératrice à courant continu

En général, la méthode proposée a démontré son efficacité à réduire les oscillations par rapport à la première méthode suggérée dans ce chapitre. Mais quelques problèmes se sont manifestés, comme le léger retard de réponse au passage par zéro et les oscillations en régime permanent qui ont été causées par des problèmes mécaniques.

#### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre ont eu pour but d'améliorer les performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone. Afin de résoudre les différents problèmes expérimentaux de la DTC classique que nous avons rencontrés dans la première partie mentionnée dans l'introduction.

Dans la première partie de ce chapitre, on a commencé par la présentation d'une théorie générale sur de la logique floue. Ensuite en a présenté le design du contrôleur flou que nous avons implémenté à travers l'environnement **MATLAB/ FUZZY TOOLBOX** . Et nous avons terminé cette partie par la présentation et l'analyse approfondie des résultats expérimentaux obtenus. Lors de l'étude expérimentale, nous avons remarqué une facilité de la mise en œuvre de la commande floue par rapport à la commande précédente basée sur le régulateur PI parce que le premier ne contient pas un intégrateur et se ne se base pas sur les paramètres de la machine asynchrone. Cela n'a pas empêché l'existence d'un problème majeur, à savoir que ce contrôleur flou requiert un temps de calcul fastidieux qui nous a obligés à augmenter la valeur du temps d'échantillonnage lequel a conduit à des effets négatifs sur les performances de la technique.

En raison des problèmes liés au temps d'échantillonnage qui provoquent la surchauffe de la machine asynchrone, nous avons remplacé le contrôleur flou par un autre basé sur la méthode à mode glissant avec une loi d'atteinte exponentielle (SMC-ERL) dans la deuxième partie. Après une présentation théorique sur la technique et une étude du design du contrôleur réalisé sous l'environnement **MATLAB/SIMULINK**, on a présenté les résultats expérimentaux. Ces derniers ont montré que la technique (DTC-SMC-ERL) proposée présente de bonnes performances telles que la réponse dynamique rapide du système au démarrage et lors du changement de sens de rotation. Avec notamment une réduction des ondulations du couple électromagnétique, du flux, et des courants statoriques au régime transitoire. Mais nous avons remarqué des ondulations qui persistent au régime permanent qui diminuaient lorsque la charge était appliquée où nous avons conclu que le problème était mécanique en raison du mécanisme de couplage entre la machine asynchrone et la charge.

Comme les techniques présentées dépendent des paramètres de la machine asynchrone, nous avons décidé de réaliser une commande basée sur l'estimation de la vitesse de rotation et l'identification en ligne des paramètres les plus influencés par les conditions extérieures. Cela fera l'objet d'une étude détaillée dans le prochain chapitre.

***Chapitre IV: Commande sans capteur de  
vitesse et identification en ligne de  
paramètres***

## IV.1 Introduction

Pour des raisons économiques et techniques, il est préférable de retirer le capteur de vitesse du rotor de la machine. Plusieurs stratégies ont été proposées afin d'estimer la vitesse de rotation du rotor. Ils sont connus sous le nom de la commande sans capteur de vitesse. D'une manière générale, les principaux problèmes de la commande sans capteur sont le fonctionnement à basse vitesse, les problèmes de sensibilité, et de la variation des paramètres de la machine asynchrone, en particulier la résistance statorique et la constante du temps rotorique, ainsi que les problèmes d'intégration [Yuan2013] [Holtz2003].

Parmi ces techniques, on retrouve le modèle de système adaptatif de référence (MRAS) qui est l'une des plus couramment utilisée principalement pour sa simplicité et son faible effort de calcul [Finch2008][Diab2017][Peng1994]. Mais en présence de ces avantages, elle contient quelques problèmes qui ont ouvert la porte à de nombreux chercheurs pour contribuer à son amélioration.

Dans la première partie de ce chapitre Nous entreprendrons une étude théorique et expérimentale de la commande DTC-SMC-ERL sans capteur de la vitesse pour la machine asynchrone. Pour l'estimation de la vitesse de rotation en va utiliser le système adaptatif de référence (MRAS) à base du flux rotorique.

Dans la deuxième partie nous utiliserons le même système adaptatif de référence (MRAS) mais pour une estimation conjointe en ligne de la vitesse de rotation, de la résistance statorique, et la constante du temps rotorique. Chacun de ces paramètres a besoin de son propre mécanisme d'adaptation, nous utilisons donc un contrôleur conventionnel PI indépendant pour chacun d'eux.

Dans la dernière partie, nous essaierons d'améliorer les performances du système de commande en remplaçant les deux contrôleurs PI responsables de l'identification en ligne des paramètres par un seul bloc de type réseaux de neurones artificiels (ANN). Toutes les études théoriques seront appuyées par des résultats expérimentaux à la fin de chaque partie du chapitre.

## IV.2 Systèmes adaptatifs de référence (MRAS) pour machines asynchrones

Tout système MRAS d'identification de paramètres se compose essentiellement de trois composants différents : le modèle de référence qui définit les états souhaités  $X_r$ , le modèle adaptatif qui produit la valeur estimée des mêmes états  $\hat{X}_r$ , et le mécanisme d'adaptation qui est dépend de l'erreur  $\varepsilon$  entre le modèle de référence et le modèle adaptatif. Ce dernier génère une estimation du paramètre à estimer  $\hat{\theta}$ . Ensuite,  $\hat{\theta}$  est utilisé pour ajuster le modèle adaptatif. La conception appropriée du mécanisme d'adaptation garantit que l'erreur entre les deux modèles converge vers zéro après avoir répété le processus décrit plusieurs fois [Vas1998].

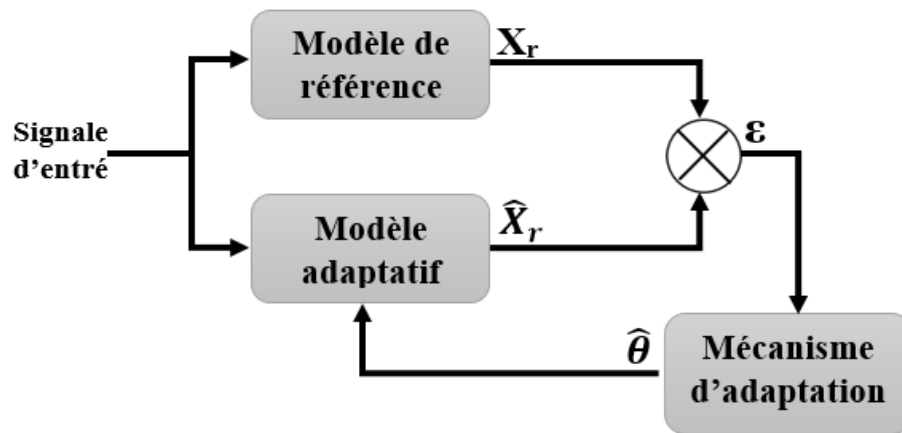


Fig. IV. 1 Schéma fonctionnel d'un observateur MRAS

### IV.2.1 Observateur MRAS de vitesse à base du flux rotorique

Afin de concevoir cet observateur, deux modèles doivent être trouvés qui peuvent calculer les mêmes sorties. Le premier modèle (le modèle de référence) devrait pouvoir effectuer le calcul sans avoir besoin d'informations sur le paramètre à estimer, qui est la vitesse dans notre cas, et le deuxième modèle (le modèle adaptatif) dépend de la vitesse dans son calcul. Les composants du flux rotorique sont choisis pour être les sorties des deux modèles et, par conséquent, ce schéma est appelé l'observateur MRAS à base du flux rotorique.

Les équations de tensions statoriques dans le référentiel fixe en termes des composants des courants statoriques et flux rotoriques peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S I_{S\alpha} - \sigma L_s p I_{S\alpha} + \frac{L_m}{L_r} p \Phi_{r\alpha} \\ V_{S\beta} = R_S I_{S\beta} - \sigma L_s p I_{S\beta} + \frac{L_m}{L_r} p \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (IV.1)$$

De même, les équations de tension du rotor dans le référentiel fixe en termes des composants du courant statorique et du flux rotorique sont données par :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} + p\varphi_{r\alpha} + \omega\varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} - \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} + p\varphi_{r\beta} - \omega\varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique.

En peut réorganiser l'équation (IV.1) pour obtenir les variations des flux rotoriques :

$$\begin{cases} p\varphi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s p I_{s\alpha}) \\ p\varphi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s p I_{s\beta}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Et la même chose en utilisant l'équation (IV.2) :

$$\begin{cases} p\hat{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\varphi}_{r\beta} \\ p\hat{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\varphi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le signe  $\hat{X}$  exprime la valeur estimée.

À partir de (IV.3) et (IV.4), on peut remarquer que les composantes du flux rotorique sont les sorties communes des deux ensembles d'équations, où (IV.3) peut calculer les composantes du flux rotorique sans avoir besoin des informations de la vitesse de la rotation et donc être utilisé comme modèle de référence. Ce modèle est parfois appelé modèle de tension. Par contre, (IV.4) à un terme dépendant de la vitesse de la rotation et par conséquent, il peut être considéré comme un modèle adaptatif qui calcule les composantes du flux en fonction de la valeur de la vitesse, et celui-ci est appelé modèle de vitesse.

Le premier observateur de vitesse MRAS basé sur le flux du rotor a été introduit par [Schauder1992], où (IV.3) et (IV.4) ont été utilisés comme modèles de référence et adaptatifs respectivement. Avec un mécanisme d'adaptation approprié, le système a pu estimer la vitesse du rotor en minimisant l'erreur générée entre les deux modèles. Le diagramme montré sur la figure (Fig. IV. 2) montre la structure générale du schéma MRAS basé sur le flux du rotor.

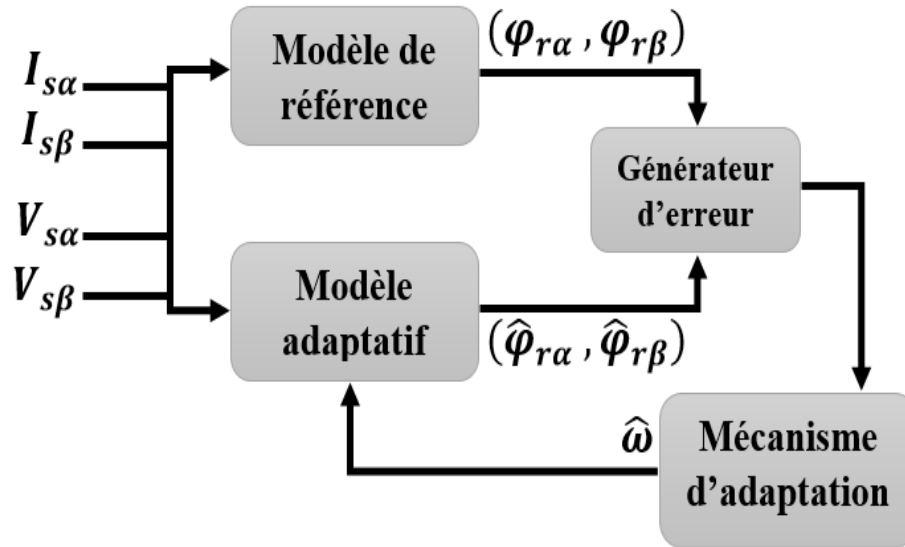


Fig. IV. 2 Schéma fonctionnel d'un observateur MRAS à base du flux rotorique

#### IV.2.2 La conception du mécanisme d'adaptation

Comme mentionné précédemment, dans les observateurs MRAS basés sur le flux rotorique, la vitesse est estimée en calculant la différence entre les composantes de flux à la sortie des modèles adaptatifs et références, également appelée l'erreur d'estimation. L'erreur d'estimation est ensuite traitée dans un mécanisme d'adaptation pour estimer la vitesse du rotor, qui est ensuite utilisée pour ajuster le modèle adaptatif et donc pour réduire l'erreur entre les sorties des deux modèles. Cette procédure se poursuivra jusqu'à ce que l'erreur entre les deux sorties du modèle converge vers zéro.

Dans la littérature, la théorie de l'hyper-stabilité de Popov a été principalement utilisée pour concevoir le mécanisme d'adaptation des observateurs MRAS [Schauder1992]. Dans cette partie, une brève description est donnée pour aider à comprendre la conception du mécanisme d'adaptation appliqué dans cette méthode.

Selon la théorie de l'hyper-stabilité, pour que l'analyse de la stabilité soit effectuée, le système de rétroaction doit être présenté respectivement comme des sous-systèmes de transmission directe et de rétroaction linéaire et non linéaire [vas1998], comme il s'est illustré dans la figure (Fig. IV.2), le système sera considéré comme stable, si la fonction de transfert du sous-système linéaire est strictement réelle et positive et que le sous-système de rétroaction non linéaire satisfait :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma_0^2 \tag{IV.5}$$

Où  $\gamma_0^2$  est un constant positif.

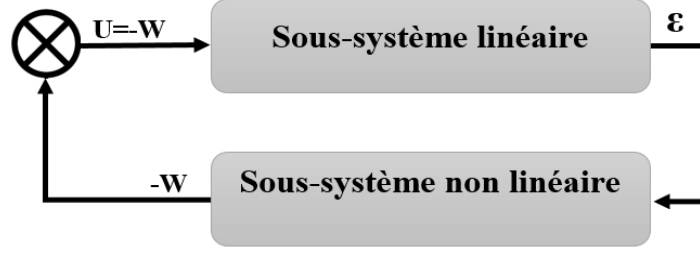


Fig. IV. 3 Schéma fonctionnel du système équivalent de la théorie de l'hyper-stabilité.

U et  $\varepsilon$  sont l'entrée et la sortie du sous-système linéaire, W est l'entrée du sous-système non linéaire. D'abord, pour trouver les sous-systèmes linéaires et non linéaires équivalents de l'observateur de flux rotorique MRAS, le vecteur d'erreur  $\varepsilon$ , qui est la différence entre les flux de référence et adaptatif, doit s'exprimer comme :

$$\begin{cases} \varepsilon_\alpha = \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varepsilon_\beta = \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Celui-ci peut être écrit comme vecteur d'erreur comme :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Par la dérivation de l'équation (IV.6) et en la remplaçant dans (IV.4) :

$$\begin{cases} p\varepsilon_\alpha = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_\alpha - \omega\varepsilon_\beta - (\omega - \hat{\omega})\hat{\varphi}_{r\beta} \\ p\varepsilon_\beta = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_\beta + \omega\varepsilon_\alpha + (\omega - \hat{\omega})\hat{\varphi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} P\varepsilon_\alpha \\ P\varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P\varepsilon_\alpha \\ P\varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\varphi}_{r\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (IV.9)$$

Le système peut être présenté comme :

$$p\varepsilon = A\varepsilon - W \quad (IV.10)$$

$$\text{Où } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \text{ et } W = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\beta} \\ -\hat{\varphi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega})$$



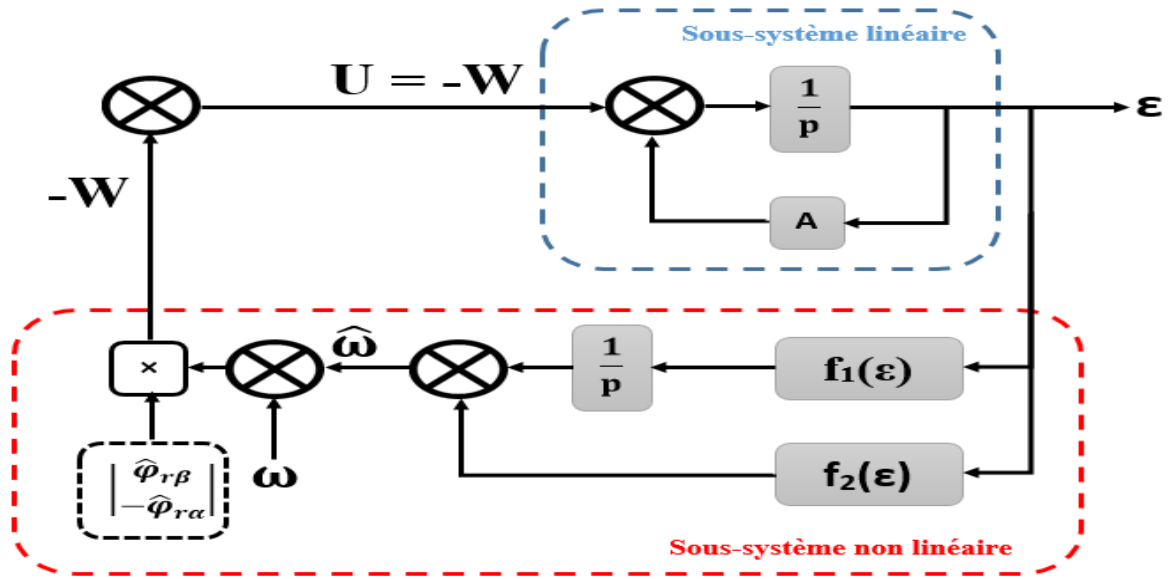


Fig. IV. 4 Présentation du système linéaire et non linéaire

L'équation (IV.10) est similaire aux sous-systèmes équivalents linéaires et non linéaires de la figure (Fig. IV.4) et la fonction de transfert du système linéaire est évidemment positive et réelle.

Si la loi d'adaptation est définie comme :

$$\hat{\omega} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) dt \quad (\text{IV.11})$$

En remplaçant (IV.7), (IV.9) et (IV.11) dans (IV.5), on peut trouver :

$$\int_0^t (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) (\omega - f_2(\varepsilon) - \int_0^t f_1(\varepsilon) dt) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{IV.12})$$

Cette inégalité peut être satisfaite si les fonctions suivantes sont utilisées [Schauder1992] :

$$\begin{cases} f_1(\varepsilon) = K_2(\varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta}) = K_i(\varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta}) \\ f_2(\varepsilon) = K_1(\varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta}) = K_p(\varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Où  $K_i$  et  $K_p$  sont les gains du régulateur proportionnel-intégral (PI). Donc, Si un signal de réglage de la vitesse est défini comme :

$$\varepsilon_\omega = \varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} \quad (\text{IV.14})$$

À partir de l'équation (IV.13), l'erreur de la vitesse  $\varepsilon_\omega$  peut-être minimisée en appliquant un contrôleur PI qui, en même temps, peut générer la vitesse rotorique estimée de la machine. En conclusion, la vitesse estimée de la machine à induction peut être exprimée comme suit :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{p}\right) \varepsilon_\omega \quad (IV.15)$$

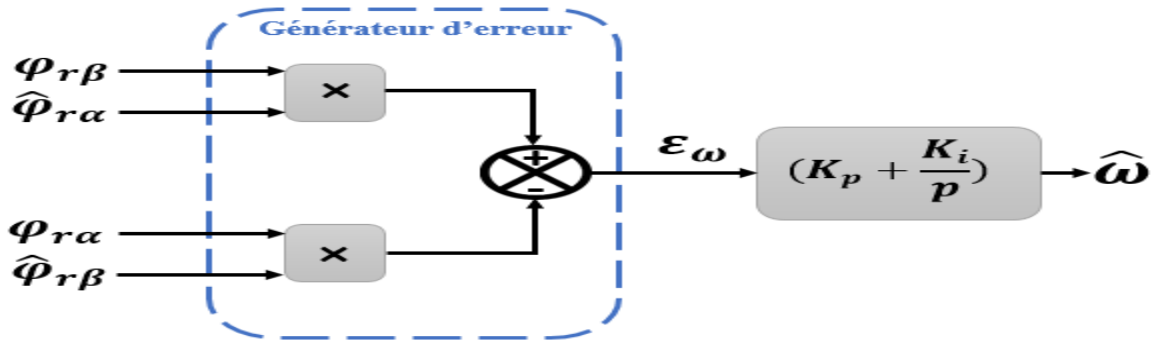


Fig. IV. 5 Le mécanisme d'adaptation de l'observateur MRAS à base du flux rotorique.

### IV.2.3 Etude expérimentale

Pour étudier le schéma d'estimation de la vitesse, un modèle d'un système d'entraînement basé sur la commande directe du couple a été construit avec les outils Matlab/Simulink. La figure suivante (Fig. IV.6) montre le schéma de principe du modèle de système d'entraînement. L'estimateur de vitesse dans le diagramme est basé sur la technique MRAS à base du flux statorique, pour la régulation de la vitesse, on a continué à utiliser le régulateur à mode glissant avec la méthode de la loi d'atteinte exponentielle SMC-ERL. Une référence constante du flux a été fixée à 0.95 Wb. Les valeurs des gains du régulateur PI pour l'estimateur de vitesse MRAS sont :  $K_p = 20, 15$  et  $K_i = 7.076$ , le temps d'échantillonnage utilisé est  $T_s = 150 \mu s$  et résolu par la méthode d'Euler.

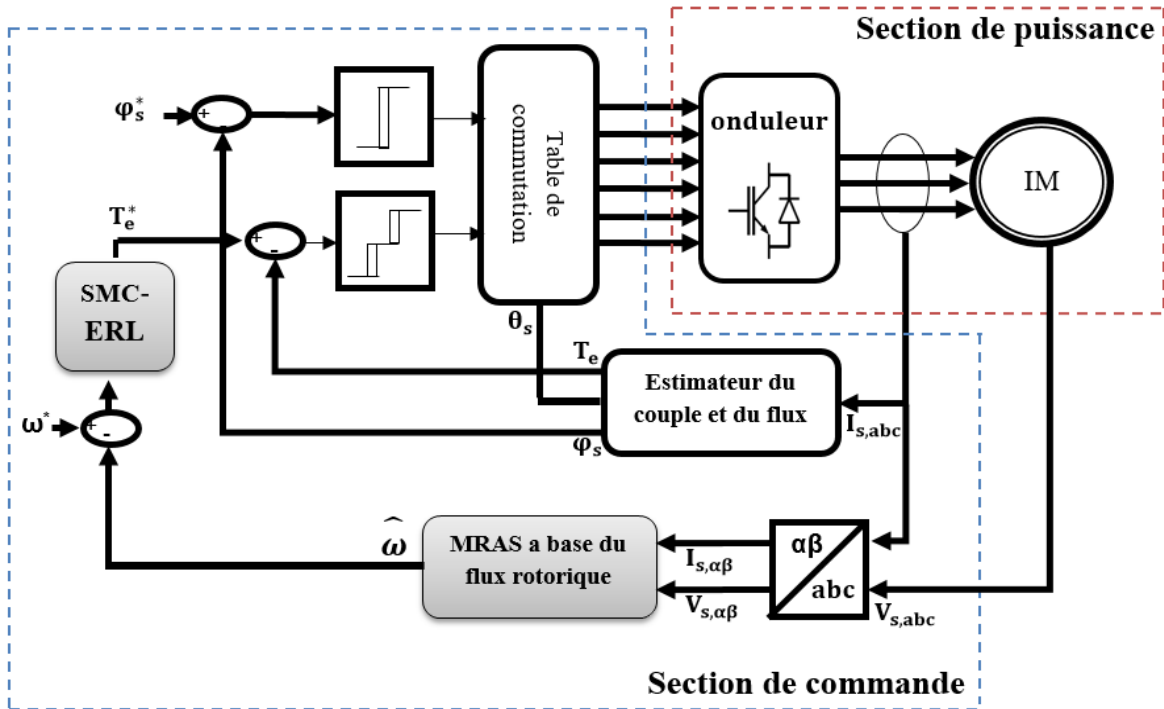
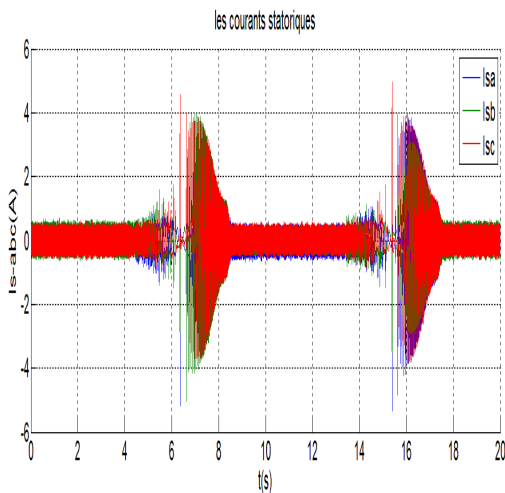


Fig. IV. 6 Le schéma fonctionnel de la commande DTC à base du MRAS

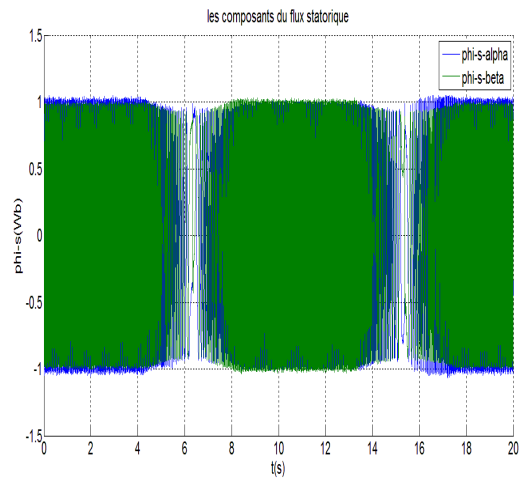
#### IV.2.3.1 Tests en grande vitesse

Des tests à vide et en charge (1,6 N.m) avec une consigne trapézoïdale de la vitesse de rotation (2000 tr/min et -2000 tour/min) sont effectuée.

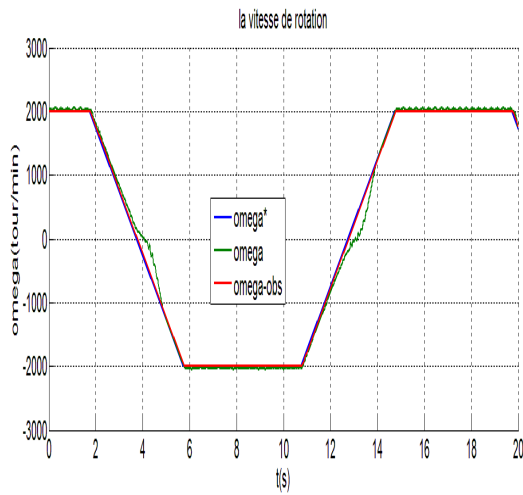
- Essai à vide



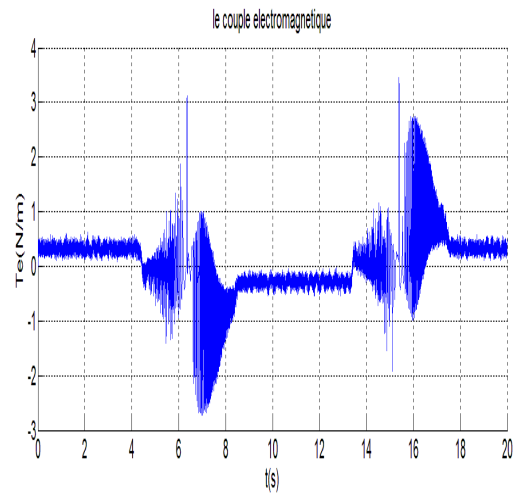
(A) les courants statoriques



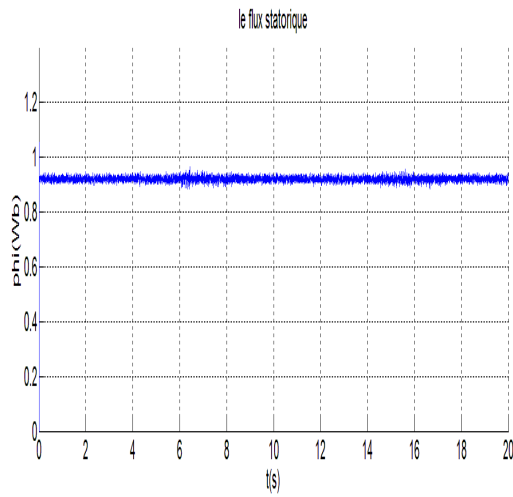
(B) les composants du flux statorique



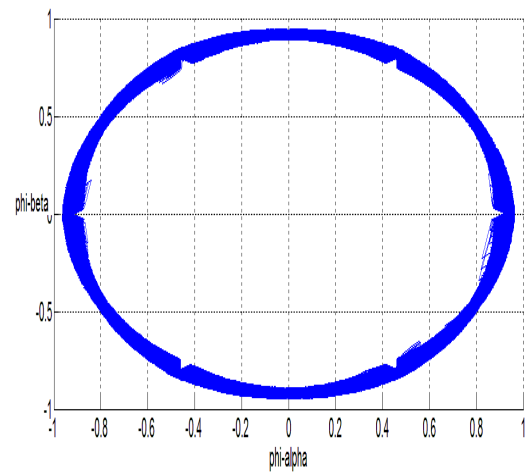
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



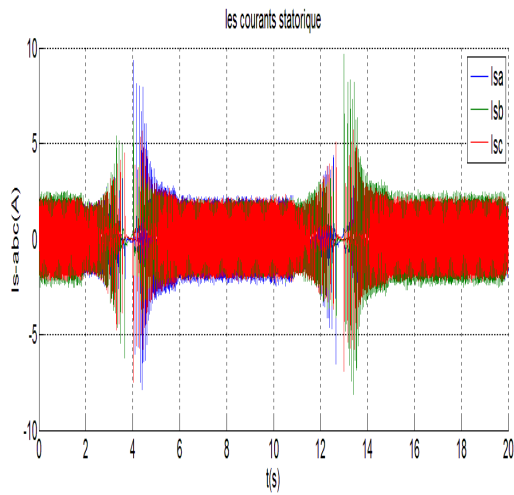
(E) le flux statorique



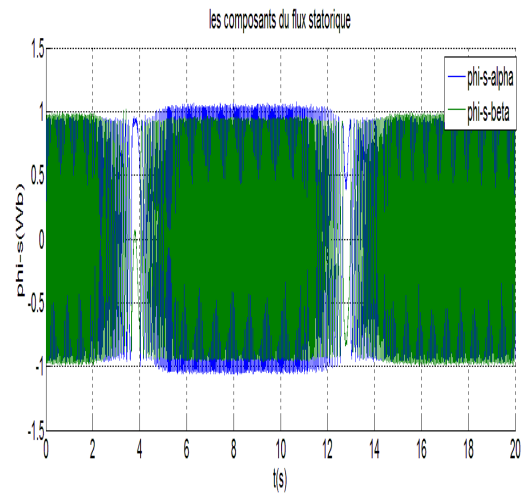
(F) trajectoire du flux statorique

Fig. IV. 7 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS à vide.

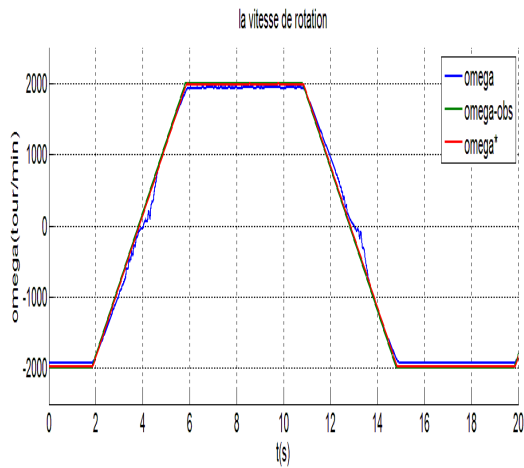
- **Essai en charge (1,6 N.m)**



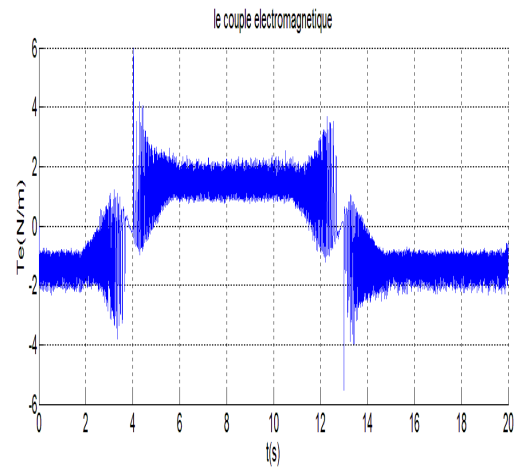
(A) les courants statoriques



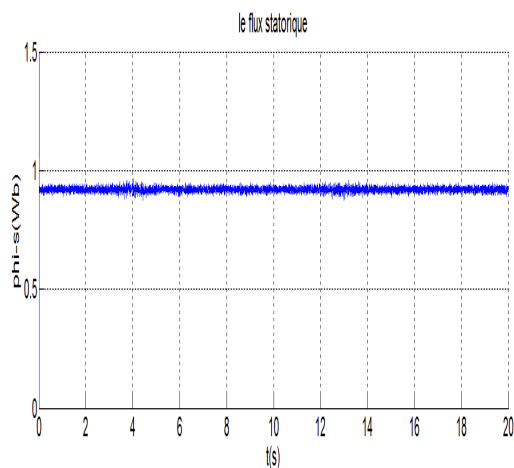
(B) les composants du flux statorique



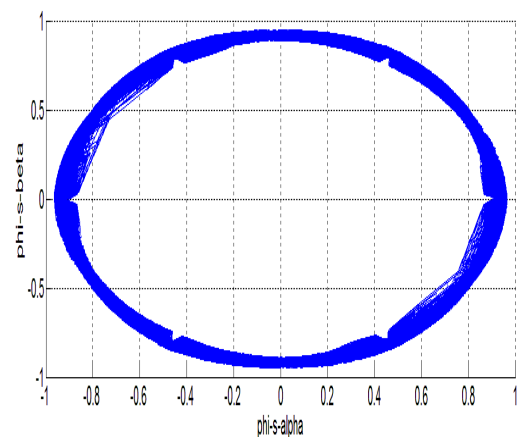
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



(E) le flux statorique



(F) la trajectoire du flux statorique

Fig. IV. 8 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS en charge.

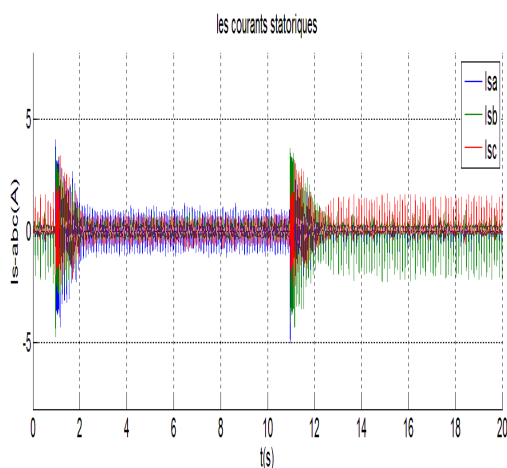
### IV.2.3.2 Observations et discussion

Les figures (Fig. IV. 7) et (Fig. IV. 8) montrent les résultats expérimentaux pour les performances de la commande DTC-SM-ERL sans capteur de vitesse basée sur la technique MRAS à flux rotorique pour la machine asynchrone. La technique de commande sans capteur de vitesse présente une très bonne réponse dynamique comme la montre les figures (Fig. IV. 7. C) et (Fig. IV. 8. C) où la vitesse mesurée par le capteur de vitesse ( $\Omega$ ) présente le même comportement que celle observée ( $\hat{\Omega}$ ) avec une erreur d'estimation négligeable, et le suivi de la référence trapézoïdale (jusqu'à  $\pm 2000$  tr / min) est instantané et sans dépassement. Toutefois, on remarque une erreur statique remarquable lors de l'essai en charge (Fig. IV. 8. C). Une petite divergence est observée aussi lors du passage par zéro, mais qui est immédiatement corrigée par le mécanisme d'adaptation. Le variateur est stable même en phase transitoire avec peu de vibrations du couple électromagnétique (Fig. IV. 7. D) (Fig. IV. 8. D), du flux statorique (Fig. IV. 7. A) (Fig. IV. 8. A) (Fig. IV. 7. E) (Fig. IV. 8. E), et des courants statoriques (Fig. IV. 7. A) (Fig. IV. 8. A).

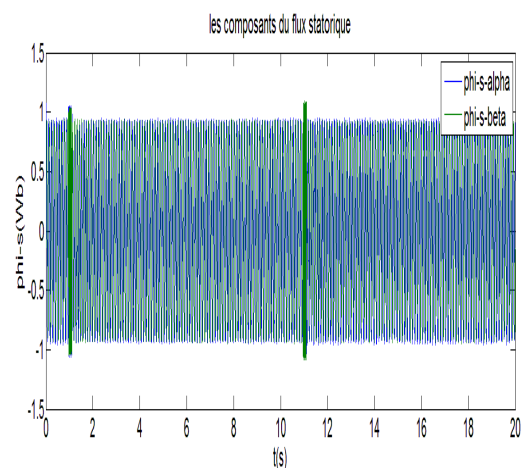
### IV.2.3.3 Tests en petites vitesse

La stabilité de la réponse du système en basse vitesse a été vérifiée par une consigne rectangulaire qui varie entre 500 et -500 tr/min, avec (1.6 N.m) et sans couple de charge.

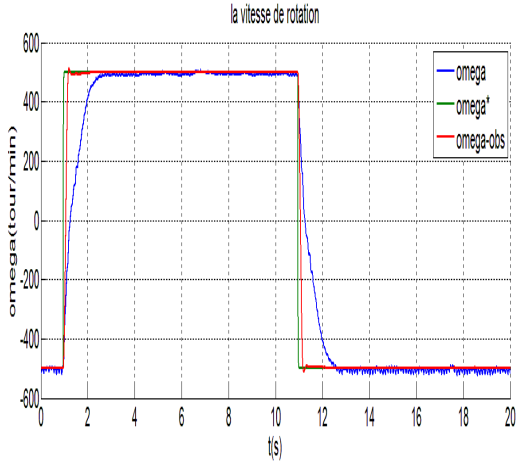
- **Essai à vide**



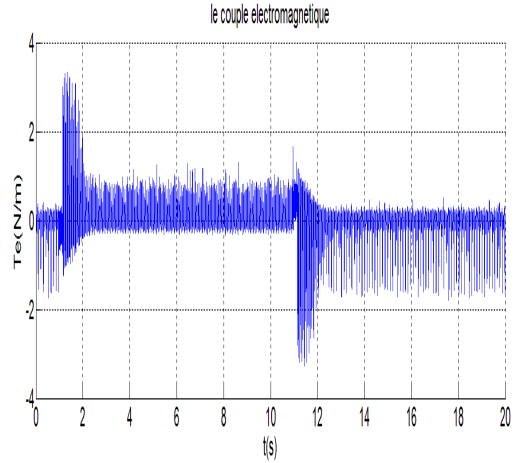
(A) les courants statoriques



(B) les composants du flux statorique



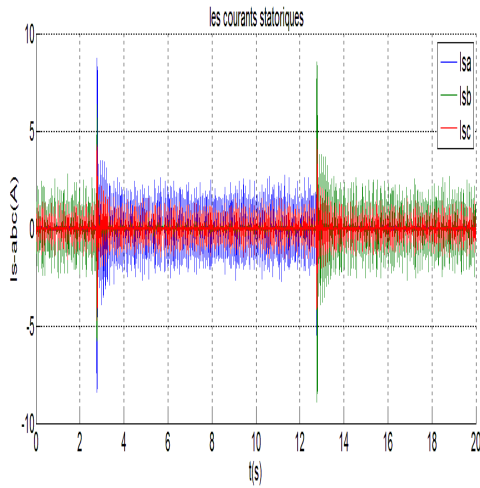
(C) la vitesse de la rotation



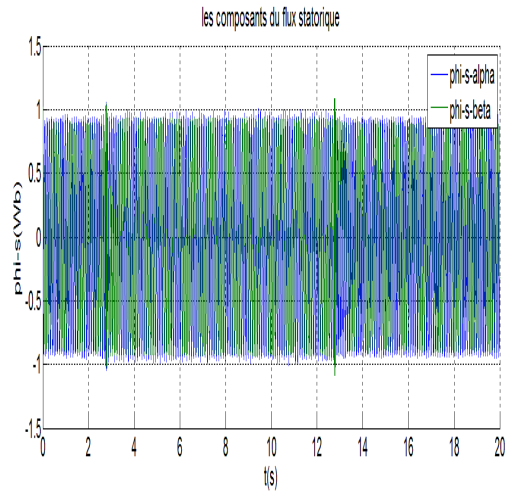
(D) le couple électromagnétique

Fig. IV. 9 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS à petite vitesse à vide.

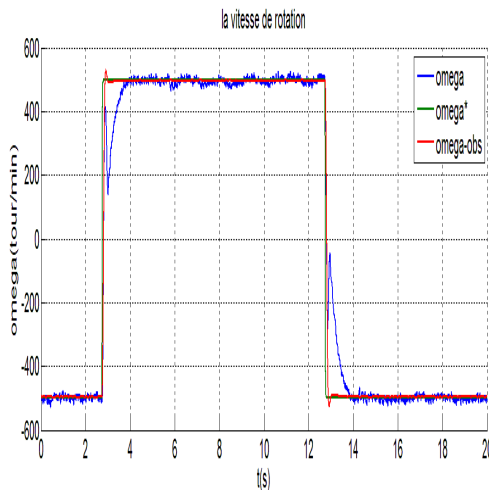
• **Essai en charge (1,6 N.m)**



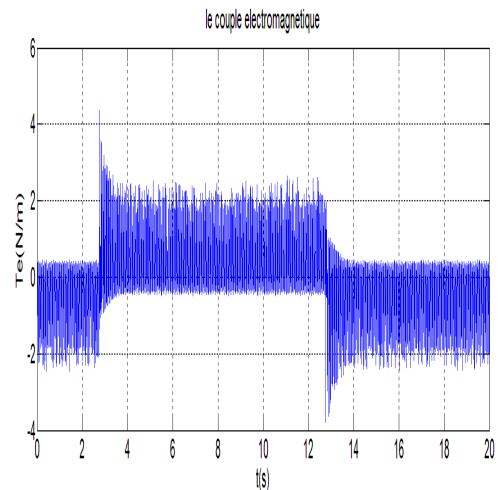
(A) les courants statoriques



(B) les composantes du flux statorique



(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique

Fig. IV. 10 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS à petite vitesse en charge.

#### IV.2.3.4 Observations et discussions

Dans les deux tests (Fig. IV. 9) (Fig. IV. 10), la vitesse estimée a suivi idéalement sa référence rectangulaire avec peu de dépassement lorsque la vitesse limite (500et -500 tr/min) est atteinte (Fig. IV. 9. C) (Fig. IV. 10. C).Ce dépassement est corrigé très rapidement par le contrôleur PI. La vitesse réelle mesurée par le codeur incrémental a le même comportement que la vitesse nominale avec un temps d'atteinte plus long. Cette technique a donc prouvé une bonne réponse dynamique avec quelques perturbations qui apparaissent dans les courbes de vitesse mesurée, de couple électromagnétique (Fig. IV. 9. D) (Fig. IV. 10. D), et de courants statoriques (Fig. IV. 9. A) (Fig. IV. 10. A), et elles augmentent de manière remarquable en fonctionnement avec couple de charge.

### IV.3 Identification conjointe des paramètres utilisant la technique MRAS

Le problème le plus important dans le contrôle de la machine à induction (IM) est le changement de ses paramètres, en particulier la résistance du stator et la constante de temps du rotor. L'objectif de cette méthode proposé est de mettre en œuvre une nouvelle stratégie de contrôle direct du couple sans capteur de vitesse pour une machine à induction. Le système adaptatif de référence basé sur le flux du rotor (MRAS) est utilisé pour estimer conjointement la vitesse du rotor, la résistance du stator et l'inverse de la constante de temps rotorique

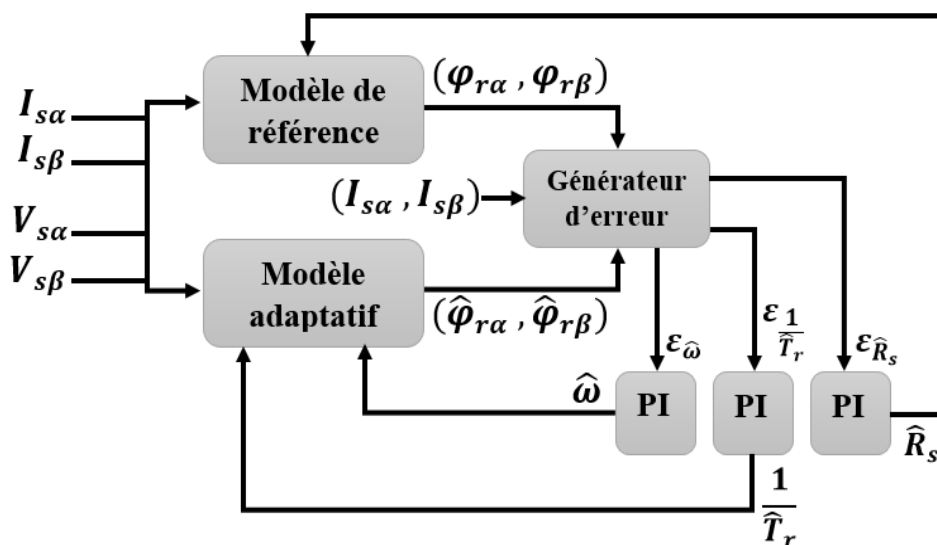


Fig. IV. 11 Diagramme fonctionnel de la MRAS proposé



On peut remarquer dans la (Fig. IV. 11) que dans l'estimation de la résistance statorique, nous utilisons les mêmes équations, mais avec un changement de rôle entre les deux modèles, le modèle de référence est devenu un modèle ajustable et vice-versa.

### IV.3.1 Le mécanisme d'adaptation

Dans la méthode classique la vitesse rotorique estimée est considéré seulement comme variable et les autres comme constantes, par contre dans cette méthode proposée on considère les trois valeurs à estimer ( $\hat{\omega}$ ,  $\hat{R}_s$  et  $\frac{1}{\hat{T}_r}$ ) comme variables. Alors, les équations de l'erreur sont :

#### IV.3.1.1 Pour la résistance statorique

Par considération de la résistance statorique comme variable et  $R_s$  come une variable réelle différente de la valeur estimée. Donc, par la dérivation de (IV.6) et l'utilisation de (IV.3) :

$$\begin{cases} P\varepsilon_\alpha = -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s)I_{s\alpha} \\ P\varepsilon_\beta = -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s)I_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{vmatrix} P\varepsilon_\alpha \\ P\varepsilon_\beta \end{vmatrix} = - \begin{vmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{vmatrix} \left( \frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s) \right) \quad (IV.17)$$

#### IV.3.1.2 Pour l'inverse de la constante du temps rotorique

Par considération de la constante de temps rotorique et la vitesse de rotation comme variables et  $\omega$  et  $T_r$  comme des variables réelles différentes des valeurs estimées. Donc, par la dérivation de (IV.6) et l'utilisation de (IV.4) :

$$\begin{cases} p\varepsilon_\alpha = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_\alpha - \omega\varepsilon_\beta - L_m \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) I_{s\alpha} - \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \hat{\phi}_{r\alpha} - (\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_{r\beta} \\ p\varepsilon_\beta = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_\beta + \omega\varepsilon_\alpha - L_m \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) I_{s\beta} - \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \hat{\phi}_{r\beta} + (\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Ou sous une forme matricielle  $p\varepsilon = A\varepsilon - W$

$$\text{Où } A = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{vmatrix} \text{ et}$$

$$W = \begin{vmatrix} L_m \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) & 0 & \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) & (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 & L_m \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) & -(\omega - \hat{\omega}) & \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{vmatrix} \quad (IV.19)$$

### IV.3.2 Système linéaire et non linéaire

Le schéma suivant (Fig. IV.12) présente les sous-systèmes linéaire et non linéaire pour la méthode proposée

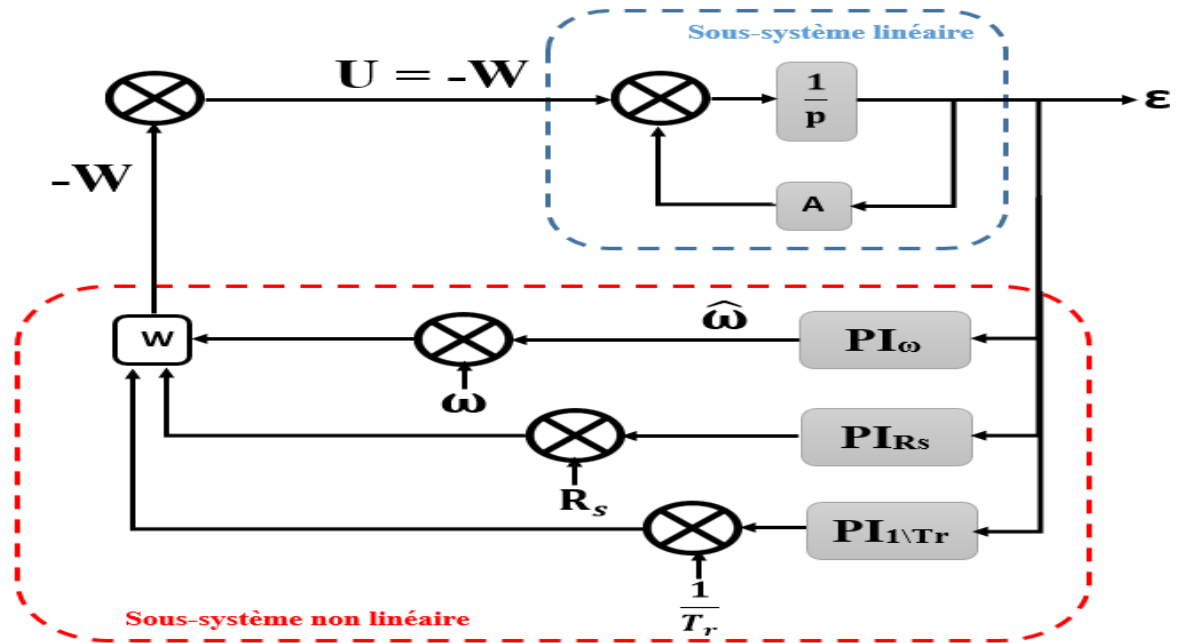


Fig. IV. 12 Présentation du système linéaire et non linéaire pour la méthode proposée.

Le système sera hyper-stable, si la fonction de transfert du sous-système linéaire est strictement réelle et positive et que le sous-système de rétroaction non linéaire satisfait les critères de Popov (IV.5). Afin de rendre le système asymptotiquement stable, le contrôleur proportionnel-intégral est utilisé comme :

$$\hat{R}_s = \left( K_{pR_s} + \frac{K_{iR_s}}{p} \right) \epsilon_{R_s} \quad (IV.20)$$

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = \left( K_{pTr} + \frac{K_{iTr}}{p} \right) \epsilon_{1/Tr} \quad (IV.21)$$

Finalement, les équations des erreurs utilisées dans l'estimation de la résistance statorique et de l'inverse de la constante du temps rotorique sont données par :

$$\varepsilon_{R_s} = I_{s\alpha}(\varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}) + I_{s\beta}(\varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta}) \quad (IV.22)$$

$$\varepsilon_{\frac{1}{T_r}} = I_{s\alpha}(\hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}) + I_{s\beta}(\hat{\varphi}_{r\beta} - \varphi_{r\beta}) \quad (IV.23)$$

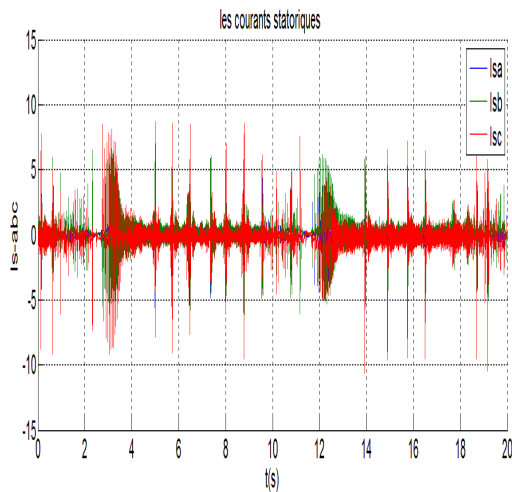
### IV.3.3 Etude expérimentale

Les tests dans cette partie sont basés sur une commande DTC-SMC-ERL avec une estimation conjointe de la vitesse de la rotation, la résistance statorique ( $R_s$ ) et l'inverse de la constante du temps rotorique ( $1/T_r$ ). Sachant que les valeurs que nous avons obtenues lors de l'identification conventionnelle sont :  $R_s = 6.58\Omega$  et  $1/T_r = 7.75$ .

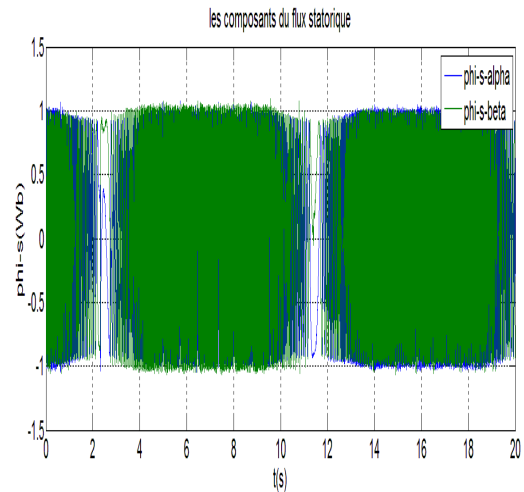
#### IV.3.3.1 Test en grande vitesse

Une référence de vitesse trapézoïdale variant entre -2500 tour / min et 2500 tour / min est utilisée, les tests effectués lorsque le moteur fonctionne sans et avec couple de charge.

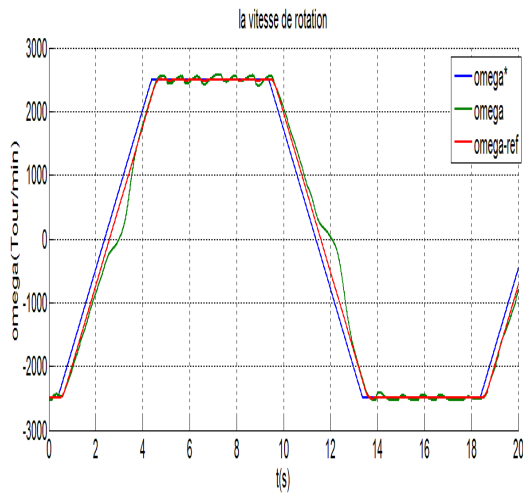
- Essai à vide



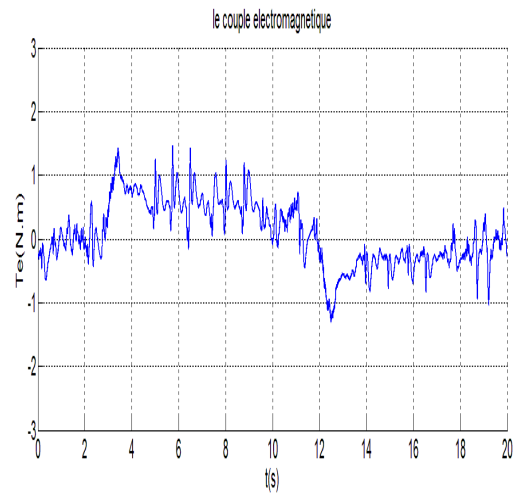
(A) les courants statorique



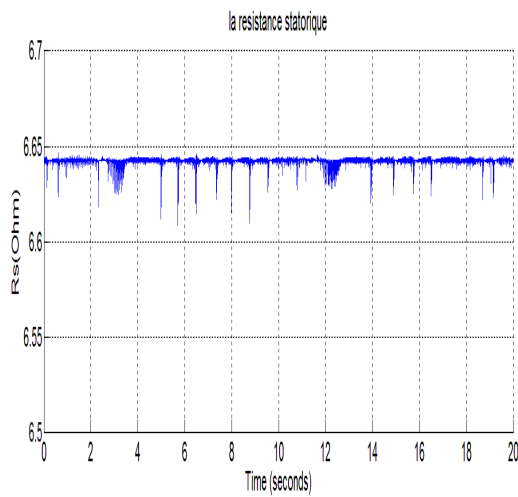
(B) les composantes du flux statorique



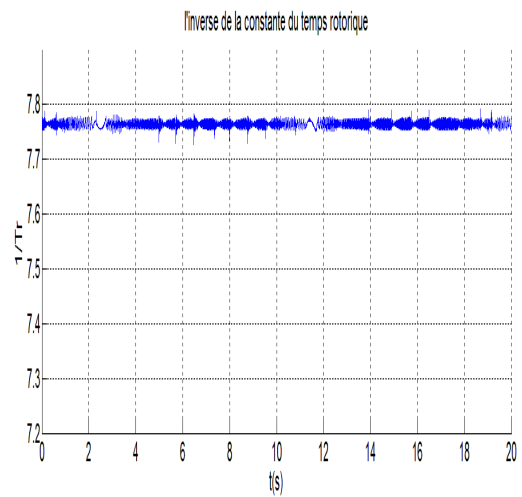
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



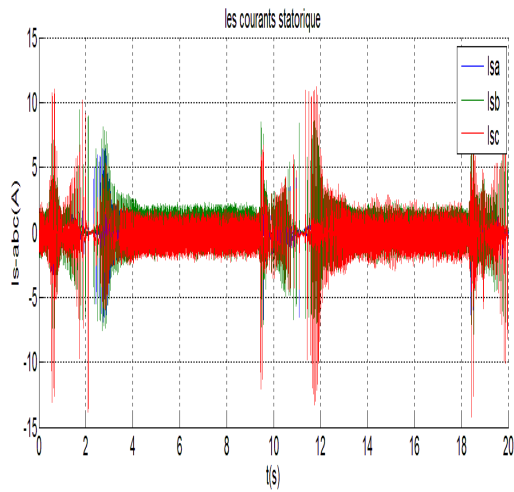
(E) la résistance statorique



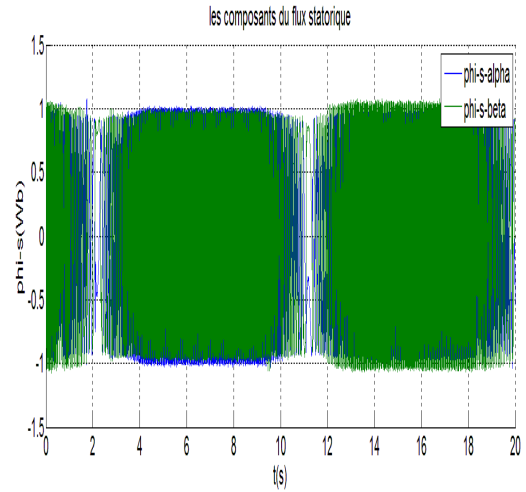
(F) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 13 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres à vide

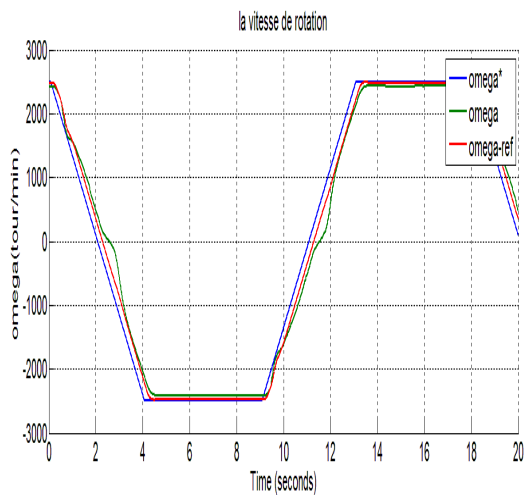
- **Essai en charge (1,6 N.m)**



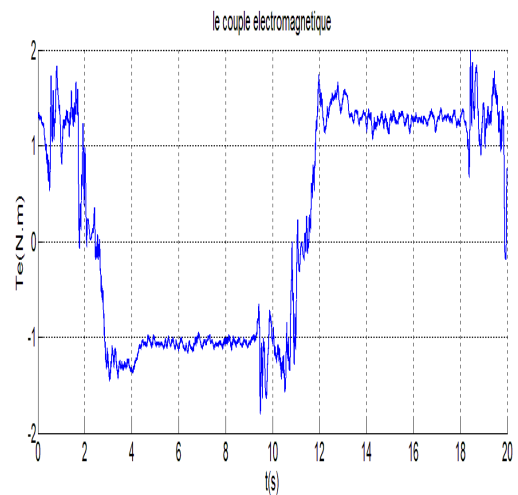
(A) les courants statorique



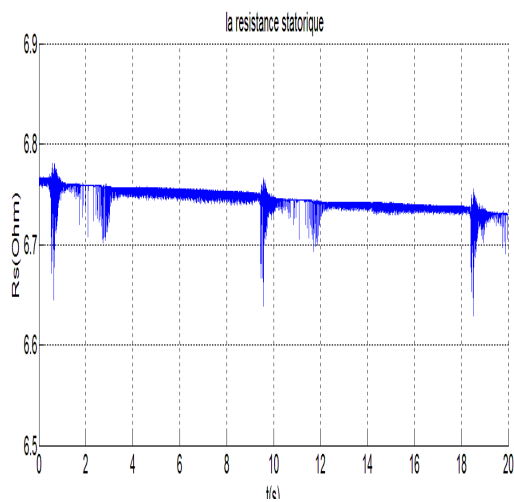
(B) les composantes du flux statorique



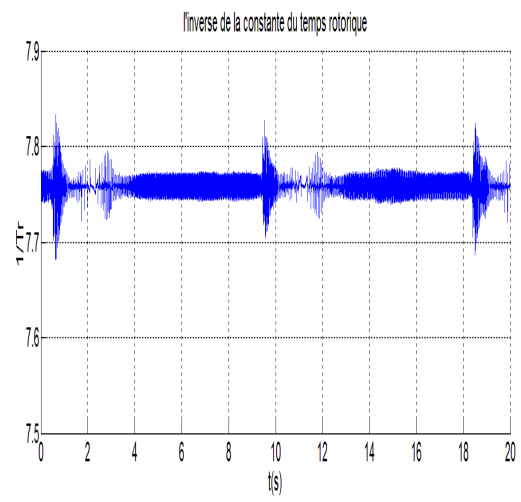
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



(E) la résistance statorique



(F) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 14 Performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres en charge

### IV.3.3.2 Observations et discussion

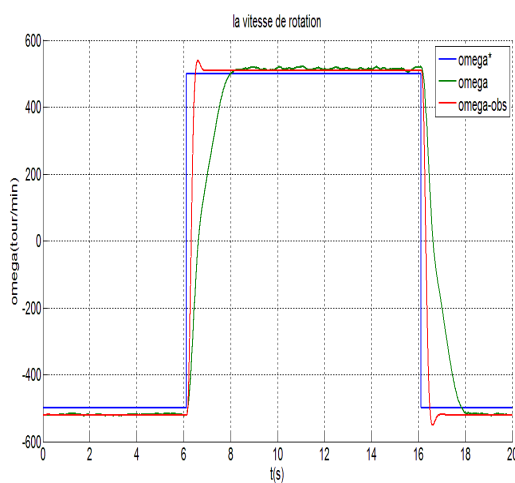
Les figures (Fig. IV. 14) (Fig. IV. 13) présentent les performances de la commande DTC-SMC-ERL basée sur la technique MRAS. Cette dernière est utilisée pour l'estimation de la vitesse de rotation et l'identification des paramètres les plus influencés par les conditions extérieures ( $R_s$  et  $T_r$ ).

La vitesse estimée (Fig. IV. 14.C) (Fig. IV. 13.C) suit bien sa référence trapézoïdale sans aucun déplacement et une erreur statique négligeable, lors du passage à zéro on peut noter un petit retard dans la réponse dynamique de la vitesse réelle mesurée par rapport à la vitesse estimée. L'estimation conjointe en ligne de la résistance statorique (Fig. IV. 14.E) (Fig. IV. 13.E) présentée sur la figure et l'inverse de la constante du temps rotorique (Fig. IV. 13.F) (Fig. IV. 14.F) sont stables même lors de la variation de la référence.

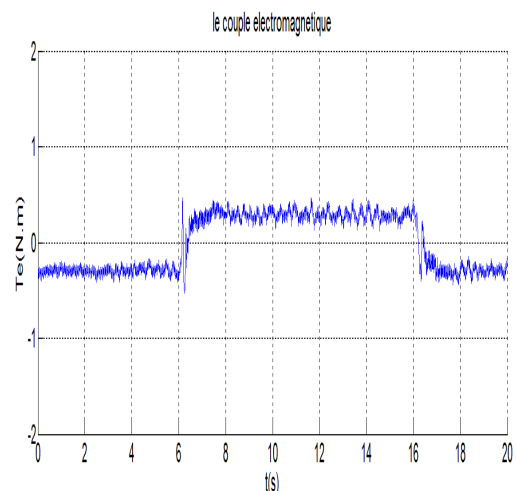
Cependant, on note l'apparition de pics très proéminents dans les courbes de la résistance (Fig. IV. 14.E) (Fig. IV. 13.E) et des courants statoriques (Fig. IV. 14.A) (Fig. IV. 13.A), notamment dans les tests sans charge. La chose observée dans ces résultats par rapport aux résultats précédents est la diminution significative des fluctuations en termes de couple électromagnétique (Fig. IV. 14.D) (Fig. IV. 13.D), qui montre également une bonne dynamique en réponse aux changements de vitesse.

### IV.3.3.3 Test en petite vitesse

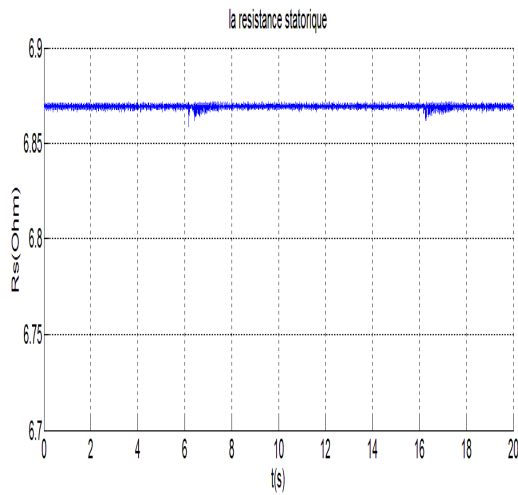
- Essais à vide



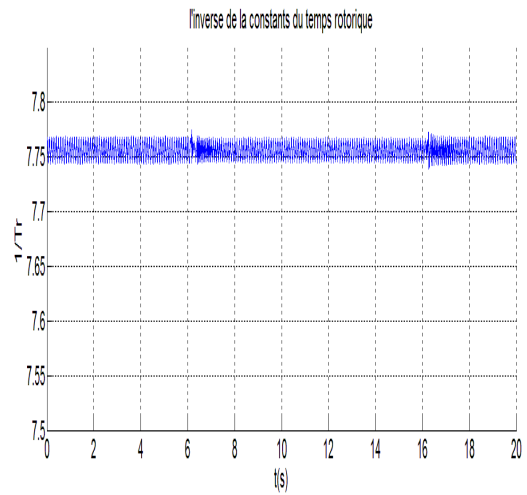
(A) la vitesse de la rotation



(B) le couple électromagnétique



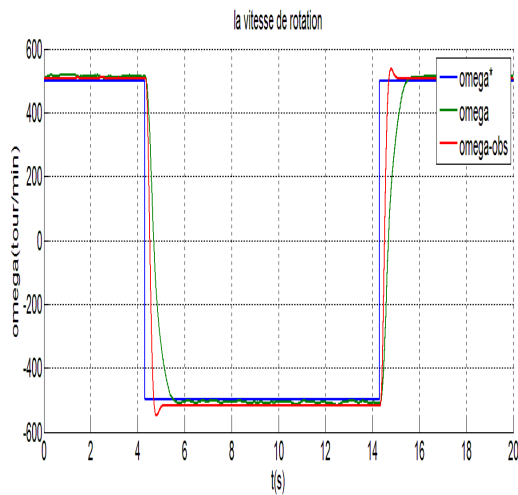
(C) la résistance statorique



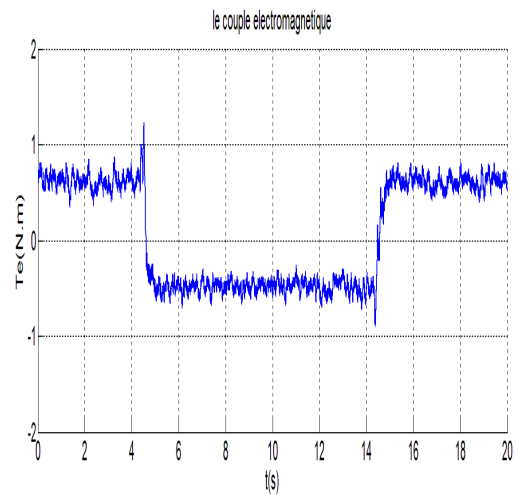
(D) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 15 Performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres à vide à petite vitesse.

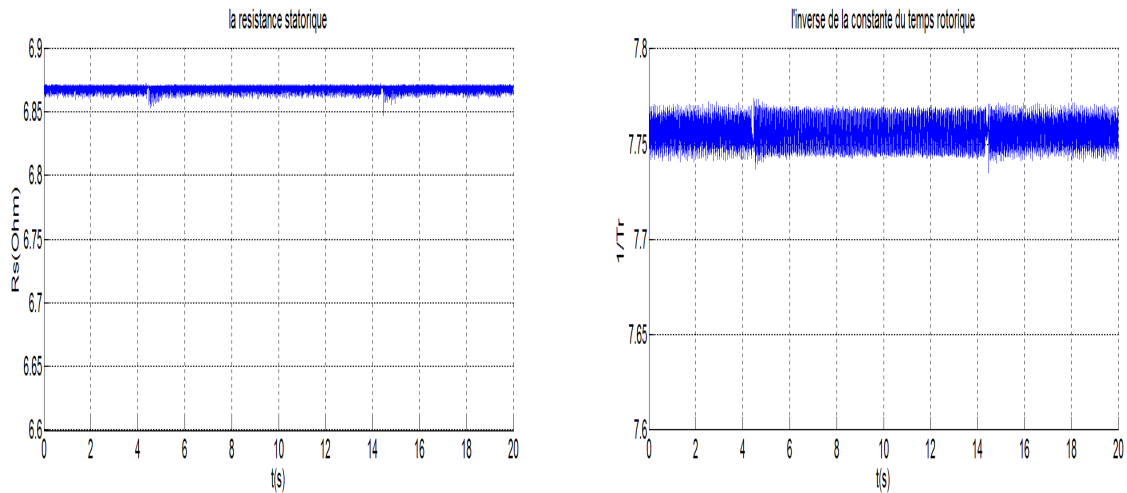
• **Essai en charge (1,6 N.m)**



(A) la vitesse de la rotation



(B) le couple électromagnétique



(C) la résistance statorique

(D) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 16 Performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres en charge à petite vitesse

#### IV.3.3.4 Observations et discussion

Lors de la réduction de la vitesse, nous avons constaté une grande amélioration des capacités par rapport aux tests à grande vitesse et aux tests précédents sans identification en ligne. On peut voir que les ondulations et les pics sont réduits dans les courbes de la résistance statoriques (Fig. IV. 15.C) (Fig. IV. 16.C), l'inverse de la constante du temps rotorique (Fig. IV. 15.D) (Fig. IV. 16.D) et la vitesse mesurée (Fig. IV. 15.A) (Fig. IV. 16.A).

La vitesse observée et réelle (Fig. IV. 15.A) (Fig. IV. 16.A) suivent leur référence avec un léger dépassement lors de l'inversion du sens de rotation, mais qui est rapidement corrigé. Le couple (Fig. IV. 15.B) (Fig. IV. 16.B) présente une très bonne réponse dynamique. On conclut que la commande présente globalement une bonne stabilité et une robustesse pour l'entraînement à basse vitesse.

### IV.4 MRAS basée sur les Réseaux de neurones artificiels

#### IV.4.1 Réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels sont, comme leur nom l'indique des réseaux informatiques qui tentent de simuler de manière grossière les réseaux des cellules nerveuses (neurones) du système nerveux central biologique des humains. Cette simulation est une simulation globale neurone par neurone. Il emprunte à la connaissance neurophysiologique des neurones



biologiques et des réseaux de ces neurones biologiques. Il diffère ainsi des machines informatiques conventionnelles (numériques ou analogiques) qui servent à remplacer, améliorer ou accélérer le calcul du cerveau humain sans tenir compte de l'organisation des éléments informatiques et de leur mise en réseau [daniel2013].

Les systèmes neuronaux artificiels peuvent être considérés comme des modèles mathématiques simplifiés des systèmes de type cérébral et fonctionnent comme des réseaux informatiques distribués parallèles. Cependant, contrairement aux ordinateurs conventionnels, qui sont programmés pour effectuer une tâche spécifique, la plupart des réseaux de neurones doivent être enseignés ou formés. Ils peuvent apprendre de nouvelles informations, de nouvelles dépendances fonctionnelles et de nouveaux modèles. Bien que les ordinateurs surpassent les systèmes neuronaux biologiques et artificiels pour des tâches basées sur des opérations arithmétiques précises et rapides, les systèmes neuronaux artificiels représentent la nouvelle génération prometteuse de réseaux de traitement de l'information [Fullér2000].

Les réseaux de neurones artificiels discutés dans ce texte ne sont liés qu'à distance à leurs homologues biologiques. Dans cette section, nous décrivons brièvement les caractéristiques de la fonction cérébrale qui ont inspiré le développement de réseaux de neurones artificiels [Martin1996].

Le cerveau est composé d'un grand nombre (environ  $10^{11}$ ) d'éléments hautement connectés (environ  $10^4$  connexions par élément) appelés neurones. Pour nos besoins, ces neurones ont trois composantes principales : les dendrites, le corps cellulaire et l'axone.

- **Les dendrites** : sont des réseaux récepteurs arborescents de fibres nerveuses qui transportent des signaux électriques dans le corps cellulaire.
- **Le corps cellulaire** : additionne et seuil efficacement ces signaux entrants.
- **L'axone** : est une seule fibre longue qui transporte le signal du corps cellulaire vers d'autres neurones.

Le point de contact entre un axone d'une cellule et une dendrite d'une autre cellule est appelé synapse. C'est la disposition des neurones et les forces des synapses individuelles, déterminées par un processus chimique complexe, qui établit la fonction du réseau neuronal. La figure suivante est un schéma simplifié de d'un neurone biologique.

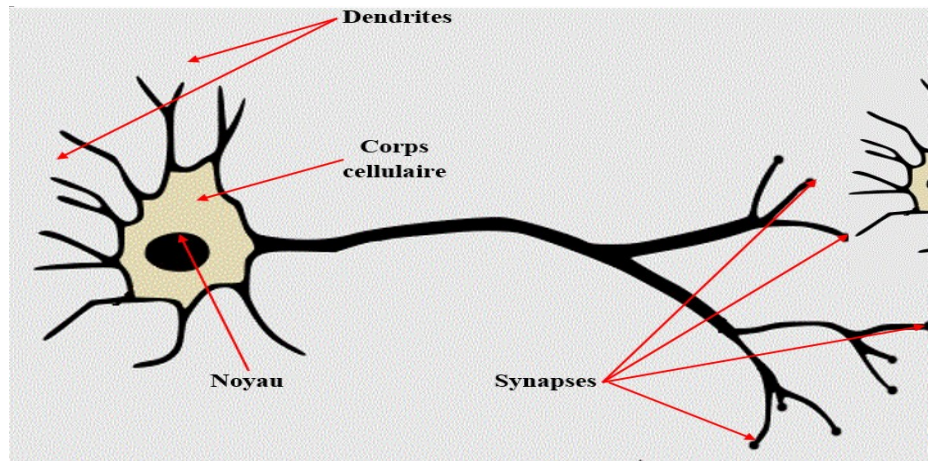


Fig. IV. 17 Dessin schématique d'un neurone biologique.

Le cerveau est un système de traitement de l'information très complexe, non linéaire et parallèle. Il a la capacité d'organiser les neurones de manière à effectuer certains calculs (par exemple, la reconnaissance de formes, la perception et le contrôle des mouvements) plusieurs fois plus rapidement que l'ordinateur numérique. Prenons, par exemple, la vision humaine, qui est une tâche de traitement de l'information. C'est la fonction du système visuel de fournir une représentation de l'environnement qui nous entoure et plus important encore de fournir les informations dont nous avons besoin pour interagir avec l'environnement. Pour être précis, le cerveau accomplit régulièrement des tâches de reconnaissance perceptuelle (par exemple, reconnaître un visage familier intégré dans une scène inconnue) dans quelque chose de l'ordre de 100-200 ms [Hajek2005].

Un neurone en développement est synonyme d'un cerveau en plastique, la plasticité permet au système nerveux en développement de s'adapter à son environnement. Dans un cerveau adulte, la plasticité peut s'expliquer par deux mécanismes : la création de nouvelles connexions synaptiques entre les neurones et la modification des synapses existantes [Hajek2005].

De même que la plasticité semble être essentielle au fonctionnement des neurones en tant qu'unités de traitement de l'information dans le cerveau humain, il est même pour des réseaux de neurones artificiels. Dans sa forme la plus générale, un réseau de neurones est une machine conçue pour modéliser la façon dont le cerveau exécute une tâche ou une fonction particulière ; le réseau est généralement implémenté à l'aide de composants électroniques ou simulé dans un logiciel sur un ordinateur numérique. Notre intérêt se limitera principalement aux réseaux de neurones qui effectuent des calculs utiles par le biais d'un processus d'apprentissage. Pour obtenir de bonnes performances, les réseaux de neurones utilisent une interconnexion massive

de cellules informatiques simples appelées neurones ou unités de traitement. Nous pouvons ainsi proposer la définition suivante d'un réseau de neurones considéré comme une machine adaptative :

**Un réseau de neurones artificiels** : est un processeur distribué massivement parallèle qui a une propension naturelle à stocker des connaissances expérientielles et à les mettre à disposition. Il ressemble au cerveau à deux sens :

- Les connaissances sont acquises par le réseau grâce à un processus d'apprentissage.
- 2. Les forces de connexion inter-neurones connues sous le nom des poids synaptiques sont utilisées pour stocker les connaissances.

La procédure utilisée pour effectuer le processus d'apprentissage est appelée algorithme d'apprentissage. Les réseaux de neurones sont également appelés neuro-ordinateurs, réseaux connexionnistes, processeurs distribués parallèles, etc. [Hajik2005].

Les structures neuronales continuent de changer tout au long de la vie. Ces changements ultérieurs tendent à consister principalement en un renforcement ou un affaiblissement des jonctions synaptiques. Par exemple, on pense que de nouveaux souvenirs se forment en modifiant ces forces synaptiques. Ainsi, le processus d'apprentissage du visage d'un nouvel ami consiste à modifier diverses synapses.

Les réseaux de neurones artificiels n'abordent pas la complexité du cerveau. Il existe cependant deux similitudes clés entre les réseaux de neurones biologiques et artificiels. Premièrement, les éléments constitutifs des deux réseaux sont de simples dispositifs de calcul (bien que les neurones artificiels soient beaucoup plus simples que les neurones biologiques) qui sont hautement interconnectés. Deuxièmement, les connexions entre les neurones déterminent la fonction du réseau [martin1996].

La principale contribution des réseaux des neurones artificiels ANN (Artificial neural networks) est que, dans son imitation grossière du réseau neuronal biologique, elle permet une programmation de très bas niveau pour permettre de résoudre des problèmes complexes, en particulier ceux qui sont non analytiques , non linéaires ,non stationnaires et \ou non stochastiques, et de le faire d'une manière auto-organisée qui s'applique à une large gamme de problèmes sans reprogrammation ou autre interférence dans le programme lui-même [Graup2007].

## IV.4.2 Modèles des réseaux de neurone

### IV.4.2.1 Neurone à une entrée unique

Le neurone à une entrée unique qui est bien illustrée à la figure (Fig. IV. 18) l'entrée scalaire ( $x$ ) est multipliée par le poids scalaire ( $w$ ) pour obtenir ( $wx$ ), l'un des termes qui est envoyée à additionneur. Le biais ( $b$ ) est le deuxième terme qui est envoyé à l'additionneur. La sortie de ce dernier ( $n$ ), souvent appelée l'entrée nette, qui entre dans une fonction de transfert "f" (fonctions d'activation), qui produit la sortie du neurone scalaire "y" [Grzesiak2004].

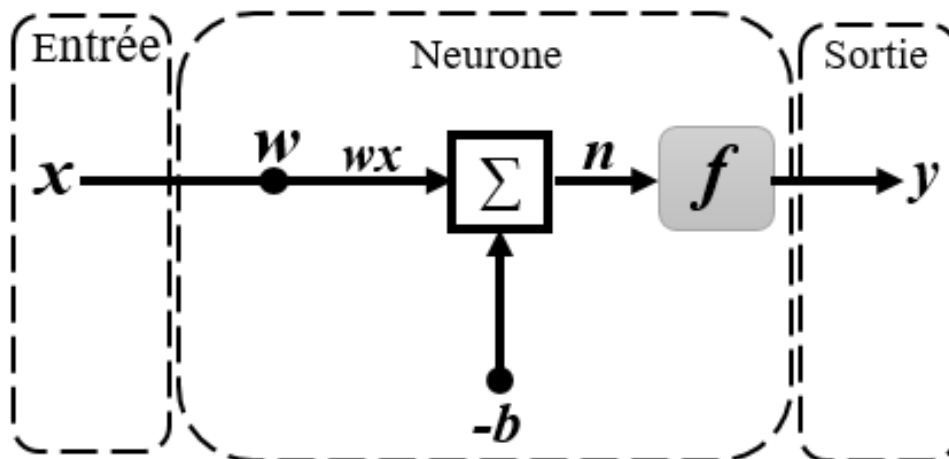


Fig. IV. 18 Neurone à une entrée unique.

Si nous relient ce modèle simplifié au neurone biologique dont nous avons déjà discuté, le poids «w» correspond à la force des synapses, le corps cellulaire est représenté par l'addition et la fonction du transfert et la sortie du neurone ( $y$ ) représente le signal transmis sur l'axone.

La sortie des neurones est calculée comme suit :

$$y = f(wx - b) \tag{IV.24}$$

La sortie réelle dépend de la fonction de transfert particulière choisie.

### IV.4.2.2 Neurone avec entrée vectorielle

Le neurone avec un vecteur d'entrée d'un nombre ( $i$ ) d'éléments est illustré à la figure (FI. IV. 19). Dans ce cas les entrées sont des éléments individuels :

$$x_1, x_2, x_3, x_4, \dots, x_{i-1}, x_i$$

Sont multipliés par les poids :

$$w_{1,1}, w_{1,2}, w_{1,3}, w_{1,4}, \dots, w_{1,i-1}, w_{1,i}$$

Les valeurs pondérées sont fournies à la jonction d'addition. Leur somme est  $(w_{1,i} x_i)$ , le produit scalaire de la matrice  $w_{1,i}$  (à une seule rangée) et le vecteur  $x_i$ .

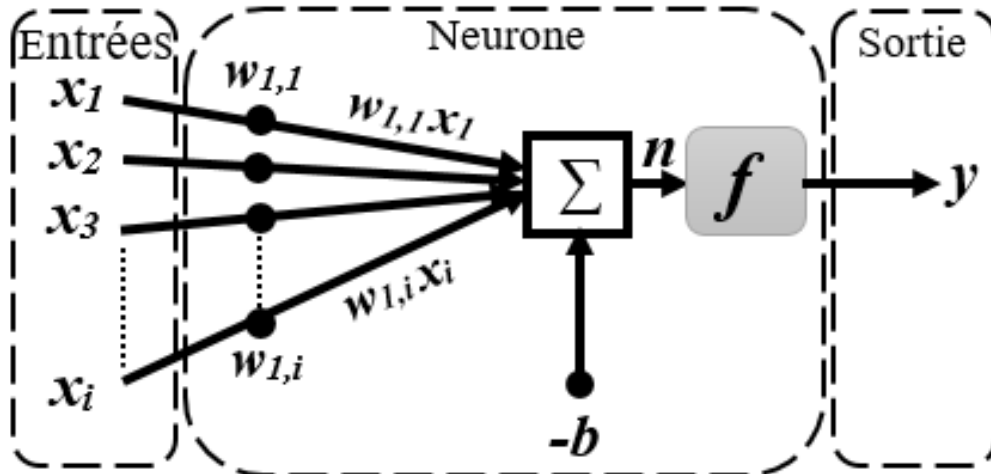


Fig. IV. 19 Neurone avec entrée vectorielle d'élément i.

Le neurone a un biais, qui est additionné aux entrées pondérées pour former l'entrée nette. Cette somme (l'entrée nette) présente l'argument de la fonction de transfert [Bryan1997].

$$y = f(\sum w_{1,i} x_i - b) \tag{IV.25}$$

#### IV.4.3 La conception des réseaux de neurones

Deux ou plusieurs des neurones présentés précédemment peuvent être combinés dans une couche, et un réseau particulier peut contenir une ou plusieurs de ces couches. Considérons d'abord une seule couche de neurones.

##### IV.4.3.1 Réseau de neurone avec une seule couche

La figure (Fig. IV .20) présente un réseau de neurone avec un nombre i d'entrer et un nombre j des neurones.

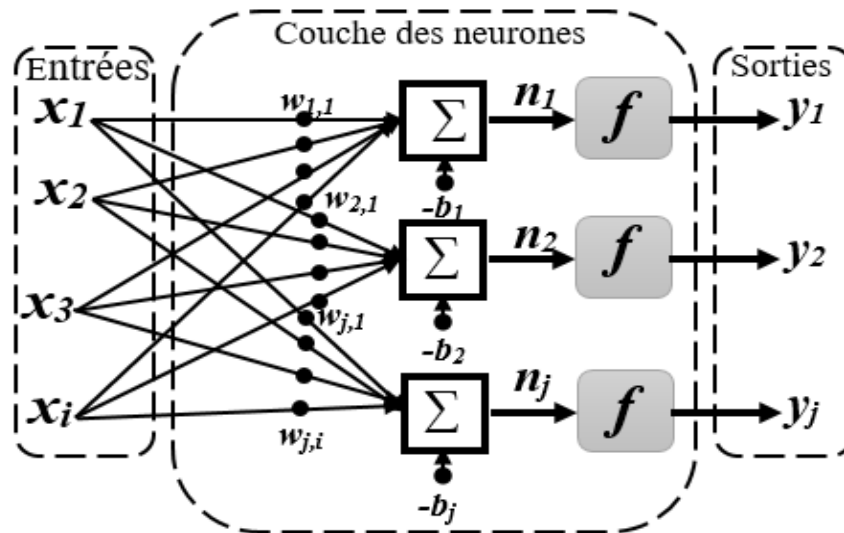


Fig. IV. 20 Réseau de neurone avec  $i$  d'entrées et  $j$  des neurones.

Dans ce réseau, chaque élément du vecteur d'entrée  $x$  est connecté à chaque entrée de neurone par le biais de la matrice de poids  $w$ . Le neurone numéro  $j$  a un été qui rassemble ses entrées pondérées et son biais pour former son propre sortie nette  $n$ . Les différents  $n$  pris ensemble forment un vecteur d'entrée net  $n_j$  d'éléments  $j$ . Enfin, les sorties de la couche neuronale forment un vecteur colonne " $j$ ". Nous montrons cette dernière comme suite :

$$y_j = f(\sum w_{j,i} x_i - b) \quad (IV.26)$$

On peut noter aussi, que le nombre d'entrées dans une couche peut être différent du nombre de neurones. Une couche n'est pas contrainte d'avoir le nombre de ses entrées égales au nombre de ses neurones. On peut aussi créer une seule couche des neurones ayant différentes fonctions de transfert simplement en mettant en parallèle deux des réseaux présentés précédemment. Les deux réseaux auraient les mêmes entrées, et chaque réseau créerait certaines de ces sorties.

#### IV.4.3.2 Réseaux de neurones avec multicouches

Un réseau de neurones peut avoir plusieurs couches. Chaque couche a une matrice de pondération  $w$ , un vecteur de biais  $b$  et un vecteur de sortie  $y$ . Pour distinguer les matrices de poids, les vecteurs de sortie, etc., pour chacune de ces couches présentées dans la figure suivante, nous avons ajouté le numéro de la couche en exposant à la variable.

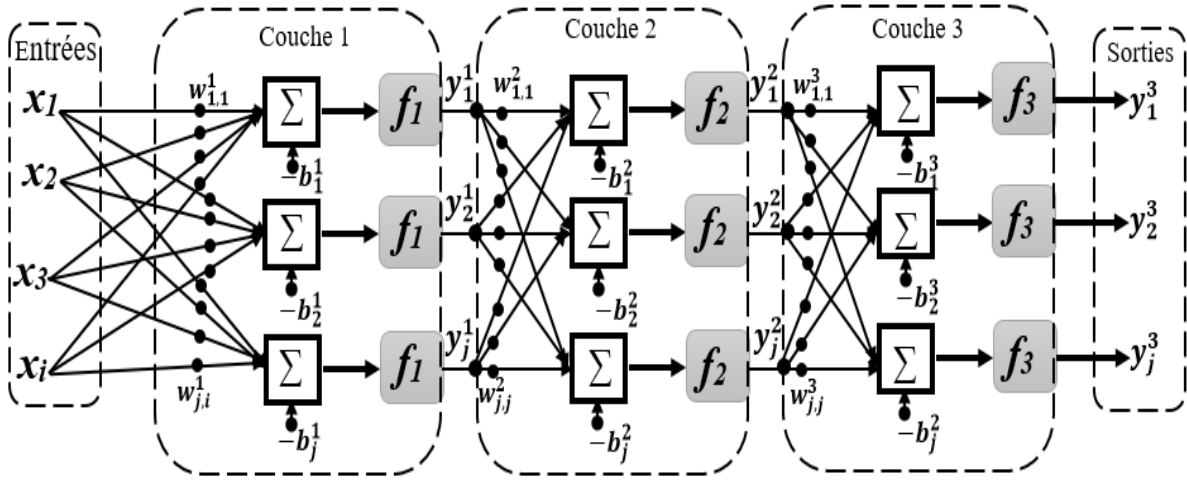


Fig. IV. 21 Réseaux de neurones avec 3 couches.

La sortie de chaque couche est exprimée comme :

$$y_j^1 = f_1(\sum w_{j,i}^1 x_i - b^1) \quad (IV.27)$$

$$y_j^2 = f_2(\sum w_{j,j}^2 y_j^1 - b^2) = f_2(\sum w_{j,j}^2 f_1(\sum w_{j,i}^1 x_i - b^1) - b^2) \quad (IV.28)$$

$$y_j^3 = f_3(\sum w_{j,j}^3 y_j^2 - b^3) = f_3(\sum w_{j,j}^3 f_2(\sum w_{j,j}^2 f_1(\sum w_{j,i}^1 x_i - b^1) - b^2) - b^3) \quad (IV.29)$$

Le réseau illustré ci-dessus a  $i$  d'entrées et  $j$  des neurones dans la première couche, et  $j$  des neurones et d'entrées dans la deuxième couche, etc. Il est courant que différentes couches aient un nombre différent de neurones. Un biais est envoyé pour chaque neurone. Aussi, on peut noter que les sorties de chaque couche intermédiaire sont les entrées de la couche suivante. Ainsi, la couche 2 peut être analysée comme un réseau à une couche avec de  $j$  entrées, de  $j$  neurones et une matrice de poids  $w^2$ . L'entrée de la couche 2 est  $y_1$ , la sortie est  $y_2$ . Maintenant que nous avons identifié tous les vecteurs et matrices de la couche 2, nous pouvons la traiter comme un réseau à une seule couche. Cette approche peut être adoptée avec n'importe quelle couche du réseau. Les couches d'un réseau multicouche jouent différents rôles. Une couche qui produit la sortie réseau est appelée couche de sortie. Tous les autres calques sont appelés les couches cachées. Le réseau à trois couches présenté précédemment à une couche de sortie (couche 3) et deux couches cachées (couche 1 et couche 2).

#### IV.4.4 Fonction de transfert (fonction d'activation)

Les fonctions de transfert présentées dans les figures (Fig. IV .22) (Fig. IV .23) (Fig. IV .24) (Fig. IV .24) peut être linéaire ou une fonction non linéaire de l'entrée nette. Une fonction de

transfert particulière est choisie pour satisfaire certaines spécifications du problème que le neurone tente de résoudre. Les figures suivantes présentent les fonctions d'activation les plus utilisées :

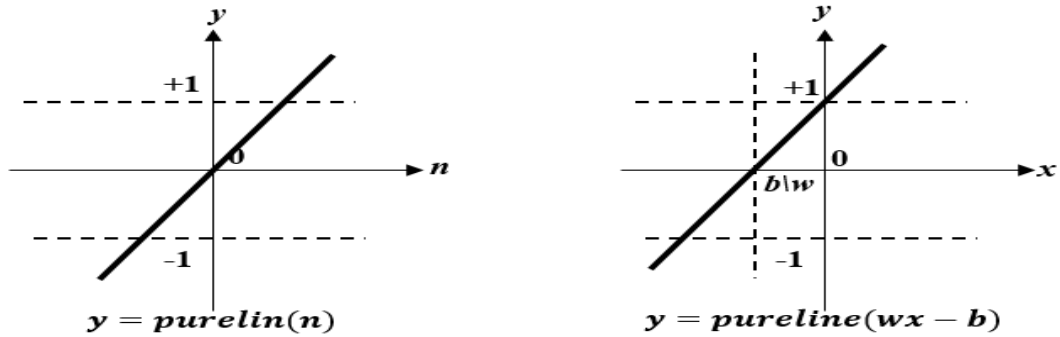


Fig. IV. 22 Fonction de transfert linéaire.

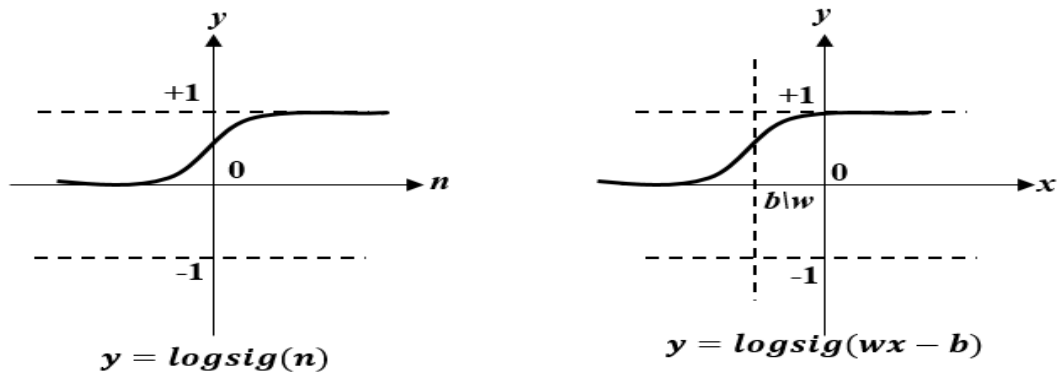


Fig. IV. 23 Fonction de transfert log-sigmoïde.

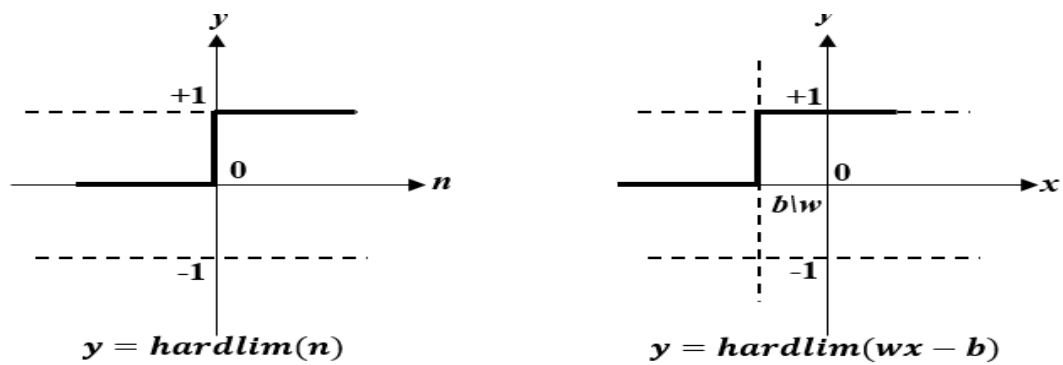


Fig. IV. 24 Fonction de transfert hard-limite.



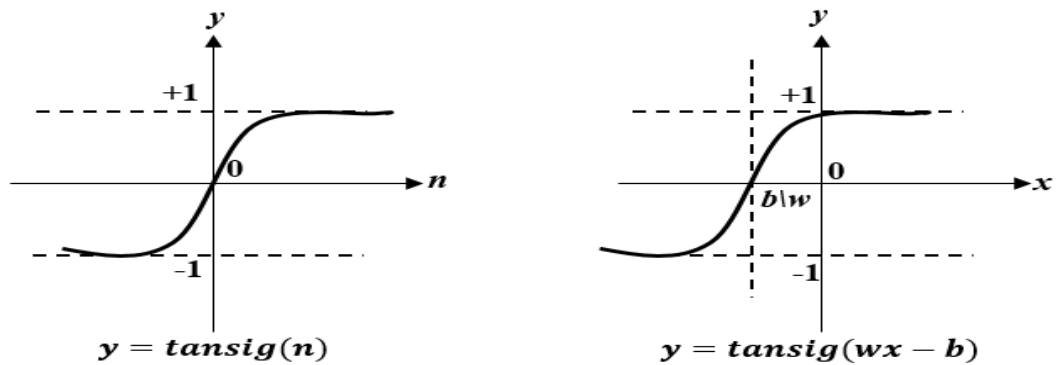


Fig. IV. 25 Fonction de transfert tan-sigmoïde.

#### IV.4.5 Apprentissage d'un réseau de neurones

Lorsqu'un réseau a été structuré pour une telle application, le réseau sera prêt pour la phase d'apprentissage. Au début, les poids initiaux sont choisis par hasard, puis l'entraînement ou l'apprentissage commence. Il existe trois types principaux d'apprentissage :

##### IV.4.5.1 Apprentissage supervisé

Ce type d'apprentissage se fait sous le contrôle d'un superviseur (la sortie du système ou processus). Lors de l'entraînement du réseau de neurones artificiels en apprentissage supervisé, le vecteur d'entrée est présenté au réseau, qui donnera un vecteur de sortie. Ce vecteur de sortie est comparé au vecteur de sortie souhaité ( $y_s$ ). Un signal d'erreur est généré s'il y a une différence entre la sortie réelle et le vecteur de sortie souhaité. Les poids sont réajustés jusqu'à ce que la sortie réelle corresponde à la sortie souhaitée.

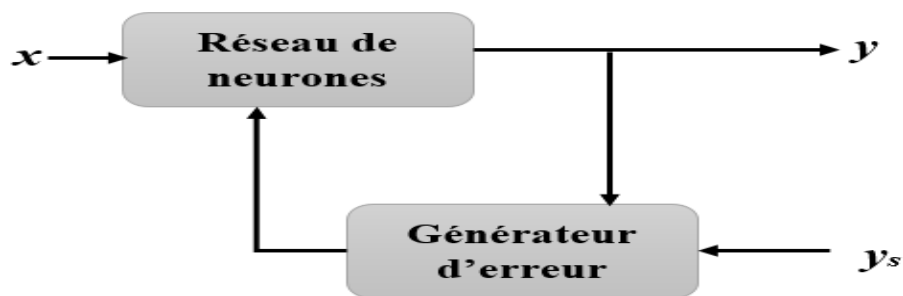


Fig. IV. 26 Schéma fonctionnel de l'apprentissage supervisé.

##### IV.4.5.2 Apprentissage non supervisé

Contrairement au premier type, ce type d'apprentissage se fait sans contrôle d'un superviseur, le réseau est fourni avec des entrées mais pas avec les sorties souhaitées. Ceci est souvent appelé auto-organisation ou auto-adaptation. Au cours de l'entraînement du réseau de neurones avec

un apprentissage non supervisé, les vecteurs d'entrée du type similaire sont combinés pour former des grappes.

Lorsqu'un nouveau modèle d'entrée est appliqué, le réseau de neurones donne une réponse de sortie indiquant la classe à laquelle appartient le modèle d'entrée. Il n'y a aucune rétroaction du système pour ajuster leurs poids ou ce qui devrait être la sortie souhaitée et si elle est correcte ou incorrecte. Par conséquent, dans ce type d'apprentissage, le réseau lui-même doit découvrir les modèles et les caractéristiques des données d'entrée et la relation entre les données d'entrée et la sortie.

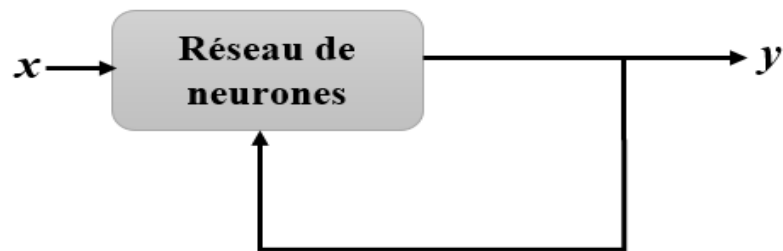


Fig. IV. 27 Schéma fonctionnel de l'apprentissage non supervisé

#### IV.4.5.3 Apprentissage par renforcement

Ce type d'apprentissage est utilisé pour renforcer le réseau sur certaines informations critiques. Ce processus d'apprentissage est similaire à l'apprentissage supervisé ; cependant, nous pourrions avoir beaucoup moins d'informations. Lors de la formation du réseau sous apprentissage par renforcement, le réseau reçoit des retours du système. Cela le rend quelque peu similaire à l'apprentissage supervisé.

Cependant, les informations obtenues ici sont évaluatives et non instructives, ce qui signifie qu'il n'y a pas de superviseur comme dans l'apprentissage supervisé. Après avoir reçu l'information, le réseau effectue des ajustements des poids pour obtenir des meilleures informations.

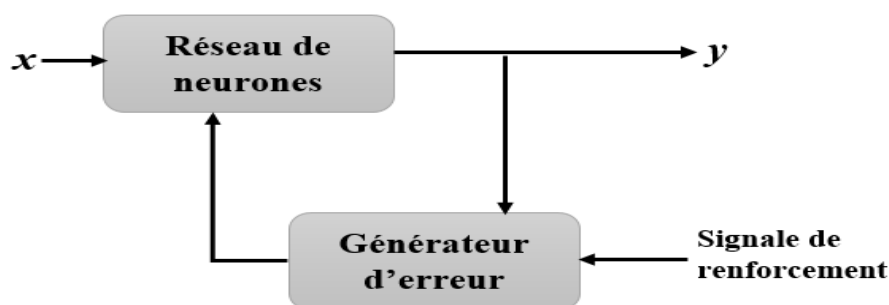


Fig. IV. 28 Schéma fonctionnel de l'apprentissage par renforcement.

#### IV.4.6 Application des réseaux de neurones

Comme il est présenté dans la figure suivante, nous avons utilisé les réseaux de neurones comme un mécanisme d'adaptation pour l'estimation en ligne de la résistance statorique et de la constante du temps rotorique.

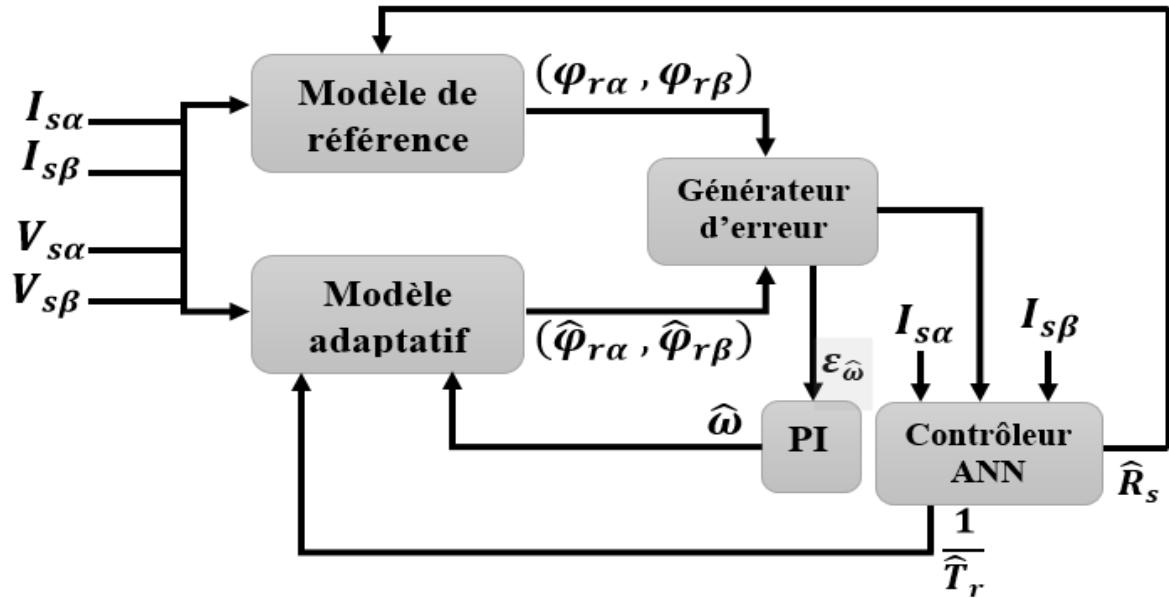


Fig. IV. 29 Diagramme fonctionnel du MRAS basé sur ANN.

Pour la conception de ce régulateur basé sur les ANN on a utilisé la boîte à outils de Matlab appelée "Neural network toolbox". Pour la mise en marche de ce régulateur, nous sommes passés par plusieurs étapes dont nous parlerons ci-après :

##### IV.4.6.1 Développement du réseau de neurones

La structure du réseau de neurones utilisée est illustrée à la figure (Fig. IV. 30). Ce réseau a été utilisé pour remplacer les deux régulateurs classiques PI utilisés comme le mécanisme d'adaptation pour l'estimation de  $\hat{R}_s$  et  $\frac{1}{\hat{T}_r}$  qui présentent les deux sorties de notre estimateur.

Les trois entrées du réseau sont illustrées sur la figure (Fig. IV. 30). Il existe trois couches de neurones dans notre réseau : la couche d'entrée, la couche cachée et la couche de sortie. Pour déterminer le nombre des neurones de la couche cachée, nous commençons par une couche cachée des deux neurones, puis nous augmentons progressivement le nombre et vérifions à chaque fois les performances de notre réseau jusqu'à ce que nous obtenions des résultats satisfaisants.

Grâce à ces tests, nous avons constaté que le nombre approprié des neurones de la couche cachée pour notre réseau est de cinq neurones. Pour les fonctions d'activation, on a choisi des fonctions du type tangente-sigmoïde (tansig sous Matlab) pour les neurones de la couche cachée. Pour les neurones de la couche de sortie, on a utilisé des fonctions d'activation linéaires (purline sou Matlab)

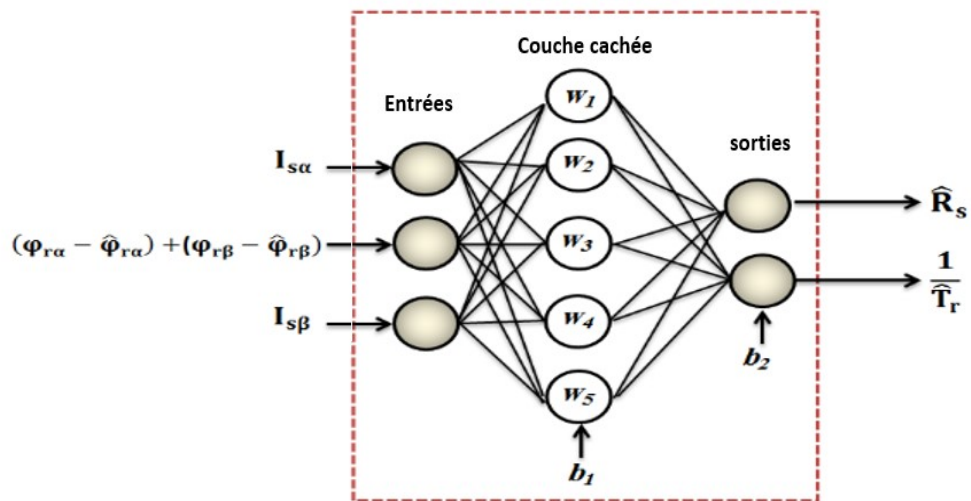


Fig. IV. 30 Diagramme fonctionnel du contrôleur ANN.

Après avoir terminé la conception du réseau neuronal, c'est au tour du choix des matrices d'entrées et de sorties souhaitées. Pour les matrices des sorties souhaitées et afin d'améliorer le processus d'apprentissage, nous avons sélectionné des résultats réels où ne sont pas appuyés sur des résultats de simulation. À partir de cela, nous avons sélectionné les meilleurs résultats que nous avons obtenus dans les expériences précédentes qui dépendent de l'utilisation des deux régulateurs PI pour l'estimation de ces deux paramètres ( $\hat{R}_s$  et  $\frac{1}{\hat{T}_r}$ ). Parmi les références que nous avons utilisées précédemment, et afin d'obtenir les matrices de sortie souhaitées, nous avons sélectionné la référence trapézoïdale avec deux sens de rotation car c'est à travers elle que nous pouvons obtenir des données dans les deux phases permanente et transitoire pour les maximums des positions du rotor. Les entrées et sorties souhaitées (superviseur) illustrées dans la figure précédente sont des matrices contenant chacune 86 202 colonnes. Notons que pour compléter le processus, les données sont divisées en trois catégories :

- **Données d'apprentissage** : Dans ce travail, nous nous sommes basés sur un apprentissage supervisé où nous avons pris 70% des données pour cette opération d'entraînement.

- **Données de validation** : Cette étape dépend de la mesure de la qualité de l'apprentissage, puis de l'arrêt d'entraînement lorsque le processus atteint les meilleures performances, selon l'algorithme utilisé par la boîte à outils de Matlab. Nous avons affecté 15% des données à cette opération.
- **Données de Test** : Ce processus n'a pas d'impact direct sur l'apprentissage, son rôle est de vérifier les propriétés du réseau de neurones après le processus d'apprentissage. Ce processus obtient les 15% restantes des données.

Dans la dernière étape est afin de choisir l'algorithme d'apprentissage, nous avons pris la méthode d'apprentissage par rétro-propagation de l'erreur (apprentissage superviser). Parmi les nombreux algorithmes que Matlab contient, tel que l'algorithme de la descente du gradient (traingd sous Matlab, descente du gradient avec momentum (traingdm sous Matlab) et de levenberg-Marquardt (trainlm sous Matlab) ; nous avons choisi ce dernier en raison de sa bonne vitesse de convergence.

Après l'entraînement, les performances du réseau de neurones se sont manifestées sous deux signes :

- **Erreur quadratique moyenne (MSE)**

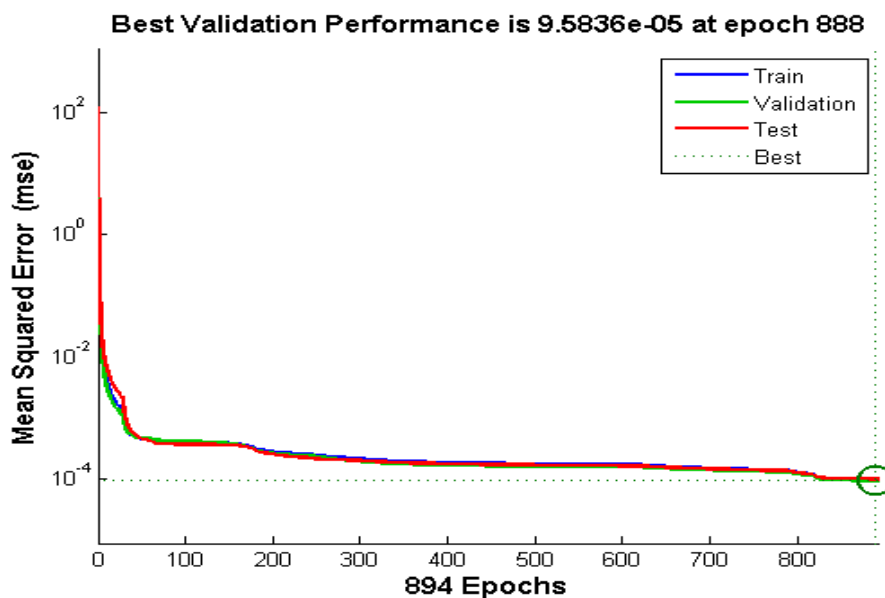


Fig. IV. 31 Erreur quadratique moyenne.

L'erreur quadratique moyenne présente la différence de carré moyen entre les sorties du réseau et les sorties souhaitées. Les meilleures valeurs du MSE sont les valeurs les plus faibles.

- Régression (R)

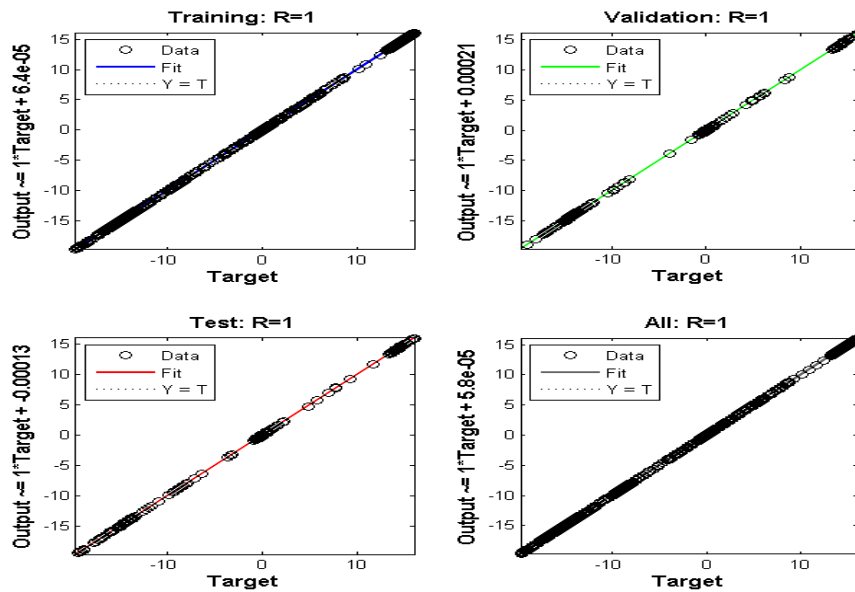


Fig. IV. 32 Régression

La régression (R) présente la mesure des valeurs de la corrélation entre les sortie du réseau de neurones et les sorties souhaitées. Pour une valeur de la régression qui s'approche de 1 cela signifie une relation étroite, et lorsque cette valeur tend vers 0, cela signifie une relation aléatoire.

#### IV.4.7 étude expérimentale

Comme le montre la figure (Fig. IV. 29), dans cette dernière partie, nous avons remplacé les deux contrôleurs traditionnels PI qui représentent les mécanismes d'adaptation utilisés pour l'identification conjointe de la résistance statorique et l'inverse de la constante de temps rotorique par un seule bloc du type Réseaux de neurones artificiels. Ce bloc a été réalisé via la boite à outils de Matlab appelée "Neural network toolbox" ou "nntool".

##### IV.4.7.1 Tests en grande vitesse

Tout d'abord, pour tester les performances de cette commande à haute vitesse, nous avons utilisé une vitesse de référence trapézoïdale variant entre 2 500 et  $-2\ 500$  tr / min.

- essai à vide

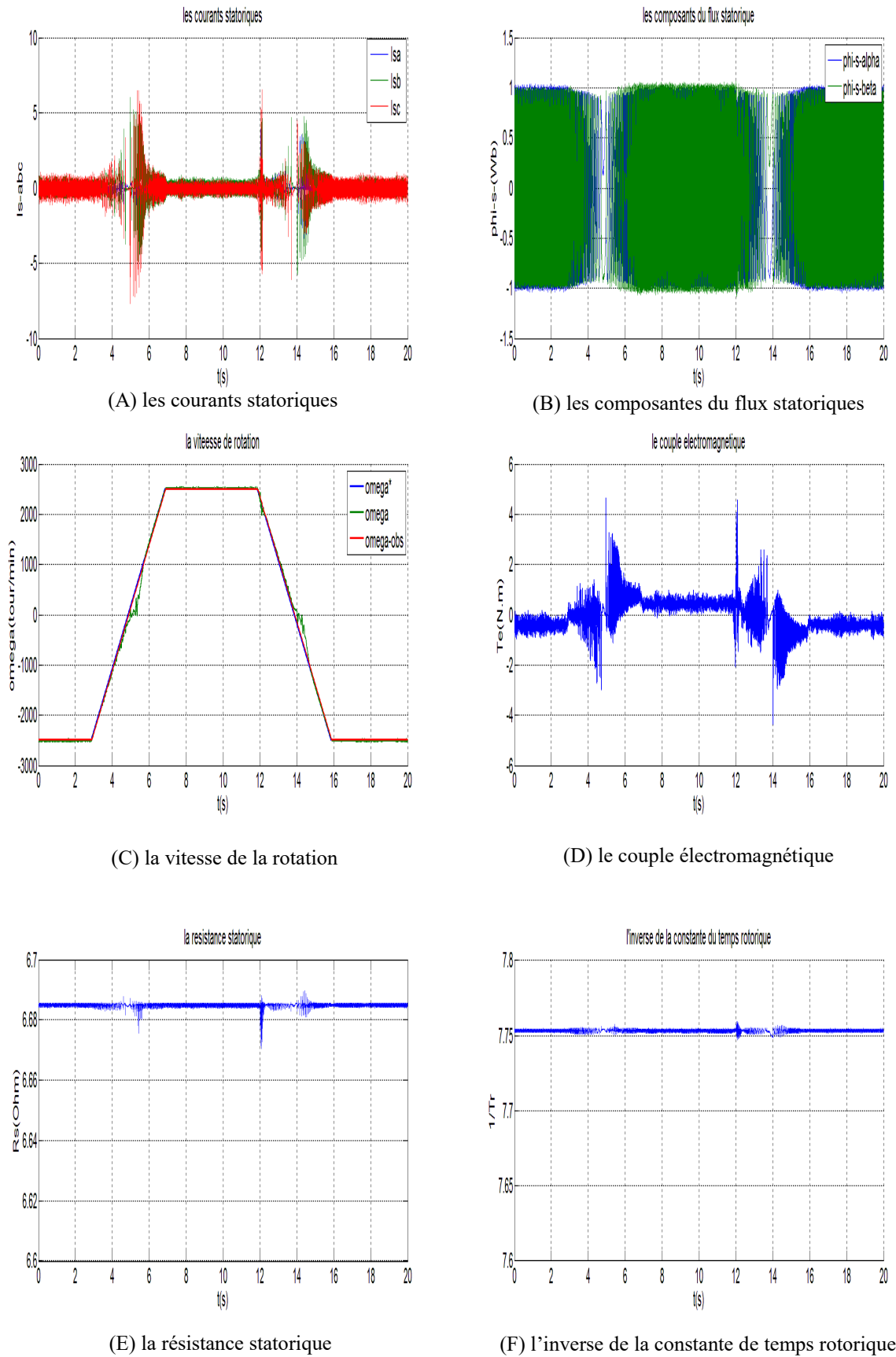
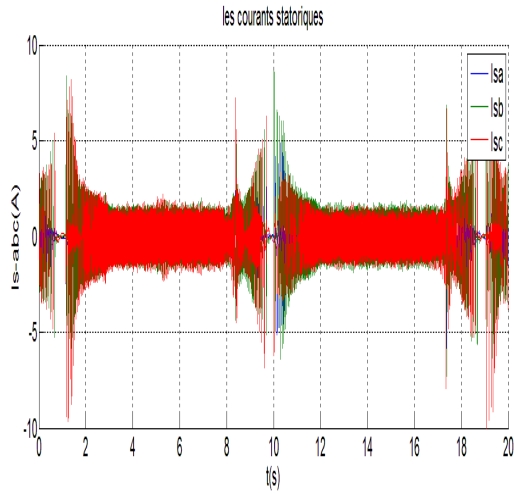
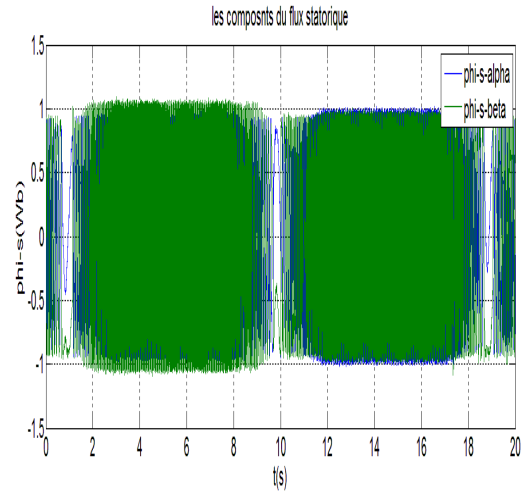


Fig. IV. 33 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN à vide

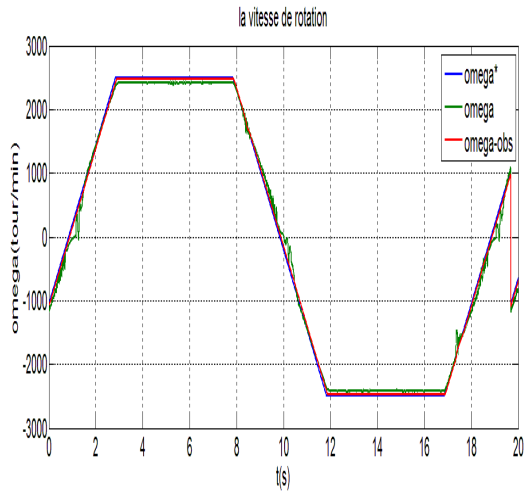
• En charge (1,6 N.m)



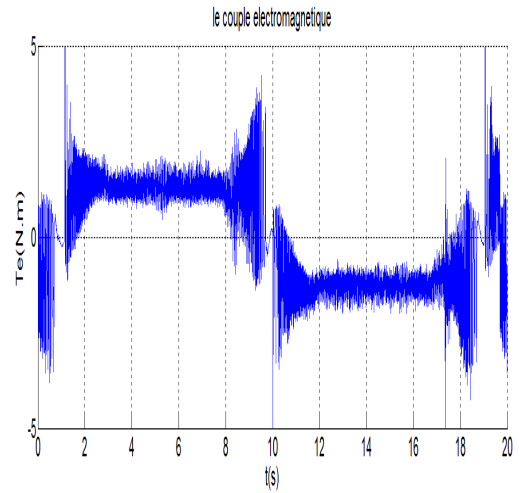
(A) les courants statoriques



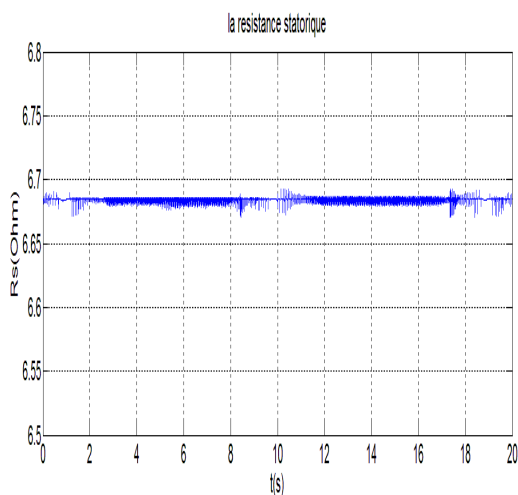
(B) les composantes du flux statoriques



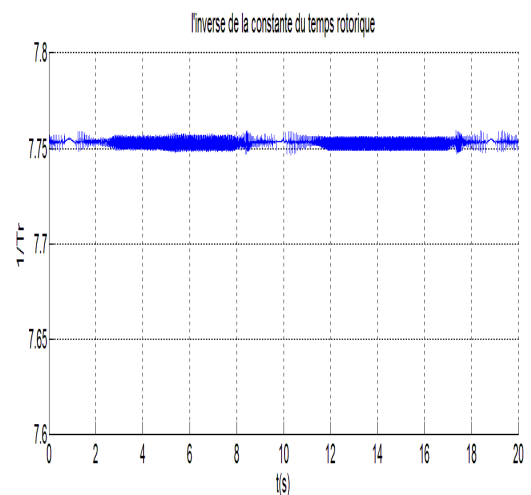
(C) la vitesse de la rotation



(D) le couple électromagnétique



(E) la résistance statorique



(F) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 34 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN en charge.



#### IV.4.7.2 Observations et discussion

Par rapport aux figures (Fig. IV.13) (Fig. IV.14), les figures (Fig. IV.33) (Fig. IV.34) montrent l'avantage de l'identification des paramètres ( $R_s$  et  $1/T_r$ ) en utilisant les réseaux de neurones artificiels (ANN).

Comme le montrent les figures (Fig. IV.33. C) (Fig. IV.34. C), les deux courbes de vitesse estimée et mesurée suivent leur référence instantanément sans aucun dépassement, mais avec une erreur statique négligeable lorsque la machine est chargée (Fig. IV.34. C) qui n'affecte pas la stabilité ou la réponse dynamique du système de commande.

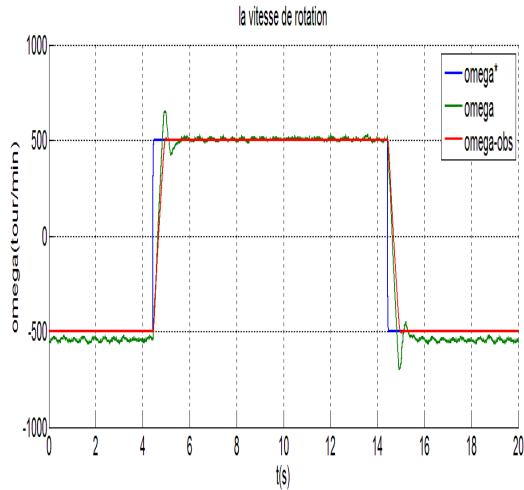
La figure (Fig. IV.33. A) et la figure (Fig. IV.33. E) montrent par rapport à la figure (Fig. IV.13. A) et à la figure (Fig. IV.13. E) une très bonne amélioration de la forme d'onde de la résistance et les courants statoriques soit au régime transitoire ou permanent avec la disparition complète des pics.

Il est clair que les ondulations dans les formes d'onde des courants, de la vitesse mesurée et du couple électromagnétique (Fig. IV.33. D) (Fig. IV.34. D) sont remarquablement réduites surtout lors du changement de vitesse, cette amélioration principalement attribuable à la bonne définition des paramètres estimés par la technique MRAS basée sur ANN, qui présente une identification des paramètres très stable et n'est pas détériorée même au passage par zéro. Comme le montrent les Figures (Fig. IV.33. E) (Fig. IV.34. E) et les Figures (Fig. IV.33. E) (Fig. IV.34. E)..

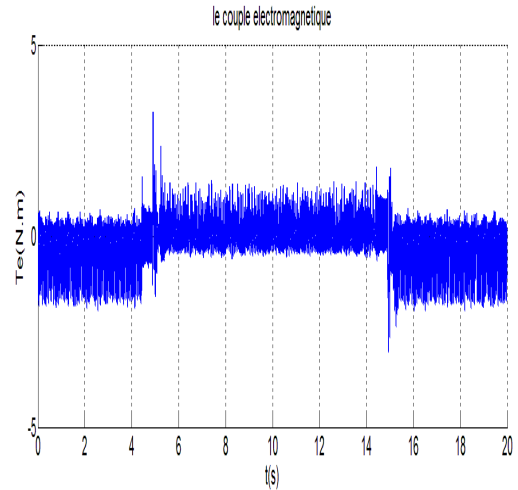
#### IV.4.7.3 Tests en petite vitesse

La stabilité de la réponse du système de commande proposé basé sur la MRAS-ANN en petite vitesse a été vérifiée par une commande rectangulaire variée entre 500 et -500 tr / min et avec et sans couple de charge.

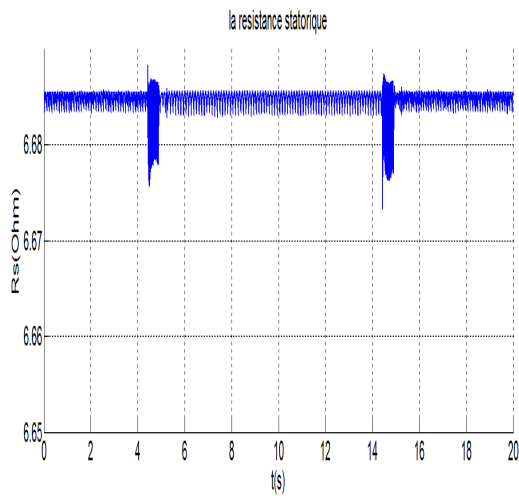
- **Essai à vide**



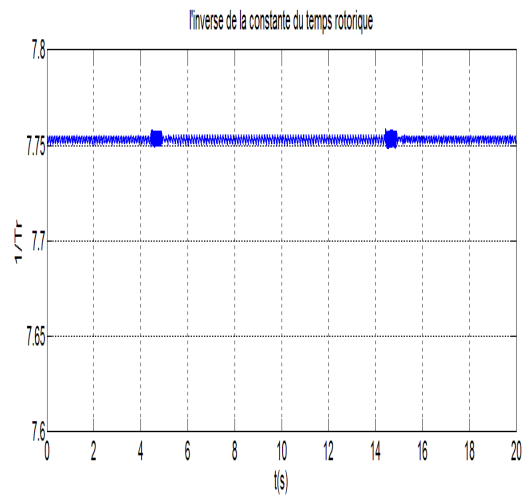
(A) la vitesse de la rotation



(B) le couple électromagnétique



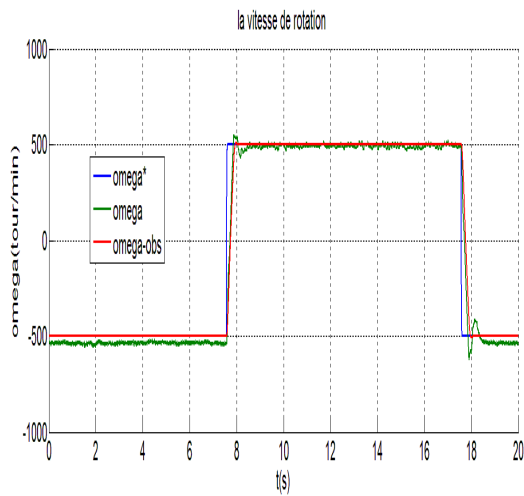
(C) la résistance statorique



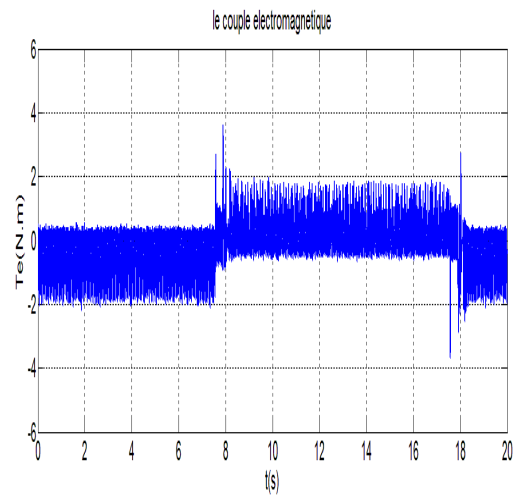
(D) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 35 performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN à vide en petite vitesse.

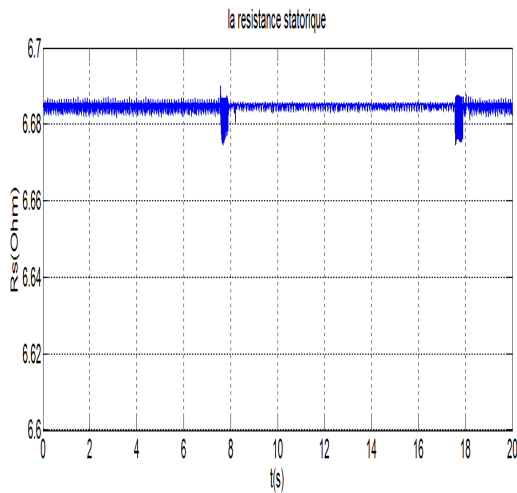
• **En charge (1,6 N.m)**



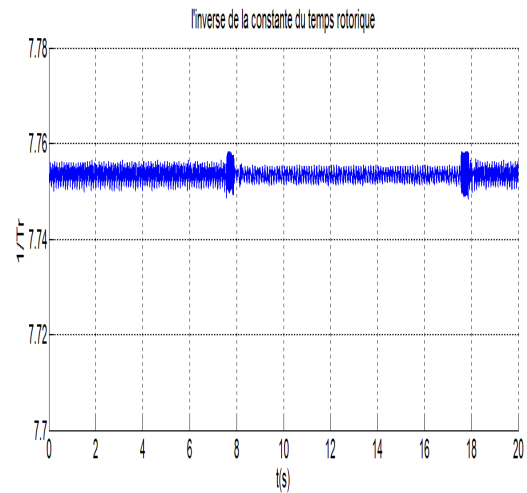
(A) la vitesse de la rotation



(B) le couple électromagnétique



(C) la résistance statorique



(D) l'inverse de la constante de temps rotorique

Fig. IV. 36 Performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN en charge en petite vitesse.

#### IV.4.7.4 Observations et discussion

Par la figure (Fig. IV .35) et la (Fig. IV .36), nous avons pu constater une très bonne stabilité et une réponse dynamique avec un temps de réponse plus court (Fig. IV .35. A) et la (Fig. IV. 36. A) par rapport à la méthode précédente (Fig. IV .15) (Fig. IV .16) qui se base sur un mécanisme d'adaptation avec un régulateur PI pour l'estimation du stator la résistance statorique et l'inverse de la constante du temps rotorique. Cela ne l'a pas empêché de tomber dans le problème des oscillations qui apparaissent dans les courbes du couple électromagnétique (Fig. IV .35. B) (Fig. IV .36. B), mais cela n'a pas affecté considérablement la stabilité du système de commande proposé.

### IV.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre on a eu comme objectif de réaliser une commande DTC-SMC-ERL sans capteur de vitesse. Ainsi, après avoir examiné les travaux précédents dans la littérature, nous avons choisi le système adaptatif de référence (MRAS) à base du flux rotorique pour l'estimation de la vitesse et l'identification conjointe en ligne des paramètres ( $R_s$  et  $1/Tr$ ).

Dans la première partie de ce dernier chapitre en a réalisé une commande DTC-SMC-ERL sans capteur de vitesse. Pour cela on a utilisé un système adaptatif de référence (MRAS) basé sur le flux rotorique avec un système d'adaptation dépend d'un régulateur conventionnel PI. Les tests dans les différentes conditions (grande et petite vitesse, à vide et en charge) ont prouvé une bonne réponse dynamique est une grande robustesse, mais avec quelques perturbations qui

apparaissent dans les courbes de vitesse mesurée, de couple électromagnétique surtout dans les tests en basse vitesse.

Pour résoudre les problèmes et améliorer les performances de la technique MRAS utilisée dans la première partie, on a proposé dans la deuxième partie une autre technique MRAS basée sur une estimation conjointe en ligne de la vitesse de rotation, la résistance statorique et l'inverse de la constante du temps rotorique. La technique proposée présente de bonnes performances en termes de bonne réponse dynamique et une grande robustesse, mais cela n'a pas empêché des perturbations dans l'identification en ligne de la résistance statorique et même dans les courbes des courants statoriques. Et selon ce que nous avons fait dans les tests expérimentaux au niveau du labo, la raison de ces problèmes est la difficulté de déterminer des gains pour et trois contrôleurs conventionnels PI au même temps. Pour ces raisons, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons remplacé certains contrôleurs traditionnels PI par d'autres qui dépendent des réseaux de neurones artificiels.

Dans la dernière partie, nous avons supplanté les deux contrôleurs PI conventionnels utilisés comme des mécanismes d'adaptation pour l'identification en ligne de la résistance statorique et la constante du temps rotorique par un seul régulateur non linéaire basé sur les réseaux de neurones artificiels. Le système MRAS avancé proposé est plus facile lors de l'implémentation et la mise en œuvre pratique car il contient un seul régulateur conventionnel PI. Cette technique proposée offre une très bonne précision dans l'estimation de la vitesse du rotor et une grande stabilité dans l'identification des paramètres à des références de vitesse élevée et faible et présente une bonne réponse dynamique en particulier lors du changement de vitesse.

### Conclusion générale

Cette thèse a eu pour but l'amélioration de la commande directe du couple appliquée la machine asynchrone. La DTC est une méthode de commande qui offre un contrôle séparé du couple électromagnétique et du flux statorique pour les entraînements des machines électriques. Donc, cette technique se caractérise par une structure simple, une dynamique rapide du couple et une moindre sensibilité aux paramètres de la machine. Cependant, elle souffre des ondulations élevées de couple et de flux, et d'une fréquence de commutation variable à cause des contrôleurs à hystérésis. Également, l'utilisation de contrôleurs conventionnels PI dans la boucle de la vitesse de rotation qui dépend fortement des paramètres de la machine asynchrone et des intégrateurs purs provoque une instabilité dans l'algorithme de contrôle et des difficultés d'adaptation des gains du contrôleur PI, en particulier lors de la mise en œuvre expérimentale.

L'objectif principal de cette thèse est l'amélioration du comportement d'un moteur asynchrone contrôlé par la technique DTC en utilisant différentes approches de contrôle. Dans ce contexte, des travaux de recherche ont été abordés et notamment quatre points principaux concernant l'algorithme de contrôle DTC à savoir :

- La conception des lois des contrôles non linéaires (logique floue et mode glissant) pour améliorer la stabilité et la robustesse du schéma de contrôle.
- L'insertion d'algorithme sans capteur pour limiter le nombre de capteurs utilisés dans le but d'augmenter la fiabilité et de réduire le coût du système contrôlé.
- L'identification en ligne des paramètres les plus influencées par les variations dues à des facteurs externes.
- L'utilisation des réseaux de neurones artificiels pour améliorer l'algorithme d'identification et augmenter sa fiabilité.

De plus, tous les processus susmentionnés ont fait l'objet d'une expérimentation en utilisant l'environnement MATLAB et l'interface temps réel (RTI blocks) reliée à la carte dSpace 1104.

Dans le premier chapitre on a présenté un état de l'art sur les principaux concepts dans le domaine du contrôle des machines asynchrones. Là où nous avons commencé à parler du contrôle scalaire, puis vectoriel à flux orienté, et nous avons consacré la plus grande partie à

aborder le contrôle direct du couple et des différentes techniques trouvées dans la littérature pour améliorer ses performances. Ensuite, nous avons passé en revue les différentes techniques utilisées pour le contrôle sans capteur de vitesse et de l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Nous étions plus intéressés par le système adaptatif de référence (MRAS) que nous avons utilisée dans cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension, puis nous avons présenté une étude théorique et pratique pour le contrôle direct du couple à l'aide d'un contrôleur conventionnel PI utilisé dans la boucle de vitesse. Les résultats expérimentaux ont indiqué que la commande DTC présente un contrôle dynamique rapide dans les différentes conditions de fonctionnement. Cela n'a pas empêché l'existence du problème principal de cette technique de commande, qui est les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique, en plus de la présence d'un autre problème lié au contrôleur conventionnel PI que nous avons rencontré dans l'étude expérimentale, et nous parlons ici de son instabilité en modifiant les paramètres de la machine en raison du changement thermique, ce qui la rendait difficile à adapter.

Donc le contrôleur PI peut entraîner le système de contrôle à perdre sa stabilité et sa robustesse. Par la suite, le troisième chapitre a présenté une proposition de commande robuste incluant l'injection des lois de commande non linéaire sur la DTC pour remplacer le contrôleur PI. Les stratégies de contrôle que nous avons utilisées sont la stratégie de logique floue et le mode glissant avec une loi d'atteinte exponentielle. La stratégie de logique floue a montré une réponse dynamique élevée et une facilité de réglage et d'ajustement par rapport au contrôleur PI car elle ne contenait pas un intégrateur et n'était pas liée aux paramètres de la machine asynchrone. Mais cette stratégie requière un temps de calcul fastidieux qui nous a obligés à augmenter la valeur du temps d'échantillonnage et a provoqué par conséquent de grandes fluctuations du couple électromagnétique et du flux statorique. Cela a eu donc un impact négatif sur les performances de la technique de commande.

À cet effet, le contrôle par mode glissant a été utilisé comme une autre solution pour offrir un suivi de référence précise et un contrôle robuste. De plus, le contrôleur par mode glissant avec la loi d'atteinte exponentielle a été appliqué dans la boucle de vitesse externe au lieu du contrôleur PI conventionnel pour améliorer la stabilité de la commande et sa robustesse contre les perturbations. En outre, il peut éliminer les oscillations issues de l'utilisation des contrôleurs PI et flous et aussi garder de bonnes performances comme la réponse dynamique rapide et la

simplicité d'adaptation avec un moins effort de calcul. Les résultats expérimentaux obtenus ont permis de soutenir les objectifs de l'algorithme DTC-SMC-ERL proposé.

Le quatrième chapitre a présenté une conception de divers algorithmes sans capteur liés au schéma de commande DTC-SMC-ERL pour l'estimation de la vitesse de rotation et l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Trois structures d'observateurs ont été présentées. Tout d'abord, nous avons utilisé le système adaptatif de référence à base du flux rotorique pour l'estimation de la vitesse rotorique pour la DTC non linéaire. Les résultats expérimentaux ont montré une réponse dynamique rapide est une bonne robustesse, mais avec quelques perturbations dans les courbes de vitesse mesurée et du couple électromagnétique surtout dans les tests à basse vitesse. Pour améliorer les performances de l'estimation et de la commande en générale, nous nous sommes basé sur le même modèle de référence adaptative pour faire une identification en ligne conjointe de la résistance statorique et de la constante de temps rotorique. Bien que les résultats expérimentaux aient montré une amélioration des performances par rapport à la méthode précédente mais avec des petites perturbations à la résistance statorique estimée. Ajouter à cela, nous nous sommes confronté à une grande difficulté pour ajuster trois régulateurs PI en même temps. Pour y remédier, nous avons décidé dans la dernière partie de remplacer les deux régulateurs PI utilisés pour l'identification en ligne des deux paramètres par un seul bloc à base des réseaux de neurones artificiels. Ce système MRAS avancé a pu montrer une simplicité dans l'implémentation et la mise en œuvre pratique. D'autre part les résultats expérimentaux ont montré une très bonne précision dans l'estimation de la vitesse du rotor et une grande stabilité dans l'identification des paramètres à des références de vitesse élevées et faibles avec une bonne réponse dynamique en particulier lors du changement de vitesse.

### **Perspective**

Pour la continuité de la recherche, le travail futur pourrait être orienté vers une vaste zone dans le domaine de contrôle. Parmi nos perspectives on peut citer :

- L'utilisation de réseaux de neurones artificiels pour augmenter la précision de l'estimation de la vitesse de rotation.
- Passer à une autre stratégie de contrôle sophistiquée comme le « Model Prédictive Control » qui peut garantir une grande stabilité du système.

## Conclusion générale

---

- Expansion de l'application de la méthode du mode glissant d'ordre élevé pour la conception des commandes non linéaire.
- Amélioration des stratégies de minimisation des pertes à l'aide d'optimiseurs intelligents tels que les algorithmes génétiques.
- Améliorez la mise en œuvre expérimentale en utilisant la carte FPGA au lieu de la carte dSpace 1104 parce que la FPGA se caractérise par une fréquence d'échantillonnage très élevée.



## Annexe A. Identification expérimentale des paramètres de la machine asynchrone par les essais classiques

Les paramètres nominaux indiqués sur la plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée lors des essais expérimentaux de cette thèse utilisant le couplage étoile sont les suivants :

- Puissance utile nominale : 1kW
- Vitesse de rotation nominale : 2880 tr/min
- Tension du stator nominale : 230 V
- Courant du stator nominal 2.3 A
- Fréquence nominale : 50 Hz

### A.1. Identification des résistances statoriques

Nous avons utilisé la méthode volt-ampérométrique pour déterminer les résistances statorique. Nous avons pris plusieurs mesures de la tension et du courant au niveau d'un seul enroulement statorique comme indiqué dans le tableau suivant :

I (A)	v1v2 (V)	w1w2 (V)	u1u2 (V)	Rv (Ω)	Rw (Ω)	Ru (Ω)
2	12,5	12,8	12,5	6,25	6,4	6,25
1,5	9,2	9,2	9,32	6,133	6,1333	6,2133
0,5	3,65	3,6	3,7	7,3	7,2	7,4
<b>R<sub>moy</sub> (Ω)</b>				<b>6,5611</b>	<b>6,5777</b>	<b>6,6211</b>

Donc, La résistance du stator est obtenue par le calcul de la valeur moyenne des différentes mesures pour les trois phases statorique.

$$R_s = \frac{R_{umoy} + R_{vmoy} + R_{wmoy}}{3} \quad (A.1)$$

En faisant l'application numérique, nous avons trouvé :

$$R_s = 6.58 \Omega$$

## A.2. Essai à vide et séparation des pertes fer et mécaniques

### A.2.1. Essai à vide et calcul des puissances

Dans l'essai à vide lors la machine tourne au voisinage de la vitesse de synchronisme (2880 Tr/min), le circuit équivalent devient :

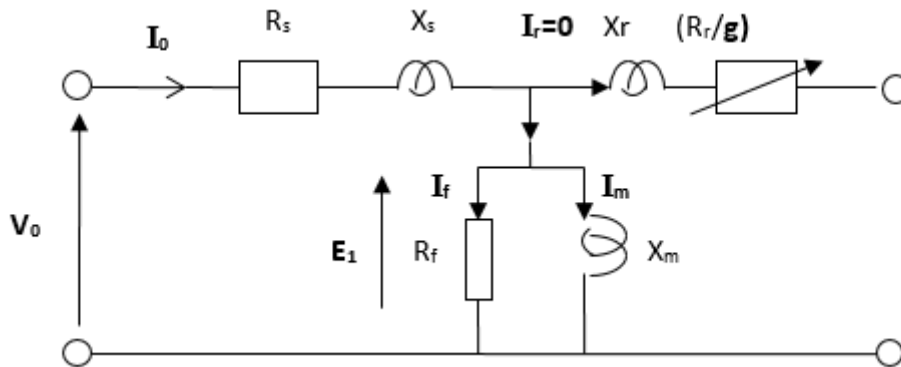


Fig. A. 1: Schéma monphasé équivalent MAS vu côté stator lors de l'essai à vide

Pour trouver les valeurs  $P_0$ ,  $Q_0$  et  $I_{S0}$ , nous avons réalisé le montage suivant où la machine asynchrone est alimentée à la tension nominale, tourne à vide et le rotor est court-circuité :

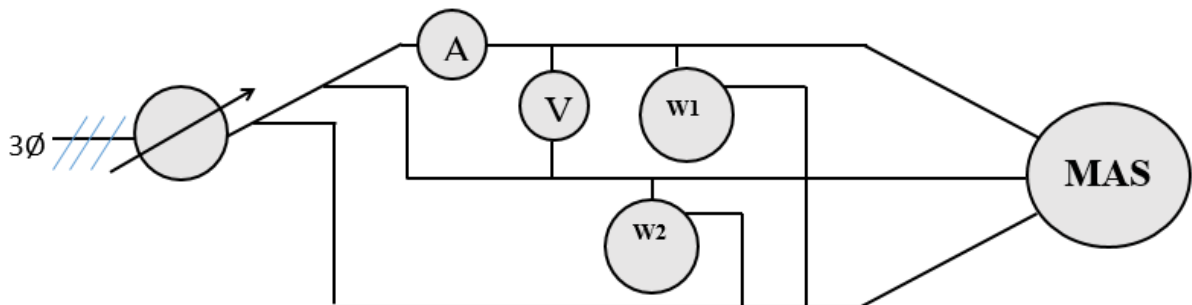


Fig. A. 2: Montage de l'essai à vide

- **La puissance active  $P_0$**  : Nous avons calculé la puissance active  $P_0$  absorbée par le moteur asynchrone à partir des informations des deux wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$P_0 = k(W_1 - W_2) \quad (\text{A.2})$$

Où

$W_1$  Est l'indication du wattmètre 1

$W_2$  Est l'indication du wattmètre 2

$P_0$  Est la puissance absorbée

$k$  Est le calibre des wattmètres

- **La puissance réactive  $Q_0$**  : Pour la puissance réactive  $Q_0$  absorbée par le moteur asynchrone, on a utilisé la relation suivante :

$$Q_0 = k\sqrt{3}(W_1 + W_2) \quad (\text{A.3})$$

Où

$Q_0$  Est la puissance réactive absorbée

D'autre part, au fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance active  $P_0$  qui correspond à la somme des pertes mécaniques, fer et Joules.

$$P_0 = P_{J0} + P_f + P_{mec} \quad (\text{A.4})$$

Donc, nous pouvons déterminer la somme des pertes fer et des pertes mécanique par la relation :

$$P_0 - P_{J0} = P_f + P_{mec} \quad (\text{A.5})$$

Où les pertes joules statoriques sont données par la relation :

$$P_{J0} = R_s I_{S0}^2 \quad (\text{A.6})$$

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau. A. 1: Essais à vide

$u_0$ (V)	$I_{s0}$ (A)	$w_1$ (W)	$w_2$ (W)	$P_0$ (W)	$Q_0$ (W)	$\cos\phi$	$R_f$ ( $\Omega$ )	$\sin\phi$	$X_m$ ( $\Omega$ )	$X_s$ ( $\Omega$ )	$P_{j10}$ (W)	$P_0 - P_{j0}$ (W)	$U_0^2$ (V)
400	1	11	7	80	622,8	0,346	668,2	0,938	246,43	207,6	4,74	75,26	160000
350	0,7	7,5	3,5	80	380,6	0,564	511,6	0,825	350,25	258,9	2,32	77,6	122500
300	0,57	5,5	2	70	259,5	0,7081	429,5	0,706	430,90	266,2	1,54	68,45	90000
250	0,49	4	0,9	62	169,5	0,875	336,8	0,483	610,52	235,3	1,13	60,86	62500

### A.2.2. Séparation des pertes fer et mécanique

Pour déterminer les valeurs des pertes mécaniques et des pertes fer, nous avons utilisé la technique de séparation des pertes. Les pertes mécaniques sont presque constantes tant que la vitesse de rotation ne change pas. D'autre part les pertes fer varient pratiquement avec le carré de la tension appliquée. Pour cela, nous avons tracé la courbe  $P_0 - P_{j0} = f(U_0^2)$ , on obtient la caractéristique de la figure suivante :

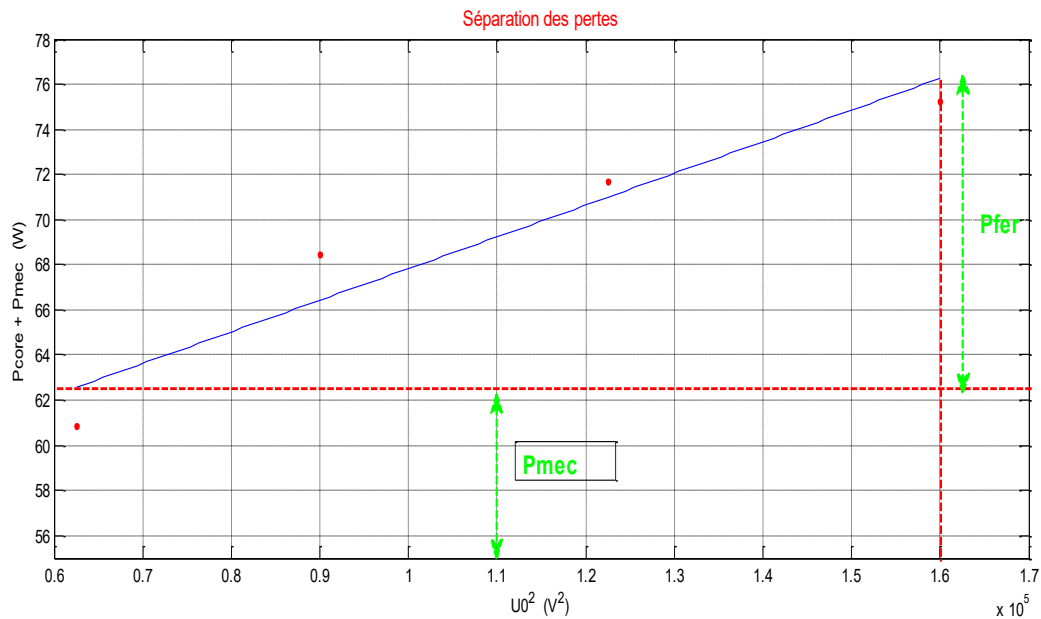


Fig. A. 3: séparation des pertes

À partir du graphe en déduit les pertes mécaniques et fer :

$$P_{mec} = 63.5793 \text{ W}$$

$$P_f = 7.0482 \text{ W}$$

### A.2.3. Détermination des inductances statorique et rotorique

En déduit la réactance statorique à partir de l'équation suivante :

$$X_s = \frac{Q_0}{3 * I_0^2} \tag{A.7}$$

En faisant l'application numérique, nous avons trouvé :

$$X_s = 235.186 \Omega$$

Donc, l'inductance statorique est définie par la relation :

$$L_s = L_r = \frac{X_s}{2\pi * f} \quad (\text{A.8})$$

En faisant l'application numérique, nous avons trouvé :

$$L_s = 0.7490 \text{ H}$$

$$L_r = 0.7490 \text{ H}$$

### A.3. Essai à rotor bloqué

Nous avons réalisé le même montage que l'essai précédent et nous avons bloqué le rotor de la machine asynchrone. Le montage présenté sur la figure suivante de l'essai à rotor bloqué est effectué à tension réduite pour ne pas endommager le moteur et permet d'obtenir le courant nominal de la machine. Dans cet essai, comme la vitesse de rotation est nulle, le glissement a la valeur de 1 ( $g=1$ ) et les pertes mécaniques sont nulles ( $P_{mec}=0$ ).

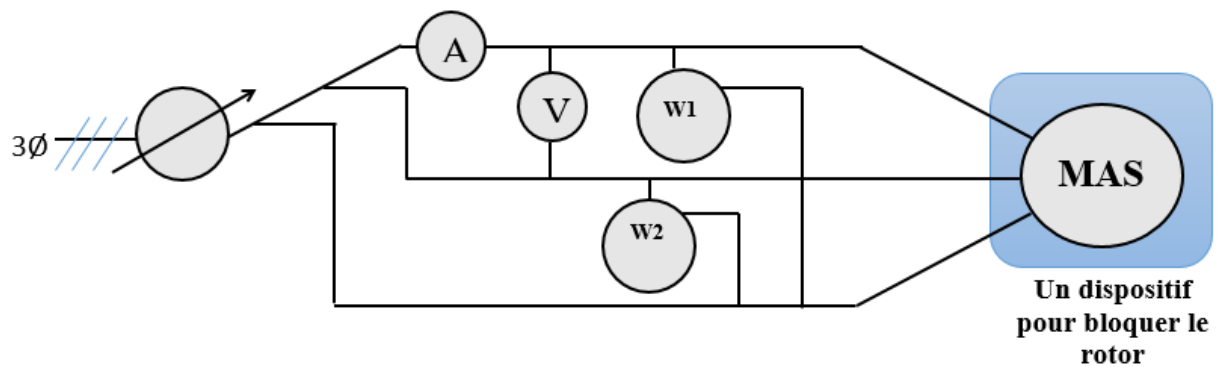


Fig. A. 4: Montage de l'essai à rotor bloqué

Pour obtenir la puissance active et réactive, nous avons utilisé la même méthode (volt-ampérométrie) et les mêmes formules de calcul. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau. A. 2: Essais à rotor bloqué

Uc (V)	Ic (A)	w1 (W)	w2 (W)	Pc (W)	Qc (W)	cosφ	sinφ	Zeq (Ω)	Xeq (Ω)	Req (Ω)
89	2,4	76	10	215	285,45	0,58	0,81	21,0	17,14	12,24
75	2	54	8	155	198,95	0,59	0,80	21,3	17,09	12,71

57	1,5	30	4	85	112,45	0,57	0,81	21,5	17,67	12,39
----	-----	----	---	----	--------	------	------	------	-------	-------

À partir de cet essai on peut déduire l'inductance de fuite et aussi l'inductance mutuelle à partir des relations suivantes :

$$X_s = X_m + x_s \quad (\text{A.9})$$

Avec :

$x_s$  : Réactance de fuite au stator

$$x_s = \frac{x_{eq}}{2} \quad (\text{A.10})$$

Avec :

$$X_m = X_s - x_s \quad (\text{A.11})$$

Pour calculer l'inductance mutuelle, nous avons utilisé la relation suivante :

$$M = \frac{X_m}{2 * \pi * f} \quad (\text{A.11})$$

En faisant l'application numérique, nous avons trouvé :

$$x_s = 8.65 \Omega$$

$$X_m = 226.536 \Omega$$

$$M = 0.7209 \text{ H}$$

Le calcul de la résistance du rotor dépend de la relation :

$$R_r = R_{eq} - R_s \quad (\text{A.12})$$

En faisant l'application numérique, nous avons trouvé :

$$R_r = 5.81 \Omega$$

### **A.3.1 Détermination des paramètres mécaniques**

#### **A.3.1.1 Le moment d'inertie**

Nous avons pu calculer le moment d'inertie ( $J$ ) de la machine asynchrone à l'aide du test de ralentissement. Nous avons donc alimenté la machine asynchrone par sa tension nominale, puis nous avons coupé l'alimentation électrique et enregistré le décroissement de la vitesse de la rotation à l'aide de la carte dSPACE. La courbe correspondante et représentée sur la figure suivante :

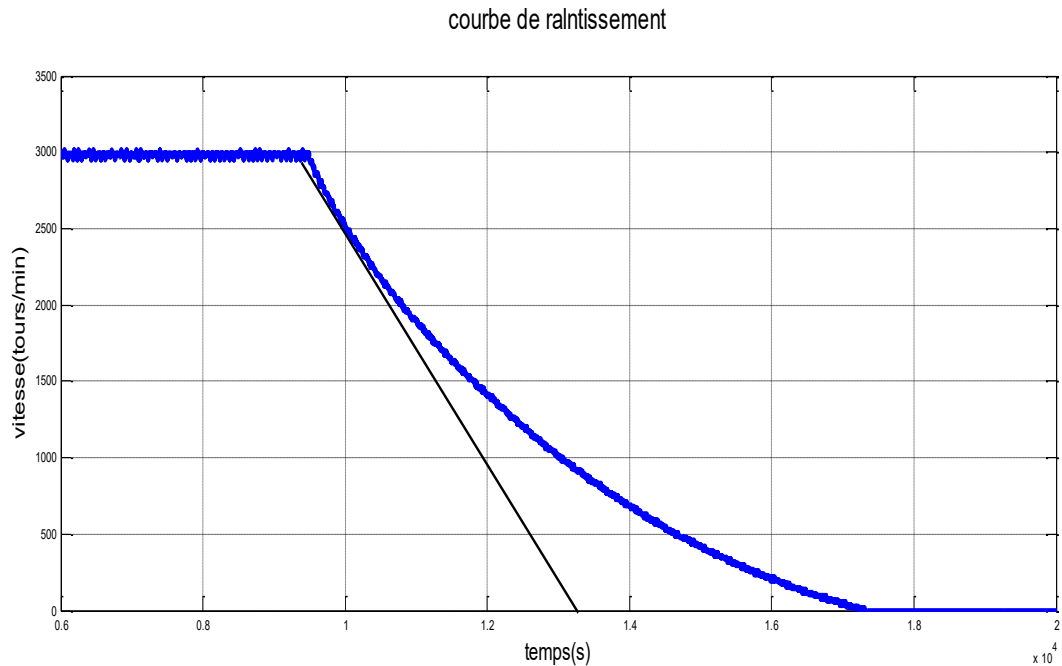


Fig. A. 5: Test de ralentissement

Le moment d'inertie ( $J$ ) de la machine asynchrone peut être calculé par la relation :

$$J = \frac{P_{mec}}{\omega n \left( \frac{d\omega}{dt} \right)} \quad (A.13)$$

Où

$$\frac{d\omega}{dt} \approx 2\pi \frac{\Delta\Omega}{\Delta t} \frac{1}{60} \quad (A.14)$$

Et

$$\omega n \approx 2\pi \frac{\Omega_n}{60} \quad (A.15)$$

Et puisque nous possédons la valeur des pertes mécaniques déjà déterminée précédemment dont la valeur est de 63.5793 W, et comme nous avons également les valeurs :

$$\Delta\Omega = \Omega = 2990 \text{ tr/min}$$

$$\Delta t = 3.071 \text{ s}$$

Donc, par application numérique nous avons trouvé :

$$J= 0.00207 \text{ kg.m}^2$$

### **A.3.1.2. Le coefficient de frottement visqueux**

Nous avons calculé le coefficient de frottements visqueux ( $f_v$ ) ce fait en utilisant la relation suivante :

$$T_e = f_v \omega_n \tag{A.16}$$

Pour une vitesse de 2990 tr/min, on mesure un couple de 0.054 N.m ce qui donne :

$$f_v= 0.000173 \text{ N.m/(rad/s)}$$

### **A.4. Résultats des paramètres identifiés**

Les paramètres identifiés sont indiqués dans le tableau suivant :

Tableau. A. 3: Paramètres identifié

<b>paramètre</b>	<b>valeur</b>
<b>Résistance du stator</b>	6.58 $\Omega$
<b>Résistance du rotor</b>	5.81 $\Omega$
<b>Inductance du stator</b>	0.7490 H
<b>Inductance du rotor</b>	0.7490 H
<b>Inductance mutuel</b>	0.7209 H
<b>moment d'inertie</b>	0.00207kg.m <sup>2</sup>
<b>Coefficient du frottement visqueux</b>	0.000173N.m/(rad/s)



## Annexe B : résultats pour d'autres consignes de la vitesse

### B.1. La commande DTC classique

- A vide

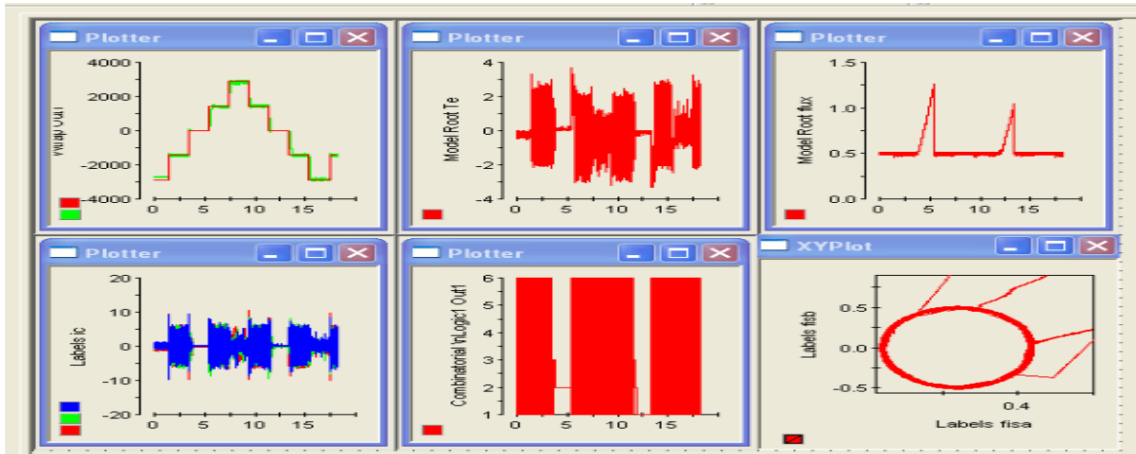


Fig. B. 1: performances de la commande DTC à vide

- En charge

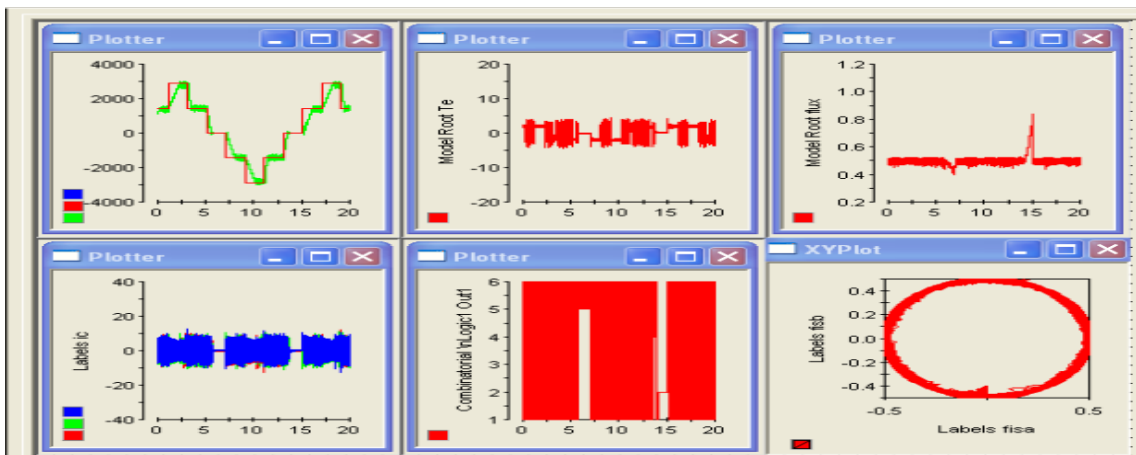


Fig. B. 2: performances de la commande DTC en charge.

### B.2. La commande DTC-FLC

- A vide

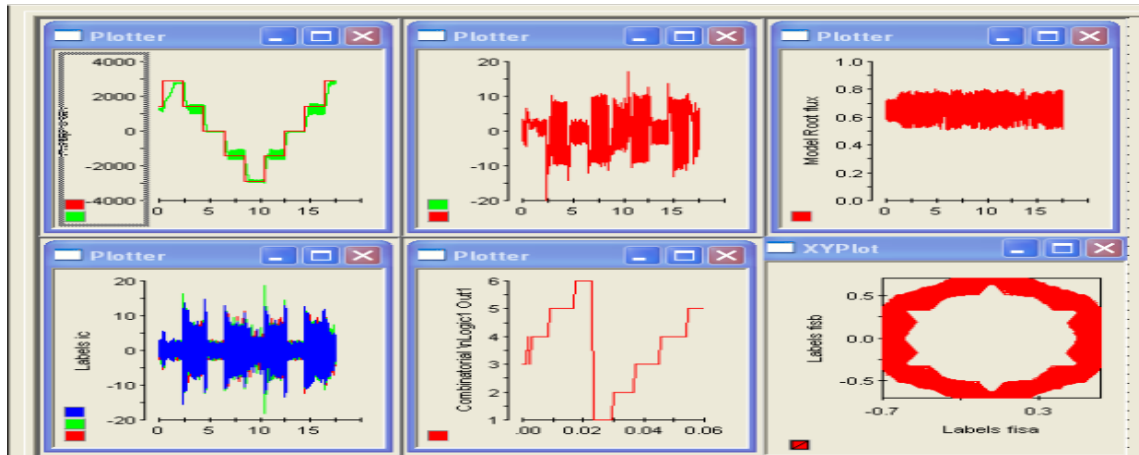


Fig. B. 3: performances de la commande DTC-FLC à vide

- En charge

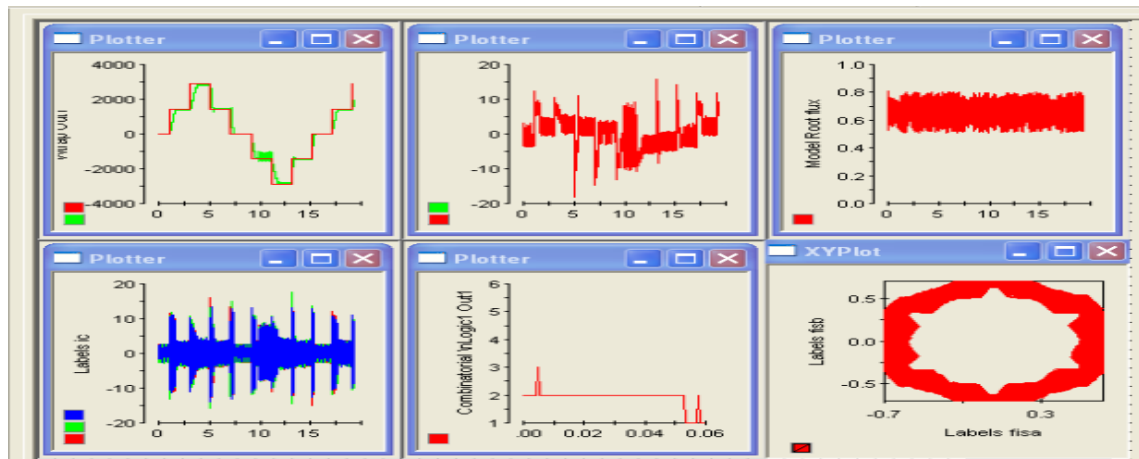


Fig. B. 4: performances de la commande DTC-FLC en charge

### B.3. La commande DTC-SMC-ERL

- A vide

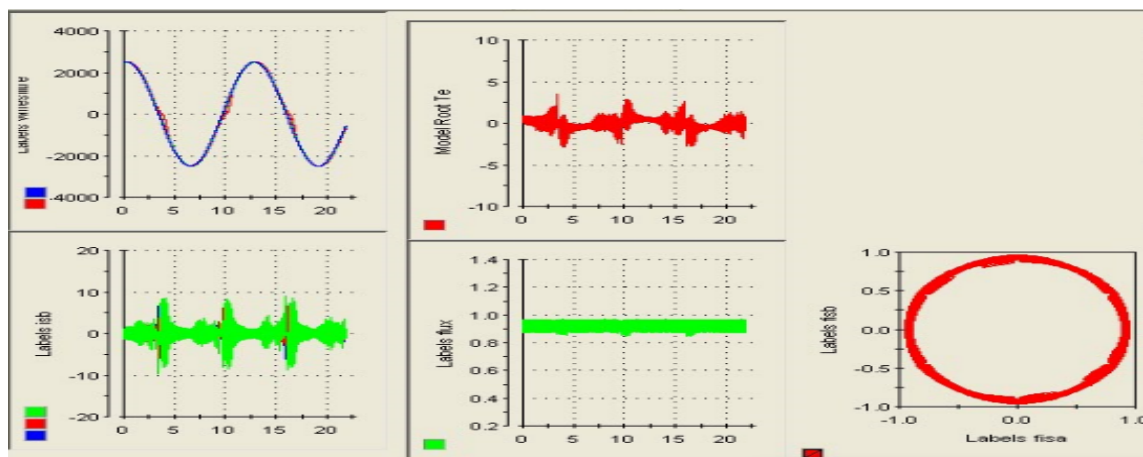


Fig. B. 5 performances de la commande DTC-SMC-ERL à vide

- En charge

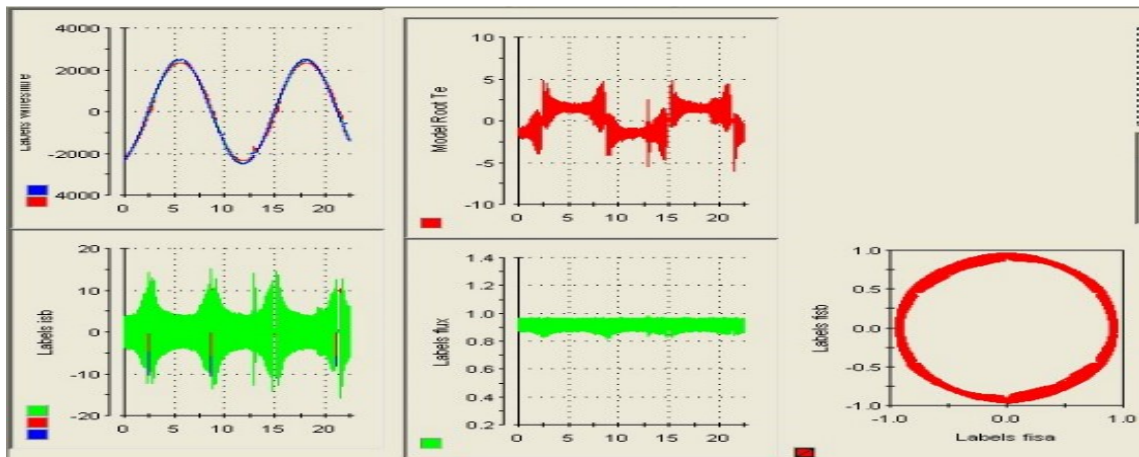


Fig. B. 6: performances de la commande DTC-SMC-ERL en charge

### B.4. Commande DTC-SMC-ERL à base du MRAS

#### B.4.1. à grande vitesse

- A vide

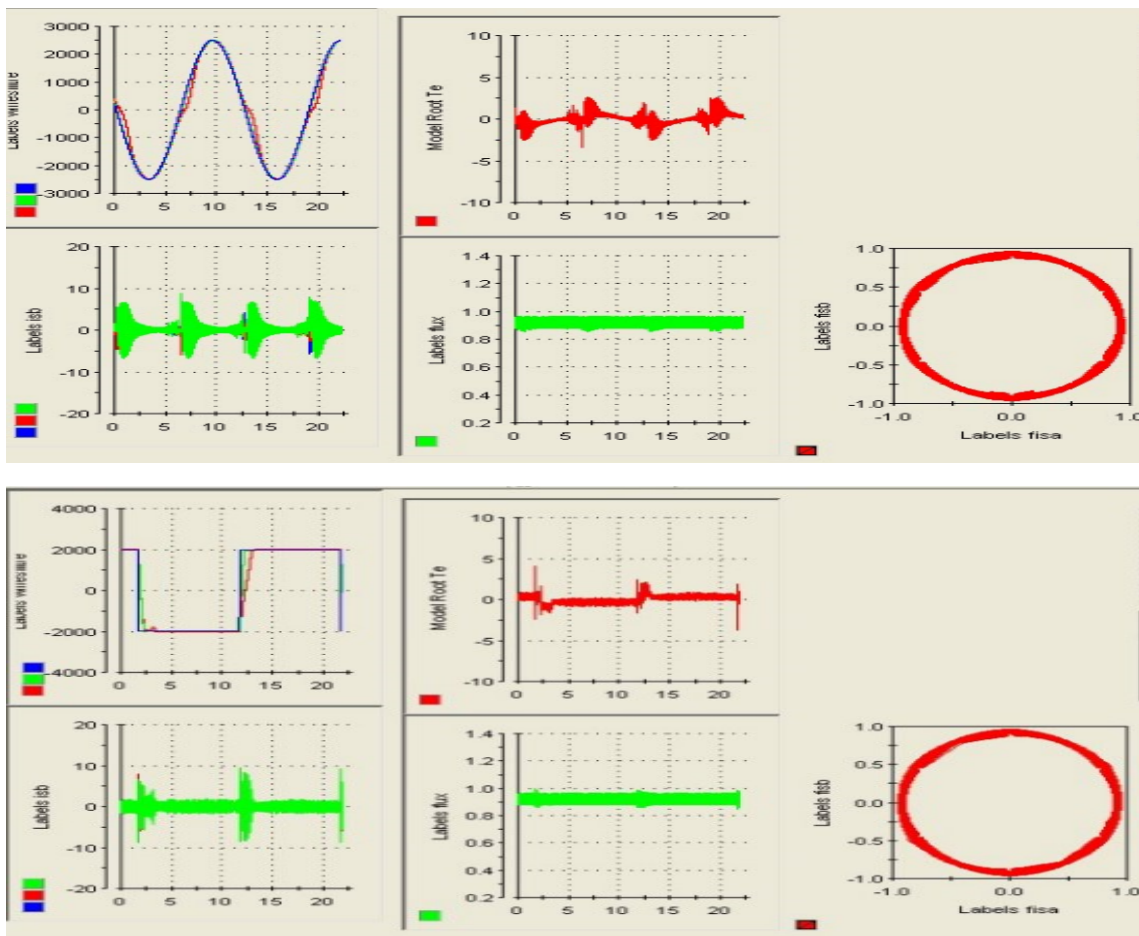


Fig. B. 7: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS à vide.

- En charge

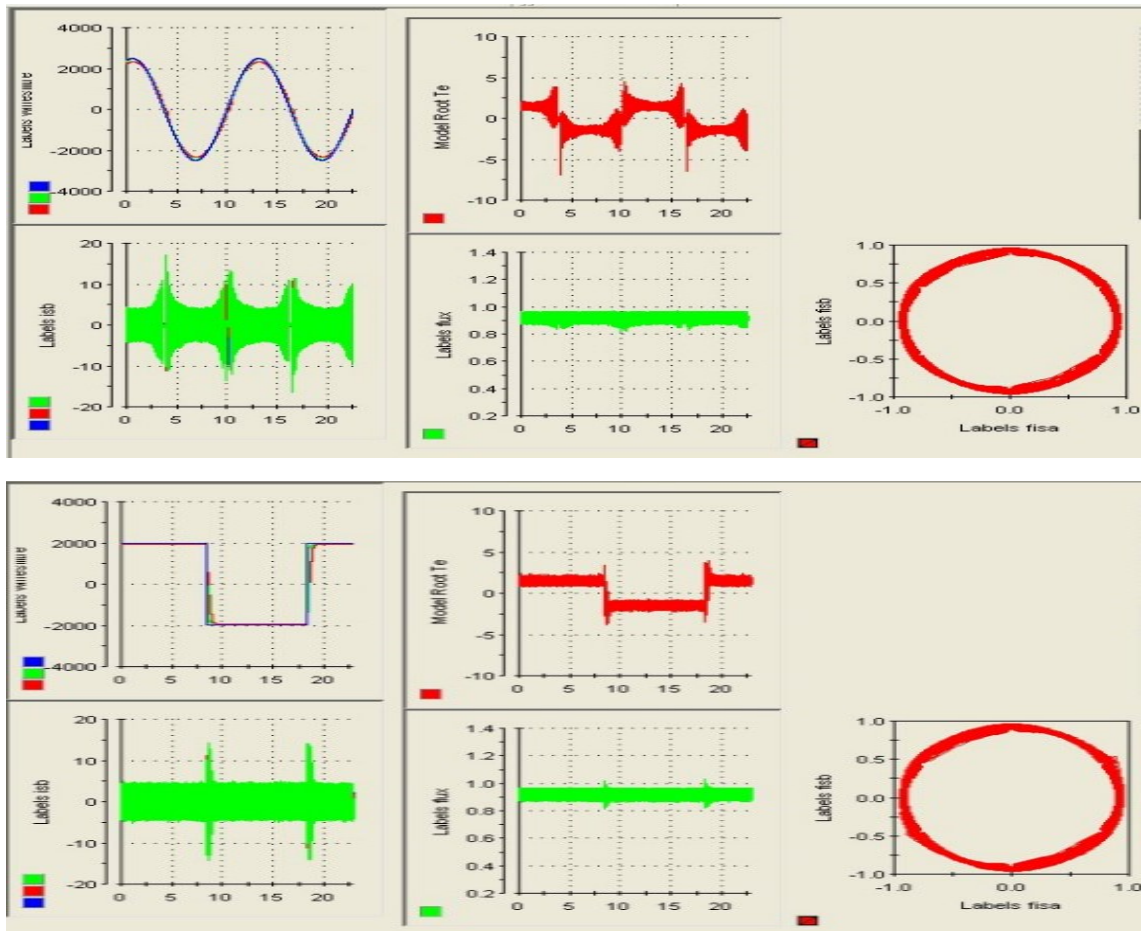
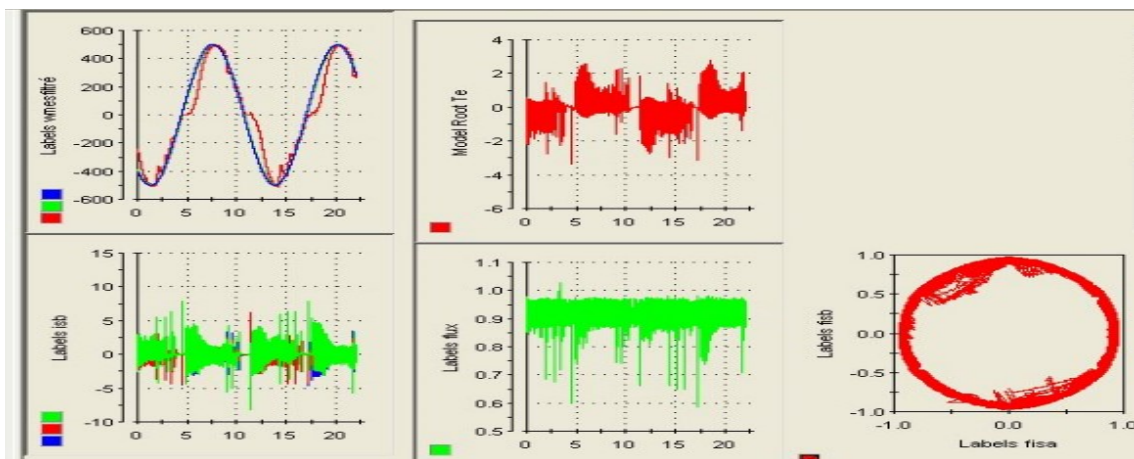


Fig. B. 8: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS en charge.

#### B.4.2. à petite vitesse

- A vide





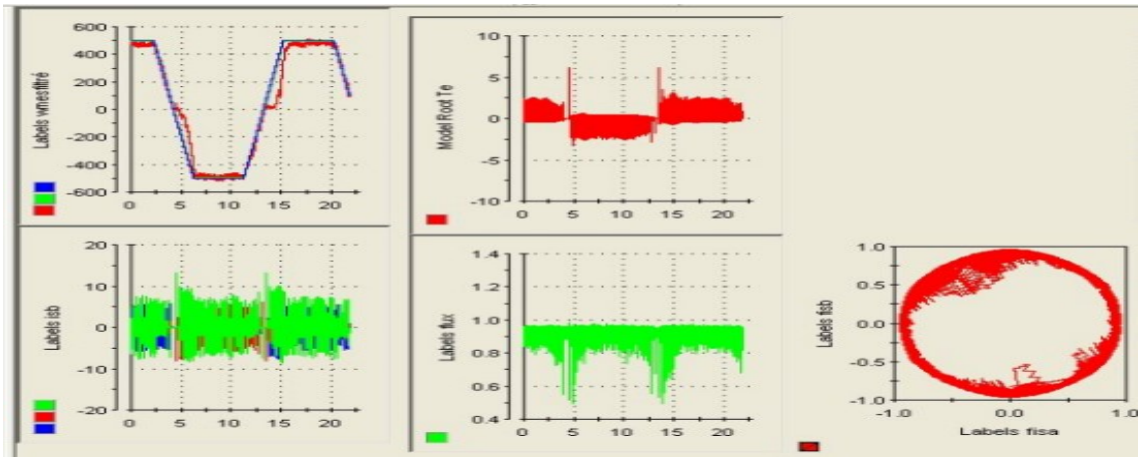


Fig. B. 9: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS à vide à petite vitesse.

- **En charge**

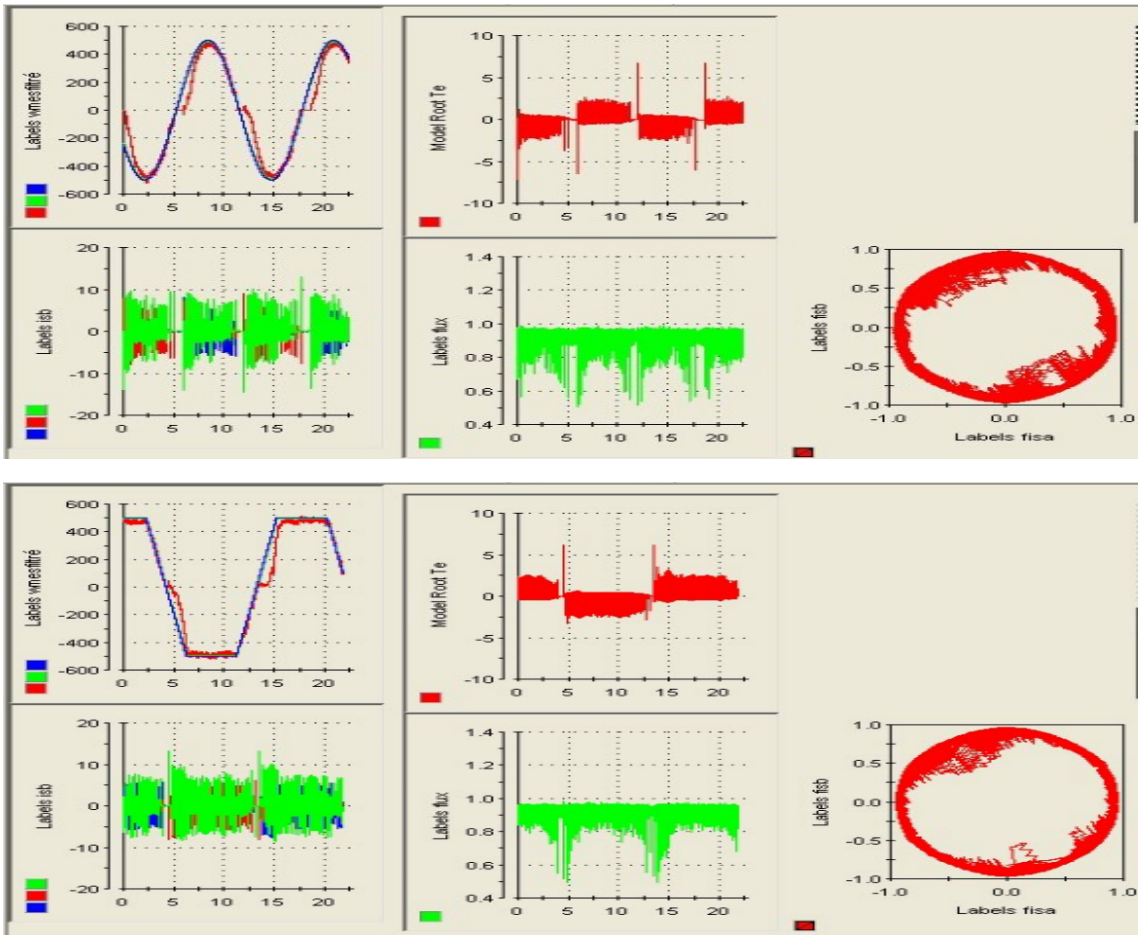


Fig. B. 10: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS en charge à petite vitesse

## B.5. Commande DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres

### B.5.1. à grande vitesse

- **A vide**

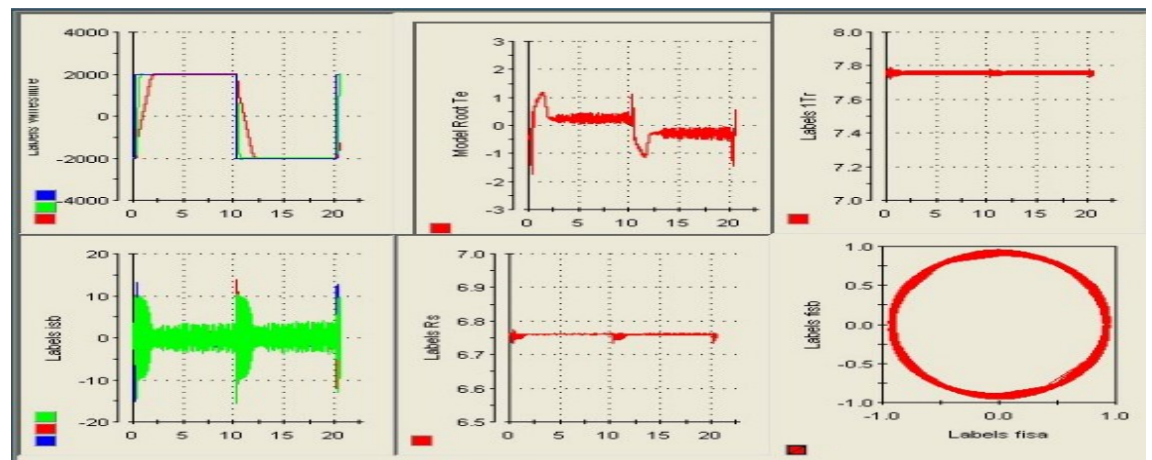
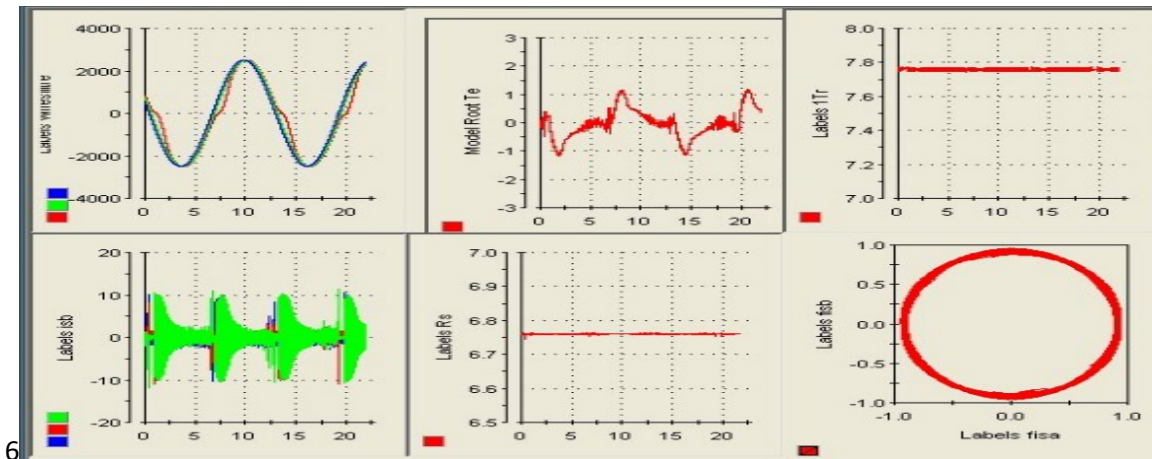
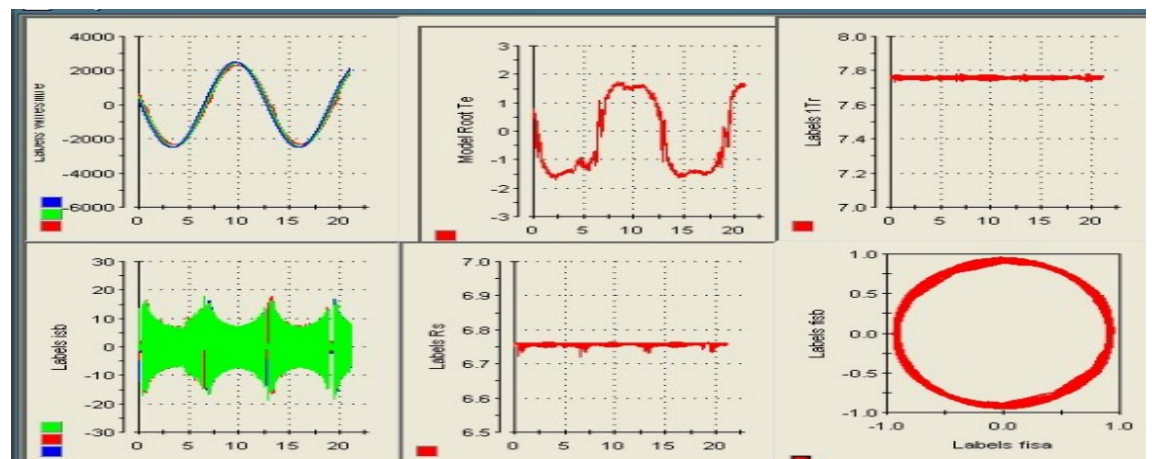


Fig. B. 11: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres à vide

- **En charge**



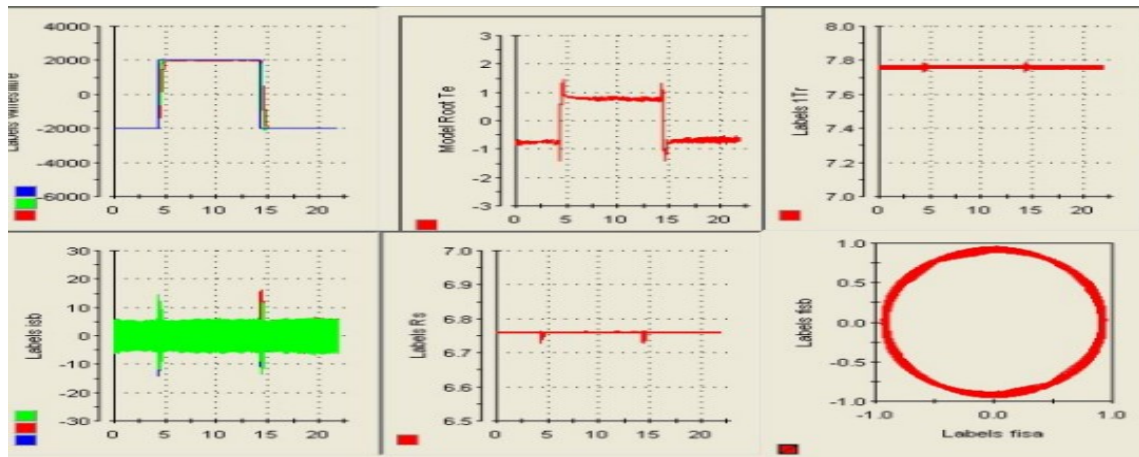


Fig. B. 12: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres en charge.

### B.5.2. à petite vitesse

- A vide

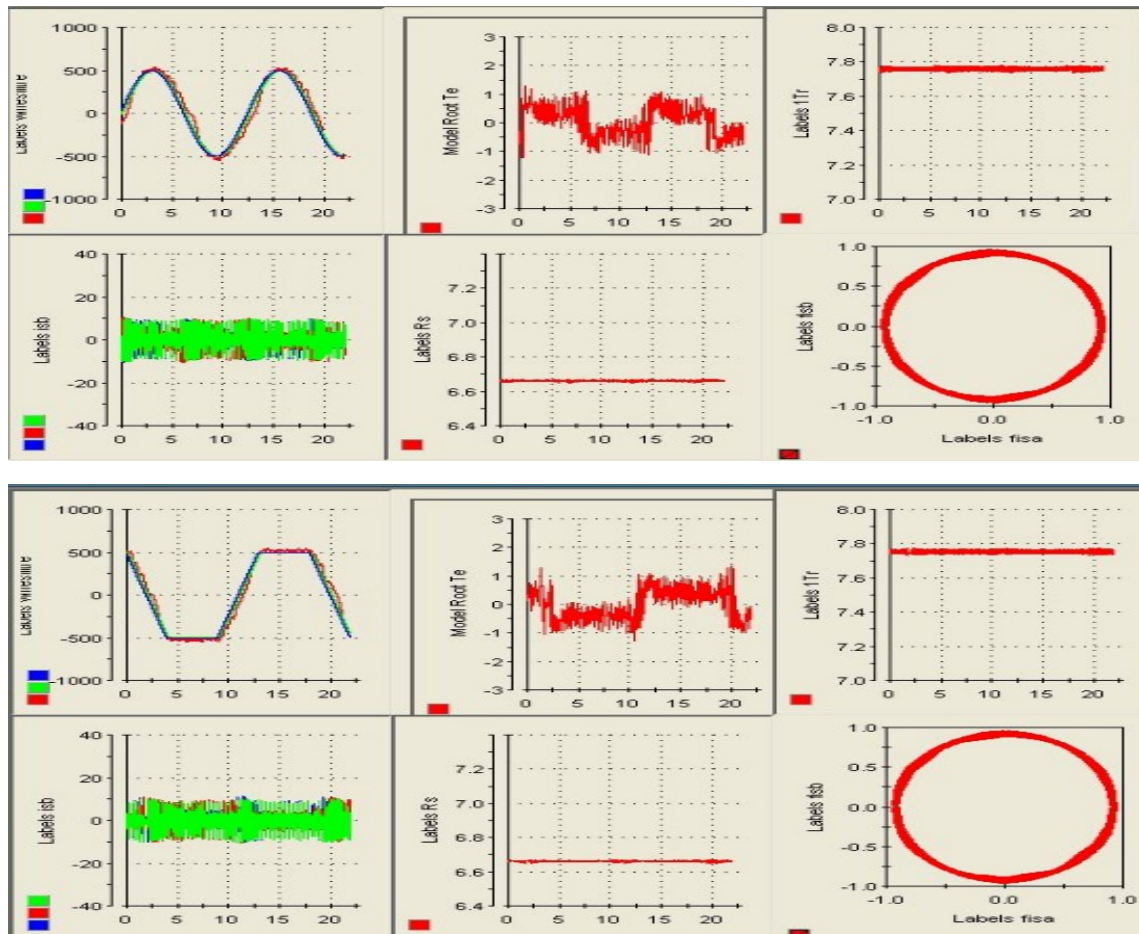


Fig. B. 13: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres à vide à petite vitesse

- En charge



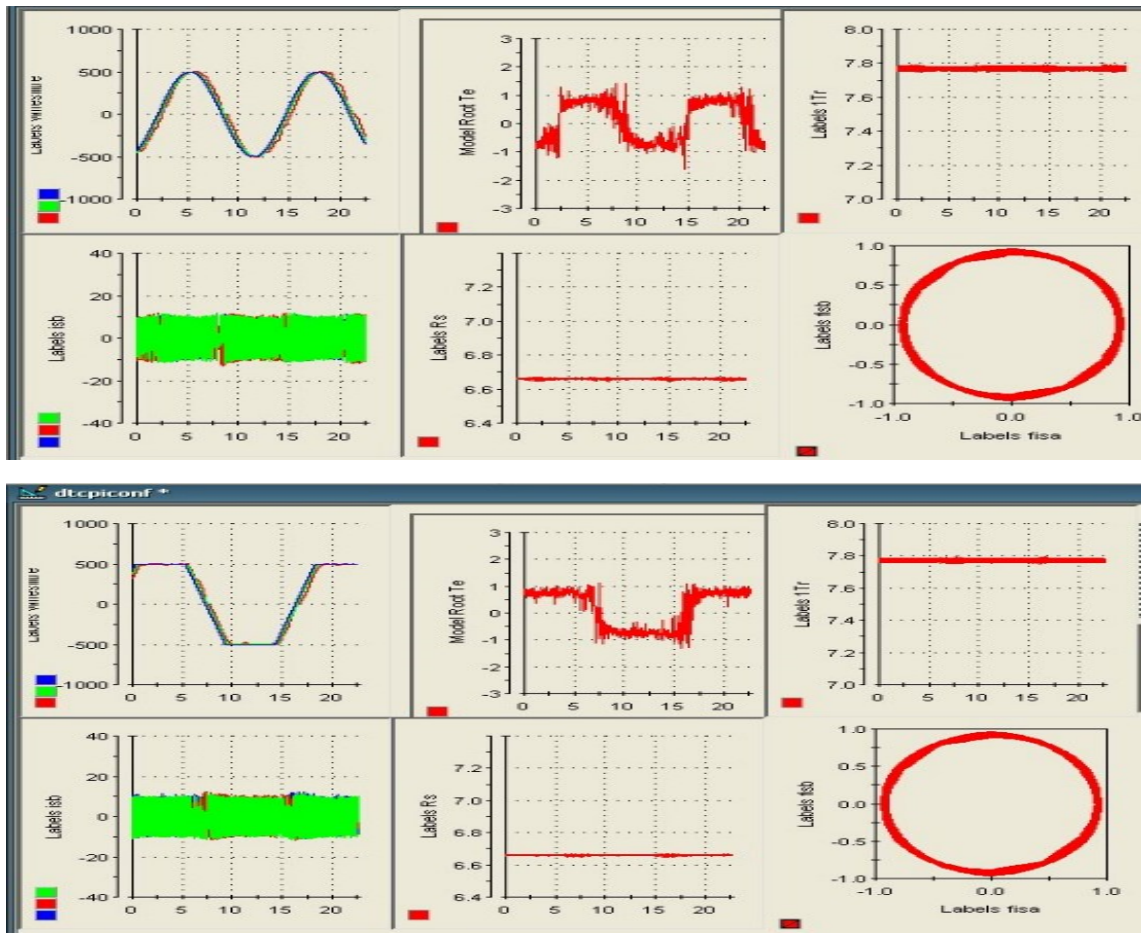


Fig. B. 14: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS avec l'estimation des paramètres en charge à petite vitesse

## B.6. Commande DTC-SMC-ERL à base du MRAS-ANN

### B.6.1. à grande vitesse

- A vide

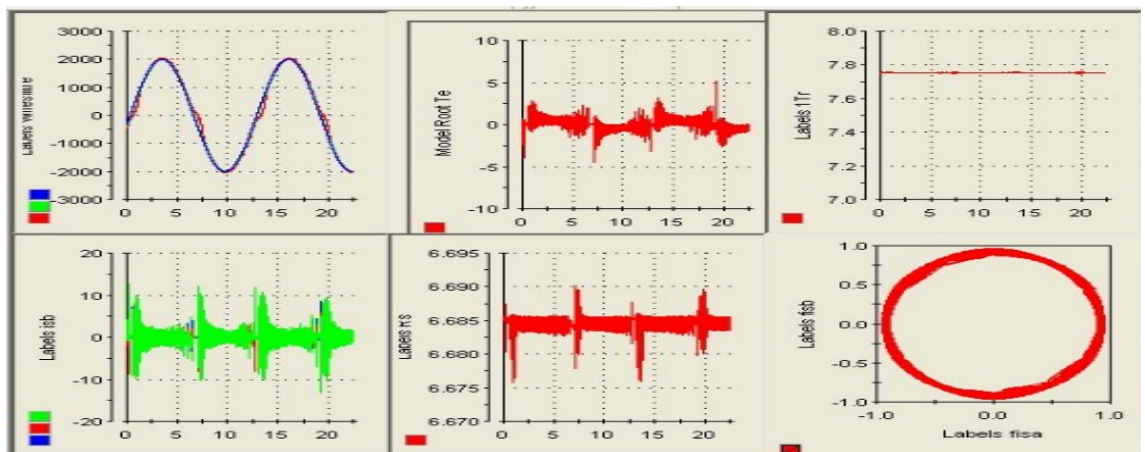


Fig. B. 15: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN à vide.

- En charge



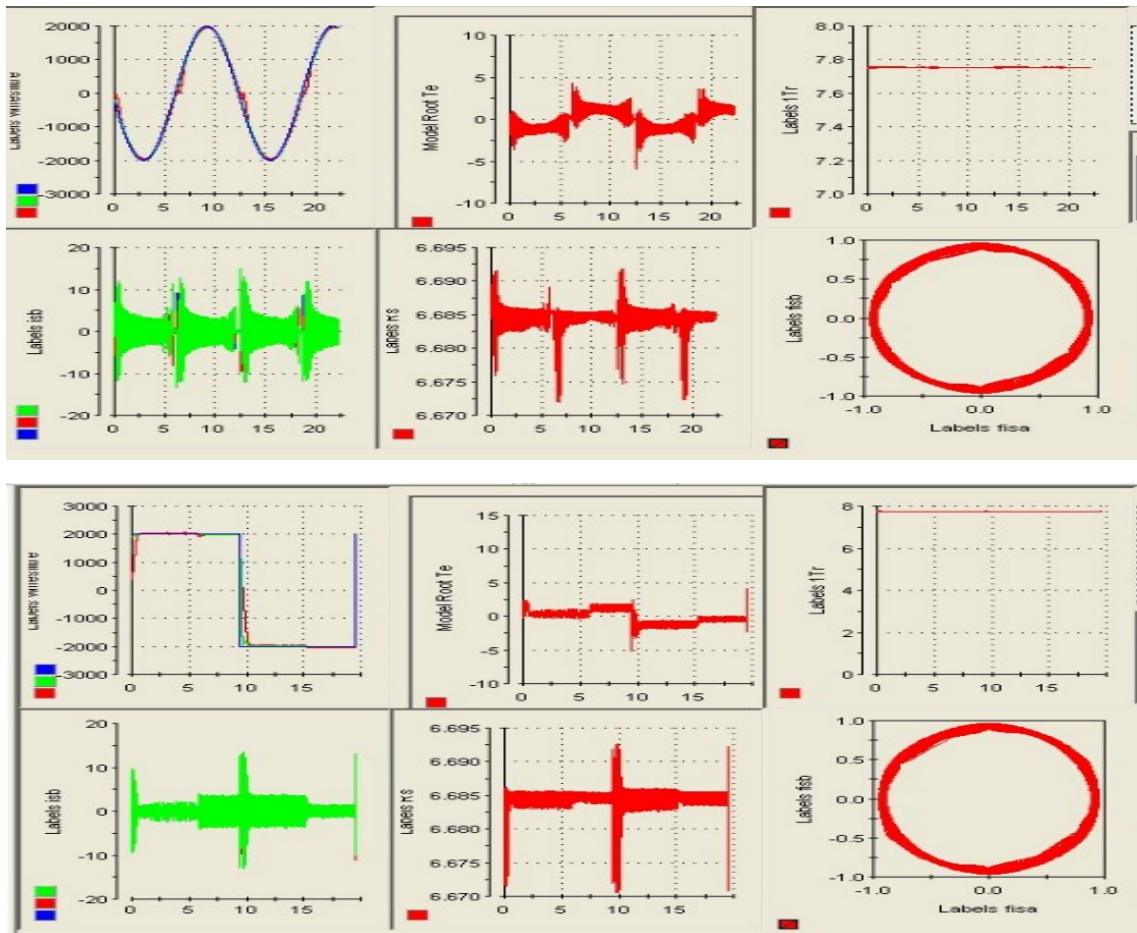
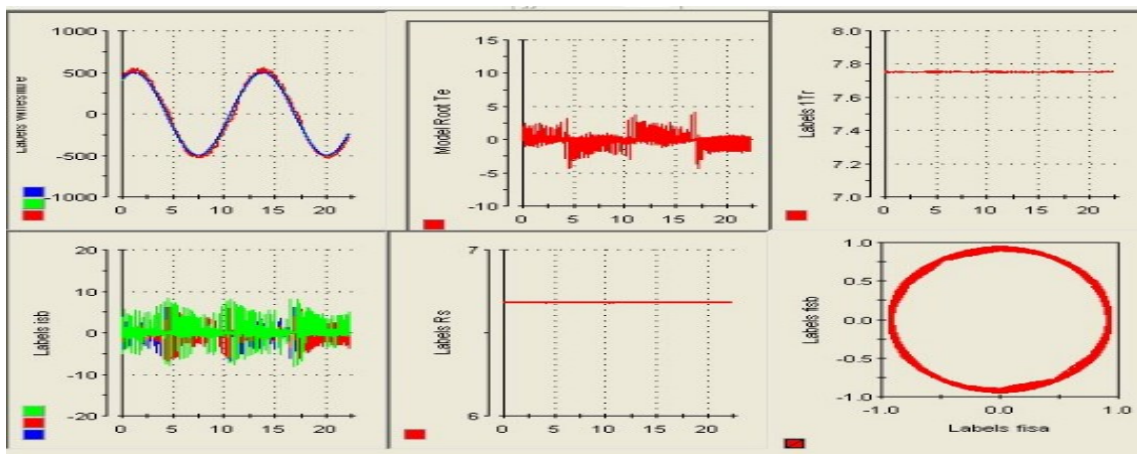


Fig. B. 16: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN en charge.

### B.6.2. à petite vitesse

- A vide



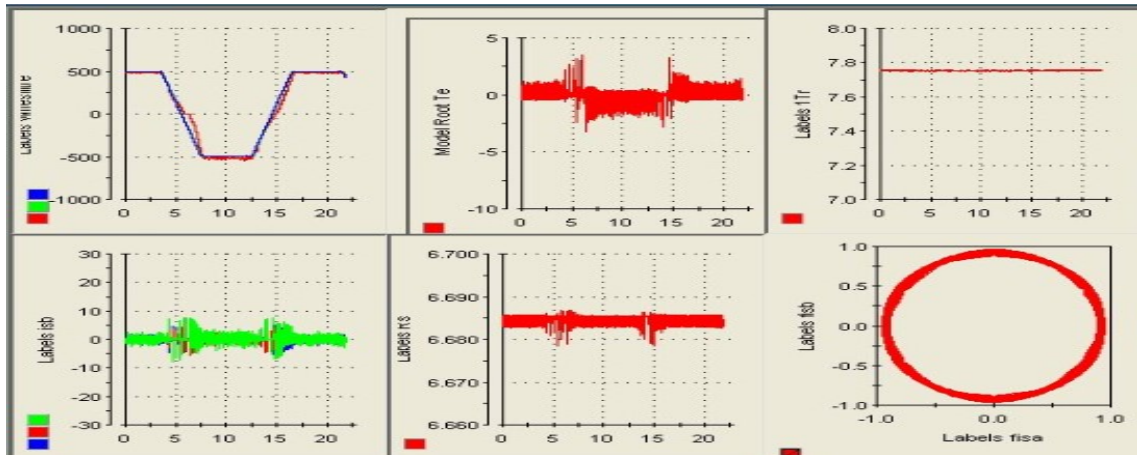


Fig. B. 17: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN à vide à petite vitesse.

- **En charge**

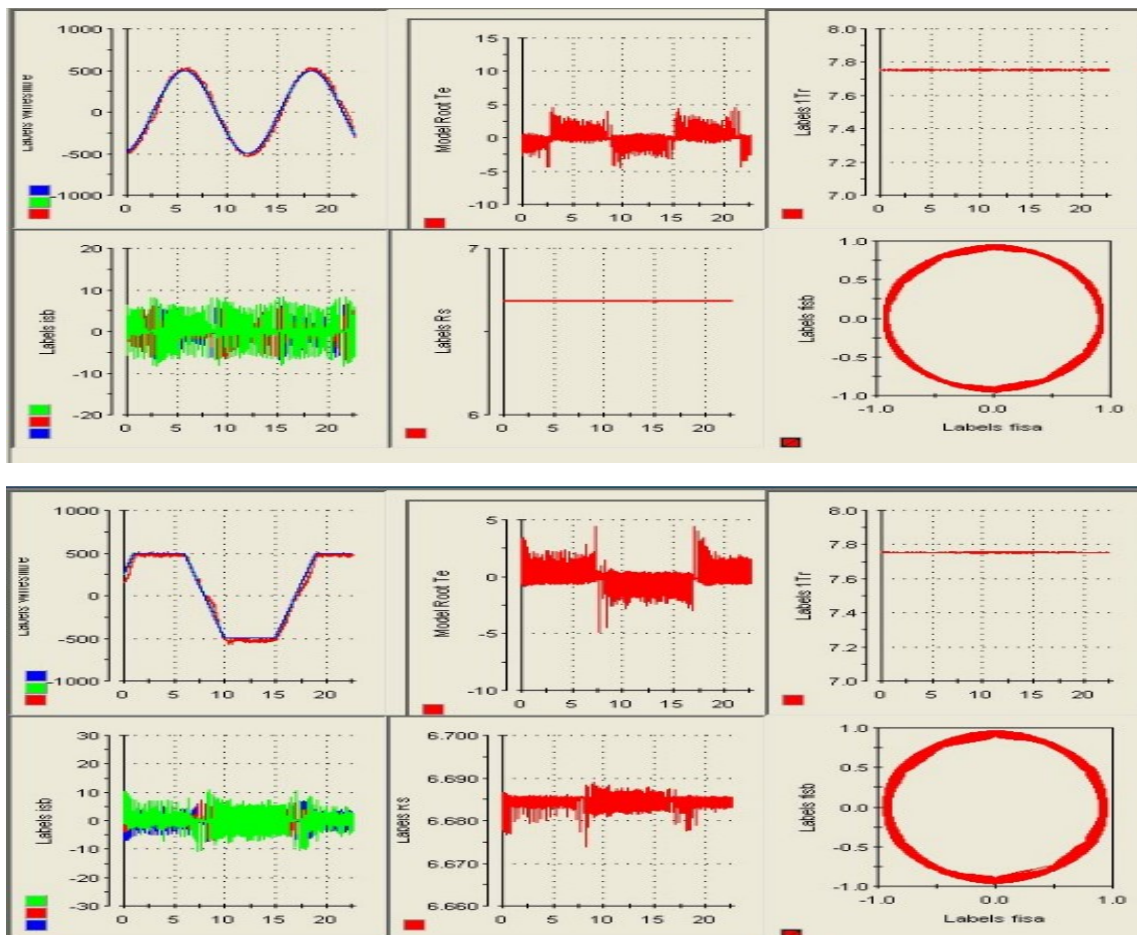


Fig. B. 18: performances de la DTC-SMC-ERL à base du MRAS –ANN en charge à petite vitesse

## Référence bibliographique

- [**Alsofyani2012**] ALSOFYANI, Ibrahim M., IDRIS, Nik Rumzi Nik, SUTIKNO, Tole, *et al.* An optimized Extended Kalman Filter for speed sensorless direct torque control of an induction motor. In : *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*. IEEE, 2012. p. 319-324.
- [**Ammar2017**] AMMAR, Abdelkarim, BOUREK, Amor, et BENAKCHA, Abdelhamid. Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control. *ISA transactions*, 2017, vol. 67, p. 428-442.
- [**Ammar2019**] AMMAR, Abdelkarim. Performance improvement of direct torque control for induction motor drive via fuzzy logic-feedback linearization. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2019.
- [**Ammar2020**] AMMAR, Abdelkarim, KHELDOUN, Aissa, METIDJI, Brahim, *et al.* Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive. *ISA transactions*, 2020, vol. 98, p. 382-392.
- [**Azza2014**] AZZA, Hechmi Ben, ZAIDI, Nouredhafer, JEMLI, Mohamed, *et al.* Development and experimental evaluation of a sensorless speed control of SPIM using adaptive sliding mode-MRAS strategy. *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2014, vol. 2, no 2, p. 319-328.
- [**Barut2003**] BARUT, Murat, GOKASAN, Metin, et BOGOSYAN, O. S. EKF based speed sensorless direct torque control system for IMs. In : *Proc. of International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO'2003) Annual Meeting*. 2003. p. 319-323.
- [**Barut2007**] BARUT, Murat, BOGOSYAN, Seta, et GOKASAN, Metin. Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs. *Energy Conversion and Management*, 2007, vol. 48, no 12, p. 3120-3134.
- [**Barut2008**] BARUT, Murat, BOGOSYAN, Seta, et GOKASAN, Metin. Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no 2, p. 620-632.
- [**Barut2011**] BARUT, Murat, DEMIR, Ridvan, ZERDALI, Emrah, *et al.* Real-time implementation of bi input-extended Kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 59, no 11, p. 4197-4206.
- [**Belhadj2001**] BELHADJ, Jamel. *Commande directe en couple d'une machine asynchrone: structures d'observations: application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs*. 2001. Thèse de doctorat. Toulouse, INPT.
- [**ben-brahim1999**] BEN-BRAHIM, Lazhar, TADAKUMA, Susumu, et AKDAG, Alper. Speed control of induction motor without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1999, vol. 35, no 4, p. 844-850.

- [Bensalem2009] BENSALEM, Yemna et ABDELKRIM, Mohamed Naceur. A sensorless neural model reference adaptive control for induction motor drives. In : *2009 3rd International Conference on Signals, Circuits and Systems (SCS)*. IEEE, 2009. p. 1-6.
- [Bocker2007] BOCKER, Joachim et MATHAPATI, Shashidhar. State of the art of induction motor control. In : *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. IEEE, 2007. p. 1459-1464.
- [Bojoi2012] BOJOI, I. R., ARMANDO, E., PELLEGRINO, G., *et al.* Self-commissioning of inverter nonlinear effects in AC drives. In : *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. IEEE, 2012. p. 213-218.
- [Brando2015] BRANDO, Gianluca, DANNIER, Adolfo, DEL PIZZO, Andrea, *et al.* Generalised look-up table concept for direct torque control in induction drives with multilevel inverters. *IET Electric Power Applications*, 2015, vol. 9, no 8, p. 556-567.
- [Brayan1997] BRYAN, Luis A. et BRYAN, Eric A. *Programmable controllers: theory and implementation*. Industrial Text Company, 1997.
- [Buja2004] Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 51, pp. 744-757, 2004.
- [Buyamin2007] BUYAMIN, S. et FINCH, J. W. Comparative study on optimising the EKF for speed estimation of an induction motor using simulated annealing and genetic algorithm. In : *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. IEEE, 2007. p. 1689-1694.
- [Campbell2002] CAMPBELL, J. et SUMNER, M. Practical sensorless induction motor drive employing an artificial neural network for online parameter adaptation. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 2002, vol. 149, no 4, p. 255-260.
- [Caron 1995] CARON, Jean-Pierre et HAUTIER, Jean-Paul. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Paris : éditions Technip, 1995.
- [Casadei2002] CASADEI, Domenico, PROFUMO, Francesco, SERRA, Giovanni, *et al.* FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE transactions on Power Electronics*, 2002, vol. 17, no 5, p. 779-787.
- [Chao2000] CHAO, Kuei-Hsiang et LIAW, Chang-Ming. Speed sensorless control performance improvement of induction motor drive using uncertainty cancellation. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 2000, vol. 147, no 4, p. 251-262.
- [Chen2005] CHEN, Lin, FANG, Kang-Ling, et HU, Zi-Fan. A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine. In : *2005 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. IEEE, 2005. p. 803-807.
- [Cirrincione2007] CIRRINCIONE, Maurizio, PUCCI, Marcello, CIRRINCIONE, Giansalvo, *et al.* Sensorless control of induction machines by a new neural algorithm: The TLS EXIN neuron. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, no 1, p. 127-149.
- [Cirrincione2010] CIRRINCIONE, Maurizio, PUCCI, Marcello, SFERLAZZA, Antonino, *et al.* Neural based MRAS sensorless techniques for high performance linear induction motor



drives. In : *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2010. p. 918-926.

**[Comanescu2006]** COMANESCU, Mihai et XU, Longya. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, no 1, p. 146-153.

**[comanescu2008]** COMANESCU, Mihai et BATZEL, Todd. A novel speed estimator for induction motor based on Integral Sliding Mode current control. In : *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. IEEE, 2008. p. 1-6.

**[Corrales2012]** CARINO-CORRALES, Jesus A., OSUNA-PAEZ, Omar J., VILLALPANDO-OSUNA, Jesus, *et al.* Novel methodology for improving performance of sensorless speed observers in induction motors at variable load conditions. In : *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2012. p. 5126-5131.

**[Danan2011]** DANAN, Sun, WENLI, Lin, LIJUN, Diao, *et al.* Speed sensorless induction motor drive based on EKF and G-1 model. In : *2011 International Conference on Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring*. IEEE, 2011. p. 290-294.

**[Daniel2013]** DANIEL, Graupe. *Principles of artificial neural networks*. World Scientific, 2013.

**[Davari2012]** DAVARI, Seyed Alireza, KHABURI, Davood Arab, WANG, Fengxiang, *et al.* Robust sliding mode voltage model observer for sensorless PTC of induction motors. In : *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*. IEEE, 2012. p. 32-37.

**[Depenbrock1988]** DEPENBROCK, M. Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines 'IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 1988.

**[Derdiyok2005]** DERDIYOK, Adnan. Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no 4, p. 1170-1176.

**[Diab2013]** DIAB, Ahmed A. Zaki, KOTIN, Denis A., et PANKRATOV, Vladimir V. Speed control of sensorless induction motor drive based on model predictive control. In : *2013 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. IEEE, 2013. p. 269-274.

**[Diab2017]** DIAB, Ahmed A. Zaki. Novel robust simultaneous estimation of stator and rotor resistances and rotor speed to improve induction motor efficiency. *International Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 8, no 4, p. 267-287.

**[Dybkowski2008]** DYBKOWSKI, Mateusz et ORLOWSKA-KOWALSKA, Teresa. Application of the stator current-based MRAS speed estimator in the sensorless induction motor drive. In : *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, 2008. p. 2306-2311.

**[Dybkowski2008a]** DYBKOWSKI, Mateusz et ORLOWSKA-KOWALSKA, Teresa. Low-speed performance of the stator current-based MRAS estimator with FL controller in the

sensorless induction motor drive. In : *2008 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*. IEEE, 2008. p. 75-80.

**[Escalante2002]** ESCALANTE, Miguel F., VANNIER, J.-C., et ARZANDÉ, Amir. Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, vol. 49, no 4, p. 809-815.

**[Escobar2003]** ESCOBAR, Gerardo, STANKOVIC, Alex M., GALVAN, Eduardo, *et al.* A family of switching control strategies for the reduction of torque ripple in DTC. *IEEE transactions on control systems technology*, 2003, vol. 11, no 6, p. 933-939.

**[Faqir2003]** FAQIR, Abdelkoudouss, BETIN, Franck, ALAOUI, L. Chrifi, *et al.* Varying sliding surface control of an induction machine drive. In : *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2003. CCA 2003*. IEEE, 2003. p. 93-98.

**[Finch1998]** HAND, Louis N. et FINCH, Janet D. *Analytical mechanics*. Cambridge University Press, 1998.

**[Finch2008]** FINCH, John W. et GIAOURIS, Damian. Controlled AC electrical drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no 2, p. 481-491.

**[Fullér2000]** FULLÉR, Robert. Fuzzy neural networks. In : *Introduction to Neuro-Fuzzy Systems*. Physica, Heidelberg, 2000. p. 171-254.

**[Gadou2009]** GADOUE, Shady M., GIAOURIS, Damian, et FINCH, John W. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no 8, p. 3029-3039.

**[Gadou2011]** GADOUE, Shady M., GIAOURIS, Damian, et FINCH, John W. An experimental assessment of a stator current MRAS based on neural networks for sensorless control of induction machines. In : *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*. IEEE, 2011. p. 102-106.

**[Gherram2010]** GHERRAM, K., YAZID, K., et MENAA, M. Sensorless indirect vector control of an induction motor by ANNs observer and EKF. In : *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*. IEEE, 2010. p. 521-526.

**[giri2013]** GIRI, Fouad (ed.). *AC electric motors control : advanced design techniques and applications*. John Wiley & Sons, 2013.

**[Graup2007]** DANIEL, Graupe. Principles of Artificial Neural Networks (Advanced Series in Circuits and Systems). 2007.

**[Grellet1997]** GRELLET, Guy et CLERC, Guy. *Actionneurs électriques*. Éditions Eyrolles, 1997.

**[Grzesiak2004]** GRZESIAK, Lech M. et UFNALSKI, Bartłomiej. Neural stator flux estimator with dynamical signal preprocessing. In : *2004 IEEE Africon. 7th Africon Conference in Africa (IEEE Cat. No. 04CH37590)*. IEEE, 2004. p. 1137-1142.

- [Hafeez2013] HAFEEZ, Muhammad, UDDIN, M. Nasir, RAHIM, Nasrudin Abd, *et al.* Self-tuned NFC and adaptive torque hysteresis-based DTC scheme for IM drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, vol. 50, no 2, p. 1410-1420.
- [Hajek2005] HAJEK, M. Neural Networks. University of Kwazala. 2005.
- [Hajian2009] HAJIAN, M., MARKADEH, GR Arab, SOLTANI, J., *et al.* Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives. *Energy Conversion and Management*, 2009, vol. 50, no 9, p. 2296-2306.
- [Han2000] HAN, Yoon-Seok, CHOI, Jung-Soo, et KIM, Young-Seok. Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator. *IEEE Transactions on magnetics*, 2000, vol. 36, no 5, p. 3588-3591.
- [Holtz2003] HOLTZ, Joachim et QUAN, Juntao. Drift-and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no 4, p. 1052-1060.
- [Hu1998] HU, Jun et WU, Bin. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. *IEEE transactions on power electronics*, 1998, vol. 13, no 5, p. 969-977.
- [Huangfu2010] HUANGFU, Yi-Geng. *Research of Nonlinear System High Order Sliding Mode Control and its Applications for PMSM*. 2010. Thèse de doctorat.
- [Hung1993] HUNG, John Y., GAO, Weibing, et HUNG, James C. Variable structure control: A survey. *IEEE transactions on industrial electronics*, 1993, vol. 40, no 1, p. 2-22.
- [Iacchetti2011] IACCHETTI, Matteo Felice. Adaptive tuning of the stator inductance in a rotor-current-based MRAS observer for sensorless doubly fed induction-machine drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 10, p. 4683-4692.
- [Iqbal2010] IQBAL, Arif et KHAN, M. Rizwan. Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network. In : *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*. IEEE, 2010. p. 1-5.
- [Jang1997] JANG, Jyh-Shing Roger, SUN, Chuen-Tsai, et MIZUTANI, Eiji. Neuro-fuzzy and soft computing-a computational approach to learning and machine intelligence [Book Review]. *IEEE Transactions on automatic control*, 1997, vol. 42, no 10, p. 1482-1484.
- [Kandoussi2015] KANDOUSSI, Zineb, BOULGHASOUL, Zakaria, ELBACHA, Abdelhadi, *et al.* Fuzzy sliding mode observer based sensorless indirect FOC for IM drives. In : *2015 Third World Conference on Complex Systems (WCCS)*. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [Kim2001] KIM, Seong-Hwan, PARK, Tae-Sik, YOO, Ji-Yoon, *et al.* Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2001, vol. 48, no 3, p. 609-614.
- [Korkmaz2015] KORKMAZ, Fatih, TOPALOĞLU, İsmail, et MAMUR, Hayati. Fuzzy logic based direct torque control of induction motor with space vector modulation. *arXiv preprint arXiv:1508.01345*, 2015.

- [Krenker2011] KRENKER, Andrej, BESTER, Janez, et KOS, Andrej. Introduction to the artificial neural networks. In : *Artificial neural networks-methodological advances and biomedical applications*. IntechOpen, 2011.
- [Lascu2004] LASCU, Cristian et TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. A sensorless hybrid DTC drive for high-volume low-cost applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no 5, p. 1048-1055.
- [Lascu2004a] LASCU, Cristian, BOLDEA, Ion, et BLAABJERG, Frede. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, vol. 40, no 2, p. 582-590.
- [Lascu2019] LASCU, Cristian, ARGESEANU, Alin, et BLAABJERG, Frede. Supertwisting Sliding-Mode Direct Torque and Flux Control of Induction Machine Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 35, no 5, p. 5057-5065.
- [Li2005] Jingchuan Li “Adaptive sliding mode observer and loss minimization for sensorless field orientation control of induction machine” Ph.D. thesis, The Ohio State University USA, 2005.
- [Lin1997] LIN, Faa-Jeng et SU, Ho-Ming. A high-performance induction motor drive with on-line rotor time-constant estimation. *IEEE transactions on energy conversion*, 1997, vol. 12, no 4, p. 297-303.
- [Liu2006] LIU, Lin, SHEN, Songhua, LIU, Shengping, *et al.* Stator resistance identification of induction motor in DTC system based on wavelet network. In : *2006 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*. IEEE, 2006. p. 6411-6415.
- [Luo2010] LUO, Yung-Chang et LIN, Cheng-Chou. Fuzzy MRAS based speed estimation for sensorless stator field oriented controlled induction motor drive. In : *2010 International Symposium on Computer, Communication, Control and Automation (3CA)*. IEEE, 2010. p. 152-155.
- [Maes2000] MAES, Jehudi et MELKEBEEK, Jan A. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, vol. 36, no 3, p. 778-785.
- [Maiti2008] MAITI, Suman et CHAKRABORTY, Chandan. MRAS-based speed estimation techniques for vector controlled double inverter-fed slipping induction motor drive. In : *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2008. p. 1275-1280.
- [Maiti2010] MAITI, Suman et CHAKRABORTY, Chandan. A new instantaneous reactive power based MRAS for sensorless induction motor drive. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2010, vol. 18, no 9, p. 1314-1326.
- [Maiti2012] MAITI, Suman, VERMA, Vimlesh, CHAKRABORTY, Chandan, *et al.* An adaptive speed sensorless induction motor drive with artificial neural network for stability enhancement. *IEEE transactions on industrial informatics*, 2012, vol. 8, no 4, p. 757-766.
- [Martin1996] MARTIN, T. Hagan Neural network design Hagan, Howard B. Demuth. 1996.



- [Marwali1997] MARWALI, Mohammad N. et KEYHANI, Ali. A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines. In : *IAS'97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*. IEEE, 1997. p. 160-166.
- [Mei1999] MEI, C. G., PANDA, S. K., XU, J. X., *et al.* Direct torque control of induction motor-variable switching sectors. In : *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No. 99TH8475)*. IEEE, 1999. p. 80-85.
- [Naik2014] NAIK, N. Venkataramana, PANDA, Aurobinda, et SINGH, S. P. A three-level fuzzy-2 DTC of induction motor drive using SVPWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 63, no 3, p. 1467-1479.
- [Noguchi1999] NOGUCHI, Toshihiko, YAMAMOTO, Masaki, KONDO, Seiji, *et al.* Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering. *IEEE Transactions on industry applications*, 1999, vol. 35, no 6, p. 1358-1366.
- [Ohyama1999] OHYAMA, K., ASHER, G. M., et SUMNER, M. Comparative experimental assessment for high-performance sensorless induction motor drives. In : *ISIE'99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 99TH8465)*. IEEE, 1999. p. 386-391.
- [Ohyama2006] OHYAMA, Kazuhiro, ASHER, Greg M., et SUMNER, Mark. Comparative analysis of experimental performance and stability of sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, no 1, p. 178-186.
- [Orlowska2007] DEMENKO, Andrzej, ORLOWSKA-KOWALSKA, T., et DYBKOWSKI, M. Improved MRAS-type speed estimator for the sensorless induction motor drive. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2007.
- [Orlowska2014] ORLOWSKA-KOWALSKA, Teresa, TARCHALA, Grzegorz, et DYBKOWSKI, Mateusz. Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2014, vol. 98, p. 31-45.
- [Ouiguini1997] OUIGUINI, R., DJEFFAL, K., OUSSEDIK, A., *et al.* Speed Control of an Induction Motor using the Fuzzy logic approach. In : *ISIE'97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, 1997. p. 1168-1172.
- [Ozsoy2010] ÖZSOY, EŞREF EMRE, GÖKAŞAN, METİN, et ESTRADA, OVSANNA SETA. Simultaneous rotor and stator resistance estimation of squirrel cage induction machine with a single extended kalman filter. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2010, vol. 18, no 5, p. 853-864.
- [Ozturk2008] OZTURK, Salih Baris. *Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-EMF*. Texas A&M University, 2008.
- [pellegrino2010] PELLEGRINO, Gianmario, BOJOI, Radu Iustin, GUGLIELMI, Paolo, *et al.* Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless

induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, vol. 46, no 5, p. 1970-1978.

[Peng1994] PENG, Fang-Zheng et FUKAO, Tadashi. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, vol. 30, no 5, p. 1234-1240.

[Peng1994a] PENG, Fang-Zheng, FUKAO, Tadashi, et LAI, Jih-Sheng. Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tachless vector control of induction motors. In : *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1994. p. 509-514.

[Rafiq2012] Muhammad Rafiq “Higher order sliding mode control based SR motor control system design” Ph.D. thesis, Faculty of Engineering, Mohammad Ali Jinnah University Islamabad, June, 2012.

[Sanjuan2006] SANJUAN, M., KANDEL, Abraham, et SMITH, C. A. Design and implementation of a fuzzy supervisor for on-line compensation of nonlinearities: An instability avoidance module. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2006, vol. 19, no 3, p. 323-333.

[Sayeef2009] FOO, Gilbert, SAYEEF, Saad, et RAHMAN, M. F. Sensorless direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive at low speed and standstill. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2009, vol. 6, no 3, p. 221-232.

[Schauder1989] SCHAUDER, Colin D. *Tacho-less vector control adaptive system for motor drive*. U.S. Patent No 4,862,054, 29 août 1989.

[Schauder1989a] SCHAUDER, Colin. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. In : *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1989. p. 493-499.

[Schauder1992] SCHAUDER, C. Adaptive speed identification for vector control of induction Motors without rotational 248 Sensor/ms Vector Controlled Induction Machine in Field Weakening Region: C ampuring MRAS and A NN—Based Speed Estimators transducers. *IEEE, Trans. on Industry Applications*, 1992, vol. 28, no 5.

[Schroedl1996] SCHROEDL, Manfred. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method. In : *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*. IEEE, 1996. p. 270-277.

[Shukla2019] SHUKLA, Saurabh et SINGH, Bhim. Adaptive speed estimation with fuzzy logic control for PV-grid interactive induction motor drive-based water pumping. *IET Power Electronics*, 2019, vol. 12, no 6, p. 1554-1562.

[Sowmiya2018] SOWMIYA, C., MOHANANDHINI, N., SARAVANAN, S., *et al.* Inverter Power Control Based On DC-Link Voltage Regulation for IPMSM Drives using ANN. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 2018, vol. 5, no 11, p. 1442-1448.

[Sudheer2016] SUDHEER, H., KODAD, S. F., et SARVESH, B. Improved Fuzzy Logic based DTC of Induction machine for wide range of speed control using AI based controllers. *Journal of Electrical Systems*, 2016, vol. 12, no 2.

[Świerczyński2005] ŚWIERCZYŃSKI, Dariusz. *Direct torque control with space vector modulation (DTC-SVM) of inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive*. 2005. Thèse de doctorat. The Institute of Control and Industrial Electronics.

[Takahashi1986] TAKAHASHI, Isao et NOGUCHI, Toshihiko. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry applications*, 1986, no 5, p. 820-827.

[tamai1987] TAMAI, Shinzo. Speed sensor-less vector control of induction motor with model reference adaptive system. In : *Conf. Rec. 1987 IEEE IAS Ann, Mtg*. 1987. p. 189-195.

[Teja2011] TEJA, AV Ravi, CHAKRABORTY, Chandan, MAITI, Suman, *et al.* A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2011, vol. 59, no 10, p. 3757-3767.

[Teja2015] TEJA, AV Ravi, VERMA, Vimlesh, et CHAKRABORTY, Chandan. A new formulation of reactive-power-based model reference adaptive system for sensorless induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no 11, p. 6797-6808.

[Utkin1993] UTKIN, Vadim I. Application oriented trends in sliding mode control theory. In : *Proceedings of IECON'93-19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 1993. p. 1937-1942.

[Vas1998] VAS, Peter. *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.

[Vasic2003] VASIC, Veran, VUKOSAVIC, Slobodan N., et LEVI, Emil. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE transactions on Energy Conversion*, 2003, vol. 18, no 4, p. 476-483.

[Veltman1996] VELTMAN, Andre, BHATTACHARYA, Subhashish, et DIVAN, Deepak M. Flux based and predictive voltage based current regulators for motor drive applications. In : *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*. IEEE, 1996. p. 229-235.

[Xu2007] XU, Yan-ping et ZHONG, Yan-ru. Simulation of Novel DTC System Based on Space Vector PWM [J]. *Journal of System Simulation*, 2007, vol. 2.

[Yi2010] YI, Li et WENLONG, Qin. Low speed performance improvement of sensorless IM control system based on MRAS and NN flux observers. In : *2010 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Intelligent Systems*. IEEE, 2010. p. 421-425.

[Yuan2013] YUAN, Lei, XIAO, Fei, SHEN, Jian-qing, *et al.* Sensorless control of high-power interior permanent-magnet synchronous motor drives at very low speed. *IET electric power applications*, 2013, vol. 7, no 3, p. 199-206.

[Zadeh1965] ZADEH, L. A. Fuzzy sets (1965). *Information and control*, 2018, vol. 8, no 3.

- [Zaky2008] ZAKY, M. S., KHATER, M. M., YASIN, H., *et al.* Speed and stator resistance identification schemes for a low speed sensorless induction motor drive. In : *2008 12th International Middle-East Power System Conference*. IEEE, 2008. p. 96-102.
- [Żelechowski2005] ŻELECHOWSKI, Marcin. Space vector modulated–direct torque controlled (d<sub>tc</sub>–s<sub>vm</sub>) inverter–fed induction motor drive. *Ph. D. Thesis*, 2005.
- [Zerdali2013] ZERDALI, Emrah et BARUT, Murat. MRAS based real-time speed-sensorless control of induction motor with optimized fuzzy-PI controller. In : *2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [Zhang2006] ZHANG, Yan-li, WANG, Ying, et XU, Chuan-fang. Study on Simulation of DTC Based on DSVM [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2006, vol. 6.
- [Zhang2007] ZHANG, Pinghua, YANG, Guijie, et ZHU, Lujia. State-predicted-based DTC-SVM of induction machine with improved torque performance. In : *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics*. IEEE, 2007. p. 2035-2040.
- [Zhang2016] ZHANG, Zhenbin, HACKL, Christoph, et KENNEL, Ralph. FPGA based direct model predictive current control of PMSM drives with 3L-NPC power converters. In : *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. VDE, 2016. p. 1-8.
- [Zhao2009] ZHAO, Nannan, WANG, Gaolin, XU, Dianguo, *et al.* Inverter power control based on DC-link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 33, no 1, p. 558-571.
- [Zidani2006] ZIDANI, Fatiha, DIALLO, Demba, BENBOUZID, M. E. H., *et al.* Direct torque control of induction motor with fuzzy stator resistance adaptation. *IEEE transactions on energy conversion*, 2006, vol. 21, no 2, p. 619-621.

## Résumé

L'objectif de cette thèse est l'étude théorique et la mise en œuvre pratique de la commande directe du couple DTC d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil en utilisant des techniques non linéaires et robustes avec et sans capteur de vitesse. une mise en œuvre pratique de la DTC a été effectuée, en suite, on a visé l'amélioration de la robustesse et la stabilité de l'algorithme de contrôle en remplaçant les contrôleurs PI linéaires utilisé dans la boucle de la vitesse par une loi de contrôle non linéaire utilisant un régulateur flou FLC et un régulateur à mode glissant SMC avec une loi d'atteinte exponentielle ERL. L'utilisation de ces techniques non-linéaire avec la DTC permet d'obtenir une réponse dynamique rapide, avec un faible rang d'ondulation et une commande robuste contre les perturbations externes et les incertitudes du système.

Après cela, nous avons insérés une stratégie de commande sans capteur de vitesse. On a utilisé le système adaptatif de référence MRAS pour l'estimation conjointe en ligne de la vitesse de rotation, la résistance statorique, et la constant de temps rotorique. Étant donné que cette technique contient trois contrôleurs conventionnels PI, nous allons procéder à son amélioration en combinant avec l'une des technologies intelligentes, à savoir les réseaux de neurones artificiels.

## Abstract

The objective of this thesis is the theoretical study and the practical implementation of the direct torque control of the DTC of a squirrel cage induction motor using non-linear and robust techniques with and without a speed sensor. A practical implementation of the DTC have been realized, then, one aimed at improving the robustness and the stability of the control algorithm by replacing the linear PI Controller used in the speed loop by a nonlinear control law using fuzzy logic control FLC and sliding mode control SMC with exponential reaching law ERL. Using these non-linear techniques with DTC allows for a fast dynamic response, with low ripple rank and robust control against external disturbances and system uncertainties.

After that, we inserted a control strategy without speed sensor. The adaptive MRAS reference system was used for the joint on-line estimation of rotational speed, stator resistance, and rotor time constant. Since this technique contains three conventional PI controllers, we will proceed to improve it by combining it with one of the intelligent technologies, namely artificial neural networks.

## ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو الدراسة النظرية والتنفيذ التجريبي للتحكم المباشر في عزم الدوران DTC لمحرك غير متزامن باستخدام تقنيات غير خطية مع أو بدون مستشعر السرعة. تم تنفيذ تطبيق تجريبي لخوارزمية التحكم DTC، بعدها كنا نهدف إلى تحسين متانة واستقرار خوارزمية التحكم عن طريق استبدال وحدات تحكم PI الخطية المستخدمة في حلقة السرعة بقانون تحكم غير خطي باستخدام منظم ضبابي FLC ومنظم وضع انزلاقي SMC مع قانون التحصيل الأسّي ل-ERL. يسمح استخدام هذه التقنيات غير الخطية مع DTC باستجابة ديناميكية سريعة، مع مرتبة تموج منخفضة وتحكم قوي ضد الاضطرابات الخارجية وارتبايات النظام.

بعد ذلك، أدخلنا استراتيجية تحكم بدون مستشعر سرعة. تم استخدام النظام المرجعي المتكيف MRAS لتقدير سرعة الدوران، ومقاومة الجزء الثابت، وثابت زمن الدوران. نظرًا لأن هذه التقنية تحتوي على ثلاثة وحدات تحكم PI تقليدية، فقمنّا بتحسينها من خلال دمجها مع إحدى التقنيات الذكية، وهي الشبكات العصبية الاصطناعية.