

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTER DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY DE SAIDA

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electrotechnique



Mémoire présentée par

**AMER MOKHTAR**

Pour l'obtention du diplôme

DE

**Magister en Electrotechnique**

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

**Intitulé du mémoire**

**COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR  
MECANIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE**

**AVEC LA CONTRIBUTION D'UN ESTIMATEUR FLOU  
DE LA RESISTANCE STATORIQUE**

Présenté devant le jury composé de :

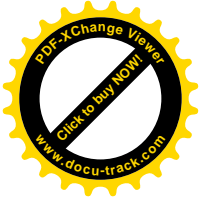
**Dr. A. MEZOUAR**  
**Dr. A. MILOUDI**  
**Pr. Y. MILOUD**  
**Dr. K. HARTANI**

Maître de Conférences 'A'  
Maître de Conférences 'A'  
Professeur  
Maître de Conférences 'A'

(U.T.M. Saida)  
(U.T.M. Saida)  
(U.T.M. Saida)  
(U.T.M. Saida)

Président  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur

Soutenu le : 08/10/ 2012



## Dédicaces

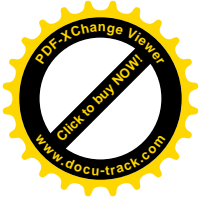
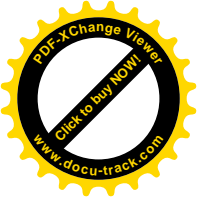
“ الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات ”

.....A la mémoire de mon père

A ma mère,

A ma femme et mes fils Islem et Zakaria

A toute ma famille.....



## **Remerciements**

**Avant tous, je rends grâce à dieu le clément, qui m'a permis de poursuivre mes études de post graduation et d'achever ce modeste travail.**

**Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur A. MILOUDI, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.**

**Mes remerciements distingués vont à Monsieur A. MEZOUAR, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.**

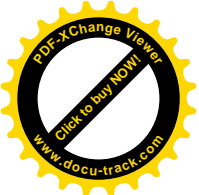
**Je remercie vivement Monsieur Y. MILOUD, professeur à l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.**

**Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur K. HARTANI, Maître de conférence au département d'électrotechnique de l'université Tahar Moulay de Saida pour avoir accepté d'examiner ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.**

**Je tiens à remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique.**

**Je remercie tous mes collègues de Sonelgaz.**

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



## **Résumé**

La commande vectorielle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette technique nécessite, d'une part la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et d'autre part elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine qui induisent la perte de découplage. Dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Plusieurs méthodes de la commande à flux orienté du moteur asynchrone sans capteurs mécanique de vitesse ont été proposées, le Système Adaptatif à Modèle de Référence (MRAS) représente une des solutions les plus attrayantes et populaires. Néanmoins, la plupart des méthodes MRAS ont l'inconvénient que la variation de la résistance statorique provoque une erreur d'estimation de la vitesse de rotation. Donc, l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance statorique est requise.

Ce travail présente une évaluation de la performance d'estimateurs de vitesse à MRAS et une méthode pour estimer simultanément la vitesse de rotation et la résistance statorique d'un moteur asynchrone dans une commande vectorielle indirecte en utilisant la logique floue. Des tests de simulations numériques sont effectués, les résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la méthode proposée.

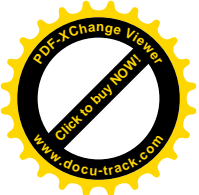
**Mots clés :** Machine asynchrone, Commande à flux orienté, Système Adaptatif à Modèle de Référence (MRAS), résistance statorique, capteurs mécanique de vitesse, logique floue.

## **Abstract**

The vector control has been in recent years the most important way of research and best suited to industrial requirements. However, this structure requires the establishment of a sensor in the rotor and is very sensitive in to machine parameters variations that induce loss of decoupling. The removal of the mechanical speed sensors offers an economic interest and may improve the reliability in the fields of low power applications. Several field-oriented induction motor drive methods without mechanical speed sensors have been proposed, Model Reference Adaptive System (MRAS) represents one of the most attractive and popular solutions. However, most MRAS methods have a disadvantage that the stator resistance variation causes an estimation error of the motor speed. Therefore, simultaneous estimation of the motor speed and the stator resistance is required.

This work presents an evaluation of the performance of MRAS speed estimators and a method of estimating simultaneously the motor speed and the stator resistance of an induction motor in the indirect vector controlled drive using, fuzzy logic. Some numerical simulation tests are realized and the obtained results demonstrate the efficiency and the dynamic performances of the proposed method.

**Keywords:** Induction motor, Field oriented control, Model Reference Adaptive System (MRAS), stator resistance, mechanical speed sensors, Fuzzy logic.

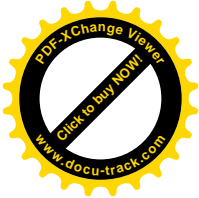
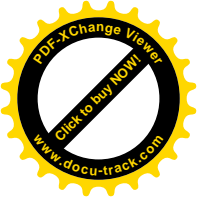


# TABLE DES MATIERES

Résumé	
Table des matières .....	I
Notations et symboles .....	IV
Table des figures .....	VII
INTRODUCTION GENERALE .....	1

## CHAPITRE I : Modélisation du Moteur Asynchrone et de son Alimentation

I.1. Introduction .....	3
I.2. Description du moteur asynchrone .....	3
I.3. Hypothèses simplificatrices .....	3
I.4. Modèle triphasé du moteur asynchrone .....	5
I.4.1.Représentation du moteur asynchrone dans l'espace électrique .....	5
I.4.2.Equations électriques du moteur asynchrone .....	5
I.5. Modèle diphasé du moteur asynchrone .....	7
I.5.1Transformation de park orthogonale .....	7
I.5.2 Equations électriques dans le repère de park .....	9
I.5.3.Equations mécaniques .....	11
I.5.4 Choix du référentiel de park .....	12
I.6. Modèle du MAS alimenté en tension .....	13
I.6.1.Représentation d'état de park .....	13
I.6.2.Transformation de concordia .....	15
I.6.3.Référentiel lié au stator .....	16
I.6.4.Passage entre les repères dq et $\alpha\beta$ .....	17
I.6.5.Simulation et interprétation des résultats .....	18
I.6.5.1 Simulation du MAS alimenté par un réseau triphasé .....	18
I.7. Alimentation du moteur asynchrone .....	21
I.7.1.Modélisation de l'onduleur de tension .....	21
I.7.1.1.Principe de fonctionnement .....	21
I.7.1.2 Modelisation de l'onduleur de tension à deux niveaux .....	22
I.7.2 Commande à MLI sinus_triangle.....	24
I.7.3 Caracteristiques de la MLI sinus_triangle .....	25
I.7.4 Modélisation de la commande à MLI sins_triangle .....	25
I.7.5 Simulation du MAS alimenté par un onduleur de tension à MLI .....	26
I.7.5.1. Interprétation des résultats .....	26
I.8. Conclusion .....	29

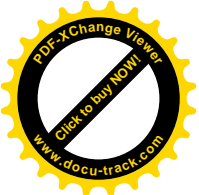


## **CHAPITRE II : Commande Vectorielle Indirecte avec capteur de vitesse D'un moteur asynchrone**

II.1. Introduction .....	30
II.2. Principe de la commande vectorielle .....	31
II.3. Orientation du flux rotorique .....	31
II.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) .....	33
II.4.1. Mise en équations de la commande IFOC .....	34
II.4.1.1. Decouplage entre les axes(d,q) .....	34
II.4.1.2. Commande vectorielle avec découplage par compensation .....	35
II.5. Calcul des régulateurs .....	38
II.5.1. Régulateur du courant isq .....	38
II.5.2. Régulateur du courant isd .....	39
II.5.3. Régulateur de vitesse PI .....	39
II.5.4. Technique de défluxage .....	40
II.6. Simulation de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone .....	40
II.6.1. Démarrage à vide avec insertion d'une perturbation de charge .....	42
II.6.2. Poursuite de vitesse avec changement de sens de rotation .....	42
II.7. Conclusion .....	45

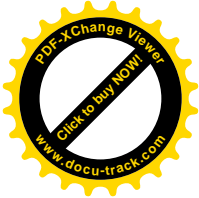
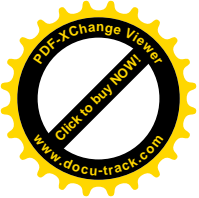
## **CHAPITRE III Commande Vectorielle Indirecte sans capteur de vitesse D'un moteur asynchrone**

III.1. Introduction : .....	46
III.2. Techniques de commande sans capteur mécanique: .....	46
III.3. Estimation de la vitesse rotorique: .....	48
III.3.1. La technique d'estimation à MRAS: .....	48
III.3.2. Stabilité d'une structure à MRAS .....	49
III.4. Différents schémas à MRAS pour l'estimation de vitesse .....	50
III.4.1. SCHEMA(1) :MRAS basé sur le flux rotorique .....	50
III.4.2. SCHEMA(2) :MRAS basé sur la force contre électromotrice .....	53
III.4.3. SCHEMA(3) :MRAS basé sur la puissance réactive .....	54
III.4.4. SCHEMA(4) :MRAS basé sur le courant statorique .....	56
III.5. Commande IFOC d'un MAS sans capteur utilisant la technique MRAS .....	58
III.6. Simulation et interprétation des résultats .....	59
III.6.1. Démarrage à vide avec application d'une perturbation de charge .....	59
III.6.2. Poursuite de vitesse .....	64
III.6.3. Robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres résistifs .....	69
III.6.3.1 Influence de la variation de la résistance rotorique .....	69
III.6.3.2 Influence de la variation de la résistance statorique .....	74
III.6.4. Comparaison .....	79
III.7. Conclusion .....	81



## CHAPITRE IV : Estimation En Ligne de la Résistance Statorique

IV.1 Introduction :	82
IV.2.Estimation en ligne de la resistance statorique $R_s$ :	83
IV.2.1.Estimation simultanee de la resistance $R_s$ et de la vitesse rotorique.....	84
IV.2.2.Simulation et interprétation des résultats .....	88
IV.3.Contribution d'un contrôleur VGPI dans l'estimation de $R_s$ .....	90
IV.3.1.Simulation et interprétation des résultats .....	91
IV.4.Contribution d'un estimateur flou dans l'estimation de $R_s$ .....	93
IV.4.1.Description du contrôleur flou.....	93
IV.4.2.Estimateur MRAS_flou pour la résistance statorique .....	94
IV.4.3.Simulation et interprétation des résultats .....	97
IV.5.Contribution d'un estimateur flou dans l'estimation de de la vitesse et $R_s$ .....	99
IV.5.1.Estimateur MRAS-flou pour l'estimation de de la vitesse .....	99
IV.5.2.Simulation et interpretation des resultats: .....	101
IV.6.Contribution d'un régulateur Flou dans la Commande sans capteur .....	103
IV.6.1.Contrôle flou de la vitesse sans capteur mécanique .....	103
IV.6.2 Simulation et interpretation des resultats .....	105
IV.7. Conclusion .....	107
CONCLUSION GENERALE .....	108
Bibliographie.....	110
Annexes	



## Notations

### Paramètres de modélisation de la machine

$R_s$	Résistance statorique par phase
$R_r$	Résistance rotorique par phase
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
$\sigma$	Coefficient de dispersion ou (de Blondel)
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple de charge
$T_r$	Constante de temps rotorique
$T_s$	Constante de temps statorique

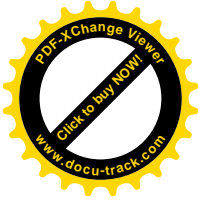
### Repères

$S_a, S_b, S_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques
$R_a, R_b, R_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques
$d, q$	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
$\alpha, \beta$	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$\theta_s$	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)
$\theta_r$	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)

### Grandeurs électriques au stator

$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	Tensions statoriques triphasées
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$
$v_{ds}, v_{qs}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Courants statoriques triphasés
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$i_{ds}, i_{qs}$	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$
$v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$	Tensions rotoriques triphasées
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$
$v_{dr}, v_{qr}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(d, q)$
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$	Courants rotoriques triphasés
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	Courants rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$i_{dr}, i_{qr}$	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$





## Grandeurs magnétiques au stator

$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	Flux magnétiques au stator
$\overline{\psi}_{abcs}$	Vecteur de flux magnétiques au stator
$\psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}$	Flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\overline{\psi}_{\alpha\beta s}$	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\psi_{ds}, \psi_{qs}$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$
$\overline{\psi}_{dqs}$	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$

## Grandeurs magnétiques au rotor

$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$	Flux magnétiques au rotor
$\overline{\psi}_{abcr}$	Vecteur de flux magnétiques au rotor
$\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\overline{\psi}_{\alpha\beta r}$	Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$
$\psi_{dr}, \psi_{qr}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$
$\overline{\psi}_{dqr}$	Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$

## Grandeurs mécaniques

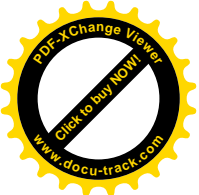
$\omega$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation
$\omega_n$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation
$\omega_s$	Pulsation électrique des grandeurs statoriques
$\omega_r$	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement)
$g$	Glissement de la vitesse de rotation
$f_s$	Fréquence électrique des grandeurs statoriques
$f_r$	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotation
$N$	Vitesse mécanique de rotation
$N_n$	Vitesse mécanique nominale de rotation

## Transformations

$s$	Opérateur de Laplace
$P$	Transformation de Park : $X_{abc} \rightarrow X_{dq}$
$C$	Transformation de Concordia : $X_{abc} \rightarrow X_{\alpha\beta}$
$\mathfrak{R}$	Transformation de rotation de $90^\circ$

## Grandeurs de la commande

$x^*$	Consigne ou valeur de référence de la grandeur $x$
$K_p$	Composante proportionnelle du correcteur PI
$K_i$	Composante intégrale du correcteur PI

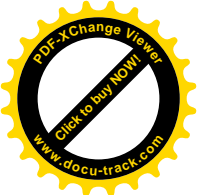


## Grandeurs des estimateurs

$\hat{x}$	valeur estimée de la grandeur $x$
$\varepsilon$	Erreur statique
$\mu$	Degré d'appartenance
$e(k)$	Erreur de la variable d'entrée
$\Delta e(k)$	Variation de l'Erreur de la variable d'entrée
$u(k)$	Variable de sortie (commande)
$\Delta u(k)$	Variation de la Variable de sortie (commande)
$k_e, k_d, k_u$	Facteurs d'échelles de régulateurs flous
$t_s$	temps de saturation du contrôleur à gain variable
$n$	degré du contrôleur à gain variable

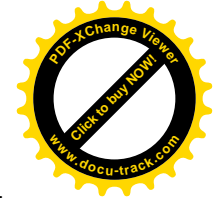
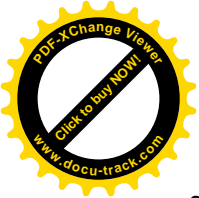
## ACRONYMES

MAS	Machine asynchrone
MLI_ST	Modulation de Largeur d'Impulsions_Sinus Triangle
MRAS	Model reference Adaptive System
IRFOC	Indirect Rotor Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
PI	Proportional integral
VGPI	Variable Gain Proportional integral
FLC	Fuzzy Logic Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	Gate turn-off thyristor
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor



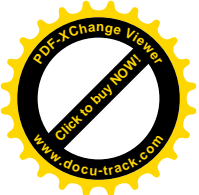
## Liste des figures

Figure	Chapitre I	page
1.1	Moteur Asynchrone - Descriptif	03
1.2	Représentation électrique des enroulements d'un moteur	04
1.3	Représentation du moteur asynchrone triphasée et biphasée équivalent.	08
1.4	Différents Référentiels : triphasé $(a, b, c)$ - fixe $(\alpha, \beta)$ - tournant $(d, q)$	16
1.5	simulation du démarrage à vide avec insertion d'une charge de perturbation : Moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé.	19
1.6	simulation fonctionnement nominal : Moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé	20
1.7	Schéma de l'ensemble convertisseur – moteur-charge	21
1.8	schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux	22
1.9	principe de la commande à MLI sinus triangle	24
1.10	simulation du fonctionnement nominal Moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé.	27
1.11	simulation du fonctionnement nominal Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI	28
Figure	Chapitre II	page
2.1	Principe d'orientation du flux rotorique.	31
2.2	Méthode de la commande vectorielle indirecte	33
2.3	Mise en évidence du couplage entre les axes $(d, q)$	35
2.4	Modèle réduit de la machine	36
2.5	Découplage par addition des termes de compensation	36
2.6	Boucle de régulation du courant $i_{sd}$ après découplage	37
2.7	Boucle de régulation du courant $i_{sq}$ après découplage	37
2.8	Reconstitution des tensions $v_{sd}$ et $v_{sq}$	37
2.9	Schéma bloc de régulation du courant $i_{sq}$	38
2.10	Schéma bloc de régulation la vitesse $\omega$	39
2.11	Schéma bloc de la commande IFOC avec capteur mécanique.	41
2.12	simulation da la commande IFOC : Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale	43
2.13	simulation da la commande IFOC : poursuite de vitesse avec changement de sens de rotation.	44
Figure	Chapitre III	page
3.1	structure générale d'un estimateur à MRAS	48
3.2	système à rétroaction	49
3.3	système à rétroaction équivalent à un MRAS	50
3.4	schéma d'un estimateur à MRAS basé sur le flux rotorique	52
3.5	schéma d'un estimateur à MRAS basé sur la fcm	54
3.6	schéma d'un estimateur à MRAS basé sur la puissance réactive.	55
3.7	schéma d'un estimateur à MRAS basé sur le courant statorique	57
3.8	Schéma bloc de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI	58
3.9	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à flux rotorique Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.	60
3.10	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à f.c.é.m.Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.	61
3.11	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à puissance réactive. Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.	62
3.12	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à courant statorique : Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale	63



3.13	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à flux rotorique : Poursuite de vitesse à vide.	65
3.14	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à f.c.é.m. Poursuite de vitesse à vide.	66
3.15	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à puissance réactive : Poursuite de vitesse à vide.	67
3.16	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à courant statorique : Poursuite de vitesse à vide.	68
3.17	Profil de la résistance rotorique	69
3.18	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à flux rotorique : Influence de la variation de la résistance rotorique	70
3.19	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à f.c.é.m. Influence de la variation de la résistance rotorique	71
3.20	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à puissance réactive : Influence de la variation de la résistance rotorique	72
3.21	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à courant statorique. Influence de la variation de la résistance rotorique	73
3.22	Profil de la résistance statorique	74
3.23	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à flux rotorique Influence de la variation de la résistance statorique	75
3.24	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à f.c.é.m. Influence de la variation de la résistance statorique	76
3.25	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à puissance réactive : Influence de la variation de la résistance statorique	77
3.26	simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS_PI à courant statorique. Influence de la variation de la résistance statorique	78
3.27	comparaison des réponses de vitesse des 04 méthodes MRAS. Fonctionnement à vide avec insertion d'une perturbation de charge	80

<b>Figure</b>	<b>Chapitre IV</b>	<b>page</b>
4.1	structure d'un estimateur de vitesse à MRAS à flux rotorique	83
4.2	Estimateur MRAS parallèle de la vitesse et de la résistance statorique	87
4.3	Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-PI .	88
4.4	simulation de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-PI.	89
4.5	Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-VGPI .	91
4.6	simulation de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-VGPI.	92
4.7	structure de base d'un contrôleur flou	93
4.8	structure de l'estimateur Flou de la résistance statorique	94
4.9	Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques	95
4.10	Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-FLC .	96
4.11	simulation de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-FLC	98
4.12	structure de l'estimateur Flou de vitesse rotorique	99
4.13	Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques	100
4.14	Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC .	101
4.15	simulation de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC	102
4.16	structure du régulateur FLOU de la vitesse	103
4.17	Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.	104
4.18	Schéma bloc de la commande IFOC-FLC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC.	105
4.19	simulation de la commande IFOC sans capteur Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC	106



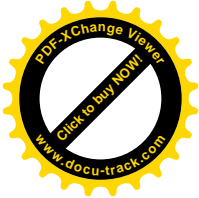
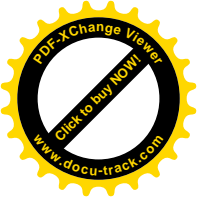
# Introduction Générale

Depuis son invention, le moteur asynchrone est devenu grâce à son faible coût, sa robustesse et sa fiabilité le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie. Cependant son utilisation à des vitesses variables a nécessité le développement de stratégies de commandes permettant une alimentation triphasée à fréquence et amplitude variable. La stratégie de commande vectorielle par orientation du flux qui se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique est depuis quelques années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles.

Cependant cette structure nécessite la connaissance de la valeur instantanée de la vitesse angulaire du moteur et ainsi l'implémentation de capteur mécanique pouvant augmenter le coût et dégrader les performances du système. Pour palier à ce problème, des travaux récents ont aboutis à des méthodes d'estimation de la vitesse instantanée de la machine telle que la méthode MRAS en utilisant les courants et les tensions statoriques du moteur, et remplacer ainsi le capteur mécanique de la vitesse par des capteurs électriques des courants et des tensions statoriques.

Cependant cette méthode d'estimation utilise les valeurs des paramètres de la machine telle que la valeur de la résistance statorique, de ce fait elle est très sensible aux variations de ces paramètres. Pour palier à ce problème de sensibilité, des travaux de recherche ont vu l'émergence de méthodes d'estimations de la valeur instantanée de la résistance statorique d'un moteur asynchrone en utilisant les grandeurs de la machine tel que le flux rotorique ou les courants statoriques.

Le présent travail a pour objectif d'améliorer les performances dynamiques de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone utilisant les estimateurs MRAS de la vitesse angulaire du moteur pour remplacer les capteurs mécaniques ainsi que l'implémentation d'un estimateur flou de la résistance statorique dont la valeur doit être alimentée en ligne à l'estimateur de la vitesse angulaire. Ceci permettra une estimation plus précise de la vitesse angulaire et ainsi une amélioration des performances de la commande vectorielle.



Pour atteindre ces objectifs, on a divisé ce mémoire en quatre chapitres résumés comme suit :

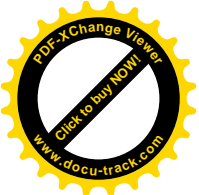
- Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du système onduleur- moteur asynchrone (MAS). Dans la première partie du chapitre on donnera la représentation mathématique du MAS dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur MLI vectorielle à deux niveaux.

- Le deuxième chapitre est consacré à la stratégie de commande vectorielle indirecte avec capteur de vitesse .Cette technique nécessite la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor afin de contrôler le couple et la vitesse de la machine. Une analyse des performances de cette technique a été étudiée dans ce chapitre.

- Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle sans capteur de vitesse par l'application d'une technique d'estimation de la vitesse en utilisant le système adaptative avec modèle de référence (MRAS) avec ses différents schémas, une étude comparative des performances de chaque méthode à été faite vis à vis de leurs robustesse et des variations paramétriques .

- Le quatrième chapitre est consacré à l'identification en ligne de la résistance statorique dont la variation affecte considérablement les systèmes à MRAS utilisés pour l'estimation de la vitesse avec la contribution de la logique floue dans l'estimation de la résistance statorique et la vitesse de rotation.

Enfin, nous clôturons ce mémoire par une conclusion générale en présentant les perspectives envisagées quant à la poursuite de ces travaux.



## **Chapitre I**

# **Modélisation Du Moteur Asynchrone et de son Alimentation**

## I.1 Introduction

Le moteur asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteux et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [1], [2].

Ce chapitre sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé et du convertisseur statique assurant son alimentation afin de passer à l'étude de la commande vectorielle avec et sans capteur de vitesse.

Cette modélisation repose sur le concept de Park, célèbre pour l'élaboration du modèle traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques du moteur asynchrone.

## I.2 Description du moteur asynchrone

Un moteur asynchrone est constitué de deux parties, le stator et le rotor, Fig. (1.1).

Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques.

Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor du moteur dont le circuit magnétique est composé de tôles isolées, des bobines identiques à celles du stator, court-circuitées et placées autour de l'arbre de rotor, constituent les enroulements rotoriques.

L'arbre du moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés sur des roulements afin qu'il puisse tourner. La structure du moteur asynchrone confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication, d'entretien, de robustesse et de standardisation. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes.

Parmi ces problèmes, d'une part, le couplage entre le flux et le couple électromagnétique, générés par le même courant à la fois (le courant statorique), alors la simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, la difficulté d'identification des grandeurs électriques due aux variations paramétrique traduite par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

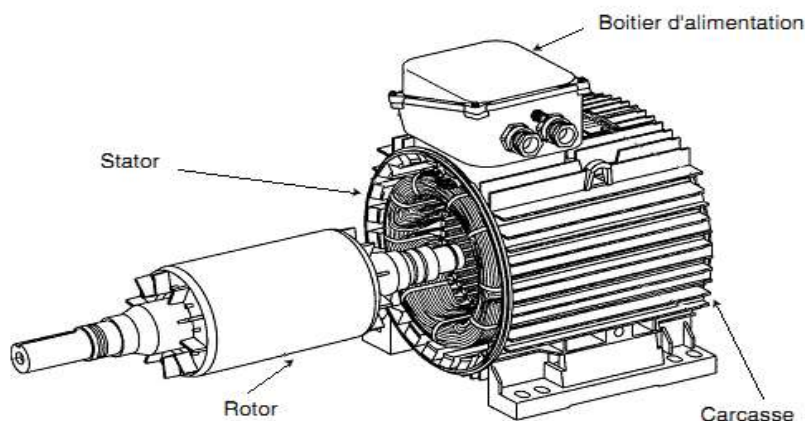


Fig. (1-1) Moteur Asynchrone - Descriptif



### I.3 Hypothèses Simplificatrices

Le moteur asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est nécessaire de disposer d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique. Dans la littérature de la "Commande" le modèle de Park est généralement choisi. En effet, c'est une solution qui tient compte des hypothèses simplificatrices intrinsèques au système [3]. Nous nous plaçons dans le cas d'un système triphasé et symétrique dont la machine est à rotor bobiné, les hypothèses permettant de mettre en place le modèle de Park sont les suivantes :

- Le moteur est de construction symétrique équilibrée.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté et les pertes fer et par courants de Foucault seront négligées.
- La densité du courant est uniforme dans les conducteurs élémentaires.
- La force magnétomotrice dans l'entrefer est supposée sinusoïdale.

Compte tenu des hypothèses précédentes, on peut citer les conséquences suivantes :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

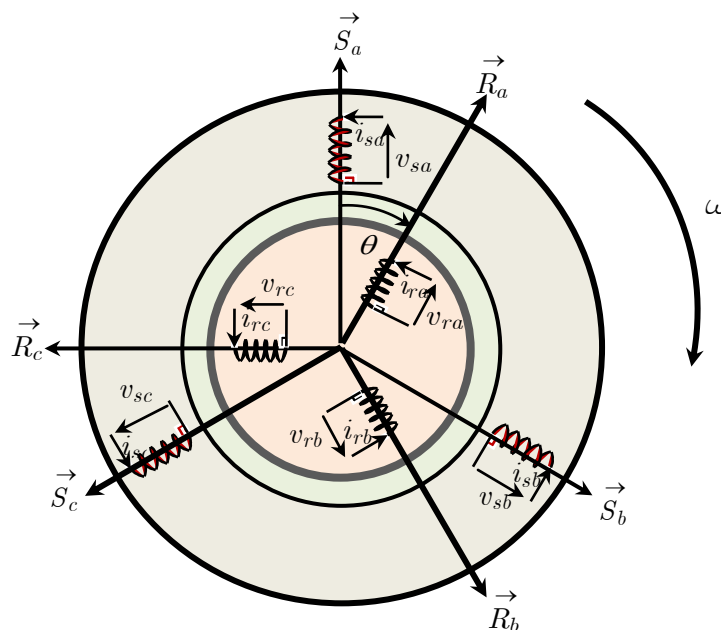


Fig. (1.2) : Représentation électrique des enroulements d'un moteur asynchrone.

## I.4 Modèle triphasé du moteur asynchrone

### I.4.1 Représentation du moteur asynchrone dans l'espace électrique

Le moteur est représenté sur la figure (1.2) par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle  $\theta$  repère l'axe fixe de la phase du rotor de référence " $\vec{R}_{abc}$ " par rapport à l'axe fixe de la phase du stator de référence " $\vec{S}_{abc}$ ".

Notons que  $\theta$  caractérise la position du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire de rotation  $\omega$  :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \quad (1.1)$$

### I.4.2 Equations électriques du moteur asynchrone

Les tensions aux bornes des phases statoriques et rotoriques obéissent à l'équation suivante :

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (1.2)$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \psi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \psi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \psi_{sc} \end{cases} \quad (1.3)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \left( \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Et des phases rotoriques :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \psi_{ra} = 0 \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \psi_{rb} = 0 \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \psi_{rc} = 0 \end{cases} \quad (1.5)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \left( \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Quant aux flux magnétiques ; une matrice d'inductances  $[L(\theta)]$  établit la relation entre les courants et les flux, la moitié des coefficients dépend du temps par l'intermédiaire de  $\theta$  (position du rotor), ils sont décrits par :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La matrice des flux réels fait apparaitre (04) sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sabc} \\ \psi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{rs}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Et

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

On a :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \\ m_1 = m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ m_1 = m_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.11)$$

D'où :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Et 
$$[M_{sr}(-\theta)] = [M_{rs}(\theta)] \quad (1.13)$$

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phases :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (1.14)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} = [0] \quad (1.15)$$

A ces équations, il faut ajouter l'équation générale du couple électromagnétique qui peut être dérivée de l'expression de la co-énergie [4] et qui s'exprime par :

$$c_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (1.16)$$

On constate que les équations (1.14) et (1.15) sont difficiles à résoudre, donc l'étude de moteur asynchrone devient ainsi très compliquée, pour palier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasés du moteur asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor. En effet, si la source est triphasée équilibrée, ce qui est réalisable même lorsque le moteur est alimentée par un onduleur, on a intérêt à utiliser la théorie des deux axes [5].

## I.5 Modèle diphasé du moteur asynchrone

### I.5.1 Transformation de Park orthogonale

Cette transformation consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements réels et les axes  $d, q$  ( $d$  : axe direct,  $q$  : axe en quadrature) ; on obtient alors un système d'équations à coefficients constants. Ainsi, les enroulements statoriques ( $S_a, S_b, S_c$ ) et les enroulements rotoriques ( $R_a, R_b, R_c$ ) sont remplacés respectivement par deux enroulements statoriques équivalents tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  et deux enroulements rotoriques équivalents tournant à la vitesse angulaire  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  par rapport au rotor dont la vitesse angulaire est  $\omega$ .

Cette transformation assure l'invariance de la puissance instantanée entre les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique, on obtient finalement les équations de passage direct et inverse suivantes :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

La figure (1-3) permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient. En effet, deux transformations vers le même référentiel de Park  $(\vec{S}_d, \vec{S}_q), (\vec{R}_d, \vec{R}_q)$  sont définies à partir de la matrice de Park, dans laquelle l'angle  $\theta$  est remplacé par  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et par  $\theta_r$  pour celles du rotor, notées :  $[P(\theta_s)]$  et  $[P(\theta_r)]$ . On désigne par  $\theta_s$  l'angle électrique  $(\vec{S}_d, \vec{d})$  et par  $\theta_r$  l'angle électrique  $(\vec{R}_d, \vec{d})$ .

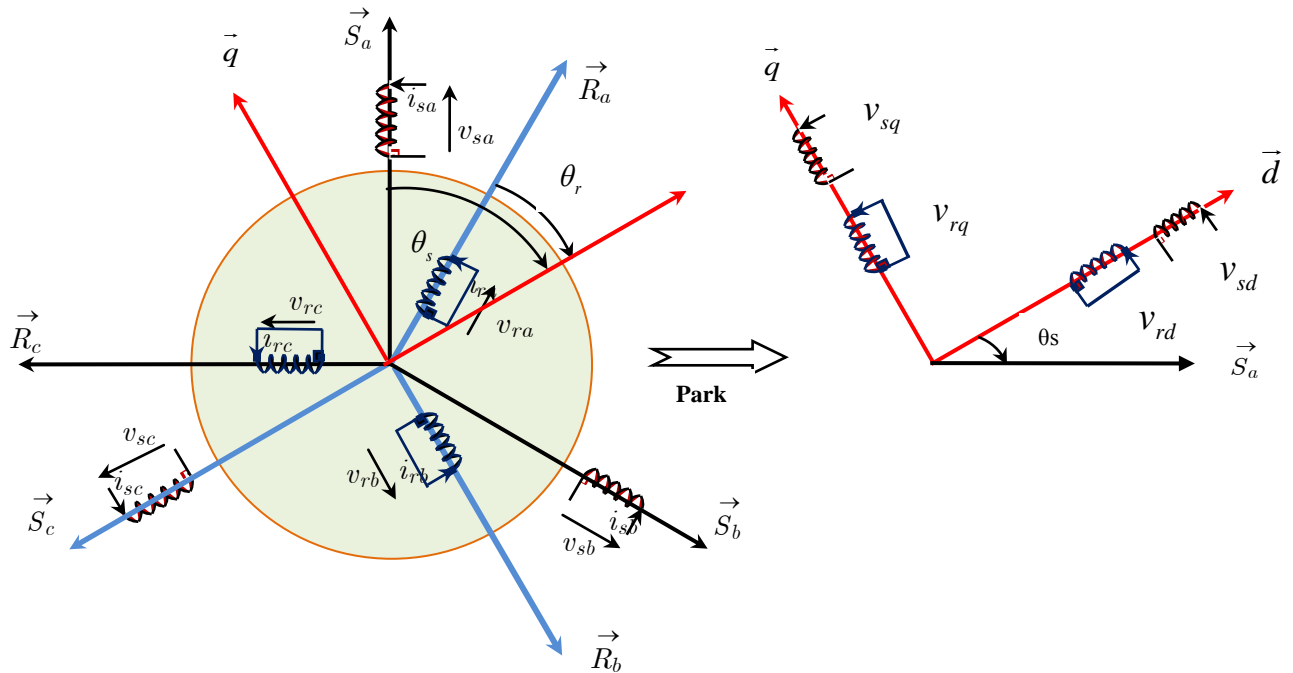


Fig. (1.3) : Représentation du moteur asynchrone triphasée et biphasée équivalent.

Les angles électriques  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés naturellement à  $\theta$  par la relation :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (1.19)$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.20)$$

### I.5.2 Equations électriques dans le repère de Park

L'équation (1.1) est généralisée à trois phases repérées par les indices  $(a, b, c)$  qu'elles soient statoriques ou rotoriques.

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc}] \quad (1.21)$$

La transformation linéaire  $[P(\theta)]^{-1}$  est appliquée à l'équation (1.21) :

$$[P(\theta)]^{-1}[v_{dqh}] = [R][P(\theta)]^{-1}[i_{dqh}] + \frac{d}{dt}[[P(\theta)]^{-1}[\psi_{dqh}]] \quad (1.22)$$

Soit en multipliant par  $[P(\theta)]$  :

$$[v_{dqh}] = [R][i_{dqh}] + \frac{d}{dt}[\psi_{dqh}] + [P(\theta)] \left( \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} \right) [\psi_{dqh}] \quad (1.23)$$

On démontre que :

$$[P(\theta)] \left( \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (1.24)$$

Finalement on obtient le système des équations qui constituent un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} v_d = R.i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \psi_q \\ v_q = R.i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \psi_d \\ v_h = R.i_h + \frac{d\psi_h}{dt} \end{cases} \quad (1.25)$$

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel  $d, q$  s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \psi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \psi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (1.26)$$

Les relations entre les flux statoriques et rotoriques dans le référentiel  $d, q$  s'écrivent :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{sdq0} \end{bmatrix} &= [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} \psi_{sabc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_{rdq0} \end{bmatrix} &= [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \psi_{rabc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Après calcul, on trouve la matrice réduite des flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Les relations électromagnétiques des flux et des courants s'écrivent :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (1.29)$$

Avec :  $L_s = l_{ss} - m_{ss}$ ,  $L_r = l_{rr} - m_{rr}$ ,  $L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{sq} \end{cases} \quad (1.30)$$

En substituant le système d'équations (1.29) dans le système d'équations (1.26) on obtient ;

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left( \frac{d}{dt} \right) & -L_s \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) & L_m \left( \frac{d}{dt} \right) & -L_m \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) \\ L_s \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) & R_s + L_s \left( \frac{d}{dt} \right) & L_m \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) & L_m \left( \frac{d}{dt} \right) \\ L_m \left( \frac{d}{dt} \right) & -L_m \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_r + L_r \left( \frac{d}{dt} \right) & -L_r \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \\ L_m \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) & L_m \left( \frac{d}{dt} \right) & L_r \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_r + L_r \left( \frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Les équations électriques de moteur asynchrone dans le repère d'axe  $(d, q)$  deviennent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (1.32)$$

### 1.5.3 Equations mécaniques

Nous avons exprimé les équations électriques et magnétiques du moteur, mais il reste également les équations mécaniques décrivant le mode mécanique, autrement dit la vitesse mécanique et le couple électromagnétique.

Ce dernier peut être calculé après l'application de la transformation de Park sur l'équation (1.16), d'où nous aboutissons à l'expression :

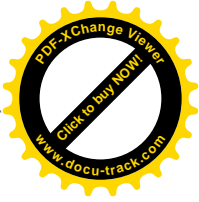
$$c_{em} = P L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (1.33)$$

En utilisant les expressions (1.29) et (1.30), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues. Dans l'équation (1.33), nous pouvons faire intervenir les flux rotoriques. Nous obtenons alors :

$$c_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (1.34)$$

L'équation (1.34) montre que le couple est proportionnel à un produit vectoriel représentant une expression non linéaire.





Pour obtenir le modèle complet de la machine asynchrone, il faut ajouter l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \left( \frac{c_{em} - c_r}{J} \right) - \left( \frac{f}{J} \right) \Omega \quad (1.35)$$

#### I.5.4 Choix du référentiel de Park

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe  $(d, q)$  l'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes  $(d, q)$ .

En pratique, le choix se fait en fonction des objectifs de l'application :

- Repère lié au stator,  $(\frac{d\theta_s}{dt} = 0)$  et  $(\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega)$  ; pour l'étude des grandeurs statoriques.
- Repère lié au rotor,  $(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega)$  et  $(\frac{d\theta_r}{dt} = 0)$  ; pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Repère lié au champ tournant,  $(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s)$  et  $(\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega)$  ; étude de la commande.

En général, cette dernière solution est retenue pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues dans ce référentiel.

Le référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (1.36)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (1.37)$$

$$\left( \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = \frac{d\theta}{dt} \equiv (\omega_s - \omega_r) = \omega = P\Omega \quad (1.38)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

## I.6. Modèle du moteur asynchrone alimentée en tension

L'équation (1.31) des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [2] :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left( \frac{d}{dt} \right) & -L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s \left( \frac{d}{dt} \right) & -(1-\sigma)L_s \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \left( \frac{d}{dt} \right) & (1-\sigma)L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s \left( \frac{d}{dt} \right) \\ \left( \frac{d}{dt} \right) & -\omega_r & \frac{1}{T_r} + \left( \frac{d}{dt} \right) & -\omega_r \\ \omega_r & \left( \frac{d}{dt} \right) & \omega_r & \frac{1}{T_r} + \left( \frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad \text{Et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

### I.6.1 Représentation d'état de Park

les équations du moteur sont réécrites en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques  $i_{sd}$ , et  $i_{sq}$  les flux rotoriques  $\psi_{rd}$ ,  $\psi_{rq}$ , comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (1.29) :

$$\text{Pour les courants rotoriques :} \quad \begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (1.40)$$

$$\text{Pour les flux statoriques :} \quad \begin{cases} \psi_{sd} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\text{Pour le Couple électromagnétique :} \quad c_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (1.42)$$

En rapportant les relations (1.40) et (1.41) dans (1.32), on aboutira au système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_{rd} - \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \psi_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \psi_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \omega_r \psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} \end{cases} \quad (1.43)$$

En identifiant le système (1.43) à la forme  $\frac{dx}{dt} = [A]x + [B]u$  :

On aura :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Tel que :  $[A] =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

et  $[B] =$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

### I.6.2 Transformation de Concordia

La transformation de Concordia  $[C]$  qui est un cas particulier de la transformation de Park orthogonale, elle est obtenue quand le repère  $(d, q)$  est confondu avec le repère  $(\alpha, \beta)$ , c'est à dire en prenant  $(\theta_s = 0)$ , la transformation directe s'écrit comme suit :

$$[X_{\alpha\beta h}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} [X_{abc}] \quad (1.47)$$

$$\text{Où} \quad \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_h \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$X$  : représente les grandeurs électriques (tensions, courants ou flux).

Sa transformée inverse est de la forme :

$$[X_{abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} [X_{dqh}] \quad (1.49)$$

$$\text{Où} \quad \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_h \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

La figure (1.4) montre la représentation du vecteur  $[X(s)]$  dans le référentiel fixe  $(\alpha, \beta)$ , ainsi que le passage au référentiel tournant  $(d, q)$ .

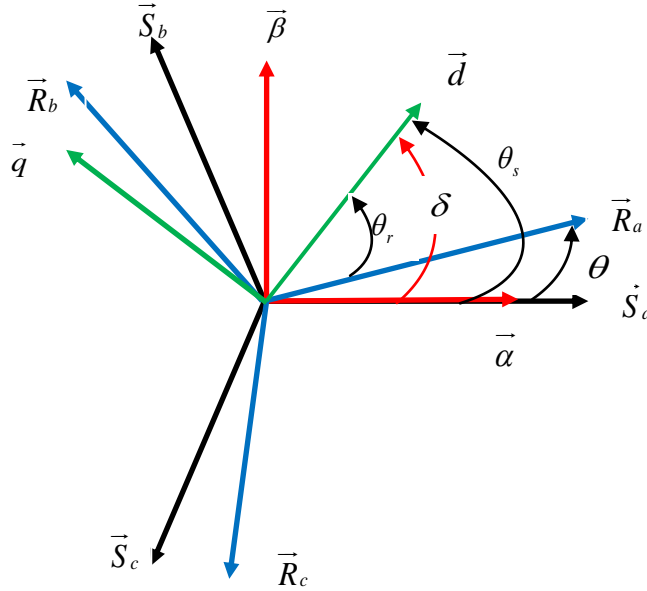


Fig. (1.4) : Différents Référentiels : Triphasé  $(a, b, c)$  - Fixe  $(\alpha, \beta)$  - Tournant  $(d, q)$

### I.6.3 Référentiel lié au stator

À partir des définitions précédentes, les équations électriques et magnétiques du moteur asynchrone sont réécrites dans le repère stationnaire  $(\alpha, \beta)$  comme suit :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1.51)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (1.52)$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{cases} 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.53)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_s i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_s i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (1.54)$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme  $\frac{dx}{dt} = [A]x + [B]u$

On aura :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

Tel que :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.56)$$

$$\text{Et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

#### I.6.4 Passage entre les repères dq et αβ

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle  $\delta : [\mathcal{R}(\delta)]$ , comme le montre la figure (1.4) :

La transformation se fait alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [\mathcal{R}(\delta)] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

$$\text{Et inversement : } \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [\mathcal{R}(\delta)^{-1}] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.59)$$

$$\text{Avec : } [\mathcal{R}(\delta)] = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \quad (1.60)$$

### I.6.5 Simulation et interprétation des Résultats

Le moteur asynchrone dont les paramètres sont donnés dans l'annexe (A) est simulé avec alimentation directe par un réseau triphasé équilibré à l'aide du logiciel Matlab-Simulant de MathWork.

Le modèle (1.43) est utilisé pour simuler le moteur asynchrone, deux cas ont été étudiés :

- Démarrage à vide avec insertion d'une charge de perturbation.
- Démarrage avec charge nominale.

#### I.6.5.1 Simulation du MAS alimenté par un réseau triphasé

- **démarrage à vide avec insertion d'une charge de perturbation :**

Les courbes de la figure (1.5) représentent les résultats de la simulation pour le démarrage à vide du moteur asynchrone suivi de l'application d'une charge de (10 N.m) à l'instant (0.6) sec.

- l'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement de (0.3 sec) de toutes les grandeurs.
- Au démarrage, la vitesse oscille légèrement (régime transitoire) et cela est dû à l'inertie des masses tournantes puis elle se stabilise à (157 rad/s) en régime permanent.
- à  $t=0.6$  sec, on introduit un couple résistant, on constate un décroissement de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement et atteint environ (148 rad/s), ce qui est un résultat évident car la vitesse diminue avec l'application d'une charge.
- Le couple électromagnétique présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes avant de rejoindre sa valeur de référence, il atteint une valeur maximale de l'ordre de (45 N.m). à l'application de la perturbation le couple augmente afin de compenser cette perturbation puis il se stabilise à la valeur du couple résistant.
- Le courant statorique poursuit le comportement du couple avec des oscillations, il augmente lors de l'application de la charge perturbatrice.

- **démarrage avec charge nominale :**

Les résultats de simulation de la figure (I.6) illustrent le cas de démarrage du moteur avec une charge nominale ( $C_r=10$  N.m);

- L'allure de vitesse présente des petites oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Le régime établi est atteint au bout de (0.45 sec) et la vitesse se maintient à 148 (rad/s).
- Le couple électromagnétique présente de fortes ondulations durant le régime transitoire qui dure presque (0.4 s), en régime établi il se stabilise à la valeur du couple de charge.
- L'allure du courant statorique présente au démarrage des pulsations importantes qui disparaissent après que le régime permanent est atteint, et prend une forme sinusoïdale et une amplitude constante.
- Le flux rotorique atteint la valeur de 1.065 (Wb) en régime permanent.

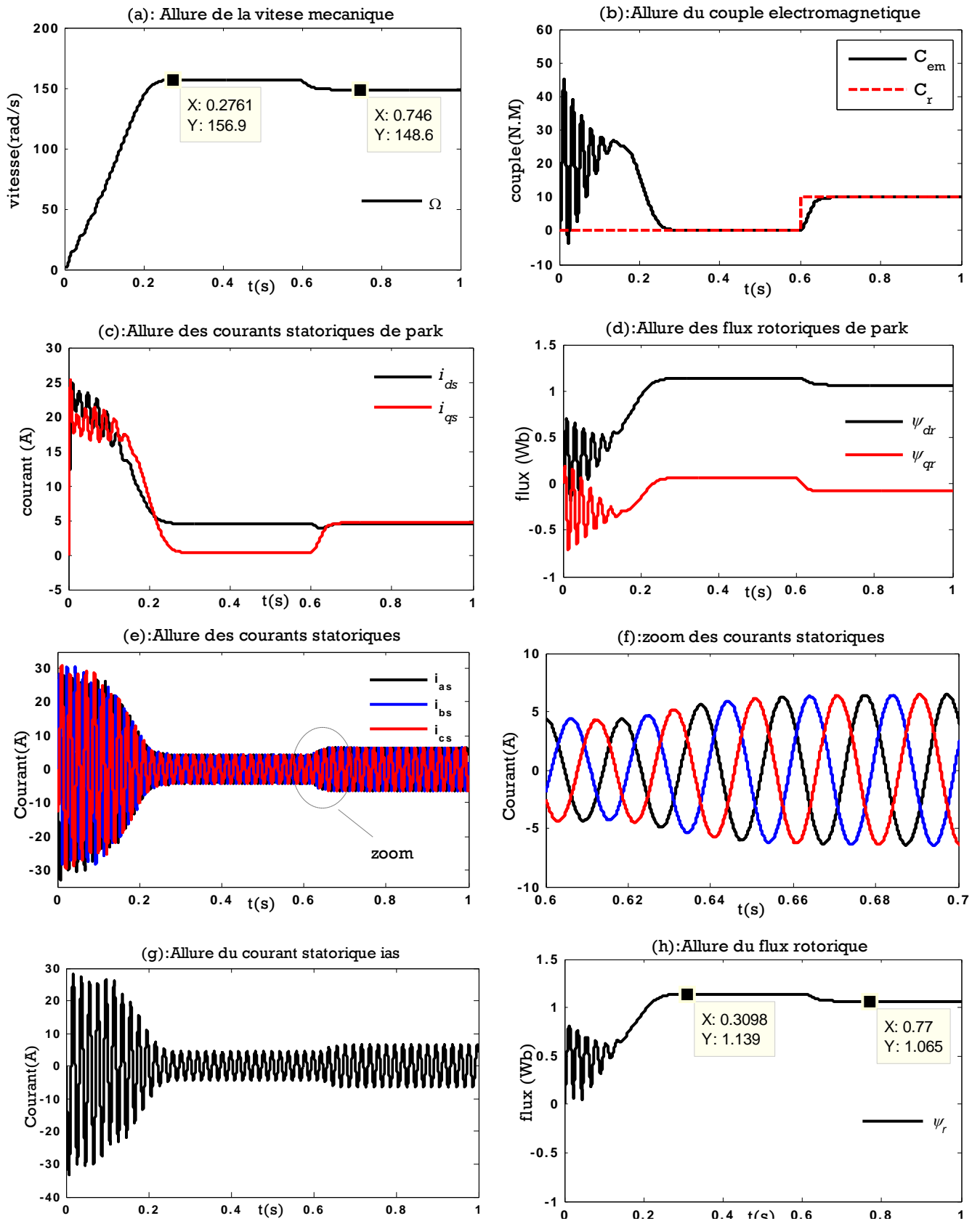


Fig. (1-5) : simulation du démarrage à vide avec insertion d'une charge de perturbation  
Moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé.



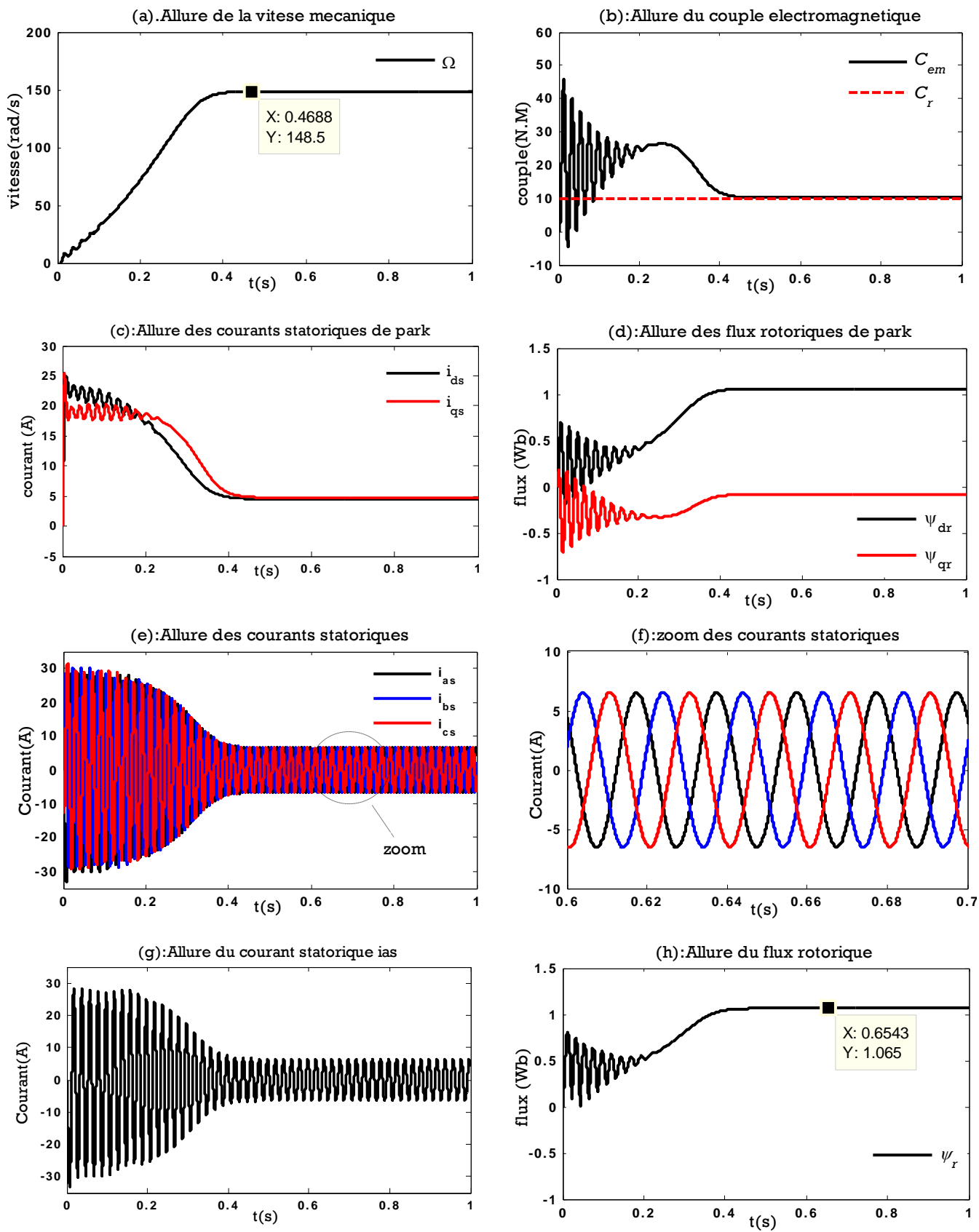


Fig. (1-6) : simulation du fonctionnement nominal  
Moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé.

## I.7 Alimentation du moteur asynchrone

Les commandes modernes du moteur asynchrone nécessitent une alimentation à tension et fréquence variable constituée d'un convertisseur statique de l'électronique de puissance. Le convertisseur le plus communément utilisé dans les faibles et moyennes puissances est celui formé par trois étages de conversion : un étage onduleur MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) connecté au moteur, un étage redresseur connecté au réseau alternatif, et un étage continu intermédiaire constitué par un filtre passif LC.

Ce convertisseur est illustré par le schéma donné dans la figure (1.7) :

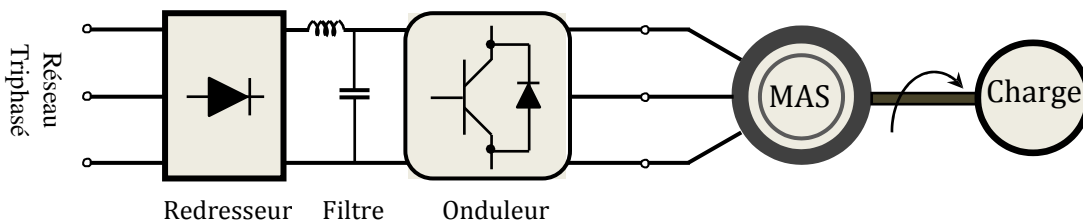


Fig. (1-7) : Schéma de l'ensemble convertisseur - moteur - charge.

### I.7.1. Modélisation de l'onduleur de tension

#### I.7.1.1 Principe de fonctionnement

Le pont onduleur est formé de trois phases indépendantes portant chacune deux interrupteurs. Chaque interrupteur est composé d'un thyristor ou d'un transistor (IGBT, GTO, MOSFET...) et d'une diode en antiparallèle. Le système de modulation calcule un signal par phase définissant les ordres de conduction et de blocage des interrupteurs. Ces ordres sont complémentaires pour les deux interrupteurs de chaque phase **[12]**.

La stratégie de commande du pont onduleur par modulation de largeur d'impulsion impose la présence d'un temps mort dans les ordres d'ouverture des interrupteurs afin d'éviter le court-circuit de l'alimentation continue (l'ouverture simultanée de deux interrupteurs d'une même branche) **[37]**.

Le principe consiste à imposer aux bornes du moteur, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence obtenues à partir des régulateurs des courants.

### I.7.1.2 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux :

Dans notre étude, nous considérons le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée et alimenté par une source de tension parfaite, qui est supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $E/2$ , connectés entre eux par un point milieu fictif noté 'o'.

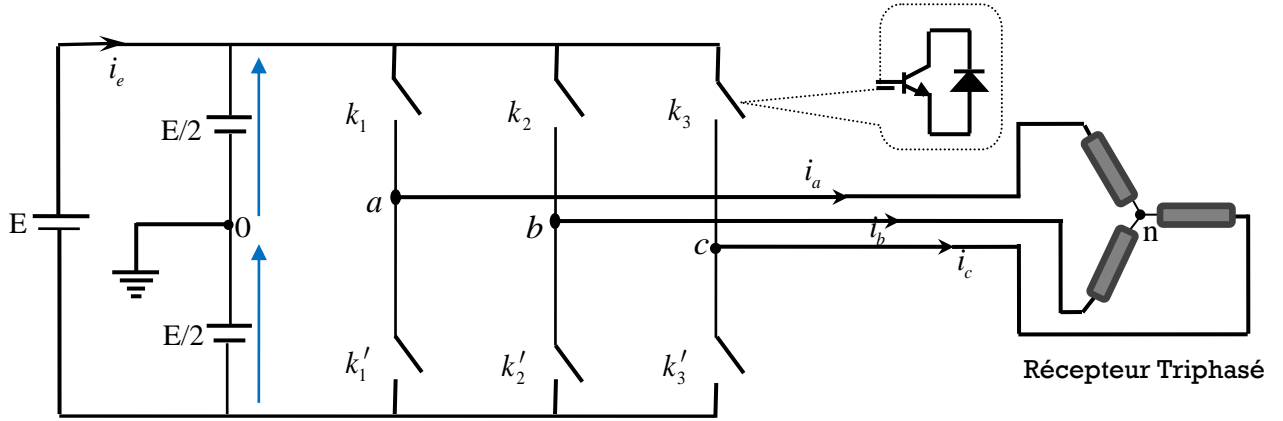


Fig. (1-8) : schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Le moteur a été modélisé à partir des tensions simples que nous notons  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$ .

Sachant que dans un régime équilibré :  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$  nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (1.61)$$

En faisant la somme des équations du système (1.61), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (1.62)$$

D'où

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} = v_{an} + v_{bn} + v_{cn} \quad (1.63)$$

Donc :

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (1.64)$$

En utilisant l'équation (1.64) dans le système (1.62), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.65)$$

Les deux interrupteurs de chaque branche de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants de sortie et éviter le court circuit de la source.

On appelle  $k_i$  et  $k'_i$  les interrupteurs idéaux de l'onduleur, commandé à partir de la grandeur logique " $s_i$ " qui définit l'état de l'interrupteur  $k_i$ , tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i = a, b, c$ ) :

- $s_i = 1$  si  $k_i$  est passant et  $k'_i$  est ouvert.
- $s_i = 0$  si  $k_i$  est ouvert et  $k'_i$  est passant.

À partir du schéma de l'onduleur, les tensions fournies par les demi-ponts sont :

$$\begin{cases} v_{ao} = (2s_a - 1) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{bo} = (2s_b - 1) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{co} = (2s_c - 1) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (1.66)$$

En remplaçant (1.66) dans (1.65), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (2s_a - 1) \\ (2s_b - 1) \\ (2s_c - 1) \end{bmatrix} \quad (1.67)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (1.68)$$

Le courant d'entrée de l'onduleur est donné par

$$i_e = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (1.69)$$

Plusieurs techniques de Modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale-triangulaire, modulation vectorielle...etc.)

La technique retenue dans ce travail est la méthode à MLI sinusoïdale-triangulaire.

### I.7.2 Commande à MLI sinus-triangle :

La commande dite à modulation de largeur d'impulsion MLI sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence ( $f_r$ ) qui est la tension de référence  $v_{ref}(t)$  à une onde porteuse  $v_p(t)$  haute fréquence ( $f_p$ ) de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Le mode de fonctionnement est très simple :

- si  $v_{ref}(t) \geq v_p(t)$  : l'interrupteur supérieur du bras du pont conduit ;
- si  $v_{ref}(t) < v_p(t)$  : l'interrupteur inférieur du bras du pont conduit ;

Ou  $v_{ref}(t)$  représente une des trois tensions de référence et  $v_p(t)$  représente le signal triangulaire ou l'onde porteuse, voir figure (1.9).

Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants de commutation des interrupteurs est réalisée en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride.

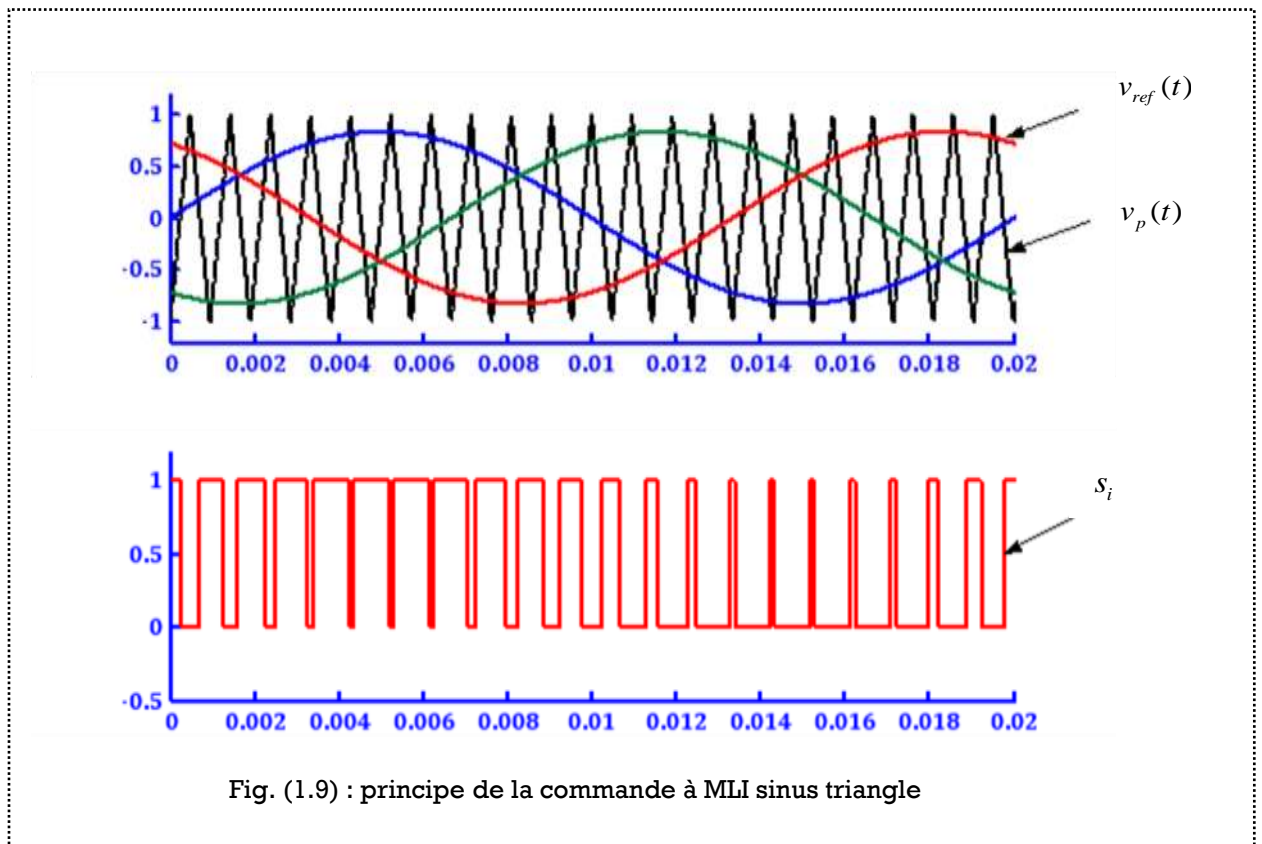


Fig. (1.9) : principe de la commande à MLI sinus triangle

### I.7.3 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande : L'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ .

- Indice de modulation :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (1.70)$$

$f_r$  est la fréquence de la tension de référence et  $f_p$  est celle de la porteuse.

- Taux de modulation :

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (1.71)$$

$V_r$  est l'amplitude de la tension de référence et  $V_p$  est celle de la porteuse.

### I.7.4 Modélisation de Commande à MLI sinus-triangle

- Equation de la porteuse :

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa valeur de crête  $V_p$  et par sa fréquence  $f_p$ .

On définit l'équation de la porteuse dans la période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} v_p(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ v_p(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (1.72)$$

- Equation des tensions de référence :

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ .

En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ref\_a} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{ref\_b} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ v_{ref\_c} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.73)$$

- Equation des états des interrupteurs :

$$\begin{cases} s_i = 1 & \text{si } (v_{ref\_i} - v_p) \geq 0 \\ s_i = 0 & \text{si } (v_{ref\_i} - v_p) < 0 \end{cases} \quad \text{Avec } i = a, b, c \quad (1.74)$$

### I.7.5 Simulation du MAS alimenté par un onduleur de tension à MLI-ST

Afin de montrer les performances du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension, nous présentons ici les résultats de simulation de deux modes de fonctionnement :

- démarrage à vide puis insertion d'un couple résistant.
- démarrage en charge nominale.

#### I.7.5.1 Interprétation des Résultats

##### ➤ **fonctionnement à vide :**

Les courbes de la figure (1.10) représentent les résultats de la simulation pour le démarrage à vide du moteur asynchrone alimentée par un onduleur de tension suivi de l'application d'une charge de (10 Nm) à l'instant (0.6) sec.

- La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur égale à la vitesse du synchronisme, comme dans le cas du MAS alimentée directement par le réseau triphasé seulement que la réponse est plus lente.
- On constate que l'introduction de la charge à  $t=0.6$  s provoque une diminution de la vitesse qui chute d'environ 12 rd/s.
- En régime transitoire, le couple est pulsatoire avec une valeur maximale de l'ordre de 47 N.m, et présente des ondulation autour de sa valeur de référence en régime permanent et cela est due aux harmoniques du courant, contrairement au cas du MAS est alimenté par un réseau triphasé équilibré.
- On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée au moteur.
- Le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 (Wb) à vide et 1.065 (Wb) en charge.

##### ➤ **fonctionnement nominal :**

Les courbes de la figure (1.11) représentent les résultats de la simulation pour le démarrage avec charge nominale du moteur asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

- La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur inférieure à la vitesse du synchronisme (148.5 rad/s) car le moteur tourne à charge nominale.
- le couple est fortement pulsatoire, ceci est dû au démarrage en charge, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nominale.
- L'appel courant statorique est fort au démarrage, il est égal à environ cinq fois le courant nominal. en régime établi, il tend vers une valeur correspondante au courant nominal.
- Le flux rotorique atteint la valeur de 1.065 (Wb) en régime permanent.

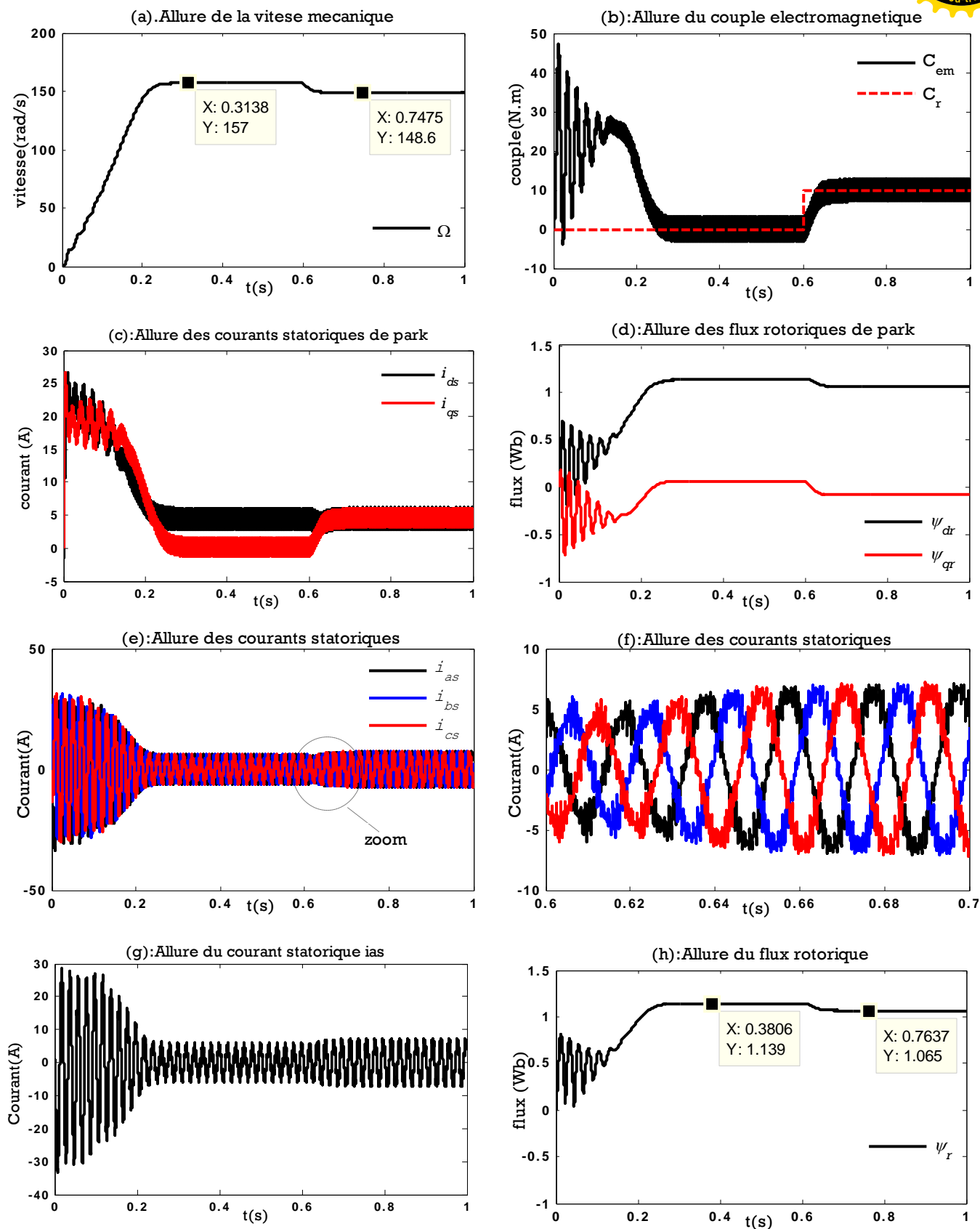


Fig. (1-10) simulation du démarrage à vide avec insertion d'une charge de perturbation

Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI



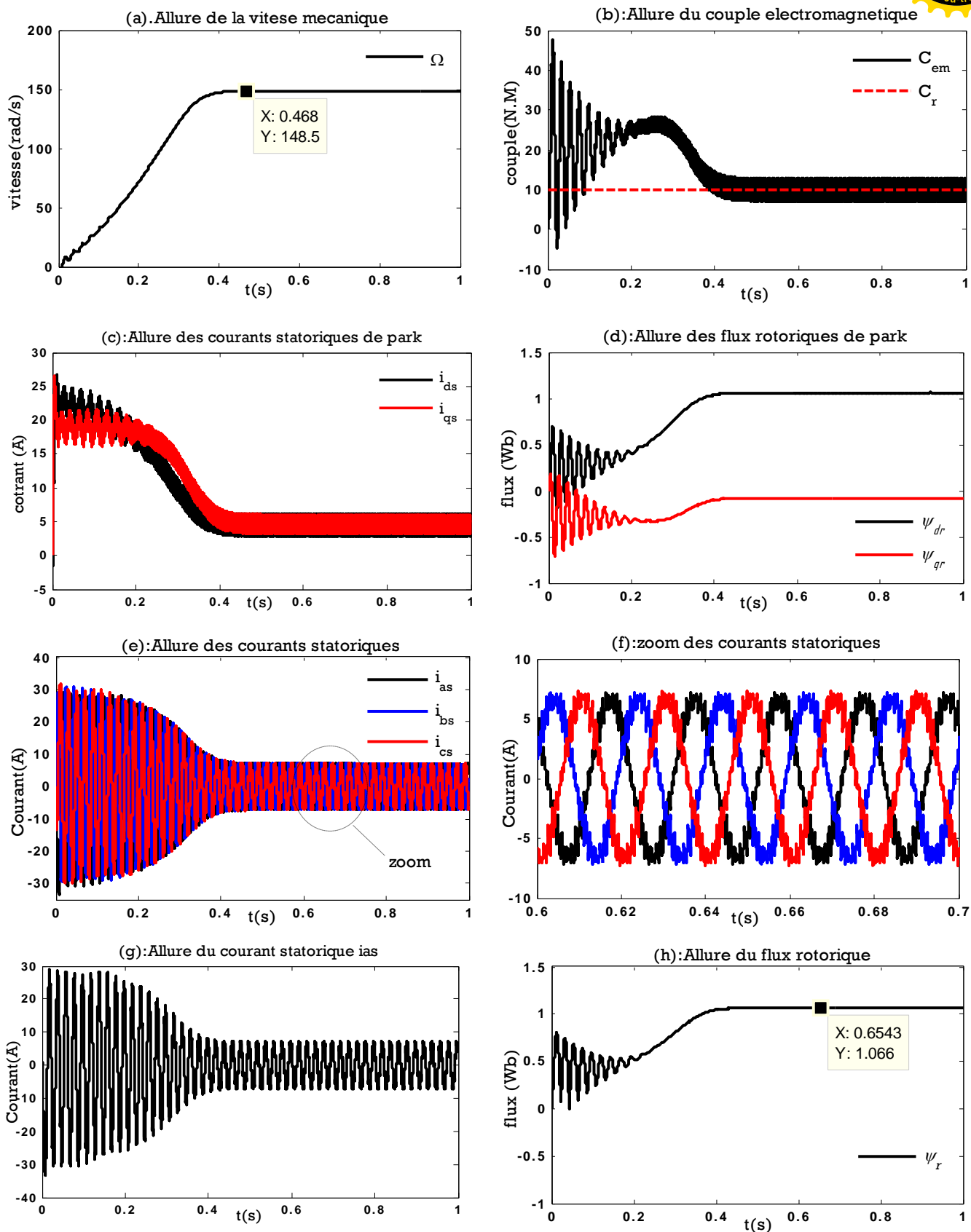
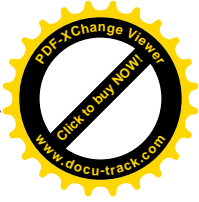


Fig. (1-11) simulation du démarrage en charge nominale  
Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI



## I.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension.

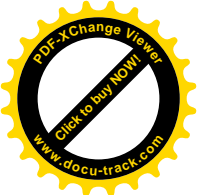
Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé, ensuite et pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Cette transformation a permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Dans la seconde partie on a procédé à la modélisation de l'onduleur de tension à MLI-ST à deux niveaux commandé en tension.

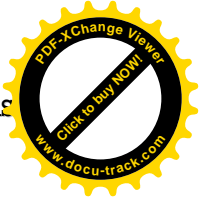
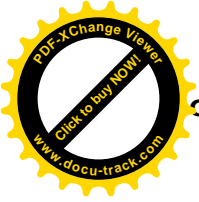
Les simulations montrent la validité de notre modèle (moteur -onduleur), on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant statorique et du flux rotorique après un régime transitoire.

Dans cette partie, le moteur fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir le contrôler dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'utiliser pour une commande vectorielle indirecte, qui fera l'objet du chapitre suivant.



## **Chapitre II**

# **Commande Vectorielle Indirecte Avec Capteur de Vitesse D'un Moteur Asynchrone**



## **Chapitre II**

# **Commande Vectorielle Indirecte Avec Capteur de Vitesse D'un Moteur Asynchrone**

## II.1 Introduction

Un moteur asynchrone peut être commandé selon deux types de contrôle : un contrôle scalaire ( $v/f$ ) ou un contrôle vectoriel [17]. Le contrôle scalaire est basé sur le maintien du rapport des amplitudes de la tension et de la fréquence constant. Bien que ce type de contrôle ait longtemps servi l'industrie, il est incapable d'assurer de bonnes performances dynamiques. Ce qui a laissé largement la place aux moteurs à courant continu d'être le meilleur choix pour les applications d'entraînement à vitesse variable durant plusieurs années. Les choses ont commencé à changer après que la théorie du contrôle vectoriel à flux orienté a été introduite par Blaschke [7].

Cette technique de commande a conduit à un changement radical dans la commande du moteur asynchrone, et cela grâce à la qualité des performances dynamiques qu'elle apporte. Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont naturellement orthogonaux. ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande.

Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques. l'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe  $d$  du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe  $q$  joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple.

Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère  $(d, q)$ . Ce dernier est orienté de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux désiré. L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique ( $i_{sq}$ ) et peut être contrôlé par celle-ci.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte.

Pour notre étude nous retenons cette dernière version avec orientation du flux rotorique, et cela revient à la simplicité de son implémentation du fait qu'elle ne nécessite pas un capteur de flux comme la première.

## II.2 Principe de la commande vectorielle

L'expression (1.34) du couple électromagnétique de la machine asynchrone a la forme d'une différence de couple produit par deux machines à courant continu(en excitation séparée) tournant en sens inverse l'une par rapport à l'autre.

L'orientation du flux revient donc à annuler l'effet de la machine en inversion de sorte que l'expression du couple électromagnétique résultant soit de la forme de celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$c_{em} = k.I_a.I_f \quad (2.1)$$

où  $I_a$  est le courant d'induit,  $I_f$  est le courant d'excitation,  $k$  est une constante.

En maintenant le courant  $I_f$  constant par le circuit de réglage de l'inducteur, le couple dépend uniquement du courant  $I_a$ .

## II.3 Orientation du flux rotorique

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réécrire le modèle dynamique du moteur asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor.

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence lié au flux rotorique [17].

Dans le repère synchrone le couple électromagnétique est donné par :

$$c_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.2)$$

En analysant cette expression, nous constatons que le couple électromagnétique est découplé du flux si  $\psi_{rd}$  est indépendant de  $i_{sq}$  et est fonction uniquement de  $i_{sd}$ , donc

$$\psi_{rq} = 0.$$

C'est la condition d'orientation du flux rotorique, cette condition implique que le vecteur flux  $\psi_{rd}$  soit orienté selon l'axe  $d$  du repère  $dq$ .

D'où le nom de la commande à flux orienté ou commande vectorielle.

Le principe d'orientation du flux rotorique est illustré par la figure (2-1).

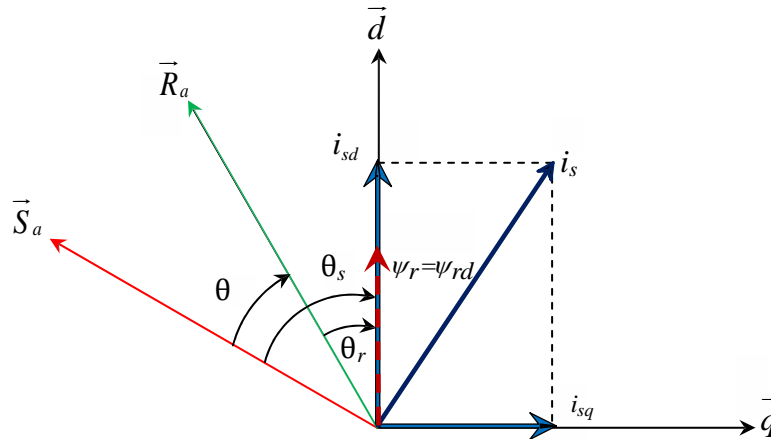


Fig. (2.1) : Principe d'orientation du flux rotorique.

Dans ce cas nous avons :

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

En imposant  $\psi_{rq} = 0$ , le modèle (1.43) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_r \\ 0 = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (2.4)$$

Nous obtenons par conséquent le nouveau modèle ou le modèle réduit de la machine asynchrone en vue de sa commande :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left( \frac{d\psi_r}{dt} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} + \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_r \\ \omega_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\text{Et : } \begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (c_{em} - c_r) - \frac{f}{J} \omega \\ c_{em} = \frac{P L_m}{L_r} \psi_r i_{sq} \end{cases} \quad (2.6)$$

Après le passage par la transformation de Laplace, nous obtenons de l'équation (2.5) :

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + s.T_r} i_{sd} \quad (2.7)$$

$$c_{em} = \frac{P.L_m}{L_r} \psi_r i_{sq} \quad (2.8)$$

La position angulaire  $\theta_s$  du repère d'axe  $(d, q)$  par rapport à la phase statorique de référence  $S_a$  est obtenue par :

$$\theta_s = \int \omega_s . dt \quad (2.9)$$

Avec :  $\omega_s = \omega_r + \omega \quad (2.10)$

Et :  $\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r} \quad (2.11)$

D'après les équations (2.7) et (2.6), nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statorique  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  respectivement.

Le courant  $i_{sd}$  sert à réguler le flux  $\psi_r$  à sa valeur de référence  $\psi_r^*$ .

Ensuite, si  $\psi_r = \psi_r^*$  le couple électromagnétique  $c_{em}$  prend une forme analogue à celle de la machine à courant continu, et sera contrôlé proportionnellement par le courant  $i_{sq}$ .

#### II.4 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ .

Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_r$  estimée et la pulsation mécanique  $\omega$  mesurée (ou estimée).

Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux. Le calcul de  $\theta_s$  est illustré par la figure (2-2).

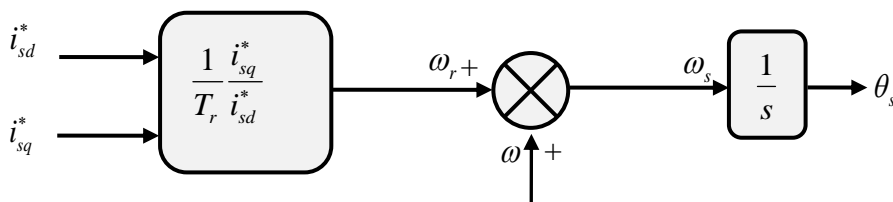


Fig. (2.2) : Méthode de la commande vectorielle indirecte



La procédure consiste à résoudre numériquement l'équation (2.9), soit :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r} \quad (2.12)$$

Etant donné que le flux  $\psi_r$  est régi par la première équation du système (2.5), c'est-à-dire :

$$\frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_r \quad (2.13)$$

En régime permanent, l'équation (2.2) donne  $\psi_r^* = L_m i_{sd}^*$ , l'équation (2.12) devient :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (2.14)$$

Les courants de référence  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  se déduisent directement par le biais des équations (2.7) et (2.8) à partir du couple électromagnétique de référence  $c_{em}^*$  et du flux de référence  $\psi_r^*$  soit :

$$i_{sd}^* = \frac{1}{L_m} \left( \psi_r^* + T_r \frac{d\psi_r^*}{dt} \right) \quad (2.15)$$

$$i_{sq}^* = \frac{L_r}{P L_m \psi_r^*} \cdot c_{em}^* \quad (2.16)$$

## II.4.1 Mise en équations de la commande IRFOC

### II.4.1.1 Découplage entre les axes $(d, q)$

Les tensions statoriques obtenues à partir du système (2.5) sont :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d\psi_r}{dt} \right) \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_r \end{cases} \quad (2.17)$$

La commande en tension par orientation de flux consiste à commander le moteur par deux tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  complètement découplées pour avoir des performances dynamiques similaires à celles des moteurs à courant continu [5].

Or, selon le système (2.17), bien que le flux soit constant, il y a un grand couplage entre le courant  $i_{sq}$  et la tension  $v_{sd}$  d'une part et le courant  $i_{sd}$  et la tension  $v_{sq}$  d'autre part.

On dit que les deux tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  comportent des termes croisés.

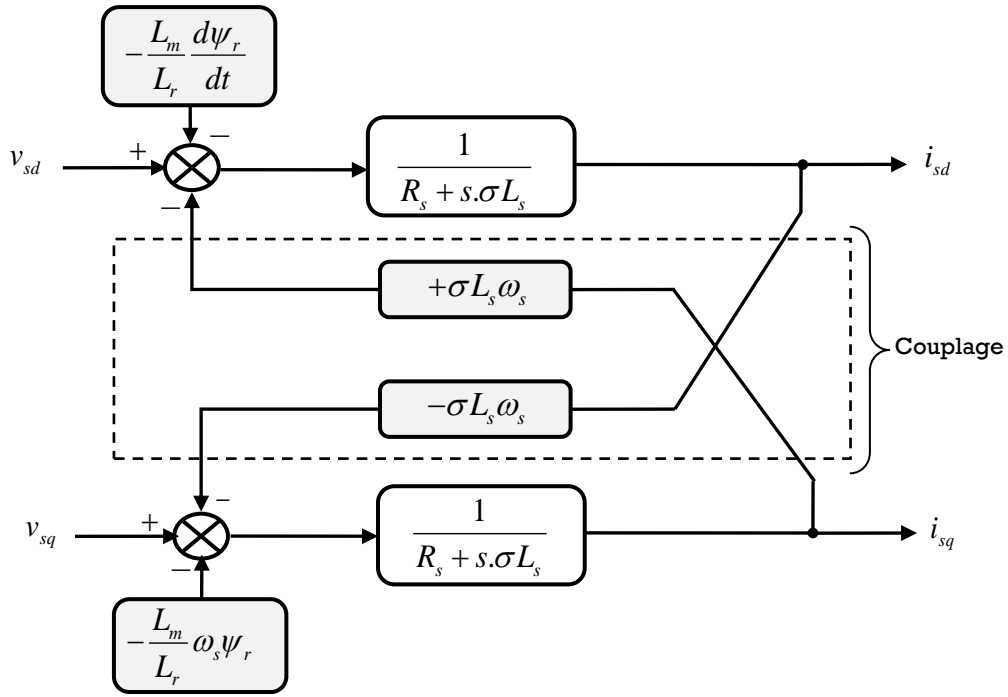


Fig. (2.3) : Mise en évidence du couplage entre les axes (d) et (q)

#### II.4.1.2 Commande vectorielle avec découplage par compensation

Afin d'éviter ce couplage entre les deux équations de (2.17), nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés et les termes non-linéaires.

Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courants pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [13].

Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

Définissons deux nouvelles variables de commande  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} + f_{emd} \\ v_{sq} = v_{sq1} + f_{emq} \end{cases} \quad (2.18)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (2.19)$$

Et

$$\begin{cases} f_{emd} = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d\psi_r}{dt} \right) \\ f_{emq} = +\sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_r \end{cases} \quad (2.20)$$

Nous pouvons alors représenter le modèle (2.4) de la machine par le schéma bloc suivant :

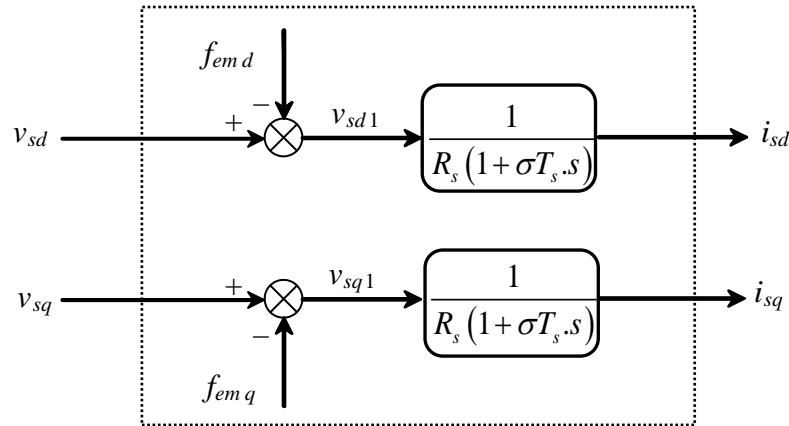


Fig. (2.4) : Modèle réduit de la machine

Les termes  $f_{emd}$  et  $f_{emq}$ , correspondent aux termes de couplage entre les axes  $(d)$  et  $(q)$ . La solution proposée consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des correcteurs de courants de manière à séparer les boucles de régulation d'axes  $(d)$  et  $(q)$  comme le montre la figure (2-5).

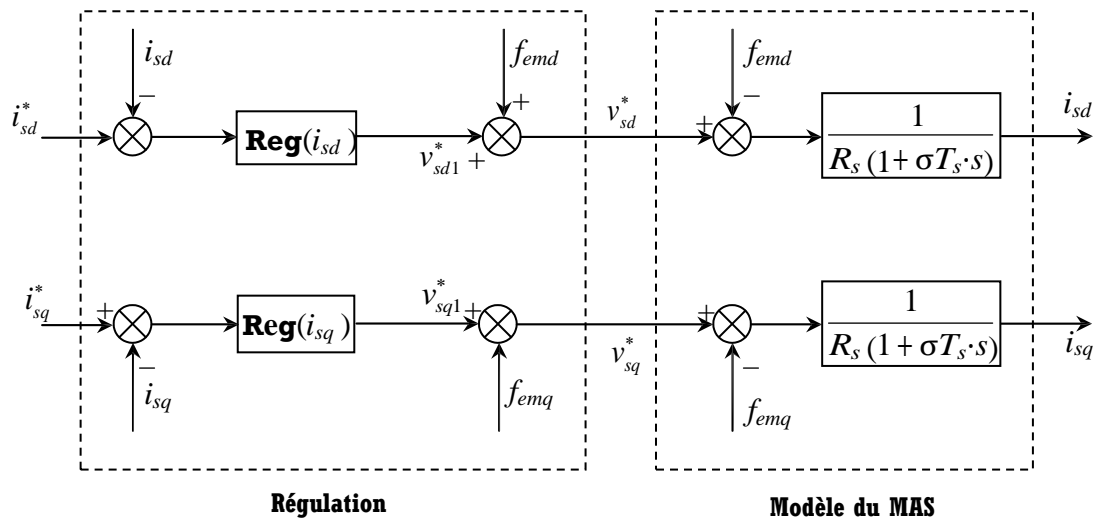


Figure (2-5) : Découplage par addition des termes de compensation.

Nous aboutissons alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes :

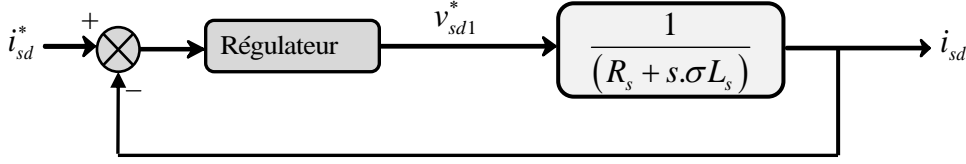


Fig. (2.6) : Boucle de régulation du courant  $i_{sd}$  après découplage.

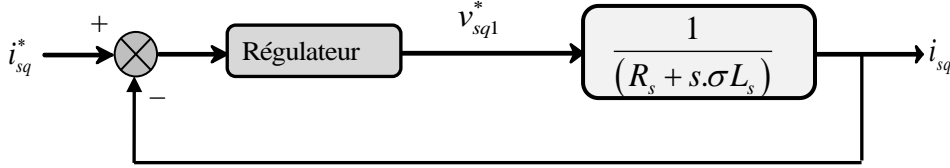


Fig. (2.7) : Boucle de régulation du courant  $i_{sq}$  après découplage.

Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$

Nous obtenons ainsi le schéma bloc de la figure (2-8).

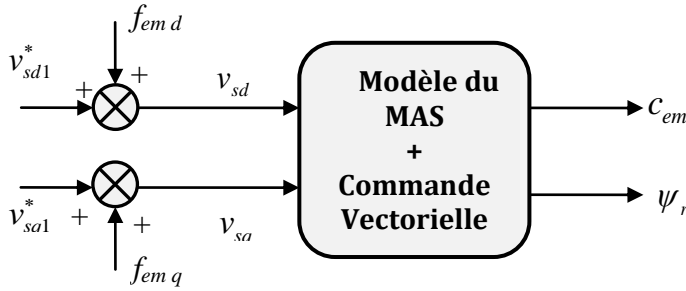


Fig.(2.8) : Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  .

Ce découplage est basé sur l'introduction des termes de compensations  $f_{emd}$  et  $f_{emq}$  .

On peut utiliser soit la consigne de flux  $\psi_r^*$  , soit une estimation du flux réel  $\psi_r$  pour le calcul des valeurs de  $f_{emd}$  et  $f_{emq}$  [17].

Donc, la grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est le couple électromagnétique en présence de la charge extérieure qui peut varier très brutalement.

Dans la commande conventionnelle, le flux rotorique  $\psi_r$  et le couple électromagnétique

$C_{em}$  sont contrôlés par des correcteurs du type PI [15]. En tenant compte de l'alimentation en tension du MAS, les grandeurs de commande sont les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  , et la pulsation de glissement  $\omega_r$  . Pour la partie onduleur, les tensions statoriques de référence  $(v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*)$  sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs  $(v_{sd}^*, v_{sq}^*, \theta_s)$  .

La pulsation  $\theta_s$  , nécessaire pour la transformation de Park, est calculée à l'aide de la méthode exposée dans la section II.3

## II.5 Calcul des régulateurs :

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle.

Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

### II.5.1 Régulateur du courant $i_{sq}$

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension  $v_{sq1}$  nécessaire au maintien du couple à sa valeur de référence.

Suivant la figure (2-7), la fonction de transfert  $\frac{i_{sq}}{v_{sq1}}$  est donnée par :

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (2.21)$$

La boucle de régulation du courant  $i_{sq}$  est représentée par la figure (2.9).

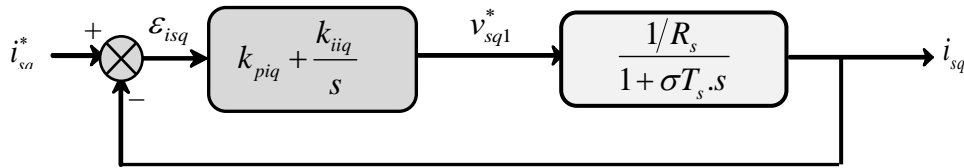


Fig. (2.9) : Schéma bloc de régulation du courant  $i_{sq}$ .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{\left( \frac{1}{\sigma T_s R_s} \right)}{s^2 + s \cdot \left( \frac{1 + k_{piq}/R_s}{\sigma T_s} \right) + \left( \frac{k_{iiq}}{\sigma T_s R_s} \right)} (k_{piq} s + k_{iiq}) \quad (2.22)$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Comme le polynôme caractéristique de l'équation (2.22) est du deuxième ordre, de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (2.23)$$

Nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et de la pulsation propre  $\omega_0$ .

Par identification entre l'équation (2.23) et le dénominateur de l'équation (2.21), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

$$k_{piq} = (2\zeta\omega_0\sigma T_s - 1).R_s \quad (2.24)$$

$$k_{iiq} = \omega_0^2 \sigma T_s R_s \quad (2.25)$$

### II.5.2 Régulateur du courant $i_{sd}$

Le régulateur du courant direct fournit la tension  $v_{sd1}$  nécessaire au maintien du flux à sa valeur de référence. D'après la figure (2.9), la fonction de transfert  $\frac{i_{sd}}{v_{sd1}}$  est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (2.26)$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant  $i_{sq}$  sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du correcteur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

$$k_{pid} = (2\zeta\omega_0\sigma T_s - 1).R_s \quad (2.27)$$

$$k_{iid} = \omega_0^2 \sigma T_s R_s \quad (2.28)$$

### II.5.3 Régulateur de vitesse PI

D'après l'équation mécanique (1.35), nous avons :

$$\frac{\omega}{c_{em}} = \frac{k_m}{1 + T_m s} \quad (2.29)$$

$$\text{Avec : } k_m = \frac{P}{f} \quad , \quad T_m = \frac{J}{f}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse :

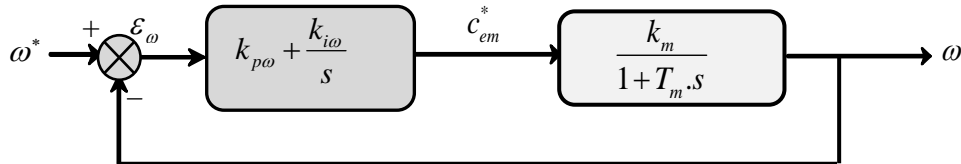


Fig. (2.10) : Schéma bloc de régulation la vitesse  $\omega$  .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\left(\frac{k_m}{T_m}\right)}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + k_m \cdot k_{p\omega}}{T_m}\right) + \left(\frac{k_{i\omega}}{T_m}\right)} (k_{p\omega} s + k_{i\omega}) \quad (2.30)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{p\omega} = (2\zeta\omega_0 T_m - 1) / k_m \quad (2.31)$$

$$k_{i\omega} = \omega_0^2 T_m / k_m \quad (2.32)$$

### II.5.4 Technique de défluxage

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal à sa valeur nominale  $\psi_{r,n}$  lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale du moteur  $\Omega_n$ , et on le faisant varier selon l'expression de l'équation (2.34) lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [6].

$$\psi_r^* = \psi_{r,n} \quad \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_n \quad (2.33)$$

$$\psi_r^* = \frac{\Omega_n}{\Omega} \psi_{r,n} \quad \text{Si } |\Omega| \geq \Omega_n \quad (2.34)$$

Ainsi, nous pouvons envisager le schéma de principe de la commande indirecte du moteur asynchrone illustré dans la figure (2.11).

### II.6 Simulation de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

Afin d'illustrer les comportements statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone commandé en tension en présence du capteur de vitesse et alimentée par un onduleur de tension à MLI-ST ; on a testé ces performances à partir de la simulation des modes fonctionnements suivants :

- Démarrage à vide avec insertion d'une perturbation de charge.
- Poursuite de vitesse avec changement du sens de rotation.

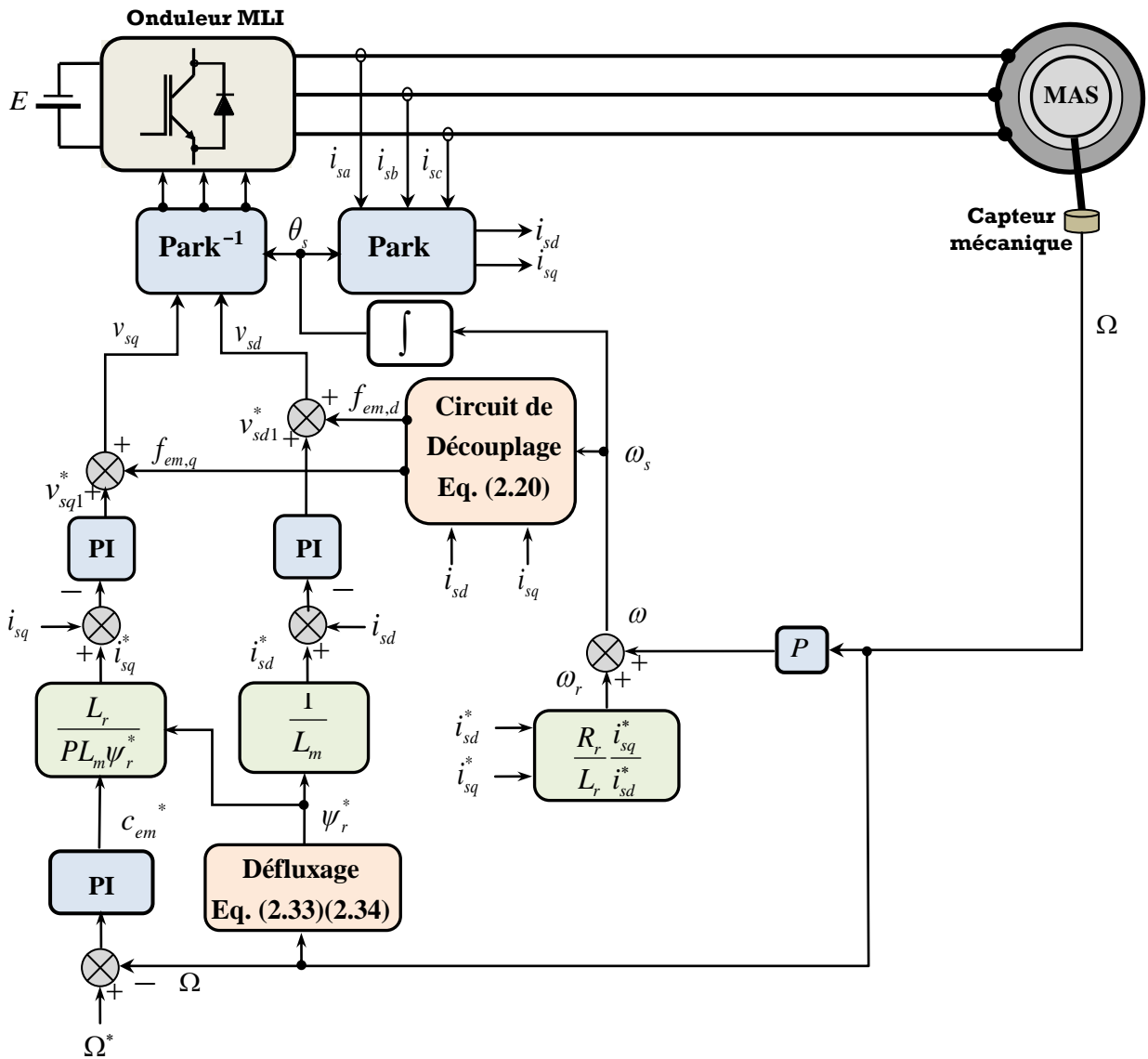
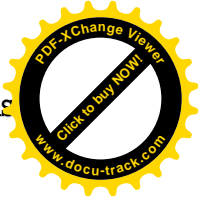
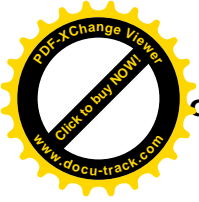


Fig. (2.11) : Schéma bloc de la commande IFOC avec capteur mécanique.





### II.6.1 Démarrage à vide avec insertion d'une perturbation de charge

La figure (2.12) montre les résultats de simulation de la commande IFOC obtenus avec un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (150 rad/sec) et suivi de l'application d'une charge nominale (10 N.m) à l'instant  $t=2$  sec.

On peut noter les constatations suivantes :

- La vitesse de rotation s'établit avec une bonne dynamique sans erreur statique, mais elle marque une petite diminution à l'instant de l'application du couple de charge.
- Le couple électromagnétique oscille autour d'une valeur de 12 N.m lors de l'application du couple de charge nominale.
- Le découplage entre le couple et le flux se traduit par la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du courant statorique.
- Les composantes du flux rotorique présentent un découplage parfait.

### II.6.2. Poursuite de vitesse avec changement du sens de rotation

Dans ce cas, on démarre le moteur à vide, avec une consigne de vitesse de forme trapézoïdale. Les résultats de simulations sont présentés dans la figure (2.13), on peut constater que :

- La vitesse réelle suit parfaitement la vitesse de commande et les changements du sens de rotation ne provoquent pas des dépassements au niveau de la réponse de vitesse.
- Ces changements se font rapidement, mais, il en résulte des oscillations au niveau des réponses du couple électromagnétique et des courants de phase statorique.
- Le principe du flux rotorique orienté est assuré, du fait que sa composante sur l'axe  $q$  est égale à zéro et sa composante sur l'axe  $d$  est constante (la commande est découplée).
- Conformément à la théorie, la composante du courant statorique sur l'axe  $q$  est proportionnelle à la variation du couple de charge, par contre sa composante sur l'axe  $d$  reste constante.

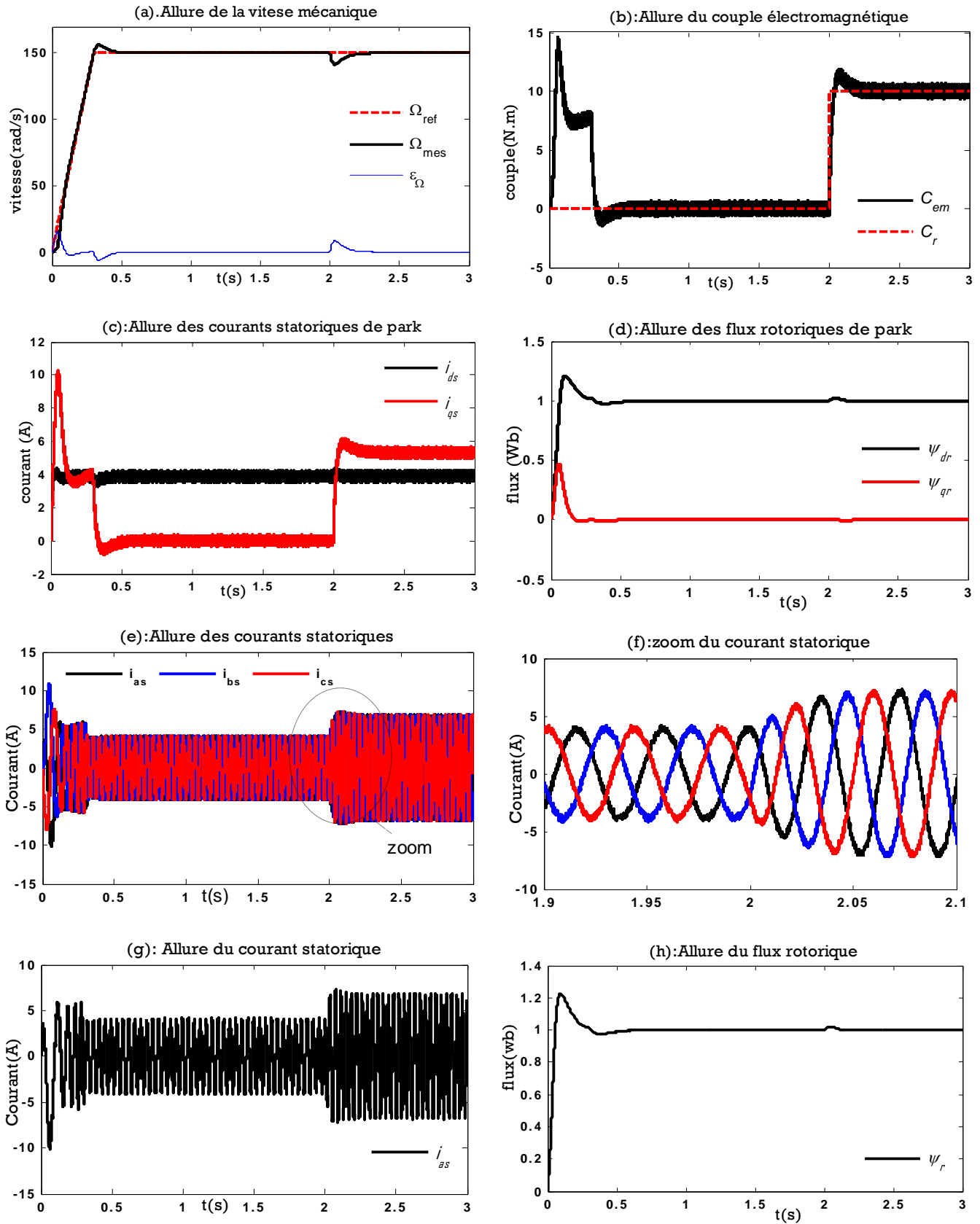


Fig. (2.12) simulation da la commande IFOC :  
Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.

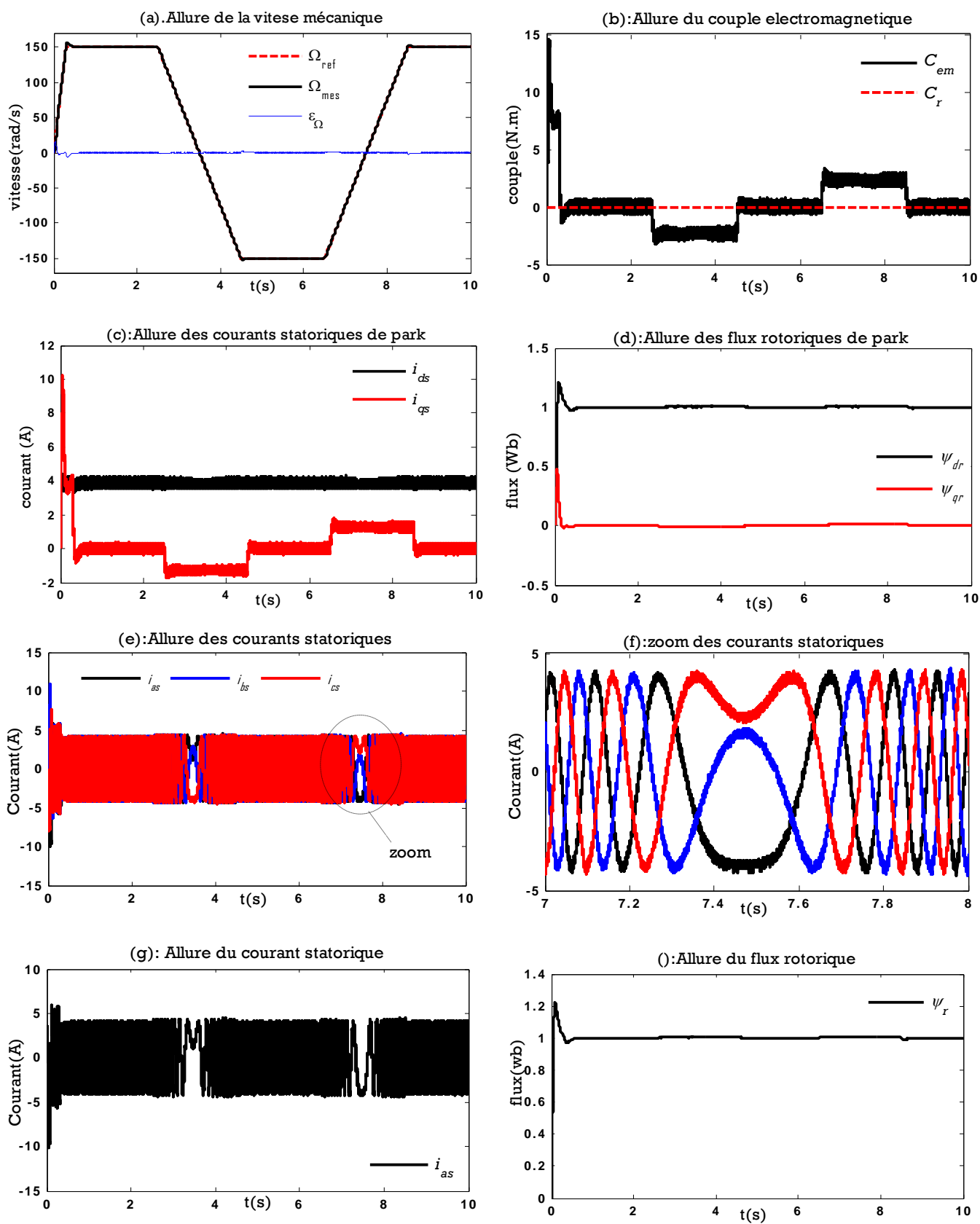
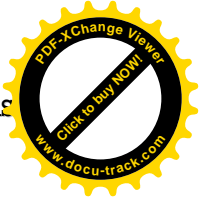
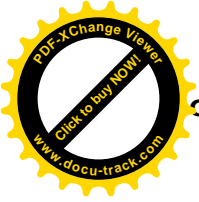


Fig. (2.13) simulation da la commande IFOC :  
Poursuite de vitesse avec changement du sens de rotation

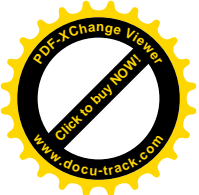


## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. d'après les résultats de simulation, on peut constater que la commande vectorielle est très performante ,car elle permet d'imposer au moteur asynchrone des comportements semblables à celui du moteur à courant continu à excitation séparée dans le quel le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Notons que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple.



## **Chapitre III**

# **Commande Vectorielle Indirecte Sans Capteur de Vitesse D'un moteur asynchrone**

### III.1.Introduction

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse et exigeant des hautes performances dynamiques et statiques, sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux du MAS [2]. cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés.

De plus, dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine.

L'information de vitesse peut être déduite du modèle de la machine asynchrone.

Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique [14]. Ces dernières années, un nombre important d'idées a été développé et appliqué en vue de résoudre ce problème.

### III.2.Techniques de commande sans capteur mécanique

Récemment, plusieurs méthodes ont été proposées pour l'estimation de vitesse dans la commande à hautes performances des moteurs asynchrones.

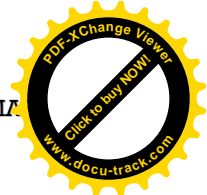
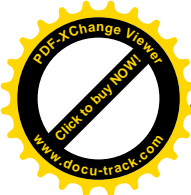
Toutes ces méthodes utilisent d'une manière ou d'une autre la mesure des valeurs instantanées des tensions, des courants et des paramètres du moteur asynchrone pour l'estimation de vitesse [11].

Une grande partie des méthodes d'estimation proposées dans la littérature est basée sur des estimateurs qui dépendent du modèle de la machine à induction.

La vitesse mécanique peut être calculée via la connaissance sur le flux à partir des tensions et des courants statoriques.

Parmi ces méthodes on peut citer :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) [26].
- Utilisation de l'observateur adaptatif [19] et du filtre de Kalman étendu [41].
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielles (logique floue et réseaux de neurones artificiels) [41].



Il demeure que les difficultés principales des méthodes d'estimation de la vitesse du moteur asynchrone reposant sur son modèle restent liées aux problèmes de stabilité à basse fréquence et de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique [14].

Pour s'affranchir des problèmes liés à cette modélisation, et pour contourner le problème de la variation paramétrique, certains travaux reposant sur l'estimation de la position des saillances de la machine ont été proposés dans la littérature, dont l'avantage principal est leur insensibilité paramétrique. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt. L'estimation est donc performée par les techniques d'injection des signaux hautes fréquences pour pouvoir localiser la position du rotor, donc la vitesse. Seulement, l'emploi de ces techniques nécessite des méthodes de traitement du signal très performantes, ce qui ne peut être souvent envisageable.

Dans le contexte, des méthodes sans modèle, on pourra penser que les techniques utilisant l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront lever ce défi de l'estimation à basse vitesse par leur efficacité à résorber les problèmes liés aux erreurs de modélisation et aux incertitudes paramétriques

Dans ce chapitre, il sera exposé les techniques d'estimation utilisant le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) existantes dans la littérature pour l'estimation de la vitesse appliquées dans la commande vectorielle indirecte sans capteur d'un moteur asynchrone.

On discutera des avantages, des inconvénients et des limites de cette technique.

### III.3. Estimation de la vitesse rotorique

#### III.3.1. La technique d'estimation à MRAS

Le système adaptatif à modèle de référence, (connu sous le nom d'origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System MRAS) est l'un des estimateurs de vitesse les plus renommés parmi les techniques employées dans le contrôle adaptatif.

La structure d'un estimateur MRAS se compose fondamentalement d'un modèle de référence (équations statoriques) qui ne dépend pas explicitement de la variable estimée, d'un modèle ajustable (équations rotoriques) qui dépend lui de la variable estimée, et d'un mécanisme d'adaptation qui est généralement un régulateur PI.

Un vecteur d'erreur  $\varepsilon$  est formé à partir des sorties de deux modèles indépendants, cette erreur est amenée à zéro par l'ajustement de la variable estimée à sa valeur réelle à travers le mécanisme d'adaptation.

Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [21].

La structure générale d'un estimateur à MRAS est illustrée dans la Figure (3.1).

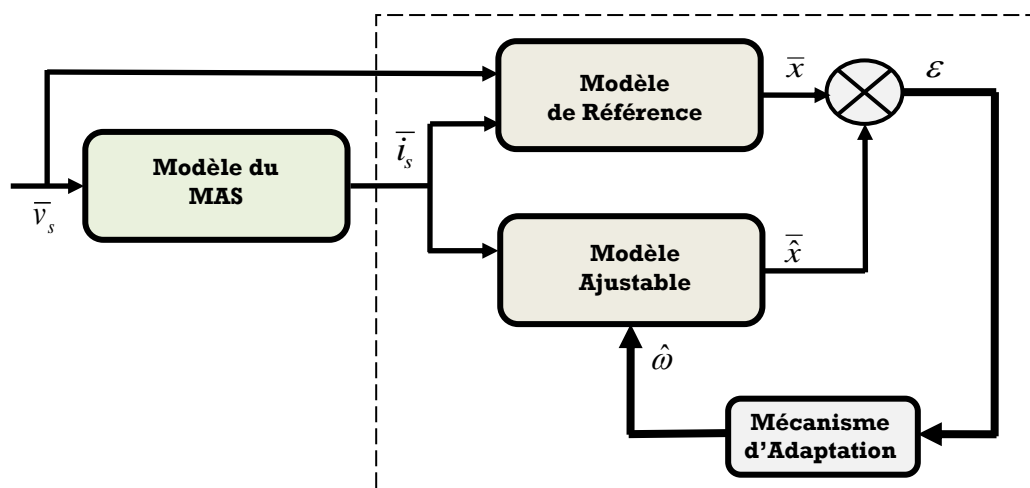


Fig. (3.1) : structure générale d'un estimateur à MRAS

L'approche par structure MRAS a été utilisée aussi bien pour l'estimation de la vitesse dans une commande sans capteur mécanique que pour l'estimation paramétrique en temps réel. La méthode d'estimation par MRAS est attractive vu qu'elle est relativement facile à implémenter et offre une dynamique d'adaptation rapide pour une large gamme d'applications. [22-24].



### III.3.2. Stabilité d'une structure à MRAS

Pour la structure à MRAS, le mécanisme d'adaptation est très important, car il doit assurer la stabilité du système, et la convergence de la valeur estimée vers la valeur de référence. le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par Landau [43], fondé sur l'idée de comparer la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un mécanisme adaptatif pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyperstabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs [33].

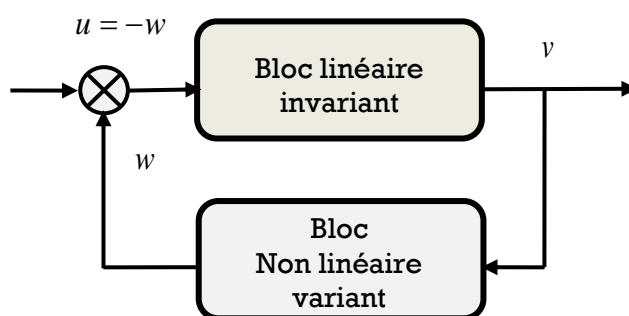


Fig. (3.2) : système à rétroaction

Le système (fig. (3.2)) est dit asymptotiquement hyperstable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites :

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de Popov :

$$\int_0^t v^t w \cdot dt \geq -\gamma^2 \quad \text{Pour tout } t \geq 0$$

Où :  $(-w)$  et  $v$  sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant,  $\gamma^2$  est une constante réelle positive.

Le système de la figure (3.2) est équivalent à celui de la figure (3.3)

La procédure d'adaptation est alors comme suit :

- Définir  $D(s)$  de telles sortes que la fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Après il faut choisir  $k_p$ , et  $k_i$ , de sorte que l'inégalité de Popov soit satisfaite.

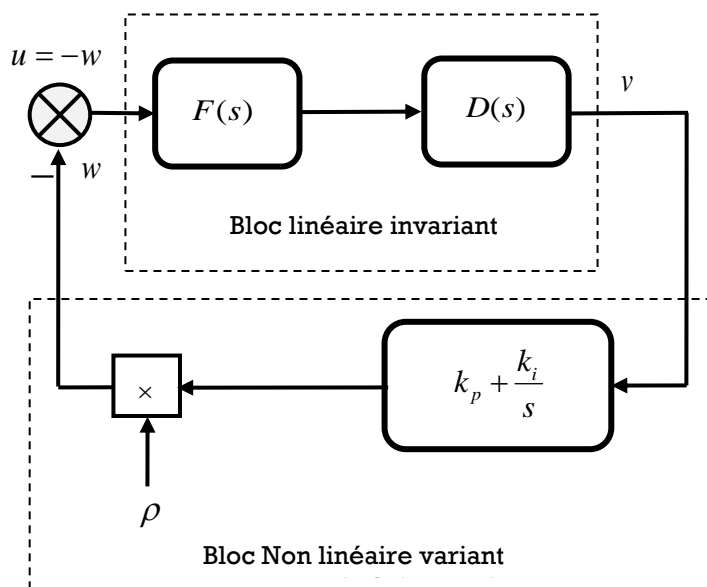


Fig.(3.3) : système à rétroaction équivalent à un MRAS

### III.4. Différents Schémas à MRAS pour l'estimation de vitesse :

Une structure MRAS diffère d'une autre par le choix de la variable de sortie  $x$  des deux modèles (voir figure(3.1)), ainsi que par le choix du mécanisme d'adaptation, le choix le plus fréquent de la variable de sortie des deux modèles est le flux rotorique, d'autres choix de la variable de sortie ont été proposés et sont basés sur le courant statorique, sur la force contre-électromotrice, ou sur la puissance réactive instantanée [21].

#### III.4.1. Schéma(1) : MRAS basé sur le flux rotorique

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder [26], par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [27]. Pour estimer la vitesse, on compare le flux obtenu avec les équations du modèle de référence (indépendantes de la vitesse) avec les équations du modèle ajustable (dépendantes de la vitesse).

Les produits croisés de ces composantes dans chaque axe sont comparés, aboutissant à une erreur d'estimation.

Cette erreur est corrigée par un correcteur proportionnel intégral qui donne en sortie la valeur de la vitesse estimée. Elle est alors réintroduite dans les équations du modèle rotorique du flux. Les équations du moteur asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire  $(\alpha, \beta)$ .

**a) Le modèle de référence :**

Le modèle de référence (ou modèle tension) est donné à partir des équations statoriques (1.51). (1.52) et (1.54) de la section I.6.3 :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\psi_{r\alpha}) = \frac{L_r}{L_m} \left[ v_{s\alpha} - \left( R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \right] \\ \frac{d}{dt}(\psi_{r\beta}) = \frac{L_r}{L_m} \left[ v_{s\beta} - \left( R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \right] \end{cases} \quad (3.1)$$

d'où :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (3.2)$$

**b) Le modèle ajustable :**

Le modèle ajustable (ou modèle courant) est donné à partir des équations rotoriques (1.52). (1.53) et (1.54) de la section 1.6.3 :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\hat{\psi}_{r\alpha}) = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\beta} \\ \frac{d}{dt}(\hat{\psi}_{r\beta}) = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.3)$$

d'où :

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \int \left( \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\beta} \right) dt \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \int \left( \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\alpha} \right) dt \end{cases} \quad (3.4)$$

### c) mécanisme d'adaptation

La stabilité globale de l'algorithme d'estimation est démontrée par le critère d'hyper-stabilité de Popov, en respectant ce critère, Schauder propose la loi d'adaptation suivante [26] :

$$\hat{\omega} = k_p \cdot \varepsilon_\omega + k_i \cdot \int \varepsilon_\omega \cdot dt \quad (3.5)$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de  $\hat{\omega}$  vers  $\omega$  peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale sur la quantité de  $\varepsilon_\omega$ .

$$\varepsilon_\omega = \text{Im}(\bar{\psi}_r \hat{\psi}_r^*) = \psi_{r\beta} \cdot \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \cdot \hat{\psi}_{r\beta} \quad (3.6)$$

$$\text{avec : } \bar{\psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \text{ et } \hat{\psi}_r^* = \hat{\psi}_{r\alpha} - j\hat{\psi}_{r\beta}$$

L'expression de la vitesse estimée est donnée par :

$$\hat{\omega} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\psi_{r\beta} \cdot \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \cdot \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (3.7)$$

Le schéma de l'estimateur de vitesse par MRAS basé sur le flux rotorique est illustré sur la figure (3.4). le modèle de référence est représenté par l'équation (3.3) et le modèle ajustable est représenté par l'équation (3.4).

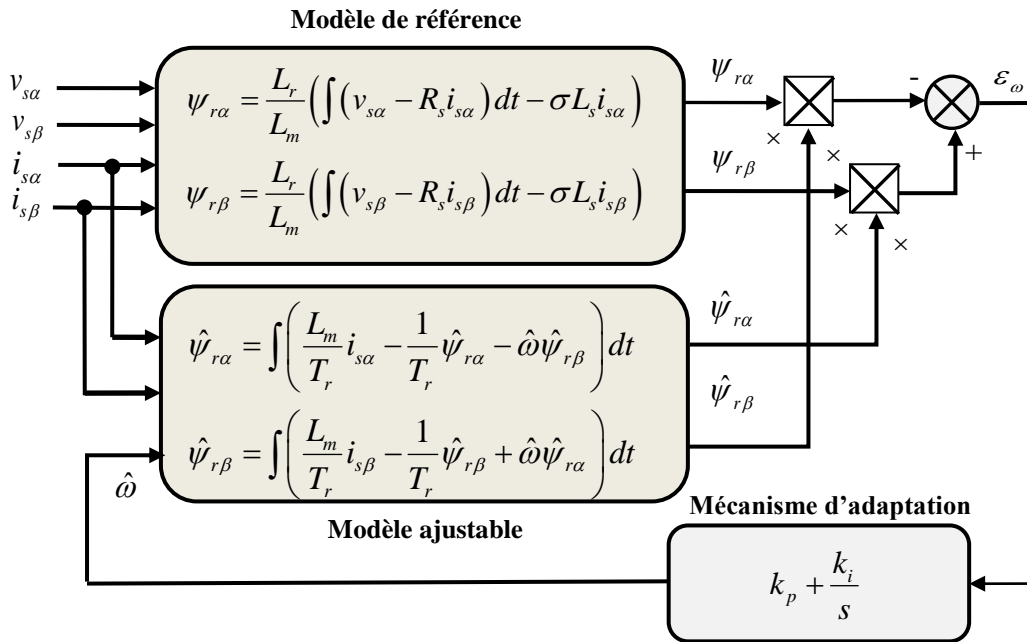


Fig.(3.4) : schéma d'un estimateur à MRAS basé sur le flux rotorique

### III.4.2 Schéma(2) : MRAS basé sur la force contre électromotrice

Proposée par Peng et Fukao dans [32], l'approche basée sur la (f.c.é.m.) au lieu du flux rotorique, offre une alternative aux problèmes liés à l'intégration pure rencontrée dans l'approche précédente, dans ce schéma le modèle de référence ne contient aucun intégral. Les équations des vecteurs (f.c.é.m.) dans le référentiel stationnaire du modèle de référence et ajustable sont obtenues à partir des équations (3.3) et (3.4) [21]..

#### a) Le modèle de référence

$$\begin{cases} e_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \\ e_{m\beta} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.8)$$

#### b) Le modèle ajustable

$$\begin{cases} \hat{e}_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\beta} \right) \\ \hat{e}_{m\beta} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\psi}_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (3.9)$$

#### c) mécanisme d'adaptation

L'erreur  $\varepsilon_\omega$  qui est proportionnelle à la différence angulaire entre les vecteurs  $\bar{e}_m, \bar{\hat{e}}_m$  issus respectivement du modèle de référence et du modèle ajustable est employée pour piloter un mécanisme d'adaptation qui produit l'estimation de vitesse  $\hat{\omega}$  pour le modèle ajustable.

$$\varepsilon_\omega = \text{Im}(\bar{e}_m \bar{\hat{e}}_m^*) = e_{m\beta} \cdot \hat{e}_{m\alpha} - e_{m\alpha} \cdot \hat{e}_{m\beta} \quad (3.10)$$

$$\text{avec :} \quad \bar{e}_m = e_{m\alpha} + j e_{m\beta} \quad , \quad \bar{\hat{e}}_m^* = \hat{e}_{m\alpha} - j \hat{e}_{m\beta}$$

L'expression de la vitesse estimée est donnée par :

$$\hat{\omega} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\hat{e}_{m\alpha} \cdot e_{m\beta} - \hat{e}_{m\beta} \cdot e_{m\alpha}) \quad (3.11)$$

Le schéma de l'estimateur de vitesse par MRAS basé sur la force contre-électromotrice est illustré sur la figure (3.5). Le modèle de référence est représenté par l'équation (3.8) et le modèle ajustable est représenté par l'équation (3.9).

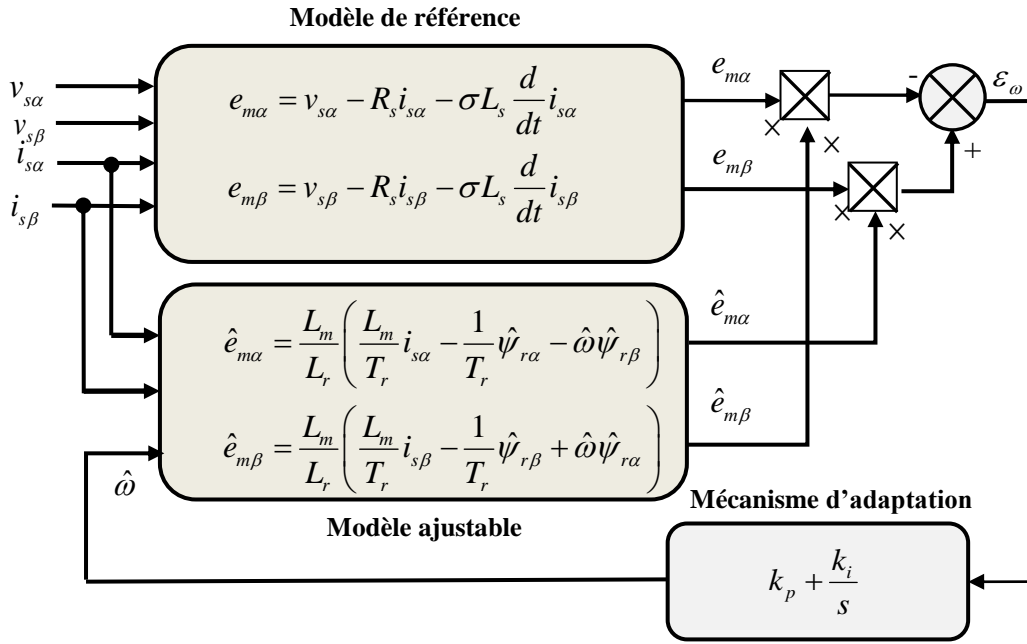


Fig. (3.5) : schéma d'un estimateur à MRAS basé sur la F.c.é.m.

### III.4.3 Schéma(3) : MRAS basé sur la puissance réactive

La technique MRAS basée sur la puissance réactive est proposée par T.Uchida, Y. Hori dans [30], pour fournir une amélioration par rapport aux techniques précédentes. Elle n'exige aucune intégration pure, ni dans le modèle de référence, ni dans le modèle ajustable.

La technique MRAS basée sur la puissance réactive est complètement robuste vis à vis des variations de la résistance statorique et elle donne des bons résultats même à basses vitesses.

Dans les schémas (1) et (2) décrits précédemment, le signal d'erreur de vitesse  $\varepsilon_\omega$  est obtenu respectivement de  $\text{Im}(\bar{\psi}_r \bar{\psi}_r^*)$  et de  $\text{Im}(\bar{e}_m \bar{e}_m^*)$ . Dans ce schéma, cette erreur est choisie pour être  $\varepsilon_\omega = \text{Im}(\Delta \bar{e}_m \bar{i}_s^*)$ , où  $\Delta \bar{e}_m = \bar{e}_m - \hat{\bar{e}}_m$  et  $\bar{e}_m, \hat{\bar{e}}_m$  sont les vecteurs des forces contre-électromotrice respectivement dans le modèle de référence et ajustable [21].

Il en suit que :

$$\varepsilon_\omega = \text{Im}(\Delta \bar{e}_m \bar{i}_s^*) = \bar{i}_s \times \Delta \bar{e}_m = \bar{i}_s \times \bar{e}_m - \bar{i}_s \times \hat{\bar{e}}_m \quad (3.12)$$

#### a) Le modèle de référence

On considère les équations (3.8), (3.12) et  $\bar{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$ ,  $\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$

on obtient :

$$Q = \bar{i}_s \times \bar{e}_m = \bar{i}_s \times (\bar{v}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s) \quad (3.13)$$

$$Q = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta} - \sigma L_s \left( i_{s\alpha} \frac{d}{dt} i_{s\beta} - i_{s\beta} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \right) \quad (3.14)$$

$Q$  est la sortie du modèle de référence, qui ne dépend pas de la vitesse  $\omega$ , on peut constater aussi que son équation ne contient pas la résistance statorique.

### b) Le modèle ajustable

La sortie du modèle ajustable est obtenue on considérons les équations (3.8), (3.12), on obtient :

$$\hat{Q} = \bar{i}_s \times \hat{e}_m = \bar{i}_s \times \frac{L_m}{L_r} \left[ \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s + \frac{\hat{\psi}_r (j\omega - 1)}{T_r} \right] = \frac{L_m}{L_r} \left[ \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_r \bar{i}_s + \hat{\omega} (\bar{i}_s \times j \hat{\psi}_r) \right] \quad (3.15)$$

$$\hat{Q} = i_{s\alpha} \cdot \hat{e}_{m\beta} - i_{s\beta} \cdot \hat{e}_{m\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \left[ \frac{1}{T_r} (\hat{\psi}_{r\alpha} i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} i_{s\alpha}) + \hat{\omega} (\hat{\psi}_{r\alpha} i_{s\alpha} + \hat{\psi}_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (3.16)$$

### c) mécanisme d'adaptation

Le mécanisme d'adaptation est donné par l'expression suivante :

$$\varepsilon_\omega = \text{Im}(\Delta \bar{e}_s^*) = \bar{i}_s \times (\bar{e}_m - \hat{e}_m) = \bar{i}_s \times \bar{e}_m - \bar{i}_s \times \hat{e}_m = Q - \hat{Q} \quad (3.17)$$

L'expression de la vitesse estimée est donnée par :

$$\hat{\omega} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (Q - \hat{Q}) \quad (3.18)$$

Le schéma de l'estimateur de vitesse par MRAS basé sur la puissance réactive est illustré sur la figure (3.6). le modèle de référence est représenté par l'équation (3.14) et le modèle ajustable est représenté par l'équation (3.16).

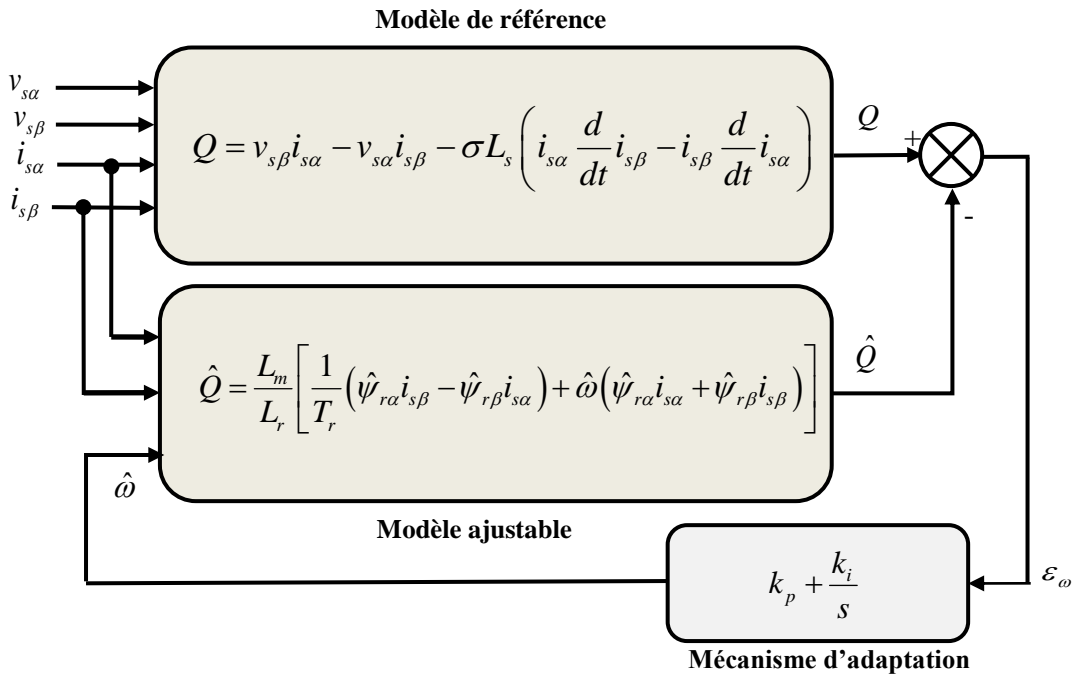


Fig. (3.6) : schéma d'un estimateur à MRAS basé sur la puissance réactive.

### III.4.4 Schéma(4) : MRAS basé sur le courant statorique

Un nouveau schéma utilisant une structure à MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique a été proposé par C.W.Park et W.H.Kwon [11], Il utilise le courant statorique comme variable de sortie de l'estimateur.

La vitesse rotorique est estimée par cette méthode en utilisant les flux rotoriques exprimés par les termes des tensions statoriques, du courant statorique et des paramètres du moteur.

#### a) Le modèle de référence

Le modèle de référence (ou modèle tension) est donné par les équations du flux rotorique à partir de l'équation (3.2) :

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (3.19)$$

#### a) Le modèle ajustable

En utilisant les termes du flux rotorique et la vitesse rotorique  $\omega$ , le courant statorique est exprimé par :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\alpha} + \omega T_r \psi_{r\beta} + T_r \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} \right) \\ i_{s\beta} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\beta} - \omega T_r \psi_{r\alpha} + T_r \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} \right) \end{cases} \quad (3.20)$$

En utilisant l'équation (3.20) et la vitesse estimée  $\hat{\omega}$  le courant estimé devient :

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\alpha} + \hat{\omega} T_r \psi_{r\beta} + T_r \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} \right) \\ \hat{i}_{s\beta} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\beta} - \hat{\omega} T_r \psi_{r\alpha} + T_r \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} \right) \end{cases} \quad (3.21)$$

À partir des équations (3.20) et (3.21), la différence entre le courant statorique de référence et celui estimé est obtenue comme suit :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} = \frac{T_r}{L_m} \psi_{r\beta} (\omega - \hat{\omega}) \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} = \frac{T_r}{L_m} \psi_{r\alpha} (\omega - \hat{\omega}) \end{cases} \quad (3.22)$$



En multipliant le système d'équations (3.22) par le flux rotorique et en additionnant ces deux équations on obtient :

$$(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\psi_{r\beta} + (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})\psi_{r\alpha} = \frac{T_r}{L_m}(\omega - \hat{\omega})(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \quad (3.23)$$

À partir de l'équation (3.23) on déduit l'erreur de vitesse rotorique :

$$\omega - \hat{\omega} = \frac{L_m}{T_r(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2)} \left[ (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\psi_{r\beta} + (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})\psi_{r\alpha} \right] = \varepsilon_\omega \quad (3.24)$$

### c) mécanisme d'adaptation

L'erreur de vitesse  $\varepsilon_\omega$  est exprimée en fonction du courant statorique et du flux rotorique dont l'amplitude est maintenue constante, cette erreur est amenée à zéro à travers un correcteur PI.

L'expression de la vitesse rotorique estimée est donnée par :

$$\hat{\omega} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \frac{L_m}{T_r(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2)} \left[ (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\psi_{r\beta} + (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})\psi_{r\alpha} \right] \quad (3.25)$$

Cette méthode donne une bonne précision et une convergence rapide de la vitesse estimée. Le schéma de l'estimateur de vitesse par MRAS basé sur le courant statorique est illustré sur la figure (3.7).

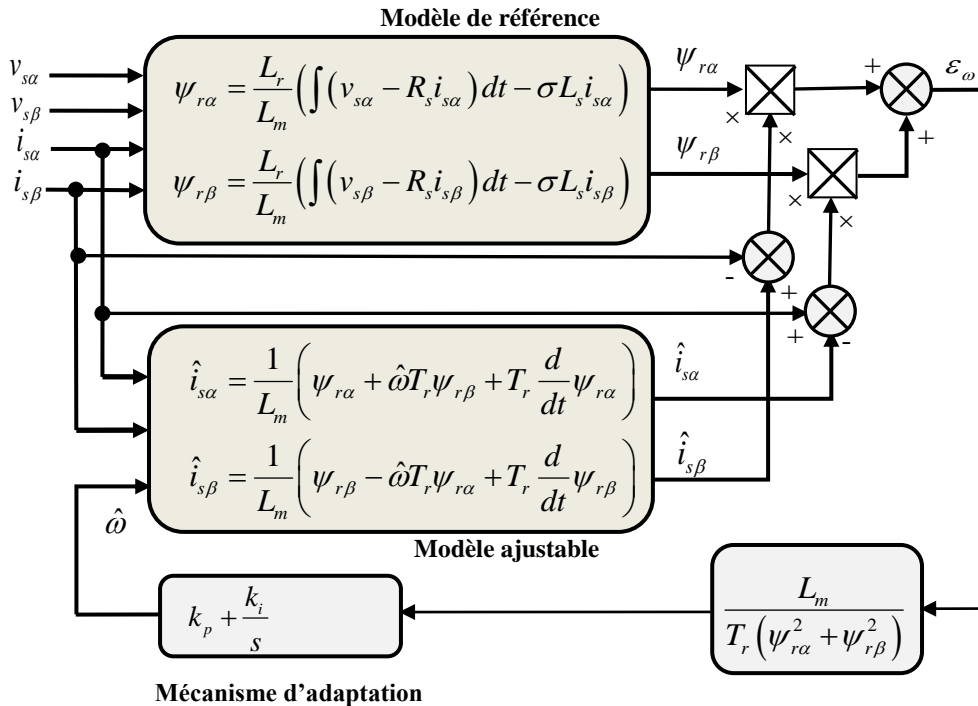


Fig. (3.7) : schéma d'un estimateur à MRAS basé sur le courant statorique.

### III.5 Commande IFOC d'un MAS sans capteur de vitesse utilisant la technique MRAS

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse d'un MAS, avec un régulateur PI classique pour la régulation de vitesse et pour le mécanisme d'adaptation de l'estimateur MRAS ; représentée par schéma bloc dans la figure (3-8), on a procédé aux mêmes tests appliqués auparavant dans la commande IFOC avec capteur de vitesse.

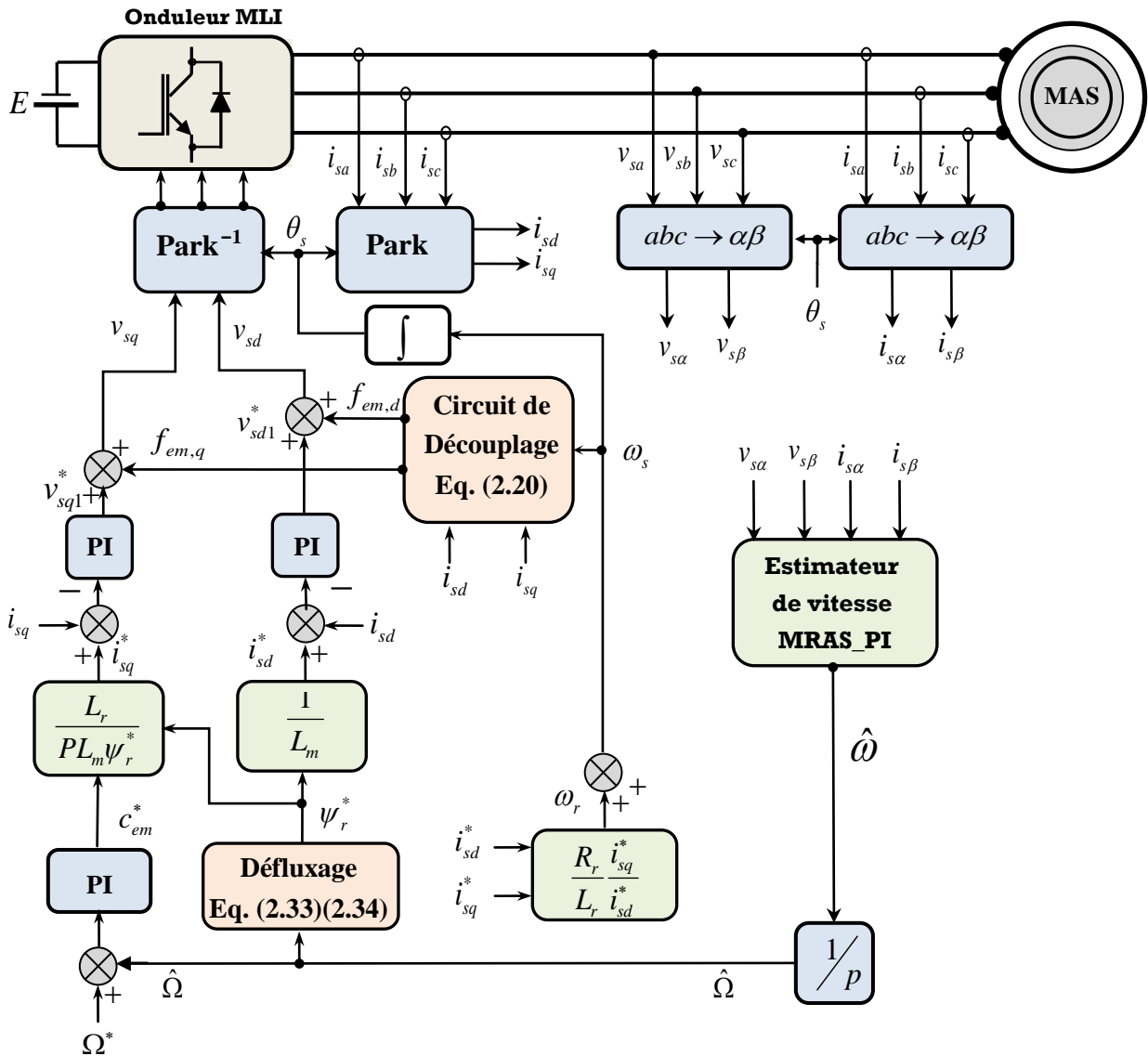


Fig. (3-8) : Schéma bloc de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI

### III.6. Simulations et Interprétation des résultats :

#### III.6.1 Démarrage à vide avec application d'une perturbation de charge

Dans ce test un démarrage à vide du moteur est effectué pour une vitesse de référence de (150 rad/s), suivi de l'application d'une perturbation de charge égale à (10 N.m) à l'instant  $t=2$  sec.

Les résultats de simulations sont présentés dans les figures (3.9), (3.10), (3.11) et (3.12) pour les quatre techniques à MRAS.

##### ➤ Avec la méthode MRAS à flux rotorique :

- On remarque une excellente estimation de la vitesse, l'analyse de la réponse de la vitesse réelle du moteur montre un suivi idéal de la trajectoire de référence (150 rd/s), avec un écart quasiment nul.
- le temps de réponse est de 0.6 s en régime transitoire et le dépassement atteint 4.13%. Le rejet de la perturbation de charge s'effectue en 0.32 s avec une chute de vitesse de 5.8%.
- On remarque que le découplage est parfait, c'est-à-dire le flux rotorique quadratique tend vers zéro, avec une rapide installation du flux rotorique direct sans dépassement.

##### ➤ Avec la méthode MRAS à f.c.é.m. :

- l'estimation de vitesse est efficace, la vitesse réelle passe par des transitoires de courtes durées avant de converger vers une valeur très proche de la valeur de référence.
- le temps de réaction est de 0.55 s en régime transitoire et le dépassement atteint 3.3%. Le rejet de la perturbation de charge s'effectue en 0.38 s avec une chute de vitesse de 7.3%.
- le couple présente une ondulation au moment de l'application de la perturbation.

##### ➤ Avec la méthode MRAS à puissance réactive :

- l'estimation de vitesse est satisfaisante, la vitesse réelle présente un léger décalage de la valeur de référence.
- le temps de réponse est de 0.8 s en régime transitoire avec un dépassement significatif qui atteint 7.8%. Le rejet de la perturbation de charge s'effectue en 0.4s avec une chute de vitesse de 8.8%.
- le découplage est légèrement affecté au moment de l'application de la perturbation.

##### ➤ Avec la méthode MRAS à courant statorique :

- On remarque une parfaite estimation de la vitesse, l'analyse de la réponse de la vitesse réelle du moteur montre un suivi appréciable de la trajectoire de référence (150 rd/s), avec une erreur presque nulle.
- le temps de réaction en régime transitoire est de 0.6 s et le dépassement atteint 4.2%. Le rejet de la perturbation de charge s'effectue en 0.32 s avec une chute de vitesse de 6.1%.
- On constate que le découplage entre le flux et le couple est bien maintenu.

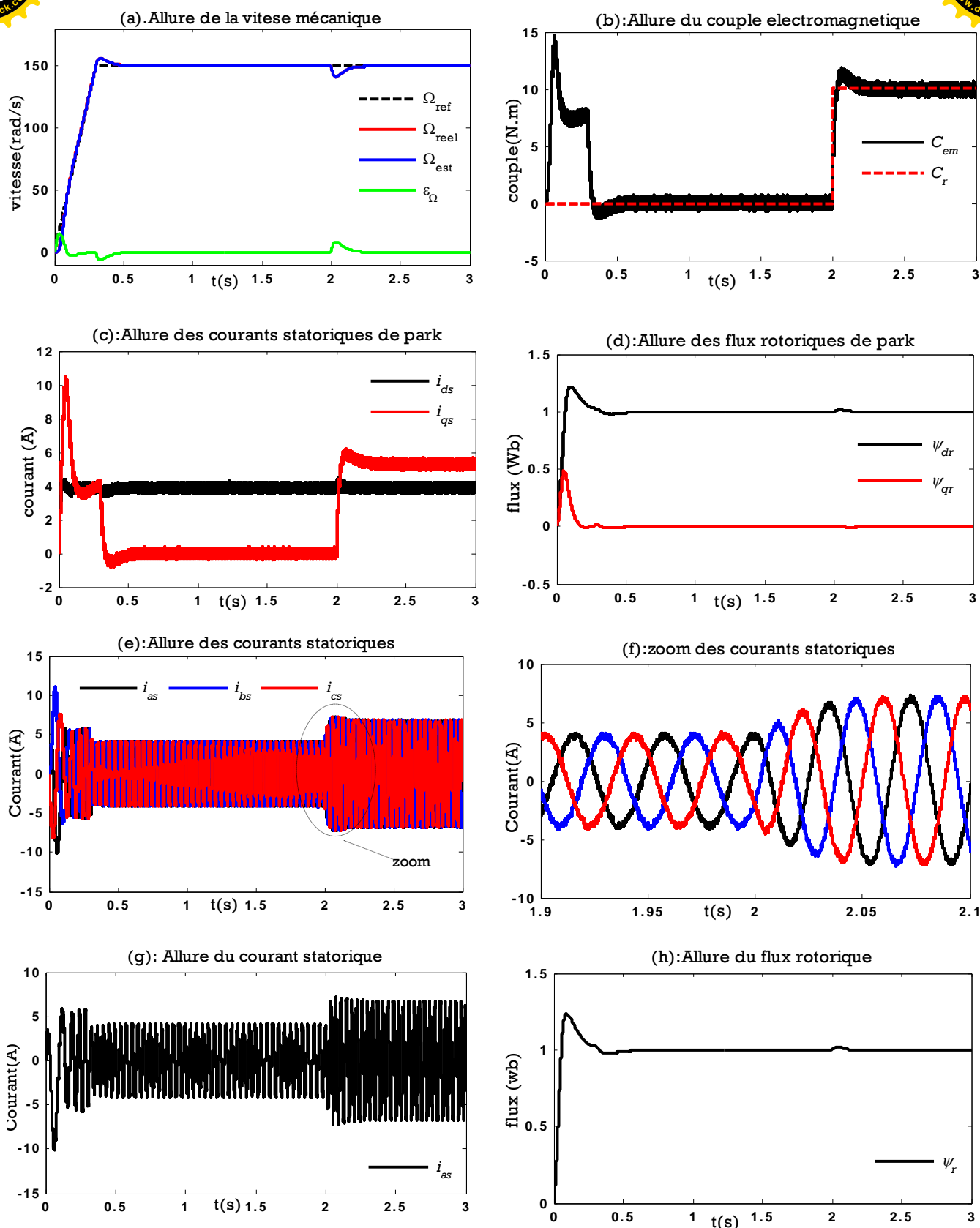


Fig. (3-9) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI à flux rotorique.

Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.

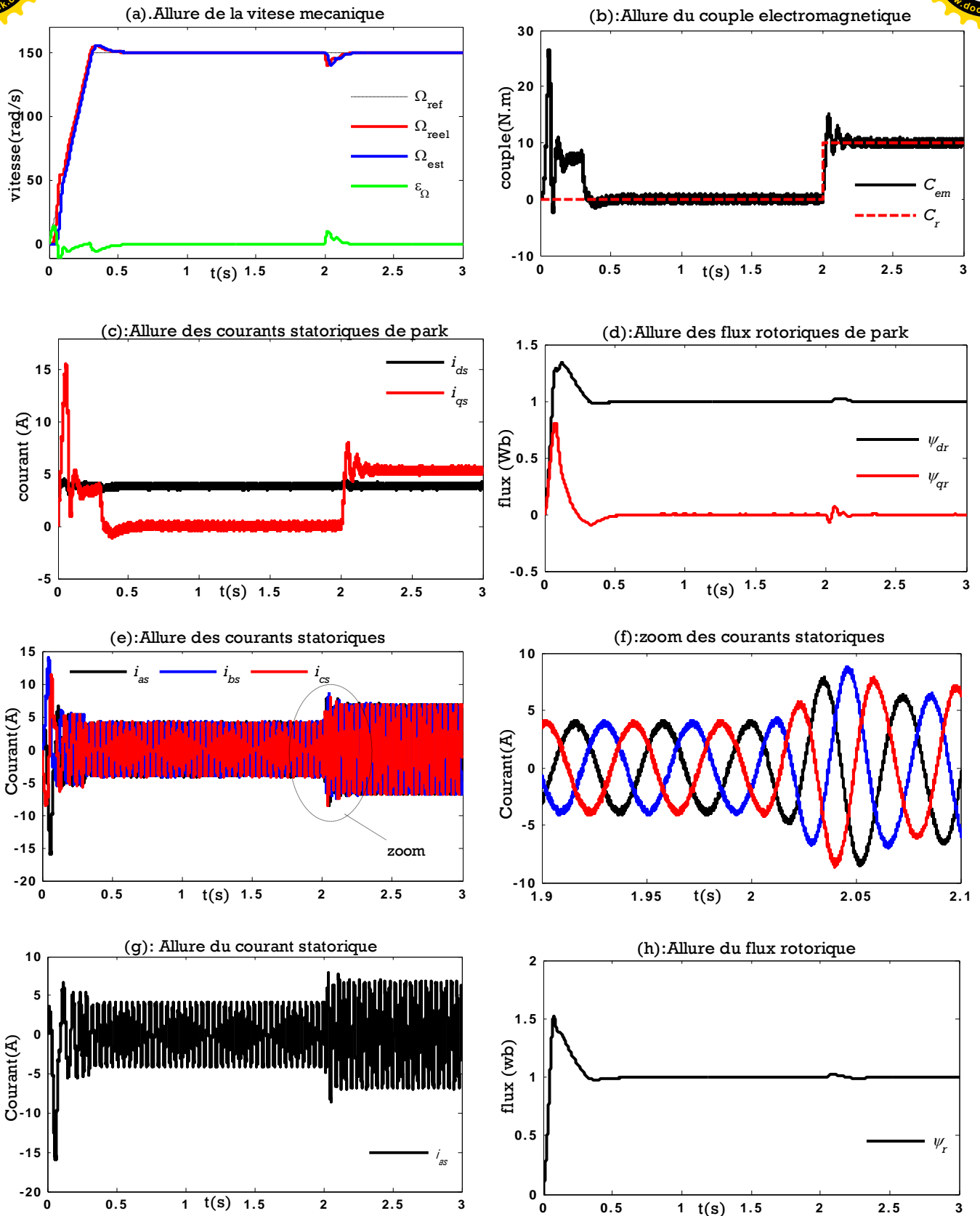


Fig. (3-10) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI à f.c.é.m.

Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.

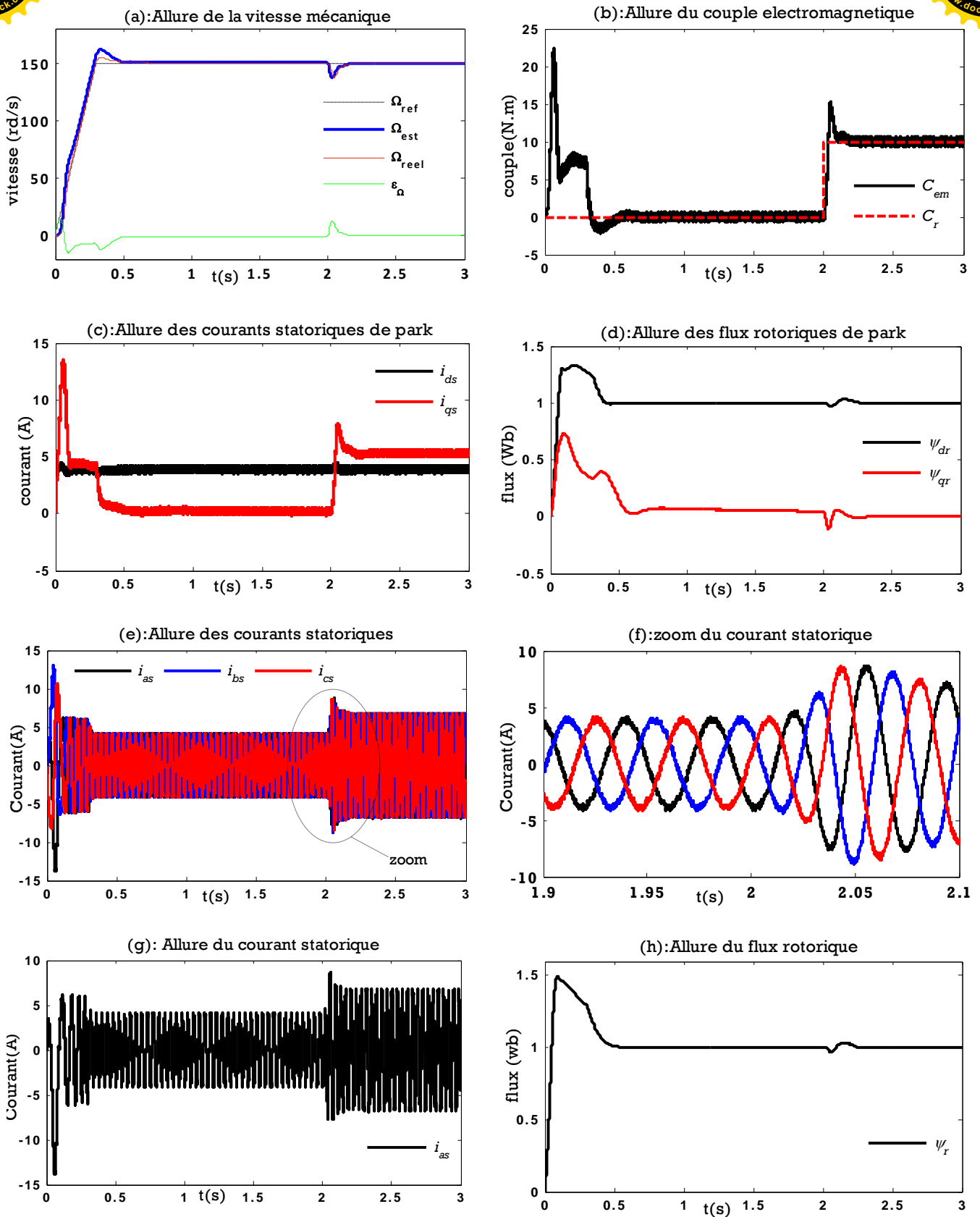


Fig. (3-11) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI à puissance réactive.

Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.

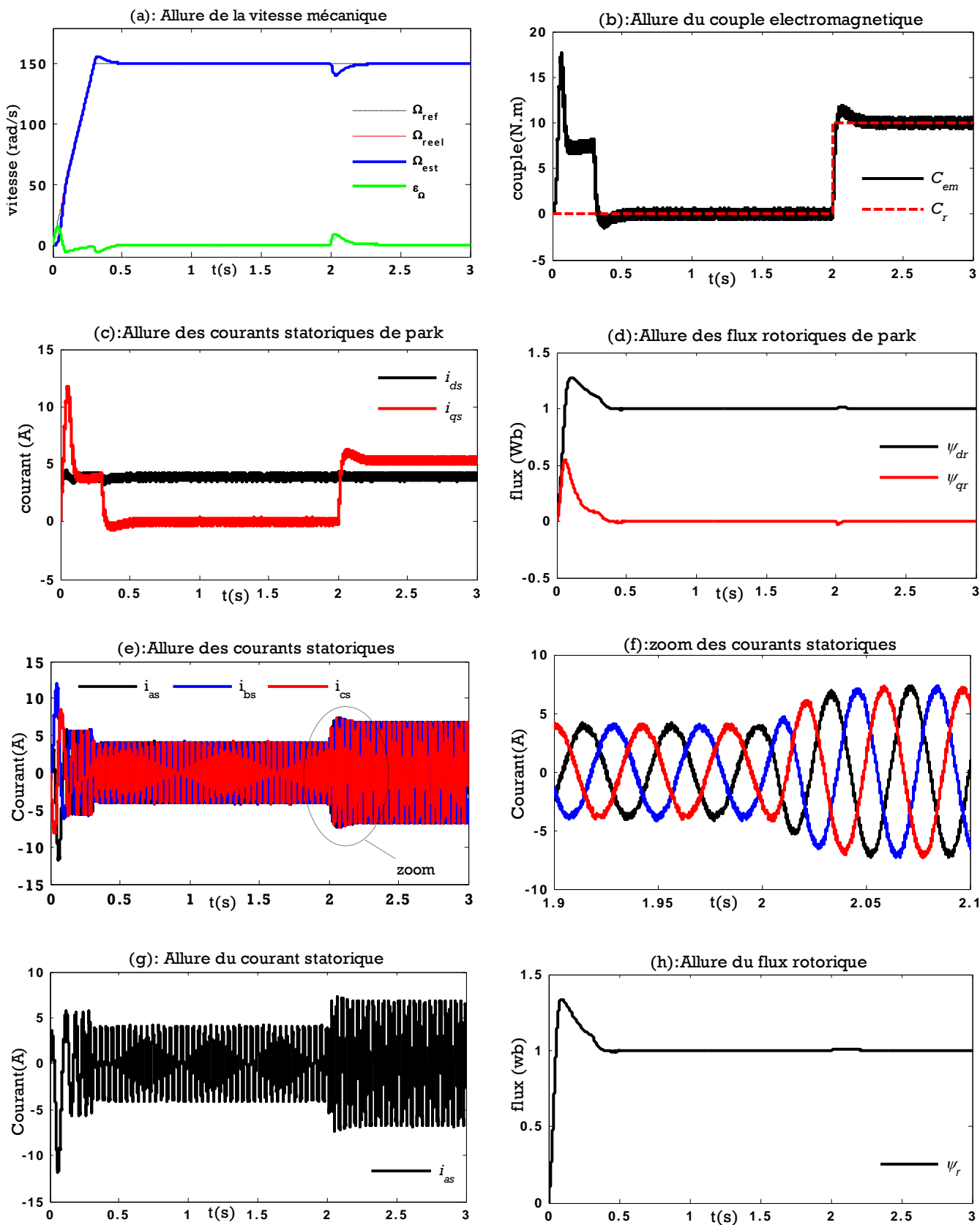
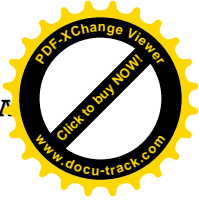
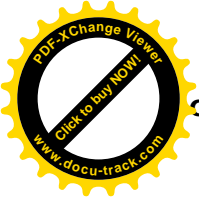


Fig. (3-12) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI à courant statorique.  
Fonctionnement à vide avec perturbation de charge nominale.



### III.6.2 Poursuite de vitesse

Dans ce cas, on démarre le moteur à vide avec une consigne de vitesse de forme trapézoïdale qui varie de (150 rad/s) à (-150 rad/s).

Les résultats de simulations sont présentés dans les figures (3.13), (3.14), (3.15) et (3.16) pour les quatre techniques à MRAS.

➤ **Avec la méthode MRAS à flux rotorique :**

- L'analyse des réponses montre un suivi de trajectoire parfait, des temps de réaction faibles en régime transitoire. On remarque une excellente estimation de la vitesse, avec une bonne précision au passage par la vitesse nulle.
- L'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle est pratiquement nulle.
- On ne remarque aucune transition pour les composantes directe et transversale du flux rotorique, ce qui nous permet de dire que la poursuite en vitesse, s'effectue normalement avec conservation des propriétés fondamentales de l'orientation du flux et du découplage.

➤ **Avec la méthode MRAS à f.c.é.m. :**

- l'estimation de vitesse est efficace, la vitesse réelle suit bien la trajectoire de référence mais perd sa précision au passage par la vitesse nulle.
- Le passage par la vitesse nulle provoque de fortes ondulations du couple ainsi que des courants statoriques.
- On constate aussi une perte du découplage entre le flux et le couple dans cette région.

➤ **Avec la méthode MRAS à puissance réactive :**

- l'estimation de vitesse est satisfaisante, la poursuite de vitesse s'effectue avec un léger décalage entre la vitesse réelle et celle de référence.
- L'écart de vitesse est significatif par rapport aux autres méthodes d'estimation.
- On remarque que l'orientation du flux et le découplage ne sont pas bien maintenus durant les régimes transitoires et au passage de la vitesse par zéro.

➤ **Avec la méthode MRAS à courant statorique :**

- On remarque une parfaite estimation de la vitesse, l'analyse de la réponse de la vitesse réelle du moteur montre un suivi appréciable de la trajectoire de référence même au passage de la vitesse par zéro, avec une erreur presque nulle.
- La composante transversale du flux est presque maintenue à sa valeur zéro, ce qui assure l'existence continue du découplage entre le flux et le couple, donc cette méthode répond positivement à ce test.



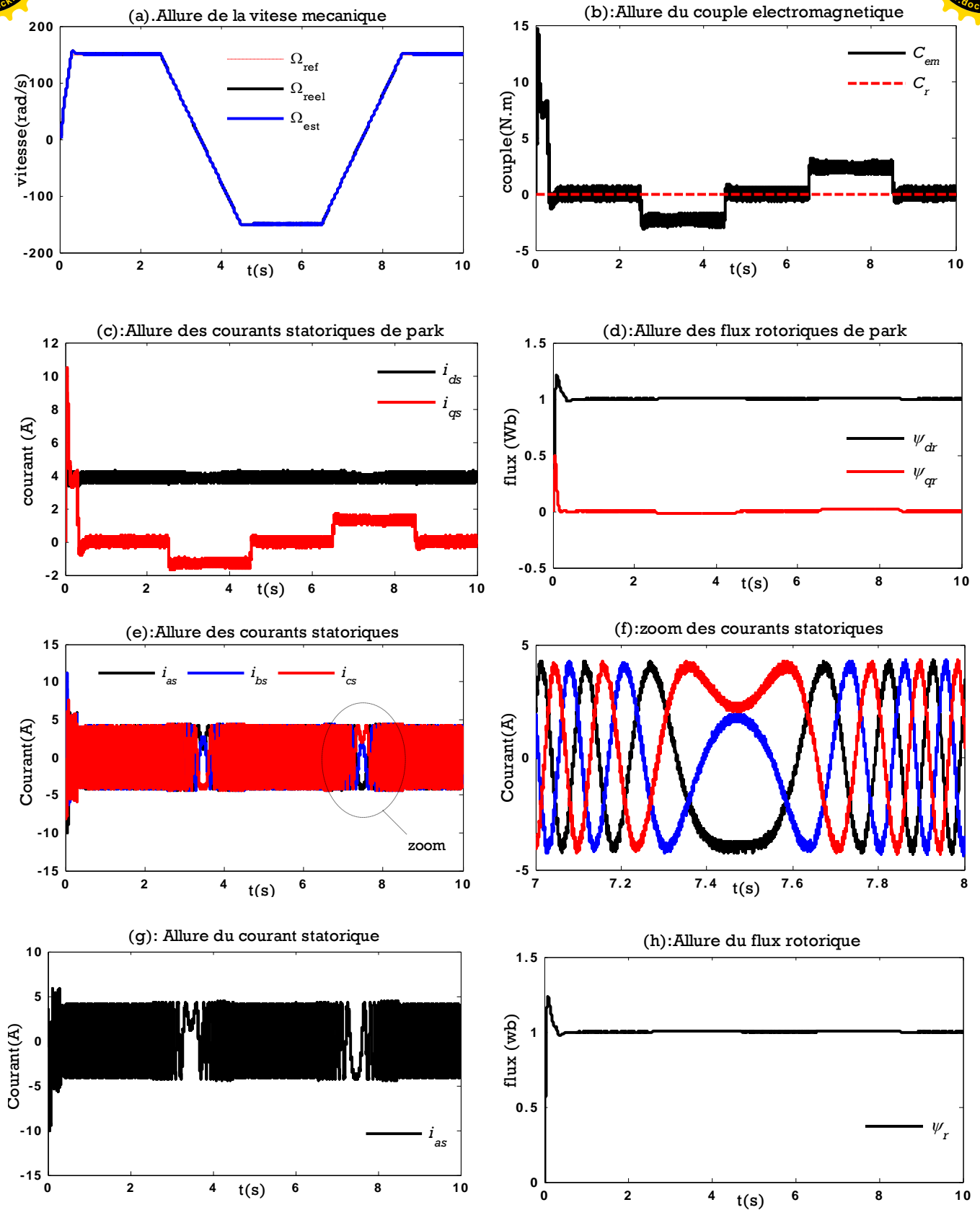


Fig. (3-13) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS-PI à flux rotorique :

Poursuite de vitesse à vide.

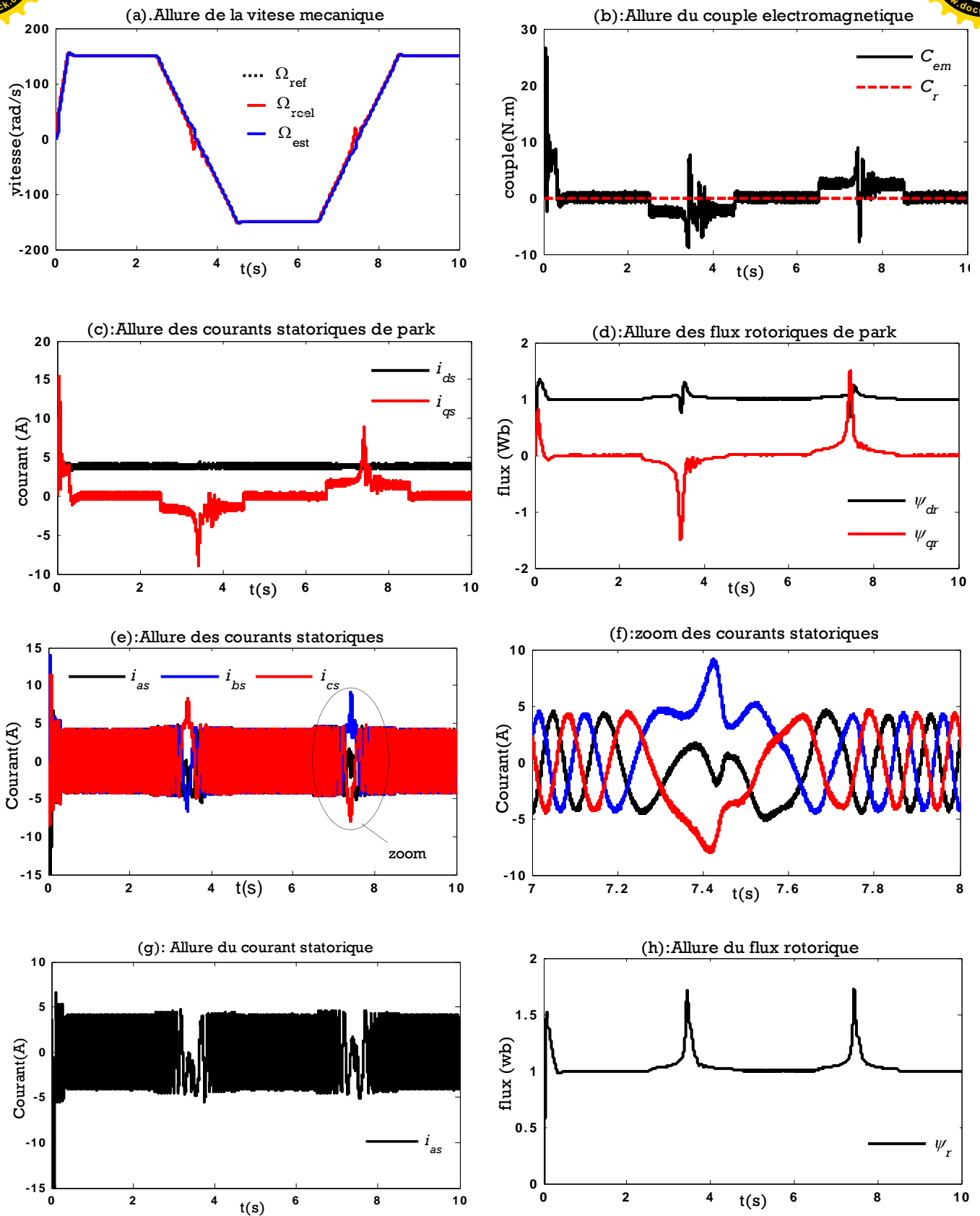


Fig. (3-14) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à f.c.é.m.

Poursuite de vitesse à vide.

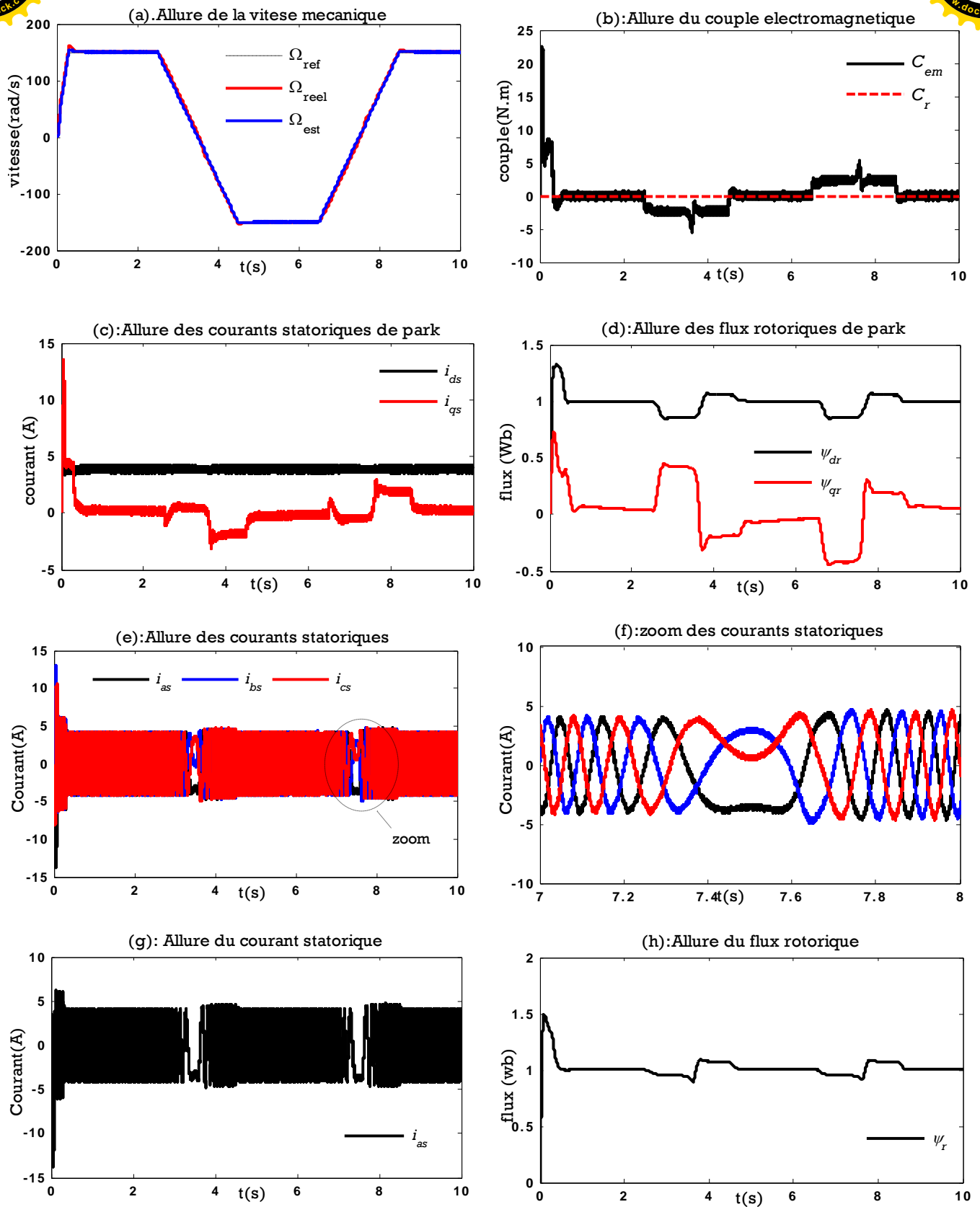


Fig. (3-15) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à puissance réactive  
Poursuite de vitesse à vide.

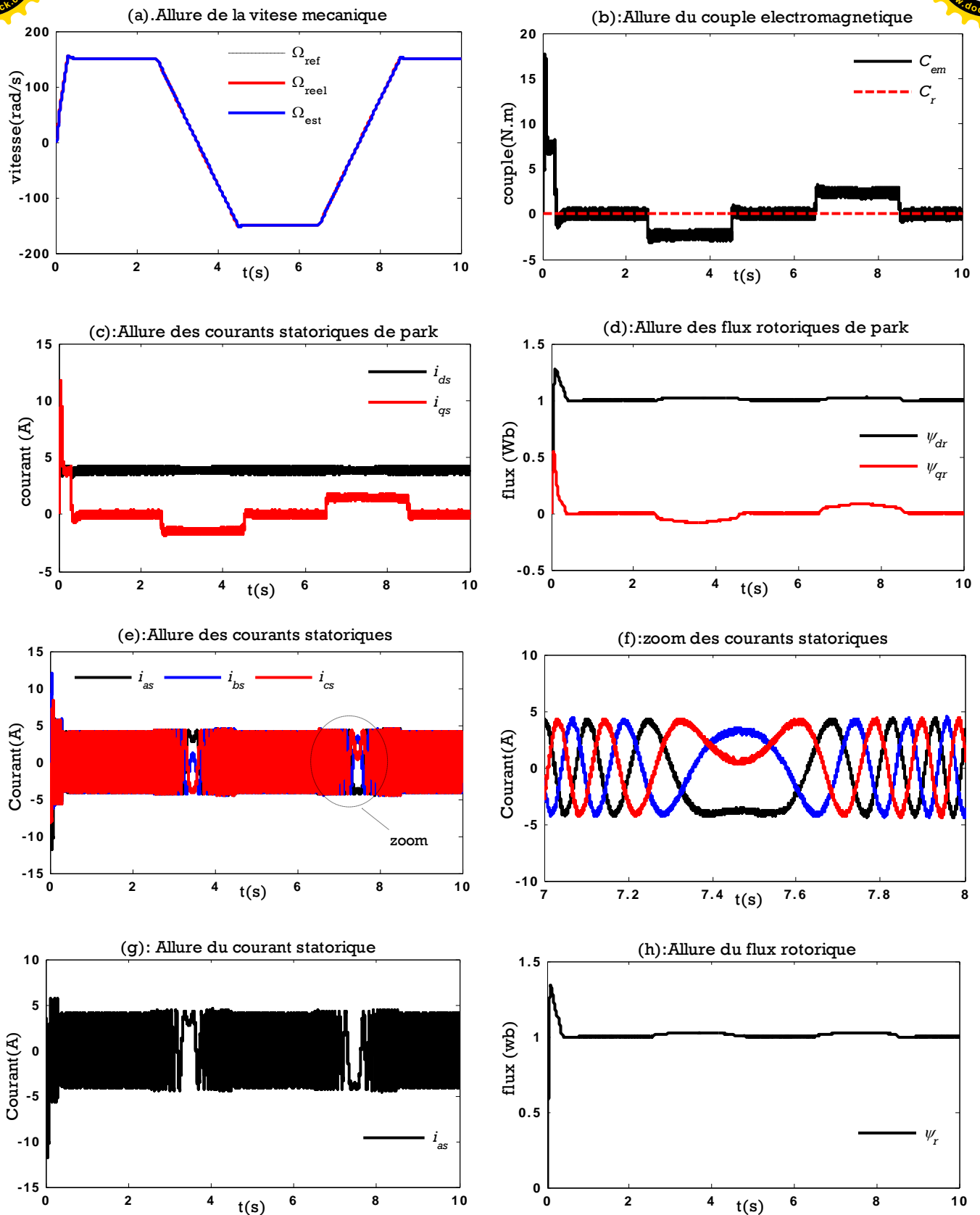


Fig. (3-16) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à courant statorique.

Poursuite de vitesse à vide.

### III.6. 3 Robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres résistifs

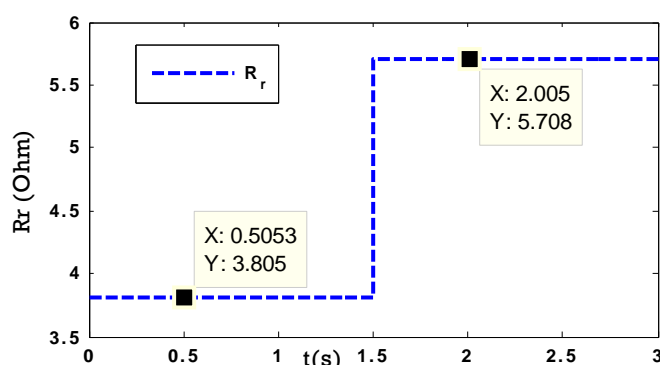
Nous allons étudier dans cette partie l'influence de la variation des paramètres résistifs du moteur asynchrone et son impact sur les performances des différentes structures d'estimation de vitesse à base du MRAS.

#### III.6. 3.1 Influence de la variation de la résistance rotorique

La résistance rotorique  $R_r$  est l'une des paramètres qui intervient explicitement dans les équations utilisées dans la construction des structures d'estimateurs de vitesse à MRAS.

La variation de  $R_r$  implique directement la variation de la constante de temps  $T_r$  et affecte la précision de l'estimation de la vitesse rotorique.

La figure (3.17) représente le profil de la variation brusque de la résistance rotorique, La valeur de  $R_r$  dans le moteur est augmentée de 50% de sa valeur nominale, l'application de la variation est effectuée après (1.5 sec) du début de la simulation.



(fig 3.17):profil de la resistance rotorique

Les résultats de simulations sont présentés dans la figure (3.18), (3.19), (3.20) et (3.21) respectivement pour les quatre techniques à MRAS.

L'analyse des réponses obtenues pour les différentes techniques à MRAS montre que de l'effet de la variation de la résistance rotorique de +50% n'influe que très peu sur la vitesse estimée, mais en revanche on constate une chute de la vitesse réelle du moteur de (10 rd/s) soit 7% par rapport à sa référence et qui est ressentie pour les quatre estimateurs MRAS, cette chute de vitesse reste maintenue sans être corrigé.

la résistance rotorique n'influe que très peu sur la qualité de l'estimation, en effet il est reconnu que ses variations sont surtout ressentie par la commande vectorielle en détériorant son découplage.

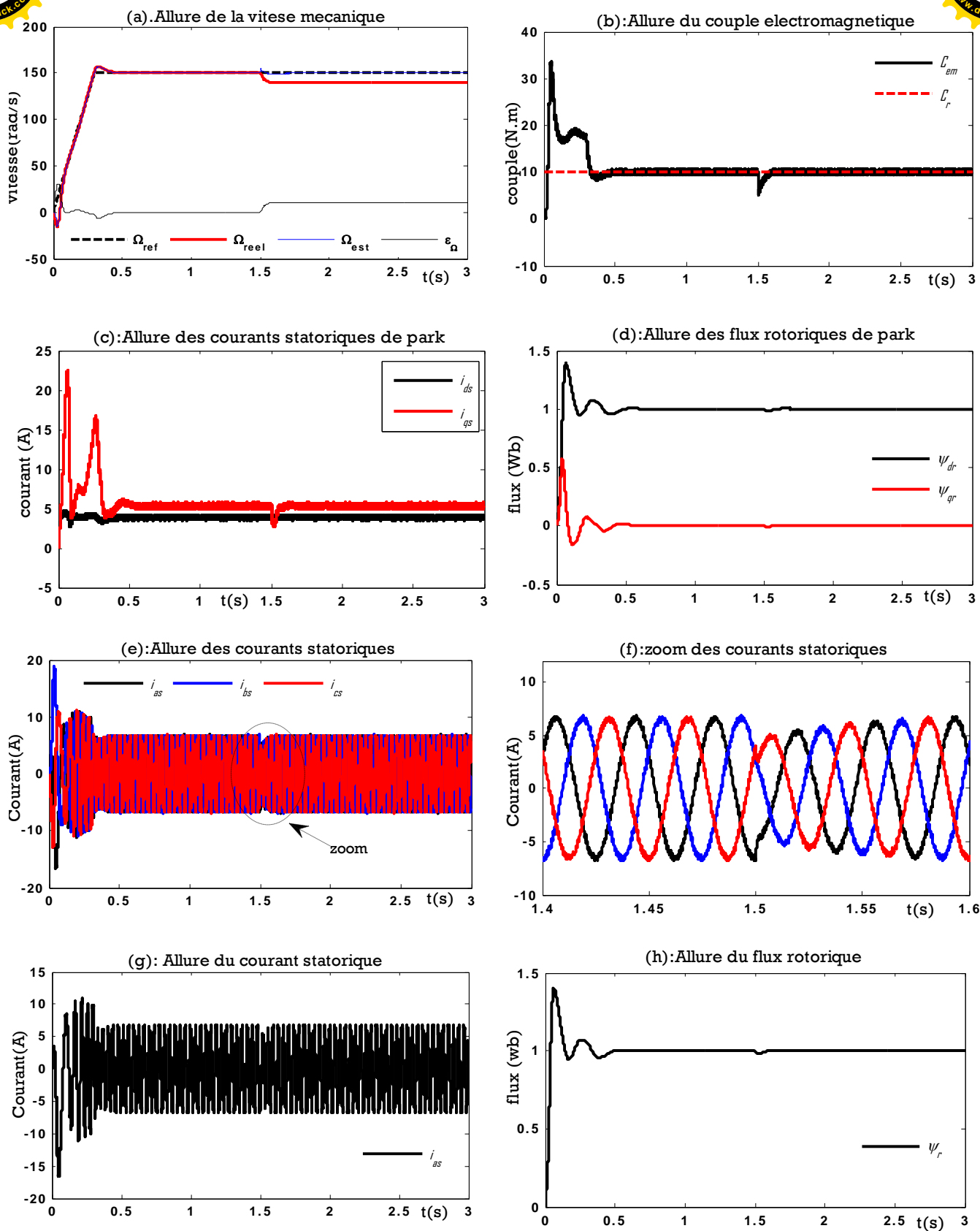


Fig. (3-18) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à flux rotorique  
Influence de la variation de la résistance rotorique

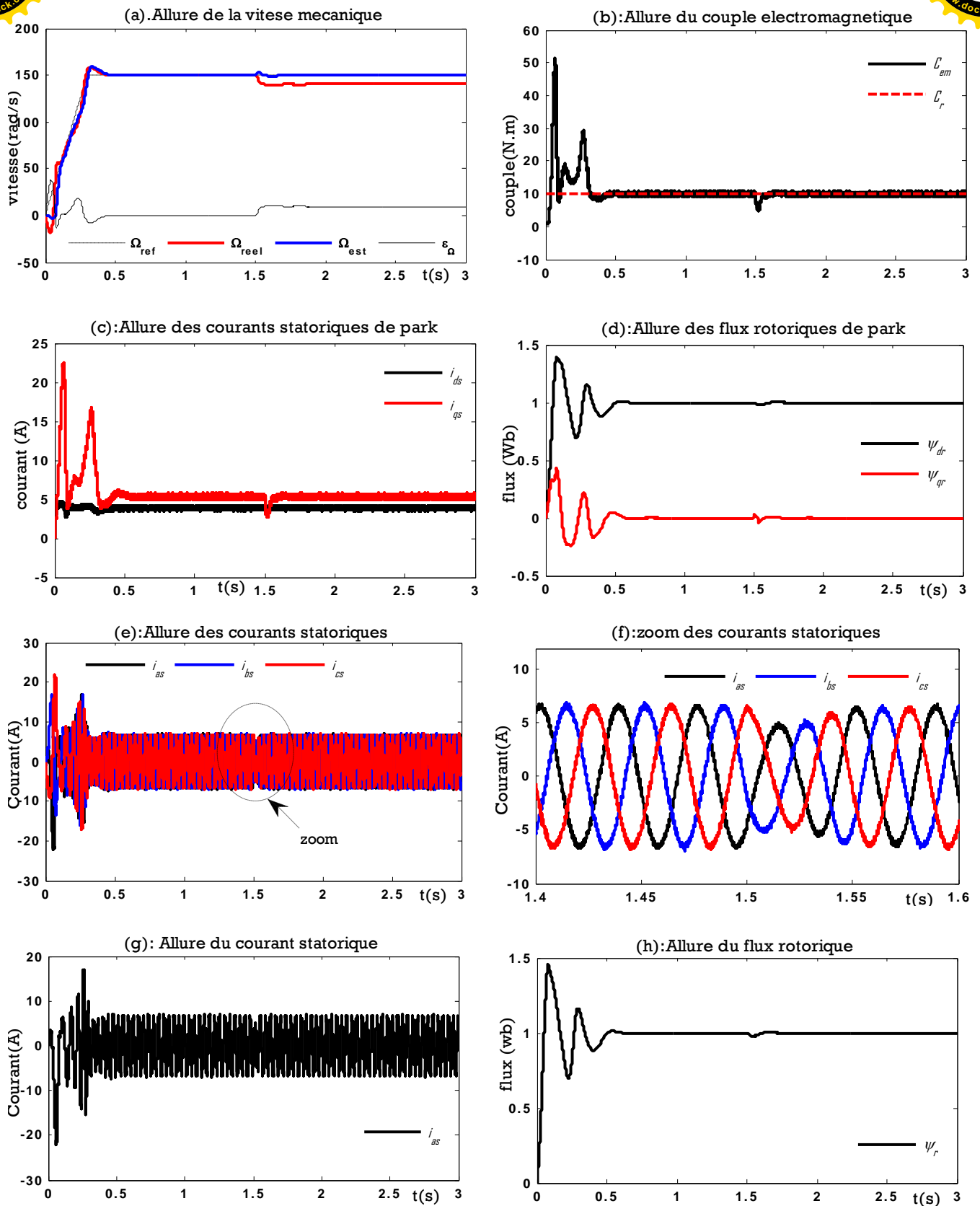


Fig. (3-19) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à f.c.é.m.

Influence de la variation de la résistance rotorique

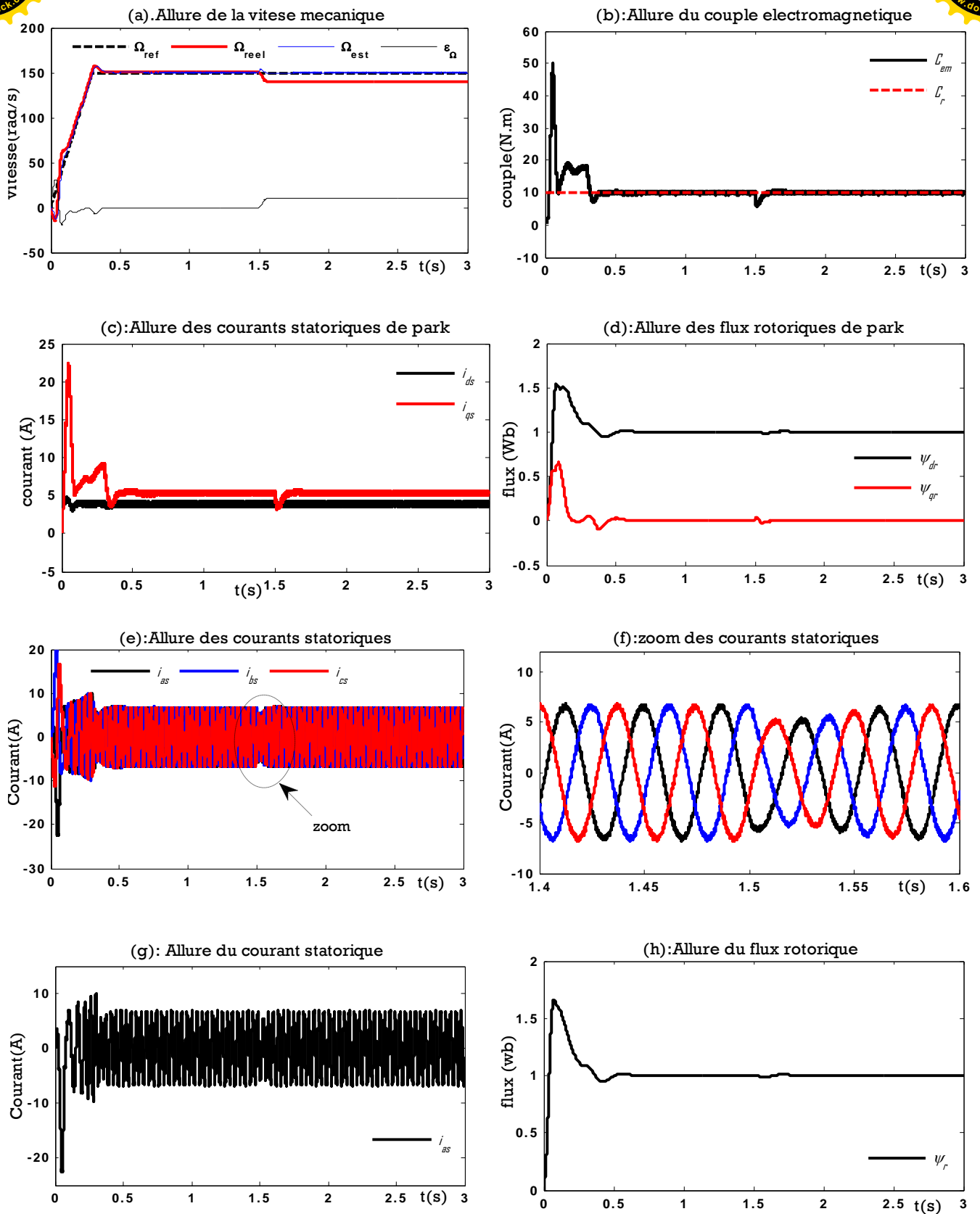


Fig. (3-20) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à puissance réactive  
Influence de la variation de la résistance rotorique



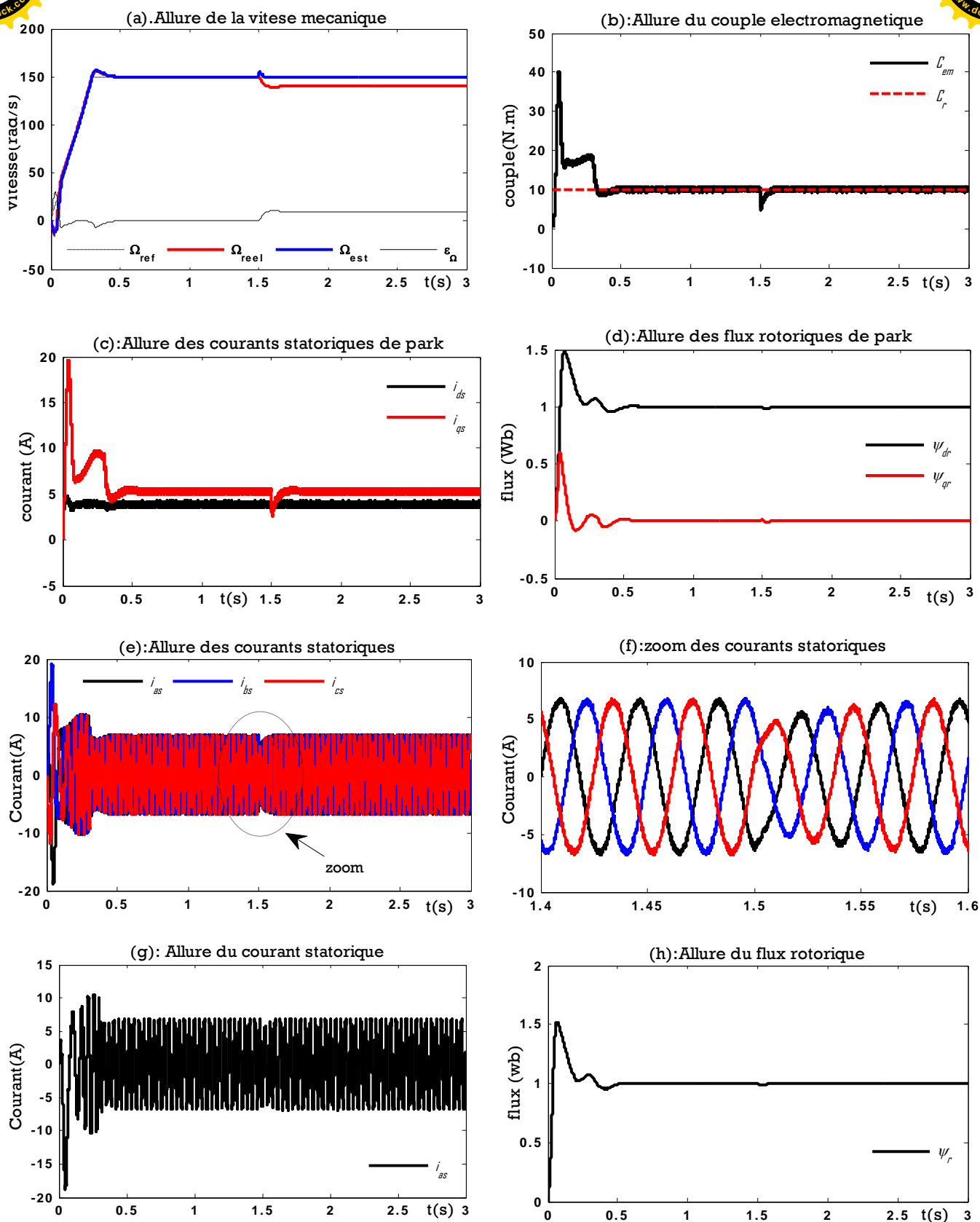
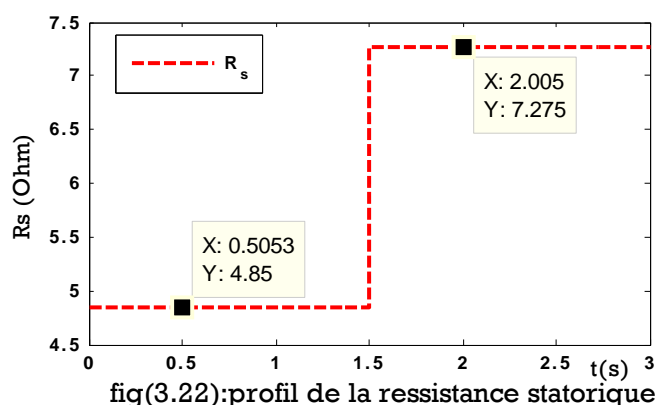


Fig. (3-21) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à courant statorique.

Influence de la variation de la résistance rotorique

### III.6.3.2 Influence de la variation de la résistance statorique

L'autre paramètre du moteur qui intervient dans la formulation des équations des estimateurs de vitesse à base du MRAS est la résistance statorique  $R_s$ , la variation de ce paramètre peut provoquer un effet sévère sur la réponse d'estimation surtout en basse vitesse. La figure (3.22) représente le profil de la variation de la résistance statorique. à noter qu'après (1.5 sec) une augmentation brusque de 50% de la résistance statorique nominale a été produite.



Les résultats de simulations sont présentés dans la figure (3.23), (3.24), (3.25) et (3.26) respectivement pour les quatre techniques à MRAS.

#### ➤ Avec la méthode MRAS à flux rotorique

La figure (3.23) illustre l'influence prépondérante des variations de la résistance statorique sur les performances de cet estimateur. la vitesse estimée présente de fortes oscillations et la vitesse réelle s'écarte rapidement de sa valeur de consigne.

Le couple électromagnétique présente des ondulations importantes quant au flux, il s'écarte totalement de sa valeur de référence.

#### ➤ Avec la méthode MRAS à f.c.é.m. :

L'effet de la variation de la résistance statorique sur l'estimateur à f.c.é.m., ce révèle moins important que celui à flux rotorique, néanmoins on s'aperçoit sur la figure (3.24) que la vitesse réelle s'écarte de sa valeur de référence et le couple présente d'importantes ondulations à l'image des courants statoriques, on s'aperçoit aussi du perte du découplage.

#### ➤ Avec la méthode MRAS à puissance réactive :

Les résultats illustrés dans la figure (3.25), montrent que cette méthode est robuste et quasiment insensible à la variation de la résistance statorique du fait que cette dernière n'intervient pas dans le modèle de référence de cet estimateur.

#### ➤ Avec la méthode MRAS à courant statorique :

Les résultats de la figure (3.26) montrent que la méthode n'est pas robuste face à la variation de la résistance statorique. la vitesse réelle s'écarte de sa valeur de référence et les courants statoriques sont fortement pulsatoires ainsi que le couple électromagnétique.

On constate aussi que le découplage est considérablement affecté.

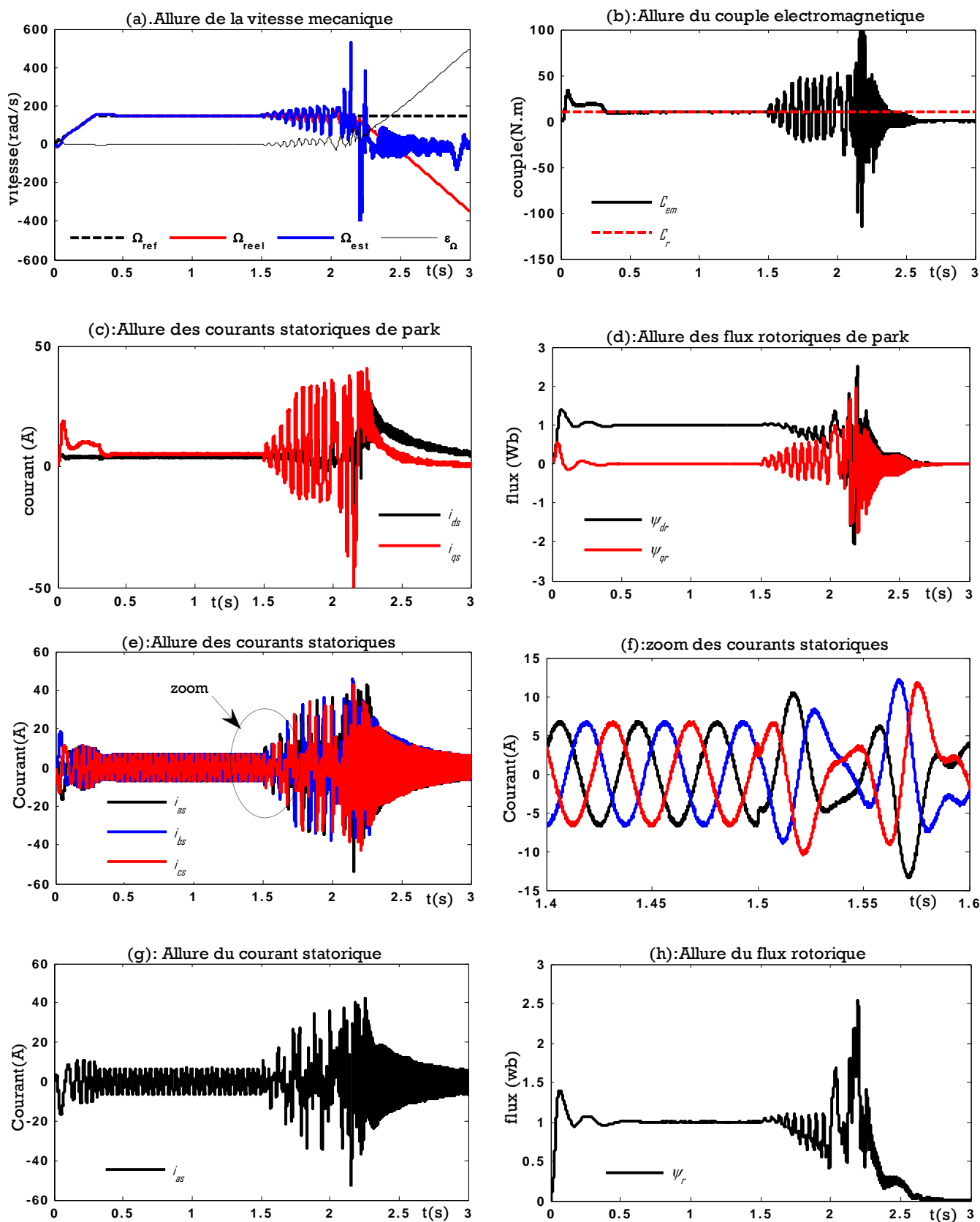


Fig. (3-23) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à flux rotorique  
Influence de la variation de la résistance statorique.

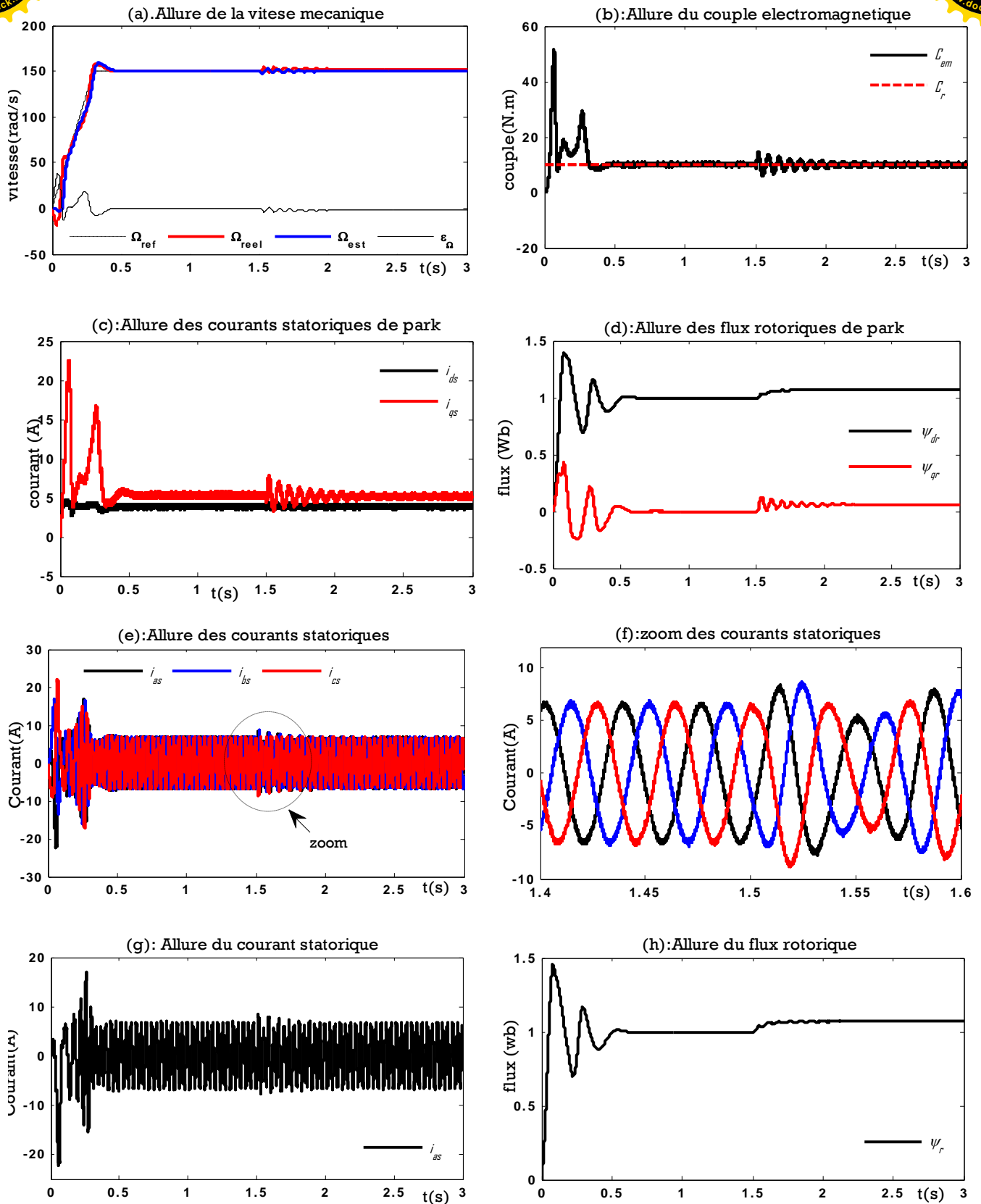


Fig. (3-24) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à f.c.é.m.

Influence de la variation de la résistance statorique

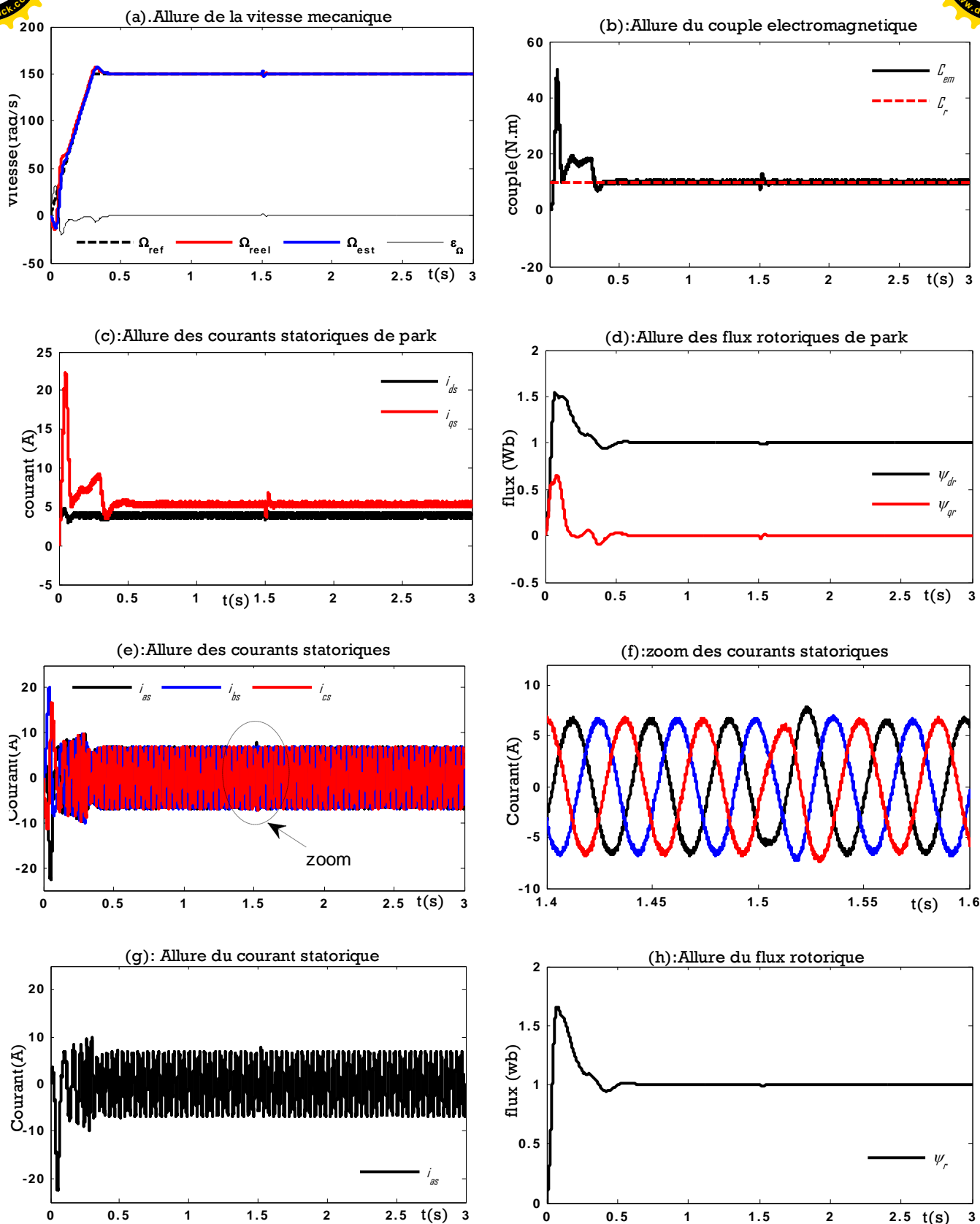


Fig. (3-25) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à puissance réactive  
Influence de la variation de la résistance statorique

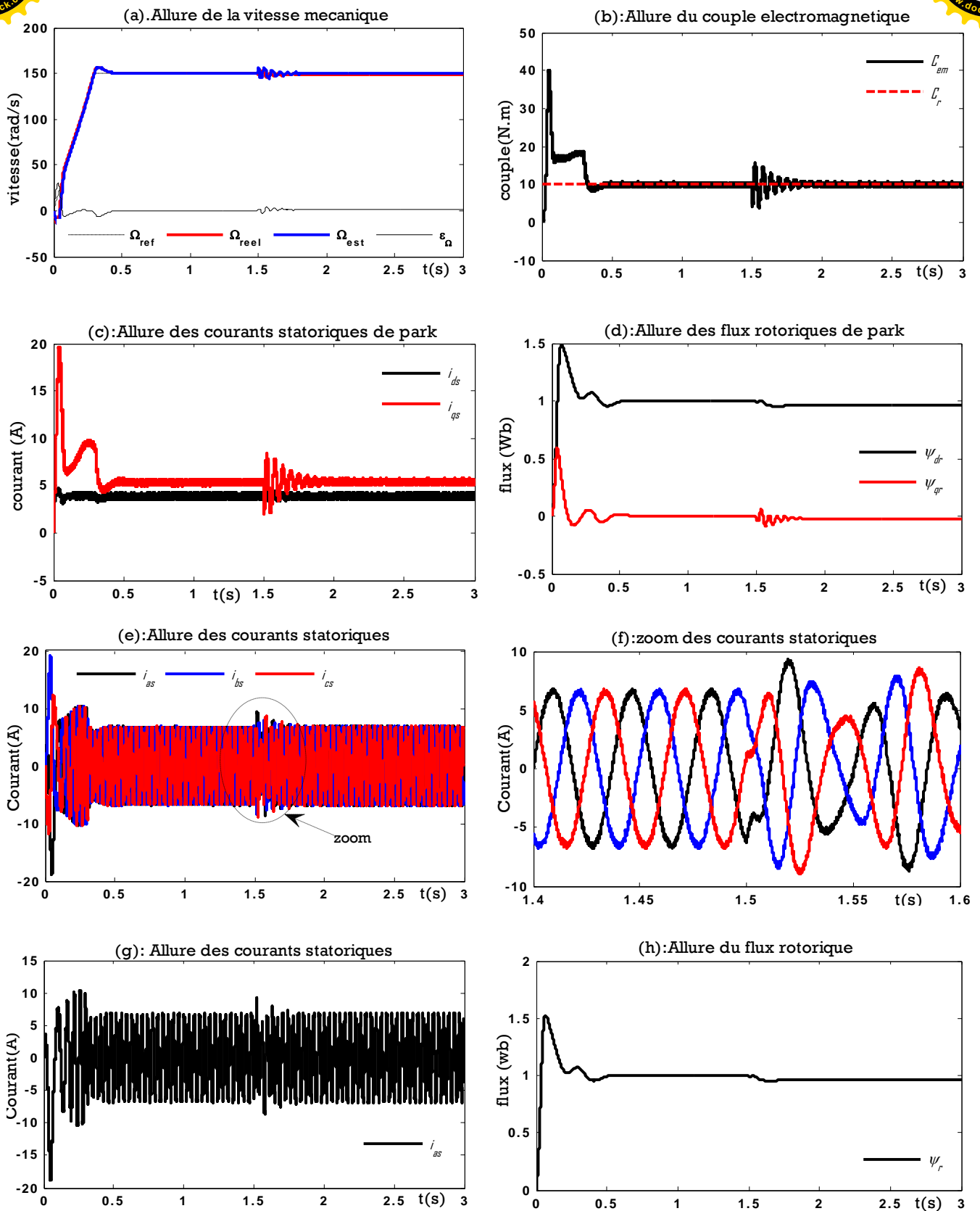


Fig. (3-26) simulation de la commande IFOC avec estimateur de vitesse MRAS\_PI à courant statorique.

Influence de la variation de la résistance statorique

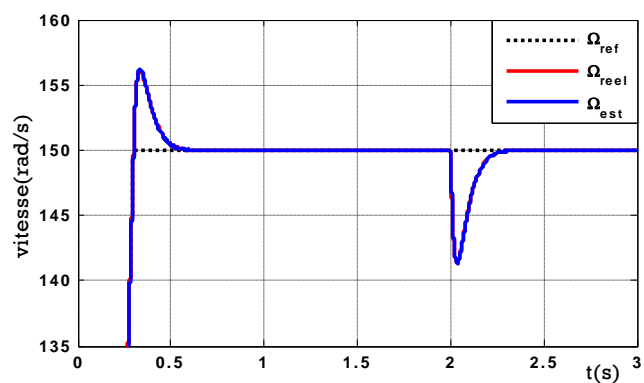
### III.6.4 Comparaison

Après la présentation et la simulation des quatre estimateurs de vitesse à MRAS, dans une commande vectorielle indirecte, nous les comparons, suivant leurs performances avec ceux d'un capteur mécanique, tel qu'il est indiqué dans le tableau suivant :

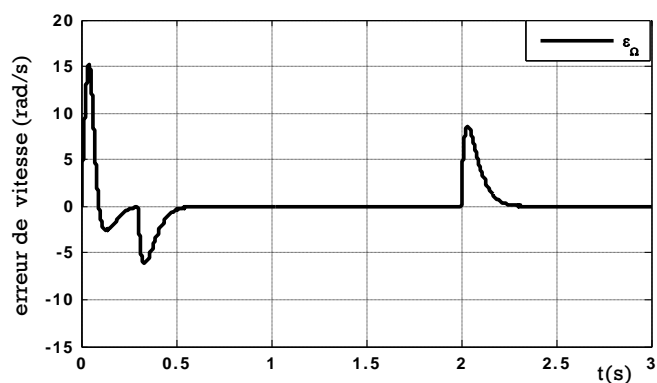
Performances IFOC	MRAS Flux. Rotorique	MRAS F.c.é.m.	MRAS Puissance. Réactive	MRAS Courant. Statorique	Avec capteur de vitesse
Dépassement à vide	4.13 %	3.3 %	7.8 %	4.2 %	<b>4.07 %</b>
Temps de réponse (à vide)	0.6 s	0.55 s	0.8 s	0.6 s	<b>0.6 s</b>
Chute de vitesse (perturbation)	5.8 %	7.3 %	8.8 %	6.1 %	<b>5.6 %</b>
Temps de rejet (perturbation)	0.32 s	0.38 s	0.40 s	0.32 s	<b>0.30 s</b>
Couple max(N.m) (à vide)	14.67	26.39	22.47	17.5	<b>14.55</b>
Couple max (N.m) (en charge)	33.65	50.75	50.22	40.17	<b>31.95</b>
Influence de la variation de $R_s$	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>
Influence de la variation de $R_r$	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>non</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>

Tableau(III.1) : comparaison des performances des 04 méthodes MRAS.

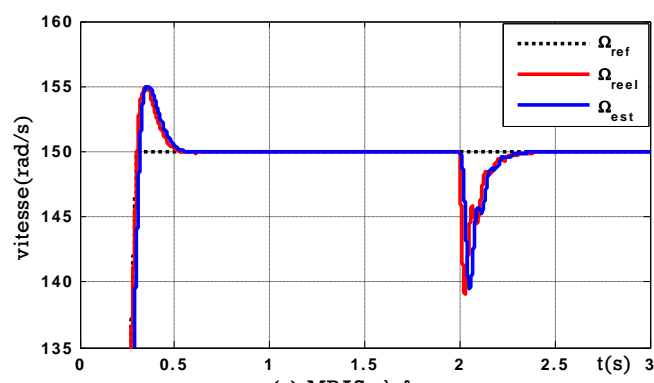
La figure (3.27) illustre les réponses de vitesse estimées et réelles issues des 04 estimateurs à MRAS.



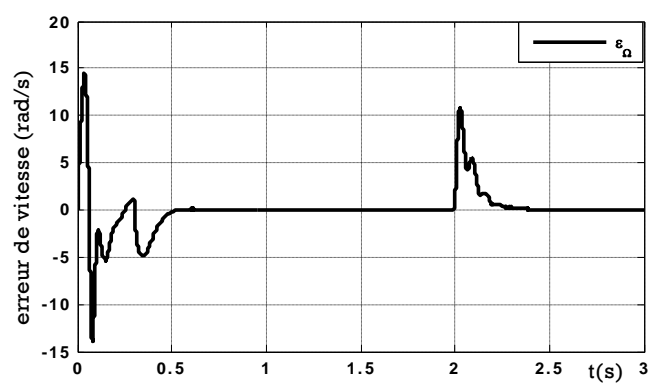
(a): MRAS à flux rotorique



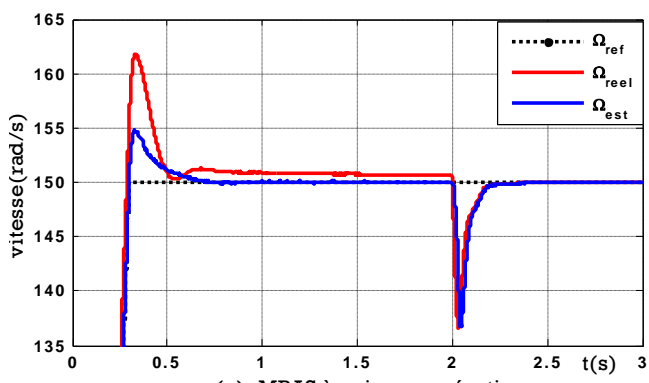
(b):MRAS à flux rotorique



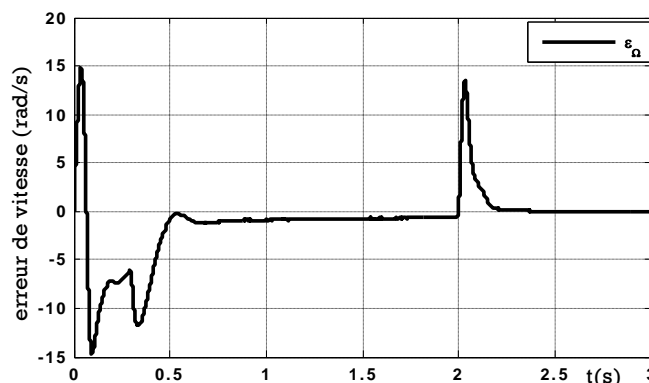
(c).MRAS à f cem



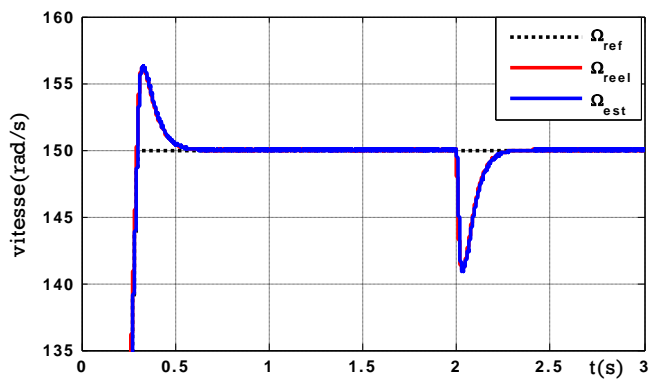
(d):MRAS à f cem



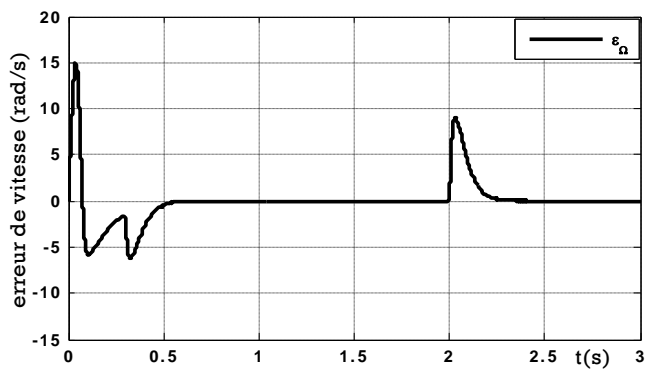
(e): MRAS à puissance réactive



(f):MRAS à puissance réactive



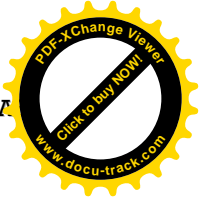
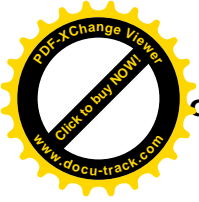
(g).MRAS à courant statorique



(h): MRAS à courant statorique

Fig. (3-27) : Allures de vitesse estimées et réelles issues des 04 estimateurs à MRAS.

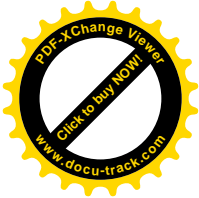
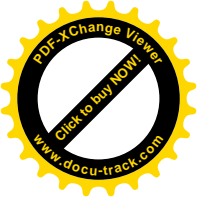




### III.7 Conclusion

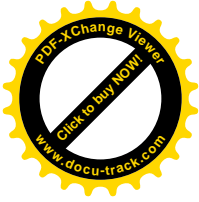
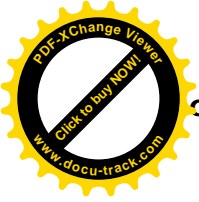
Dans ce chapitre, nous avons étudié quatre types d'estimateurs de vitesse par la technique MRAS basées sur : le flux rotorique, la force contre-électromotrice, le courant statorique ainsi que la puissance réactive. Ces techniques sont exploitées dans une commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse, dont la validation par simulation en SIMULINK sous MATLAB.

Les simulations nous ont fait révéler la bonne tenue des quatre estimateurs MRAS en termes de convergence des réponses, d'écart d'estimation, de poursuite et de robustesse aux perturbations de charge, permettant d'atteindre des performances fonctionnelles proches à celles obtenues en commande avec capteur pour des vitesses élevées. Néanmoins, il reste sensible aux variations paramétriques du moteur notamment la variation de la résistance statorique pour les différentes structures à MRAS à des degrés différents, à cela s'ajoute les difficultés d'ajuster les gains de mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée issue d'un régulateur PI classique.



## **Chapitre IV**

# **Estimation en ligne de la Résistance Statorique**



### IV.1 Introduction :

Dans la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, qui est devenue un standard industriel pour la commande sans capteurs de vitesse du moteur asynchrone, la connaissance exacte de la valeur de résistance statorique n'est pas primordiale, par contre, elle exige une parfaite connaissance de la valeur de la constante de temps rotorique.

La plupart des efforts de recherches dans les premiers temps de l'application de la commande vectorielle étaient dirigés vers l'identification de la constante de temps rotorique, la situation a changé depuis la venue du contrôle direct du couple et du contrôle vectoriel de vitesse sans capteur mécanique.

La majorité des techniques d'estimation de la vitesse se base sur le modèle de la machine, ceci exige la connaissance exacte de la plupart des paramètres du moteur y compris la résistance statorique qui est d'une importance cruciale pour la commande sans capteur notamment en basse vitesse.

L'écart de la valeur des paramètres utilisés dans l'estimateur de vitesse avec leur valeur réelle conduit non seulement à l'erreur d'estimation, mais aussi à l'instabilité du système contrôlé.

De ce point de vu, nous allons tenter d'identifier en ligne la résistance statorique qui est un paramètre très influant sur les performances des estimateurs de vitesse à MRAS.

## IV.2 Estimation en ligne de la résistance statorique Rs

La méthode proposée pour l'identification en ligne la résistance statorique appartient aux méthodes basées sur un système adaptatif à modèle de référence, l'idée est basée sur l'identification adaptative de la résistance statorique [38].

L'estimation de la résistance statorique est développée en conjonction avec un estimateur de vitesse MRAS à base du flux rotorique dont l'erreur générée est formée à partir de la différence entre les valeurs des flux rotoriques produits par le modèle de référence et le modèle ajustable de l'estimateur MRAS suivant les équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \bar{\psi}_r^v = \frac{L_r}{L_m} \left[ \bar{v}_s - \left( \hat{R}_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s \right) \right] \quad (4.1)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\psi}_r^i = \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s - \left( \frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \bar{\psi}_r^i \quad (4.2)$$

$$\hat{\omega} = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) \varepsilon_\omega \quad (4.3)$$

$$\varepsilon_\omega = \bar{\psi}_r^i \cdot \bar{\psi}_r^v = \left( \hat{\psi}_{r\alpha}^i \cdot \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}^v \right) \quad (4.4)$$

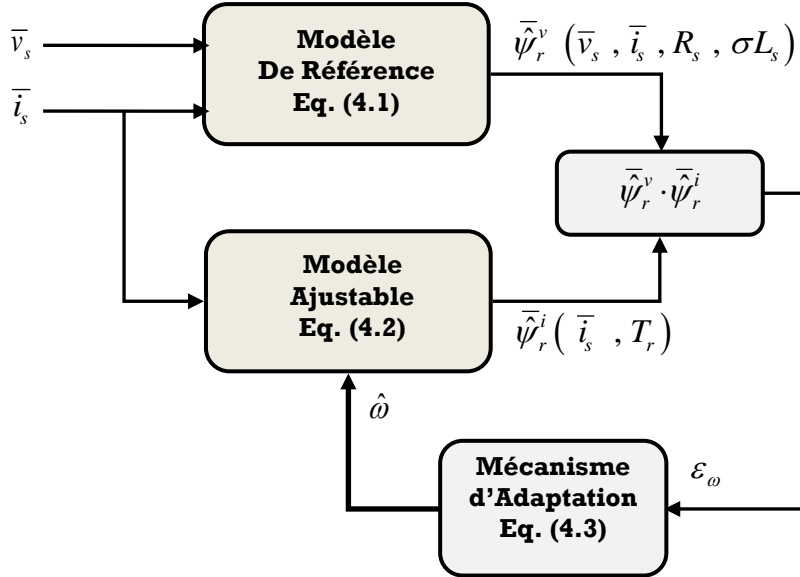


Fig. (4.1) : structure d'un estimateur de vitesse MRAS à flux rotorique

#### IV.2.1 Estimation simultanée de la résistance $R_s$ et de la vitesse rotorique

La mise en œuvre d'une méthode pour l'estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique est basée sur le concept de stabilité de popov, pour obtenir un système asymptotiquement stable. Le mécanisme d'adaptation est basé sur l'hypothèse d'une vitesse de rotation constante du fait qu'elle varie lentement par rapport aux variations du flux rotorique, ainsi que pour la variation de la résistance statorique qui est lente (dépend de la température). [38] [42].

Les équations des erreurs de sortie du modèle tension et du modèle courant sont données par :

$$\frac{d}{dt} \bar{\varepsilon}^v = -\frac{L_r}{L_m} (R_s - \hat{R}_s) \bar{i}_s \quad (4.5)$$

$$\bar{\varepsilon}^v = \bar{\psi}_r^v - \hat{\psi}_r^v = \varepsilon_\alpha^v + j \varepsilon_\beta^v \quad (4.6)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\varepsilon}^i = \left( j\omega - \frac{1}{T_r} \right) \bar{\varepsilon}^i + j(\omega - \hat{\omega}) \bar{\psi}_r^i \quad (4.7)$$

$$\bar{\varepsilon}^i = \bar{\psi}_r^i - \hat{\psi}_r^i = \varepsilon_\alpha^i + j \varepsilon_\beta^i \quad (4.8)$$

Les symboles  $\bar{\psi}_r^v$  et  $\bar{\psi}_r^i$  représentent les valeurs réels du flux rotorique des deux modèles.

Les équations (4.6) - (4.8) peuvent être réécrites sous forme matricielle comme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha^i \\ \varepsilon_\beta^i \\ \varepsilon_\alpha^v \\ \varepsilon_\beta^v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha^i \\ \varepsilon_\beta^i \\ \varepsilon_\alpha^v \\ \varepsilon_\beta^v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar}^i \\ \hat{\psi}_{\beta r}^i \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\text{Où :} \quad \frac{d}{dt} \bar{\varepsilon} = A \cdot \bar{\varepsilon} - w \quad (4.10)$$

$$\text{Avec :} \quad \bar{\varepsilon}^T = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha^i & \varepsilon_\beta^i & \varepsilon_\alpha^v & \varepsilon_\beta^v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}^i{}^T & \bar{\varepsilon}^v{}^T \end{bmatrix}$$

Et  $w$  est le bloc non linéaire, définit comme suit :

$$w = \begin{bmatrix} -\Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{ar}^i \\ \hat{\psi}_{\beta r}^i \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta\omega J & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_r^i \\ I_s \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Avec :

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad , \quad \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s \quad , \quad \hat{\Psi}_r^i = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha r}^i & \hat{\psi}_{\beta r}^i \end{bmatrix}^T \quad , \quad \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Le système est stable si l'entrée et la sortie du bloc non linéaire  $w$  satisfont au critère de stabilité de popov :

$$S = \int_0^{t_1} \varepsilon^T \cdot w \, dt \geq -\gamma^2, \forall t_1 \quad (4.12)$$

En utilisant, l'équation (4.10)

$$\bar{\varepsilon}^T \cdot w = -\Delta\omega \left( \bar{\varepsilon}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i \right) + \frac{L_r}{L_m} \Delta R_s \left( \bar{\varepsilon}^{vT} \cdot \bar{i}_s \right) \quad (4.13)$$

la substitution de l'équation (4.13) dans (4.12) donne :

$$S = \int_0^{t_1} \varepsilon^T \cdot w \, dt = \underbrace{-\int_0^{t_1} \left( \Delta\omega \left( \bar{\varepsilon}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i \right) \right) dt}_{S_1} + \underbrace{\frac{L_r}{L_m} \int_0^{t_1} \left( \Delta R_s \left( \bar{\varepsilon}^{vT} \cdot \bar{i}_s \right) \right) dt}_{S_2} \quad (4.14)$$

$$S = \left( S_1 + \frac{L_r}{L_m} \cdot S_2 \right) \geq -\gamma^2, \forall t_1 \quad (4.15)$$

La validité de l'équation peut être vérifiée par les deux inégalités (4.16) et (4.17), et le mécanisme d'adaptation par les équations (4.18), (4.19) respectivement pour l'estimation de la vitesse rotorique et l'identification de la résistance statorique.

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \left( \Delta\omega \left( \bar{\varepsilon}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i \right) \right) dt \geq -\gamma_1^2, \forall t_1 \quad (4.16)$$

$$S_2 = \frac{L_r}{L_m} \int_0^{t_1} \left( \Delta R_s \left( \bar{\varepsilon}^{vT} \cdot \bar{i}_s \right) \right) dt \geq -\gamma_2^2, \forall t_1 \quad (4.17)$$

$$\hat{\omega} = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) \left( \bar{\varepsilon}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i \right) = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) \varepsilon_\omega \quad (4.18)$$

$$\hat{R}_s = \left( k_{pR_s} + \frac{k_{iR_s}}{s} \right) \left( -\bar{\varepsilon}^{vT} \cdot \bar{i}_s \right) = \left( k_{pR_s} + \frac{k_{iR_s}}{s} \right) \varepsilon_{R_s} \quad (4.19)$$

Où :  $k_{p\omega}$  ,  $k_{i\omega}$  ,  $k_{pR_s}$  et  $k_{iR_s}$  sont respectivement les gains des contrôleurs PI des mécanismes d'adaptation de la vitesse rotorique et de la résistance statorique.

La valeur de  $\left( \bar{\varepsilon}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i \right)$  dans (4.16) et (4.18) est évalué en tenant en compte que, pour l'estimation de vitesse, la sortie du modèle de référence (Eq.4.1) est prise égale à la valeur réel du vecteur flux rotorique.

Ainsi :  $\mathcal{E}^i = \bar{\psi}_r^i - \hat{\psi}_r^i = \bar{\psi}_r^v - \hat{\psi}_r^i$  tel que  $\bar{\psi}_r^i \equiv \bar{\psi}_r^v$

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{E}}^{iT} \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Psi}_r^i &= \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i & \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i & \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{r\beta}^i \\ \hat{\psi}_{r\alpha}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\psi}_r^i \times \bar{\psi}_r^v \end{bmatrix} \\ \mathcal{E}_\omega(t) &= \left[ \hat{\psi}_{r\alpha}^i (\hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i) - \hat{\psi}_{r\beta}^i (\hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) \right] = (\hat{\psi}_{r\alpha}^i \cdot \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}^v) \end{aligned} \quad (4.20)$$

La quantité d'erreur pour l'estimation de vitesse  $\mathcal{E}_\omega(t)$  est donc celle de l'équation (4.4).

$$\mathcal{E}_\omega(t) = (\hat{\psi}_{r\alpha}^i \cdot \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}^v) \quad (4.21)$$

Pour l'estimation de la résistance statorique la valeur de  $(-\bar{\mathcal{E}}^{vT} \cdot \bar{i}_s)$  dans (4.17) et (4.19) est évaluée en considérons que le modèle de référence et le modèle ajustable (Eq.4.1), (Eq.4.2) changent de rôles. La valeur réelle du vecteur flux rotorique est prise dans ce cas comme sortie du modèle ajustable(Eq.4.2).

$$\begin{aligned} \text{Ainsi :} \quad \bar{\mathcal{E}}^v &= \bar{\psi}_r^i - \hat{\psi}_r^i = \bar{\psi}_r^i - \bar{\psi}_r^v \quad \text{tel que} \quad \bar{\psi}_r^v \equiv \bar{\psi}_r^i \\ (-\bar{\mathcal{E}}^{vT} \cdot \bar{i}_s) &= \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i & \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \bar{i}_s^T \begin{bmatrix} \bar{\psi}_r^v \times \bar{\psi}_r^i \end{bmatrix} \\ \mathcal{E}_{R_s}(t) &= \left[ i_{s\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta} (\hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i) \right] \end{aligned} \quad (4.22)$$

La quantité d'erreur pour l'estimation de la résistance statorique  $\mathcal{E}_{R_s}(t)$  est donc :

$$\mathcal{E}_{R_s} = i_{s\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta} (\hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i) \quad (4.23)$$

Il découle de ces considérations que le rôle du modèle de référence et du modèle ajustable est interchangeable dans le système d'estimation simultanée à MRAS de la vitesse rotorique et de la résistance statorique.

La vitesse angulaire et la résistance statorique peuvent être estimées en parallèle, en utilisant respectivement les équations :

$$\hat{\omega} = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) \mathcal{E}_\omega = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) (\hat{\psi}_{r\alpha}^i \cdot \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}^v) \quad (4.24)$$

$$\hat{R}_s = \left( k_{PR_s} + \frac{k_{iR_s}}{s} \right) \mathcal{E}_{R_s} = \left( k_{PR_s} + \frac{k_{iR_s}}{s} \right) \left[ i_{s\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha}^v - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta} (\hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i) \right] \quad (4.25)$$

La configuration de l'estimateur MRAS parallèle de la vitesse et de la résistance statorique est illustrée dans la figure (4.2)

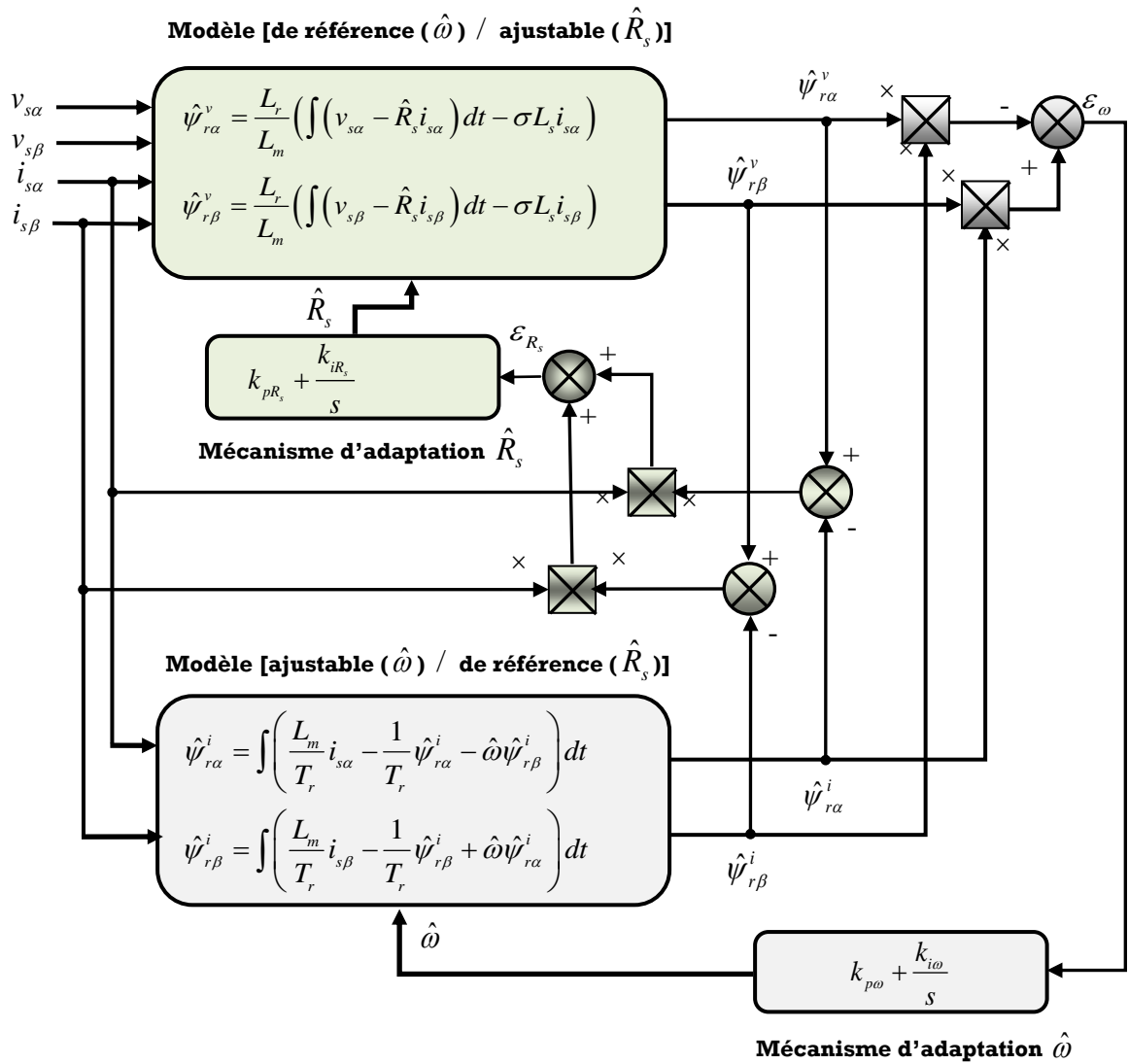


Fig. (4.2) : Estimateur MRAS parallèle de la vitesse et de la résistance statorique

La figure (4.3) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique, en utilisant deux contrôleurs classique PI pour les mécanismes d'adaptation des deux structures MRAS.



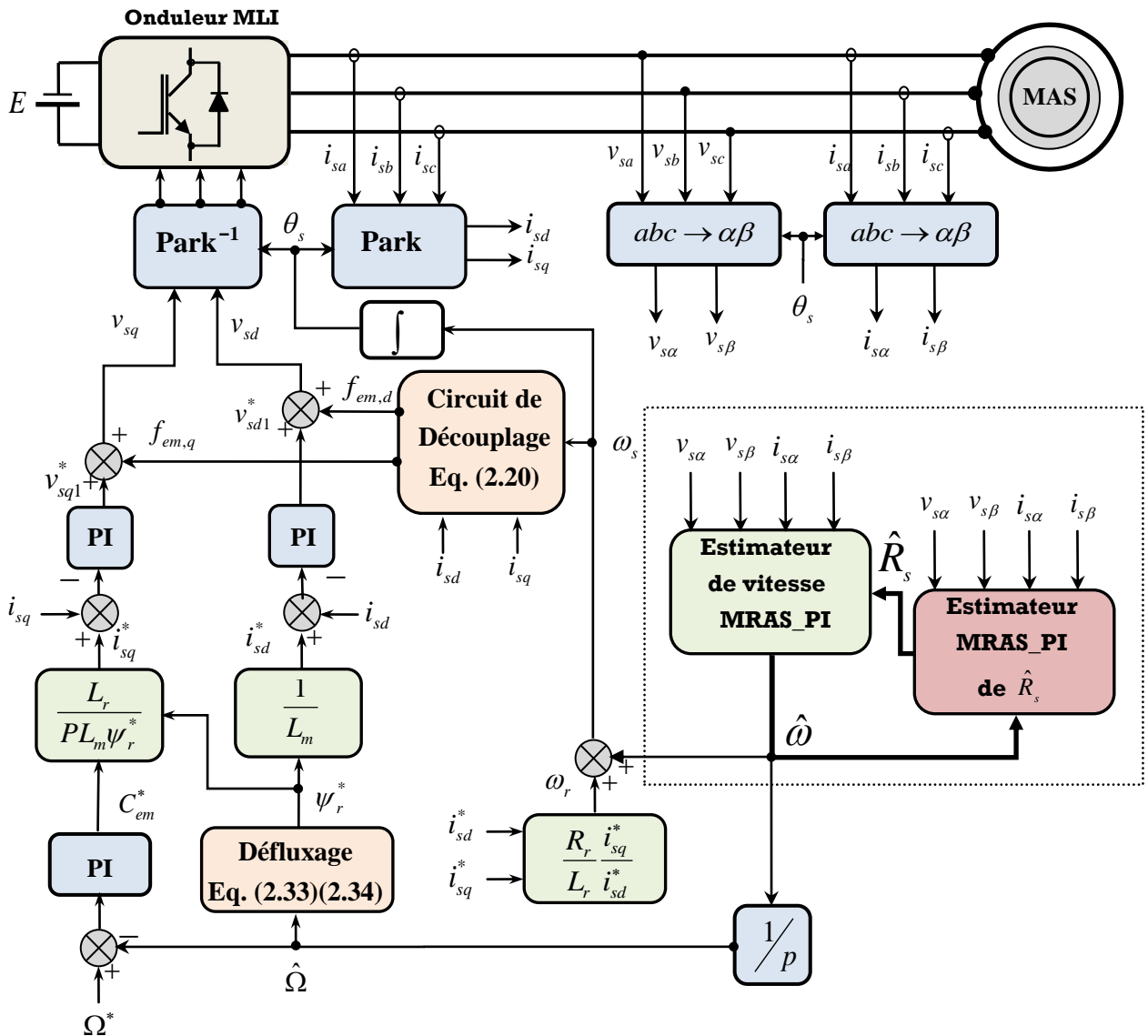


Figure (4.3) : Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur  
Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-PI.

#### IV 2.2 Simulation et interprétation des résultats :

Le moteur sous une commande à flux orienté démarre à vide, avec le mécanisme d'estimation de la résistance statorique désactivé, puis subit une perturbation avec une charge nominale à (t=5 sec).

La résistance statorique nominale est égale à 4.85 ohms. La vitesse de référence a été fixée à 150 rd/s. Le mécanisme d'identification de la résistance statorique est activé après (t=3 sec) du début de simulation.

A partir des courbes illustrées dans la figure (4.4), on peut constater que l'annulation de l'écart d'estimation de la résistance statorique est lente, aussi elle est affectée par l'introduction de la charge (t=5 sec).

La vitesse réelle du moteur suit parfaitement sa référence, le couple électromagnétique et les courants statoriques présentent des pics dus à la variation brusque de la résistance statorique.

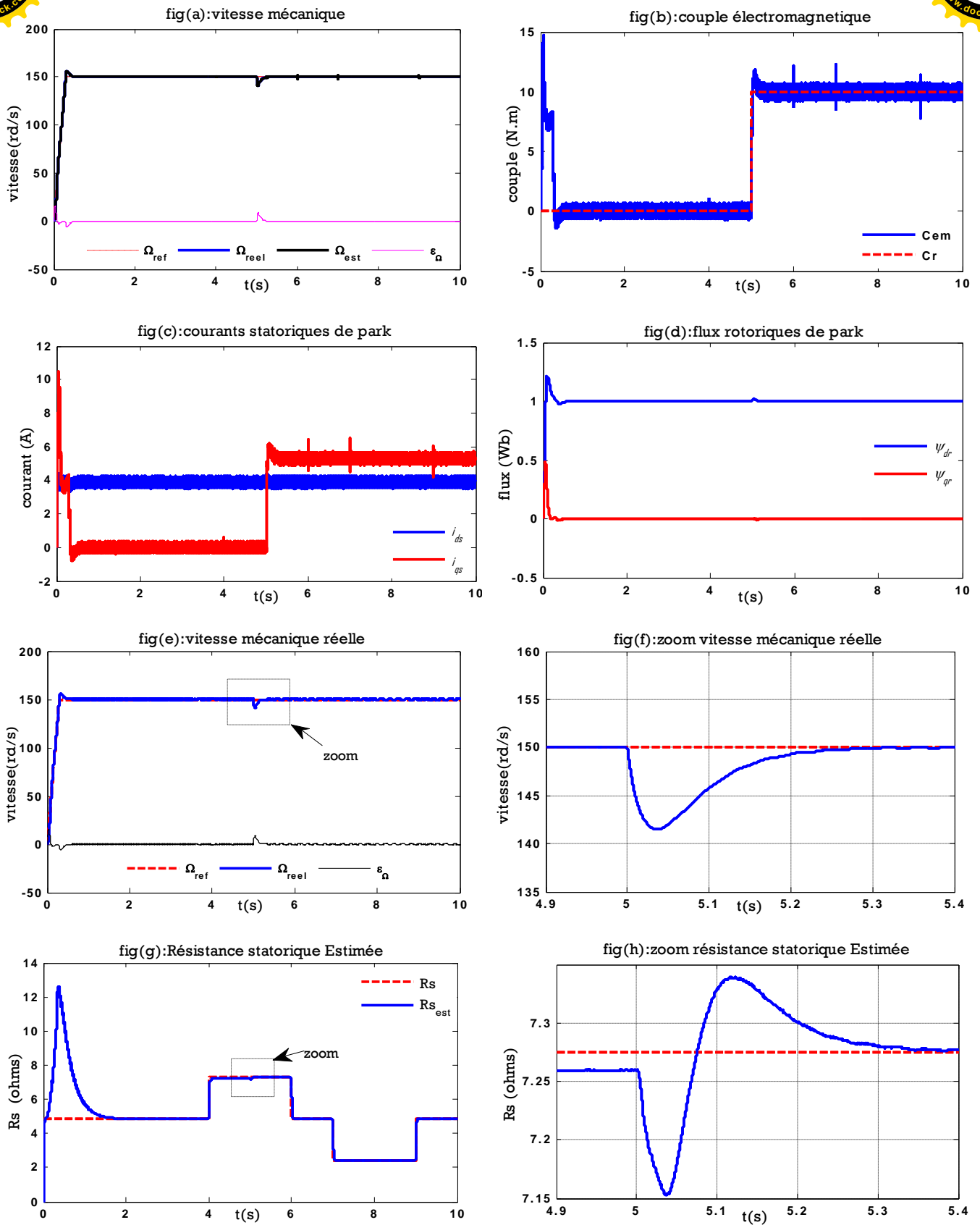


Fig. (4.4) simulation da la commande IFOC sans capteur :

Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-PI.

### IV.3 Contribution d'un contrôleur VGPI dans l'estimation de Rs

L'utilisation du contrôleur PI pour l'estimation de la résistance statorique est caractérisée par un grand dépassement en mode transitoire et lors de la variation de la résistance statorique.

Afin de remédier à ce problème et de réduire le temps d'annulation de l'erreur d'estimation, on propose l'utilisation d'un régulateur PI à gain variable (VGPI).

Le régulateur PI à gain variable est la généralisation du PI classique, les gains  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur PI classique sont fixes, alors que ceux du régulateur à gain variables varient avec le temps suivant les fonctions suivantes. [29] :

$$k_p = \begin{cases} (k_{pf} - k_{pi}) \left( \frac{t}{t_s} \right)^n + k_{pi} & \text{si } t < t_s \\ k_{pf} & \text{si } t \geq t_s \end{cases} \quad (4.26)$$

$$k_i = \begin{cases} k_{if} \left( \frac{t}{t_s} \right)^n & \text{si } t < t_s \\ k_{if} & \text{si } t \geq t_s \end{cases} \quad (4.27)$$

Où :  $k_{pi}$  et  $k_{pf}$  sont respectivement la valeur initiale et la valeur finale du gain proportionnel et  $k_{if}$  la valeur finale du gain intégrateur du contrôleur à gain variable

$t_s$  est le temps de saturation et  $n$  est le degré du contrôleur à gain variable.

La figure (4.5) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique, en utilisant un contrôleur classique PI pour le mécanisme d'adaptation de l'estimateur MRAS de vitesse et un contrôleur à gain variable VGPI pour l'estimateur MRAS de la résistance statorique.

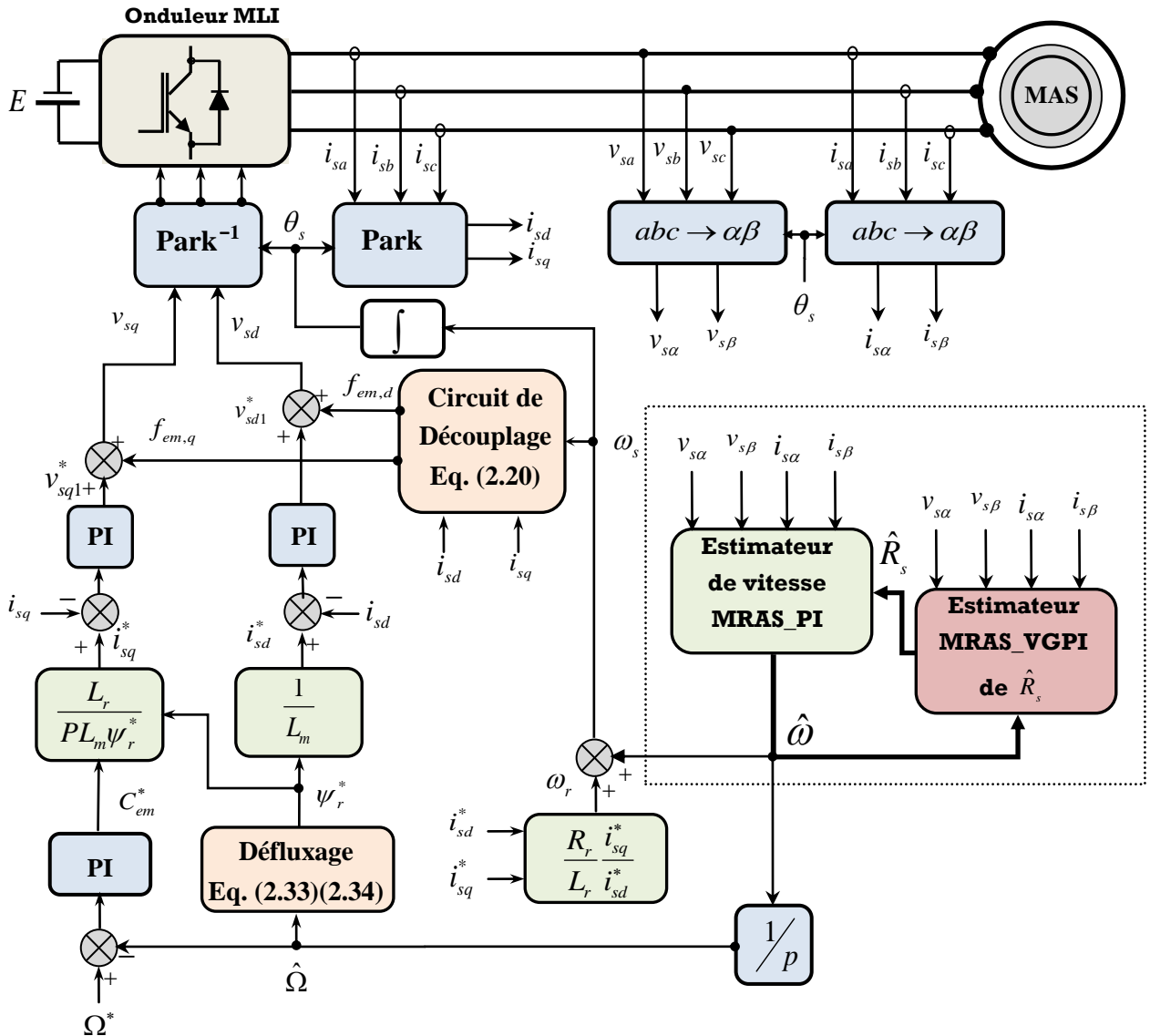


Fig. (4.5) : Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur  
Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-VGPI

### IV 3.1 Simulation et interprétation des résultats :

Les différents résultats de simulation présentés dans la figure (4.6) donnent une idée favorable sur la contribution de contrôleur VGPI dans la méthode proposée, on enregistre une amélioration de l'estimation de la résistance statorique notamment dans le temps d'annulation de l'erreur d'estimation, mais cette estimation est aussi perturbée par l'introduction de la charge.

Ces résultats sont satisfaisants car l'estimation de la vitesse rotorique se fait d'une manière correcte, les allures des deux composantes du flux rotorique restent en quadrature.

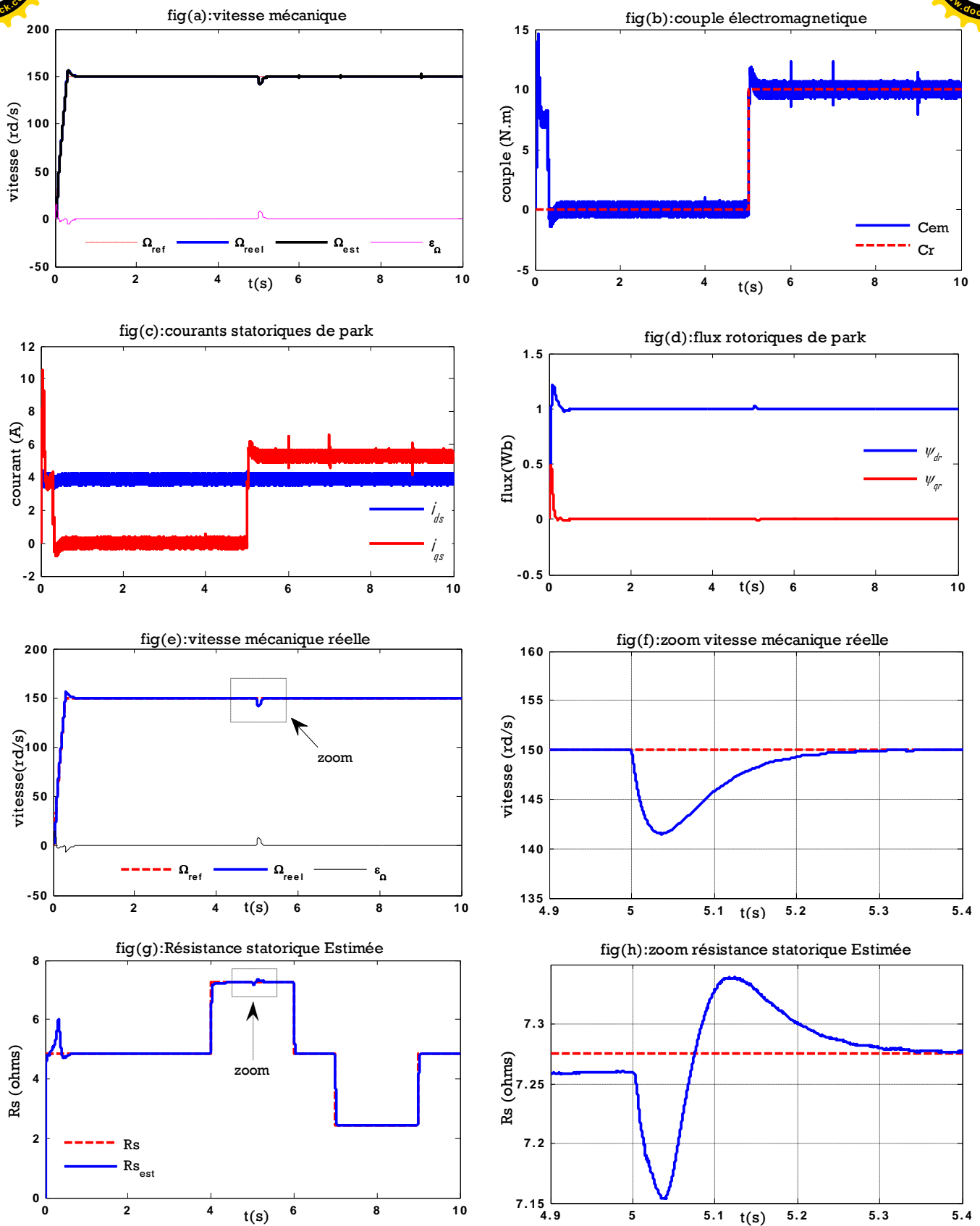


Fig. (4.6) simulation da la commande IFOC sans capteur :  
Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-VGPI.

#### IV.4 Contribution d'un estimateur flou dans l'estimation de $R_s$

les approches d'estimation basées sur le modèle de référence (MRAS) sont relativement simples et pratiques par rapport à d'autres stratégies d'estimation. Néanmoins, leur inconvénient majeur est leur forte dépendance des paramètres de la machine, à cela s'ajoutent les difficultés d'ajuster les gains de mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée surtout si celle-ci est issue d'un régulateur PI classique.

Dans cette optique, un mécanisme d'adaptation flou sera proposé pour l'estimateur de la résistance statorique ainsi que pour l'estimateur de la vitesse.

l'erreur déduite des deux modèles de la technique MRAS sera ajusté moyennant un contrôleur flou (FLC) substituant le PI.

##### IV.4.1 Description du contrôleur flou

Généralement, un contrôleur basé sur la logique floue possède deux entrées ;

L'erreur et la variation de l'erreur, la sortie du régulateur étant la commande qu'on doit appliquer à l'entrée du procédé. On adoptera donc, pour les entrées du correcteur flou, ces deux grandeurs caractéristiques notées  $e(k)$  et  $\Delta e(k)$ .

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple qui est représenté par la figure (4.7) ; cette configuration, analogue à celle d'un PI conventionnel, est souvent qualifiée de PI flou. :

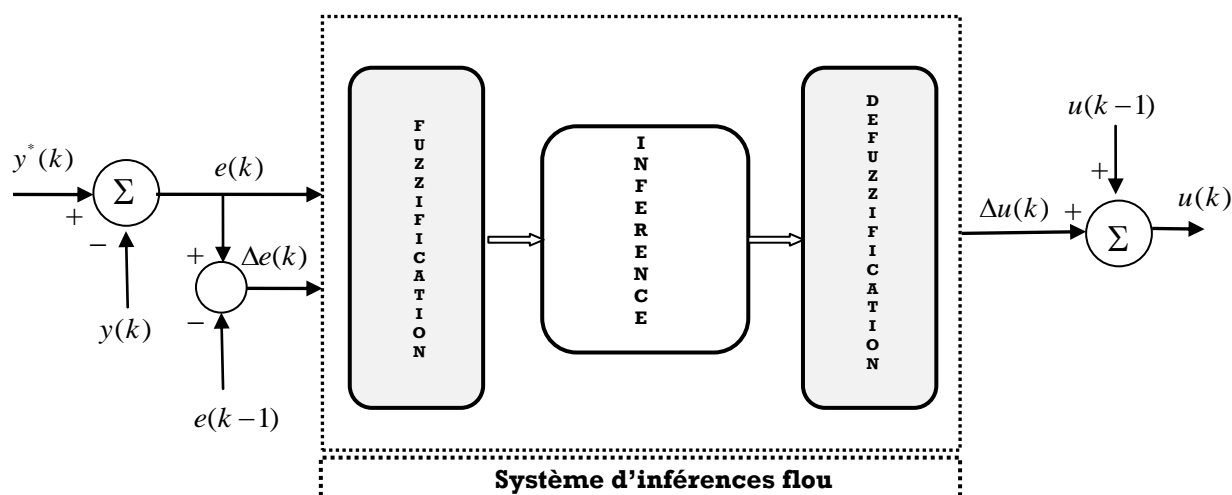


Fig. (4.7) : structure de base d'un contrôleur flou

Pour pouvoir appliquer l'algorithme flou, il faut définir un ensemble de stratégie de contrôle basé sur l'erreur  $e(k)$  entre une référence prédéterminée  $y^*(k)$  et la sortie réelle du processus  $y(k)$  et la variation de cette erreur  $\Delta e(k)$ , ceci pour ajuster la variable de commande  $u(k)$ .

A chaque instant, les entrées du contrôleur flou sont donc :

$$\text{L'erreur :} \quad e(k) = y^*(k) - y(k) \quad (4.28)$$

$$\text{La variation de l'erreur :} \quad \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.29)$$

La sortie  $u(k)$  représente la variable de commande est donnée par :

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (4.30)$$

#### IV.4.2 Estimateur MRAS-flou pour la résistance statorique

Pour l'estimation de la résistance statorique. l'écart déduit des deux modèles de la technique MRAS sera ajusté moyennant un contrôleur flou (FLC).

$$\text{L'erreur :} \quad e_{R_s}(k) = i_{s\alpha}(\hat{\psi}_{ra}^v - \hat{\psi}_{ra}^i) + i_{s\beta}(\hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i) \quad (4.31)$$

$$\text{Et la variation de l'erreur :} \quad \Delta e_{R_s}(k) = e_{R_s}(k) - e_{R_s}(k-1) \quad (4.32)$$

sont alors considérées comme variables floues d'entrée du régulateur flou, dont la sortie floue donnera la variation  $\Delta \hat{R}_s(k)$  de la résistance statorique estimée.

$$\text{La valeur de la résistance estimée est :} \quad \hat{R}_s(k) = \hat{R}_s(k-1) + \Delta \hat{R}_s(k) \quad (4.33)$$

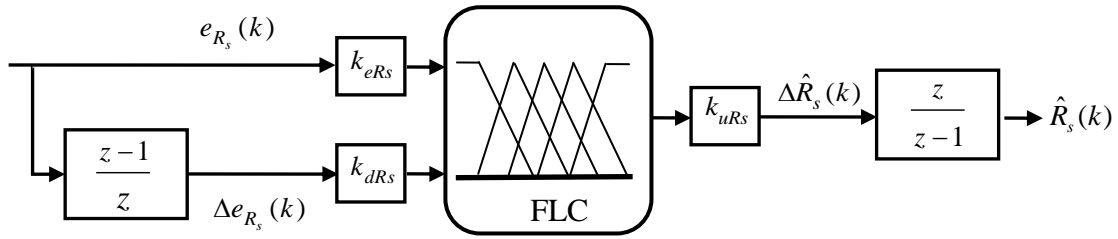


Fig. (4.8) : structure de l'estimateur Flou de la résistance statorique

$k_{eRs}$ ,  $k_{dRs}$  et  $k_{uRs}$  sont des gains associés à  $e_{R_s}(k)$ ,  $\Delta e_{R_s}(k)$  et  $\Delta \hat{R}_s(k)$  respectivement.

On les appelle "facteurs d'échelle", ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

La fuzzification des variables linguistiques d'entrée et de sortie a été réalisée par des fonctions d'appartenance triangulaires symétriques, figure (4.9). Chacune des trois variables linguistiques est représentée par sept sous-ensembles flous.

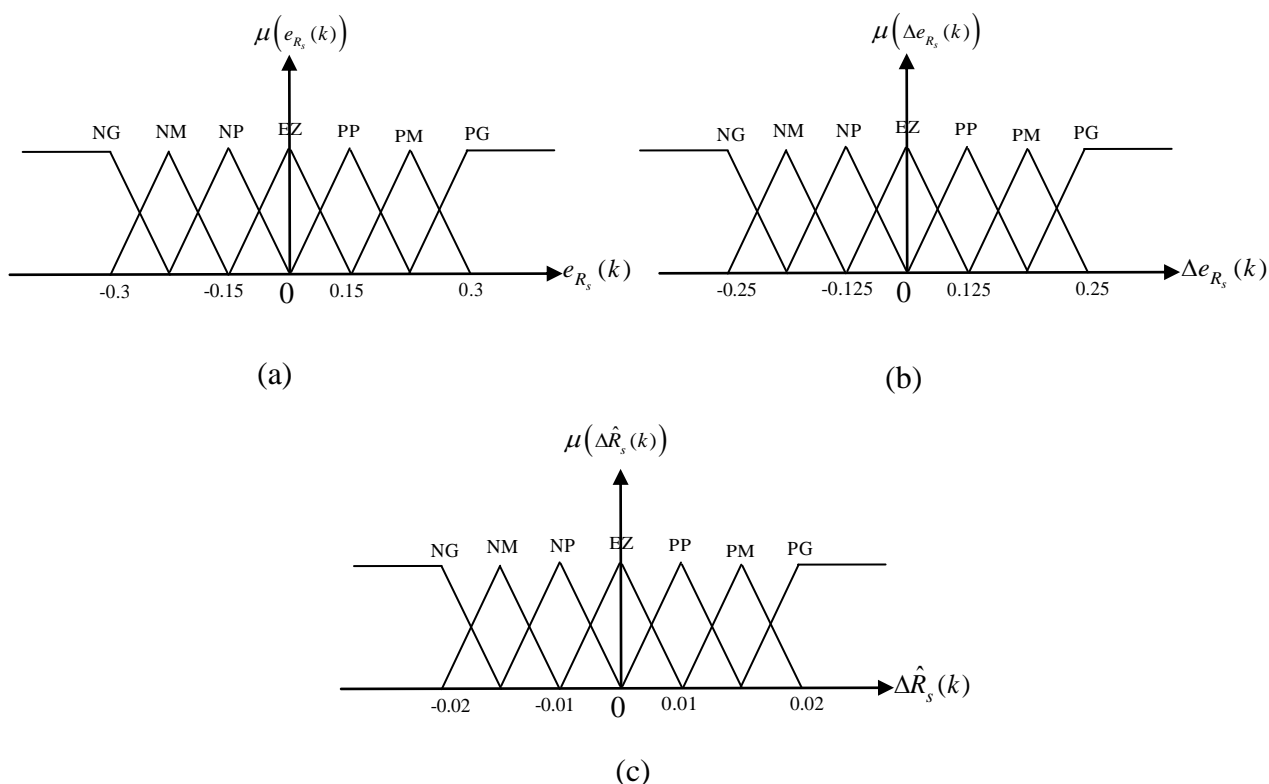


Fig. (4.9) : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.

(a) : l'erreur  $e_{R_s}(k)$  ; (b) : variation de l'erreur  $\Delta e_{R_s}(k)$  ; (c) : variable de sortie  $\Delta \hat{R}_s(k)$

Par ailleurs, les règles d'inférences utilisées pour l'estimation de la résistance statorique sont récapitulées dans la table IV. 1.

$\Delta e_{R_s} \backslash e_{R_s}$	$\Delta R_s$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG		NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM		NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP		NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP		NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM		NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG		EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tab. IV. 1. Règles d'inférence proposées pour l'estimation de la résistance  $\hat{R}_s$ .

Avec ; NG : Négatif Grand ; NM : Négatif Moyen ; NP : Négatif Petit ; EZ : Environ Zéro ; PP : Positif Petit ; PM : Positif Moyen ; PG : Positif Grand



Pour la détermination des règles du contrôleur proposé on a fait appel la méthode d'analyse de la réponse du système, la méthode d'inférence utilisée est celle de max-min et pour la défuzzification on a utilisé la méthode du centre de gravité.

La figure (4.10) illustre le schéma bloc de la commande IFOC avec estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique, en utilisant un contrôleur Flou pour la structure MRAS de l'estimateur de la résistance statorique.

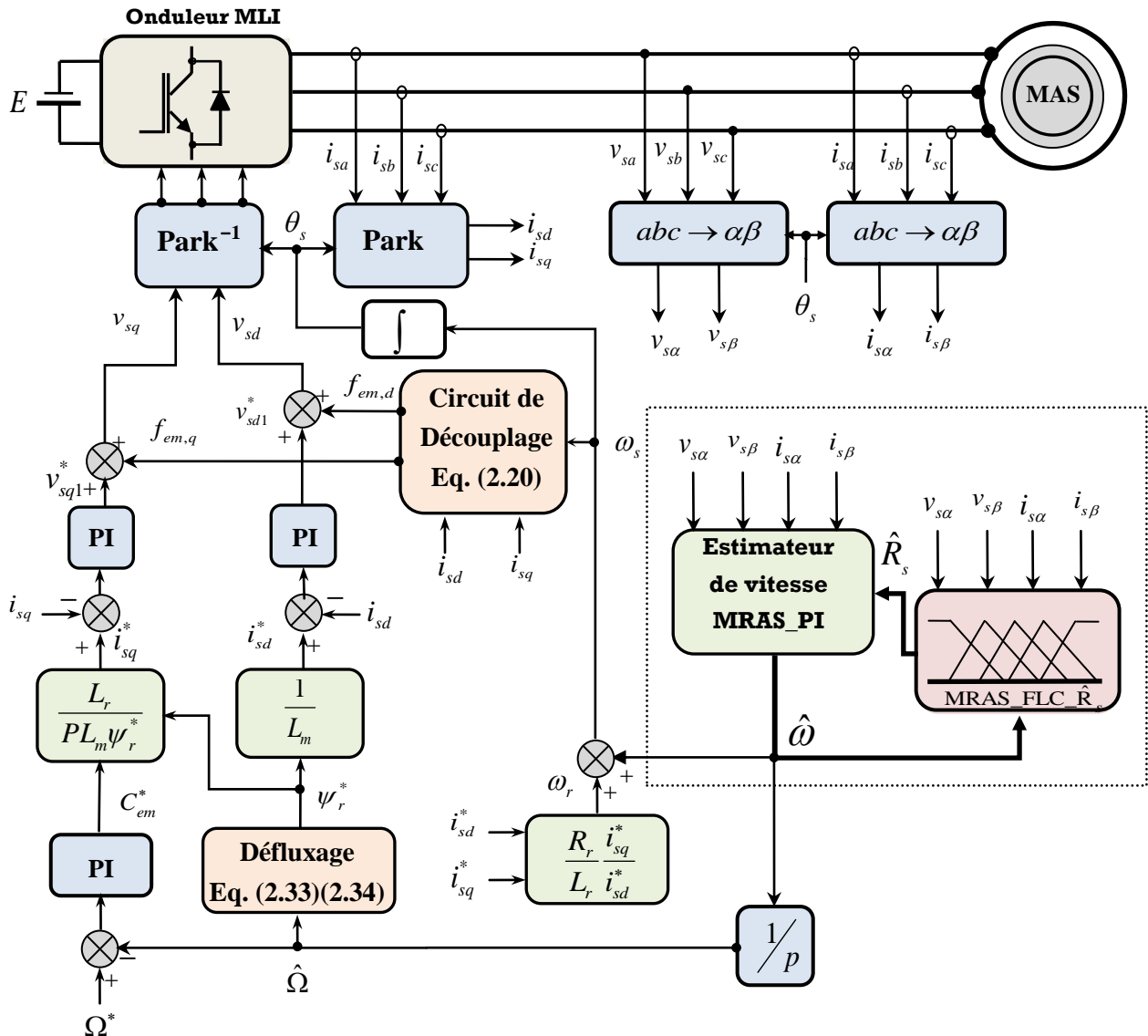
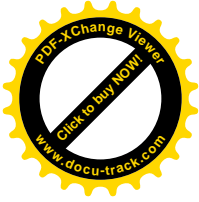
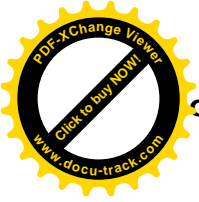


Fig. (4.10) : Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur avec Estimation simultanée de la vitesse MRAS-PI et de la résistance statorique MRAS-FLC.



### IV.4.3 Simulation et interprétation des résultats

Après avoir réalisé la synthèse du régulateur à logique floue, nous avons fait la simulation du schéma de la figure (4.10).

Pour illustrer la contribution du régulateur flou dans l'estimation de la résistance statorique, et sur les performances de notre système ; nous avons effectué les mêmes essais entrepris aux sections précédentes.

Les paramètres des différents régulateurs sont donnés en annexe B.

Les résultats de simulation obtenus donnent une idée favorable sur le comportement de la méthode proposée, et cela pour la variation de la résistance statorique, ainsi que pour l'application d'une perturbation à charge nominale.

Sur la figure (4.11 a) on montre l'évolution de la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation, on constate que l'algorithme présente une faible erreur d'estimation.

Sur les figures (4.11 g) et (4.11 h), on enregistre une meilleure estimation de la résistance statorique, cette estimation est légèrement perturbée par l'introduction de la charge comparée aux méthodes précédentes.

On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures de ces deux composantes restent parfaitement en quadrature.

L'effet de la variation brusque de la résistance statorique sur le couple électromagnétique et les courants statoriques n'est pratiquement pas visible.

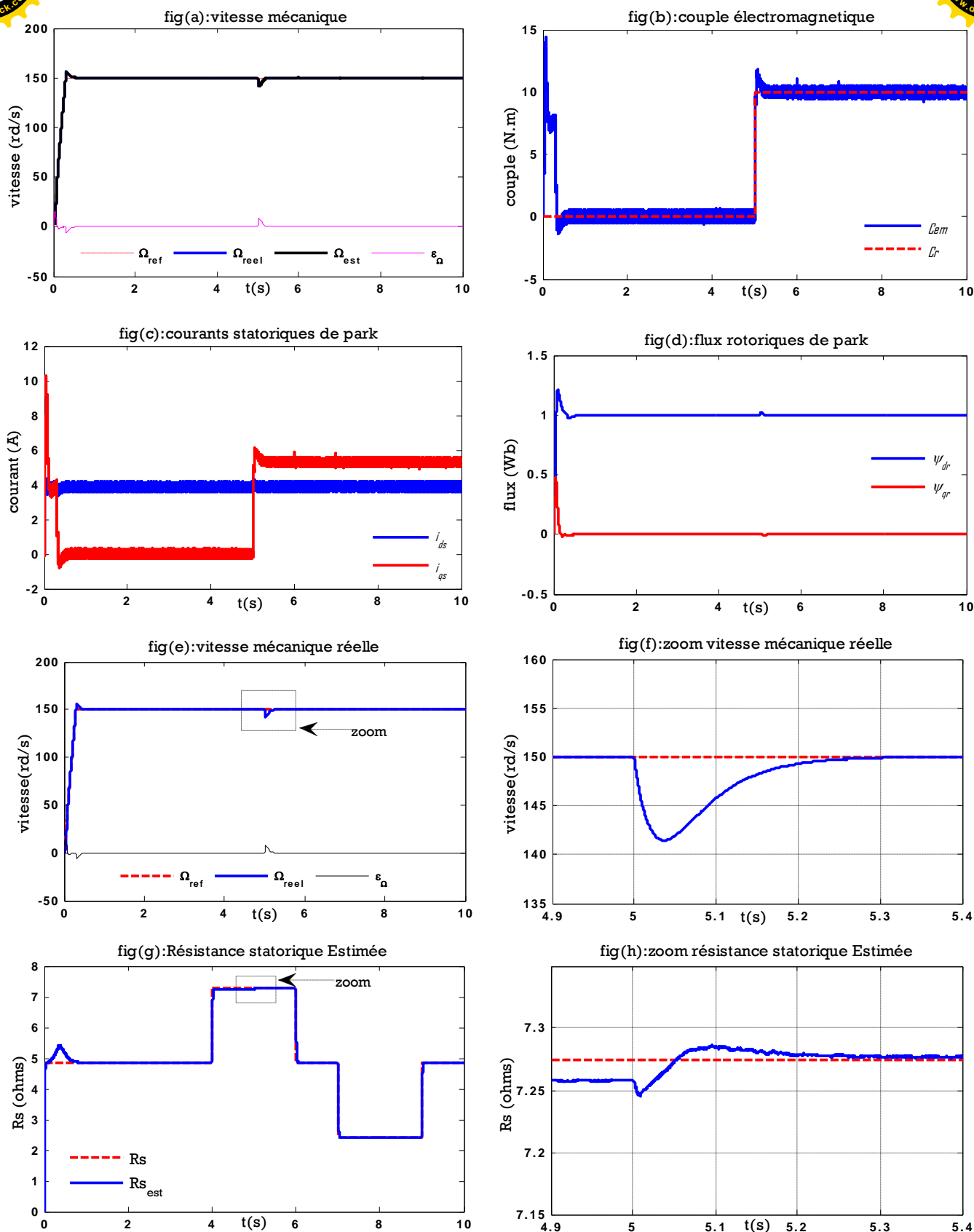


Fig. (4.11) simulation da la commande IFOC sans capteur :

Estimation simultanée de la vitesse MRAS\_PI et de la résistance statorique MRAS\_FLC.

## IV.5 Contribution d'un estimateur flou dans l'estimation de de la vitesse et Rs

Afin d'améliorer notre système constitué de deux estimateurs à MRAS, pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique, on substitue le contrôleur PI du mécanisme d'adaptation de l'estimateur MRAS de vitesse par un contrôleur Flou dont la structure est illustrée dans la figure (4.12).

### IV.5.1 Estimateur MRAS-flou pour l'estimation de la vitesse

Pour l'estimation de la vitesse de rotation, l'écart déduit des deux modèles de la technique MRAS sera ajusté moyennant un contrôleur flou (FLC).

L'erreur :

$$e_{\omega}(k) = (\hat{\psi}_{r\alpha}^i \cdot \hat{\psi}_{r\beta}^v - \hat{\psi}_{r\beta}^i \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}^v) \quad (4.33)$$

et la variation de l'erreur :

$$\Delta e_{\omega}(k) = e_{\omega}(k) - e_{\omega}(k-1) \quad (4.34)$$

sont alors considérées comme variables floues d'entrée au FLC, dont la sortie floue donnera la variation  $\Delta \hat{\omega}(k)$  de la vitesse rotorique estimée.

La valeur de la vitesse estimée est :

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + \Delta \hat{\omega}(k) \quad (4.35)$$

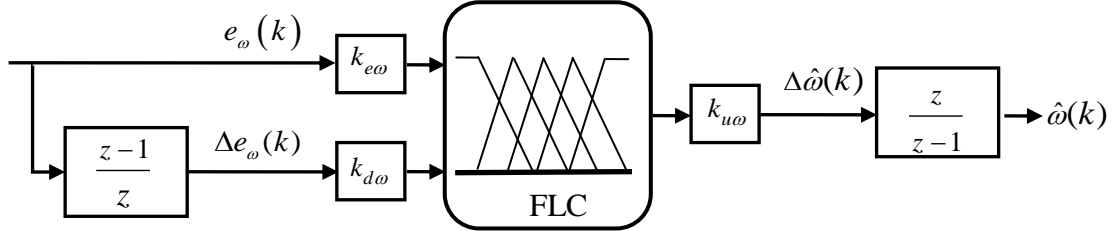


Fig. (4.12) : structure de l'estimateur Flou de vitesse rotorique

$k_{e\omega}$ ,  $k_{d\omega}$  et  $k_{u\omega}$  sont les facteurs d'échelle associés à  $e_{\omega}(k)$ ,  $\Delta e_{\omega}(k)$  et  $\Delta \hat{\omega}(k)$  respectivement.

Le régulateur admet pour les variables d'entrée et la variable de sortie cinq ensembles flous NG : Négatif Grand ; NP : Négatif Petit ; EZ : Environ Zéro ; PP : Positif Petit ; PG : Positif Grand, comme c'est montré dans la figure (4.13):

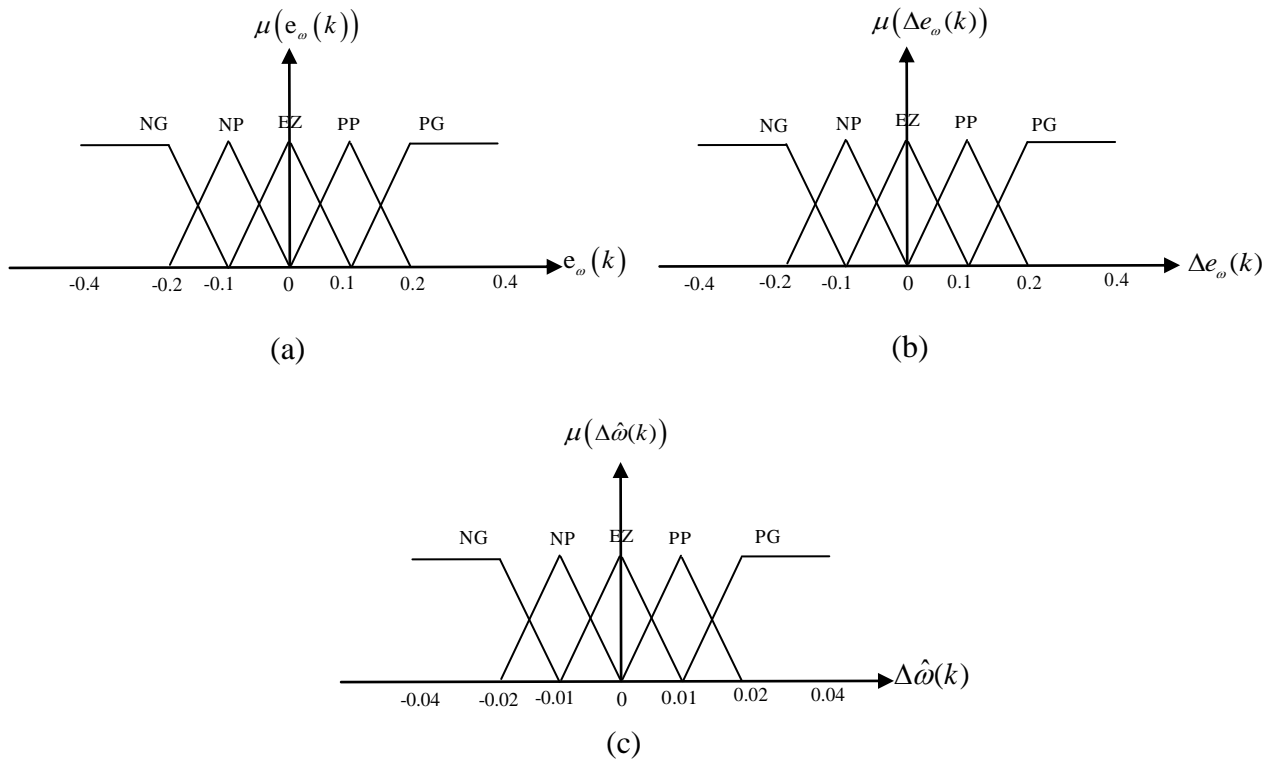


Fig. (4.13) : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.  
(a) : l'erreur  $e_{\omega}(k)$  (b) : variation de l'erreur  $\Delta e_{\omega}(k)$ ; (c) : variable de sortie  $\Delta \hat{\omega}(k)$

Les règles d'inférences utilisées pour l'estimation de la résistance statorique sont récapitulées dans la table IV. 2.

$\Delta e_{\omega} \backslash \Delta \hat{\omega}$	$e_{\omega}$				
	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	EZ
NP	NG	NG	NP	EZ	PP
EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PG	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Tab. IV. 2. Règles d'inférences proposées pour l'estimation de la vitesse  $\hat{\omega}$ .

La figure (4.14) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique, en utilisant deux contrôleurs FLC pour les mécanismes d'adaptation des deux structures MRAS.

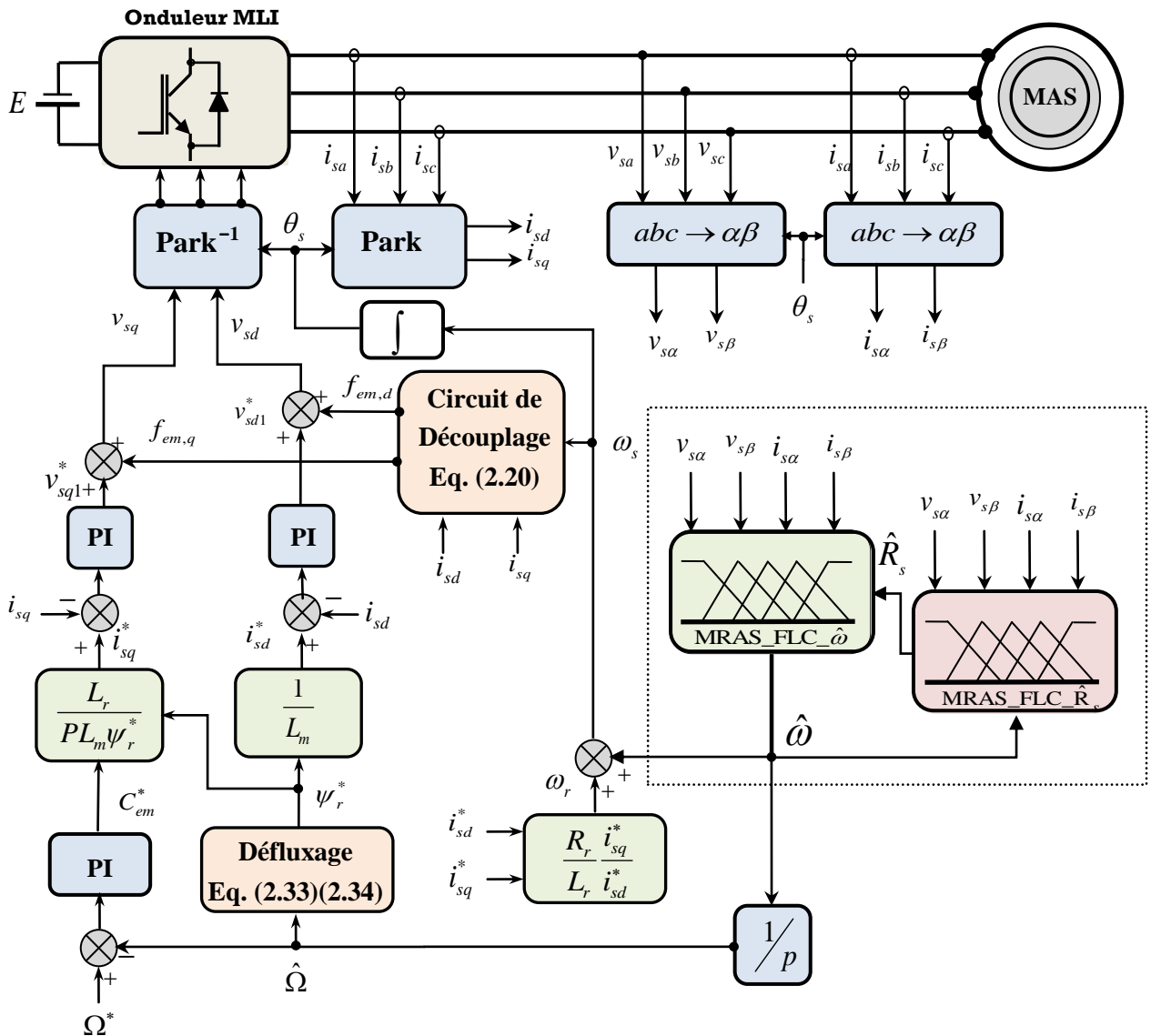


Figure (4.14) : Schéma bloc de la commande IFOC sans capteur avec Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC

#### IV.5.2 Simulation et interprétation des résultats

On constate sur la figure (4.15), que l'estimation de la vitesse se fait correctement avec une erreur acceptable.

La mise en service du mécanisme d'identification flou de la résistance statorique a quasiment annulé l'erreur initiale de l'estimation comme le montre la figure (4.15 g).

Cette estimation est pratiquement insensible à l'application du couple de charge à  $t=5$  s.

Les composants du flux rotorique et les courants statoriques sont bien en quadrature

Les résultats présentés, sont très acceptables, et permettent d'attester la fiabilité de cet algorithme vis-à-vis de l'estimation simultanée de la résistance statorique et la vitesse de rotation du moteur ainsi que sa robustesse face à la variation de la charge.

Il faut signaler, que le couple électromagnétique et les courants statoriques sont affectés par la variation imposée de la résistance statorique.

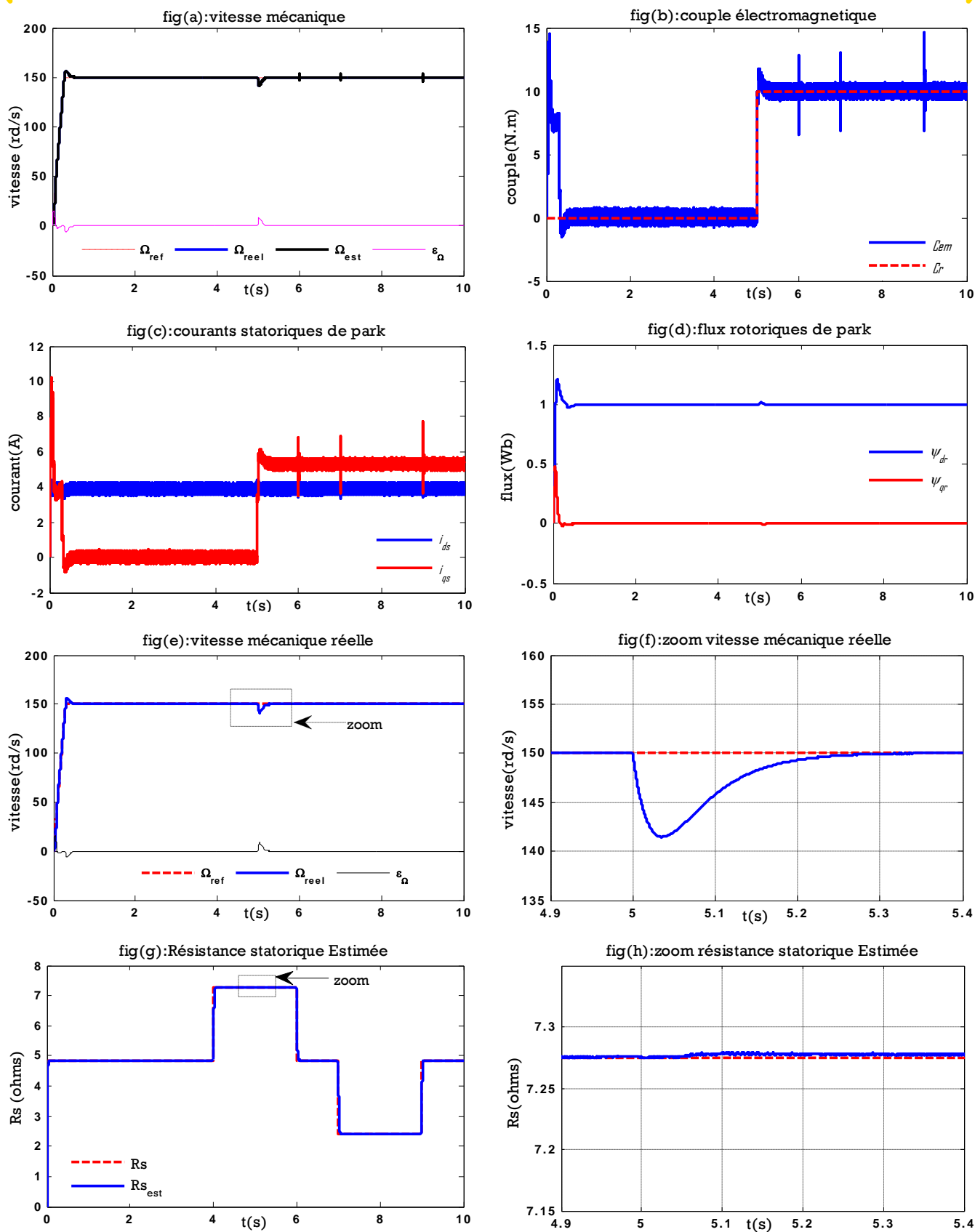


Fig. (4.15) simulation da la commande IFOC sans capteur :

Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC.

## IV.6 Contribution d'un régulateur Flou dans la Commande sans capteur

Dans cette dernière partie, on va utiliser un régulateur flou pour assurer la régulation de vitesse dans la commande IFOC sans capteur mécanique, afin d'améliorer d'avantage les performances dynamiques et statiques de notre commande, et vérifier son apport sur la réponse de la vitesse estimée.

### IV.6.1 Contrôle flou de la vitesse sans capteur mécanique

Le contrôle de la vitesse est confié à un contrôleur flou, afin d'améliorer la dynamique lors des régimes transitoires et éviter les dépassements.

La conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige, elle aussi le choix des variables linguistiques, fonctions d'appartenance, méthode d'inférence et stratégie de défuzzification.

Ainsi pour le régulateur flou conçu pour le contrôle de vitesse sans capteur mécanique au sein d'une commande vectorielle indirecte du MAS, on utilise [14] :

- Une structure proportionnelle intégrale avec comme entrée l'erreur et la variation de l'erreur de la vitesse estimée  $\hat{\Omega}$  par rapport à sa référence  $\Omega^*$ .
- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique  $\Delta C_{em}^*$ .

Le schéma de base du régulateur est représenté par la figure (4.16), il repose sur la structure d'un régulateur classique.

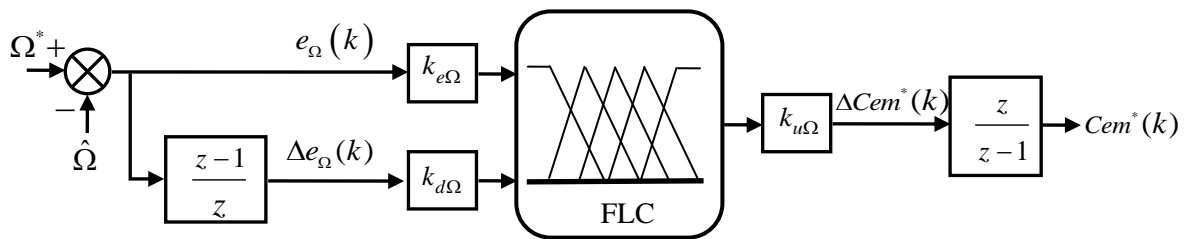


Fig. (4.16) : structure du régulateur FLOU de la vitesse

Dans le schéma ci-dessus, nous avons

$$e_{\Omega} : \text{L'erreur, elle est définie par : } e_{\Omega}(k) = \Omega^*(k) - \hat{\Omega}(k) \quad (4.36)$$

$$\Delta e_{\Omega} : \text{La variation de l'erreur, par : } \Delta e_{\Omega}(k) = e_{\Omega}(k) - e_{\Omega}(k-1) \quad (4.37)$$

$$\text{La sortie du régulateur est donnée par : } C_{em}^*(k) = C_{em}^*(k-1) + \Delta C_{em}^*(k) \quad (4.38)$$

$k_{e\Omega}$ ,  $k_{d\Omega}$  et  $k_{u\Omega}$  sont les facteurs d'échelle associés à  $e_{\Omega}(k)$ ,  $\Delta e_{\Omega}(k)$  et  $\Delta C_{em}^*$  respectivement.

Les ensembles flous des variables d'entrée ( $e_{\Omega}$ ,  $\Delta e_{\Omega}$ ) et de sortie  $\Delta C_{em}^*$  sont définis par des fonctions d'appartenance à 5 ensembles, figure (4.17).



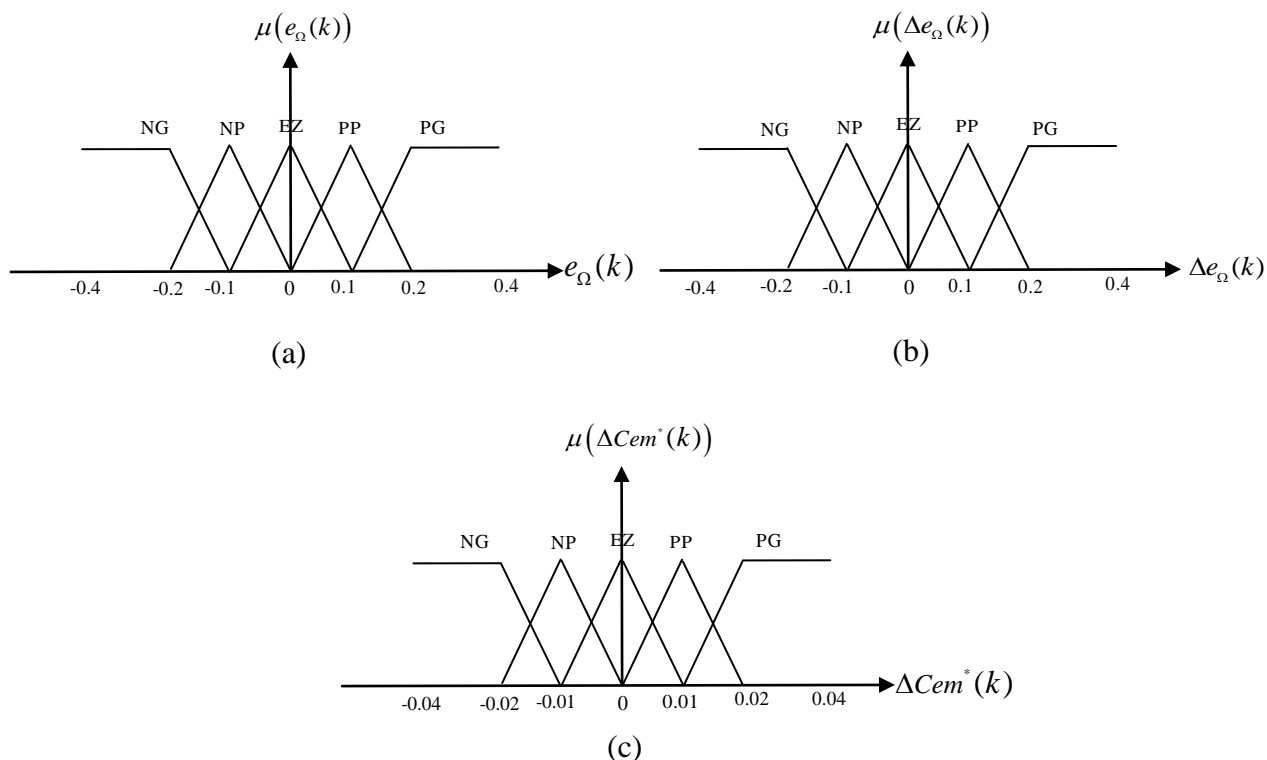


Fig. (4.17) : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.

(a) : l'erreur  $e_{\Omega}(k)$  (b) : variation de l'erreur  $\Delta e_{\Omega}(k)$  ; (c) : variable de sortie  $\Delta C_{em}^*(k)$

Les règles d'inférences utilisées pour l'estimation de la vitesse sont récapitulées dans la table IV. 3.

$e_{\Omega}$ $\Delta e_{\Omega}$	$\Delta C_{em}$				
	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	EZ
NP	NG	NG	NP	EZ	PP
EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PG	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Tab. IV. 3. Règles d'inférences proposées pour l'estimation de la vitesse  $\hat{\Omega}$ .

La structure globale de cette commande munie d'un estimateur MRAS\_ flou pour l'estimation simultanée de la résistance statorique et de la vitesse, est représentée par la figure (4.18)

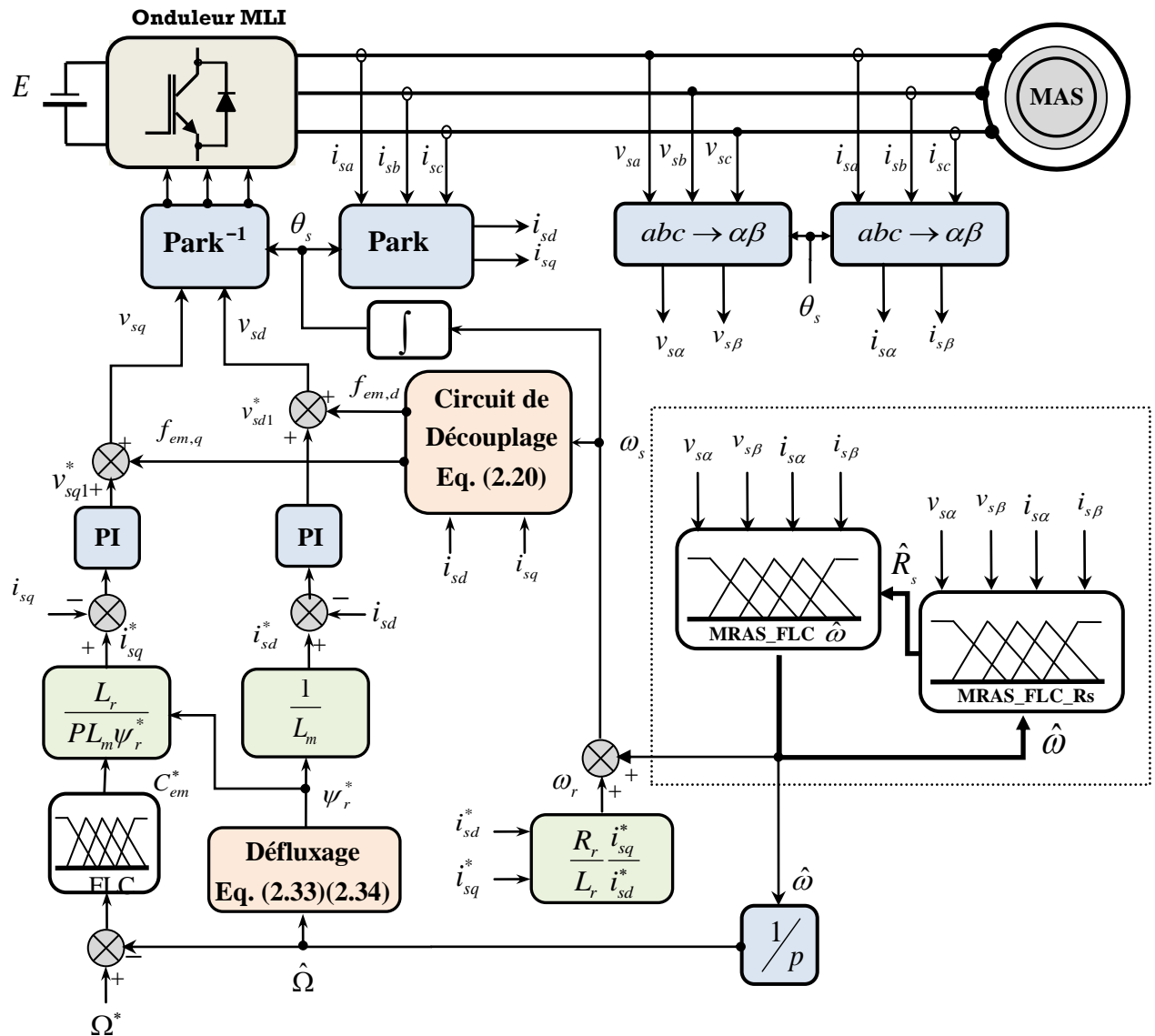


Figure (4.18) : Schéma bloc de la commande IFOC-Floue sans capteur  
Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC

#### IV. 6.2.Simulation et interprétation des résultats :

D'après les figures (4.19.f) et (4.19.e), on voit clairement que la substitution du régulateur PI par un régulateur flou pour assurer le contrôle de vitesse dans la commande sans capteur a permis d'avoir des performances élevées en terme de réduction des dépassements de la vitesse ainsi que du temps de rejet de la perturbation de charge.

La figure (4.19.h) met en évidence la convergence rapide de la résistance statorique estimée vers sa valeur de référence suite à l'application d'une charge nominale ( $t=5$  s), ainsi l'estimateur MRAS-Flou ne perd pas sa robustesse.

L'évolution de la vitesse rotorique réelle par rapport à la vitesse de référence est très satisfaisante.

A partir de cela, on peut dire que la méthode d'identification (MRAS- FLC) donne des résultats très satisfaisants dans une commande IFOC-Floue sans capteur mécanique.

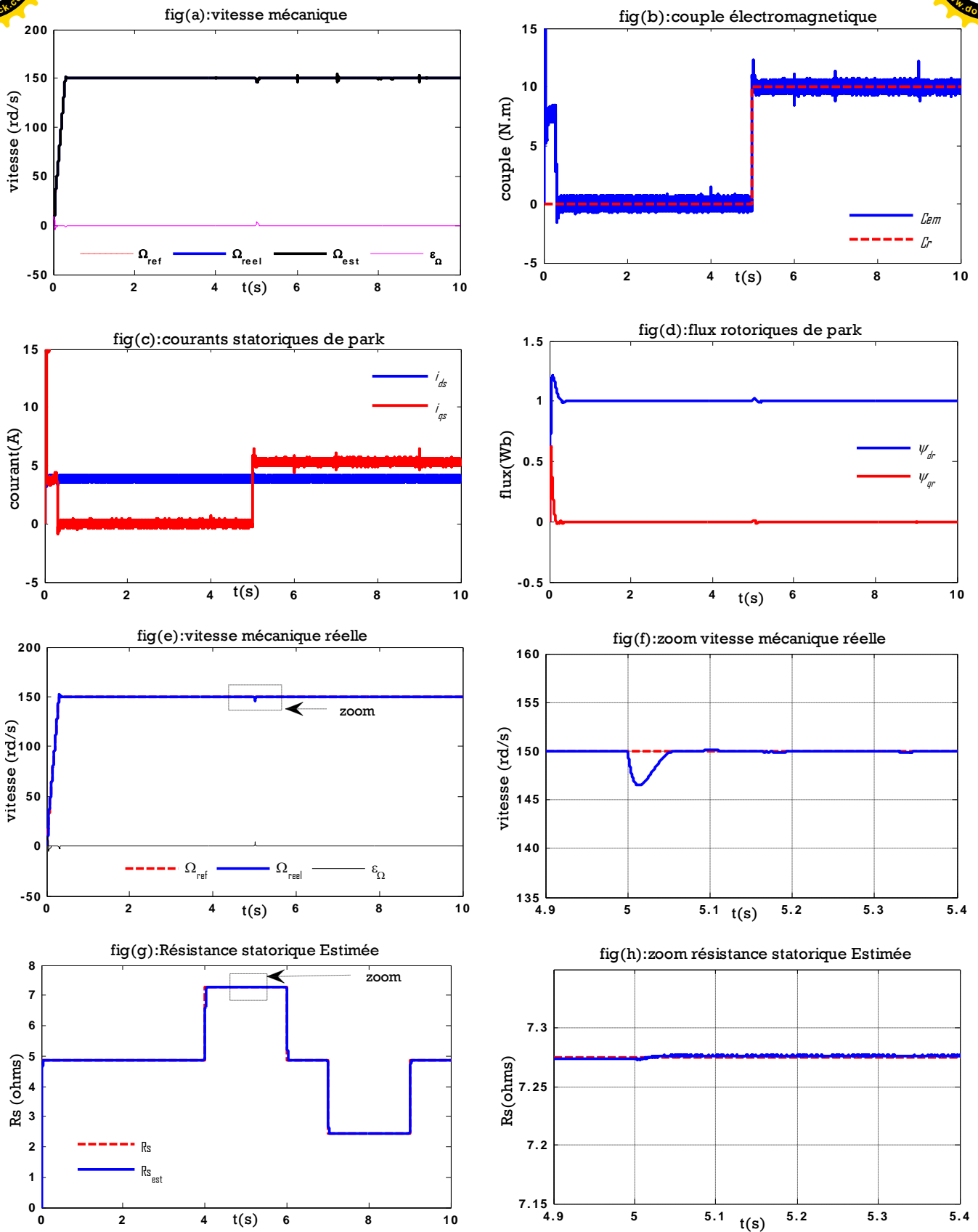
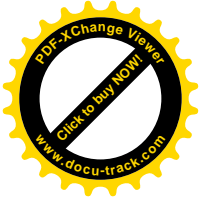
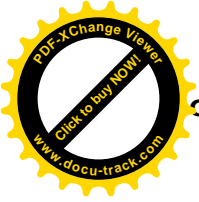


Fig. (4.19) simulation da la commande IFOC-Floue sans capteur :  
Estimation simultanée de la vitesse MRAS-FLC et de la résistance statorique MRAS-FLC.



## IV. 7. Conclusion

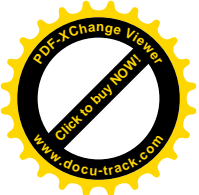
Dans cette partie, l'approche MRAS-FLC est présentée pour réaliser un système d'entraînement sans capteur de vitesse, associée à une commande vectorielle indirecte à flux orienté pour moteur asynchrone.

La méthode proposée consiste en un estimateur MRAS à flux rotorique ayant deux mécanismes d'adaptation basés sur la logique floue pour réaliser une estimation simultanée de la vitesse de rotation du moteur et de la résistance statorique.

La synthèse de l'estimateur a fait l'objet d'une analyse ; des résultats de simulation sont exposés et discutés confirmant sa faisabilité et validant d'excellentes performances dynamiques.

Les résultats obtenus montrent une excellente qualité de l'estimation sous différentes conditions de fonctionnement, l'association de cet estimateur à un contrôleur flou pour la régulation de la vitesse donne de meilleurs résultats notamment pour l'estimation de la résistance statorique .

Cette étude prouve qu'il est possible de réaliser une commande sans capteur basée sur l'approche floue avec un estimateur adaptatif à modèle de référence MRAS ayant un niveau de performances élevé.



## Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a porté sur l'estimation de la vitesse angulaire du moteur asynchrone avec la contribution d'un estimateur flou de la résistance statorique dans la commande vectorielle indirecte.

L'objectif de ce travail consistait à proposer des méthodes d'estimation de la vitesse, basées sur la technique MRAS, capables de remplacer convenablement le capteur de vitesse dans la stratégie de commande vectorielle indirecte. Ceci afin de diminuer le coût de la commande en éliminant le capteur de vitesse tout en gardant une bonne performance dynamique du moteur.

Pour parvenir à ces objectifs, on a commencé en premier lieu par la modélisation mathématique du moteur asynchrone utilisé par la commande vectorielle ainsi que celle de l'onduleur à deux niveaux de tension ; ensuite on a présenté les principes de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone.

On a ensuite présenté la méthode de commande sans capteur de vitesse fondée sur la technique MRAS, où quatre estimateurs de vitesse ont été conçus. Ceux-ci ont été obtenus en se basant d'abord sur le flux rotorique, sur la force électromotrice puis sur la puissance réactive et enfin sur le courant statorique.

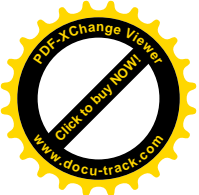
On a ensuite étudié les performances de la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse sous différents modes de fonctionnement, ainsi que sa robustesse lors d'une variation des paramètres résistifs, on a constaté que cette technique présentait une grande sensibilité à la variation de la résistance statorique.

Ainsi on a procédé à la conception d'estimateurs de la valeur instantanée de la résistance statorique basés sur la méthode MRAS afin de l'introduire en ligne dans l'estimateur de la vitesse angulaire. Trois estimateurs ont ainsi été conçus, le premier a été conçu en utilisant un régulateur PI, le deuxième en utilisant un régulateur VGPI, et le dernier en utilisant un régulateur flou.

Enfin, on a remplacé le régulateur PI de la vitesse et celui de l'estimateur MRAS de la vitesse par des contrôleurs flous pour améliorer les performances de la commande.

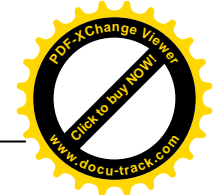
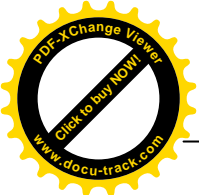
L'analyse de ce travail nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- Les estimateurs de vitesse conçus dans ce travail peuvent remplacer le capteur de vitesse avec une perte négligeable des performances dynamiques de la machine.
- Ils sont robustes en présence d'une perturbation de charge et en cas de poursuite de vitesse.
- Ils représentent une sensibilité à la variation des paramètres de la machine et en particulier la résistance statorique.
- L'estimateur flou et l'estimateur VGPI de la résistance statorique permettent une meilleure identification de la résistance statorique que l'estimateur PI et contribuent ainsi à une compensation totale des perturbations de la résistance statorique.
- Le régulateur flou utilisé pour la régulation de vitesse contribue nettement dans la réponse de la vitesse rotorique estimée ainsi dans l'estimation de la résistance statorique ce qui améliore considérablement la robustesse de notre commande.



En perspective, nous envisageons ce qui suit :

- Identification en ligne de la constante de temps rotorique.
- Utilisation des techniques robustes d'estimation telles que les réseaux neurones ou le mode glissant.
- Utilisation des onduleurs multiniveaux.
- Utilisation des techniques d'estimation sans modèle utilisant l'intelligence artificielle.



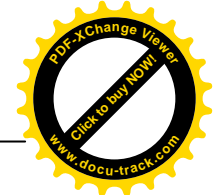
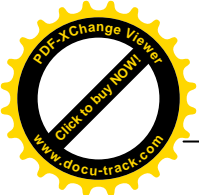
## Bibliographie

- [1] P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Edition Eyrolles, 1982.
- [2] J. P. Caron, J. P. Hautier, “Modélisation et commande de la Machine asynchrone”, Edition Technip, 1995.
- [3] J-P Louis, “Modélisation des machines électriques en vue de leur commande -concepts généraux“ Lavoisier, 2004.
- [4] G. Segulier, F. Notelet, “Electrotechnique industrielle”, Edition Technique et doc. Lavoisier, 1994.
- [5] J.P.Krause, “analysis of electric machinery”, MacGraw-Hill Edition, 1986.
- [6] M. Tarbouchi, « Commande par linéarisation exacte d’une machine asynchrone en régime défluxé », Thèse de Ph.D, Faculté des sciences et de génie, Université de Laval, Quebec, 1997
- [7] F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines », Siemens Rev., No. 39, pp. 217–220, 1972.
- [8] I.H. Altas et A.M. Sharaf, “A Generalized Direct Approach for Designing Fuzzy Logic Controllers in Matlab/Simulink GUI Environment”, ”, International Journal of Information Technology and Intelligent Computing, Int. J. IT&IC no.4 vol.1, 2007.
- [9] F. Mehazzem, “Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique”, ”, Thèse de doctorat, université paris-est, 2010.
- [10] A. Mechernene, M. Zerikat, S. Chekroun,” Commande vectorielle sans capteur d’un moteur asynchrone associée à un observateur basé sur un mécanisme d’adaptation par réseaux de neurones ” CIGE’10, 03-04 Novembre 2010.
- [11] M.S. Zaky, M. Khater, H. Yasin and S.S. Shokralla, “ Speed-Sensorless Control of Induction Motor Drives“, ACTA ELECTROTEHNICA Vol 49, Number 3, 2008.
- [12] Bose.B.K, “Power electronics and motor drives: advances and trends” Academic press is an imprint of Elsevier, U.S.A , 2006.
- [13] F. Faidallah, “Contribution à l’identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones”, Thèse de Doctorat, INPL, Lorraine 1995.
- [14] k.Kouzi“ contribution des techniques de la logique floue pour la commande d’une machine a induction sans transducteur rotatif“ Thèse de Doctorat, I, batna, 2008

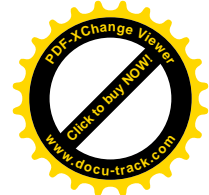
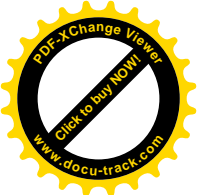
- [15] w.Leonhard “control of electrical drives” springer 2003
- [16] R.krishnan”electric motor drives - modeling,analysis and drive” prentice hall 2001.
- [17] G.Grellet et G. Clerc, “Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande”, Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [18] J. Holtz, «Sensorless control of induction motor drives», Proc. of IEEE, Vol. 90, No. 08, pp. 1359–1394, 2002. .
- [19] H. Kubota, K. Matsuse, «Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation», IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, 1994
- [20] S. M. Gadoue, D. Giaouris , and J.W. Finch, ” MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding Mode and Fuzzy Logic Adaptation Mechanisms “2009.
- [21] P .Vas, “Vector Control of AC Machines”, Oxford University Press, UK, 1990.
- [22] Jehudi Maes and Jan A. Melkebeek, Speed-Sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. IEEE Trans. Ind. Applic., 36 (3) pp. 778-785, 2000.
- [23] Chao Yang and J. W. Finch “A Comparison of Induction Motor Speed Estimation using Conventional MRAS and AI-Based MRAS with a Dynamic Reference Mode Proceedings of the World Congress on Engineering ,Vol I, 2008 .
- [24] M.S.Wang and C.M. Liaw, "Improved Field-Weakening Control for IFO Induction Motor" IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 39, No. 2, April, pp. 647-658, 2003.
- [25] K. Hasse. “Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtegespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen”, Ph. D. Dissertation, TH Darmstadt.1969.
- [26] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, Proc. IEEE Industry Applications Vol .28, No5,1992.
- [27] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, “Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives”. IEEE Trans. Ind. Electr., 53 (1) pp. 57-65, 2006.
- [28] L. Baghli, “Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Nancy, 1999.



- [29] A. Miloudi et A. Draou "Variable Gain PIController Design For Speed Control and RotorResistance Estimation of an Indirect VectorControlled Induction Machine Drive " Conference Record of the IECON '02 Sevilla, Spain, Vol. 1, pp. 323-328, Nov 2002.
- [30] Cao-Minh Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori "MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives using Instantaneous Reactive Power", 27 th Ann. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society on vol.2, pp. 1417-1422, 2001.
- [31] Suman Maiti, Chandan Chakraborty, Sabyasachi Sengupta "Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power", The 33rd Ann. Conf. IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, Taiwan Nov. 2007.
- [32] Peng F., Fukao T., "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 419-426. 1993.
- [33] S.e Rezgui « commande de machine electrique en environnement ». Université Mentouri de Constantine Algérie 2009
- [34] C. Carvalho, M. Bastos "MRAS Techniques Applied To Induction-Motor Speed Estimation: A Comparative Analysis Based On A LabviewPlatform" Universidade Federal de GoiásEscola de Engenharia Elétrica .74605-220 - Goiânia - GO – Brazil, 2001.
- [35] Haron A.R. Idris N.R.N. "Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink", Power and Energy Conference, IEEE International Vol., pp. 411–415 Nov. 2006.
- [36] A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim "Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer", IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [37] Rashid, Muhammad H. "Power Electronics Handbook." Academic Press Series in Engineering 2001, ISBN: 0-12-581650-2.
- [38] V. Vasic, N. Vukosavic. E. Levi, "A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux OrientedInduction Motor Drives"IEEE, 4, December 2003.
- [39] S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla , "MRAS based Speed Control of sensorless Induction Motor Drives" ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007
- [40] Y.Miloud and A.Draou,"Simulation Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor ResistanceEstimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive" Iranian journal of electrical and computer engineering, vol. 4, no. 1, 2005.



- [41] P .Vas, "Artificial-intelligence-Based Electrical Machines and Drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques", Oxford University Press, 1999.
- [42] M.S. Zaky," stability analysis of simultaneous estimation of speed and stator resistance for sensorless induction motor drives" MEPCON'10, Cairo University, Egypt December 19-21, 2010.
- [43] Y. D. Landau, "Adaptive control - the model reference approach"New York: Marcel Decker, 1979.



# Annexes

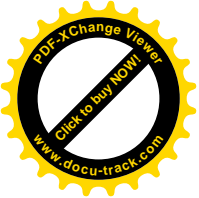
## Annexe A

A.1. Grandeurs nominales du moteur asynchrone	
Puissance nominale	1.5 KW
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1420 tr/min
Tension nominale	220/380 V
Intensité nominale	6,31 / 3,64 A
Couple nominal	10 N.m
fréquence	50 Hz
Rendement	0,78

A.2. Paramètres électriques du moteur asynchrone	
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.258$

A.3. Paramètres mécaniques du moteur asynchrone	
Moment d'inertie	$0.031 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$0.01136 \text{ kg.m}^2/\text{s}$

A.4. Paramètres de l'onduleur de tension MLI -ST	
Tension continue	$E = 512 \text{ V}$
Fréquence de référence	$f_r = 50 \text{ Hz}$
Indice de modulation	$m = 21$
Taux de modulation	$r = 0.827$
Fréquence de commutation	$f_p = 1050 \text{ Hz}$



## Annexe B

B.1. Régulateurs PI de la commande	$k_p$	$k_i$
Régulateur PI de la vitesse	0.84	11.3
Régulateur PI du courant $i_{sd}$	13.8	2796
Régulateur PI du courant $i_{sq}$	13.8	2796

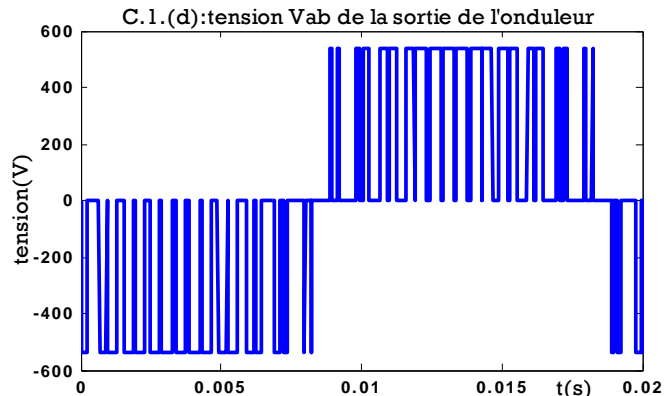
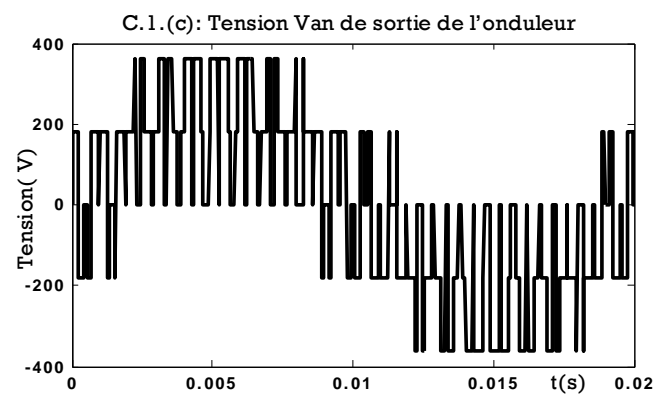
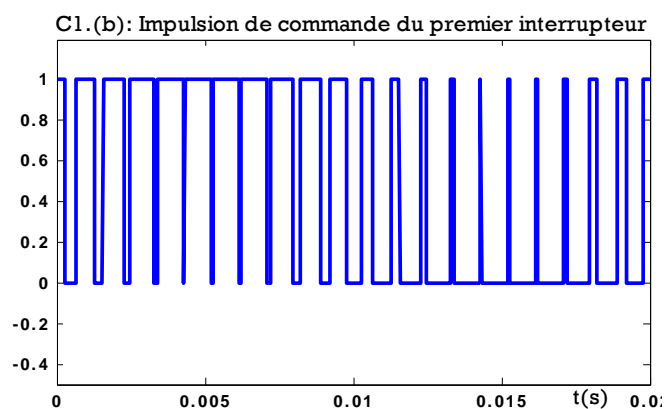
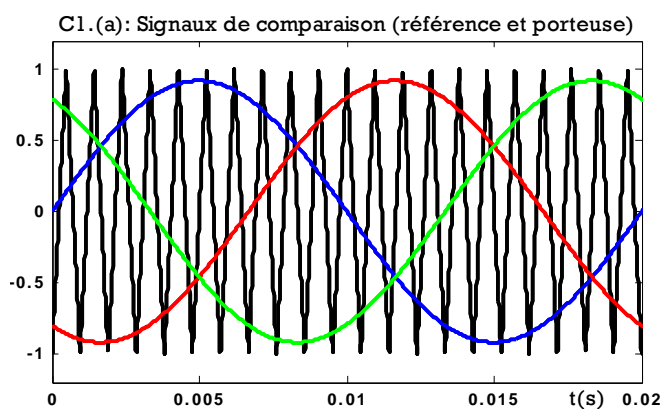
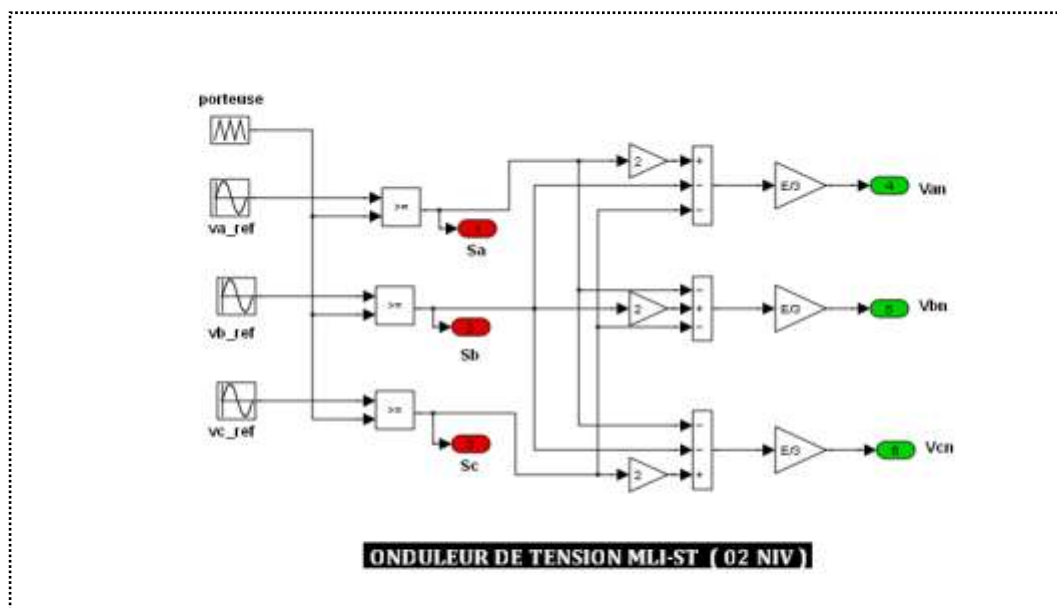
B.2. Régulateurs PI des MRAS	$k_p$	$k_i$
MRAS à Flux Rotorique	1000	45000
MRAS à F.C.E.M	0.025	2.10
MRAS à Puissance Réactive	0.25	0.00001
MRAS à Courant Statorique	1000	500000

B.3. Estimateurs de la résistance $R_s$	$k_p$	$k_i$
PI-MRAS	75	50000
VGPI-MRAS : $n = 3$ , $t_s = 1.525$	75	50000

B.4. Régulateurs Flous	$k_e$	$k_d$	$k_u$
Régulateur FLC de la vitesse $\Omega$	0.02	10	0.2
Estimateur FLC de la vitesse $\omega$	0.3	1.5	550
Estimateur FLC de la Résistance $R_s$	0.08	0.3	700

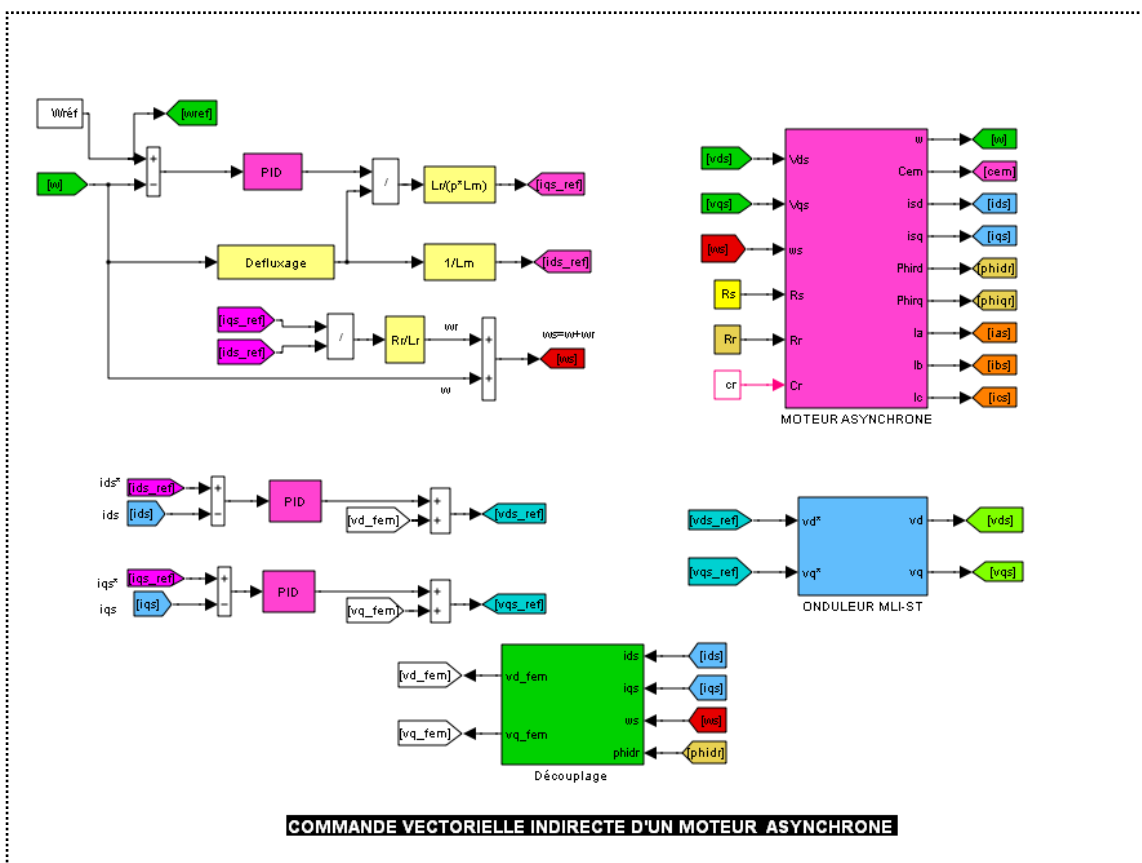
## Annexe C

### C.1. Schéma Simulink de l'onduleur de tension à MLI-ST

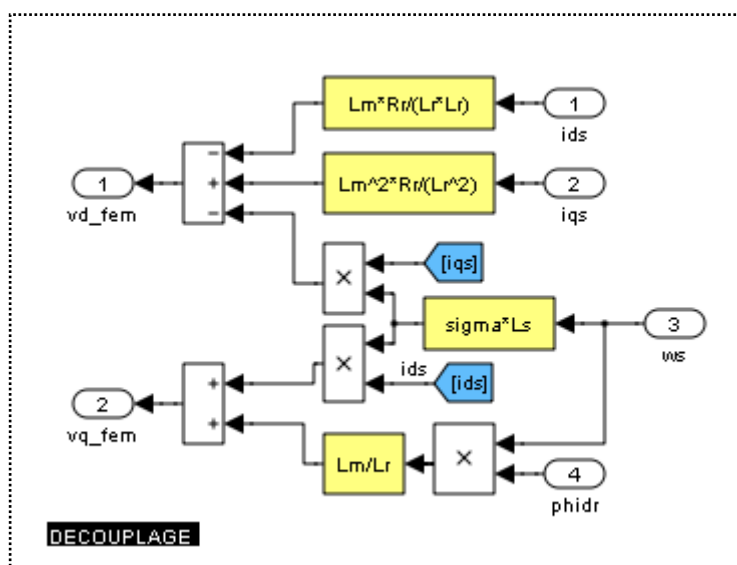


## Annexe D

### D.1. Schéma Simulink de la commande IFOC avec capteur de vitesse d'un MAS

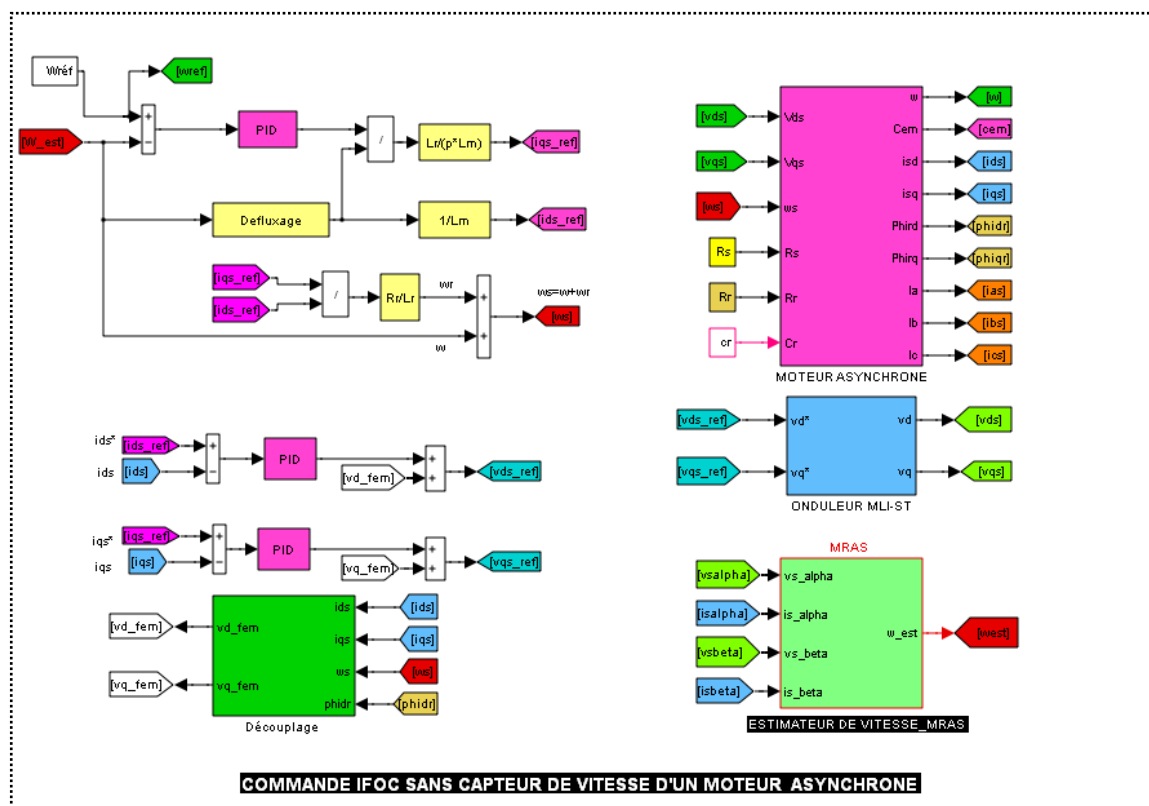


### D.2. Schéma Simulink du bloc de Découplage

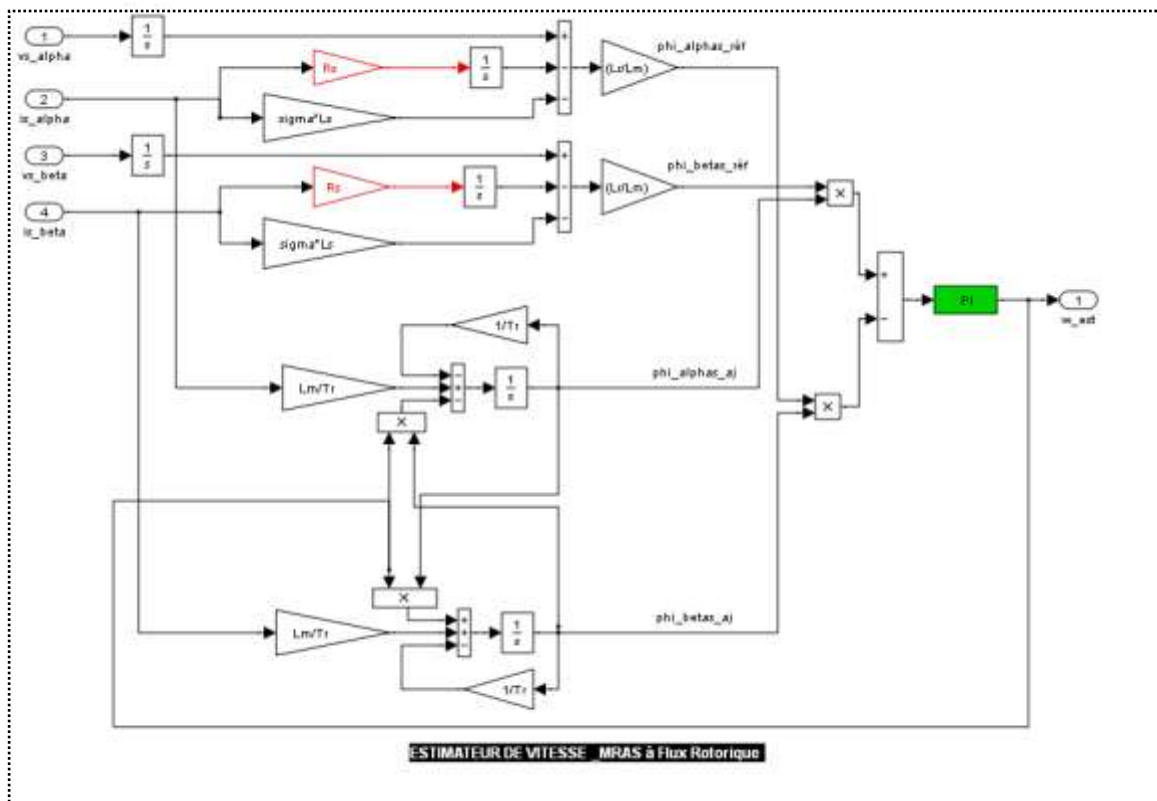


## Annexe E

### E.1. Schéma Simulink de la commande IFOC sans capteur de vitesse d'un MAS



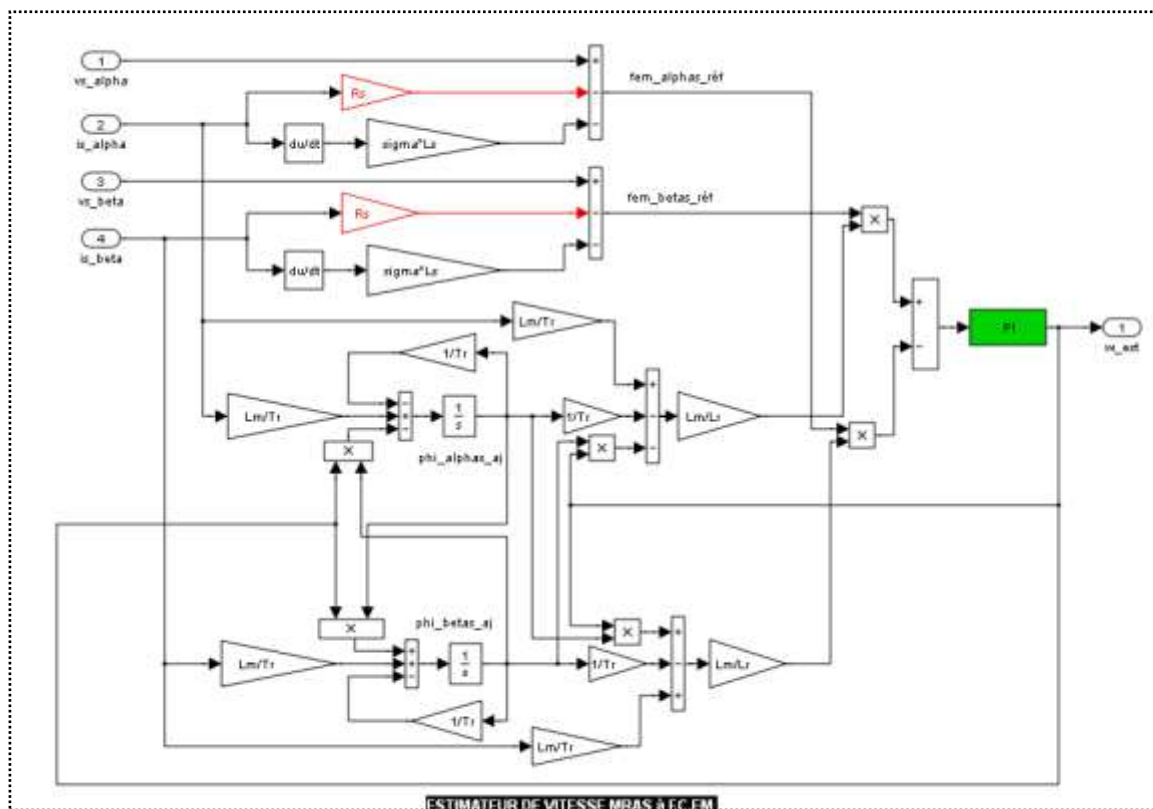
### E.2. Schéma Simulink de L'Estimateur de vitesse MRAS à flux Rotorique.



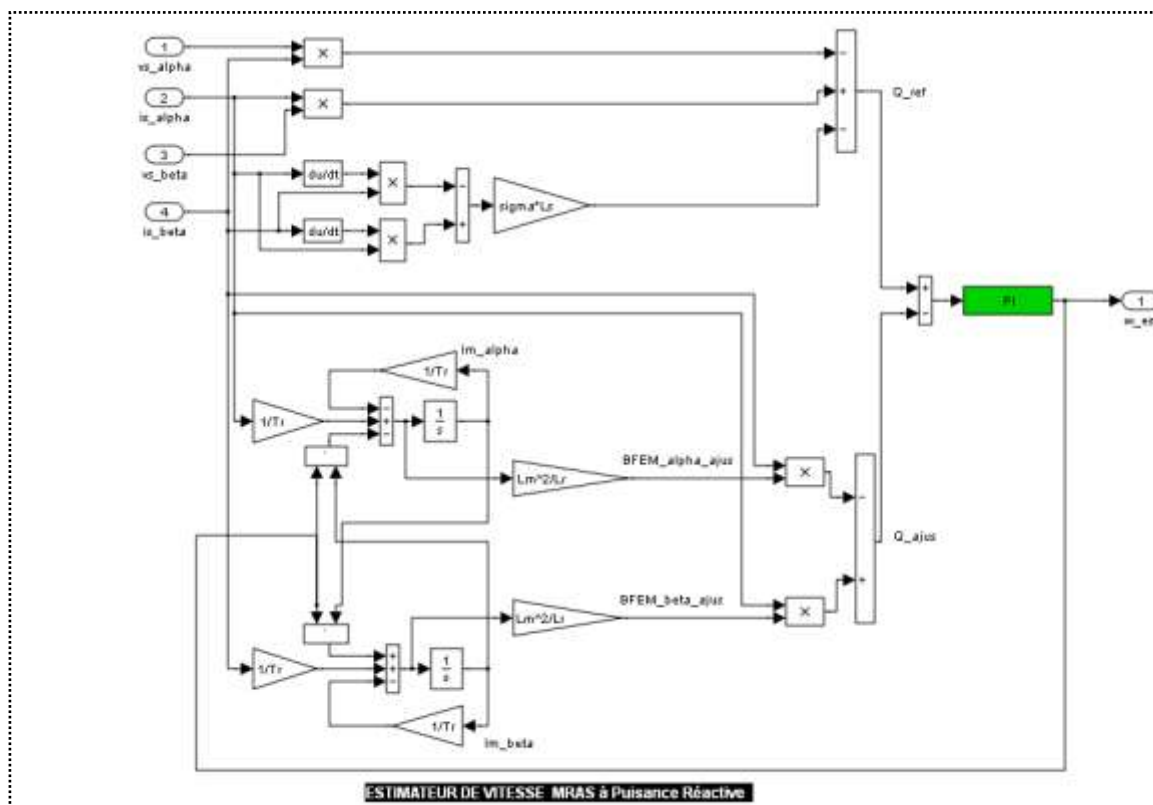


## Annexe F

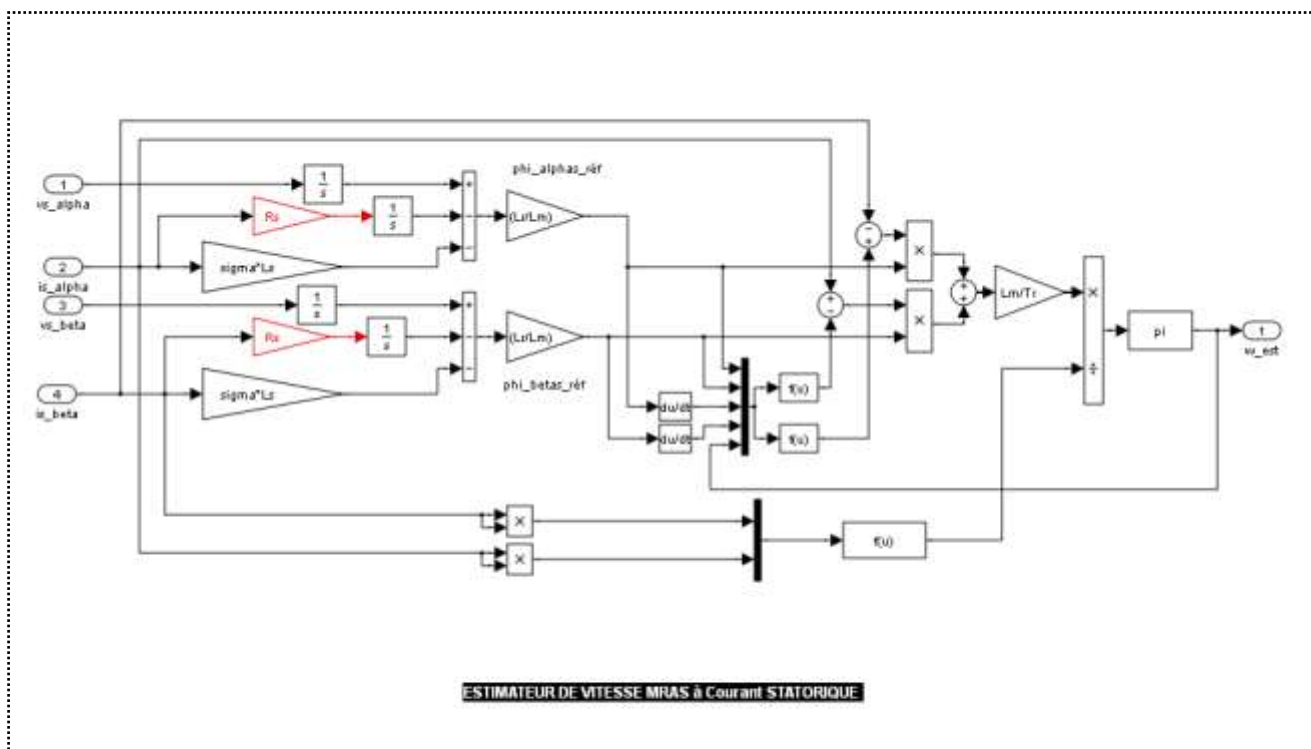
F.1. Schéma Simulink de L'Estimateur de vitesse MRAS à f.c.é.m.



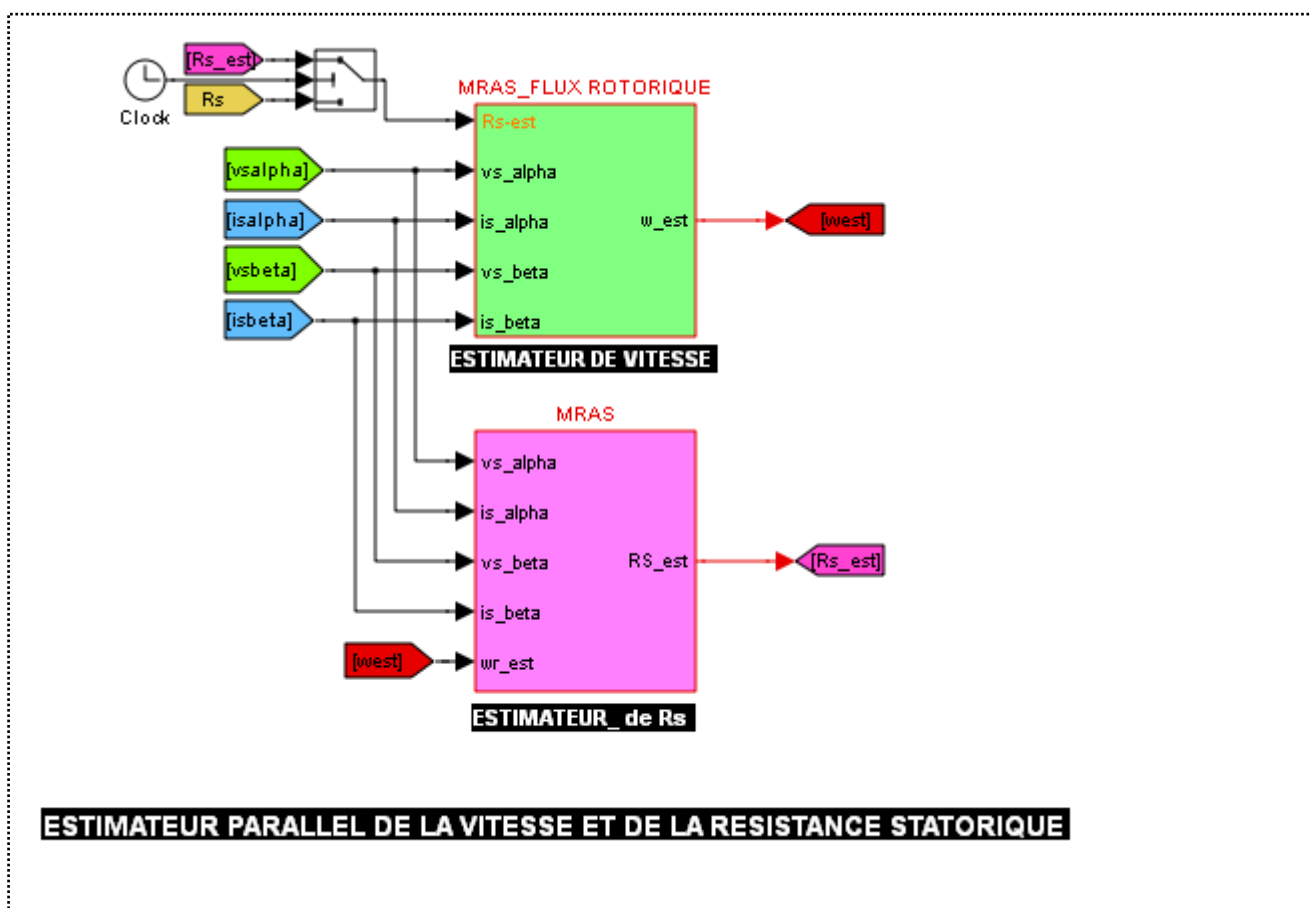
F.2. Schéma Simulink de L'Estimateur de vitesse MRAS à Puissance Réactive



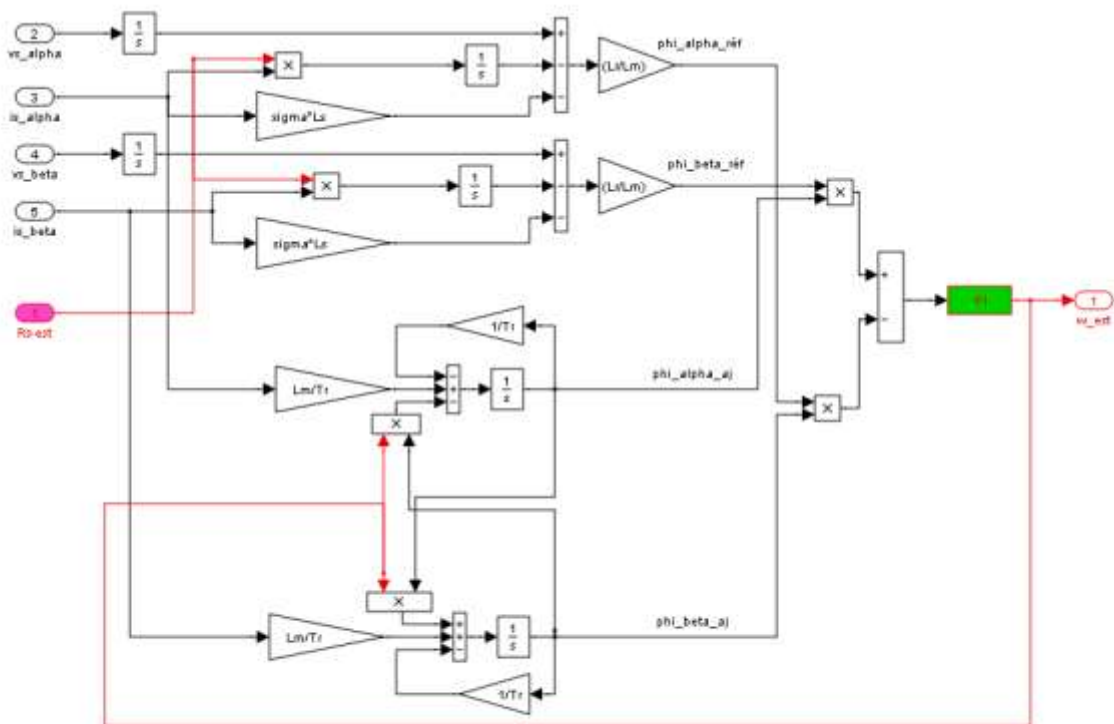
G.1. Schéma Simulink de L'Estimateur de vitesse MRAS à Courant Statorique.



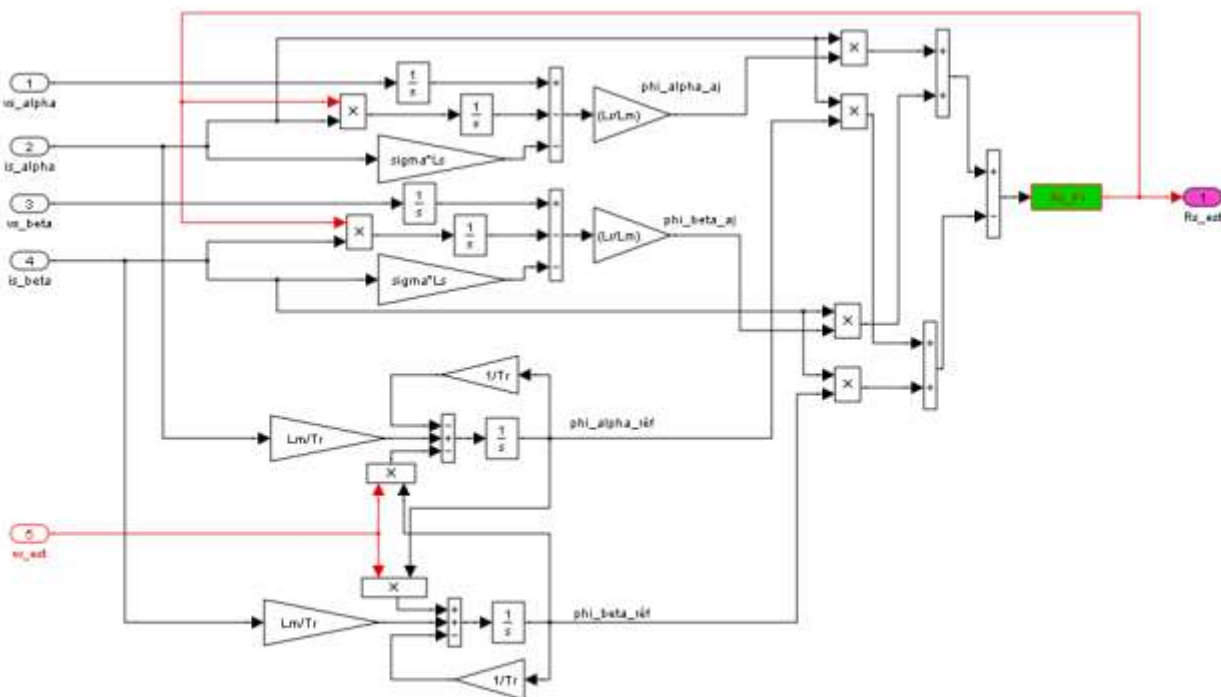
G.2. Schéma Simulink de L'Estimateur parallèle de vitesse et de la résistance Statorique



# H.1. Schéma Simulink de L'Estimateur parallèle de vitesse et de la résistance Statorique



ESTIMATEUR PARALLELE DE VITESSE



ESTIMATEUR PARALLELE DE LA RESISTANCE  $R_s$