

République Algérienne Démocratique et Populaire  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*



**UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES**  
Faculté de Génie Electrique  
*Département d'Electrotechnique*



Thèse présentée par :

**Mr BEGHDADI Azeddine**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle : *Commande électrique***

Intitulé de la thèse :

**Contribution aux stratégies de commandes non linéaires  
robustes appliquées à la machine asynchrone à double étoile  
sans capteur mécanique**

*Présentée devant le jury composé de :*

Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Directeur de thèse
Mr. TALEB Rachid	Professeur (UHB. Chlef)	Examineur
Mr. ABID Mohamed	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Examineur

## Remerciement

*Je tiens à remercier tout premièrement **ALLAH** le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donnée durant toutes ces longues années.*

*J'exprime tout nous gratitude à Monsieur l'encadreur **BENTAALLAH Abderrahim**, pour l'effort fourni, les conseils prodigués, sa patience et sa persévérance dans le suis. J'adresse également mes remerciements, À tous les enseignants, qui m'ont aidé à préparer cette thèse, surtout Monsieur **CHELLALI Benachaiba** Professeur retraité à l'Université de Tahri Mohammed de Béchar et **TIABI Djamal** Docteur à l'université de KASDI Marbehde Ourgla.*

*Je remercie Monsieur **MASSOUM Ahmed** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance.*

*Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs :*

*Monsieur **TALEB Rachid** Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef, Monsieur **ABID Mohamed** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.*

*Enfin, je remercie vivement toute personne qui a participé de près ou de loin à la réalisation de cette thèse,*

*Merci....*

## *Dédicace*

*Je dédie avec fierté toutes mes années d'efforts de veillées à la conclusion de ce travail à mes chers parents, ... En reconnaissance de leur soutien indéfectible et leur encouragement permanent.*

*À ma mère Lhadja Zohra, qui a été pour moi un appui constant dans tous les domaines, au cours de ma vie et qui m'a dirigée sur la vie de l'espoir et de la persévérance.*

*À mon père lhadj Miloud, mon premier initiateur et éducateur dans tout ce qui touche de près ou de loin les règles de la Bonne conduite et de bienséance.*

*À ma femme, qui était patiente et qui me soutenait, Dieu a prolongé sa vie dans l'obéissance à lui.*

*À mon petit garçon et mon espoir : Rassim*

*A tous mes frères A.Kader, A.Wahab, Lotfi*

*Et toutes mes sœurs.*

*Et bien sûr pour tous ces fils... et à toute la famille Beghdadi*

*Et Bacheri.*

*À mes professeurs, mes amis et à tous ceux qui m'ont assisté et soutenu dans mes études.*

*Et enfin pour tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la Réalisation de ce travail.*

## Notations et symboles

### Principaux symboles

$S, R$	Indices respectifs du stator et du rotor ;
$A_{S1}, B_{S1}, C_{S1}$	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 1
$A_{S2}, B_{S2}, C_{S2}$	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 2
$A_r, B_r, C_r$	Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
$d_1, q_1, d_2, q_2$	Axes correspondants aux référentielles de PARK ;
$R_{s1}, R_{s2}$	Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 ;
$R_r$	Résistance de l'enroulement rotorique ;
$L_{s1}, L_{s2}$	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 ;
$L_r$	Inductance propre de fuites rotorique ;
$L_m$	Inductance mutuelle entre les enroulements 1 et 2 du stator et le rotor ;
$M_{s1,r}$ et $M_{s2,r}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases des enroulement 1 et 2 du stator ;
$\phi_{s1}, \phi_{s2}$	Flux statoriques
$\phi_{dr}$	Flux rotorique sur l'axe d ;
$\phi_{qr}$	Flux rotorique sur l'axe q ;
$\phi_{\alpha r}$	Flux rotorique sur l'axe $\alpha$ ;
$\phi_{\beta r}$	Flux rotorique sur l'axe $\beta$ ;
$T_r$	Constante de temps rotorique ;
$P$	Nombre de pair de pôles ;
$C_{em}$	Couple électromagnétique ;
$J$	Moment d'inertie ;
$K_f$	Coefficient de frottement ;
$C_r$	Couple résistant ;
$\omega_s$	Vitesse angulaires électriques statorique ;
$\omega_r$	Vitesse angulaires électriques rotorique ;
$\omega_{gl}$	Vitesse angulaires électriques de glissement ;
$\Omega_m$	Vitesse mécanique du rotor ;
$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator ;
$\theta_s$	Angle entre l'enroulement statorique 1 et l'axe d ;



$\theta_m$	Angle entre l'enroulement statorique 1 et la première phase du rotor ;
$\theta_{gl}$	Angle entre la première phase du rotor et l'axe d ;
$\Omega_m$ *	Vitesse de référence ;
$\phi_m^*$	Flux rotorique de référence ;
$C_{em}$	Couple électromagnétique de référence ;
$m$	Indice de modulation ;
$r$	Taux de modulation ;
$V$	Tension simple de phase ;
$i_{as1}$	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 1 ;
$i_{as2}$	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 2 ;
$K_p$	Paramètre de l'action proportionnelle ;
$K_i$	Paramètre de l'action intégrale ;
$\sigma$	Coefficient de dispersion ;
$\hat{\varphi}_r$	Flux rotorique estimé ;
$\hat{\Omega}_m$	Vitesse angulaire rotorique estimée ;
$\varepsilon$	L'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée.
P	Matrice initial bruit d'état.
Q	Matrice
R	Matrice initial bruit de mesure.
$T_s$	Periode d'échantillonnage.

## Glossaire

MASDE	Machine asynchrone double étoile ;
DFOC	Commande vectorielle directe ;
FOC	Commande vectorielle ;
IFOC	Commande vectorielle indirecte ;
PI	Action Proportionnelle et Intégrale.
MG	Mode glissant.
MGH	Mode glissant hybride.
GWO	Grey wolf optimiser.
ANFIS	Adaptive neuro fuzzy inference system.

MRAS                    Model Reference Adaptative System.  
FK                        Filtre Kalman.

---

## Chapitre 1 : Etat de l'art sur les machines multiphasées

---

<i>Figure 1.1 différentes techniques de commande des machines alternatives.....</i>	7
<i>Figure 1.2 Classification des différentes stratégies d'observation de la commande sans capteur des machines électriques.....</i>	8
<i>Figure 1.3 Les techniques des commandes avec et sans capteur mécanique. ....</i>	8
<i>Figure 1.4 Structure globale de la commande vectorielle. ....</i>	9
<i>Figure 1.5 Fonction sign.....</i>	10
<i>Figure 1.6 Structure d'un estimateur MRAS.....</i>	11

---

## Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

---

<i>Figure 2.1 Représentation des enroulements de la MASDE. ....</i>	15
<i>Figure 2.2 Représentation des enroulements dans le repère de PARK. ....</i>	22
<i>Figure 2.3 Représentation des axes en transformation de Park. ....</i>	23
<i>Figure 2.4 L'alimentation directe de la MASDE. ....</i>	32
<i>Figure 2.5 Schéma Bloc de simulation : alimentation stator (2) de la MASDE. ....</i>	33
<i>Figure 2.6 Comportement de la machine asynchrone double étoile à vide avec l'angle (<math>\alpha=30^\circ</math>). ....</i>	34
<i>Figure 2.7 Comportement de la machine asynchrone double étoile avec une charge de 14 N.m à l'instant <math>t= [1.5 - 2.5]</math> (<math>\alpha=30^\circ</math>) ....</i>	35
<i>Figure 2.8 Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux triphasés à structure NPC. ....</i>	37
<i>Figure 2.9 Schéma de l'équivalence de la paire transistor-diode et de l'interrupteur bidirectionnel. ....</i>	37
<i>Figure 2.10 Configuration des commutateurs de l'onduleur.....</i>	39
<i>Figure 2.11 Les deux onduleurs de tension commandés par MLI. ....</i>	43
<i>Figure 2.12 Schéma de principe de l'association onduleur à trois niveaux-MASDE. ....</i>	43
<i>Figure 2.13 Comportement de la machine asynchrone double étoile lors d'un démarrage à vide alimenté par un onduleur à trois niveaux. <math>m=21, fp=50, rc=0.001</math>. ....</i>	44

<i>Figure 2.14 Comportement de la machine asynchrone double étoile lors d'un démarrage en charge alimenté par un onduleur à trois niveaux. <math>m=21, f=50, r=0.9</math>.</i> .....	46
--	----

---

## **Chapitre 3 : Commande vectorielle de la machine**

### **Asynchrone double étoile**

---

<i>Figure 3.1 Commande découplée pour la Mcc et la MASDE.</i> .....	48
<i>Figure 3.2 Schéma de régulation des courants.</i> .....	56
<i>Figure 3.3 Schéma réduit de régulation de vitesse.</i> .....	56
<i>Figure 3.4 Commande vectorielle indirecte de la MASDE.</i> .....	57
<i>Figure 3.5 MASDE sous la commande vectorielle indirecte à vide.</i> .....	59
<i>Figure 3.6 MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.</i> .....	60
<i>Figure 3.7 MASDE sous la commande vectorielle Indirecte (inversion du sens de rotation).</i> .	61
<i>Figure 3.8 Commande vectorielle directe de la MASDE.</i> .....	62
<i>Figure 3.9 Schéma réduit de régulation de flux.</i> .....	62
<i>Figure 3.10 MASDE sous la commande vectorielle directe à vide.</i> .....	64
<i>Figure 3.11 MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.</i> .....	65
<i>Figure 3.12 MASDE sous la commande vectorielle directe (inversion du sens de rotation).</i> .	66
<i>Figure 3.13 Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances rotoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.</i> .....	67
<i>Figure 3.14 Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances rotoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.</i> .....	68
<i>Figure 3.15 Test de robustesse pour une variation de +50% des moments inerties, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.</i> .....	69
<i>Figure 3.16 Test de robustesse pour une variation de +50% des moments inerties, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.</i> .....	70
<i>Figure 3.17 Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.</i> .....	72
<i>Figure 3.18 Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.</i> .....	73

## Chapitre 4 : Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

<i>Figure 4.1 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.</i>	77
<i>Figure 4.2 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.</i>	78
<i>Figure 4.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.</i>	78
<i>Figure 4.4 Mode de fonctionnement dans le plan de phase.</i>	79
<i>Figure 4.5 Fonction sign (non linéarité tout ou rien).</i>	82
<i>Figure 4.6 Phénomène de broutement.</i>	83
<i>Figure 4.7 fonction de saturation {Sat} <math>\zeta &gt; 0</math> est petit.</i>	83
<i>Figure 4.8 fonction de classe {Smooth} <math>C^1</math> (<math>\zeta &gt; 0</math> est petit).</i>	84
<i>Figure 4.9 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.</i>	88
<i>Figure 4.10 Résultat de simulation de la commande par mode glissant de la MASDE.</i>	89
<i>Figure 4.11 Structure ANFIS de type 3.</i>	91
<i>Figure 4.12 (a) Structure du modèle ANFIS, (b) Erreur d'apprentissage.</i>	93
<i>Figure 4.13 Diagramme du contrôle hybride mode glissant neuro-flou.</i>	94
<i>Figure 4.14 Représentation schématique des blocs régulateurs mode glissant neuro-floue.</i>	95
<i>Figure 4.15 Résultat de simulation de la commande par mode glissant neuro-floue de la MASDE.</i>	96
<i>Figure 4.16 Comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant neuro-floue (ANFIS).</i>	96
<i>Figure 4.17 Test de robustesse pour une variation de +100% de résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ANFIS.</i>	98
<i>Figure 4.18 Test de robustesse pour une variation de +50% du moments d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ANFIS.</i>	99
<i>Figure 4.19 Test de robustesse pour une variation de +100% de résistances statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ANFIS.</i>	99

## Chapitre 5 : Commande vectorielle sans capteur mécanique de la MASDE

<i>Figure 5.1</i> Présentation de la structure de l'estimateur type MRAS de vitesse. ....	102
<i>Figure 5.2</i> Présentation du modèle Simulink de l'estimateur type MRAS. ....	105
<i>Figure 5.3</i> Schéma de principe de la technique MRAS classique appliquée au MASDE. ....	106
<i>Figure 5.4</i> Commande Vectorielle indirecte d'une MASDE doté d'un système adaptatif MRAS. ....	106
<i>Figure 5.5</i> Simulation de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse, en utilisant l'estimateur MRAS avec application d'une charge de 14 N.m à $t = [1.5 - 2.5]$ et un changement du sens de rotation $\pm 280$ rad/sec. ....	107
<i>Figure 5.6</i> Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE avec la variation de ...	109
<i>Figure 5.7</i> Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE .....	110
<i>Figure 5.8</i> Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% $R_s$ ). ....	111
<i>Figure 5.9</i> Différentes étapes du Filtre de Kalman. ....	113
<i>Figure 5.10</i> Schéma global de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu. ....	117
<i>Figure 5.11</i> simulation de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse, en utilisant le filtre de Kalman étendu avec application d'une charge de 14 N.m à $t = [1.5 - 2.5]$ et un changement du sens de rotation $\pm 280$ rad/sec. ....	118
<i>Figure 5.12</i> Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE.....	120
<i>Figure 5.13</i> Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE.....	121
<i>Figure 5.14</i> Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% $R_s$ ). ....	122

## Chapitre 6 : Commande hybride mode glissante sans capteur mécanique de la MASDE

<i>Figure 6.1</i> Schéma fonctionnel de la technique MRAS en mode glissant hybride appliquée au MASDE.....	126
<i>Figure 6.2</i> Commande par mode glissant hybride d'une MASDE doté d'un système adaptatif MRAS.....	126

<i>Figure 6.3 l'hierarchie du GWO.....</i>	<i>127</i>
<i>Figure 6.4 Représentation de la vitesse estimée du DSIM avec GWO. ....</i>	<i>129</i>
<i>Figure 6.5 Simulation de la commande par mode glissant hybride (ANFIS) de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant l'estimateur MRAS.....</i>	<i>130</i>
<i>Figure 6.6 Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE avec la variation de +50% (J). ....</i>	<i>132</i>
<i>Figure 6.7 Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% Rr). ....</i>	<i>134</i>
<i>Figure 6.8 Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE avec variation de la résistance statorique à (+100% Rs). ....</i>	<i>135</i>
<i>Figure 6.9 Schéma global de la commande par mode glissant hybride de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.....</i>	<i>138</i>
<i>Figure 6.10 Simulation de la commande par mode glissant hybride (ANFIS) de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant l'estimateur filtre Kalman. ....</i>	<i>139</i>
<i>Figure 6.11 Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE avec variation du moment d'inertie à (+50% J). ....</i>	<i>141</i>
<i>Figure 6.12 Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% Rr).....</i>	<i>143</i>
<i>Figure 6.13 Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE avec variation de la résistance statorique de (+100% Rs). ....</i>	<i>144</i>



---

<i>Tableau 2.1 Grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras k d'onduleur à trois niveaux. ....</i>	<i>38</i>
<i>Tableau 2.2 Les différents niveaux et l'état correspondant à chaque Interrupteur (Fermé=1 et ouvert=0).....</i>	<i>39</i>
<i>Tableau 3.1 Comparaison entre les deux méthodes de la commande vectorielle.....</i>	<i>72</i>
<i>Tableau 4.1 Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissant.....</i>	<i>88</i>
<i>Tableau 6.1 Paramètres de l'optimiseur Grey Wolf.....</i>	<i>128</i>
<i>Tableau 6.2 les meilleures solutions obtenues par MG+GWO avec l'estimateur MRAS.....</i>	<i>128</i>

Notations et symboles	
Liste des figures	
Liste des Tableaux	
Introduction générale.....	1

---

## Chapitre 1 : Etat de l'art

---

1.1	Introduction .....	4
1.2	Caractéristiques des machines multiphasées .....	4
1.2.1	Machines multiphasées de type 1 .....	5
1.2.2	Machine multiphasée de type 2 .....	5
1.3	Avantage des machines multiphasées.....	5
1.3.1	Segmentation de puissance.....	5
1.3.2	Fiabilité.....	6
1.3.3	Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	6
1.4	Inconvénients des machines multiphasées .....	6
1.5	Techniques des commandes .....	7
1.6	Techniques de la commande sans capteur des machines électriques .....	7
1.6.1	Différentes techniques de commande sans capteur de vitesse .....	8
1.7	Carte mentale de la MASDE .....	8
1.7.1	Commande vectorielle.....	9
1.7.1.1	Orientation de flux rotorique .....	9
1.7.2	Commande par mode glissant .....	10
1.7.3	Techniques d'estimation indirecte de vitesse.....	11
1.7.3.1	Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.....	11
1.7.3.2	. Filtre de KALMAN .....	12
1.7.3.3	Intelligence artificielle .....	12
1.8	Conclusion .....	13

---

## Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

---

2.1	Introduction .....	14
2.2	Définition de la machine asynchrone .....	15
2.3	Description de la MASDE .....	15
2.3.1	Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	15
2.3.2	Constitution et principe de fonctionnement .....	16
2.3.2.1	Constitution .....	16
2.3.3	Principe de fonctionnement.....	17
2.3.4	Hypothèses simplificatrices.....	17
2.3.5	Modélisations de la machine asynchrone à double étoile .....	18
2.4	Modèle naturel de la MASDE .....	18
2.4.1	Vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques.....	18
2.4.2	Équations des tensions .....	18
2.4.3	Équations des flux .....	19
2.4.4	Équation mécanique .....	20
2.4.5	Couple électromagnétique.....	21
2.5	Modélisation de la machine .....	21
2.5.1	Introduction .....	21
2.5.2	Application de la transformation de Park à la MASDE .....	22
2.5.3	Sous forme d'équations .....	24
2.5.4	Équations des flux .....	24
2.5.5	Équation mécanique .....	25
2.6	Choix du Référentiel.....	26
2.6.1	Référentiel lié au stator .....	27
2.6.2	Référentiel lié au rotor.....	27

2.6.3	Référentiel lié au champ tournant .....	27
2.7	Modèle de la Machine .....	27
2.7.1	Mise sous forme d'équation d'état .....	28
2.8	Simulation Numérique.....	31
2.8.1	Premier cas : fonctionnement à vide .....	32
2.8.2	Développement du modèle SIMULINK du MASDE .....	33
2.8.3	Simulation et Interprétation des résultats .....	33
2.8.3.1	Fonctionnement à vide.....	33
2.8.3.2	Fonctionnement en charge.....	34
2.9	Modélisation de l'Alimentation de la MASDE .....	36
2.9.1	Introduction .....	36
2.9.2	Modélisation de l'onduleur à trois niveaux .....	37
2.9.2.1	Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux .....	37
2.9.2.2	Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....	37
2.9.2.3	Commandabilité d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	39
2.9.2.4	Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	40
2.9.2.5	Stratégie de commande MLI .....	41
2.9.3	Association machine Asynchrone double étoile-onduleur trois niveaux .....	42
2.9.3.1	Simulation et interprétation des résultats essai à vide .....	43
2.9.3.2	Interprétation des résultats essai en charge.....	45
2.10	Conclusion .....	46

---

## **Chapitre 3 : Commande vectorielle de la machine Asynchrone double étoile**

---

3.1	Introduction .....	47
3.1.1	Principe de la commande vectorielle .....	47
3.1.2	Orientation du flux .....	48

---

3.2	Méthodes de la commande vectorielle .....	49
3.3	Méthode directe .....	49
3.3.1	Méthode indirecte .....	50
3.4	Réalisation de la commande vectorielle .....	50
3.4.1	Modèle mathématique de la MASDE .....	50
3.5	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte .....	53
3.5.1	Synthèse des régulateurs PI .....	55
3.5.2	Calcul des paramètres du régulateur PI .....	55
3.5.3	Régulateur de vitesse .....	56
3.5.4	Bloc de défluxage .....	57
3.5.5	Résultats et interprétations .....	57
3.6	Régulation de la vitesse par la méthode directe .....	61
3.6.1	Estimateur du flux .....	62
3.6.2	Régulateur du flux .....	62
3.6.3	Calcul des paramètres du régulateur PI .....	63
3.6.4	Simulation et interprétations des résultats .....	63
3.7	Test de robustesse .....	66
3.7.1	Variation de $R_r$ ( $R_r=2 \times R_{rn}$ ) .....	66
3.7.2	Variation de $J$ ( $J=1.5 \times J_n$ ) .....	69
3.7.3	Variation de $R_s$ ( $R_s=2 \times R_{sn}$ ) .....	71
3.7.4	Comparaison entre les deux méthodes de la commande vectorielle : .....	73
3.8	Conclusion .....	74

## Chapitre 4 : Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

4.1	Introduction .....	75
4.1.1	Les systèmes à structure variable .....	76
4.1.2	Définition .....	76
4.2	Commande par mode de glissement de La MASDE.....	77
4.2.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....	77
4.2.2	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	77
4.2.3	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	78
4.2.4	Principe de la commande par Mode de Glissement des systèmes à structures variable :.....	79
4.2.5	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	79
4.2.5.1	Choix de surfaces de glissement .....	80
4.2.5.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	80
4.2.5.3	Détermination de la loi de commande .....	81
4.2.6	Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.....	84
4.2.6.1	Surface de régulation de la vitesse .....	84
4.2.6.2	Surface de régulation du flux rotorique .....	85
4.2.6.3	Surfaces de régulation des courants statoriques.....	86
4.2.6.4	Application.....	88
4.2.6.5	Simulation et interprétation des résultats .....	88
4.3	Amélioration de la commande par mode glissant par ANFIS.....	90
4.3.1	Systèmes d'inférence adaptatifs neuro-floue ANFIS.....	90
4.3.1.1	Structure générale de l'ANFIS.....	91
4.3.1.2	Algorithme d'apprentissage.....	92
4.3.2	Application de la commande par mode glissant neuro-floue de la MASDE .....	93

4.3.3	Résultats de simulation.....	95
4.3.3.1	Test de robustesse .....	97
4.4	Conclusion .....	100

---

## **Chapitre 5 : Commande vectorielle sans capteur mécanique de la MASDE**

---

5.1	Introduction .....	101
5.2	Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS).....	101
5.2.1	L'estimateur MRAS avec la commande vectorielle.....	102
5.2.1.1	Modèle ajustable (adaptatif).....	102
5.2.1.2	Modèle de référence.....	103
5.2.1.3	Loi d'adaptation avec le régulateur PI .....	104
5.2.1.4	Résultats de simulation .....	106
5.3	Le Flitre Kalman.....	111
5.3.1	Le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante .....	112
5.3.2	Filtre Kalman étendu :.....	113
5.3.3	L'estimateur Filtre Kalman avec la commande vectorielle : .....	115
5.3.4	Résultats de simulation :.....	117
5.4	Conclusion .....	123

---

## **Chapitre 6 : Commande hybride mode glissante sans capteur mécanique de la MASDE**

---

6.1	Introduction .....	124
6.2	L'estimateur MRAS avec la commande par glissant .....	124
6.2.1	Modèle ajustable (adaptatif).....	124
6.2.2	Modèle de référence .....	124



---

6.2.3	Loi d'adaptation avec le régulateur hybride.....	125
6.2.4	Optimisation du contrôleur MG avec GWO .....	126
6.2.4.1	Généralité sur l'optimisateur Grey Wolf (loup gris) .....	126
6.2.5	Résultats de simulation.....	128
6.3	L'estimateur Filtre Kalman avec la commande par mode glissant .....	136
6.3.1	Résultats de simulation.....	138
6.4	Conclusion .....	145
	Conclusion générale .....	146
	bibliographie	
	Annexes	

---

# *Introduction générale*

---

## Introduction générale

L'amélioration des performances, de la fiabilité et de la disponibilité des systèmes sont les préoccupations les plus importantes des chercheurs et des exploitants. Il est à noter que, bien souvent dans certaines applications du transport ferroviaire électrique, pour répondre à ces exigences, les concepteurs s'orientent de plus en plus vers l'utilisation des machines avec une architecture polyphasée, qui permettent d'avoir plus de degrés de liberté vis-à-vis des perturbations et des défaillances susceptibles d'affecter le système.

Les machines multiphasées sont apparues en 1969 [1], offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aussi bien aux interrupteurs qu'aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné ; De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de se filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue qui sert à fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut [2], ce type de machine fournit aux concepteurs des systèmes de fonctionnement en mode dégradé qui est le plus important dans les domaines de commande des systèmes.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent vers l'application des techniques de commande modernes et robustes ; Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance ; Ceci permet d'aboutir à des processus industriels des hautes performances telles que : la commande vectorielle, la commande mode glissant, la commande floue , la commande avec un système adaptative MRAS...etc., qui permettent à la régulation de ces machines avec des performances différentes, la commande floue , la commande avec un système adaptative MRAS...etc.,

De plus, la commande sans capteur est un autre intérêt majeur dans le domaine de la commande électrique. Les schémas de commande développés utilisant des stratégies avancées telles que les techniques de l'intelligence artificielle (la logique floue, les réseaux de

neurones), nécessitent une mesure ou une estimation précise de la vitesse et du flux pour la conception de contrôle en boucle fermée. L'utilisation de capteurs ont plusieurs inconvénients comme un coût élevé, la fragilité et une faible fiabilité [3]. De plus, l'environnement physique ne permet pas toujours d'utiliser des capteurs. Lorsque le capteur est éliminé, on l'appelle alors une commande sans capteur. En raison des multiples variables et de la non-linéarité de la dynamique de la machine asynchrone à double étoile, l'estimation de la vitesse et du flux du rotor sans la mesure reste un sujet très difficile. Diverses approches sans capteurs ont été proposées dans la littérature. Ils sont classés en deux catégories [4] : les estimateurs en boucle ouverte et les estimateurs en boucle fermée, que l'on appelle observateurs. Nous avons mentionné parmi eux, les observateurs déterministes [5], le système adaptatif de référence de modèle (MRAS) [6] et le filtre de Kalman étendu stochastique (EKF) [7].

L'objectif principal de notre travail est de renforcer la robustesse et la stabilité de la commande sans capteur mécanique de la MASDE par l'application des différentes techniques d'estimations. Pour cela, la thèse est organisée en six chapitres montrés comme suit :

Le premier chapitre résume l'historique et le principe des différentes stratégies de la commande de la machine asynchrone à double étoile, comme les méthodes classiques (la commande vectorielle), la commande par mode glissant. Ensuite, une généralité sur les techniques des approches de commande sans capteurs (les estimateurs et les observateurs), des différentes stratégies d'observation seront présentées.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double étoile et son alimentation. Nous développons un modèle triphasé de la MASDE, puis le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous introduisons, ensuite, l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à trois niveaux à commande MLI, des résultats de simulation seront présentés et commentés.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes s'avère être utile. Par la suite, nous présentons, l'application de la méthode indirecte, puis de directe. Nous effectuons aussi des tests de robustesses sur chacune des deux méthodes, dans le but de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble de simulation et d'interprétations afin de caractériser les performances de chaque méthode.

Dans le quatrième chapitre, nous montrons la commande par mode glissant de la MASDE. Dans ce cadre, nous donnons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite, la conception de l'algorithme de la commande avec ses différentes étapes. Ensuite, nous entamons par l'application de cette commande sur la MASDE. Pour améliorer les performances de cette commande et éliminer ses inconvénients, nous remplaçons la fonction sign par le contrôleur neuro-floue, qui permet d'éliminer le phénomène de broutement. L'application de cette commande et les tests montrent bien leur insensibilités vis-à-vis aux variations paramétriques et des perturbations extérieures, des simulations et des analyses de synthèses ont été présentés.

Dans le cinquième chapitre, nous exposons la stratégie des commandes sans capteur mécanique, nous avons fait appel à la commande par estimateur de système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS) et filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse rotorique. Nous appliquons les deux estimateurs avec la commande vectorielle et nous développons les études théoriques des méthodes choisies afin de les appliquer à notre machine, enfin nous passons à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

Dans le sixième chapitre, nous proposons une nouvelle technique d'estimation, la commande mode glissant hybride (neuro-floue) sans capteur mécanique pour l'estimation de la vitesse de MASDE. Nous employons les deux estimateurs MRAS et filtre de Kalman avec la commande mode glissante, puis avec la commande hybride. L'objectif était d'augmenter la robustesse des commandes et ainsi de garantir le découplage entre le flux et le couple électromagnétique, lors des variations des paramètres du moteur. Cette approche repose sur certain nombre d'hypothèses notamment sur la prise en compte des bruits de mesure.

Ce travail est clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, nous déduisons les principaux résultats obtenus et nous donnons les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

---

*Chapitre 1 : Etat de l'art  
sur les machines  
multiphasées*

---

---

## Chapitre 1 : Etat de l'art les machines multiphasées

---

### 1.1 Introduction

De nos dernières années, les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques [8], mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieures à trois. Ces machines sont souvent appelées " machines à grand nombre de phases " ou "machines multiphasées".

Les machines multiphasées sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissance des alternateurs [9]. En industrie, plusieurs machines polyphasées ont ainsi été développées, comme la machine penta-phasée et la plus connue est sans doute la machine hexaphasée double étoile, dont les deux étoiles sont déphasées électriquement de  $30^\circ$  qui offre une alternative intéressante à la réduction des contraintes, appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages [10].

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone à double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple.

Ce chapitre présente un état de l'art sur l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, leurs avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

### 1.2 Caractéristiques des machines multiphasée

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types des machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases sont multiples de trois ou non-multiple de trois.

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles, par exemple une machine à double étoile (6 phases) de  $\alpha=0$  a des caractéristiques différentes de celle d'une machine à double étoile à  $\alpha=30$  [11]. Pour prendre en compte de ces différences dans la machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : Le nombre de phases équivalent est défini comme suit :



$$q_\alpha = \frac{180}{\alpha} \quad (1.1)$$

### 1.2.1 Machines multiphasées de type 1

Ce sont les machines dont le nombre de phases statoriques «  $q$  » est un multiple entier de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en «  $\eta$  » plusieurs étoiles.

$$q = 3\eta \quad (\eta = 1, 2, 3 \dots) \quad (1.2)$$

Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles).

On appelle aussi ce genre de machines "machines multi-étoiles". Parmi les machines les plus connues de cette configuration, la machine asynchrone à double étoile (MASDE). Elle est robuste, fiable et répond à de meilleurs critères de performances par rapport à la machine ordinaire (simple étoile) avec un rendement très élevé.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté ( $q_\alpha$ ), dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \pi/\alpha \quad (1.3)$$

### 1.2.2 Machine multiphasée de type 2

Ce sont des machines possédant un nombre de phases statoriques qui contrairement au type précédent n'est pas un multiple de trois.

Les machines multiples de type 2, dont le nombre de phases statoriques ( $q'$ ) impaires :

$$q' = 2\eta + 1 \quad (\eta = 1, 2, 3 \dots) \quad (1.4)$$

Pour le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, les phases sont donc décalées régulièrement de  $2\alpha = 2\pi / (q')$  Alors on a :

$$q' = q'_\alpha = \pi/\alpha \quad (1.5)$$

## 1.3 Avantage des machines multiphasées

La conception des machines multiphasées attire de plus en plus les chercheurs et les industriels depuis une vingtaine d'années, car cette structure de bobinage multiphasé présente un nombre d'avantages par rapport aux enroulements triphasés classiques. [8]

### 1.3.1 Segmentation de puissance

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut

alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations du courant et de couple [12].

### 1.3.2 Fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(n_{ph} - 3)$  phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue [12].

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

### 1.3.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Le spectre du couple électromagnétique contient une composante continue et une composante harmonique, dont la fréquence est six fois plus que celle du fondamentale, elle est créée principalement par les harmoniques cinq et sept de temps [8]. Des tests de comparaisons des harmoniques du couple électromagnétique sont faites entre une machine triphasée et la machine double étoile [10, 11], montrent que les harmoniques de rang cinq et sept existent dans la machine triphasée, mais ils sont naturellement éliminés dans la machine double étoile, les ondulations du couple sont plus faible, amortis rapidement et plus vite que celles obtenues par la machine asynchrone triphasée. De plus, [8] montre pratiquement qu'une machine multiphasée a des pertes rotoriques toujours moins qu'une machine triphasée.

## 1.4 Inconvénients des machines multiphasées

Malgré ces avantages, les machines multi phasées présentent quelques inconvénients qui sont :

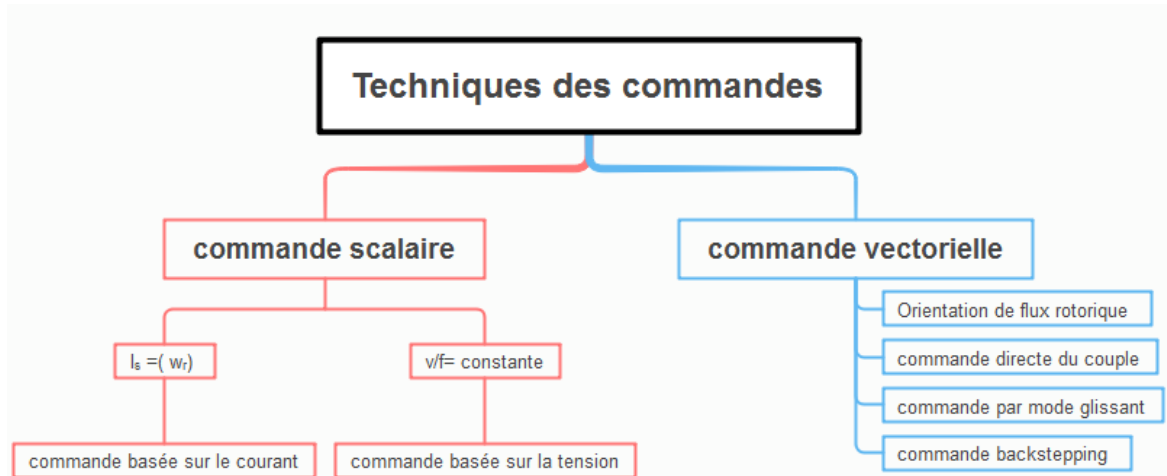
Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [12]

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque

les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.) [13].

## 1.5 Techniques des commandes

La Figure 1.4 ci-dessous illustre les différentes classifications des stratégies de commande.



*Figure 1.1 différentes techniques de commande des machines alternatives.*

## 1.6 Techniques de la commande sans capteur des machines électriques

Indépendamment des stratégies de commande utilisées, la mesure de la vitesse et du flux est une étape essentielle pour la conception des commandes des entraînements électriques. Dans un autre cas, la mise en œuvre d'algorithmes de commande nécessite la connaissance de toutes les composantes du vecteur d'état. Cependant, l'utilisation de capteurs est associée à plusieurs inconvénients, comme le coût élevé, la fragilité et la fiabilité réduite [14]. De plus, les capteurs nécessitent un entretien régulier, et il est inapproprié d'installer des capteurs en raison des contraintes physiques. Une situation similaire se produit lorsqu'un capteur tombe en panne.

La principale solution proposée dans la littérature est d'éviter ces difficultés d'utilisation des capteurs physiques en limitant leur utilisation et en les remplaçant par des capteurs logiciels. Cette stratégie est connue par la théorie de la commande sans capteur dans le domaine automatique, elle prend une grande part dans ce domaine. Les capteurs logiciels sont appelés estimateurs ou observateurs [15, 16] La commande sans capteur de vitesse pour les entraînements à courant alternatif a fait l'objet d'une grande attention dans les applications industrielles au cours de la dernière décennie, car elle peut réduire le coût et éviter la difficulté d'installer des capteurs mécaniques.

### 1.6.1 Différentes techniques de commande sans capteur de vitesse

Différentes techniques ont été largement mentionnées au cours des deux dernières décennies pour l'estimation du flux et de la vitesse rotorique des machines électriques [16]. Généralement, on peut les classer en deux grandes catégories :

- Techniques d'estimation indirecte de vitesse.
- Techniques d'estimation directe de vitesse.

Le diagramme de la figure 1.2 décrit la classification essentielle des techniques sans capteurs.

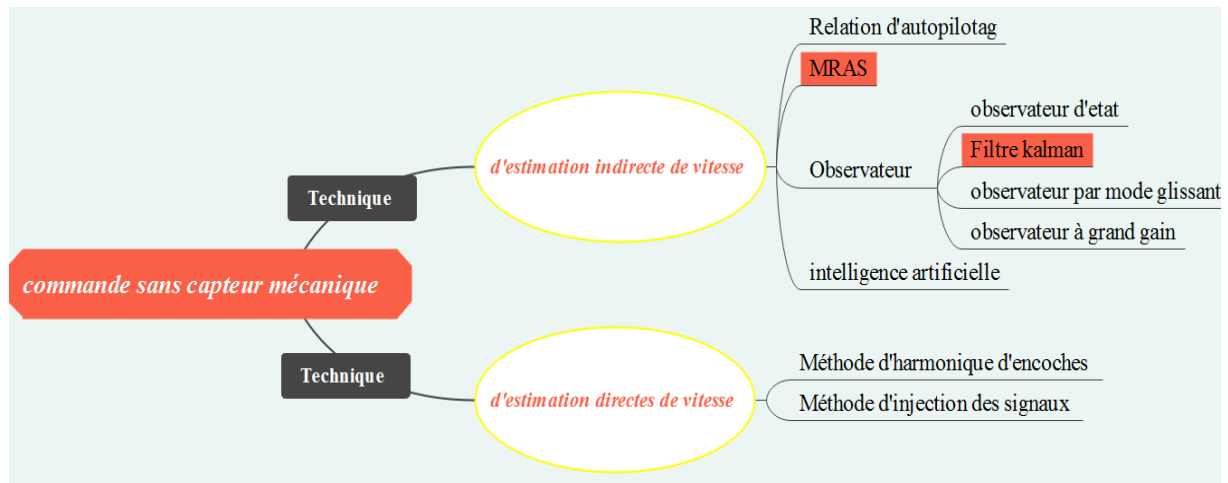


Figure 1.2 Classification des différentes stratégies d'observation de la commande sans capteur des machines électriques.

### 1.7 Carte mentale de la MASDE

Dans cette recherche nous avons présentés :

- Partie commande : la commande vectorielle et la commande glissant + la commande glissant hybride.
- Partie estimation : MRAS et Filtre kalman.

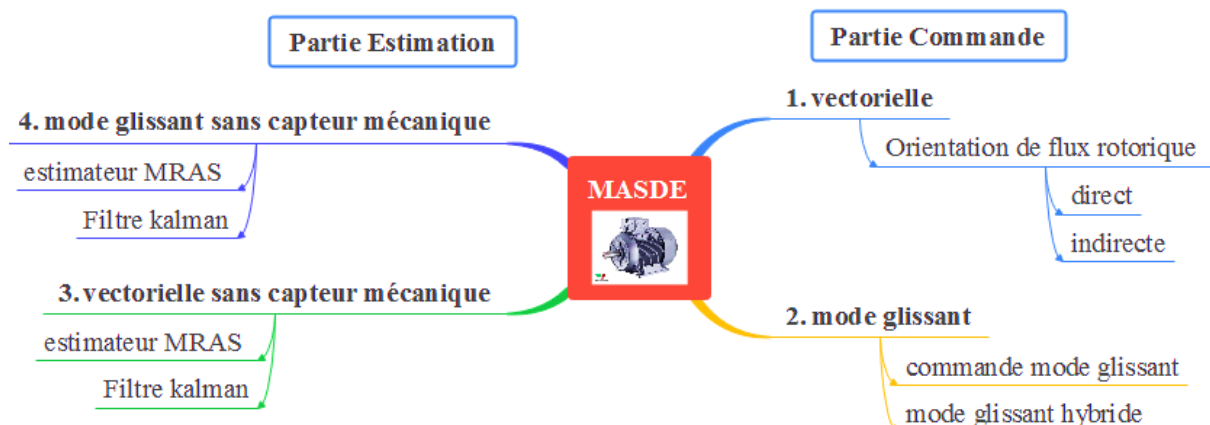


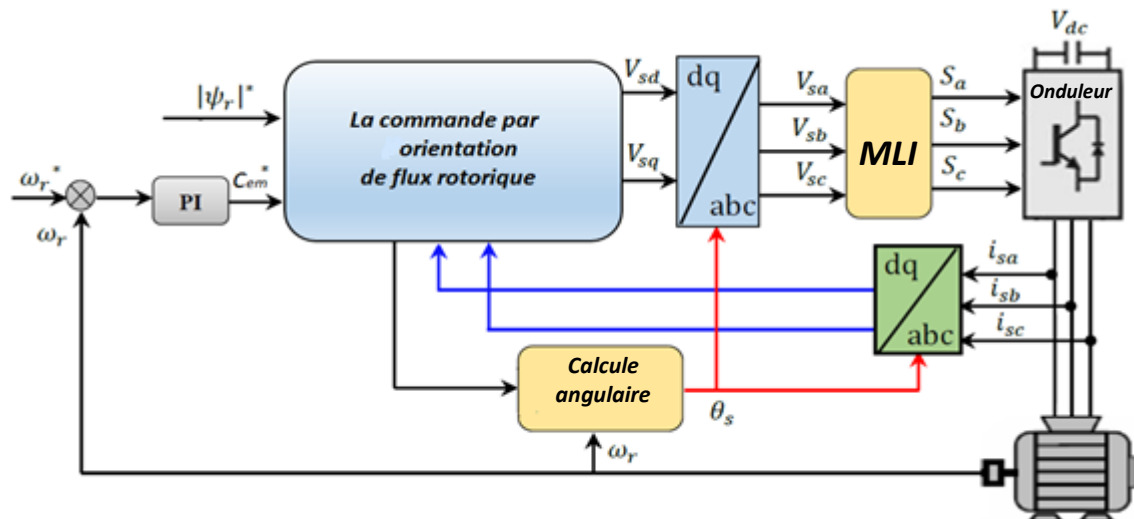
Figure 1.3 Les techniques des commandes avec et sans capteur mécanique.

## 1.7.1 Commande vectorielle

### 1.7.1.1 Orientation de flux rotorique

L'approche moderne de la commande des machines alternatives est basée sur une commande vectorielle ou orientée du flux. Contrairement au contrôle scalaire, le développement du schéma de la commande vectorielle est basé sur le modèle dynamique de la machine qui le rend validé à la fois pour les régimes permanents et transitoires. Malgré la nature couplée et non linéaire de la machine asynchrone, la commande vectorielle peut la commander comme une machine à courant continu qui se caractérise par un découplage naturel.

Le principe d'orientation du flux rotorique maintient le flux rotorique à une valeur fixe en alignant le vecteur de flux sur l'axe  $d$ . Comme toutes les variables sont des grandeurs DC, le couple électromagnétique peut être contrôlé par la composante quadratique du courant statorique  $i_{qs}$  et le flux rotorique est contrôlé par sa composante directe  $i_{ds}$ . Les régulateurs PI traditionnels sont la solution commune pour la conception de la commande, d'autres types de régulateurs peuvent également être utilisés [17]. La commande par orientation du flux rotorique est principalement classée en deux méthodes directe et indirecte en fonction des informations requises sur le flux et sa position. Le schéma de principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone est présenté à la Figure 1.4. [16]



**Figure 1.4** Structure globale de la commande vectorielle.

La position rotorique est une condition nécessaire pour pouvoir effectuer la transformation du repère et garantir l'alignement du flux à l'axe  $d$ . Par la méthode indirecte, l'angle peut alors être calculé en ajoutant l'angle du rotor à l'angle de glissement. De l'autre côté, la méthode directe calcule l'angle de flux rotorique sur la base des composantes de flux dans le cadre de référence stationnaire, par conséquent, la connaissance des composantes du

flux est nécessaire. Plusieurs méthodes d'estimation et d'observation peuvent être utilisées pour les obtenir.

### 1.7.2 Commande par mode glissant

Dans les premiers travaux, la commande par mode glissant a été plantée pour un système linéaire de second ordre. Ensuite, elle a été développée en une méthode de conception générale à l'étude pour une large utilisation, incluant les systèmes non linéaires, les systèmes MIMO, les modèles temporels discrets et les systèmes stochastiques. Les méthodes de la commande par mode glissant au cours des dernières décennies ont été appliquées essentiellement dans :

- Commande des robots ;
- Commande dans les avions ;
- Conception par des observateurs ;
- Commande des moteurs électriques [18].

La commande à structure variable en mode glissant est conçue pour entraîner puis contraindre l'état du système à se situer dans un voisinage de la surface de commutation. De plus, la structure est indépendante des paramètres de l'objet, ce qui rend la réponse en boucle fermée totalement insensible à une classe particulière d'incertitude dans le système, ce qui donne une robustesse très forte et inhérente aux régulateurs résultants [19].

Le principe de la commande par mode glissant est de choisir une loi de commande qui répond aux conditions suivantes : l'atteinte de la surface de glissement et l'existence d'un mode de glissement en tous points de la surface. La fonction de commutation discontinue utilisée en mode glissant conventionnel est la fonction signe, il est défini dans Figure 1.5 et l'équation (1.8).

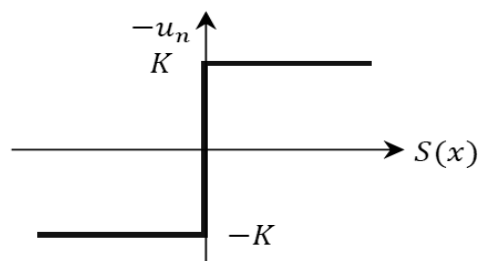


Figure 1.5 Fonction sign.

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

Ensuite, la loi de commande dans le cas d'un système SISO est donnée par :

$$u = K \cdot \text{sign}(S) \quad (1.9)$$

Où :

$u$  est la loi de commande,  $S$  est la surface de glissement et  $K$  est le gain du mode de glissement.

En général, on peut conclure aux points forts de la commande par mode glissant :

- Faible sensibilité à l'incertitude des paramètres de l'installation.
- Modélisation à ordre très réduit de la dynamique des plantes.
- Convergence dans le temps fini (due à la loi de commande discontinue).

### 1.7.3 Techniques d'estimation indirecte de vitesse

Les techniques appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation de la tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor et l'équation de la tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées.

Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre [20].

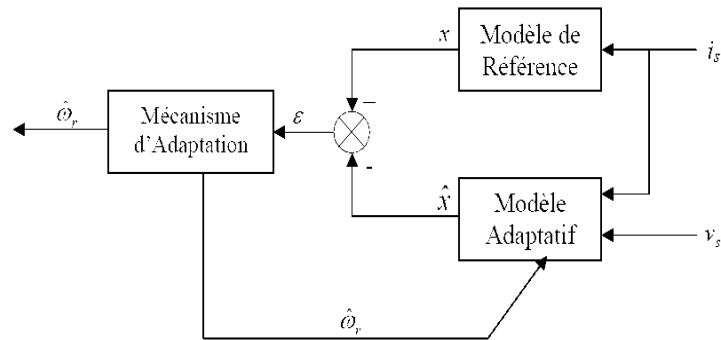
Dans la littérature, généralement les modèles de la tension et du courant de la machine asynchrone ont été employés ensemble pour l'estimation du flux à partir duquel la vitesse a été estimée.

#### 1.7.3.1 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par SCHAUDER, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [21, 22].

Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure de l'estimateur MRAS comme présentée par la Figure 1.6 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence qui constitue la machine et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs du flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [21].





**Figure 1.6** Structure d'un estimateur MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable  $x$ , tels que le flux rotorique, sur la force contre électromotrice ou sur la puissance réactive. Comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse.

### 1.7.3.2 . Filtre de KALMAN

Le filtre de KALMAN est un observateur à structure stochastique qui repose sur un certain nombre d'hypothèse, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complets. Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistances rotoriques et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence des caractéristiques du bruit [15]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de KALMAN, il est donc nécessaire de rechercher des modèles réduits de la machine dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

### 1.7.3.3 Intelligence artificielle

Récemment, les chercheurs ont proposé des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (Les réseaux de neurone, la logique floue et neurone floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique [11, 21]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

## **1.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les machines multiphasées. Nous avons donné une idée générale sur les moteurs multiphasés, il y a deux types connus sous ce nom : les machines multiphasées du type 1 et machines multiphasées du type 2. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double étoile (MASDE) qu'est le thème de notre travail.

Le chapitre suivant présenter une étude de la modélisation et une simulation de la machine asynchrone double étoile.

---

***Chapitre 2 :***  
***Modélisation de la***  
***machine asynchrone***  
***à double étoile***

---

---

## Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

---

### 2.1 Introduction

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans plusieurs applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [12]

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile (MASDE) est un système de dix équations différentielles, dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps.

Dans ce chapitre, on va présenter les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle diphasé de la machine asynchrone double étoile, et d'étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale.

Nous développons dans un premier lieu le modèle de la machine asynchrone à double étoile, ensuite on étudie le fonctionnement de la machine (MASDE) avec un angle de décalage entre les deux enroulements statoriques, égale au déphasage entre les tensions d'alimentation ( $\alpha=30^\circ$ ). [23]

Par la suite nous allons étudier le comportement de la machine lors de l'application de la charge nominale. Puis nous allons étudier, l'influence du changement de l'angle  $\alpha$  sur la (MASDE). Enfin nous allons étudier l'influence de la variation des paramètres sur le fonctionnement de la MASDE.

Nous étudierons ensuite, le modèle de l'onduleur triphasé à trois niveaux, on commencera par la structure de cet onduleur, puis nous donnerons son modèle, afin d'aboutir à l'algorithme de commande, nous étudions ensuite la technique de la commande MLI de l'onduleur de tension.

Enfin, nous étudions l'association de l'onduleur trois niveaux avec machine asynchrone double étoile, qui permet de visualiser l'influence de l'onduleur à trois niveaux sur le comportement de la machine.

## 2.2 Définition de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile est une machine à courant alternatif, utilisée le plus souvent comme moteur, et caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer qui est à la vitesse de synchronisme, d'où le nom asynchrone [23, 24].

## 2.3 Description de la MASDE

L'étude analytique de la machine asynchrone double étoile s'appuie sur deux approches différentes. La première est basée sur les grandeurs physiques, telle que les inductions magnétiques et les densités de courant électrique, elle est utilisée beaucoup plus par le constructeur. Cette méthode est plus précise mais très complexe, car elle demande de plus en plus un vaste programme pour le calcul de champ.

La deuxième approche est basée sur les grandeurs électriques où elle présente moins de précision et s'adresse au concepteur d'ensemble convertisseur machine [24, 25]. Dans notre étude, on s'intéresse au deuxième type de modèle. A noter que des études similaires ont été déjà réalisés en littératures.

### 2.3.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique

Un schéma des enroulements du stator et du rotor pour une machine biphasée triphasée est donné à la Fig.1. Les six phases du stator sont divisées en deux ensembles triphasés, connectés en étoile étiquetés As1, Bs1, Cs1 et As2, Bs2, Cs2, dont les axes magnétiques sont déplacé d'un angle  $\alpha = 30^\circ$ . Les enroulements de chaque ensemble triphasé, sont uniformément répartis et ont des axes décalés de  $120^\circ$ . Les enroulements rotoriques triphasés Ar, Br, Cr sont également répartis de manière sinusoïdale et ont des axes décalés de  $120^\circ$  [26, 27].

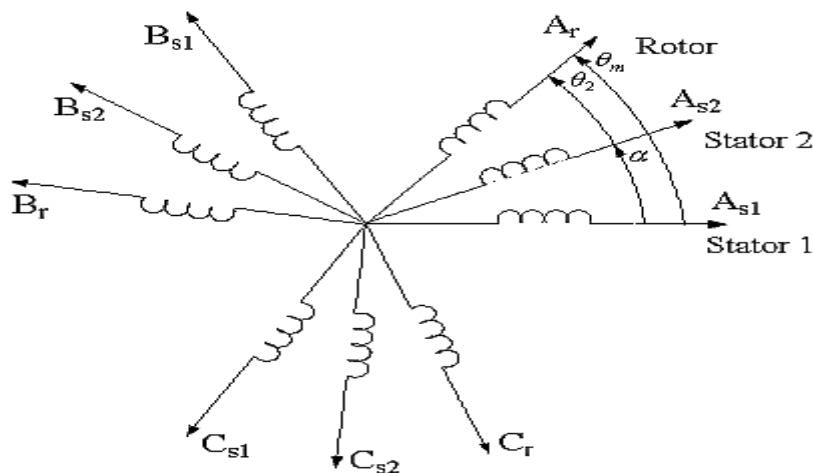


Figure 2.1 Représentation des enroulements de la MASDE.

On notera par l'indice  $S_1$  pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1), et par l'indice  $S_2$  pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2), et l'indice  $r$  pour le rotor.

## 2.3.2 Constitution et principe de fonctionnement

### 2.3.2.1 Constitution

Elle comporte un inducteur fixe nommé stator portant deux enroulements triphasés identiques et un induit mobile nommé rotor, c'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire, mis en court-circuit et libre de tourner est le rotor. [28]

#### a) Stator :

Il est constitué par une couronne de tôles minces empilées, cette couronne est serrée dans une carcasse, et des encoches contiennent deux enroulements triphasés.

#### b) Rotor :

C'est un cylindre fait de tôles empilées clavetées sur l'arbre du moteur, des encoches sont percées dans les tôles de la surface extérieur du cylindre, des conducteurs passent dans ces encoches, ils sont réunis en court-circuit, l'ensemble forme un bobinage polyphasés ayant le même nombre de pôles que le stator. [28]

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un "angle électrique"  $\alpha$  (si  $p$  est le nombre de paires de pôles,  $\alpha = p \cdot \alpha_m$ ,  $\alpha_m$  étant l'angle réel de décalage ou "angle mécanique" de décalage), et d'un rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier, nous considérerons que les circuits électriques du rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure II. 1 donne la position des axes magnétiques du bobinage statoriques et rotoriques [29].

Avec les deux enroulements statoriques ( $\mathbf{sa}_1, \mathbf{sb}_1, \mathbf{sc}_1$ ) et ( $\mathbf{sa}_2, \mathbf{sb}_2, \mathbf{sc}_2$ ) qui sont déphasés de  $\alpha=30^\circ$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $\mathbf{ra}, \mathbf{rb}, \mathbf{rc}$ .

### 2.3.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de la MASDE est basé sur le principe d'interaction électromagnétique ; le stator est alimenté par un courant triphasé de fréquence  $f$ , ce qui donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer à la vitesse angulaire  $\omega_s$ , tel que

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot f}{P} \quad [\text{rad} / \text{s}] \quad (2.1)$$

Avec :

P : nombre de pair de pôles.

Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme. Les bobines du rotor sont le siège de  $f.e.m$  induite, comme le rotor est court-circuité, l'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine, On note que ce couple n'existe que si la  $f.e.m$  est non nulle, le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone.

Conformément à la loi de Lenz, le sens de rotation est le même que celui du champ tournant pour que la vitesse relative du champ par rapport au rotor diminue, Un couple agit sur le rotor aussi longtemps que le dernier est le siège de courant induit donc aussi longtemps qu'il ne tourne pas à la même vitesse de synchronisme [24, 30, 31].

### 2.3.4 Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone double étoile, qui est employée dans les étapes de conception, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes : [32]

- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effet d'hystérésis.
- La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire, la longueur de l'entrefer est constante.
- Nous admettons de plus, que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- On admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

### 2.3.5 Modélisations de la machine asynchrone à double étoile

La modélisation est un outil mathématique, qui réduit la machine électrique avec toute sa complexité en un simple système d'équations différentielles (modèle).

L'établissement de ce modèle nécessite une connaissance et un savoir-faire de certaines lois mathématique et physique. L'importance de la modélisation réside dans le fait qu'elle peut aider à étudier et prévoir, le comportement de la machine dans ces divers régimes de fonctionnement. [8, 23, 33].

## 2.4 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour : [23]

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [i_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\varphi_{as1} \ \varphi_{bs1} \ \varphi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [v_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [i_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\varphi_{as2} \ \varphi_{bs2} \ \varphi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2.3)$$

### 2.4.1 Vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques

$$\begin{cases} [v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

### 2.4.2 Équations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz, permet d'écrire les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [v_{s1}] &= [R_{s1}] [i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \\ [v_{s2}] &= [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s2}] \\ [v_r] &= [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{aligned} \quad (2.5)$$



### 2.4.3 Équations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} [\phi_{s1}] &= [L_{s1,s1}] [i_{s1}] + [M_{s1,s2}] [i_{s2}] + [M_{s1,r}] [i_r] \\ [\phi_{s2}] &= [L_{s2,s1}] [i_{s1}] + [L_{s2,s2}] [i_{s2}] + [M_{s2,r}] [i_r] \\ [\phi_r] &= [M_{r,s1}] [i_{s1}] + [M_{r,s2}] [i_{s2}] + [L_{r,r}] [i_r] \end{aligned} \quad (2.6)$$

Ou :  $[R_{s1}]$ ,  $[R_{s2}]$ ,  $[R_r]$  : les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Avec :

**Rs1** : la résistance d'une phase de la 1ere étoile.

**Rs2** : la résistance d'une phase de la 2eme étoile.

**Rr** : la résistance d'une phase du rotor.

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix}$$

Et :

$$[v_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [v_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix}$$

Les matrices des inductances du stator 1,2 et le rotor pouvant être :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad [L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix}$$

Les sous matrices des inductances dans les équations (2.6), sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

Avec :

$\alpha$  : Angle de déphasage entre les stators 1 et 2.

$\theta_r$  : Angle de indiquent la position instantanée du rotor.

$L_{s1}, L_{s2}, L_r$  : inductances de fuite des enroulements statoriques et rotoriques.

$L_{ms}, L_{sr}, L_{mr}$  : valeurs maximales des inductances mutuelles.

## 2.4.4 Équation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes :

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f_c\Omega_m) \quad (2.7)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m$$

Avec :

$J$  : Le moment d'inertie de la machine ;

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique ;

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge) ;

$f_c$  : Le coefficient de frottement. [24, 25]

### 2.4.5 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_{s1}]^T \\ [i_{s2}]^T \\ [i_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes  $[M_{s1r}]$ ,  $[M_{s12r}]$  dépendent de  $\Theta_m$  ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (2.22). [6, 12]

$$C_{em} = [i_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{M_{s1,r} [i_r]\} + [i_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{M_{s2,r} [i_r]\} \quad (2.9)$$

Les équations (2.6), (2.7), (2.8), (2.9), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

## 2.5 Modélisation de la MASDE

### 2.5.1 Introduction

Les machines réelles avec leurs géométries propres sont trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exacte, on doit donc développer un modèle, dont le comportement soit aussi proche que possible de celui de l'original.

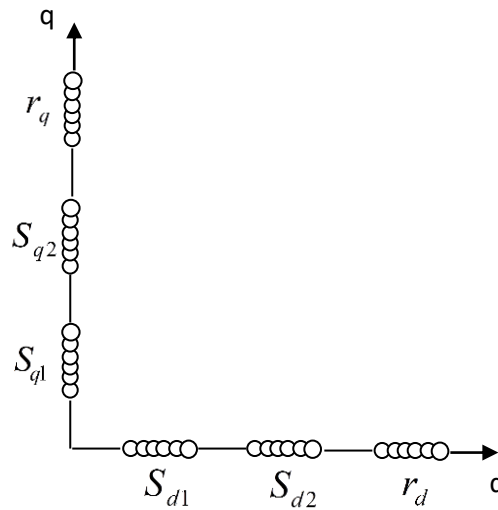
Ces modèles ont pour objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple, qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on applique le modèle de Park. [34]

Avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad , \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad , \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} .$$

On notera que le changement de repère s'écrit  $(X_{dq0}) = [A_p] (X_{abc})$ , avec abc signifiant « Ancien repère » et dq0 « Nouveau repère » **ou repère de PARK**.

Le changement de repère pour les matrices précédente (courants, tensions flux) et on prend en considération l'angle entre les deux axes des enroulements et les nouveaux axes d et q, on obtient notre système dans le repère de PARK :



**Figure 2.2** Représentation des enroulements dans le repère de PARK.

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} [G_{dq0}] &= [A_p] [G_{abc}] \\ [G_{abc}] &= [A_p^{-1}] [G_{dq0}] \end{aligned}$$

Avec :  $[G_{abc}]$  est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré,

$[G_{dq0}]$  : Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

### 2.5.2 Application de la transformation de Park à la MASDE

#### a) Équations des tensions :

Par application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (2.10), (2.11) et (2.12), on obtient : [25, 30]

#### Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{so1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{so1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{so1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coord}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{so1} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

**Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{bmatrix} v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ i_{so2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{so2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{so2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

**b) Pour le rotor :**

Le rotor étant en court-circuit C.A.D que  $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$ .

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Avec :

$\theta_{coor}$  : L'angle constitué par les axes As1, d.

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$  : L'angle constitué par les axes Ar, d (Figure 2.3) ;

$\frac{d}{dt} \theta_{coor} = \omega_{coor}$  : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport à l'étoile 1 ;

$\frac{d}{dt} \theta_{rcoor} = \omega_{rcoor}$  : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

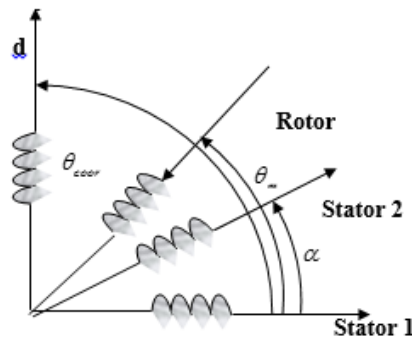


Figure 2.3 Représentation des axes en transformation de Park.

### 2.5.3 Sous forme d'équations

$$\begin{aligned}
v_{sd1} &= R_s i_{sd1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd1} - w_{coor} \varphi_{sq1} \\
v_{sq1} &= R_s i_{sq1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq1} + w_{coor} \varphi_{sd1} \\
v_{sd2} &= R_s i_{sd2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd2} - w_{coor} \varphi_{sq2} \\
v_{sq2} &= R_s i_{sq2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq2} + w_{coor} \varphi_{sd2} \\
0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (w_{coor} - \omega_r) \varphi_{rq} \\
0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (w_{coor} - \omega_r) \varphi_{rd}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

### 2.5.4 Équations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\begin{aligned}
\varphi_{sd1} &= L_{s1} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{rd} \\
\varphi_{sq1} &= L_{s1} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{rq} \\
\varphi_{sd2} &= L_{s2} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{rd} \\
\varphi_{sq2} &= L_{s2} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{rq} \\
\varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{rd} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{sd1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{sd2} \\
\varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{rq} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{sq1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{sq2}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m$$

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (2.16) est réécrit comme suit :

$$\begin{aligned}
\varphi_{sd1} &= L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
\varphi_{sq1} &= L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\
\varphi_{sd2} &= L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
\varphi_{sq2} &= L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\
\varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
\varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$  : L'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$  : L'inductance propre cyclique de l'étoile 2 ;

$L_r + L_m$  : L'inductance propre cyclique du rotor.

### 2.5.5 Équation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère. [25]

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [v_{s1}]^T [i_{s1}] + [v_{s2}]^T [i_{s2}] \tag{2.16}$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \tag{2.17}$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = v_{sd1}i_{sd1} + v_{sq1}i_{sq1} + v_{sd2}i_{sd2} + v_{sq2}i_{sq2} \tag{2.18}$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned}
P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2}_{\text{terme 1}} \\
& + \underbrace{\omega_{\text{coor}}(\varphi_{sd1}i_{sq1} - \varphi_{sq1}i_{sd1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq2}i_{sd2})}_{\text{terme 2}} \\
& + \underbrace{\frac{d\varphi_{sd1}}{dt}i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt}i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt}i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt}i_{sq2}}_{\text{terme 3}}
\end{aligned} \quad (2.19)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules ;
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (2.20)$$

Avec :  $\Omega$  la vitesse de rotation mécanique du rotor.

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique développe.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (2.21) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{\text{coor}}(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (2.21)$$

D'après l'équation (2.22) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (2.22)$$

Avec  $p$  : est le nombre de paires de pôles de la machine.

## 2.6 Choix du Référentiel

Pour étudier les régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q). [35]



### 2.6.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobiles par rapport au stator  $\omega_{\text{coor}} = 0$ , dans ce cas, la phase  $A_{\text{sa}}$  et  $d$  coïncident, ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

### 2.6.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$  donc ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$ ).

L'utilisation de ce référentiel permet d'éliminer l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique, est d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives asynchrones.

### 2.6.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobile par rapport au champ électromagnétique tournant crée par les deux étoiles du stator ( $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$ ).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc, puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

## 2.7 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\begin{aligned}
 v_{sd1} &= R_s i_{sd1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd1} - \omega_s \varphi_{sq1} \\
 v_{sq1} &= R_s i_{sq1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq1} + \omega_s \varphi_{sd1} \\
 v_{sd2} &= R_s i_{sd2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd2} - \omega_s \varphi_{sq2} \\
 v_{sq2} &= R_s i_{sq2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq2} + \omega_s \varphi_{sd2} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd}
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

### 2.7.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\Phi_m$  est la somme des deux flux magnétisants direct  $\Phi_{md}$  et quadratique  $\Phi_{mq}$  d'où : [36]

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (2.24)$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{aligned} \varphi_{md} &= L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{mq} &= L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (2.27) dans le système d'équations (2.17), on obtient :

$$\begin{aligned} \varphi_{sd1} &= L_{s1} i_{sd1} + \varphi_{md} \\ \varphi_{sq1} &= L_{s1} i_{sq1} + \varphi_{mq} \\ \varphi_{sd2} &= L_{s2} i_{sd2} + \varphi_{md} \\ \varphi_{sq2} &= L_{s2} i_{sq2} + \varphi_{mq} \\ \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + \varphi_{md} \\ \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + \varphi_{mq} \end{aligned} \quad (2.26)$$

À partir de l'équation (2.26) on tire :

$$\begin{aligned} i_{sd1} &= (\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) / L_{s1} \\ i_{sq1} &= (\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{sd2} &= (\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) / L_{s2} \\ i_{sq2} &= (\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{rd} &= (\varphi_{rd} - \varphi_{md}) / L_r \\ i_{rq} &= (\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) / L_r \end{aligned} \quad (2.27)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (2.27) par leur expression dans le système d'équations (2.26), on aura :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \varphi_{sd1} &= v_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq1} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{sq1} &= v_{sq1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd1} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{sd2} &= v_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq2} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{sq2} &= v_{sq2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd2} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{rd} &= -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{rq} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{rq} &= -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{rd}
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

À partir de l'équation (2.25), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
\varphi_{md} &= L_a \left( \varphi_{sd1} / L_{s1} + \varphi_{sd2} / L_{s2} + \varphi_{rd} / L_r \right) \\
\varphi_{mq} &= L_a \left( \varphi_{sq1} / L_{s1} + \varphi_{sq2} / L_{s2} + \varphi_{rq} / L_r \right)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \tag{2.30}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané, en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.29) dans (2.25), on obtient :

$$C_{em} = pL_m \left[ (i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq} \right] \tag{2.31}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (2.17). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned}
\varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
\varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ i_{rq} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{rq} - L_m (i_{sq1} + i_{sq2})] \end{aligned} \quad (2.33)$$

En introduisant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  dans l'expression (2.33), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\varphi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})\varphi_{rq}] \quad (2.34)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants ( $\varphi_{md}, \varphi_{mq}$ ) dans (2.30) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{sd1} &= v_{sd1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{sd1} + \omega_s \phi_{sq1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{sd2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{sd2} &= v_{sd2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{sd1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{sd2} + \omega_s \phi_{sq2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{sq1} &= v_{sq1} - \omega_s \phi_{sd1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \phi_{sq1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \phi_{sq2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{sq2} &= v_{sq2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \phi_{sq1} - \omega_s \phi_{sd2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \phi_{sq2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} &= \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{sd1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{sd2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{rd} + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} &= \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \phi_{sq1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \phi_{sq2} - \omega_{gl} \phi_{rd} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{rq} \end{aligned} \quad (2.35)$$

En mettant le système d'équations (2.36) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.36)$$

Avec  $X = [\varphi_{sd1} \quad \varphi_{sq1} \quad \varphi_{sd2} \quad \varphi_{sq2} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T$  : comme vecteurs d'état ;

$$U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La matrice A peut-être décomposée comme suit :

$$[A] = [A_{11}] + [A_{12}]\omega_s + [A_{13}]\omega_{gl}$$

Telle que :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_{13} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\varphi] = [H][I]$$

$$H = [A_{11}]$$

Avec :

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}} : \text{Constante de temps statorique de la première étoile ;}$$

$$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}} : \text{Constante de temps statorique de la deuxième étoile ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

## 2.8 Simulation Numérique

La résolution numérique des équations différentielles (2.35), (1.36) a été faite à l'aide d'une programmation sous l'environnement Matlab.

Les paramètres de la machine utilisée (les deux étoiles sont indiquées) Annexe A.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

### 2.8.1 Premier cas : fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide  $Cr = 0$ .

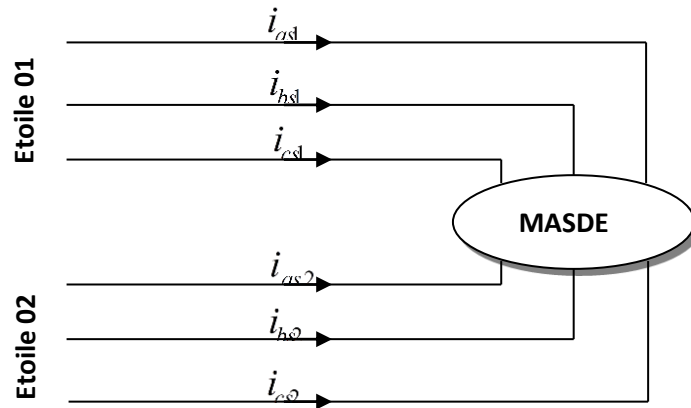


Figure 2.4 L'alimentation directe de la MASDE.

La MASDE est alimentée par deux sources purement sinusoïdales et équilibrées exprimées comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = U_m \sin(\omega_{st}) \\ V_{bs1} = U_m \sin(\omega_{st} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs1} = U_m \sin(\omega_{st} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.38)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = U_m \sin(\omega_{st}) - \alpha \\ V_{bs2} = U_m \sin(\omega_{st} - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{cs2} = U_m \sin(\omega_{st} + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (2.39)$$

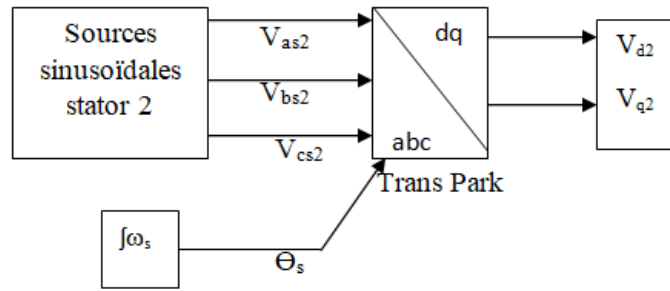


Figure 2.5 Schéma Bloc de simulation : alimentation stator (2) de la MASDE.

Avec :

**Alpha**= décalage mécanique (physique) entre les circuits statoriques ‘phase à phase’.

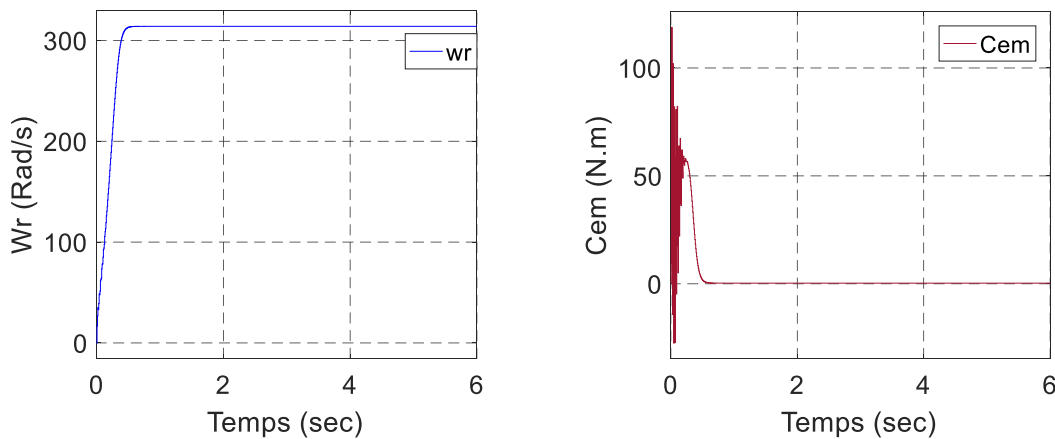
### 2.8.2 Développement du modèle SIMULINK du MASDE

La Figure 2.6, représente le modèle SIMULINK du MASDE décrit par les équations (2.35) Chaque fonction de la figure est issu d’une équation. [31]

### 2.8.3 Simulation et Interprétation des résultats

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile à vide, les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation d’un démarrage à vide et en charge de 14 N.m à l’instant [1.5, 2.5]s de la MASDE alimentée, par deux systèmes triphasés de tensions (220V-50Hz).

#### 2.8.3.1 Fonctionnement à vide



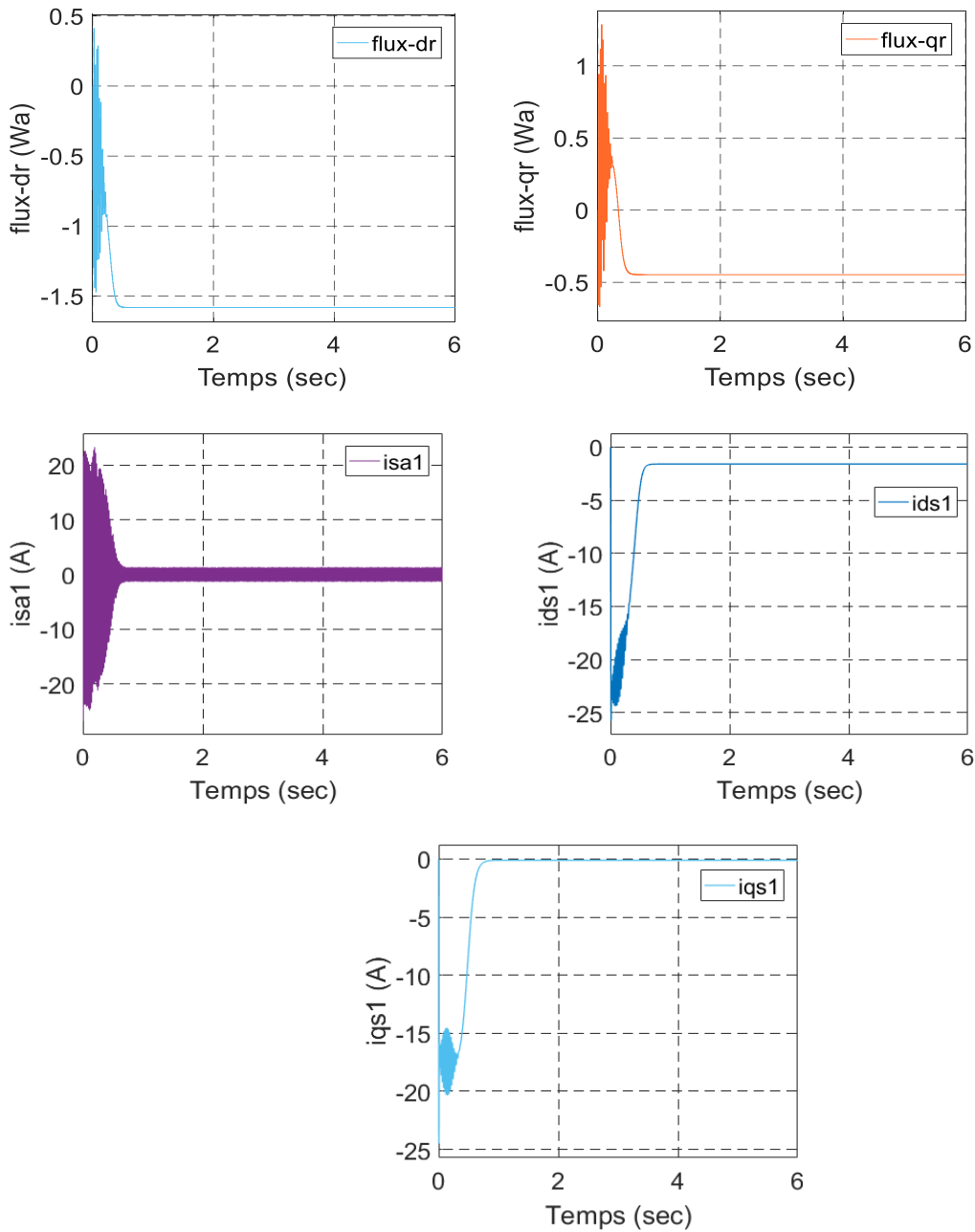
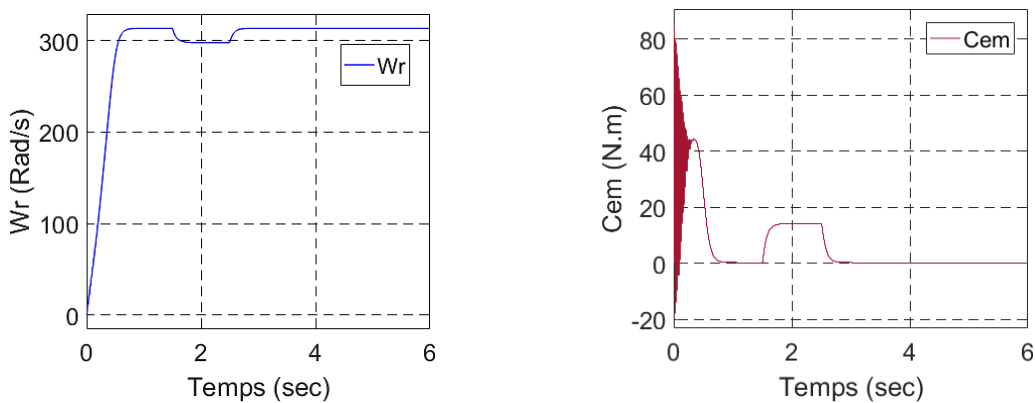
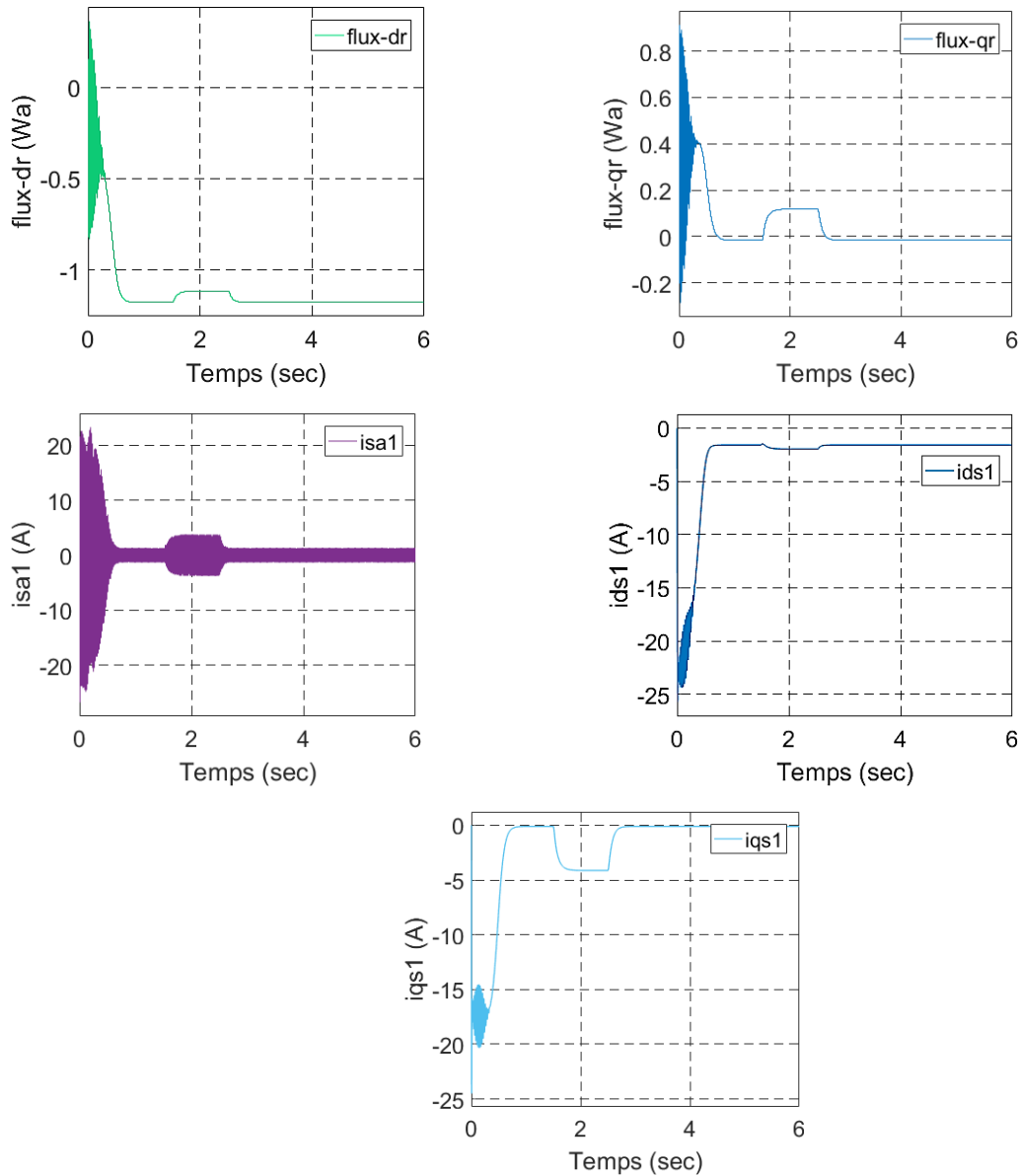


Figure 2.6 Comportement de la machine asynchrone double étoile à vide avec l'angle ( $\alpha=30^\circ$ ).

### 2.8.3.2 Fonctionnement en charge







**Figure 2.7** Comportement de la machine asynchrone double étoile avec une charge de 14 N.m à l'instant  $t = [1.5 - 2.5]$  ( $\alpha = 30^\circ$ )

La vitesse de rotation se stabilise presque à 3000 tr/min (313.5 rad/sec) après un régime transitoire d'environ 1s.

Pour une charge de 14 N.m, appliqué à l'instant  $t = 1.5$  s, on constate que la vitesse a chuté jusqu'à 302rad/ s.

L'application d'une charge à l'instant  $t = [1.5 - 2.5]$  sec provoque une perturbation qui sera compensée par l'accroissement du couple électromagnétique, il atteint une valeur établie de 14.5Nm, le courant du stator augmente et tend vers une valeur de 7.5A.

Les deux composantes de flux rotorique sont directement affectées, le flux directe passe de -1.75 à -1.6Wb quant au flux en quadrature, il passe de 0 à 0.3 Wb ce qui traduit le fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

## 2.9 Modélisation de l'Alimentation de la MASDE

### 2.9.1 Introduction

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi l'ensemble des variateurs (convertisseur statique-machine à courant alternatif) a vu son coût diminuer considérablement [23].

Récemment, les convertisseurs multi-niveaux ont entraîné un formidable intérêt dans les applications de grandes puissances. Les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [37].

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternative, impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux, les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension (~1.4 KV) et en puissance (1 MVA). Afin de monter en tension et en puissance, les onduleurs à trois niveaux particulièrement à GTO commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'au 10 MVA, en tension on peut atteindre facilement 6 KV [23].

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multiniveaux permet alors la réduction des tensions et courants commutés [38].

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux sont étendues à l'onduleur à trois niveaux.

Dans cette partie nous développons le modèle du convertisseur d'alimentation à trois niveaux, puis nous exposerons la stratégie de commande de cette onduleur (MLI triangulo-sinusoïdale).

## 2.9.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

### 2.9.2.1 Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter en tension et fréquence variable, des moteurs à courants alternatifs de forte puissance, plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. Dans le cadre de notre travail, nous allons présenter une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC représentée par la figure 2.10.

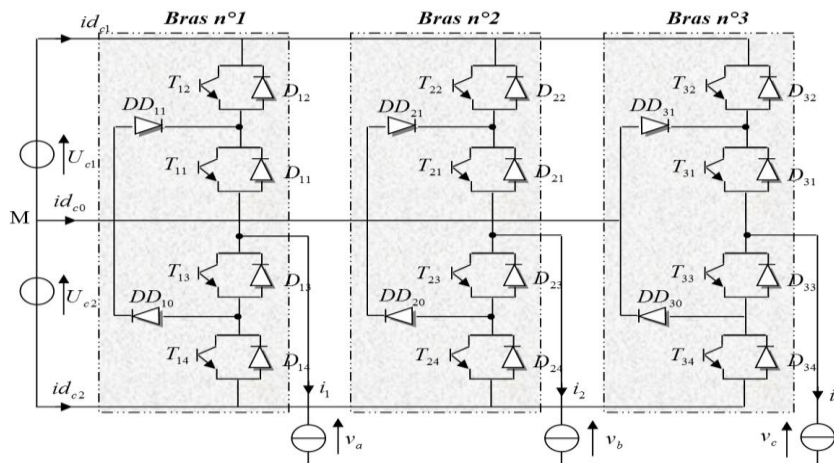


Figure 2.8 Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux triphasés à structure NPC.

### 2.9.2.2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

On peut alors présenter chaque paire de transistor-diode d'un bras de l'onduleur par un seul interrupteur bidirectionnel :

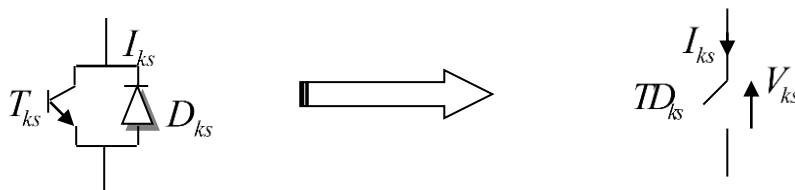


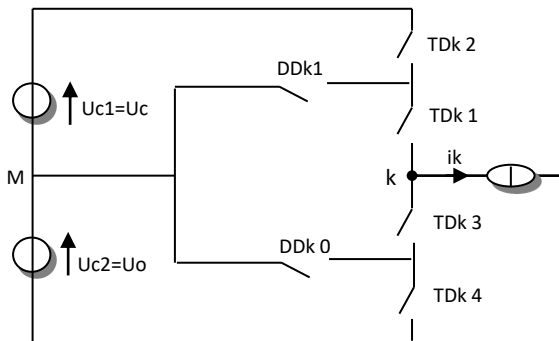
Figure 2.9 Schéma de l'équivalence de la paire transistor-diode et de l'interrupteur bidirectionnel.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées dans les figures : a.b.c.d.e, les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau 1(avec M origine des potentiels et  $V_k$  le potentiel du nœud k du bras k). Pour la configuration E0, le potentiel  $V_k$  dépend de la charge de l'onduleur [39].

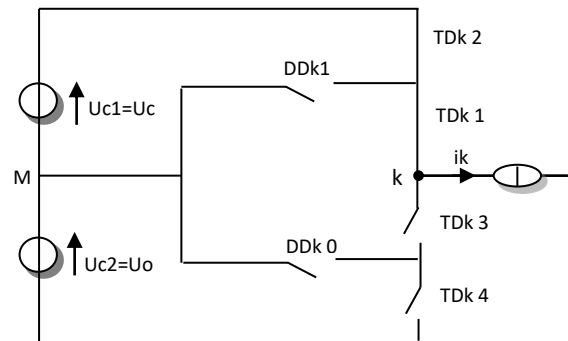
**Tableau 2.1** Grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras k d'onduleur à trois niveaux.

E0	$i_k=0$
E1	$V_k=U_{c1}=U_c$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c2}=-U_c$
E4	$V_k=0$

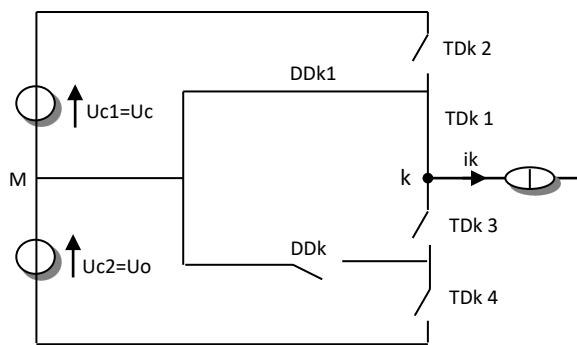
Pour chaque configuration, on a les figures suivantes qui représentent les cinq cas possible de fermeture ou ouverture des interrupteurs : [24]



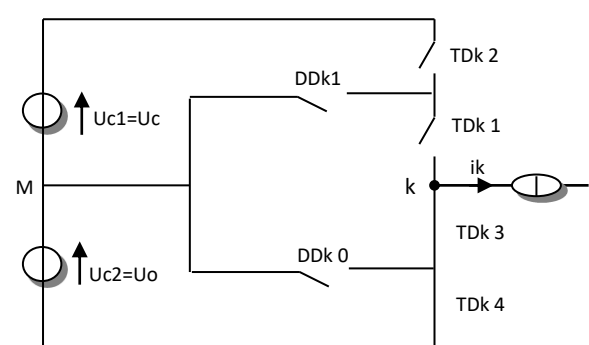
**Fig.a** La configuration de E0



**Fig.b** La configuration de E1



**Fig.c** La configuration de E2



**Fig.d** La configuration de E3

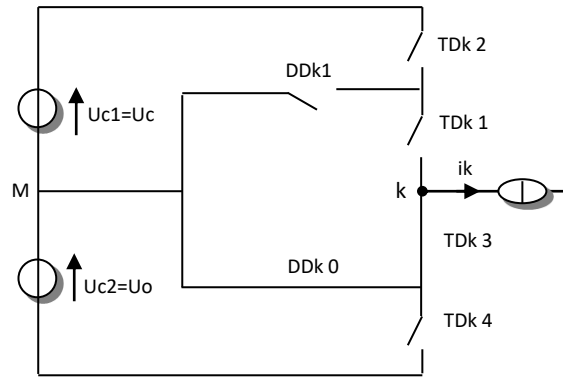


Fig.e La configuration de E4

Figure 2.10 Configuration des commutateurs de l'onduleur.

### 2.9.2.3 Commandabilité d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet de délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable. Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras.

$$\left\{ \begin{array}{l} Bk1 = \overline{Bk2} \\ Bk3 = \overline{Bk4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Bk1 = \overline{Bk3} \\ Bk2 = \overline{Bk4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Bk1 = \overline{Bk4} \\ Bk2 = \overline{Bk3} \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Il a été démontré que la commande : [42]

$$\left\{ \begin{array}{l} Bk1 = \overline{Bk4} \\ Bk2 = \overline{Bk3} \end{array} \right. \text{ Est celle qui donne les trois niveaux de tension } Uc1, 0 \text{ et } -Uc2.$$

Donc qui permet le fonctionnement en mode commandable, mais après élimination du cas inconnue. Le tableau 2.2, montre bien les résultats de cette commande :

Tableau 2.2 : Les différents niveaux et l'état correspondant à chaque interrupteur (Fermé=1 et ouvert=0).

Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Vk
0	0	1	1	-Uc2
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	Uc1

Bki : commande de la base du transistor Tki.

C'est cette commande qu'on va adopter par la suite de notre étude.

### 2.9.2.4 Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux

#### a) Fonction de connexion Fki :

Elle définit l'état de l'interrupteur, elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 si le cas contraire en mode commandable, les fonctions de connexions de l'onduleur sont liées par la relation :

$$Fki = \begin{cases} 1 & \text{Interrupteur fermé} \\ 0 & \text{Interrupteur ouvert} \end{cases} \quad (2.41)$$

$$\begin{cases} Fk1 = 1 - Fk4 \\ Fk2 = 1 - Fk3 \end{cases} \quad \text{On définit la fonction de connexion correspond à la configuration E3 du}$$

demi bras comme suit :

$$\begin{cases} F^b k1 = Fk1 \cdot Fk2 \\ F^b k0 = Fk3 \cdot Fk4 \end{cases} \quad (2.42)$$

On désigne par :

1 : le demi-bras du haut

0 : le demi-bras du bas.

Les potentiels des nœuds A, B, C par rapport aux point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux (Figure 2.12), s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F^b 11 \cdot Uc1 - F^b 10 \cdot Uc2) \\ V_{BM} = (F^b 21 \cdot Uc1 - F^b 20 \cdot Uc2) \\ V_{CM} = (F^b 31 \cdot Uc1 - F^b 30 \cdot Uc2) \end{cases} \quad (2.43)$$

Les tensions simples de sortie d'onduleur, se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$\begin{aligned} V_A &= (2 \cdot V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) / 3 \\ V_B &= (2 \cdot V_{BM} - V_{CM} - V_{AM}) / 3 \\ V_C &= (2 \cdot V_{CM} - V_{BM} - V_{AM}) / 3 \end{aligned} \quad (2.44)$$

Ce qui permet de déduire ses expressions en utilisant les fonctions de demi-bras : [34]

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F^b 11 \\ F^b 21 \\ F^b 31 \end{bmatrix} Uc1 - \begin{bmatrix} F^b 10 \\ F^b 20 \\ F^b 30 \end{bmatrix} Uc2 \right\} \quad (2.45)$$

Les courants d'entrée  $i_{dc1}$ ,  $i_{dc2}$ ,  $i_{dc0}$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux (voir figure 2.12) s'expriment en fonction des courants de la charge  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  comme suit : [39]

$$\begin{aligned} i_{dc1} &= F^b_{11}.i_1 + F^b_{21}.i_2 + F^b_{31}.i_3 \\ i_{dc2} &= F^b_{10}.i_1 + F^b_{20}.i_2 + F^b_{30}.i_3 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Le courant  $i_{dc0}$  sera:

$$i_{dc0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{dc1} - i_{dc2}$$

### 2.9.2.5 Stratégie de commande MLI

La commande MLI sinus triangulaire, est définie par deux porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre d'une demi période de hachage  $1/(2f_p)$ . Ceci permet une réduction du taux d'harmonique des tensions de sortie. Plusieurs porteuses sont possibles, on choisit celle en dents de scie bipolaire [31].

Le principe de modulation consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse à un signal sinusoïdal appelé référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Cette technique est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation " $m$ " et le taux de modulation " $r$ ".

- L'indice de modulation " $m$ " égal au rapport de la fréquence de la porteuse " $f_p$ "
- " par celle de la fréquence " $f_{ref}$ " de la tension de référence  $m = f_p / f_{ref}$ .
- Le taux de modulation " $r$ " est égal au rapport de l'amplitude  $V_{ref}$  de la tension de référence par la porteuse  $U_p$  ( $r = V_{ref} / U_p$ ).

L'algorithme correspondant à cette stratégie de commande se résume en deux étapes :

- Etape 1 : Détermination des signaux  $V_{k0}$  et  $V_{k1}$

Nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

➤ Le signal  $V_{k1}$  correspondant au demi-bras k du haut est obtenu en comparant un signal de référence  $V_{kref}$  à une porteuse en dents de scie bipolaire  $U_{p1}$ .

$$(V_{kref} \geq U_{p1}) \rightarrow V_{k1} = 1 \quad (2.47)$$

$$(V_{kref} < U_{p1}) \rightarrow V_{k1} = 0 \quad (2.48)$$

➤ Le signal  $V_{k0}$  correspondant au demi-bras k du bas est obtenu en comparant le même signale de référence  $V_{kref}$  à une porteuse en dents de scie bipolaire  $U_{p2}$  identique à  $U_{p1}$  et déphasée d'une demi période.

$$(V_{kref} \geq U_{p1}) \rightarrow V_{k0} = 0 \quad (2.49)$$

$$(V_{kref} < U_{p2}) \rightarrow V_{k0} = -1 \quad (2.50)$$

▪ Etape 2 : Détermination du signal  $V_k$

Nous reconstituons l'image de la tension  $V_{km}$  de la phase k de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu M appelé  $V_k$  :

$$V_k = V_{k1} + V_{k0} \quad (2.51)$$

Et nous déduisons les signaux de commande de chaque interrupteur du bras k. Les ordres des commandes des interrupteurs  $B_{ki}$  sont alors donnés par :

$$\begin{aligned} Si \quad V_k = 1 &\rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1 \\ Si \quad V_k = -1 &\rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0 \\ Si \quad V_k = 0 &\rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0 \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}}; B_{k4} = \overline{B_{k4}} = \overline{B_{k1}} \end{aligned} \quad (2.52)$$

### 2.9.3 Association machine Asynchrone double étoile-onduleur trois niveaux

Dans cette partie on va simuler le fonctionnement de l'association machine asynchrone double étoile – onduleurs triphasé, et on va prendre comme stratégie de commande celle qu'on a développé précédemment où on à trouvé moins d'harmoniques (deux porteuses en dents de scie bipolaire). Pour la machine asynchrone double étoiles on va prendre seulement deux cas où l'angle physique et l'angle entre les tentions d'alimentation sont en phase,  $0^\circ$  et  $30^\circ$  pour montrer le cas où la MASDE fonctionne avec des ondulations de couple et courants réduit.



Pour l'association machine asynchrone double étoile -onduleur trois niveaux, il faut avoir deux onduleurs de tension triphasés. Le schéma de principe de ces deux onduleurs est montré par à les deux Figures 2.(11-12).

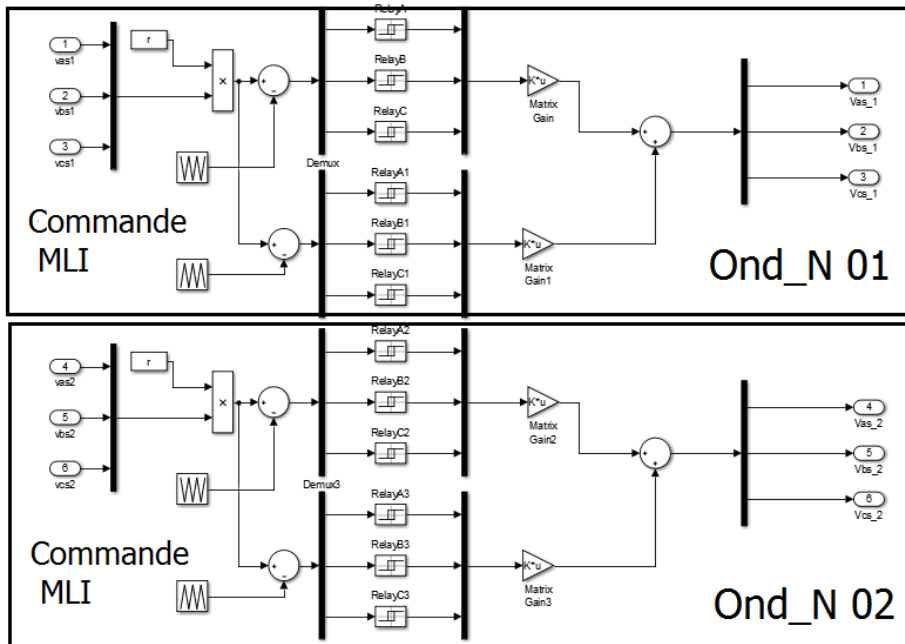


Figure 2.11 Les deux onduleurs de tension commandés par MLI.

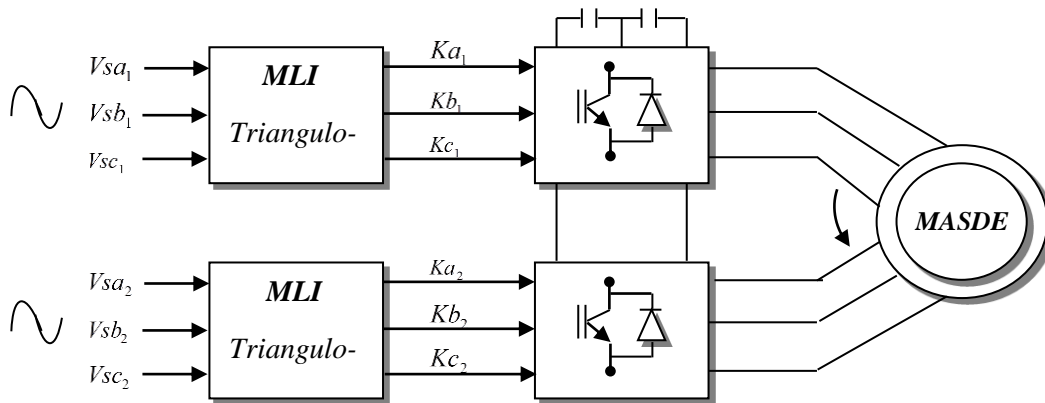


Figure 2.12 Schéma de principe de l'association onduleur à trois niveaux-MASDE.

### 2.9.3.1 Simulation et interprétation des résultats essai à vide

Les figures 2.13 et 2.14, représentent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée double étoile alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires ( $m=21, fp=50, rc=0.001$ ), avec l'application d'un couple de charge ( $Cr=14 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t=1.5s$ .

On remarque que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (Figure 2.6).

Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés, ce qui montre qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotoriques d'autre part.

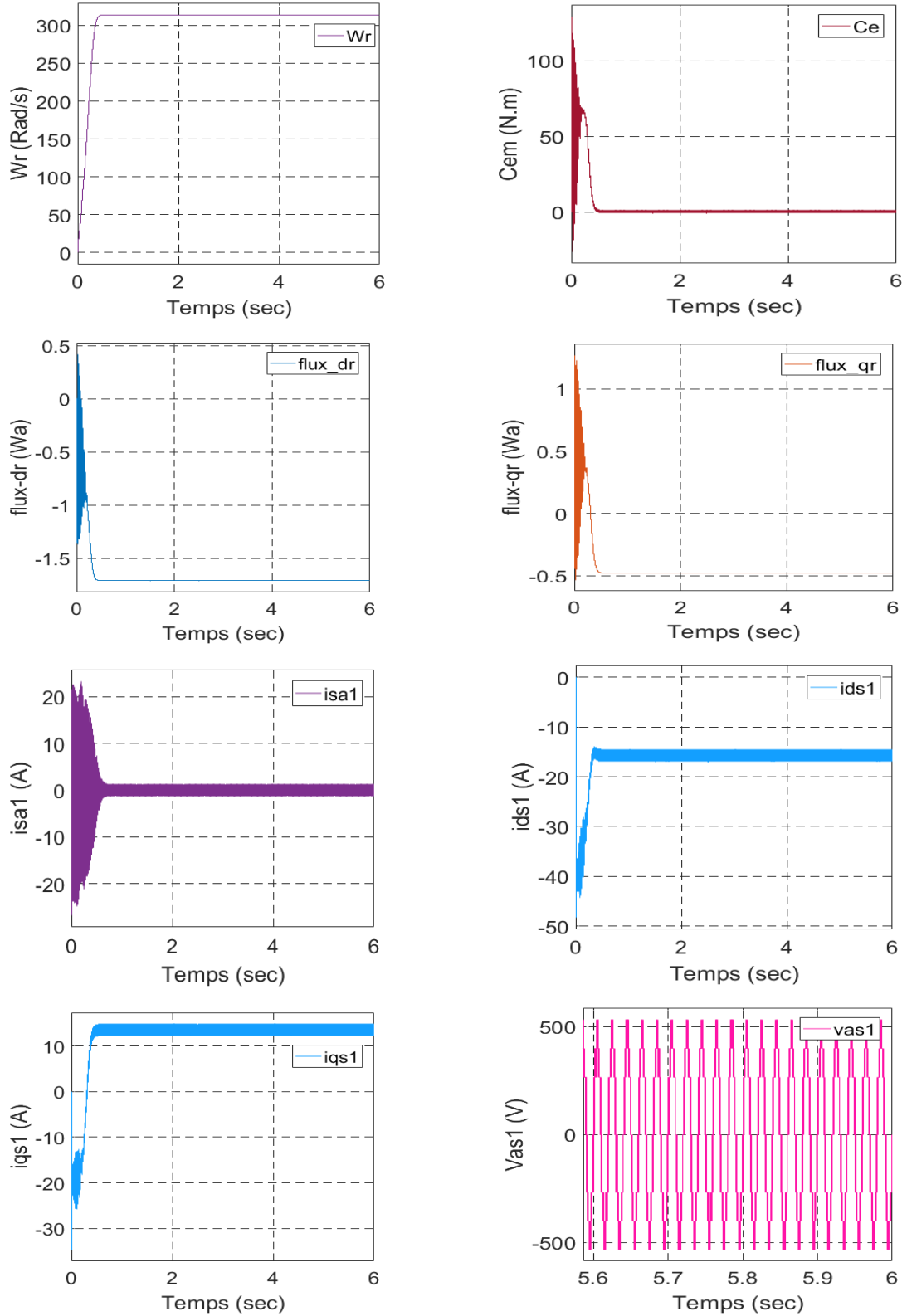


Figure 2.13 Comportement de la machine asynchrone double étoile lors d'un démarrage à vide alimenté par un onduleur à trois niveaux.  $m=21, fp=50, rc=0.001$ .

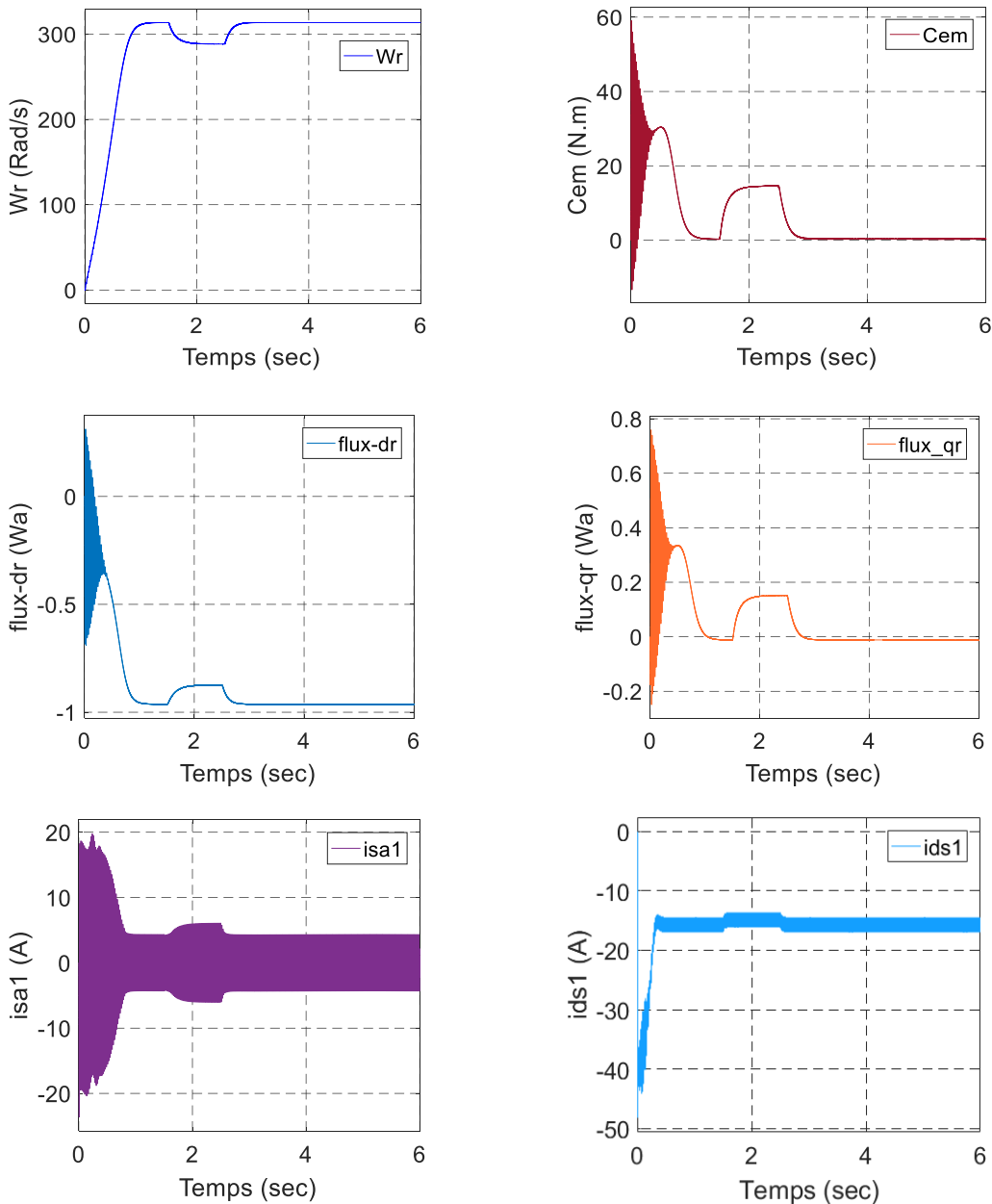
### 2.9.3.2 Interprétation des résultats essai en charge

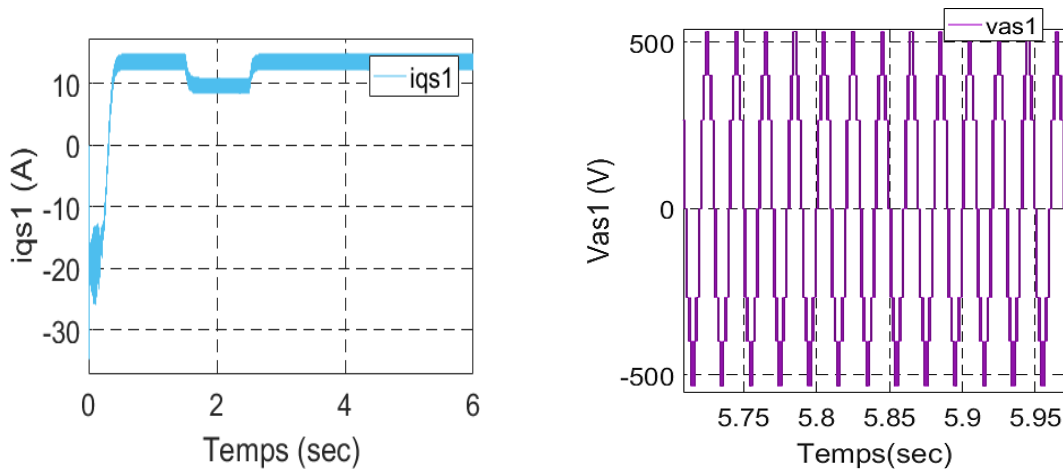
Nous avons simulé le démarrage de la MASDE à vide et en charge, alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux pour angle  $\alpha$  ( $30^\circ$ ) et un rapport de  $m=21$ .

La présence d’harmoniques dans les courants, conduit à des oscillations du couple autour d’une valeur moyenne, un démarrage relativement lent du moteur.

Nous pouvons constater dans ce cas que l’ondulation du couple est sensiblement réduite.

Nous pouvons conclure, qu’une MASDE avec des enroulements décalés de  $30^\circ$ , alimentée par onduleurs de tension en MLI triangulo-sinusoïdale n’est intéressante, que si nous utilisons deux porteuses afin de minimiser les ondulations de couple. Les déformations excessives du courant conduisent à des pertes joules statoriques déraisonnables et à un risque





**Figure 2.14** Comportement de la machine asynchrone double étoile lors d'un démarrage en charge alimenté par un onduleur à trois niveaux.  $m=21$ ,  $f=50$ ,  $r=0.9$ .

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile, dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cela nous a permis d'établir un modèle de PARK, qui réduit le système d'état électrique de la machine de neuf à six équations.

Ensuite, nous avons associé la machine avec un convertisseur multiniveaux, il s'agit de l'onduleur triphasé à trois niveaux du type NPC, nous avons défini les différentes configurations d'un bras de cet onduleur, et la visualisation de la tension de sortie de l'onduleur pour les différentes stratégies, montre que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse.

L'augmentation de l'indice de modulation, permet de repousser les harmoniques de la tension vers des ordres élevés.

Enfin, nous avons présenté la simulation de l'association onduleur à trois niveaux-MASDE. Nous pouvons conclure qu'une MASDE avec des enroulements décalés de  $30^\circ$ , alimentée par onduleurs de tension en MLI, triangulo-sinusoidal n'est intéressante que si nous utilisons deux porteuses en dents de scie bipolaire afin de minimiser les ondulations du couple, et pour avoir la symétrie dans la forme de la tension.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine, le second chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

---

***Chapitre 3 : Commande  
vectorielle de la  
machine  
Asynchrone double  
étoile***

---

---

## Chapitre 3 : Commande vectorielle de la machine Asynchrone double étoile

---

### 3.1 Introduction

K.Hasse, et F.Blaschke, sont les pères de la commande vectorielle des moteurs à courant alternatif. Le premier propose la commande vectorielle indirecte en 1968, le second A proposé la commande vectorielle directe en 1971 [42, 43, 44]. Werner Leonhard, de l'université technique de Brunswick pose les bases de la commande à flux orienté et contribue à rendre les moteurs à courant alternatif compétitif face aux moteurs à courant continu [45,46].

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle. Afin de simplifier cette étape de synthèse, on réalise un découplage qui permet ainsi d'envisager un modèle linéaire découplé [17,47].

Ce chapitre sera consacré à l'étude et la présentation par simulation de la commande vectorielle d'une MASDE, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, On proposera par la suite les différentes méthodes de commande, à savoir, la méthode directe et indirecte. Nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux.

#### 3.1.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est d'éliminer le problème de couplage entre les deux axes directs (d) et quadrature (q), ce qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation indépendante, et a comme principale avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. En effet le courant inducteur est producteur de flux, alors que le courant d'induit est producteur de couple [11, 25, 32] Figure (3.1).

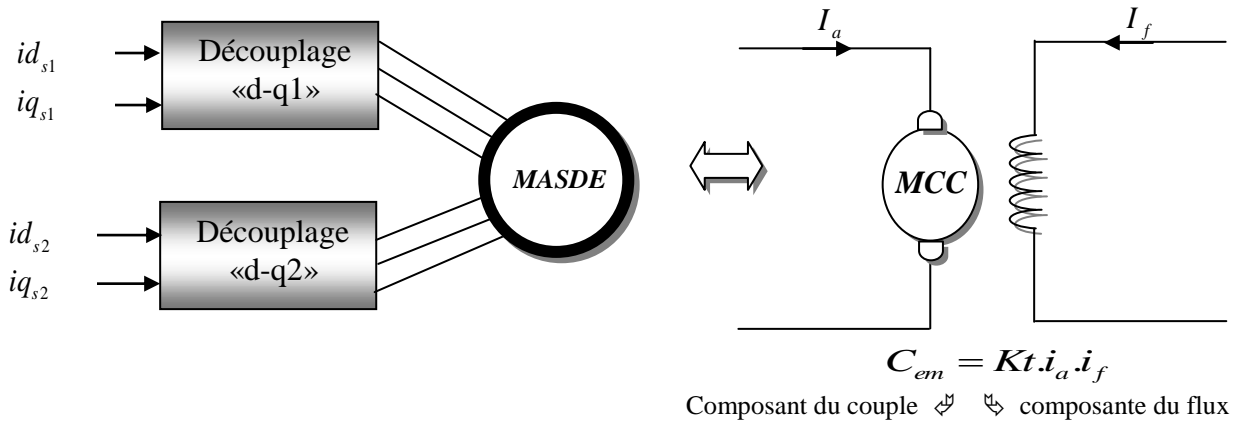


Figure 3.1 Commande découplée pour la Mcc et la MASDE.

Les machines à courant alternatif sont plus attractives car elles répondent à toutes les exigences, cependant le couplage existant entre le flux et le couple les rend difficilement commandable ; en outre le régime transitoire de ces machines dépend de plusieurs grandeurs et son modèle est généralement non linéaire. Le modèle de PARK permet d’apporter certaines simplifications. Un choix judicieux du repère de PARK, permet d’obtenir un modèle de machine asynchrone proche de celle à courant continu, en dissociant le courant statorique en deux composantes, le courant direct qui contrôle le flux et le courant en quadrature qui contrôle le couple électromagnétique. [30, 34]

Le but de cette commande est d’assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d’une machine à courant continu à excitation séparée (Fig. 3.1). En effet dans une machine à courant continu, le courant d’induit contrôle le couple et le courant inducteur contrôle le flux.

L’expression du couple électromagnétique de la MCC est donnée par :

$$C_{em} = K_t \cdot i_a \cdot i_f$$

### 3.1.2 Orientation du flux

Il existe trois types d’orientation du flux :

- ❖ Orientation du flux rotorique avec les conditions :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$
- ❖ Orientation du flux statorique avec les conditions :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$
- ❖ Orientation du flux d’entrefer avec les conditions :  $\varphi_{dm} = \varphi_m$  et  $\varphi_{qm} = 0$

Beaucoup de chercheurs utilisent l’orientation du flux rotorique pour la commande de la machine asynchrone. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d’orientation du

flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire flux directe rotorique égale au flux rotorique et le flux quadratique nulle :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \left[ (i_{sq1} + i_{sq2}) \phi_{dr} - (i_{sd1} + i_{sd2}) \phi_{qr} \right] \quad (3.1)$$

L'équation (3.2), devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \left[ (i_{sq1} + i_{sq2}) \phi_r \right] = k \phi_r i_{qs} \quad (3.2)$$

Avec :

$$k = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} ;$$

$$i_{qs} = (i_{sq1} + i_{sq2})$$

D'après l'équation (3.2) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. [48, 49, 50].

### 3.2 Méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe, a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte, a été introduite par K. Hasse. [30, 49, 51]

### 3.3 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase, qui doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que, les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères, telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.



### 3.3.1 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux, mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

## 3.4 Réalisation de la commande vectorielle

### 3.4.1 Modèle mathématique de la MASDE

En partant du système (2.30) et en posant ( $\varphi_{rd} = \varphi_r$  et  $\varphi_{rq} = 0$ ), on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\ v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\ C_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) \end{array} \right. \quad \text{avec :} \quad \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd1} = L_{s1} i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1} i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s1} i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s1} i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_r = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Et :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \varphi_{sd1} = \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 \varphi_{sd2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 \varphi_{sq1} = \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} \\
 \varphi_{sq2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq2} \\
 i_{rd} = \frac{\varphi_r - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})}{(L_r + L_m)} \\
 i_{rq} = \frac{-L_m (i_{sq1} + i_{sq2})}{(L_r + L_m)}
 \end{array} \right. \quad (3.4)$$

En remplaçant dans le système (3.3), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \left[ (L_{s1} + b) \frac{di_{sd1}}{dt} + b \frac{di_{sd2}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} \right] - \omega_s [(L_{s1} + b) i_{sq1} + b i_{sq2}] \\
 v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \left[ (L_{s1} + b) \frac{di_{sq1}}{dt} + b \frac{di_{sq2}}{dt} \right] + \omega_s [(L_{s1} + b) i_{sd1} + b i_{sd2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r] \\
 v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \left[ (L_{s1} + b) \frac{di_{sd2}}{dt} + b \frac{di_{sd1}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} \right] - \omega_s [(L_{s1} + b) i_{sq2} + b i_{sq1}] \\
 v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \left[ (L_{s1} + b) \frac{di_{sq2}}{dt} + b \frac{di_{sq1}}{dt} \right] + \omega_s [(L_{s1} + b) i_{sd2} + b i_{sd1} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r] \\
 \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \varphi_r \\
 (\omega_s - \omega_r) = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\
 C_{em} = \frac{L_m}{(L_m + L_r)} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}))
 \end{array} \right. \quad (3.5)$$

Avec :  $b = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r}$

Les équations (3.5), montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique  $\varphi_r$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$ , par l'intermédiaire respectivement des composantes  $(isd1+isd2)$  et  $(iqs1+iqs2)$  des courants statoriques. Afin d'assurer un contrôle du couple et de

pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux  $\varphi_r$  est maintenu à sa valeur nominale. Par contre les équations des tensions montrent un couplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

En tenant compte que  $\varphi_r$  est maintenu constant à sa valeur nominale  $\varphi_m$ , et à partir des systèmes (3.3) et (3.4) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1} = \frac{\varphi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rd} - i_{sd2} \\ i_{sd2} = \frac{\varphi_r}{L_m} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rd} - i_{sd1} \\ i_{sq1} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rq} - i_{sq2} \\ i_{sq2} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) i_{rq} - i_{sq1} \\ i_{rd} = - \frac{d\varphi_r}{R_r dt} \\ i_{rq} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (3.6)$$

En dérivant ce système d'équation (3.6) par rapport au temps, on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd1}}{dt} = \frac{1}{L_m} \frac{d\varphi_r}{dt} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{di_{sd2}}{dt} \\ \frac{di_{sd2}}{dt} = \frac{1}{L_m} \frac{d\varphi_r}{dt} - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{di_{sd1}}{dt} \\ \frac{di_{sq1}}{dt} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{di_{sq2}}{dt} \\ \frac{di_{sq2}}{dt} = - \left( \frac{L_r + L_m}{L_m} \right) \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{di_{sq1}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = - \frac{1}{R_r} \frac{d^2\varphi_r}{dt^2} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

En tenant compte que  $\varphi_r$  est maintenu constant alors :  $\frac{d\varphi_r}{dt} = 0$  et  $\frac{d^2\varphi_r}{dt^2} = 0$  car  $\varphi_r = \varphi_m$  alors le système (3.7) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd1}}{dt} = -\frac{di_{sd2}}{dt} \\ \frac{di_{sd2}}{dt} = -\frac{di_{sd1}}{dt} \\ \frac{di_{sq1}}{dt} = -\frac{di_{sq2}}{dt} \\ \frac{di_{sq2}}{dt} = -\frac{di_{sq1}}{dt} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

À partir du système (3.8) le système (3.5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + \left[ L_s \frac{di_{sd1}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} \right] - \omega_s [(L_s + b)i_{sq1} + b.i_{sq2}] \\ v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + \left[ L_s \frac{di_{sq1}}{dt} \right] + \omega_s [(L_s + b)i_{sd1} + b.i_{sd2}] + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\ v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \left[ L_s \frac{di_{sd2}}{dt} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\varphi_r}{dt} \right] - \omega_s [(L_s + b)i_{sq2} + b.i_{sq1}] \\ v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \left[ L_s \frac{di_{sq2}}{dt} \right] + \omega_s [(L_s + b)i_{sd2} + b.i_{sd1}] + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \varphi_r \\ (\omega_s - \omega_r) = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \omega_r \\ C_{em} = \frac{L_m}{(L_m + L_r)} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Avec :  $L_s = L_{s1}$

$$b = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r}$$

### 3.5 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (3.5), on aura : [25, 30, 40]

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (3.10)$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (3.11)$$

En remplaçant (3.11) dans (3.3) on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r^* \\ \varphi_{sq1} = \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} \\ \varphi_{sd2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sd2} + \left( \frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r^* \\ \varphi_{sq2} = \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \left( L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{sq2} \end{cases} \quad (3.12)$$

et on a :

$$\begin{aligned} \varphi_r^* &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} &= -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \end{aligned} \quad (3.13)$$

En remplaçant (3.10), (3.11) et la deuxième équation de (3.13) dans le système d'équations (3.9) on trouve :

$$\begin{aligned} v_{sd1}^* &= R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1}^* &= R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^*) \\ v_{sd2}^* &= R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2}^* &= R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^*) \end{aligned} \quad (3.14)$$

On a :

$$\begin{aligned} i_{sq1}^* + i_{sq2}^* &= \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* &= \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Où,  $x_j^*$  la grandeur de référence des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (3.14), on prend les premières parties linéaires d'équation (3.16), et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques, pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned}
 v_{sd1l} &= R_{s1}i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} \\
 v_{sq1l} &= R_{s1}i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} \\
 v_{sd2l} &= R_{s2}i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} \\
 v_{sq2l} &= R_{s2}i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2}
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Le système (3.16) montre que les tensions statoriques  $(v_{sd1l}, v_{sd2l}, v_{sq1l}, v_{sq2l})$  sont directement reliées aux courants statoriques  $(i_{sd1}, i_{sd2}, i_{sq1}, i_{sq2})$ . Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références  $(v_{sd1}^*, v_{sd2}^*, v_{sq1}^*, v_{sq2}^*)$  à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{sd1}^* &= v_{sd1l} - v_{sd1c} \\
 v_{sq1}^* &= v_{sq1l} + v_{sq1c} \\
 v_{sd2}^* &= v_{sd2l} - v_{sd2c} \\
 v_{sq2}^* &= v_{sq2l} + v_{sq2c}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 v_{sd1c} &= \omega_s^* (L_{s1}i_{sq1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{sq1c} &= \omega_s^* (L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r^*) \\
 v_{sd2c} &= \omega_s^* (L_{s2}i_{sq2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{sq2c} &= \omega_s^* (L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r^*)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI, dont la synthèse est la suivante :

### 3.5.1 Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La Figure 3.2 montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q. [15, 25]

### 3.5.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la Figure 3.2 est écrite comme suit :

$$\frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p s}{L_{s1} s^2 + (R_{s1} + k_{pd1})s + k_{id1}}$$

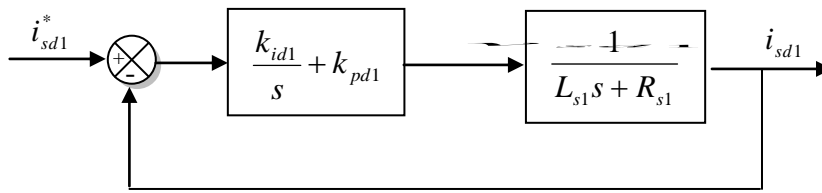


Figure 3.2 Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$ , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\rho_{d1}s + 2\rho_{d1}^2$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1}$$

$$k_{id1} = 2\rho_{d1}^2L_{s1}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq1}$ , et  $i_{sq2}$  donc nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{pd2} &= 2\rho_{d2}L_{s2} - R_{s2} & k_{pq1} &= 2\rho_{q1}L_{s1} - R_{s1} & k_{pq2} &= 2\rho_{q2}L_{s2} - R_{s2} \\ k_{id2} &= 2\rho_{d2}^2L_{s2} & k_{iq1} &= 2\rho_{q1}^2L_{s1} & k_{iq2} &= 2\rho_{q2}^2L_{s2} \end{aligned}$$

### 3.5.3 Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présent sur la Figure 3.3.

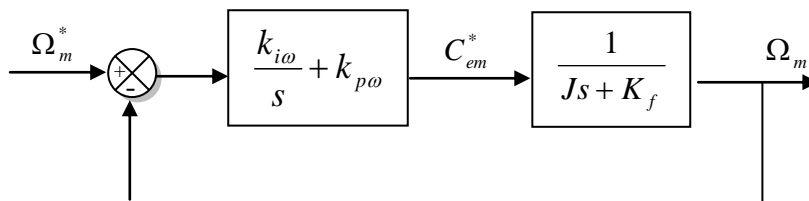


Figure 3.3 Schéma réduit de régulation de vitesse.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même procédure utilisée dans le cas des régulateurs de courants.

$$k_{pw} = 2\rho_{\omega}J - K_f$$

$$k_{iw} = 2\rho_{\omega}^2J$$

A partir des équations (3.14), (3.15), (3.16), (3.17) et (3.18), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant  $i_{sd1}^* = i_{sd2}^*$ , et  $i_{sq1}^* = i_{sq2}^*$ . Figure 3.4.

### 3.5.4 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\phi_r^n$  pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$ . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. [52 ,53]

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (3.19)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{sign}(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (3.20)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure : Figure 3.4.

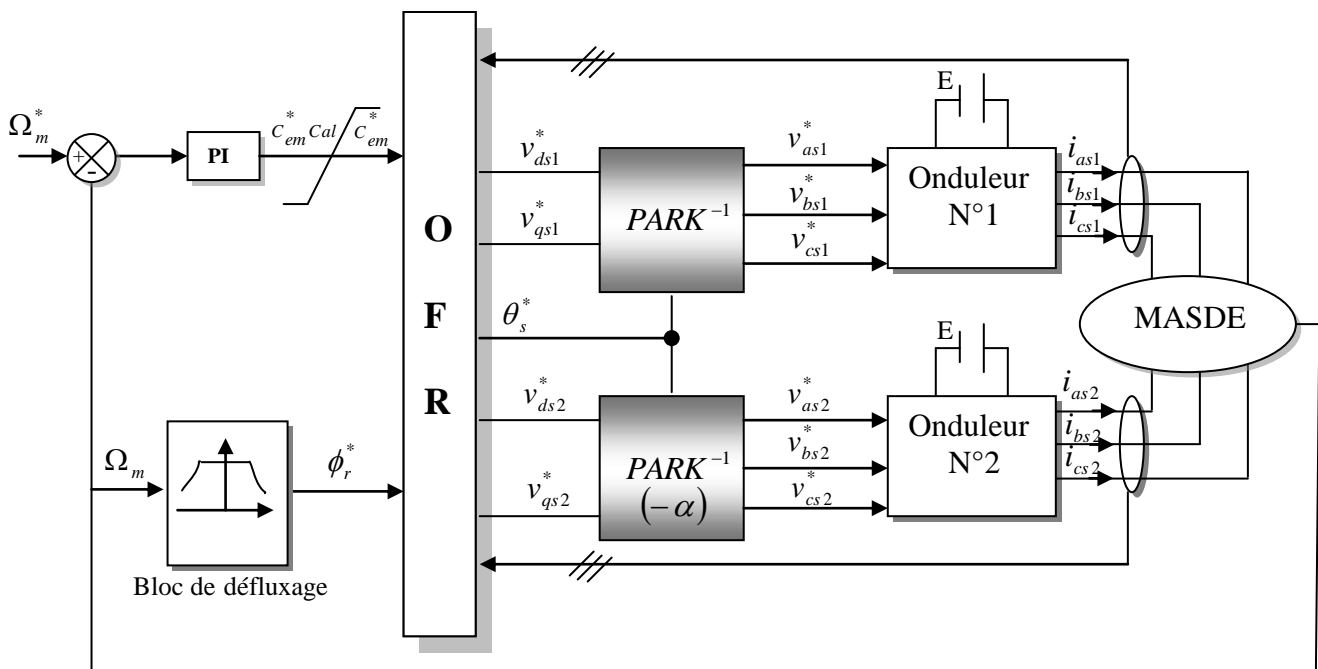


Figure 3.4 Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

### 3.5.5 Résultats et interprétations

#### a) Essai à vide

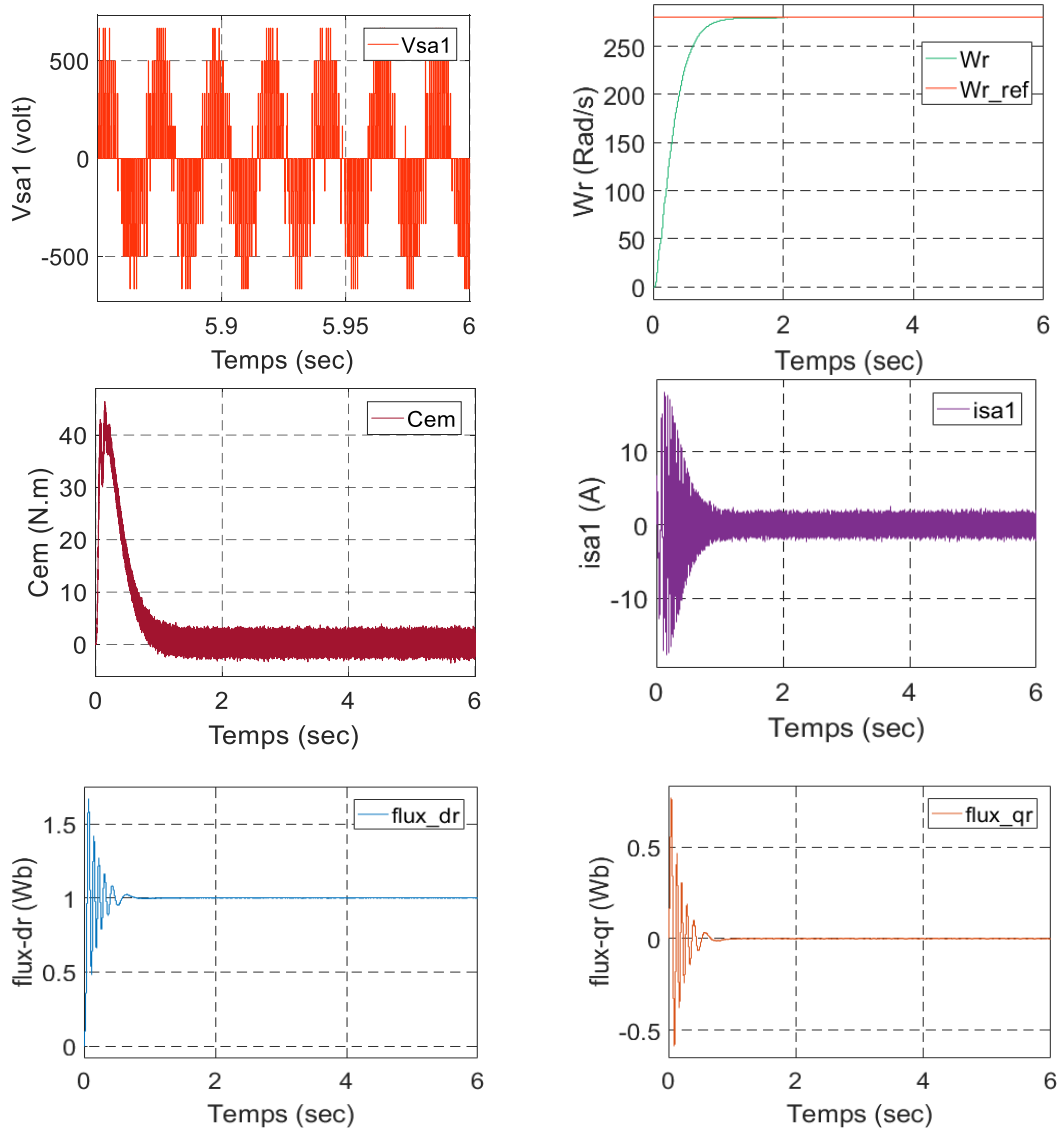
Le schéma du bloc de découplage IFOC est représenté par la Figure (3.5), sachant que  $i_{d1}^* = i_{d2}^*$  et  $i_{q1}^* = i_{q2}^*$ .



Pour évoluer les performances de la MASDE avec une commande vectorielle indirecte, nous avons effectué des simulations numériques sous les conditions suivantes :

- MASDE avec une commande vectorielle indirecte.
- Flux de référence égale à (1wb).
- Démarrage à vide avec application d'une vitesse de 280 rad/s.

La Figure 3.6 montre que le réglage par un régulateur PI donne les résultats acceptables suivant :



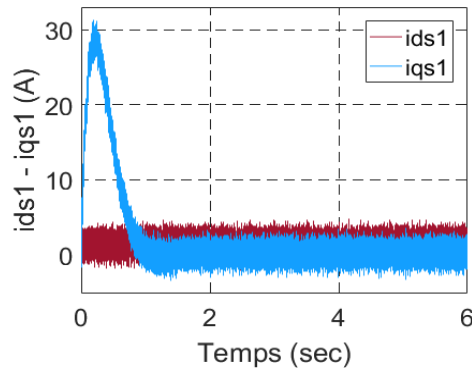


Figure 3.5 MASDE sous la commande vectorielle indirecte à vide.

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse  $\omega$  ((rad/sec)) rejoint sa valeur de consigne à  $t = 1$  Sec.

Le couple électromagnétique ( $C_{em}(N.m)$ ) atteint la valeur maximale de 56 N.m au temps de démarrage, Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple électromagnétique oscille autour de zéro.

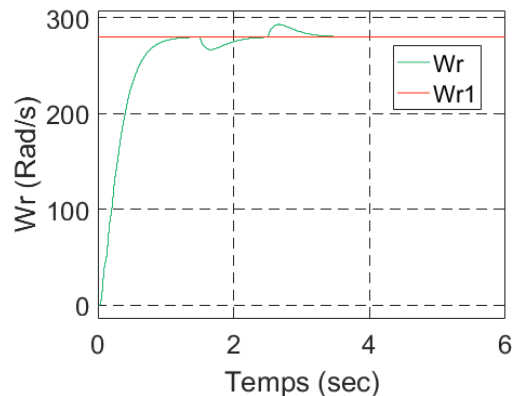
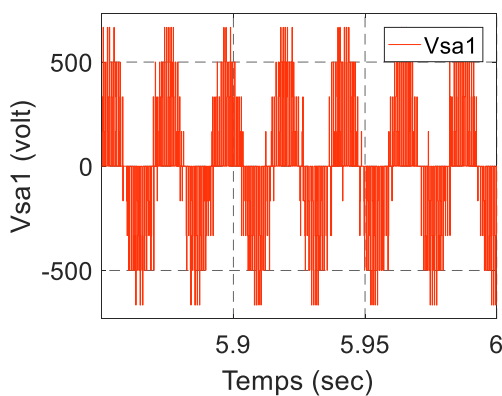
Le courant statorique  $i_{as1}$  a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14A.

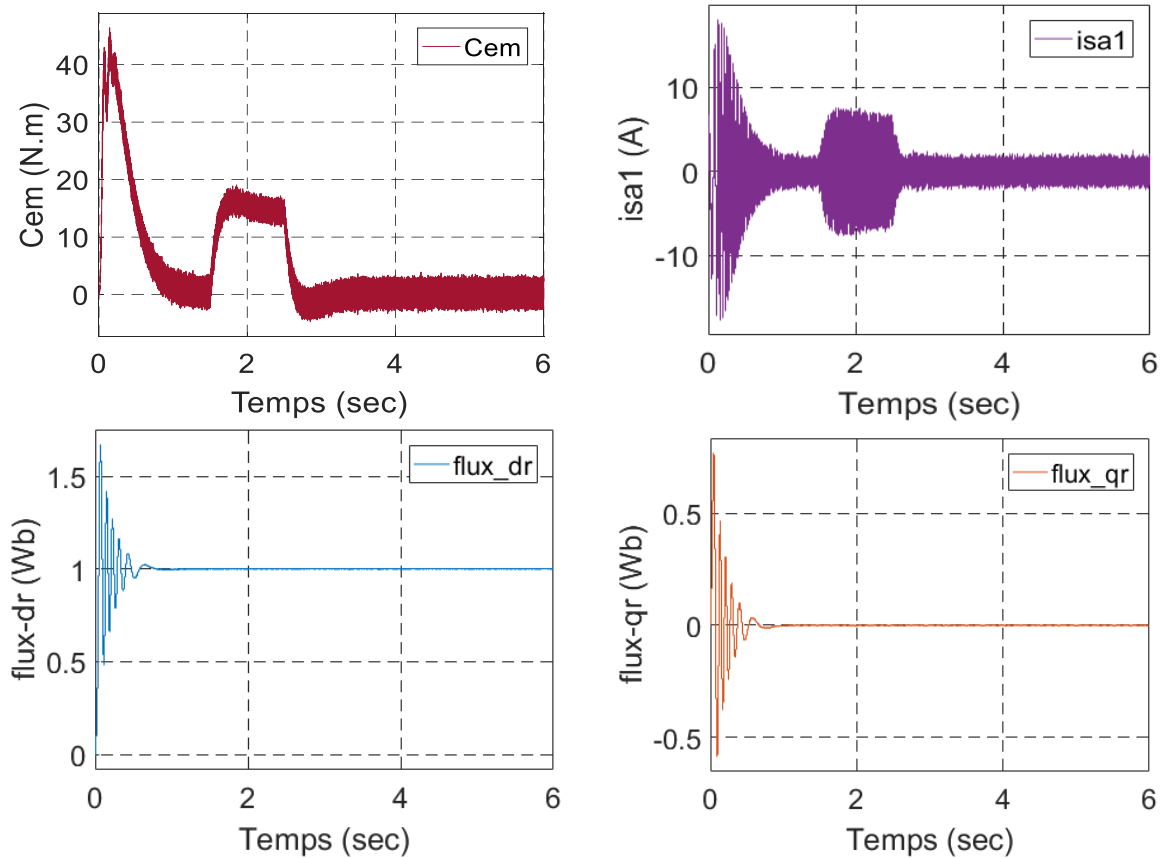
Les courants statoriques (étoilés 1 et 2) ont subi un appel de valeur d'environ 2 fois le courant nominal ( $i_{ds}$  atteint 4A) et ( $i_{qs}$  atteint 15A), et durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature ( $i_{qs}$  (A)) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique.

Les flux rotoriques direct et en quadrature progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toute fois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent, ( $\phi_{dr} = 1$  wb) et ( $\phi_{qr} = 0$  wb).

Donc la régulation de la vitesse de la MASDE est devenue similaire à celle de la Machine à courant continu à excitation séparée.

**b) Essai en charge :**





**Figure 3.6** MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.

La Figure 3.6 illustre les performances de la MASDE lors d'un essai en charge avec la commande vectorielle indirecte.

Pour évoluer les performances de la machine, nous avons effectué la simulation sous les conditions suivantes :

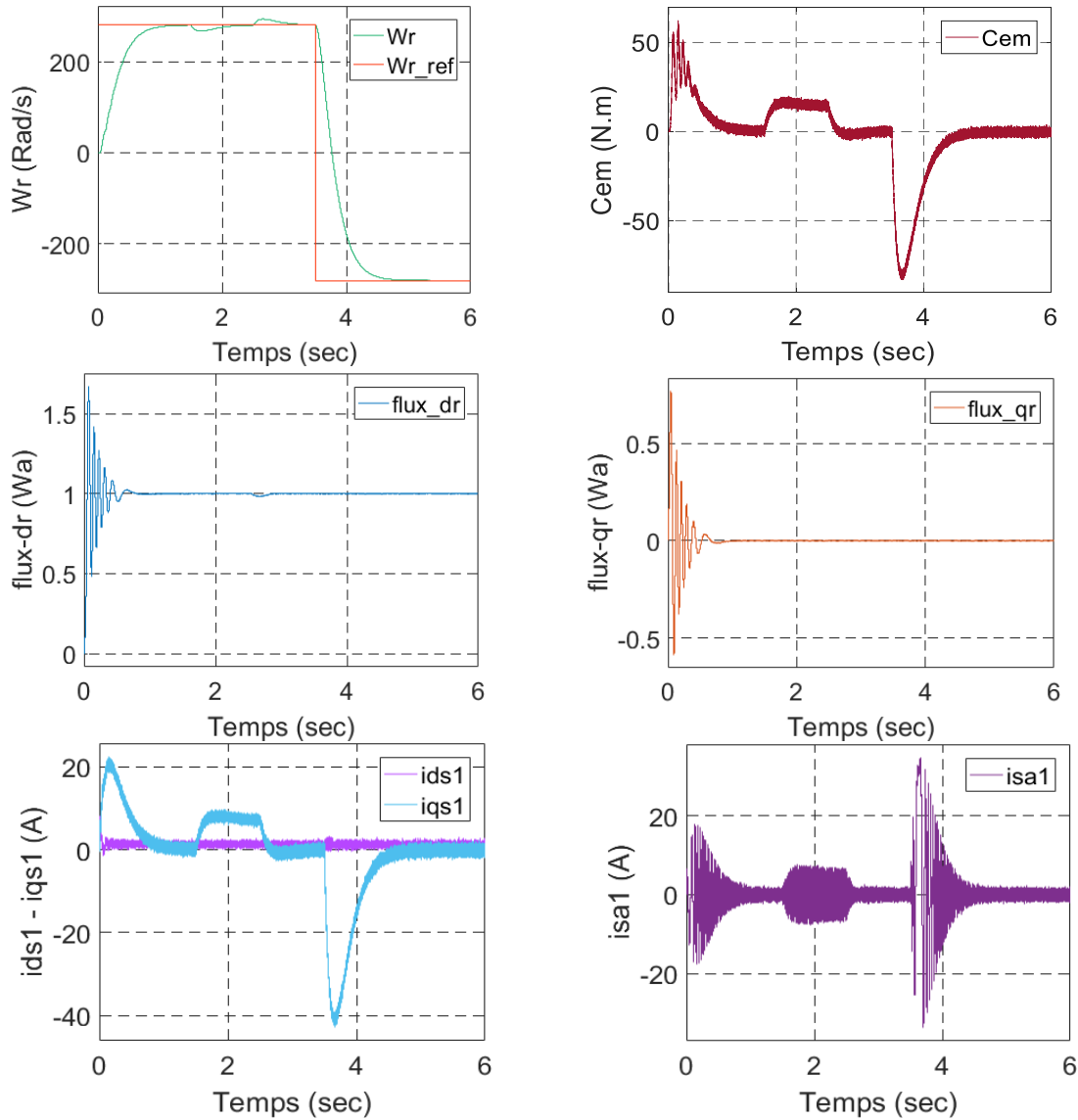
- Démarrage à vide avec application d'une vitesse de 280 rad/s et d'un couple résistant d'un couple résistant de : [14 et -14] respectivement dans l'intervalle [1.5, 2.5] sec.
- Flux de référence égale à (1wb).

L'application de la charge  $C_r = 14\text{N.m}$  (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps  $t = [1.5, 2.5]\text{s}$ , engendre des augmentations aux niveaux de la vitesse, l'application de la charge engendre une faible atténuation durant un court temps, puis elle reprend sa valeur de référence. Pour le couple électromagnétique, des courants statoriques et des courants rotoriques, qui se stabilisent respectivement à  $C_{em} = 14\text{N.m}$ ,  $i_{ds1} = i_{ds2} = 4\text{A}$ ,  $i_{qs1} = i_{qs2} = \text{entre } [6, 7.5]\text{A}$ .

La vitesse de rotation a subi une perturbation de ( $\pm 03$  rad/sec), entre l'intervalle de [1.5 – 2.5] et se stabilise après 0.5 sec à sa valeur de référence, et les flux rotoriques

demeurent fixes en poursuivant leurs consignes  $\varphi_{dr} = 1 \text{ wb}$  et  $\varphi_{qr} = 0 \text{ wb}$ .

### c) Inversion de sens de rotation



*Figure 3.7 MASDE sous la commande vectorielle Indirecte (inversion du sens de rotation).*

## 3.6 Régulation de la vitesse par la méthode directe

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. À cet effet, un estimateur du flux rotorique  $\phi_r$  est implanté à partir des mesures de courants statoriques, transformés en  $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$  et  $i_{qs2}$  et de la pulsation du glissement. [28,23]

Pour cette méthode, un nouveau schéma pour le découplage en tension, désigné par DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la Figure 3.8.

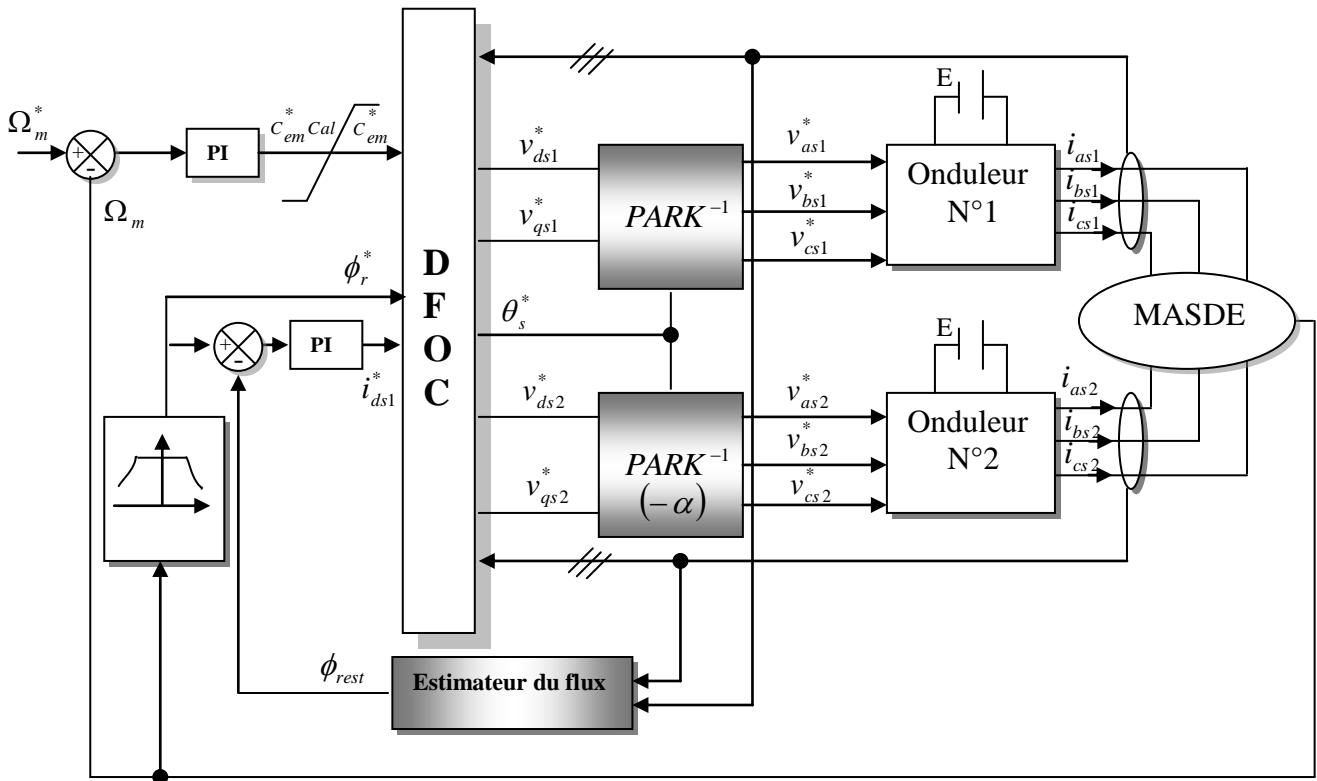


Figure 3.8 Commande vectorielle directe de la MASDE.

### 3.6.1 Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{drest} &= \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{drest} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qrest} &= \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl}^* \phi_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{qrest} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (2.22)$$

### 3.6.2 Régulateur du flux

Le schéma de régulation du flux est donnée sur la figure suivante avec :  $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$

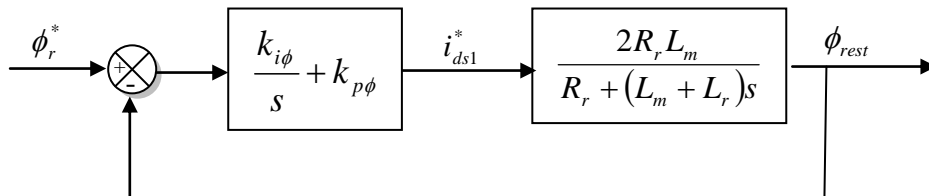


Figure 3.9 Schéma réduit de régulation de flux.

### 3.6.3 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_{rest}}{\phi_r^*} = \frac{2R_r L_m (k_{i\phi} + k_{p\phi} s)}{(L_m + L_r) s^2 + (R_r + 2k_{p\phi} R_r L_m) s + 2k_{i\phi} R_r L_m}$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous procédons par le principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$k_{p\phi} = \frac{2(L_m + L_r) - R_r}{L_m + L_r} \quad k_{i\phi} = \rho_\phi^2 \frac{L_m + L_r}{R_r L_m}$$

### 3.6.4 Simulation et interprétations des résultats

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE par la méthode directe est donné par la Figure 3.9:

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

- Pour le premier test le démarrage à vide avec application d'une vitesse de 280 rad/s. Figure 3.10
- Pour le deuxième test, il s'agit d'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à partir de  $t = [1.5\text{s} - 2.5\text{s}]$ . Figure 3.11 ;
- pour le troisième test, l'inversion du sens de rotation à  $t=3.5\text{s}$  de la vitesse.

Les mêmes tests de simulation effectués pour la commande indirecte ont été effectués pour la commande vectorielle directe de la vitesse. Pour évaluer les performances du réglage, nous avons simulé un démarrage à vide (vitesse consigne  $\omega^* = 280 \text{ rad/s}$ ), suivi par une application et élimination d'une charge ( $C_{ch}^n = 14 \text{ N.m}$ ) aux instants  $t = [1.5, 2.5] \text{ sec}$ , respectivement, les résultats (les Figures 3.11 et 3.12) nous montrent clairement que le comportement de la MASDE est le même que ce soit pour la commande vectorielle directe ou indirecte :

La vitesse de rotation suit sa valeur de référence avec un dépassement et un bon rejet de perturbation dans l'intervalle de  $t = [1.5, 2.5] \text{ sec}$ .

Les courants sont maintenus à leurs valeurs admissibles.

Le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

#### a) Essai à vide :

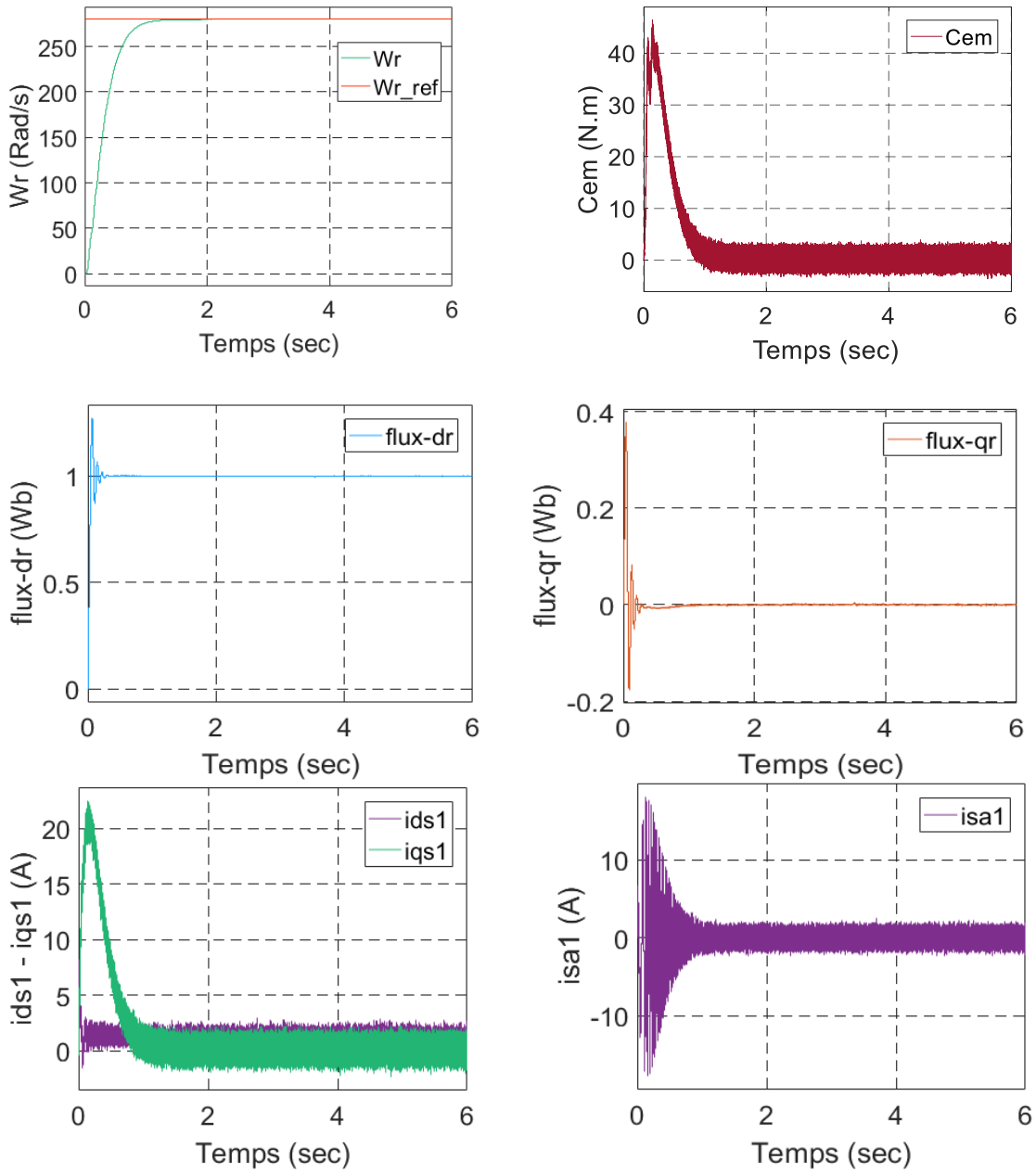
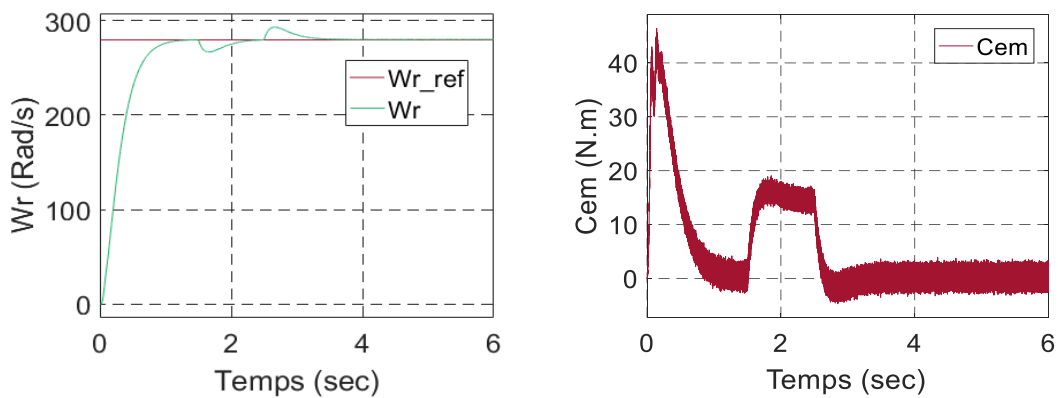


Figure 3.10 MASDE sous la commande vectorielle directe à vide.

**b) Essai en charge :**



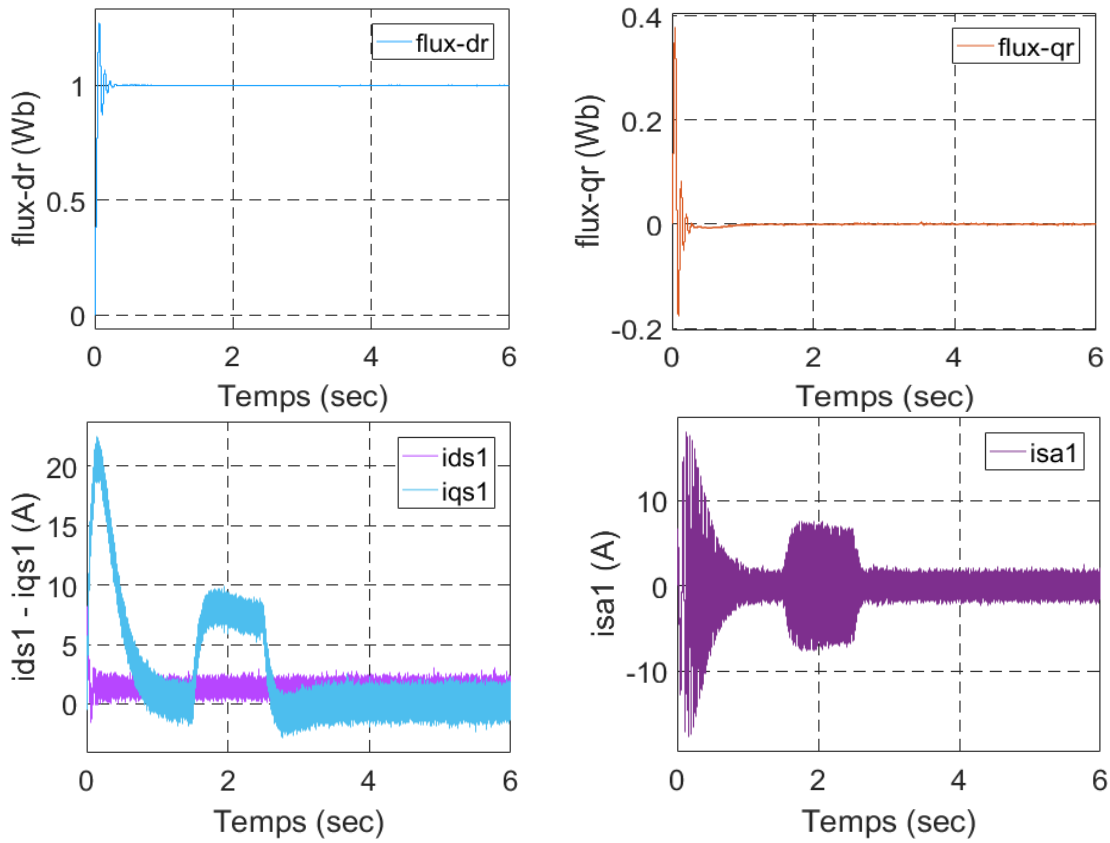
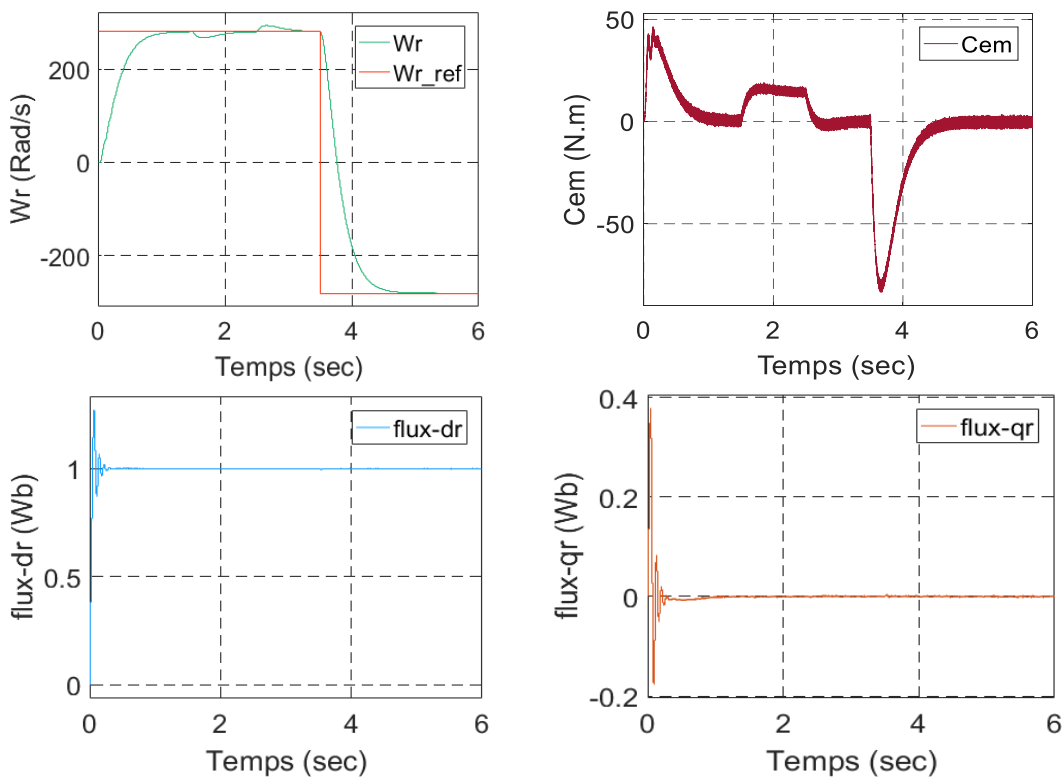


Figure 3.11 MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.

**c) Inversion de sens de rotation**





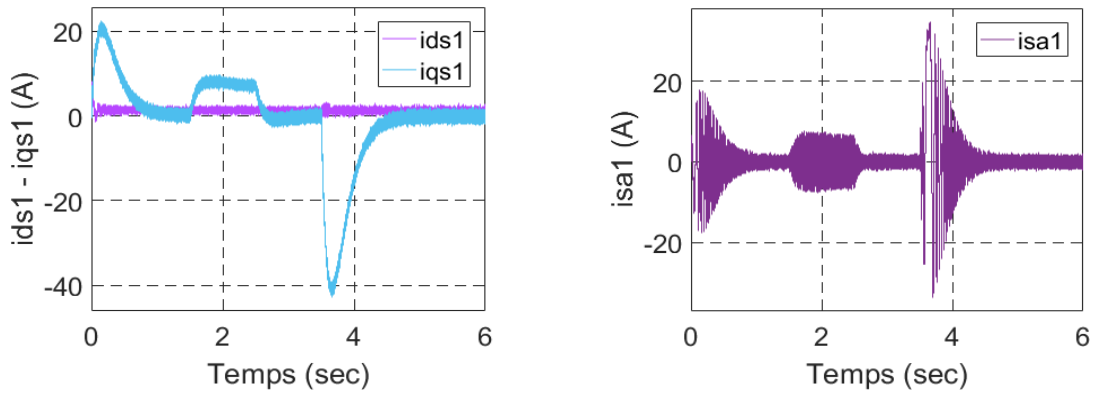


Figure 3.12 MASDE sous la commande vectorielle directe (inversion du sens de rotation).

### 3.7 Test de robustesse

La robustesse d’une commande est sa capacité à surmonter l’incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres internes de la MASDE.

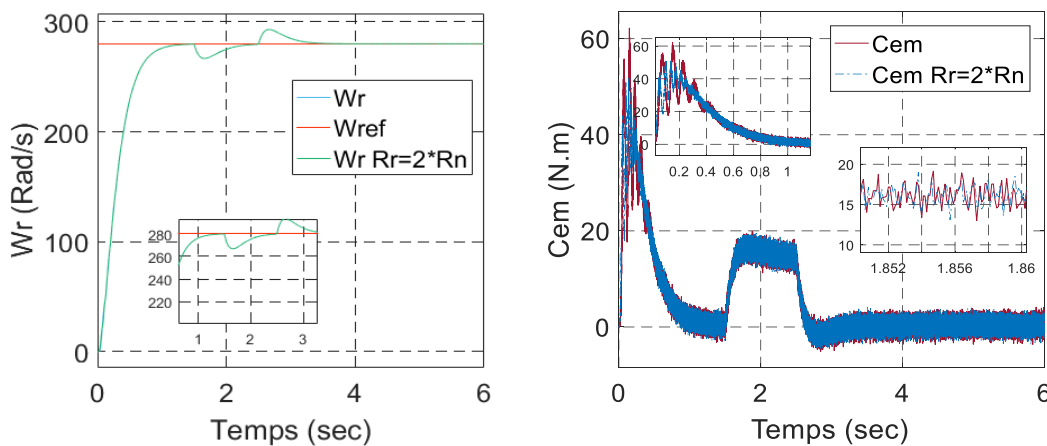
Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, trois tests ont été effectués :

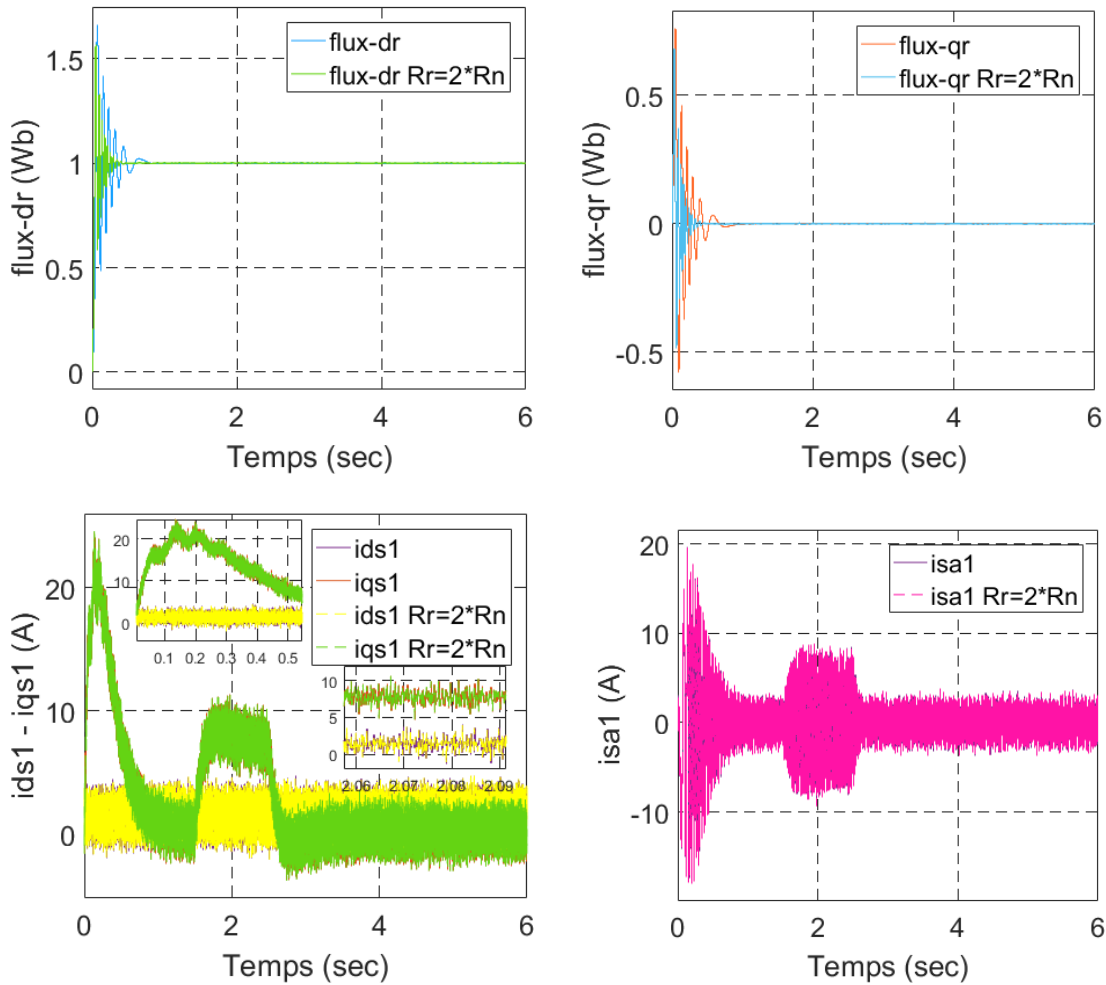
- 01/ Variation de la résistance rotorique.
- 02/ Variation du moment d’inertie.
- 03/ Variation de la résistance statorique.

#### 3.7.1 Variation de $R_r$ ( $R_r=2 \times R_n$ )

##### a) Méthode indirecte

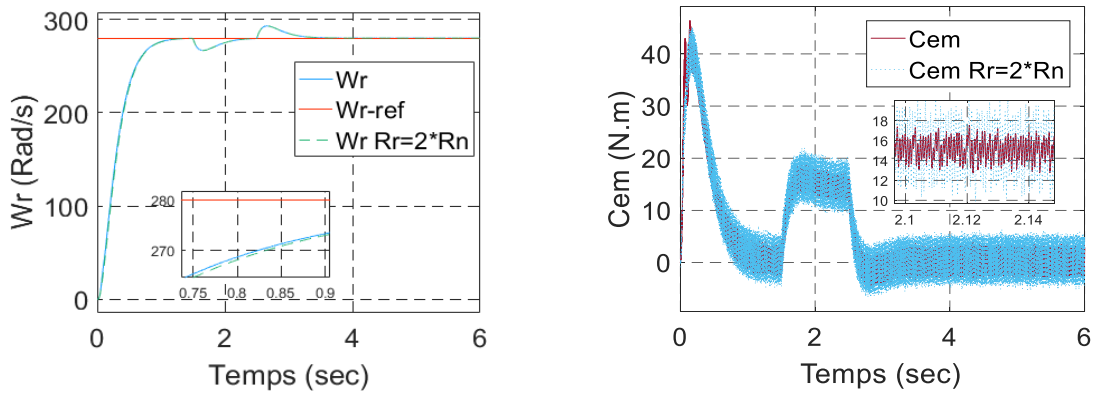
$\omega_r = [280 \text{ } -280]$  rad/sec, l’inversion du sens de rotation à  $t=3.5\text{sec}$ .

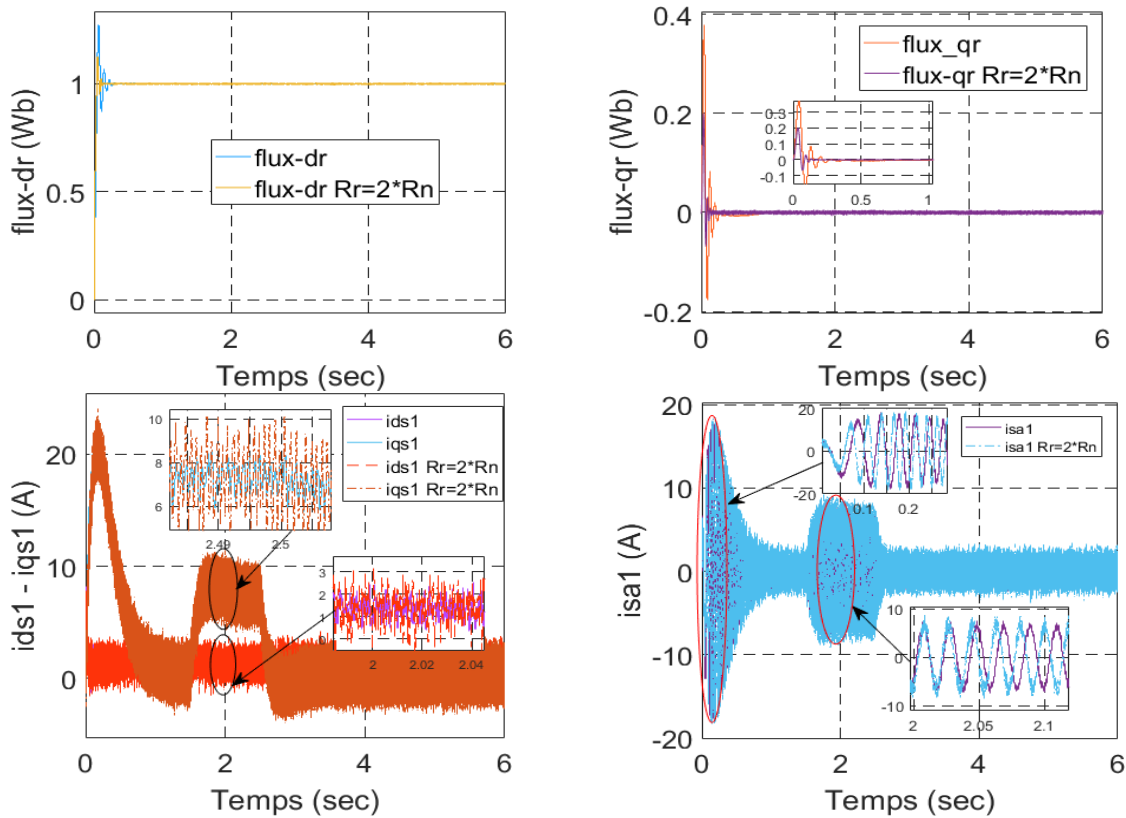




**Figure 3.13** Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances rotoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.

**a) Méthode direct :**





**Figure 3.14** Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances rotoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.

Nous avons testé le comportement de la régulation par rapport aux variations de la résistance rotorique, on a augmenté la valeur de la résistance rotorique  $R_r$  de +100% de sa valeur nominale, avec l'application des charges  $C_r = 14\text{N.m}$  après  $[1.5\ 2.5]\ \text{sec}$ , tout en imposant la vitesse de référence  $\omega_r = 280\ \text{Rad/s}$ .

Les performances des commandes (indirecte et directe) obtenues illustrées dans les deux Figures 3.13 et 3.14 qui concernent respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique, (dq) lors d'une variation paramétrique.

D'après les deux figures 3.13 et 3.14, on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de 1,1sec.

Dans la Figure 3.13, le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur ( $62\text{N.m}$ ), puis il s'immobilise proche de  $0\ \text{N.m}$  à l'instant  $t = 1\ \text{sec}$ . Ensuite on applique le couple de charge  $C_r = 14\ \text{N.m}$  à  $[1.5\ 2.5]\ \text{sec}$ . On remarque que le couple stabilise à  $C_{em} = 14\ \text{N.m}$ , le courant  $i_{qs1}$  évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes avec une légère variation. Une diminution au niveau du courant  $i_{sa1}$  (A) d'une grandeur inférieure à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de 0.95s, pour redonner lieu à la forme du régime permanent.

Dans la figure 3.14, le couple électromagnétique  $Cem$ , le courant quadratique  $iqs1$  et le courant statorique ont les mêmes allures dans la méthode indirecte, et les flux rotoriques évoluent de la même façon que ceux considérés précédemment.

### 3.7.2 Variation de J ( $J=1.5 \times J_n$ )

#### a) Méthode indirect

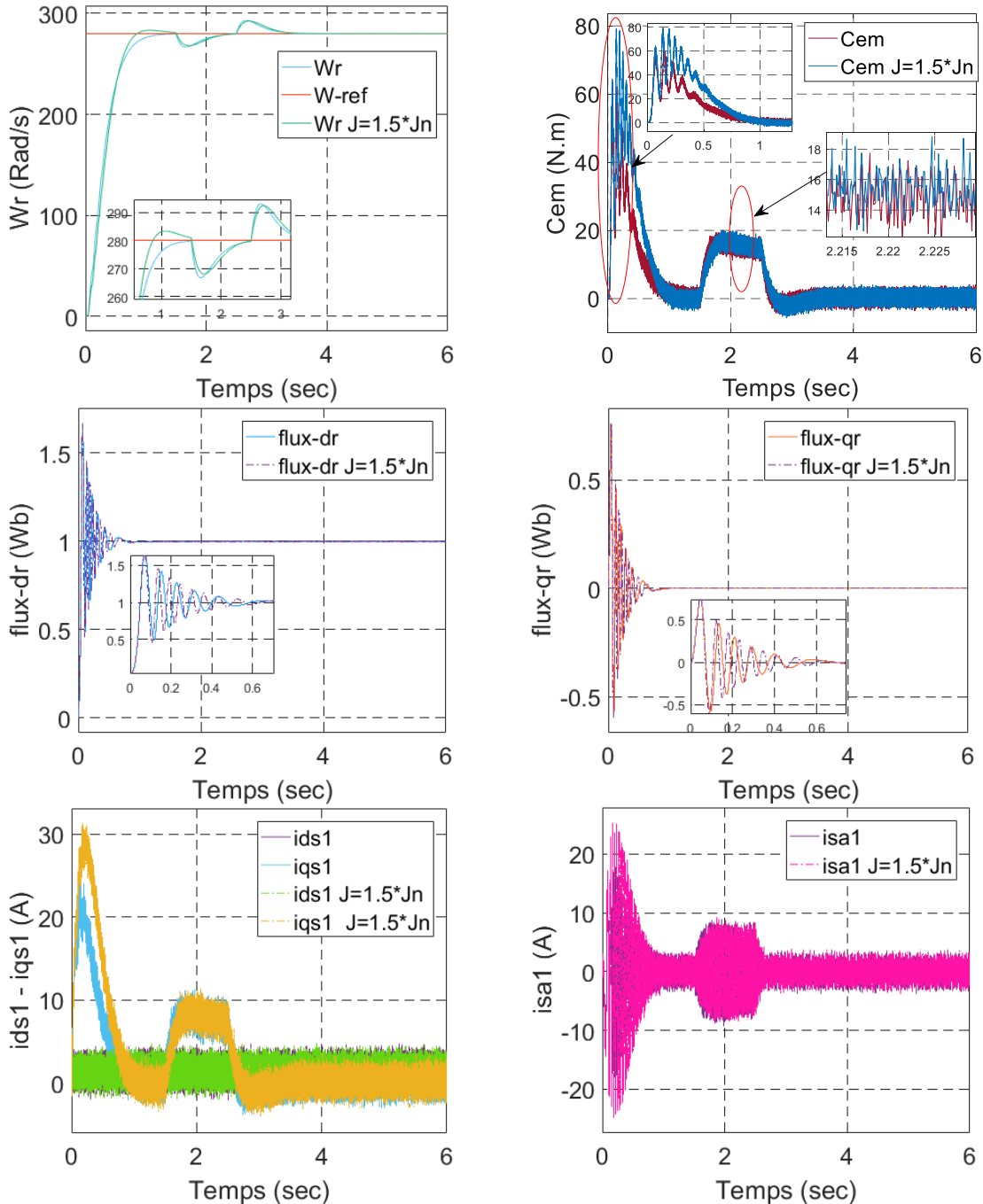
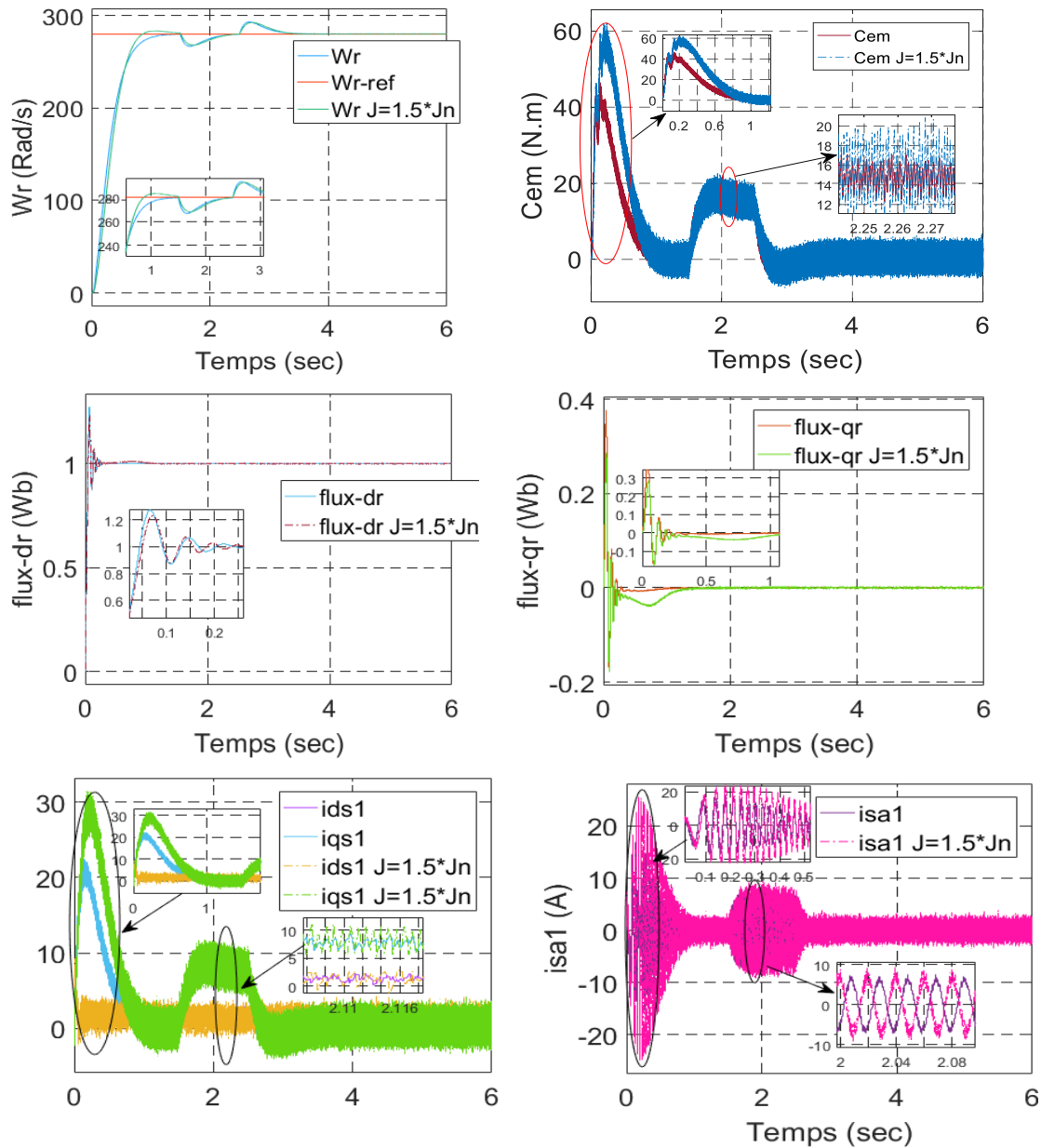


Figure 3.15 Test de robustesse pour une variation de +50% des moments inerties, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.

#### b) Méthode direct



**Figure 3.16** Test de robustesse pour une variation de +50% des moments inertiels, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.

Les figures 3.15 et 3.16 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations du moment d'inertie (J), devient ( $1.5 \cdot J$ ), on a augmenté la valeur du moment d'inertie +50% de sa valeur nominale, avec l'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  après [1.5 2.5] sec, toujours la vitesse de référence  $\omega_r = 280 \text{ Rad/s}$ .

Les performances des commandes (indirecte et directe) obtenues illustrées dans les deux Figures 3.15 et 3.16 qui concernes respectivement la vitesse du moteur, le flux rotorique, le couple électromagnétique et les courants statorique, (dq) lors d'une variation paramétrique.

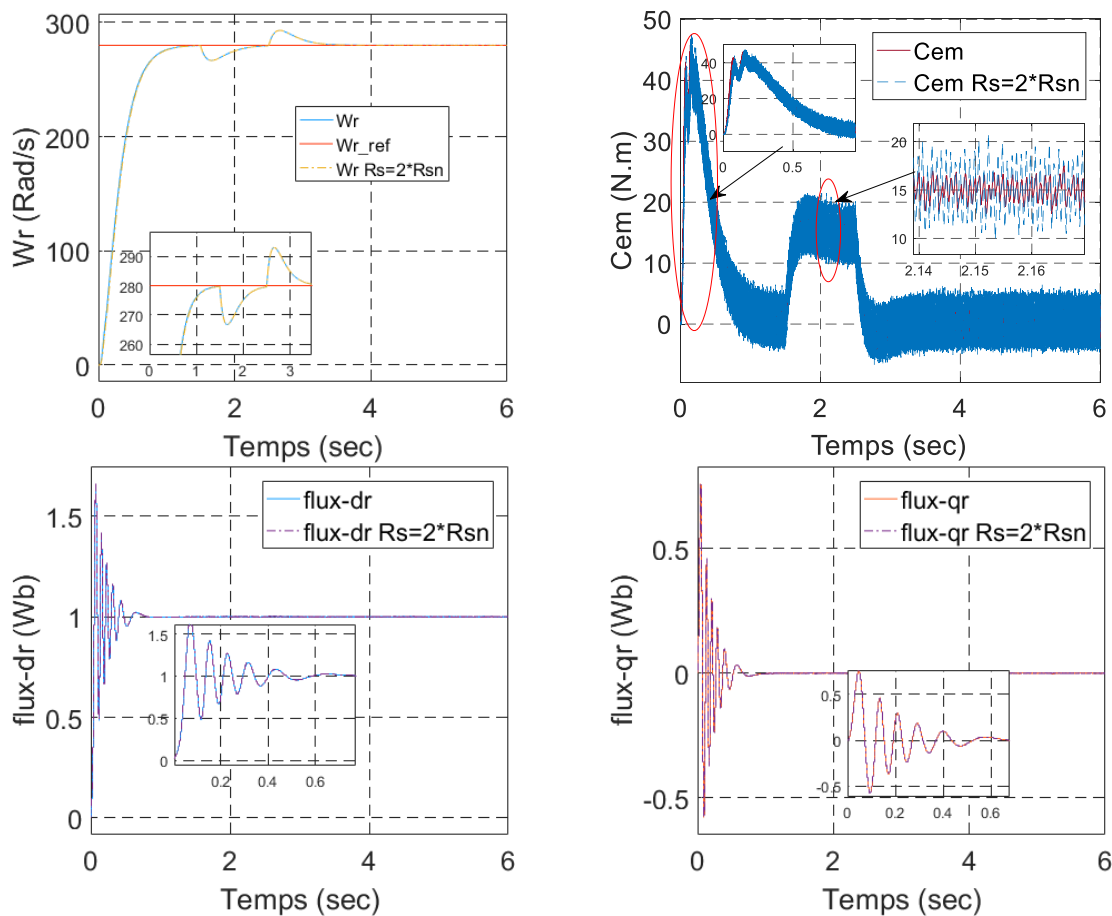
D'après les deux figures 3.15 et 3.16, nous notons que la vitesse a été légèrement affectée par le changement de J pour dépasser la vitesse de référence à  $\omega_r = 282 \text{ Rad/s}$ , puis la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de 1,1sec.

Dans la Figure 3.15, le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur (60N.m), puis il s'immobilise proche de 0 N.m à l'instant  $t = 1 \text{ sec}$ . Ensuite on applique le couple de charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à [1.5 2.5] sec. On remarque que le couple stabilise à  $C_{em} = 14 \text{ N.m}$ , le courant  $i_{qs1}$  évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes avec une légère variation. Une diminution au niveau du courant  $i_{sal}$  (A) d'une grandeur inférieure à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de 1 sec, pour redonner lieu à la forme du régime permanent.

Dans la figure 3.16, le couple électromagnétique  $C_{em}$ , le courant quadratique  $i_{qs1}$  et le courant statorique ont les mêmes allures dans la méthode indirecte, et les flux rotoriques évoluent de la même façon que ceux considérés précédemment.

### 3.7.3 Variation de $R_s$ ( $R_s = 2 \times R_{sn}$ )

#### a) Méthode indirect



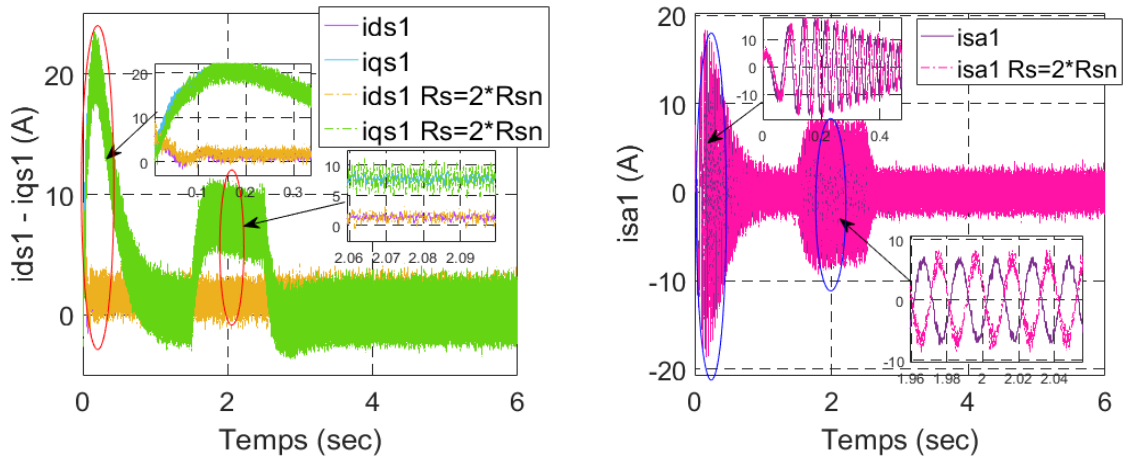
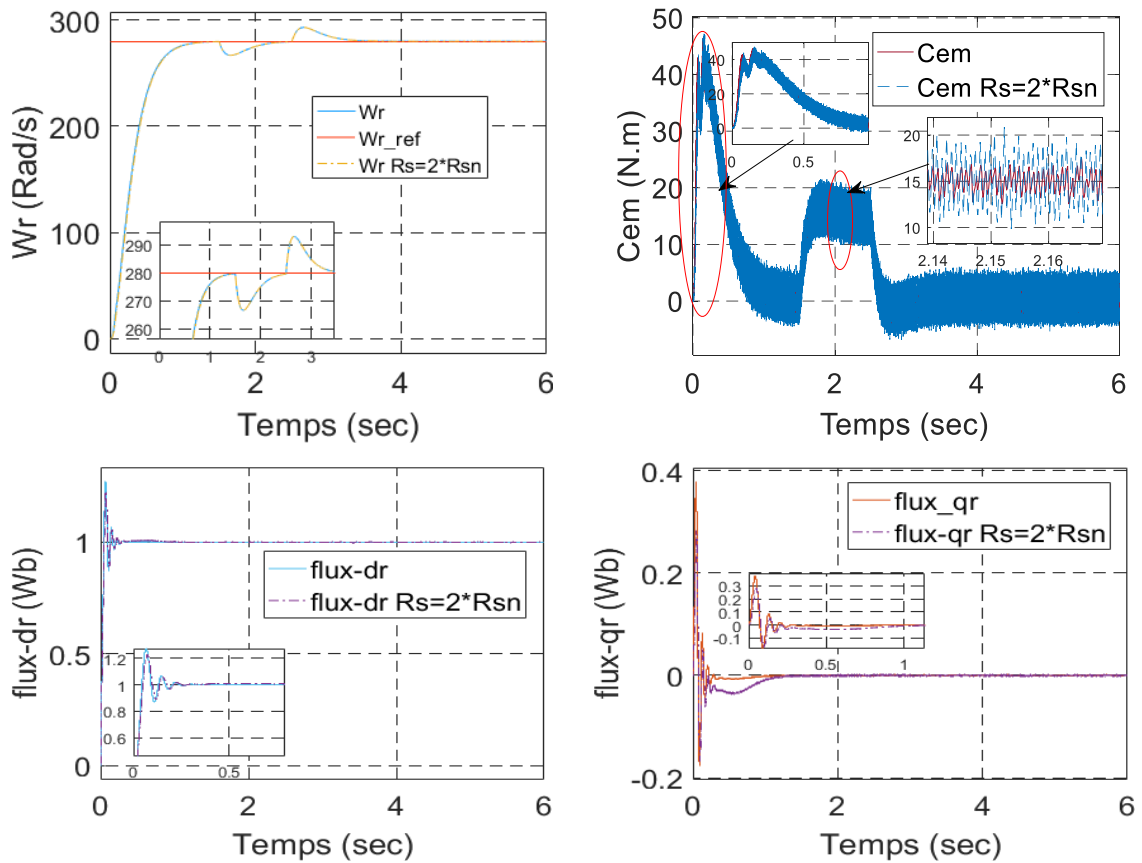
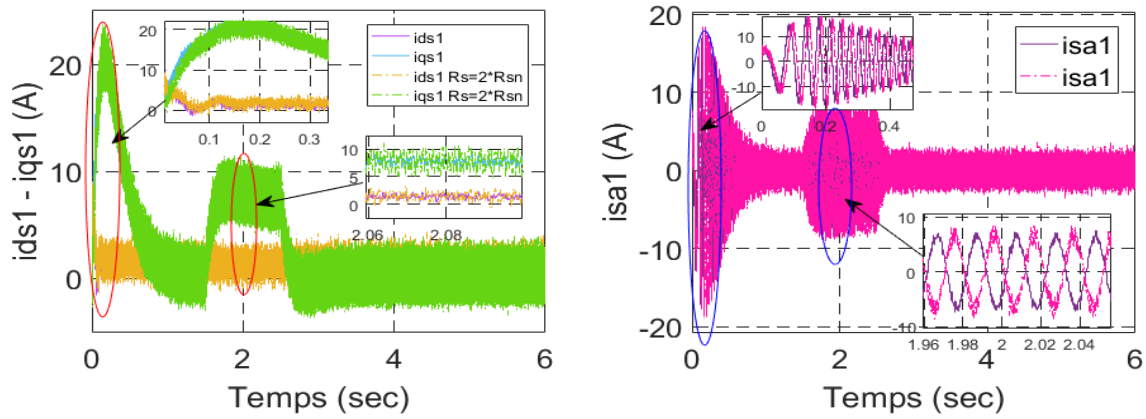


Figure 3.17 Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle indirecte.

b) Méthode direct





**Figure 3.18** Test de robustesse pour une variation de +100% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE par la commande vectorielle directe.

Dans le test des figures 3.17 et 3.18. Nous avons augmenté la valeur de la résistance statorique  $R_s$  de +100% de sa valeur nominale, avec les mêmes conditions des autres variations.

Pour ce troisième test nous n’avons constaté aucun changement du comportement de la machine.

### 3.7.4 Comparaison entre les deux méthodes de la commande vectorielle :

Après la présentation et la simulation des deux méthodes, directe et indirecte, de la commande vectorielle, nous les comparons, suivant leurs complexités telles qu’elles sont indiquées dans le tableau suivant :

**Tableau 3.1** Comparaison entre les deux méthodes de la commande vectorielle.

	<b>Commande vectorielle directe</b>	<b>Commande vectorielle indirecte</b>
Calcul de l'angle $\theta_s$	A partir de la position du flux	A partir des pulsations $\omega_r$ et $\omega_{gl}$
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas Nécessaire
Boucles de régulation	- Courants statoriques - Vitesse - Flux	- Courants statoriques - Vitesse
Influence des paramètres	- $R_{s1}$ et $R_{s2}$ si l'estimateur de flux utilise le modèle en tension. - $R_r$ si l'estimateur de flux utilise le modèle en courant (Eq.3.7).	$R_r$ (pour le calcul de $\omega_{gl}$ )



### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes d'orientation de flux rotorique ont été développées (directe, indirecte). Chacune de ces méthodes nous a permis de maintenir parfaitement le découplage entre le couple et le flux, et rend la MASDE similaire à une machine à courant continu à excitation séparée, rendant ainsi la commande de vitesse facile.

Les deux méthodes directe et indirecte donnent des résultats pratiquement identiques, car l'estimation du flux dans la commande directe est basée sur les paramètres de la machine.

L'utilisation du régulateur à structure PI pour la commande en vitesse de la MASDE n'a pas donné des résultats satisfaisants vis-à-vis des perturbations imposées. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse, par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine.

Dans le prochain chapitre, on traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité nommée commande par mode glissant.

---

***Chapitre 4 : Commande  
par mode glissant de la  
machine asynchrone  
double étoile***

---

---

## Chapitre 4 : Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

---

### 4.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique était la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par la logique floue, la commande adaptative et la commande à structure variable (CSV) qui, porte le nom de commande par mode de glissement, dans la bibliographie du génie électrique. Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû, essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [51].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [52], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par Slotine [53] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering, qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [51].

En effet, ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), caractérisées par une grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance, que la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Ce type de contrôle possède des avantages

incontestables, tels que, la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons montrer la commande par mode de glissement appliquée à la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structures variables, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI. Mais l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant était le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple. Ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs et élimine l'effet Chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant neuro-floue et qui sera présentée dans la prochaine partie de ce chapitre.

#### 4.1.1 Les systèmes à structure variable

Le terme « *systèmes à structure variable* » apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures.

#### 4.1.2 Définition

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X, t) & \text{si la condition(1) est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ F_n(X, t) & \text{si la condition(n) est vérifiée} \end{cases}$$

Où  $\mathbf{X}$  est le vecteur d'état et les fonctions  $\mathbf{F}_i$  appartiennent à un ensemble de sous systèmes, qui est appelées *structures*. En effet, il y a des commutations entre ces *différentes structures* suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous système  $\mathbf{F}_i(\mathbf{X})$  pris seul.

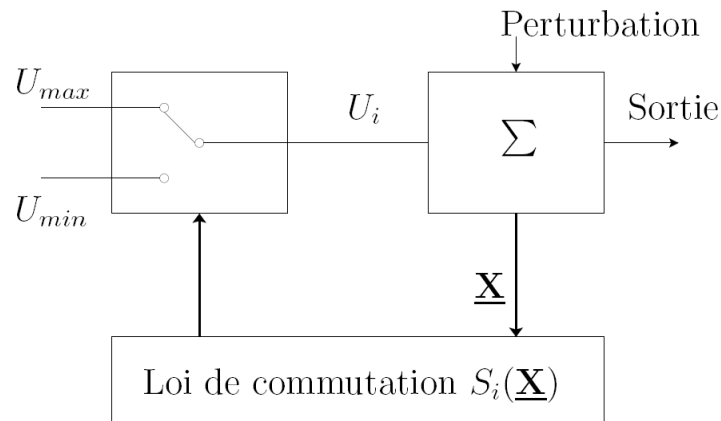
Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles.

## 4.2 Commande par mode de glissement de La MASDE

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de « la commande équivalente ». Cette dernière est retenue pour la suite de notre étude [54, 55].

### 4.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la Figure 4.1.



**Figure 4.1** Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [56].

### 4.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la Figure 4.2. D'après les études menées précédemment [57], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

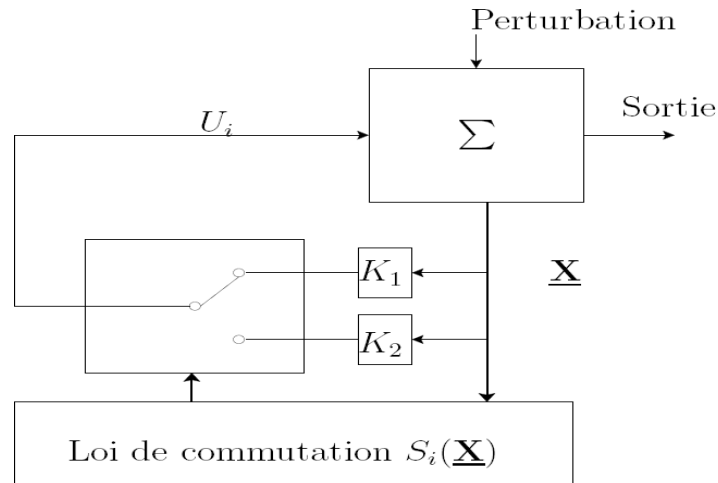


Figure 4.2 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

### 4.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la Figure 4.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

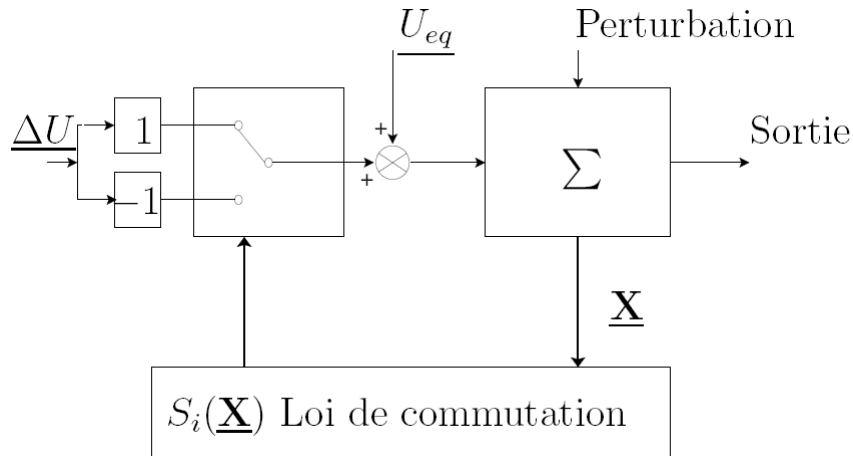


Figure 4.3 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- Une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y

rester ensuite.

- Cette méthode de commande a déjà été abordée dans les travaux antérieurs [58]. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi, que des applications utilisant des machines à induction.

#### 4.2.4 Principe de la commande par Mode de Glissement des systèmes à structures variable :

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [59]. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement (Figure 4.4) :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [60, 62].

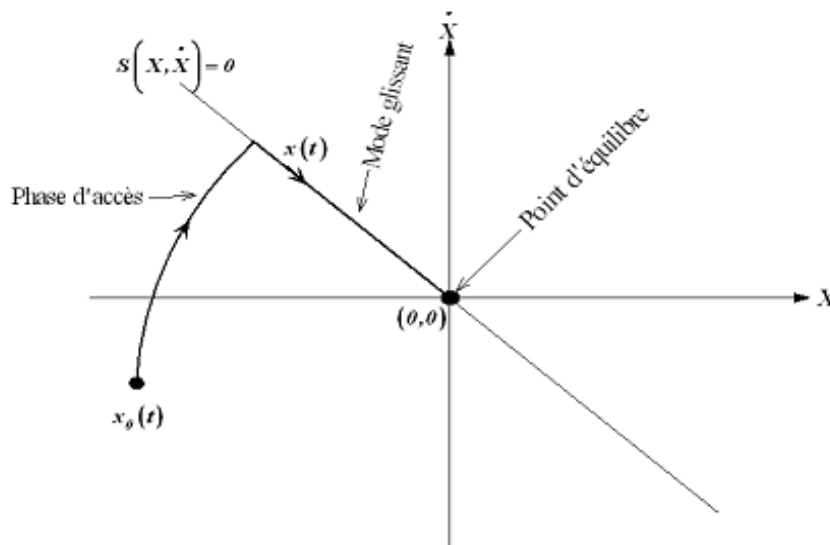


Figure 4.4 Mode de fonctionnement dans le plan de phase.

#### 4.2.5 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement, prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [59, 62] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.

– Détermination de la loi de commande.

#### 4.2.5.1 Choix de surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (4.1)$$

Où  $[X] \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ .

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x^*$ , plusieurs travaux [62, 63, 64, 65] proposent la forme générale suivante :

$$A = S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^r e^x \quad (4.2)$$

Avec :

- $\lambda$ : gain positif.
- $e(x) = x^* - x$ : écart de la variable à réguler.
- $r$ : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que :  $\frac{d\delta}{du} \neq 0$  assurant la contrôlabilité ;

$s(x)$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de commande.

#### 4.2.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence, sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [66]. On présente deux types de conditions qui sont :

##### a) Approche directe :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin.

Elle est donnée sous la forme [60, 67] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.3)$$

##### b) Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive), pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande, qui fera décroître cette fonction.  $V(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :



$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.4)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$V(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.5)$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.6)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [62, 68, 69].

### 4.2.5.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n$$

$U_{eq}$  correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle.

$$S(x) = 0. \quad (4.7)$$

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [59, 66].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (4.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dX} \frac{dX}{dt} \quad (4.8)$$

En remplaçant (4.1) et (4.7) dans (4.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{dS}{dX} [B]U_n \quad (4.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{dS}{dt} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dX} [A][X] \right\} \quad (4.10)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{dS}{dt} [B] \neq 0 \quad (4.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\frac{dS}{dt} [B]U_n \quad (4.12)$$

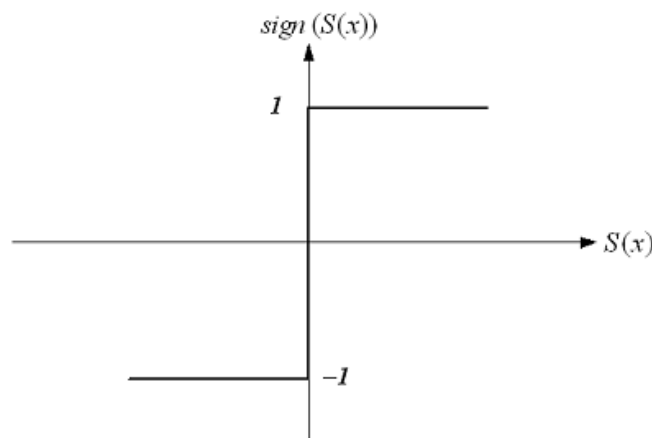
Et la condition d'attractivité  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  devient :

$$S(x) \frac{dS}{dt} [B]U_n < 0 \quad (4.13)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{dS}{dt} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign (Figure 4.5).

$$U_n = K_x \text{sign } S(x)$$

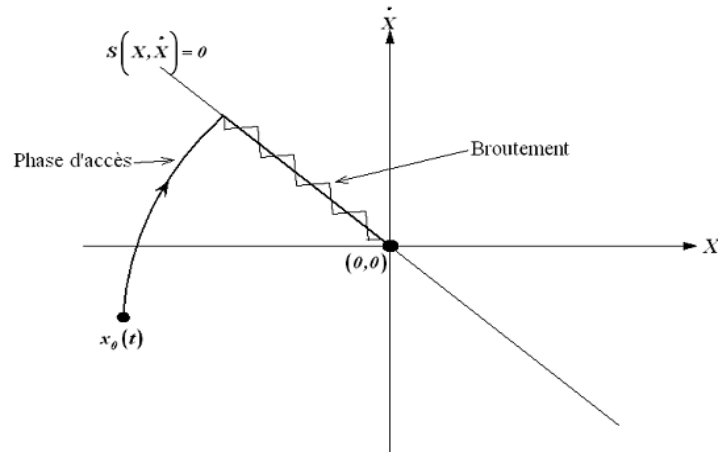
Le signe de  $K_x$  doit être différent de celui de  $\frac{dS}{dt} [B]$



**Figure 4. 5** Fonction sign (non linéarité tout ou rien).

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la

commande, des composantes hautes fréquences [70]. La figure 4.6, représente le phénomène broutement.



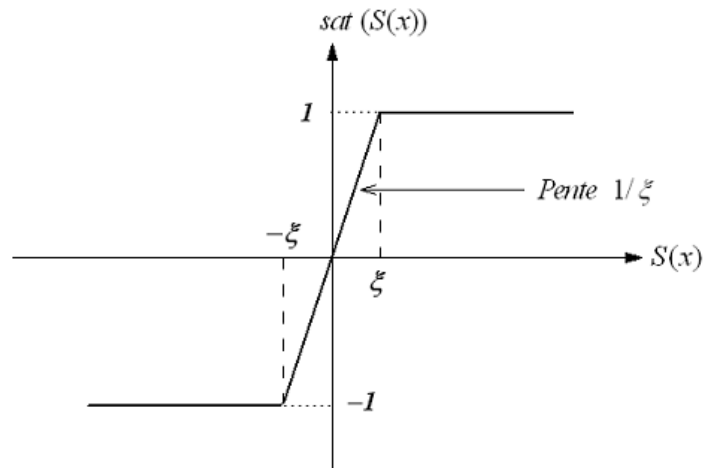
**Figure 4.6** Phénomène de broutement.

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Figure 4.7).

$$\text{sat}(S(x)) = 1 \quad \text{si} \quad S(x) > \zeta$$

$$\text{sat}(S(x)) = -1 \quad \text{si} \quad S(x) < -\zeta$$

$$\text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\zeta} \quad \text{si} \quad |S(x)| \leq \zeta$$



**Figure 4.7** fonction de saturation {Sat}  $\zeta > 0$  est petit.

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$\text{Un} \{ K_x \text{sign} S(x) \quad \text{si} \quad |S(x)| > \zeta$$

$$\text{Un} \left\{ \frac{K_x}{\zeta} \text{sign} S(x) \quad \text{si} \quad |S(x)| \leq \zeta \right.$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C_1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure 4.8)

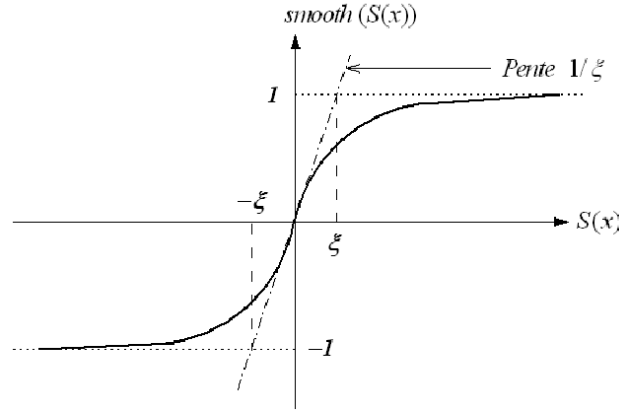


Figure 4.8 fonction de classe  $\{Smooth\} C^1$  ( $\xi > 0$  est petit).

$$smooth(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x) + \zeta|} \quad (4.16)$$

D'ou, on aura la commande douce suivante :  $Un = K_x \frac{S(x)}{|S(x) + \zeta|}$  (4.17)

#### 4.2.6 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

À partir du chapitre 3 de la commande vectorielle équation (4.14), on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - r_{s1}i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + \tau r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - r_{s1}i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*)\} \\ \dot{i}_{ds2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - r_{s2}i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + \tau r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\ \dot{i}_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - r_{s2}i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*)\} \\ \dot{\Omega} &= \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - C_r K_f \Omega \right\} \\ \dot{\varphi}_r &= -\frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{aligned} \quad (4.18)$$

##### 4.2.6.1 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (4.19)$$

On'a  $\omega = \omega_r / P$ ,

D'ou :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (4.20)$$

En dérivant la surface  $S(\omega_r)$ , on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (4.21)$$

En posant  $i_{qs1} + i_{qs2} = i_q$  et en introduisant l'équation (4.20) dans (4.21), on aura :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_r^* i_q + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (4.22)$$

En remplaçant le courant « $i_q$ » par le courant de commande  $i_q^* = i_{qeq} + i_{qcn}$  dans l'équation (4.22),

on trouve :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_r^* i_{qeq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_r^* i_{qcn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (4.23)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par conséquent,

$\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{qcn} = 0$ , d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (4.23).

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_r^*} \left[ \omega_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (4.24)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En remplaçant

$$(4.24) \text{ dans } (4.23), \text{ on obtient : } \quad \dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_m + L_r} i_{qcn} \quad (4.25)$$

$$\text{On prend la commande douce suivante : } \quad i_{qcn} = K_{wr} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{wr}} \quad (4.26)$$

#### 4.2.6.2 Surface de régulation du flux rotorique

$$\text{Prenant la même surface que celle de la vitesse : } \quad S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (4.27)$$

$$\text{D'où } \quad \dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (4.28)$$

En posant  $i_{d1} + i_{d2} = i_d$  et en substituant l'équation de  $\dot{\varphi}_r$  (système d'équation) (4.18) dans (4.28),

$$\text{on trouve : } \quad \dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} i_d \quad (4.29)$$

En introduisant le courant de commande « $i_d$ »  $i_d^* = i_{deq} + i_{dcn}$  dans l'équation (4.29), et on aura :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} i_{deq} - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{dcn} \quad (4.30)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a  $S(\omega_r) = 0$  et par la suite  $\dot{S}(\omega_r) = 0$  et  $i_{dn} = 0$ , d'où on tire  $i_{deq}$  de la relation (4.30) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_m} \left[ \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_r + L_m} \varphi_r \right] \quad (4.31)$$

Durant le mode de convergence, la condition  $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$  doit être vérifiée. En substituant (4.31) dans (4.30), on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_r) = -\frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{dn} \quad (4.32)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{dn} = K_{\varphi r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \xi_{\varphi r}} \quad (4.33)$$

### 4.2.6.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned} S(i_{d1}) &= i_{d1}^* - i_{d1} & S(i_{q1}) &= i_{q1}^* - i_{q1} \\ S(i_{d2}) &= i_{d2}^* - i_{d2} & S(i_{q2}) &= i_{q2}^* - i_{q2} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :-

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{d1}) &= \dot{i}_{d1}^* - \dot{i}_{d1} & \dot{S}(i_{q1}) &= \dot{i}_{q1}^* - \dot{i}_{q1} \\ \dot{S}(i_{d2}) &= \dot{i}_{d2}^* - \dot{i}_{d2} & \dot{S}(i_{q2}) &= \dot{i}_{q2}^* - \dot{i}_{q2} \end{aligned} \quad (4.35)$$

En substituant les expressions des courants  $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_{q2}$  données par le système d'équations (4.18) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{d1}) &= \dot{i}_{d1}^* - \frac{1}{L_1} \left[ -r_1 i_{d1} + \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1} \right] \\ \dot{S}(i_{q1}) &= \dot{i}_{q1}^* - \frac{1}{L_1} \left[ -r_1 i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \varphi_r^*) + v_{q1} \right] \\ \dot{S}(i_{d2}) &= \dot{i}_{d2}^* - \frac{1}{L_2} \left[ -r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2} \right] \\ \dot{S}(i_{q2}) &= \dot{i}_{q2}^* - \frac{1}{L_2} \left[ -r_2 i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \varphi_r^*) + v_{q2} \right] \end{aligned} \quad (4.36)$$

En remplaçant les tensions  $V_{d1}$ ,  $V_{q1}$ ,  $V_{d2}$  et  $V_{q2}$  par les tensions de commande  $V_{d1}^* = V_{d1eq} + V_{d1n}$ ,

$V_{q1}^* = V_{q1eq} + V_{q1n}$ ,  $V_{d2}^* = V_{d2eq} + V_{d2n}$  et  $V_{q2}^* = V_{q2eq} + V_{q2n}$  respectivement, on aura :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}(i_{d1}) &= \dot{i}_{d1} - \frac{1}{L_1} \left[ -r_1 i_{d1} + \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d1eq} + v_{d1n} \right] \\
 \dot{S}(i_{q1}) &= \dot{i}_{q1} - \frac{1}{L_1} \left[ -r_1 i_{q1} + \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \varphi_r^*) + v_{q1eq} + v_{q1n} \right] \\
 \dot{S}(i_{d2}) &= \dot{i}_{d2} - \frac{1}{L_2} \left[ -r_2 i_{d2} + \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{d2eq} + v_{d2n} \right] \\
 \dot{S}(i_{q2}) &= \dot{i}_{q2} - \frac{1}{L_2} \left[ -r_2 i_{q2} + \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \varphi_r^*) + v_{q2eq} + v_{q2n} \right]
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons  $S(i_{d1})=0$ ,  $S(i_{q1})=0$ ,  $S(i_{d2})=0$  et  $S(i_{q2})=0$ , et par suite  $\dot{S}(i_{d1})=0$  et  $V_{d1n}=0$ ,  $\dot{S}(i_{q1})=0$  et  $V_{q1n}=0$ ,  $\dot{S}(i_{d2})=0$  et  $V_{d2n}=0$ ,  $\dot{S}(i_{q2})=0$  et  $V_{q2n}=0$ .

Alors, on tire à partir des équations (4.36) et (4.37) les expressions des commandes équivalentes

$V_{d1eq}$ ,  $V_{q1eq}$ ,  $V_{d2eq}$  et  $V_{q2eq}$  respectivement :

$$\begin{aligned}
 v_{d1eq} &= L_1 \dot{i}_{d1}^* + r_1 i_{d1} - \omega_s^* \left[ L_1 i_{q1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^* \right] \\
 v_{q1eq} &= L_1 \dot{i}_{q1}^* + r_1 i_{q1} + \omega_s^* \left[ L_1 i_{d1} + \varphi_r^* \right] \\
 v_{d2eq} &= L_2 \dot{i}_{d2}^* + r_2 i_{d2} - \omega_s^* \left[ L_2 i_{q2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^* \right] \\
 v_{q2eq} &= L_2 \dot{i}_{q2}^* + r_2 i_{q2} + \omega_s^* \left[ L_2 i_{d2} + \varphi_r^* \right]
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

Durant le mode de convergence, les conditions  $S(i_{d1})\dot{S}(i_{d1})<0$ ,  $\dot{S}(i_{q1})\dot{S}(i_{q1})<0$ ,  $S(i_{d2})\dot{S}(i_{d2})<0$  et  $S(i_{q2})\dot{S}(i_{q2})<0$  doivent être vérifiées. En substituant les équations (4.35) et (4.36) dans (4.37) et (3.38) respectivement, on obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}(i_{d1}) - \frac{1}{L_1} v_{d1n} & \quad \dot{S}(i_{q1}) - \frac{1}{L_1} v_{q1n} \\
 \dot{S}(i_{d2}) - \frac{1}{L_2} v_{d2n} & \quad \dot{S}(i_{q2}) - \frac{1}{L_2} v_{q2n}
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

On prend respectivement :

$$\begin{aligned}
 v_{d1n} &= K_{d1} \frac{S(i_{d1})}{|S(i_{d1})| + \zeta_{d1}} & v_{q1n} &= K_{q1} \frac{S(i_{q1})}{|S(i_{q1})| + \zeta_{q1}} \\
 v_{d2n} &= K_{d2} \frac{S(i_{d2})}{|S(i_{d2})| + \zeta_{d2}} & v_{q2n} &= K_{q2} \frac{S(i_{q2})}{|S(i_{q2})| + \zeta_{q2}}
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

### 4.2.6.4 Application

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE avec la méthode indirecte est illustrée par la figure 4.9.

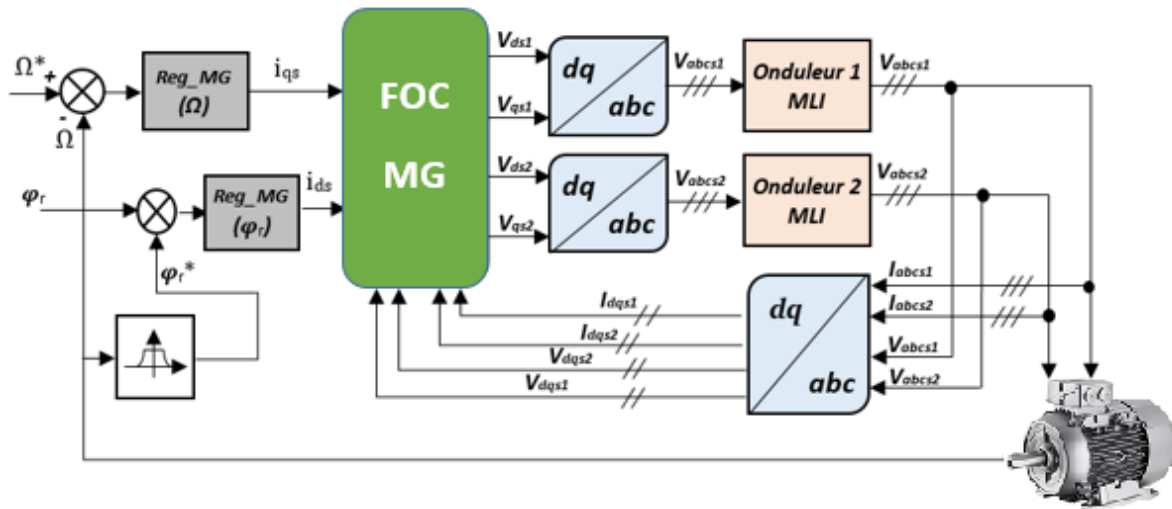


Figure 4.9 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

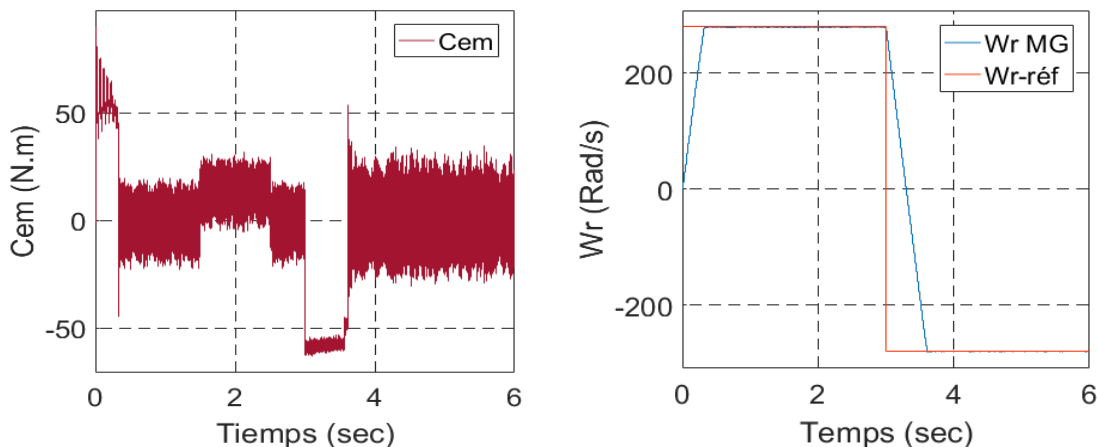
Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissant sont donnés par le tableau IV.1.

Tableau 4.1 Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissant.

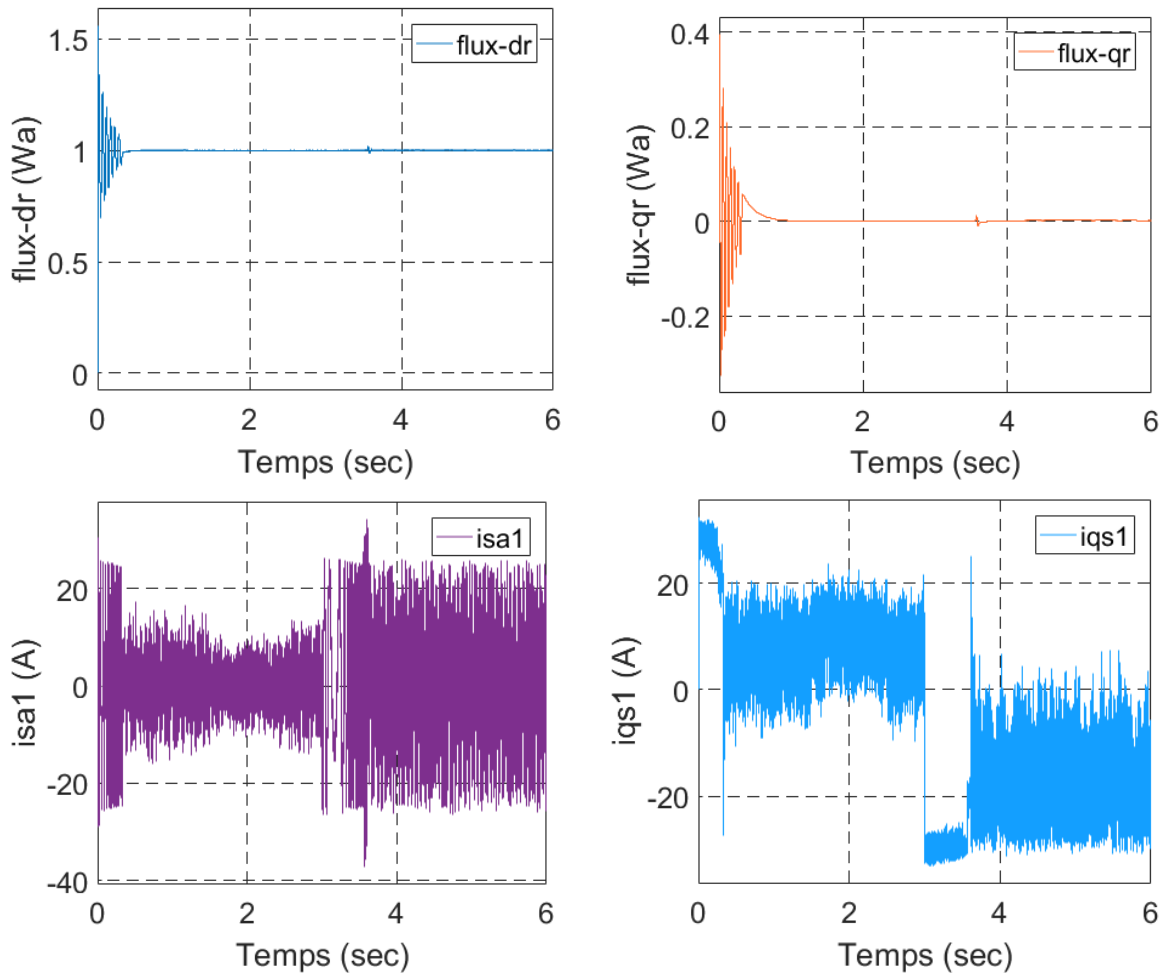
Surfaces	$s(\omega_r)$	$s(\phi_r)$	$s(i_{ds1})$	$s(i_{qs1})$	$s(i_{ds2})$	$s(i_{qs2})$
K	K=500	K=180	K=400	K=400	K=400	K=400
$\xi$	$\xi = 0.05$	$\xi = 0.06$	$\xi = 0.001$	$\xi = 0.001$	$\xi = 0.001$	$\xi = 0.001$

### 4.2.6.5 Simulation et interprétation des résultats

La figure 4.10, représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement en (Model mathématique réduit), suivi de l'application des charges  $C_r = [14 -14]$  N.m, respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1.5, 2.5]$  s, en imposant la vitesse de référence  $w_r = 280$  rad/sec.







**Figure 4.10** Résultat de simulation de la commande par mode glissant de la MASDE.

Pour montrer l'efficacité et la performance de la commande par mode glissant, on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la Figure 4.9.

La figure 4.10, représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 280 à -280 rad/s à partir de l'instant  $t = 3s$ .

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de  $t = 0s$  à  $3s$ ), la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à  $t = 0.35s$  sans dépassement.

Au-delà de  $t = 3s$ , la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t = 3.7s$  sans aucun dépassement. Cela engendre, le courant statorique  $i_{as1}$  atteint un courant d'appel d'environ 23A et une augmentation au niveau du courant  $i_{as1}$  d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, Le courant en quadrature, initialement atteint 27A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique, mais après l'inversion le sens de rotation on remarque un perturbation sur le courant  $i_{qs1}$ .

Pour redonner lieu à la forme du régime permanent; le couple électromagnétique atteint sa valeur min au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne (-280 rad/s) ; les flux rotoriques selon  $(d, q)$  présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant et après suivent leurs consignes.

Pour une vitesse de référence de 280rd/s. La figure 4.9, illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. A l'instant  $t=1.5s$  on applique un couple de 14 N.m, puis on l'annule à l'instant  $t=2.5s$ . Ensuite on inverse le sens de rotation d'une valeur -280(rad/s) à l'instant  $t=3s$ .

Les résultats de simulation présentés dans la Figure 4.10, montrent que la régulation de la vitesse par le mode glissant, possède de bon performances (rapidité stabilité). De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant.

Mais l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de broutement (effet Chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple. Ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier ce problème, on fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs et élimine le phénomène de broutement, cette technique est appelée commande par mode glissant avec système d'inférence adaptatifs neuro-floue (SIANF ou ANFIS en anglais) et qui sera présentée dans la prochaine partie de ce chapitre.

### **4.3 Amélioration de la commande par mode glissant par ANFIS**

#### **4.3.1 Systèmes d'inférence adaptatifs neuro-floue (ANFIS)**

La logique floue (LF) et les réseaux de neurones artificiels (RNA), malgré leur utilisation réussie dans de nombreuses situations de contrôle difficiles, présentent encore des inconvénients qui les limitent à seulement certaines applications. Leurs avantages combinés font ainsi l'objet de nombreuses recherches sur les moyens de surmonter leurs inconvénients. Le neuro-flou est un domaine qui émerge rapidement. Le réseau ANFIS en anglais (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System), proposé par Jang, est un système neuro-flou populaire [71, 72].

En raison de l'insuffisance du test de robustesse paramétrique, nous avons adopté une stratégie basée sur l' ANFIS. Pour cela, nous avons pris l'erreur et sa dérivée du test de robustesse comme entrée et le signal de commande du contrôleur MG en test normal comme variable de sortie. Cette stratégie après entraînement à l'algorithme ANFIS, nous a permis de concevoir un contrôleur robuste capable de suivre le signal de référence dans les deux cas. La formation ANFIS a utilisé un algorithme d'apprentissage hybride, les nœuds d'entrée (5,5) des fonctions d'appartenance ayant chacun neuf règles. La longueur de l'époque a été utilisée pour

entraîner cinquante itérations pour chaque échantillon, avec un temps d'échantillonnage Simulink de 5e-06s. En tant que méthode d'optimisation, nous avons utilisé une méthode hybride. C'est une combinaison de la méthode des moindres carrés et de la méthode de descente de gradient de rétropropagation.

#### 4.3.1.1 Structure générale de l'ANFIS

Pour simplifier, on suppose que le système d'inférence floue considéré a deux entrées et une sortie. La base de règles contient les règles si-alors floues de type Takagi Sugeno [73] comme suit: Si  $x$  est  $A$  et  $y$  est  $B$  alors  $z$  est  $f(x, y)$ .

où  $A$  et  $B$  sont les ensembles flous dans les antécédents et  $z = f(x, y)$  est une fonction nette dans le conséquent. Habituellement,  $f(x, y)$  est un polynôme pour les variables d'entrée  $x$  et  $y$ . Mais il peut également s'agir de toute autre fonction qui peut décrire approximativement la sortie du système dans la région floue comme spécifié par l'antécédent. Lorsque  $f(x, y)$  est une constante, un modèle flou Sugeno d'ordre zéro est formé, ce qui peut être considéré comme un cas particulier du système d'inférence floue de Mamdani [74], où chaque règle conséquente est spécifiée par un singleton flou. Si  $f(x, y)$  est considéré comme un polynôme du premier ordre, un modèle flou de Sugeno du premier ordre est formé. Pour un système d'inférence floue Sugeno de premier ordre deux règles, les deux règles peuvent être énoncées comme suit:

Règle 1: Si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$  alors  $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$

Règle 2: Si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$  alors  $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$

Ici, le système d'inférence floue de type 3 proposé par Takagi et Sugeno est utilisé. Dans ce système d'inférence, la sortie de chaque règle est une combinaison linéaire des variables d'entrée ajoutées par un terme constant. La sortie finale est la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle. La structure ANFIS équivalente correspondante est représentée sur la Figure 4.11.

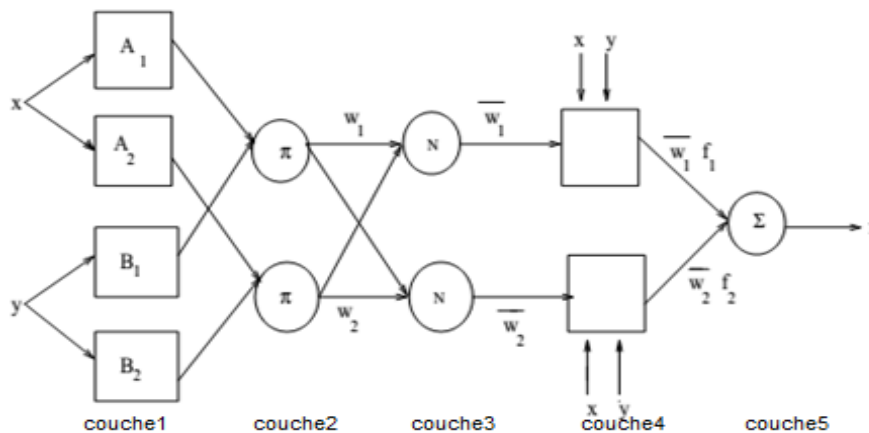


Figure 4.11 Structure ANFIS de type 3.

Les différentes couches de cette structure ANFIS sont décrites ci-dessous :

Couche 1 : chaque nœud  $i$  de cette couche est adaptatif avec une fonction de nœud  $O_{1i} = \mu_{A_i}(x)$ , où,  $x$  est l'entrée du nœud  $i$ ,  $A_i$  est la variable linguistique associée à cette fonction de nœud et  $\mu_{A_i}$  est la fonction d'appartenance de  $A_i$ . Habituellement,  $\mu_{A_i}(x)$  est choisi comme :

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{1 + \left[ \left( \frac{x - c_i}{a_i} \right)^2 \right]^{b_i}} \quad (4.41)$$

Où

$$\mu_{A_i}(x) = \exp \left\{ - \left( \frac{x - c_i}{a_i} \right)^2 \right\} \quad (4.42)$$

où  $x$  est l'entrée et  $\{a_i, b_i, c_i\}$  est l'ensemble de paramètres de prémisse.

Couche 2: chaque nœud de cette couche est un nœud fixe, qui calcule la puissance de tir  $w_i$  d'une règle. La sortie de chaque nœud est le produit de tous les signaux entrants et est donnée par,

$$O_{2i} = w_i A_i(x) \times \mu_{B_i}(y), \quad i = 1, 2$$

Couche 3: chaque nœud de cette couche est un nœud fixe. Chaque  $i$ ème nœud calcule le rapport entre la puissance de tir de la  $i$ ème règle et la somme des puissances de tir de toutes les règles.

La sortie du  $i$ ème nœud est la puissance de tir normalisée donnée par,  $O_i^3 = \varpi_i = \frac{\omega_i}{\omega_1 + \omega_2}$ ,  $i = 1, 2$

Couche 4: chaque nœud de cette couche est un nœud adaptatif avec une fonction de nœud donnée par

$$O_i^4 = \varpi_i f_i = \varpi_i (p_i x + q_i y + r_i), \quad i = 1, 2$$

Où  $w_i$  est la sortie de la couche 3 et  $\{p_i, q_i, r_i\}$  est le jeu de paramètres conséquent.

Couche 5: cette couche comprend un seul nœud fixe, qui calcule la sortie globale comme la somme de tous les signaux entrants, c'est-à-dire

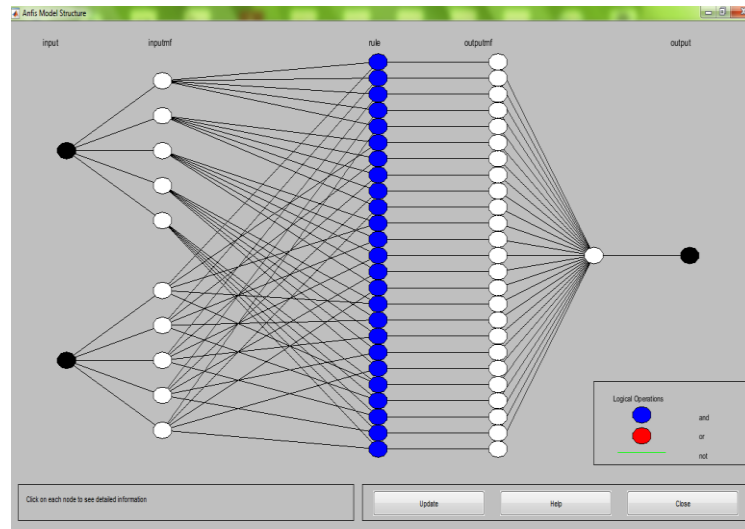
$$O_i^5 = \text{sortie globale} = \sum_i \varpi_i f_i = \frac{\sum_i \omega_i f_i}{\omega_i} \quad (4.43)$$

#### 4.3.1.2 Algorithme d'apprentissage

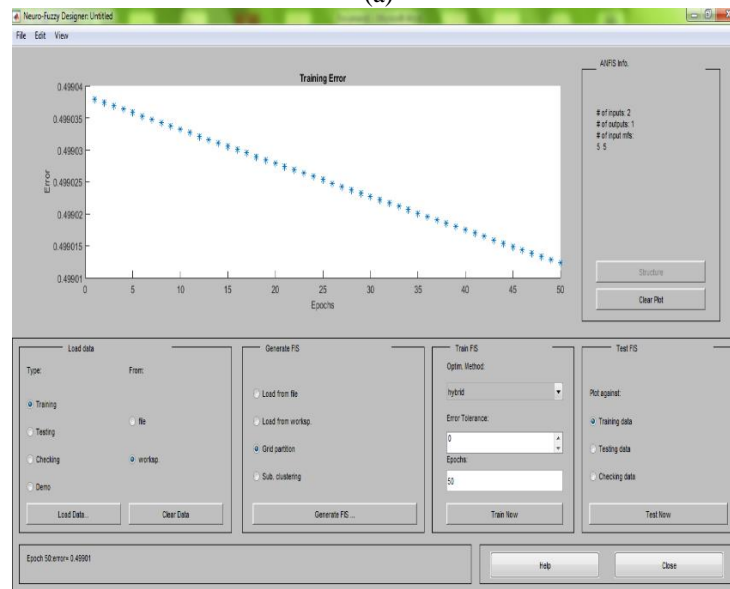
Dans la structure ANFIS, on observe que compte tenu des valeurs des paramètres de prémisse, la sortie finale peut être exprimée comme une combinaison linéaire des paramètres conséquents. La sortie  $f$  de la figure 4.12 peut être écrite comme suit:

$$\begin{aligned} f &= \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} f_1 + \frac{\omega_2}{\omega_1 + \omega_2} f_2 \\ &= \varpi_1 f_1 + \varpi_2 f_2 \\ &= (\varpi_1 x) p_1 + (\varpi_1 y) q_1 + (\varpi_1) r_1 + (\varpi_2 x) p_2 + \\ &\quad (\varpi_2 y) q_2 + (\varpi_2) r_2 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Où  $f$  est linéaire dans les paramètres conséquents ( $p_1, q_1, r_1, p_2, q_2, r_2$ ). Dans le passage vers l'avant de l'algorithme d'apprentissage, les paramètres conséquents sont identifiés par l'estimation des moindres carrés. Dans le passage en arrière, les signaux d'erreur, qui sont les dérivés de l'erreur quadratique par rapport à chaque sortie de noeud, se propagent en arrière de la couche de sortie à la couche d'entrée. Dans ce passage en arrière, les paramètres de prémisse sont mis à jour par l'algorithme de descente de gradient.



(a)



(b)

Figure 4.12 (a) Structure du modèle ANFIS, (b) Erreur d'apprentissage.

### 4.3.2 Application de la commande par mode glissant neuro-floue de la MASDE

Dans la pratique, l'utilisation de la technique de commande par mode glissant a été longtemps limitée à cause des oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été

proposées permettant de réduire ces oscillations (fluctuations), parmi lesquelles on trouve la commande par mode glissant neuro-floue, qui consiste à combiner la méthode neuro-floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse.

On parle de la commande neuro-floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en mode glissant neuro-floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur par mode glissant à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus, comme le montre la Figure 4.13.

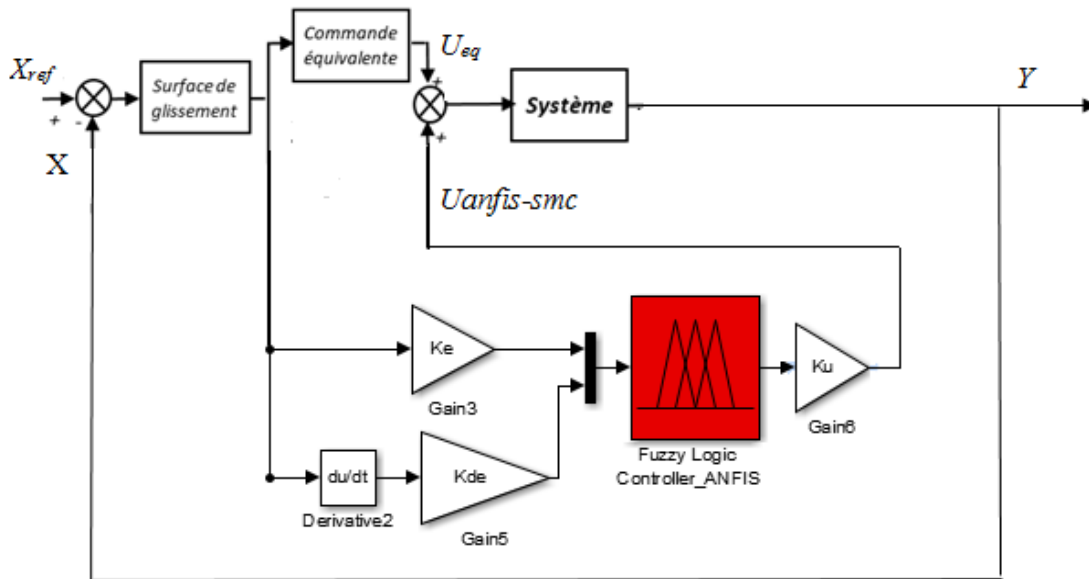


Figure 4.13 Diagramme du contrôle hybride mode glissant neuro-flou.

On a trouvé précédemment les expressions des commandes discontinues (fonctions de commutation dans la commande) pour la surface de régulation de la vitesse, de flux rotorique, et des courants statoriques, et qui possèdent la forme générale suivante :

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (4.45)$$

Dans la commande par mode glissant neuro-floue, il suffit de remplacer la fonction  $\text{sign}(x)$  par un contrôleur neuro-flou qui a une entrée  $S(x)$  et une sortie  $U_n$ , comme le montre la figure 4.14.

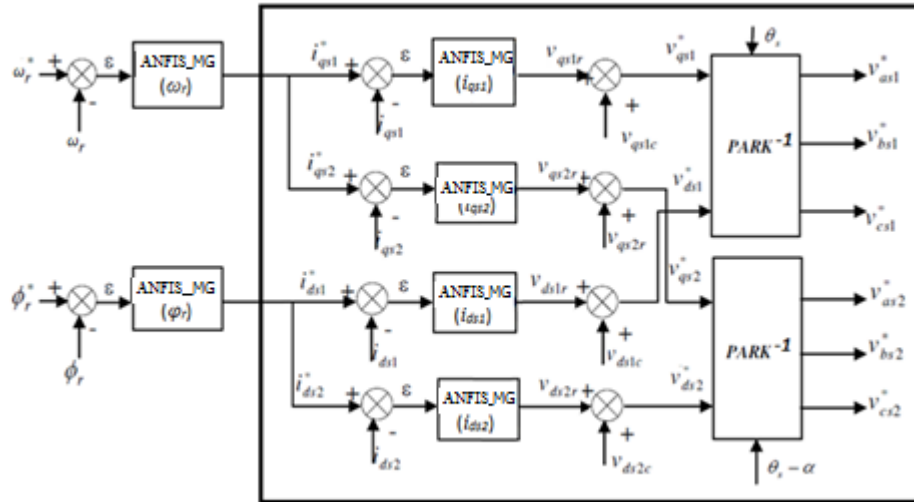
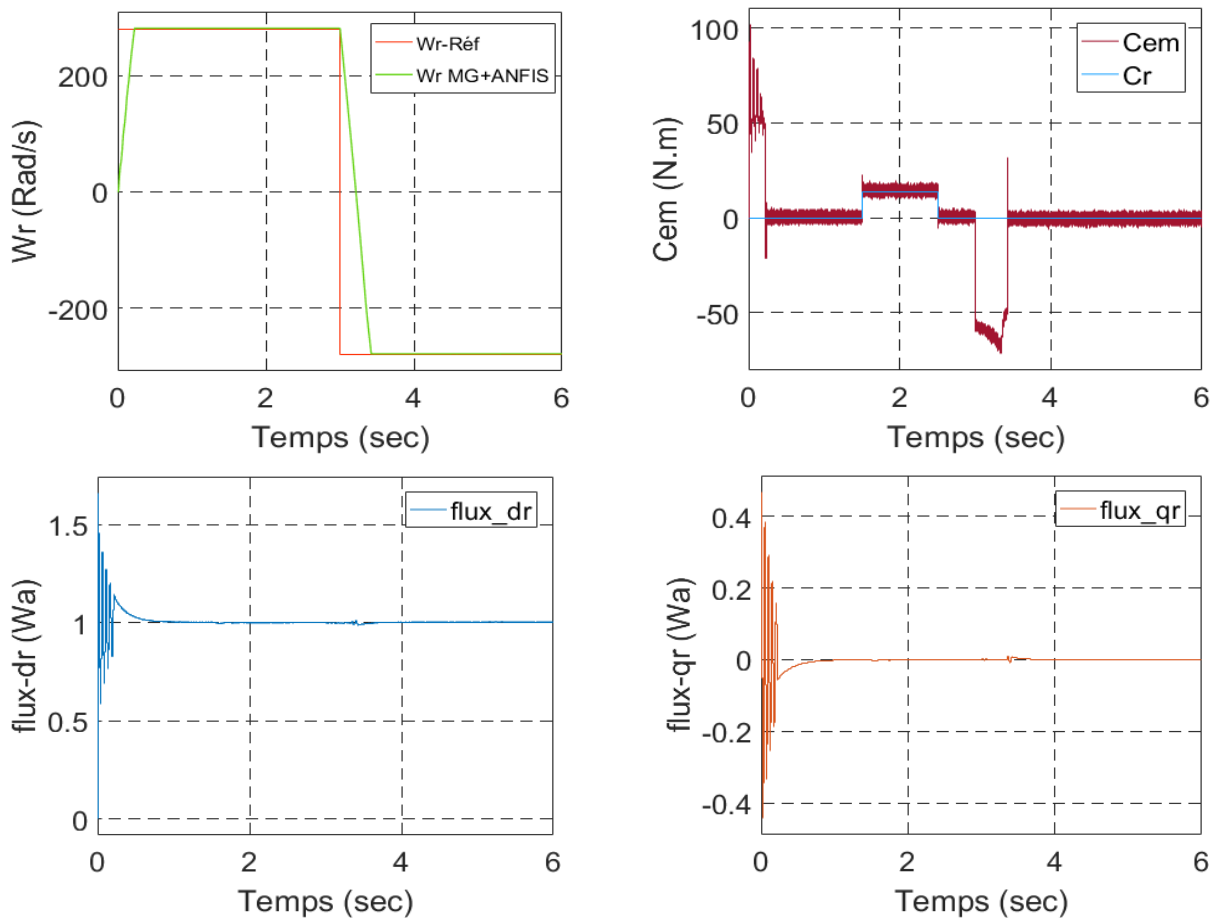


Figure 4.14 Représentation schématique des blocs régulateurs mode glissant neuro-floue.

### 4.3.3 Résultats de simulation

La figure 4.15 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse, du flux rotorique et du courant statorique par mode glissant neuro-floue, suivi de l'application d'une charge  $C_r = 14\text{N.m}$  entre 1.5 et 2.5 s, en imposant la vitesse de référence  $\omega_r = 280\text{ rad/s}$  avec une inversion de vitesse de 280 à  $-280\text{ rad/s}$  à l'instant  $t = 3\text{s}$ .



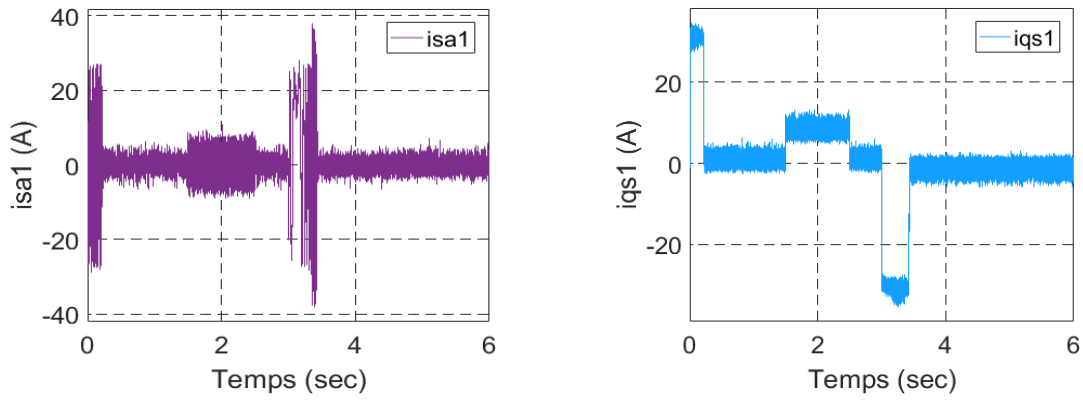


Figure 4.15 Résultat de simulation de la commande par mode glissant neuro-floue de la MASDE.

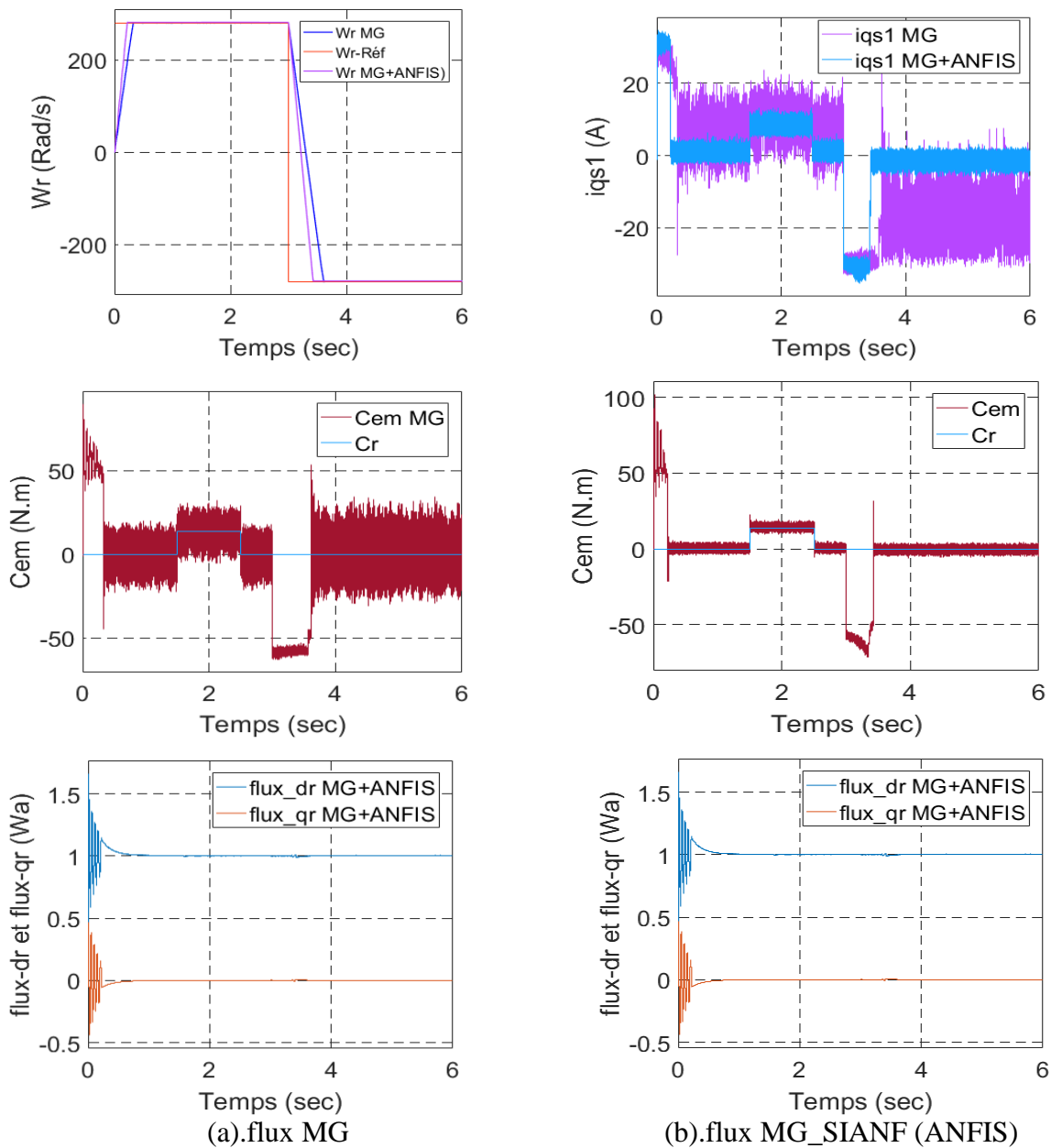


Figure 4.16 Comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant neuro-floue (ANFIS).



Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande hybride par mode glissant neuro-floue, nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine MASDE alimentée par deux onduleurs de tension. Ces performances (figure 4.15) ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge de  $C_r = 14$  Nm entre 1.5 et 2.5 s, et en imposant la vitesse de référence  $\omega_r = 280$  rad/s, avec une inversion de sens de rotation  $\omega_r = -280$  rad/s à 3 s et tester l'effet de la variation des paramètres sur le comportement du système.

On remarque, que le courant  $i_{qs1}$  à une même allure que celle du couple électromagnétique, il a une valeur négative d'environ -25A lors du changement du sens de rotation, mais avec des meilleurs résultats par rapport à la commande mode glissant. Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi,  $\phi_{dr}$  suit la valeur 1Wb,  $\phi_{qr}$  suit la valeur 0Wb, une faible variation des flux à l'instant  $t = 3$  s où la vitesse atteint la nouvelle consigne -280rad/s et donne une réponse rapide dans le sens positive et inverse (négative).

En comparant ces résultats à ceux obtenus avec la commande par modes glissants présentée dans la figure 4.10 (lors des essais avec les paramètres nominaux), on note que les phénomènes de "broutement" sont atténués. De plus, l'erreur d'orientation du flux est quasiment nulle, ce qui implique une bonne orientation du repère du flux.

On constate que la vitesse atteint sa vitesse de référence sans dépassement. Il est important à noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites et que l'ondulation de couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la commande par mode glissant. On remarque que les performances de la commande mode glissant sont nettement améliorées avec l'introduction de la commande neuro-floue.

Les deux Figures 4.15 et 4.16, montrent l'efficacité et les performances de la commande par mode glissant neuro floue. Elle donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, le découplage et l'orientation sont assurés, l'élimination de l'effet chattering, ainsi, qu'un rejet de perturbation.

#### 4.3.3.1 Test de robustesse

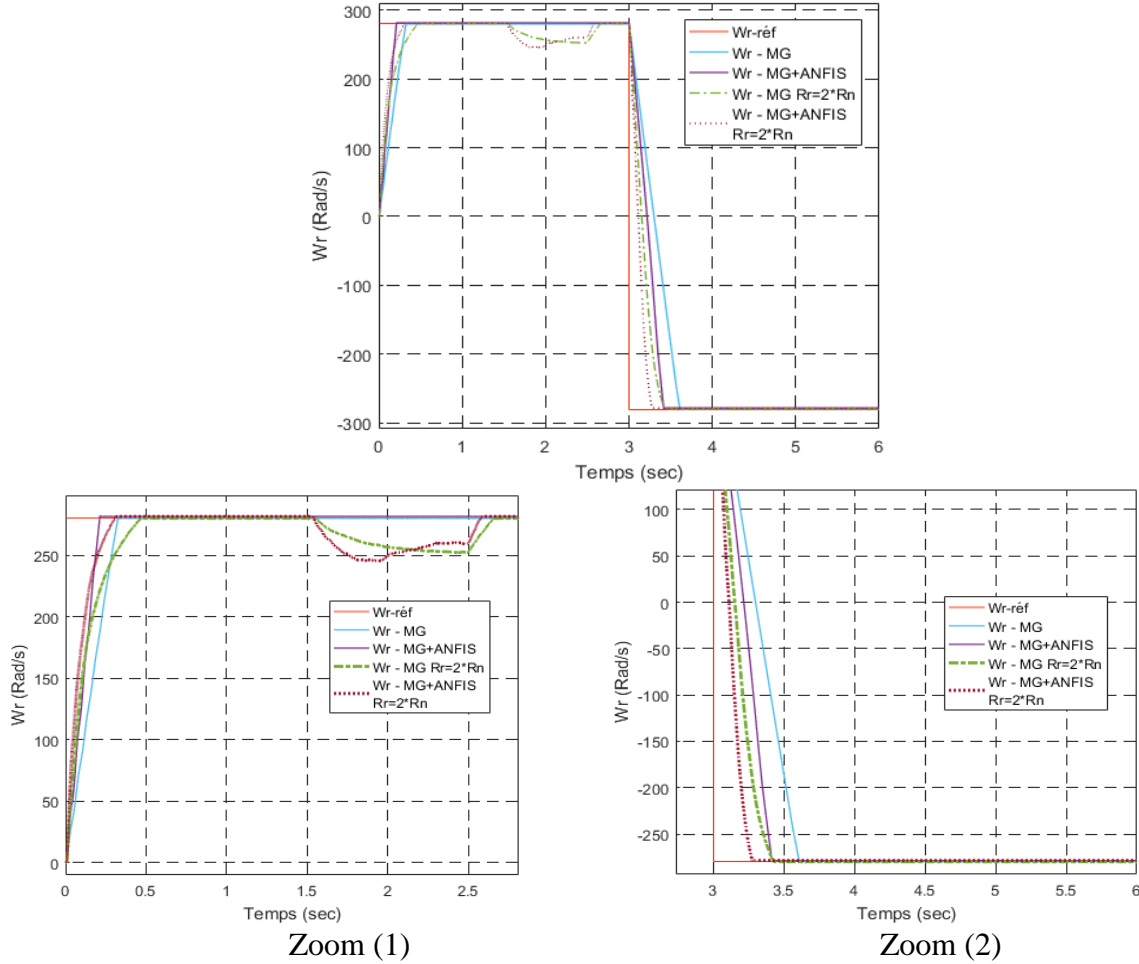
Afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant neuro-floue, On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres internes de la MASDE.

Trois tests ont été effectués :

- a) Variation de la résistance rotorique.
- b) Variation du moment d'inertie.
- c) Variation de la résistance statorique.

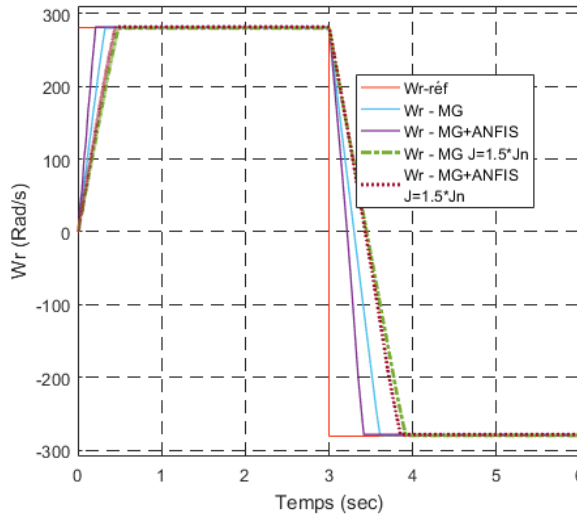
**a) Variation de  $R_r$**

La figure 4.18 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la commande par mode glissant neuro floue, suivie de l'augmentation de la résistance rotorique de 100% avec l'application des charges  $Cr = 14N.m$ , tout en imposant la vitesse de référence  $\omega_{ref} = 280rad/s$ .



**Figure 4.17** Test de robustesse pour une variation de +100% de résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ ANFIS.

**b) Variation de  $J$**



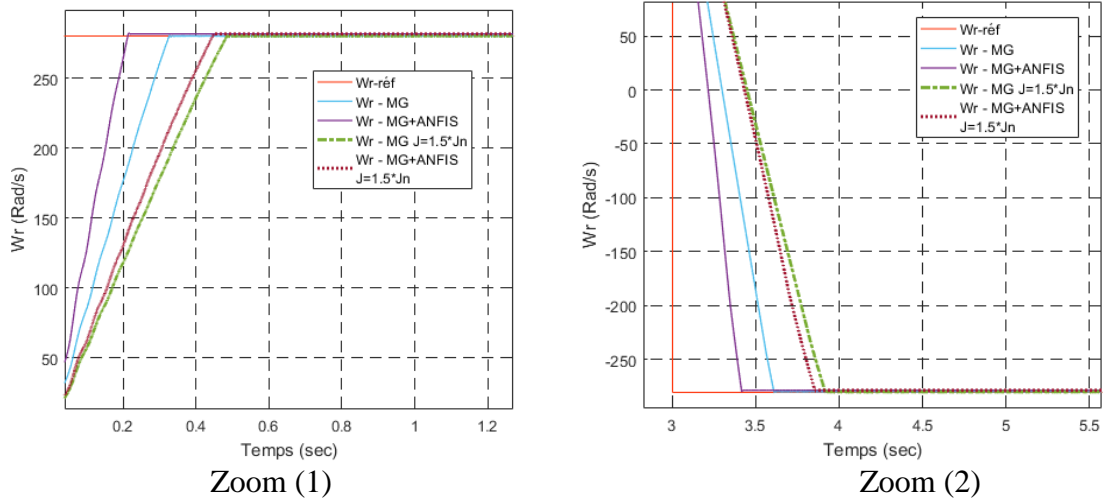


Figure 4.18 Test de robustesse pour une variation de +50% du moments d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ANFIS.

c) Variation de  $R_s$

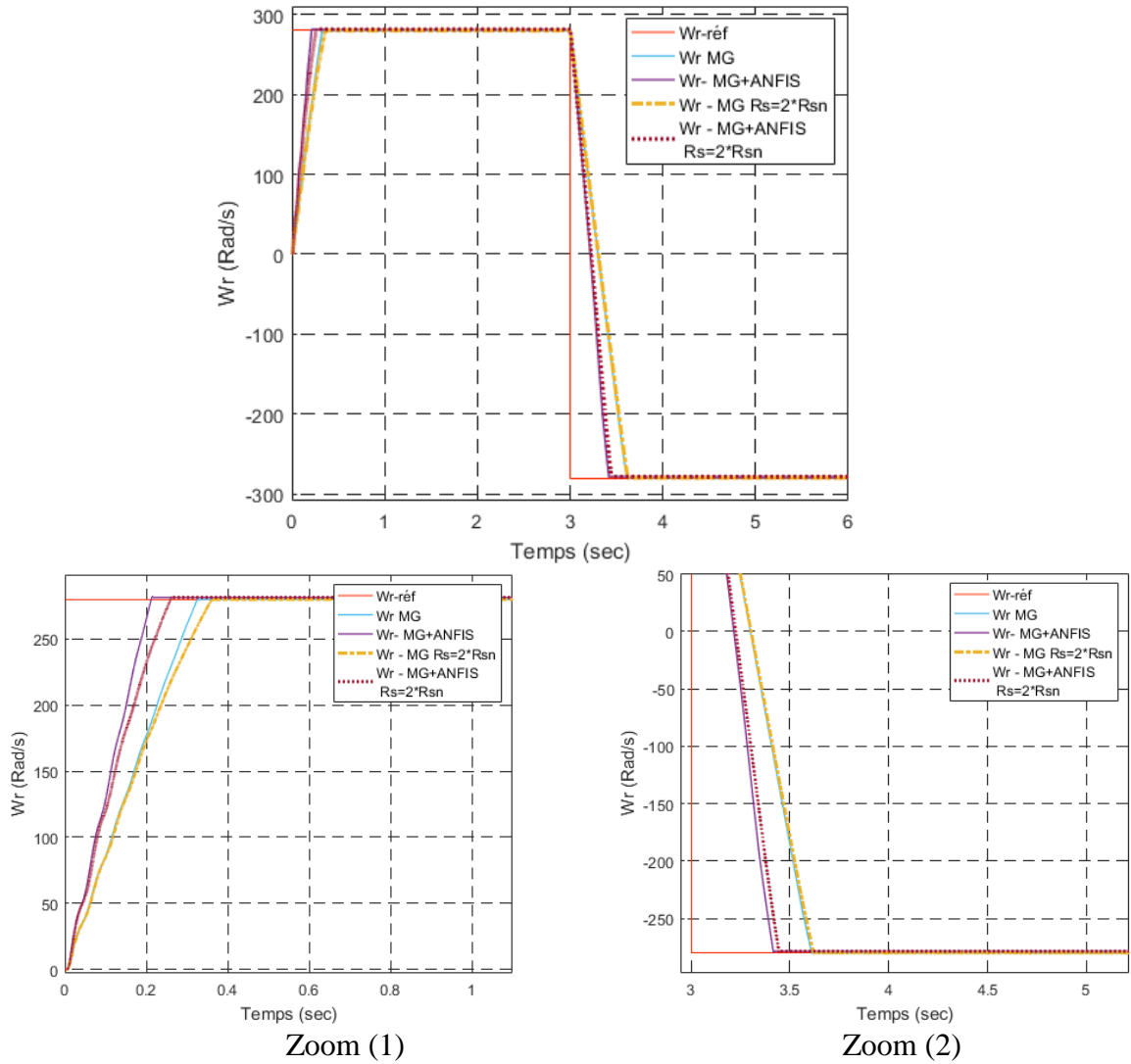


Figure 4.19 Test de robustesse pour une variation de +100% de résistances statorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE avec MG et MG+ANFIS.

D'après les résultats obtenus dans les figures (4.17 4.18 4.19), on constate que la commande mode glissant avec le régulateur neuro-floue (hybride) garde sa robustesse particulièrement face aux variations de la résistance rotorique  $R_r$ , moment d'inertie et la résistance statorique  $R_s$ .

Finalement, on note que la commande hybride a conservé son efficacité par rapport au commande simple.

#### 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, Ensuite on a amélioré la commande par une nouvelle méthode d'hybridation neuro-flou, enfin les résultats de simulation sont présentés et commentés.

Le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI classiques de la commande vectorielle. Car, les régulateurs par mode glissant offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement. L'inconvénient majeur de cette commande étant le phénomène de broutement (effet Chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple.

Pour remédier à ce problème, on a fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs et élimine l'effet broutement. Cette technique est appelée commande par mode glissant neuro-floue (ANFIS).

L'application de cette commande sur la MASDE a donné de bons résultats tout en s'affranchissant les problèmes de broutement de la commande par mode glissant et l'utilisation d'un système neuro flou adaptatif qui nous permet de contrôler intelligemment le système.

De plus, la commande par mode glissant neuro floue permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur neuro-flou durant le régime permanent. La robustesse de cette commande est prouvée à travers les résultats de simulation.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons au développement d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.

---

***Chapitre 5 : Commande  
vectorielle sans capteur  
mécanique de la  
MASDE***

---

---

## *Chapitre 5 : Commande vectorielle sans capteur mécanique de la MASDE*

---

### **5.1 Introduction**

La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

Dans le domaine de l'estimation des paramètres des machines électriques à courants alternatifs, beaucoup des méthodes ont été proposées. Selon les considérations sur les différentes perturbations, ces méthodes peuvent être déterministes ou stochastiques.

On a présenté deux méthodes d'estimation : La méthode basé sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé MRAS de l'anglais (Model Reference Adaptive System) et la méthode de filtre kalman, un cas particulier de cette méthode est le Filtre de Kalman étendu.

Dans ce chapitre, il sera exposé deux techniques existant dans la littérature pour l'estimation de la vitesse de MASDE pour réaliser les commandes dites sans capteur. Ensuite nous allons étudier les estimations avec la commande vectorielle et nous développerons les études théoriques des méthodes choisies afin de l'appliquer à notre machine, enfin on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

### **5.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)**

La MRAS a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder en 1989 [75], la méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse, alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyper stabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (un régulateur).

L'application de méthode du MRAS (Model Reference Adaptive System) sur la MASDE, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter, le premier est le « modèle de référence » le second nommé « modèle adaptatif ».

Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer, alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, mais dernièrement en utilise plusieurs méthodes comme (mode glissant, flou, neuro-flou...etc) fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence [76]. On considère dans ce cas, que la constante de temps rotorique est un paramètre constant alors que la vitesse sera prise comme un paramètre variable à estimer.

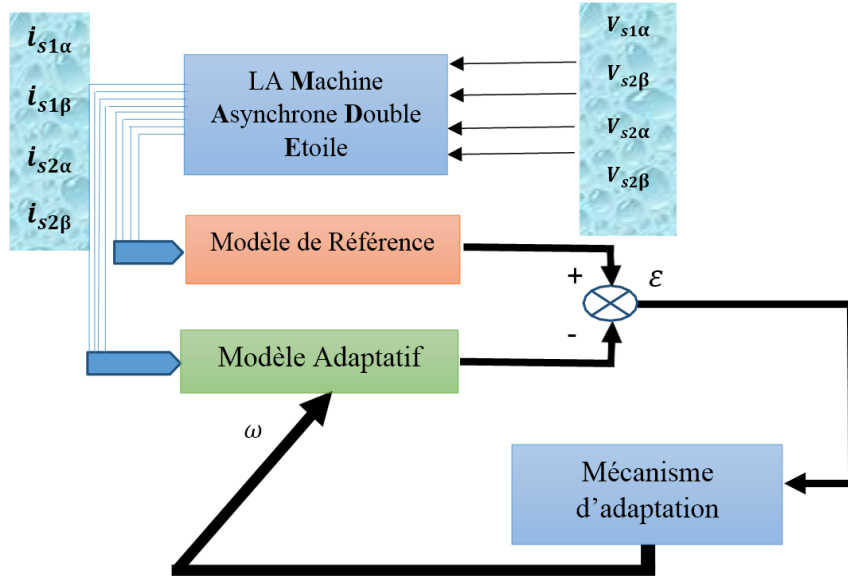


Figure 5.1 Présentation de la structure de l'estimateur type MRAS de vitesse.

## 5.2.1 L'estimateur MRAS avec la commande vectorielle

### 5.2.1.1 Modèle ajustable (adaptatif)

À partir du système (2.33) et (2.34), on tire :

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{\phi_{r\alpha}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\alpha 1} + I_{s\alpha 2}) \\ I_{r\beta} = \frac{\phi_{r\beta}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\beta 1} + I_{s\beta 2}) \end{cases} \quad (5.1)$$

En introduisant les expressions des courants rotorique du système (5.1) dans le système des équations des tensions rotorique (3.9), on obtient :

$$\begin{cases} 0 = R_r \left( \frac{\phi_{r\alpha}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\alpha 1} + I_{s\alpha 2}) \right) + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r \left( \frac{\phi_{r\beta}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\beta 1} + I_{s\beta 2}) \right) + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (5.2)$$

Le modèle ajustable, déduit de l'équation tension du rotor est défini par (5.3) :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha-i}}{dt} = \left[ \frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha1} + i_{s\alpha2}) - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha-i} - \omega_r \hat{\phi}_{r\beta-i} \right] \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta-i}}{dt} = \left[ \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta1} + i_{s\beta2}) - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta-i} + \omega_r \hat{\phi}_{r\alpha-i} \right] \end{cases} \quad (5.3)$$

### 5.2.1.2 Modèle de référence

Ce modèle ne dépend pas explicitement de la vitesse et il est construit à partir des équations statoriques de la machine.

Après l'introduction de l'expression du courant rotorique (5.1) dans le système des équations (2.33) et (2.34), on peut présenter les flux statoriques en fonction du flux rotorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha1} = L_r L_{s1} + L_m \left( I_{s\alpha1} + I_{s\alpha2} + \frac{\phi_{r\alpha}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\alpha1} + I_{s\alpha2}) \right) \\ \phi_{s\beta1} = L_r L_{s1} + L_m \left( I_{s\beta1} + I_{s\beta2} + \frac{\phi_{r\beta}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s\beta1} + I_{s\beta2}) \right) \end{cases} \quad (5.4)$$

D'autre part, nous avons le système des équations des flux statorique en fonction des tensions statorique dans le repère statorique sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha1} = V_{s\alpha1} - R_{s1} I_{s\alpha1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s\beta1} = V_{s\beta1} - R_{s1} I_{s\beta1} \end{cases} \quad (5.5)$$

En dérivant le système des équations du système (5.4) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha1}}{dt} = L_r \frac{di_{s\alpha1}}{dt} + L_m \left( \frac{di_{s\alpha1}}{dt} + \frac{di_{s\alpha2}}{dt} + \frac{1}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \left( \frac{di_{s\alpha1}}{dt} + \frac{di_{s\alpha2}}{dt} \right) \right) \\ \frac{d\phi_{s\beta1}}{dt} = L_r \frac{di_{s\beta1}}{dt} + L_m \left( \frac{di_{s\beta1}}{dt} + \frac{di_{s\beta2}}{dt} + \frac{1}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \left( \frac{di_{s\beta1}}{dt} + \frac{di_{s\beta2}}{dt} \right) \right) \end{cases} \quad (5.6)$$

Après une comparaison entre les deux systèmes des équations (5.5) et (5.6) et avec un arrangement de calcul, le modèle de référence déduit de l'équation de tension du stator est donné par le système (5.7)



$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha-v}}{dt} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left[ V_{s\alpha1} - R_{s1}i_{s\alpha1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{s\alpha1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha2}}{dt} \right] \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta-v}}{dt} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left[ V_{s\beta1} - R_{s1}i_{s\beta1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{s\beta1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta2}}{dt} \right] \end{cases} \quad (5.7)$$

### 5.2.1.3 Loi d'adaptation avec le régulateur PI

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé

$$\varepsilon = \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} - \hat{\phi}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} \quad (5.8)$$

Cet organe a pour objectif de générer la valeur de la vitesse estimée, à réintroduire dans le modèle ajustable afin d'annuler l'erreur entre les deux modèles d'estimation du flux. Il doit donc faire converger cette erreur vers zéro, en fournissant une réponse rapide et en garantissant la stabilité du système. C. Schauder étudie la stabilité de cet algorithme en appliquant le critère dit de l'hyper stabilité [77].

Enfin la vitesse estimée peut être exprimée par une loi de type proportionnelle et intégrale donnée par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_r = k_p \cdot e_{\phi_r} + k_i \int e_{\phi_r} . dt \quad (5.9)$$

$K_p$  et  $K_i$  étant les gains proportionnel et intégral.

La loi d'adaptation est donnée par l'expression suivante :

$$\hat{\omega} = \varepsilon \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (5.10)$$

Ce qui se traduit tout simplement par l'utilisation d'un régulateur PI comme mécanisme d'adaptation.

La figure IV.3, montre le modèle Simulink de l'estimateur avec modèle de référence dont les entrées sont :  $I_{s1\alpha}$ ,  $I_{s2\alpha}$ ,  $I_{s1\beta}$ ,  $I_{s2\beta}$ ,  $V_{s1\alpha}$ ,  $V_{s2\alpha}$ ,  $V_{s1\beta}$ ,  $V_{s2\beta}$ . et la sortie est la vitesse rotorique. Le modèle Simulink apparaît sous forme de trois blocs soit :

- Modèle de référence.
- Modèle adaptatif.
- Loi d'adaptation.

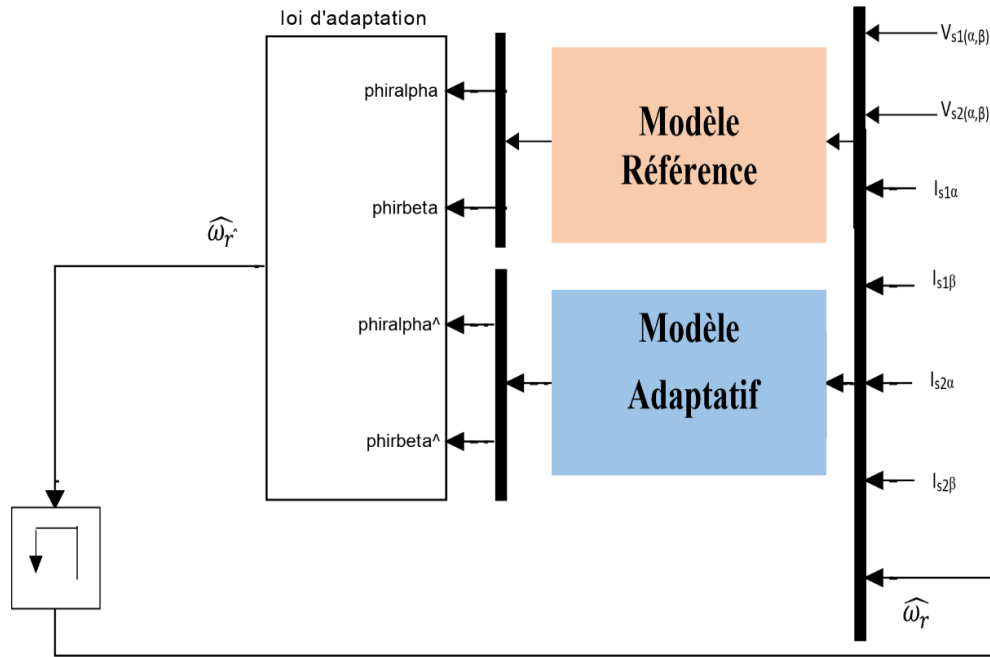


Figure 5.2 Présentation du modèle Simulink de l'estimateur type MRAS.

#### a) Modèle de référence

Sur ce Modèle nous avons utilisé les flux  $[\phi_{r\alpha} ; \phi_{r\beta}]$  comme référence et ne dépend pas explicitement de la vitesse.

#### b) Modèle adaptatif

Sur ce bloc nous avons calculé les valeurs des flux estimés  $[\phi_{r\alpha} ; \phi_{r\beta}]$  en utilisant la vitesse rotorique estimée, pour ajuster les nouvelles valeurs des flux. En essayant à chaque période de calcul de satisfaire la loi d'adaptation.

#### c) Loi d'adaptation

La loi d'adaptation (mécanisme d'adaptation) fait le calcul d'erreur avec un produit croisé entre les flux de références et les flux estimés est donnée par l'expression (5.8). Cette erreur est destinée au correcteur PI.

À partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence nous prendrons la valeur de référence du flux rotorique dans (5.7), et puisque (5.3) demande l'information de la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans Figure 5.3.

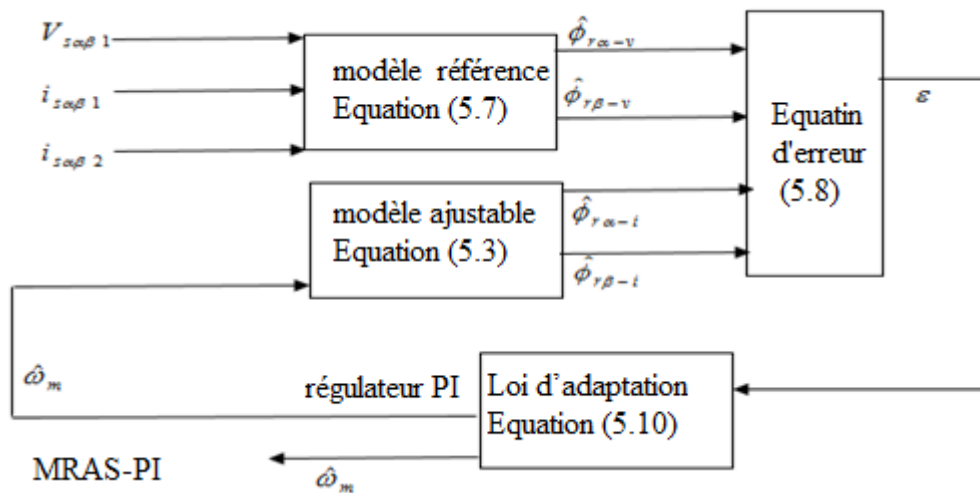


Figure 5.3 Schéma de principe de la technique MRAS classique appliquée au MASDE.

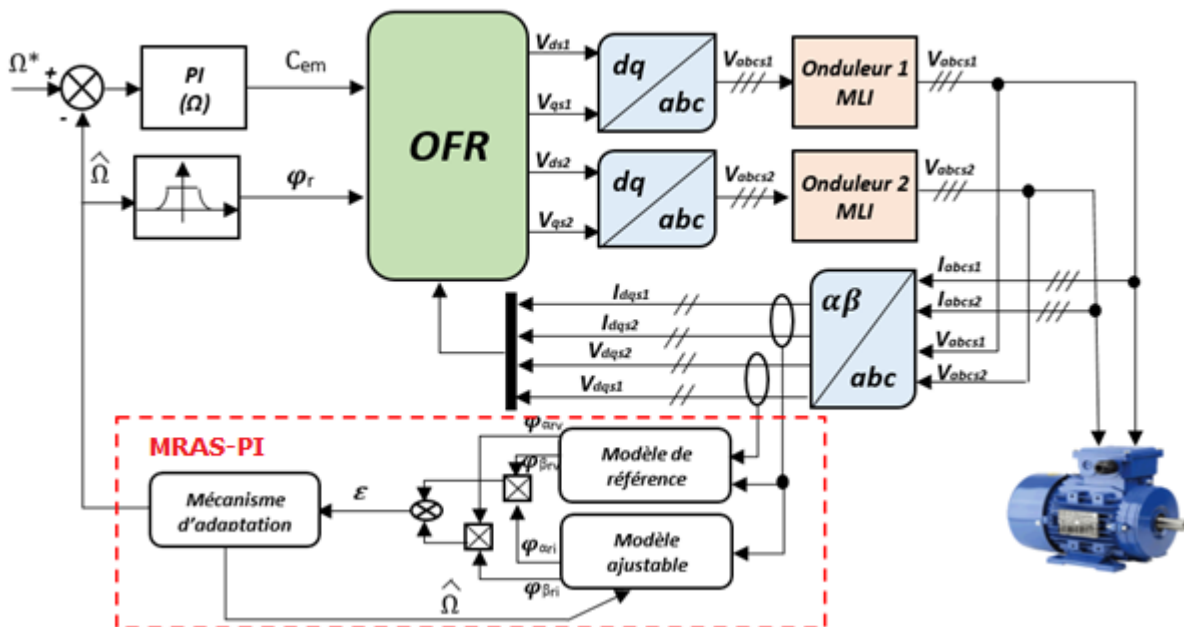
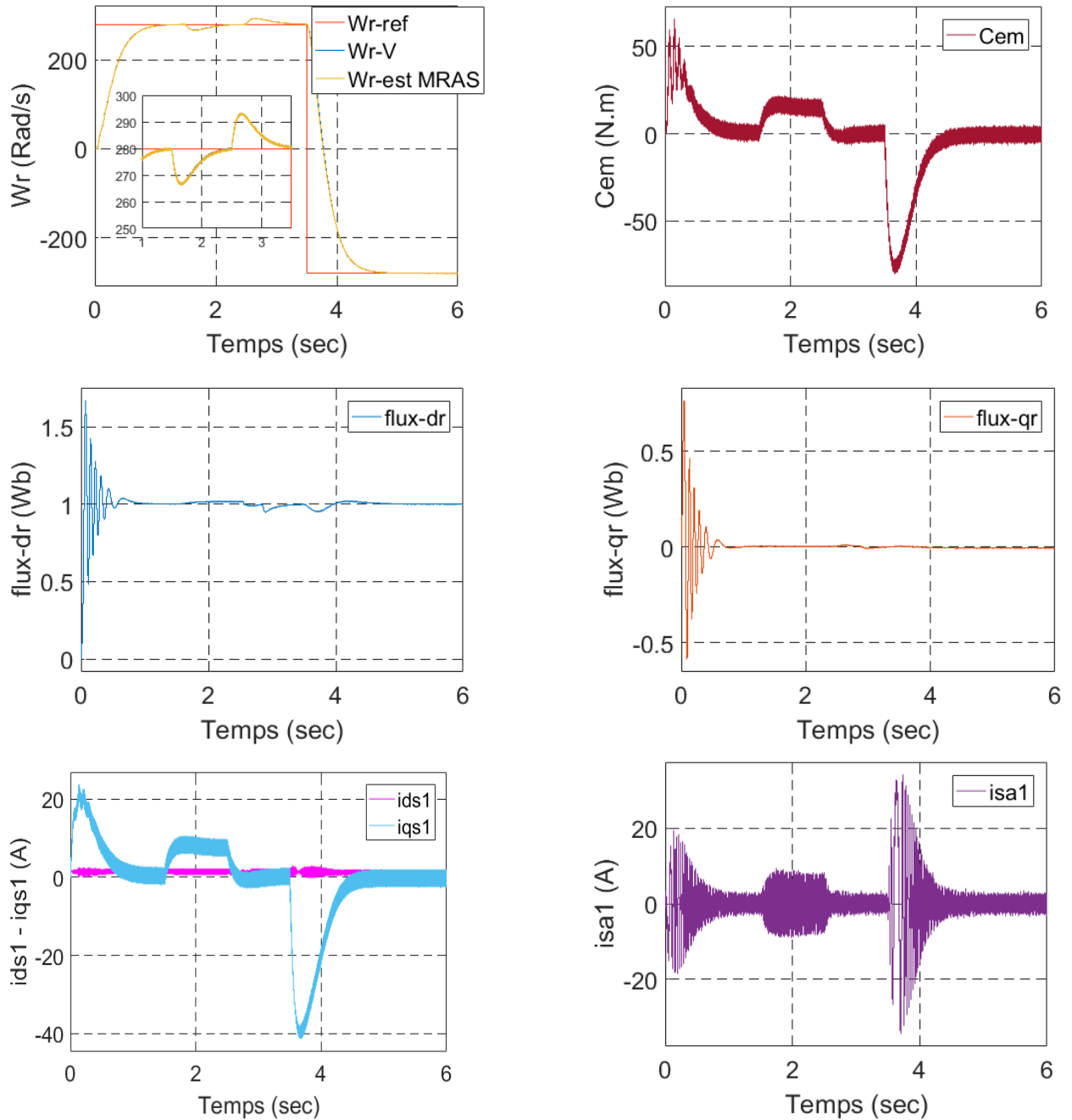


Figure 5.4 Commande Vectorielle indirecte d'une MASDE doté d'un système adaptatif MRAS.

### 5.2.1.4 Résultats de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'estimateur MRAS, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux et commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique Figure 5.4.

En premier lieu, on a testé la machine en charge avec une consigne de vitesse nominale 280 rd/s, et après on a appliqué une nouvelle consigne de vitesse de  $t = 3.5$  s de -280 rd/s. la vitesse estimée est comparée à la vitesse réelle de la machine et la consigne.



**Figure 5.5** Simulation de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse, en utilisant l'estimateur MRAS avec application d'une charge de 14 N.m à  $t = [1.5 - 2.5]$  et un changement du sens de rotation  $\pm 280$  rad/sec.

Les Figures 5.5, illustrent les résultats de simulation d'une commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse munie d'une commande avec un système adaptatif MRAS, appliquée à une MASDE pour les différentes consignes de vitesse.

On peut remarquer respectivement, la superposition des courbes des vitesses estimées et réelles de plus près dans les courbes correspondantes.

On constate aussi que tous les autres résultats sont acceptables :

Le couple électromagnétique passe par un régime transitoire et se stabilise à une valeur nulle, à l'instant  $t = [1.5 \ 2.5]$  sec il a atteint une valeur égale au couple de charge 14 N.m, et à l'instant  $t = 3.5$  sec il passe aussi par un régime transitoire de 0.4 sec, dont il a enregistré une chute de -75 N.m du fait du changement soudain de la vitesse de rotation  $-\omega$ .

Le flux directe et en quadrature gardant un régime stable  $\phi_{dr} = 0.1$  wb et  $\phi_{qr} = 0$  wb, ils présentent une faible perturbation à l'intervalle  $t = [3.5 \ 3.8]$  sec.

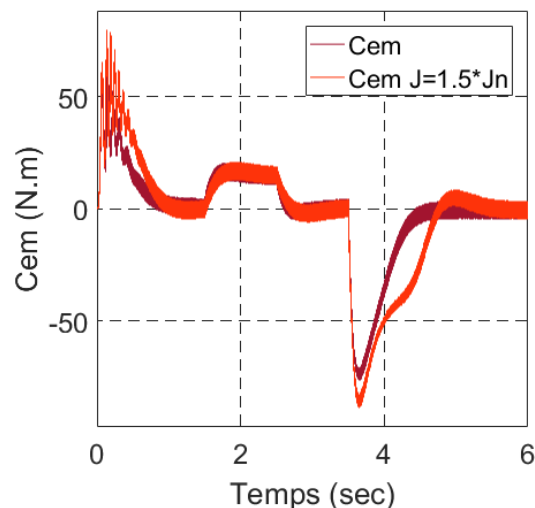
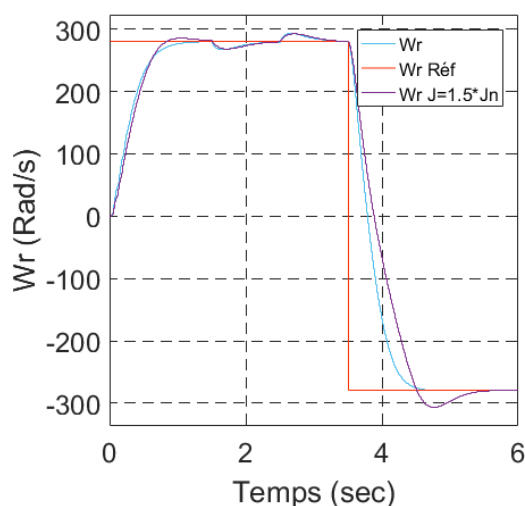
Le courant statorique directe reste dans une allure stable proche de 2 A avec des oscillations, et le courant en quadrature suit la même allure du couple électromagnétique.

### A) Test de robustesse :

Afin de suivre le comportement lors de variation des paramètres internes de la machine, nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir le moment d'inertie (J), la résistance rotorique ( $R_r$ ) et statorique ( $R_s$ ), dont les profils sont présentés sur les Figures : (5.6) ; (5.7) et (5.8).

- Variation de +50 % de le moment d'inertie (J).
- Variation de +100 % de la résistance Rotorique ( $R_r$ ).
- Variation de +100 % de la résistance statorique ( $R_s$ ).

### Variation de J :



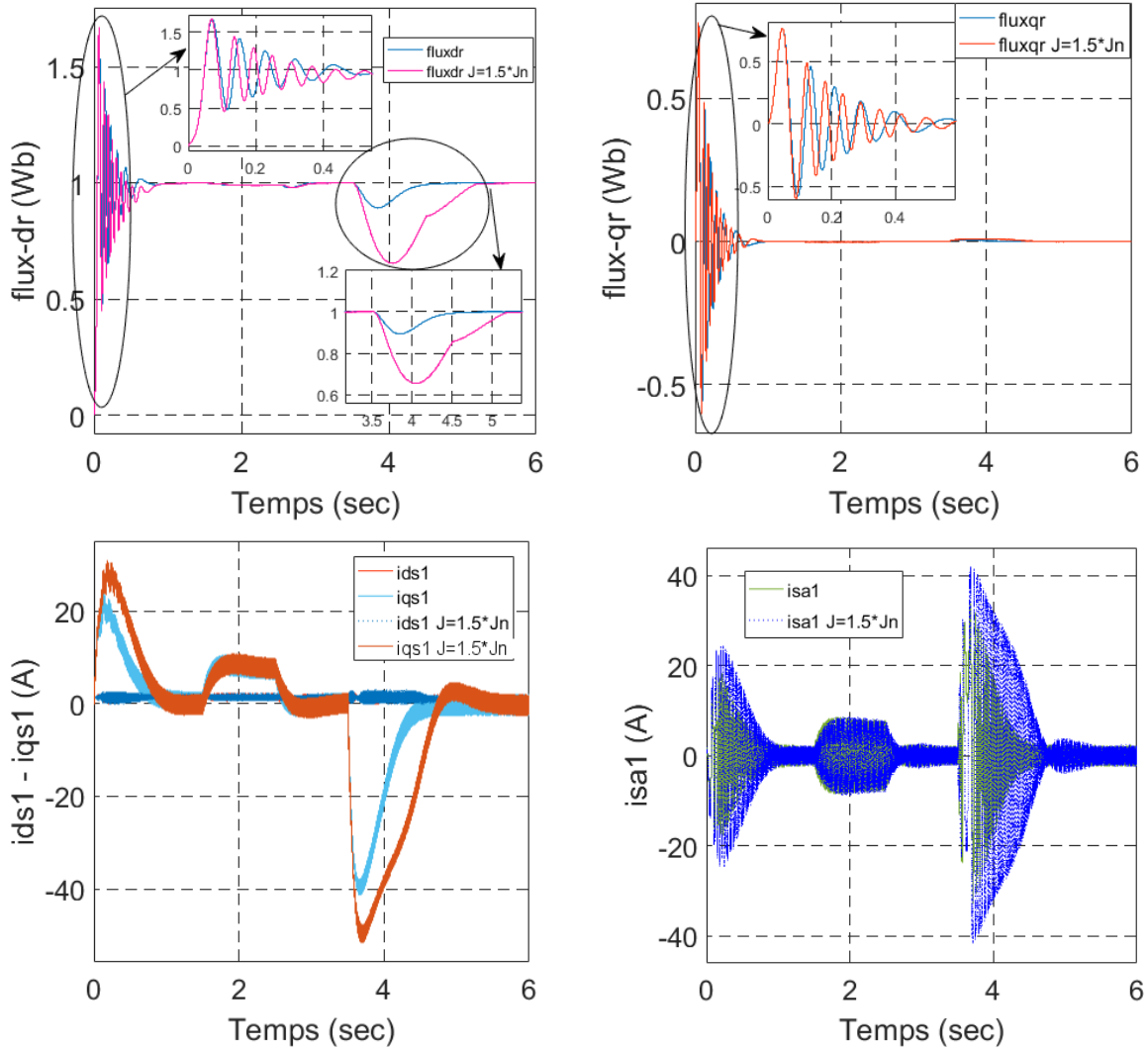
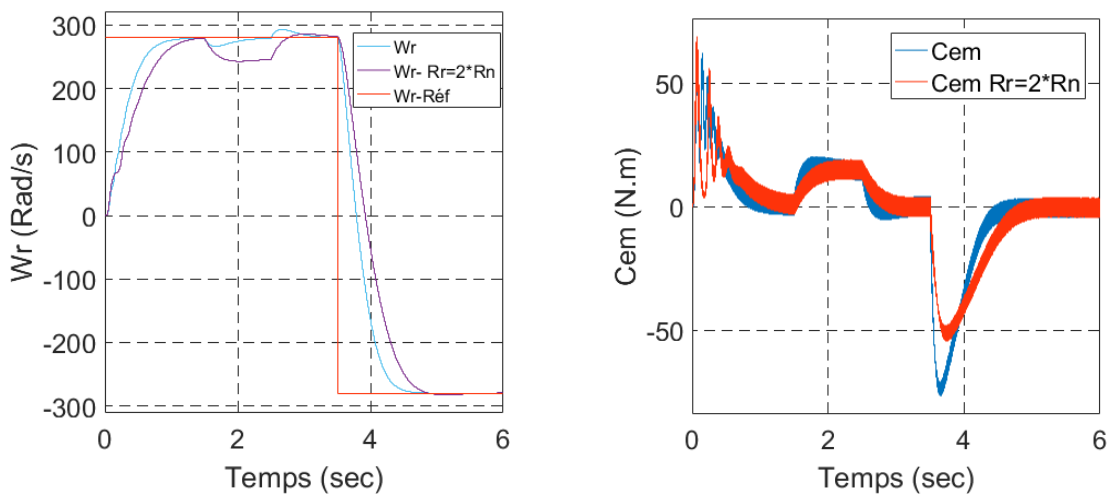


Figure 5.6 Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE avec la variation de +50% ( $J$ ).

**Variation de  $R_r$ :**



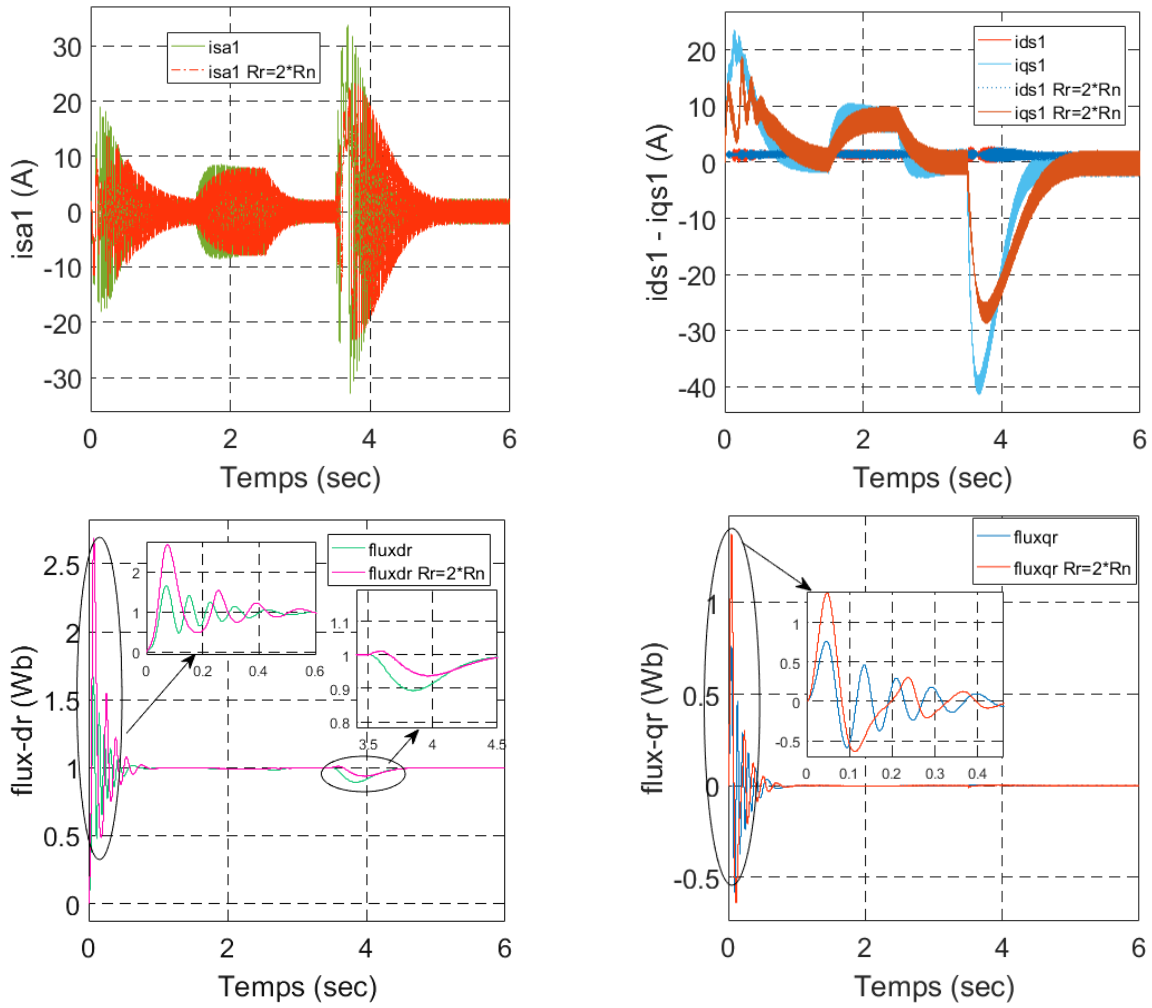
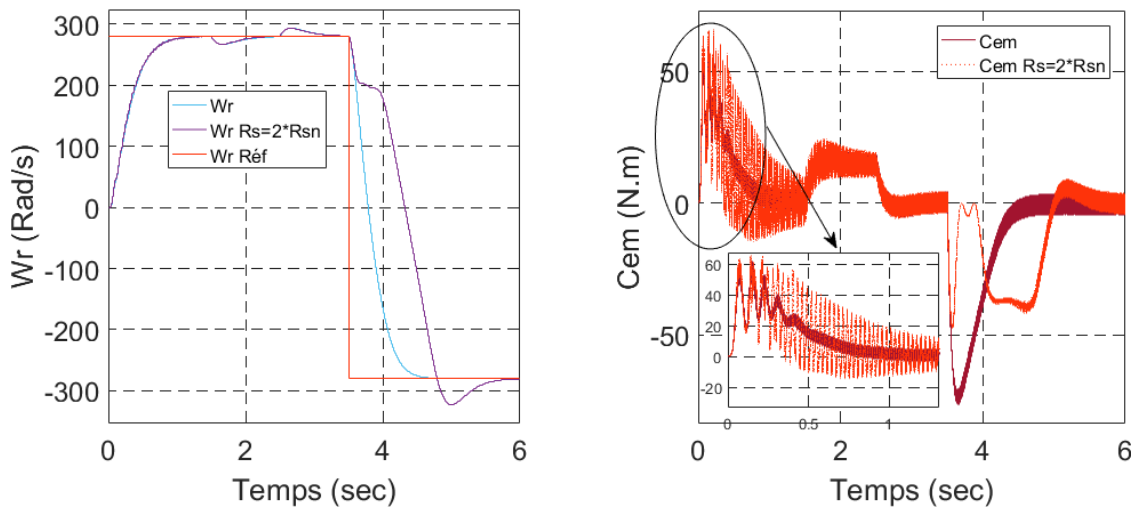
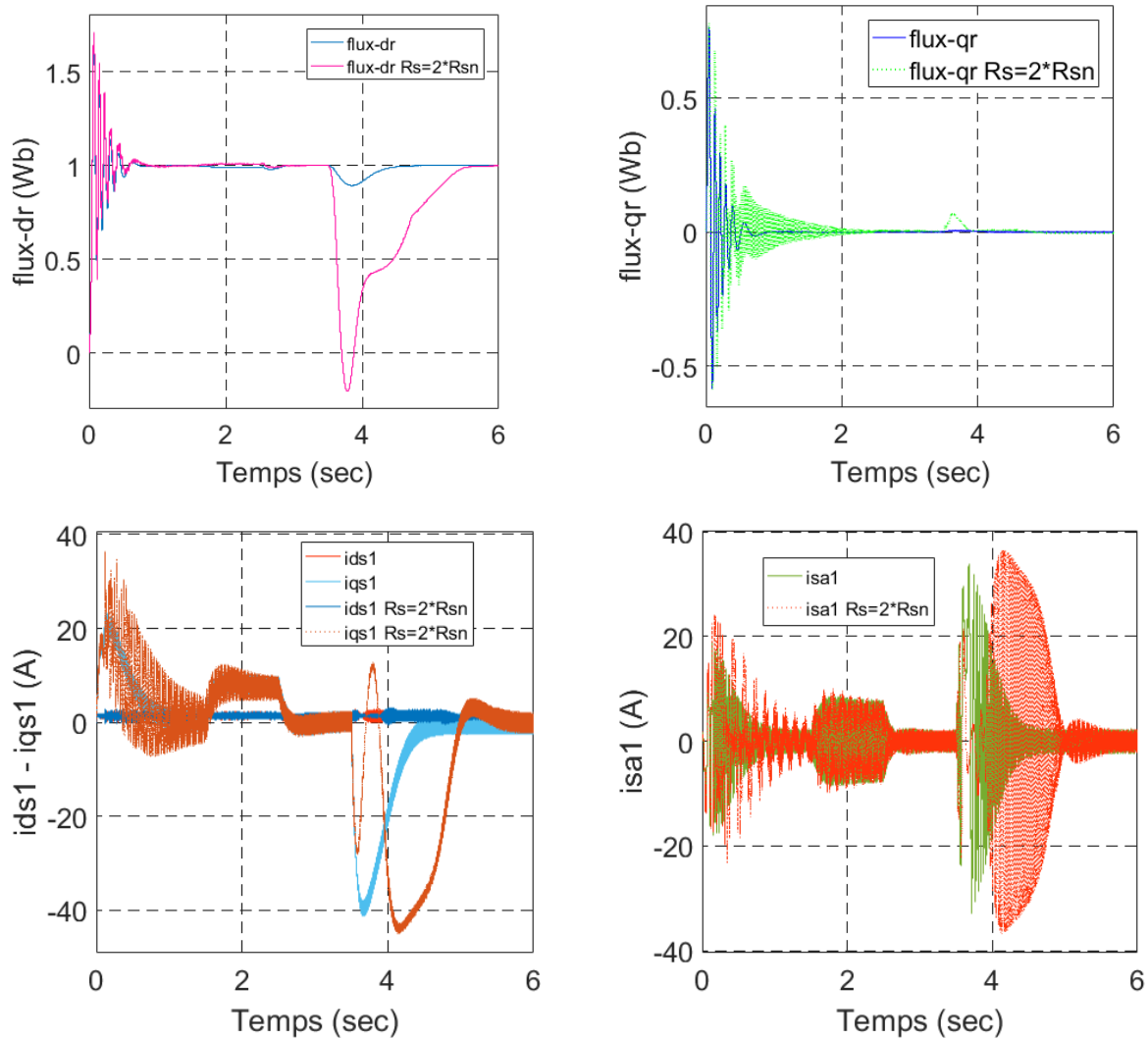


Figure 5.7 Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% Rr).

**Variation de Rs:**





**Figure 5.8** Simulation de la commande vectorielle - MRAS de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100%  $R_s$ ).

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de MRAS, nous avons simulé les variations de moment d'inertie ( $J=1.5xJ_n$ ), la résistance rotorique ( $R_r=2 \cdot R_n$ ) et statorique ( $R_s=2xR_{sn}$ ), les résultats des Figures (5.6 ; 5.7 et 5.8) montrent que :

Le premier test (la figure 5.6) de robustesse c'est un test de variation du moment d'inertie à +50%, on remarque que la vitesse est affectée par la variation surtout dans la partie négative. Le couple électromagnétique, les courants, les flux rotoriques ont été affectés depuis l'intervalle [3.5 4.8].

Dans le deuxième teste (la figure 5.7), nous avons augmenté la résistance rotorique à +100%, on remarque que le système est lent devant la variation de  $R_r$ , en plus dans le temps d'application le couple de charge, la vitesse perturbée à cet intervalle et diminue jusqu'à 240 rd/s.

La figure suivante représente un test de robustesse avec le changement de la résistance statorique à +100%, on observe que toutes les grandeurs ont été affecté à partir de l'instant



$t=0.2s$ . Ce qui signifie que l'estimateur MRAS avec la commande vectorielle est un peu sensible devant le changement de  $R_s$ .

### 5.3 Le Flitre Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [78], [79],[80].

- Sélection du modèle de la machine.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits  $Q$ ,  $R$  et d'état  $P$ .
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x = Ax + Bu + w(t) \\ y = Cx + v(t) \end{cases} \quad (5.8)$$

Avec

$w(t)$  : bruits d'entrées (ou d'état)

$v(t)$  : bruits de sortie (ou de mesure)

-Leur valeur moyenne est nulle :

$$\begin{aligned} E[w(t)] &= 0 \\ E[v(t)] &= 0 \end{aligned} \quad (5.9)$$

- On définit leurs matrices de covariance respectives par [81]:

$$\begin{aligned} E[w(t).w(t)^T] &= Q \\ E[v(t).v(t)^T] &= R \end{aligned} \quad (5.10)$$

#### 5.3.1 Le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données, qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état d'un système dynamique. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement sous forme discrète. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande  $u(k)$  est constante entre les instants  $kt_e$  et  $(k+1)t_e$ .

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ y(k+1) = C_d x(k+1) + v(k) \end{cases} \quad (5.11)$$

$x(k)$  le vecteur d'état des variable discrètes de dimension  $n$ ,  $A_d$ ,  $B_d$  et  $C_d$  sont les matrices de transition d'état entre les instants  $kt_e$  et  $(k+1)t_e$ . Les deux matrices  $A_d$  et  $B_d$  sont représentées comme suit [82].

$$\begin{aligned} A_d &\cong I + At_e \\ B_d &\cong Bt_e \\ C_d &\cong C \end{aligned} \quad (5.12)$$

$I$  : matrice identité

L'algorithme de filtre de *Kalman*, peut être présenté en deux étapes à savoir :

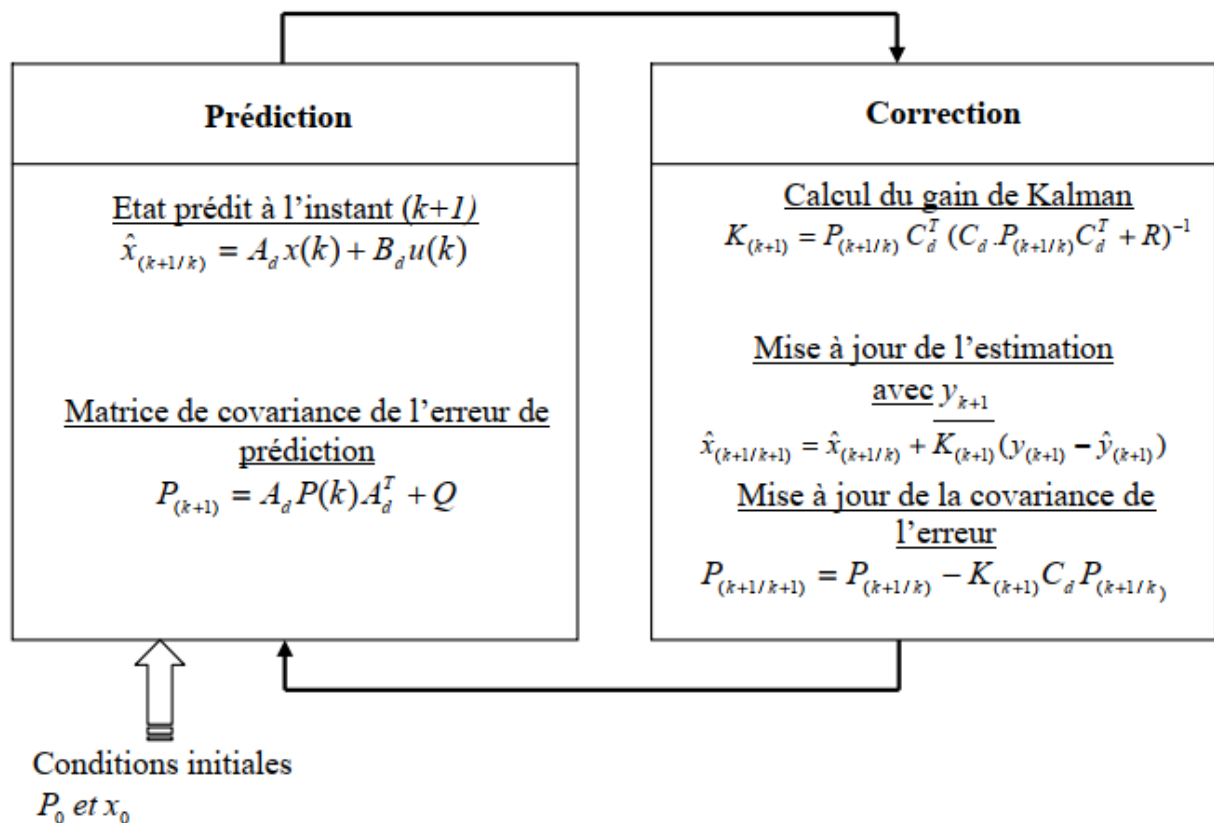


Figure 5.9 Différentes étapes du Filtre de Kalman.

### 5.3.2 Filtre Kalman étendu :

Le filtre de Kalman étendu : « Extended Kalman Filter » réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Dans le cas de la machine asynchrone ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge et les paramètres électriques.

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système

doit être discrétisé et linéarisé autour d'un point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel [82].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(x) + v(t) \end{cases} \quad (5.13)$$

$f(x, u, t), h(x)$  : Fonctions non linéaires.

Le modèle discret de (5.13) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (5.14)$$

$k$  L'instant temporel,

$x(k)$  Le vecteur d'état,

$u(k)$  Le vecteur de commande

$y(k)$  Le vecteur de sortie,

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne.

$$\int_{kt_e}^{(k+1)t_e} f(x(t), u(t), t) dt \cong ((k+1)t_e - kt_e) \cdot f(x) \quad (5.15)$$

$$\cong t_e \cdot f(x)$$

Où :  $t_e$  est la période de discrétisation

L'implémentation du filtre de *Kalman* étendu dans le cas du système non linéaire donné par (5.14), consiste en l'exécution des étapes suivantes [Khe-07] :

**Etape1** : Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance

$$x(0), Q_0, R_0, P_0$$

**Etape2** : Prédiction des états

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1), \hat{y}(k+1) \\ \hat{x}(k+1/k) = f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1/k) = h(x(k+1)) \end{aligned} \quad (5.16)$$

**Etape3** : Prédiction de la matrice de covariance

$$p(k+1/k) = F(k) \cdot P(k) \cdot F(k)^T + Q \quad (5.17)$$

$$\text{Avec } F(x) = \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x} \quad (5.18)$$

$$x = \hat{x}(k+1/k)$$

**Etape4 :** Calcul du gain de Kalman

$$K(k+1) = P(k+1/k).H^T(k+1)[h(k+1).P(k+1/k)H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (5.19)$$

La matrice gradient définie comme suit :

$$H(k+1) = \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x} \quad \text{et} \quad x = \hat{x}(k+1/k)$$

**Etape5 :** Estimation du vecteur d'état

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)[y_m(k+1) - y(k+1/k)] \quad (5.20)$$

Avec :  $y_m(k+1)$  est le vecteur des états mesurés

**Etape6 :** Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k+1)P(k+1/k) \quad (5.21)$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (2) et ainsi de suite.

### 5.3.3 L'estimateur Filtre Kalman avec la commande vectorielle :

Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, nous utiliserons le modèle d'état de la MASDE dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, avec la condition  $\omega_s = 0$  .

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\alpha 1} - R_{s1}i_{s\alpha 1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \right] \\ \frac{di_{s\beta 1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\beta 1} - R_{s1}i_{s\beta 1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \right] \\ \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\alpha 2} - R_{s2}i_{s\alpha 2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \right] \\ \frac{di_{s\beta 2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\beta 2} - R_{s2}i_{s\beta 2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \right] \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{\alpha r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) - \phi_{\beta r} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})] \\ J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_m \end{array} \right. \quad (5.22)$$

Le modèle étendu de la machine dans le référentiel lié au stator s'écrit :

$$f = \begin{bmatrix} a11 & a12 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & 0 & 0 \\ a12 & a11 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a11 & a12 & -a16^* p^* x_7 & a15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a12 & a11 & -a16^* p^* x_7 & a15 & 0 & 0 \\ a5 & a5 & 0 & 0 & -a6 & -p^* x_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a5 & a5 & p^* x_7 & -a6 & 0 & 0 \\ -Ke^* x_6 & -Ke^* x_6 & Ke^* x_5 & Ke^* x_5 & 0 & 0 & -fr/J & -1/J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\text{Avec : } a1 = [L_{s1} + L_m - (L_m^2 / (L_m + L_r))], a3 = [L_m - (L_m^2 / (L_m + L_r))], a4 = [L_m / (L_m + L_r)]$$

$$a5 = [R_r \times (L_m / (L_m + L_r))], a6 = [R_r / (L_m + L_r)], a5 = [(P / J) \times L_m / (L_m + L_r)],$$

$$a11 = -[((a1^* Rs1) / (a1^2 - a3^2)) + ((a4^* a5) / (a1 + a3))], a15 = [(a4^* a6) / (a1 + a3)]$$

$$a12 = [((a3^* Rs2) / ((a1)^2 - (a3)^2)) - ((a4^* a5) / (a1 + a3))], a16 = [(a4) / (a1 + a3)]$$

$$B11 = [a1 / ((a1)^2 + (a3)^2)], B12 = [a3 / ((a1)^2 + (a3)^2)]$$

Les tensions statoriques et les états sont :

$$U = [v_{s\alpha1} \ v_{s\alpha2} \ v_{s\beta1} \ v_{s\beta2}] \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} X &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^T \\ &= [i_{s\alpha1} \ i_{s\beta1} \ i_{s\alpha2} \ i_{s\beta2} \ \phi_{\alpha1} \ \phi_{\beta1} \ \omega_r \ c_r]^T \end{aligned} \quad (5.25)$$

La matrice Jacobienne  $F$  est déduite selon l'équation (5.18). Par conséquent :

$$F = \begin{bmatrix} a11 & a12 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & a16^* p^* x_6 & 0 \\ a12 & a11 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & a16^* p^* x_6 & 0 \\ 0 & 0 & a11 & a12 & -a16^* p^* x_7 & a15 & -a16^* p^* x_5 & 0 \\ 0 & 0 & a12 & a11 & -a16^* p^* x_7 & a15 & -a16^* p^* x_5 & 0 \\ a5 & a5 & 0 & 0 & -a6 & -p^* x_7 & -p^* x_6 & 0 \\ 0 & 0 & a5 & a5 & p^* x_7 & -a6 & p^* x_5 & 0 \\ -Ke^* x_6 & -Ke^* x_6 & Ke^* x_5 & Ke^* x_5 & -Ke^* (x_1 + x_2) & Ke^* (x_3 + x_4) & -fr/J & -1/J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

La matrice de mesure  $C$  donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Pour estimer la vitesse de rotation de la MASDE par filtre de Kalman étendu, la mesure des courants statoriques et l'estimation du vecteur tension sont indispensables. L'estimation effectuée en adoptant les paramètres de l'observateur suivants :

La matrice de bruit d'état P donnée par :

$$P = \text{diag}[10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8}] \quad (5.28)$$

La matrice de covariance de bruit d'état Q donnée par :

$$Q = \text{diag}[10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2}] \quad (5.29)$$

La figure 5.10, schématise le principe de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

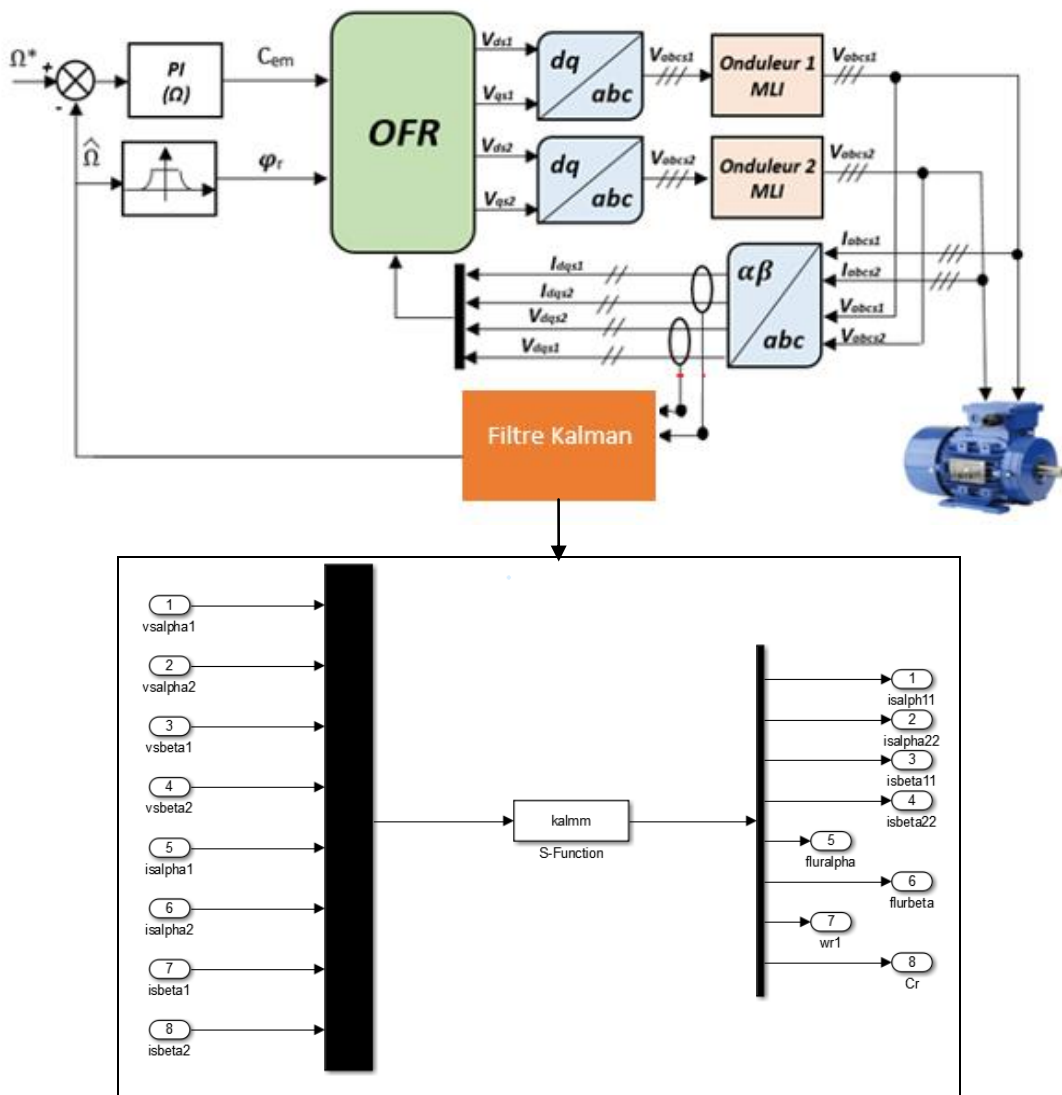
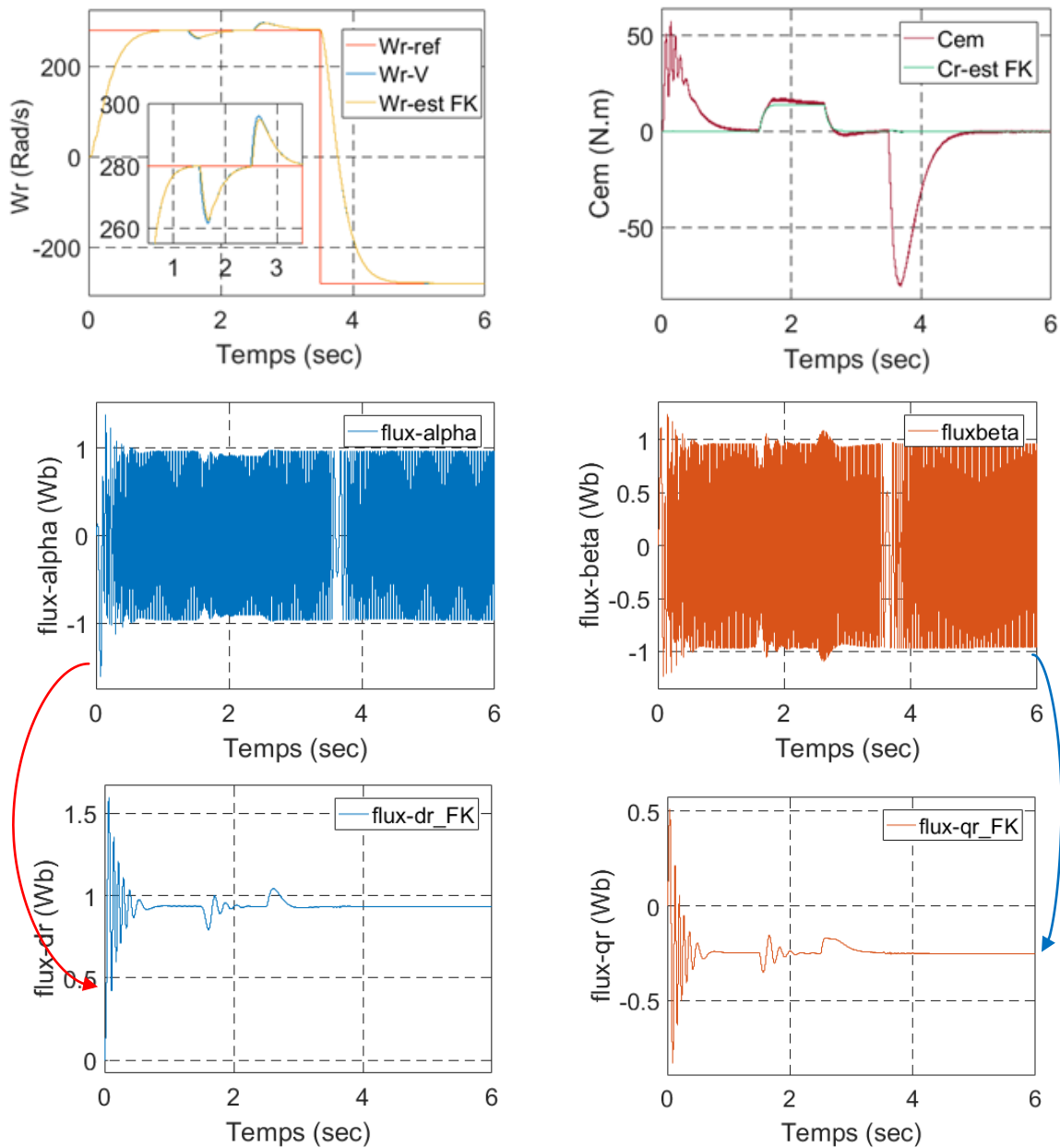


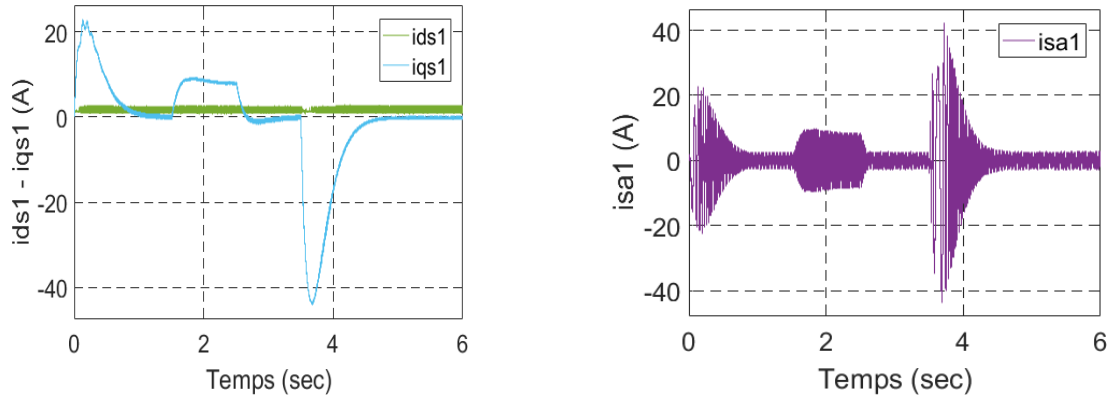
Figure 5.10 Schéma global de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

### 5.3.4 Résultats de simulation :

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'estimateur Filtre Kalman, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux et commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique Figure 5.10.

On applique un changement de la consigne de vitesse de 280 rad/s à -280 rad/s à partir de l'instant  $t=3.5s$ , sous l'application d'un couple de charge égal à 14 Nm entre les instants  $t_1= 1s$  et  $t_2 = 1.5s$  respectivement. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure 5.11.





**Figure 5.11** simulation de la commande vectorielle de la MASDE sans capteur de vitesse, en utilisant le filtre de Kalman étendu avec application d'une charge de 14 N.m à  $t = [1.5 - 2.5]$  et un changement du sens de rotation  $\pm 280$  rad/sec.

Les figures 5.11, illustrent les résultats de simulation d'une commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse, munie d'une commande avec un estimateur Filtre Kalman appliquée à une MASDE pour les différentes consignes de vitesse.

On constate que cet algorithme d'estimation est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse de référence, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l'inversion du sens de rotation, d'une façon très satisfaisante. De même pour les composantes estimées du flux rotorique qui sont peu influées par cette inversion de vitesse et proche de la référence, il faut en tenir que nous avons fait cette estimation avec le model  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, avec la condition  $\omega_s = 0$ .

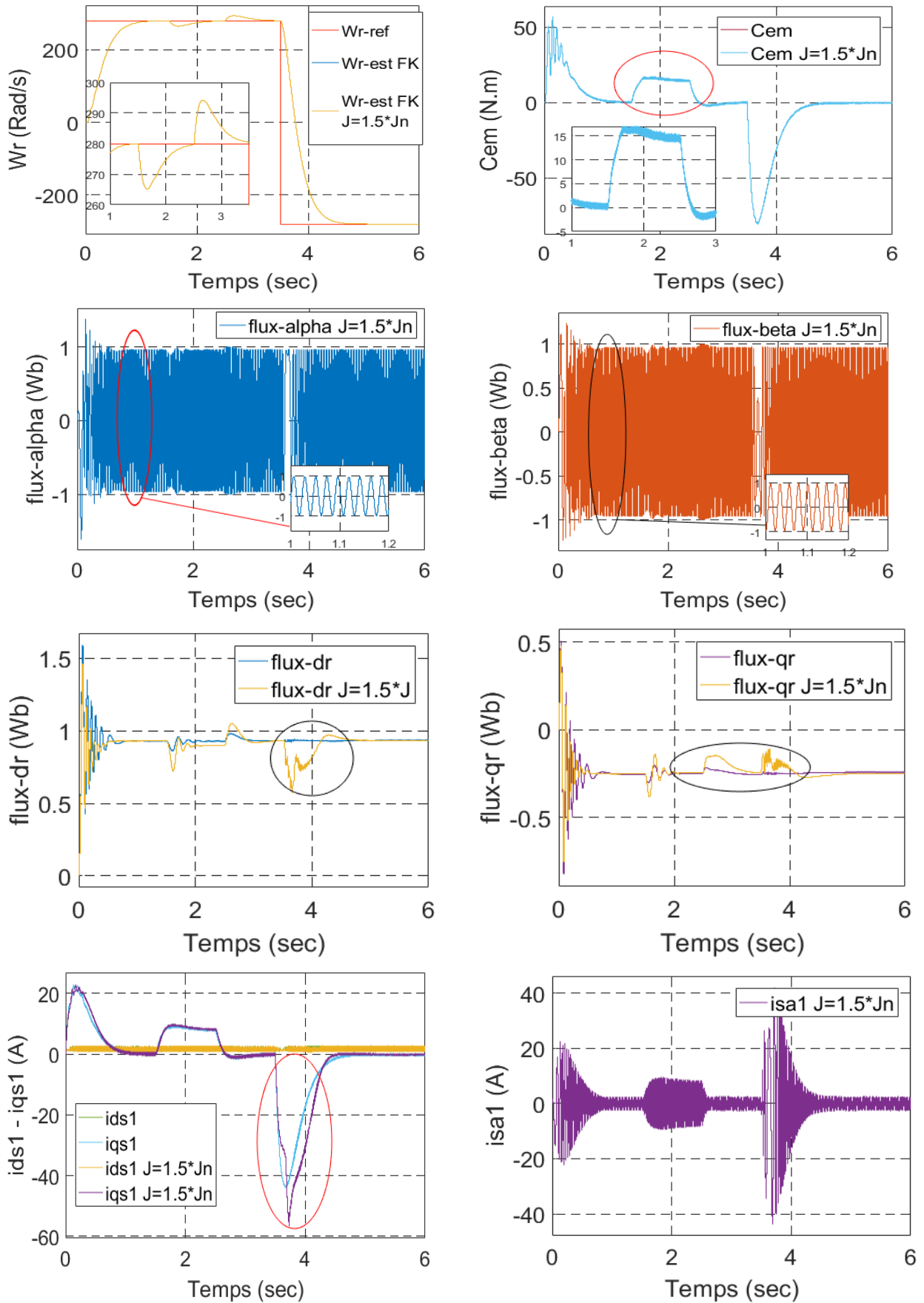
#### A) Test de robustesse :

Afin de suivre le comportement lors de variation des paramètres internes de la machine, nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir le moment d'inertie (J), les résistances (rotorique (Rr) et statorique (Rs)) dont les profils sont présentés sur les figures : (5.12) ; (5.13) et (5.14).

- a) Variation de +50 % du moment d'inertie (J).
- b) Variation de +100 % de la résistance Rotorique (Rr).
- c) Variation de +100 % de la résistance statorique (Rs).

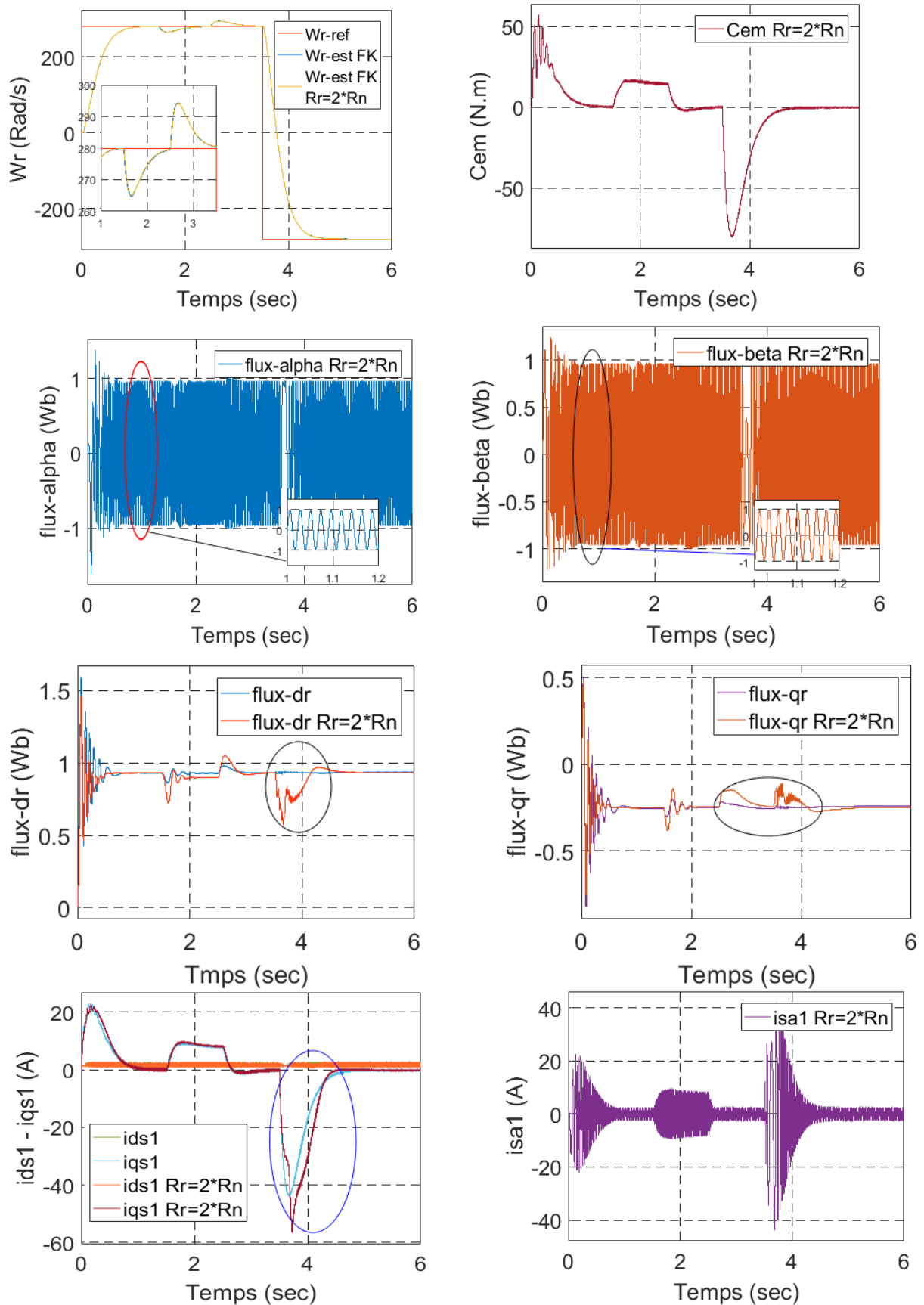
#### Variation de J :





**Figure 5.12** Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE  
Avec variation du moment d’inertie à +50% ( $J$ ).

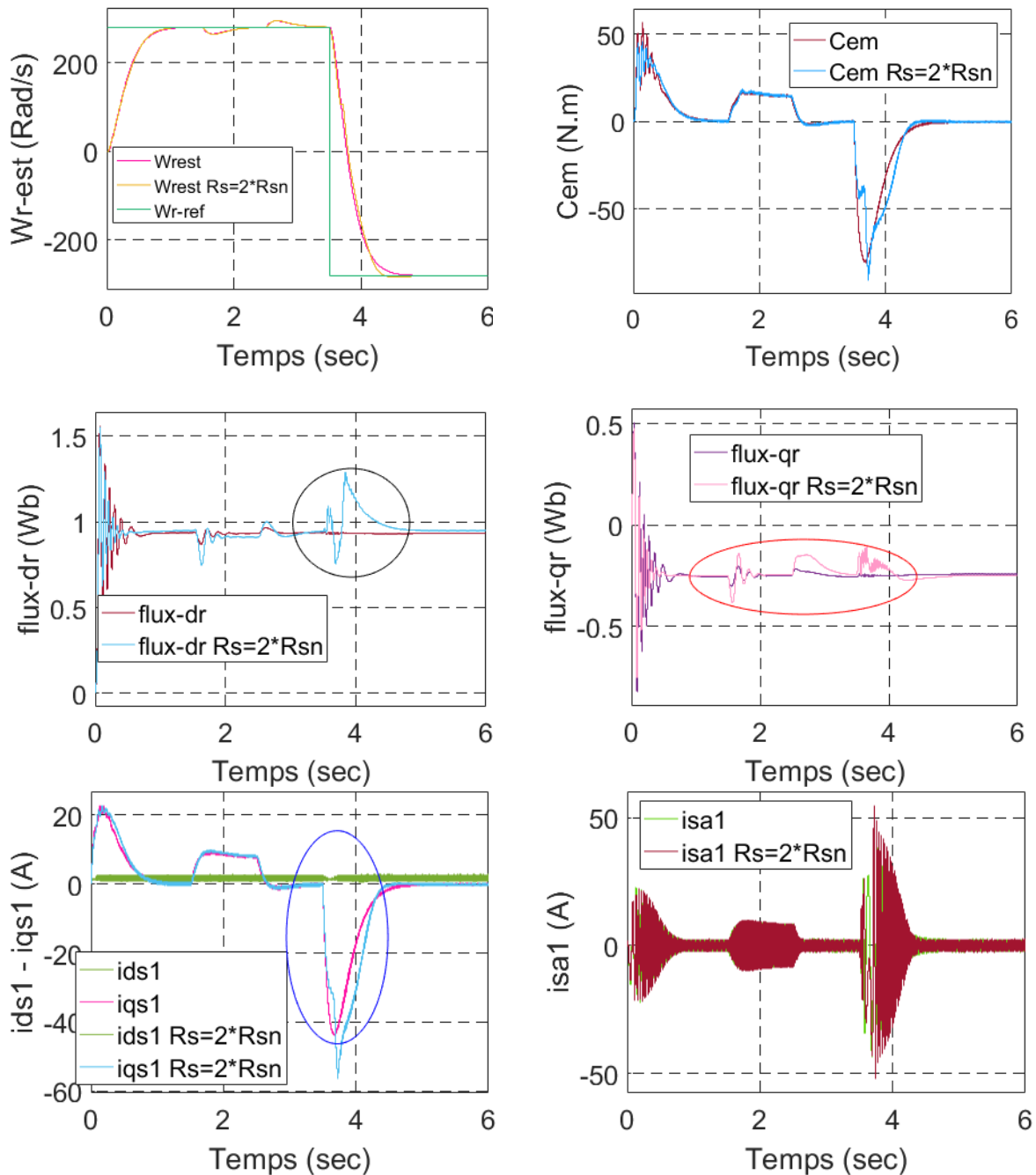
**Variation de  $R_r$ :**



**Figure 5.13** Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE

Avec variation de la résistance Rotorique à (+100%  $R_r$ ).

**Variation de  $R_s$ :**



**Figure 5.14** Simulation de la commande vectorielle – Filtre Kalman de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100%  $R_s$ ).

Après les résultats et afin de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de l'estimateur Filtre Kalman, nous avons simulé les variations de moment d'inertie ( $J=1.5 \times J_n$ ) et de résistance  $R_r$  et  $R_s$ , les résultats des figure (5.11) ; (5.12) et (5.13), montrent que la vitesse n'est pas affectée par la variation de ce paramètre pour un échelon de vitesse référence de  $[+280 - 280]$  rad/s, le couple électromagnétique, les courants statoriques  $isa1$  et  $ids1$  gardent leurs consignes. Les flux rotoriques et le courant  $iqs1$  gardent leurs consignes mais dans le temps qui sont fait l'inversion de sens de rotation une perturbation est observée entre 3,5 et 4,5 (s).

## 5.4 Conclusion

Nous avons présenté la commande vectorielle par le système adaptatif MRAS et l'estimateur Filtre Kalman, ces deux méthodes présentent une solution au problème d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone à double étoile, pour éliminer le capteur mécanique de vitesse qui est coûteux et fragile. On constate que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse de référence, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l'inversion du sens de rotation, d'une façon très satisfaisante. De même pour les composantes estimées du flux rotorique qui sont peu influées par cette inversion de vitesse.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la commande vectorielle sans capteur par deux techniques, le premier avec l'estimateur MRAS et le deuxième avec l'estimateur Filtre Kalman basée sur l'estimation de la vitesse n'est pas vraiment sensible aux variations du moment d'inertie  $J$  et la résistance (rotorique  $R_r$  et statorique  $R_s$ ), en utilisant ces méthodes car ils sont robustes. Donc on peut conclure que les techniques d'estimations proposées sont valables pour les conditions nominales. D'autre part, les estimateurs étudiés possèdent une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la charge et de la poursuite, permettant d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit. Par contre la commande vectorielle avec capteur mécanique n'est pas robuste face aux variations paramétriques à des degrés différents, telles que moment d'inertie  $J$  et la résistance (rotorique et statorique). A cet effet, l'adaptation en ligne de ces paramètres est indispensable afin de résoudre ce problème.

Dans le prochain chapitre, on traite l'application d'une autre commande robuste dite la commande mode glissant hybride connue par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité avec l'observation de la vitesse en utilisant l'estimateur MRAS et Filtre Kalman.

---

***Chapitre 6 : Commande  
par mode glissant  
hybride sans  
capteur mécanique de la  
MASDE***

---

## Chapitre 6 : Commande par mode glissant hybride sans capteur mécanique de la MASDE

### 6.1 Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande du MASDE sans utilisation de capteurs. D'après les résultats que nous avons obtenus dans le chapitre 4, nous avons remarqué que la commande par mode glissant hybride donnait de meilleurs résultats, et cela nous a fait penser à appliquer ce mode avec les deux estimateurs que nous avons utilisés avec la commande vectorielle.

On traite dans ce chapitre la commande par mode glissant hybride sans capteur mécanique pour l'estimation de la vitesse de MASDE. On teste les deux méthodes d'estimation qui ont été exposé dans le chapitre 5. Ensuite nous étudions les estimations avec la commande par mode glissant hybride et nous développerons les études théoriques des méthodes choisies afin de les appliquer à notre machine, et enfin on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

### 6.2 L'estimateur MRAS avec la commande par glissant

Les résultats fournis par l'estimateur de vitesse avec le régulateur classique pi, nous ont fait penser à une autre méthode avec le mode glissant pour la comparer avec la première méthode. La méthode du mode glissant hybride a donné de meilleurs résultats que les résultats du contrôle vectoriel, et nous l'observerons dans les résultats des simulations.

#### 6.2.1 Modèle ajustable (adaptatif)

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha-i}}{dt} = \left[ \frac{L_m}{T_r}(i_{s\alpha1} + i_{s\alpha2}) - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha-i} - \omega_r\hat{\phi}_{r\beta-i} \right] \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta-i}}{dt} = \left[ \frac{L_m}{T_r}(i_{s\beta1} + i_{s\beta2}) - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta-i} + \omega_r\hat{\phi}_{r\alpha-i} \right] \end{cases} \quad (6.1)$$

#### 6.2.2 Modèle de référence

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha-v}}{dt} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left[ V_{s\alpha1} - R_{s1}i_{s\alpha1} - \sigma(L_s + L_m)\frac{di_{s\alpha1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r}\frac{di_{s\alpha2}}{dt} \right] \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta-v}}{dt} = \frac{L_m + L_r}{L_m} \left[ V_{s\beta1} - R_{s1}i_{s\beta1} - \sigma(L_s + L_m)\frac{di_{s\beta1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r}\frac{di_{s\beta2}}{dt} \right] \end{cases} \quad (6.2)$$

#### 6.2.3 Loi d'adaptation avec le régulateur hybride

La surface de mode glissement à vitesse estimée est :

$$s(\varepsilon) = \varepsilon + M \int \varepsilon . dt \quad (6.3)$$

$$\text{Ou } M > 0 \text{ et } \varepsilon = \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} - \hat{\phi}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} \quad (6.4)$$

Le dérivé de  $s(\varepsilon)$  donne :

$$s(\varepsilon) = \dot{\varepsilon} + M \varepsilon \quad (6.5)$$

$$\text{Ou } \dot{\varepsilon} = \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} + \hat{\phi}_{r\alpha-i} \dot{\hat{\phi}}_{r\beta-v} - \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} - \hat{\phi}_{r\alpha-v} \dot{\hat{\phi}}_{r\beta-i} \quad (6.6)$$

La substitution de l'équation du modèle adaptatif (6.1) en (6.6)

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} = & \hat{\phi}_{r\alpha-i} \dot{\hat{\phi}}_{r\beta-v} - \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} + \frac{L_m}{T_r} \left[ (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) \hat{\phi}_{r\beta-v} - (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) \hat{\phi}_{r\alpha-v} \right] \\ & - \frac{1}{T_r} \left[ \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} + \hat{\phi}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} \right] - \hat{\omega}_m \left[ \hat{\phi}_{r\beta-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} + \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\alpha-v} \right] \end{aligned} \quad (6.7)$$

En laissant :

$$\chi_1 = \hat{\phi}_{r\alpha-i} \dot{\hat{\phi}}_{r\beta-v} - \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} + \frac{L_m}{T_r} \left[ (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) \hat{\phi}_{r\beta-v} - (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) \hat{\phi}_{r\alpha-v} \right] - \frac{1}{T_r} \left[ \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} + \hat{\phi}_{r\alpha-v} \hat{\phi}_{r\beta-i} \right] \quad (6.8)$$

$$\chi_2 = \hat{\phi}_{r\beta-i} \hat{\phi}_{r\beta-v} + \hat{\phi}_{r\alpha-i} \hat{\phi}_{r\alpha-v}$$

Les équations (6.5) et (6.7) peuvent être écrites comme suit :

$$\dot{\varepsilon} = \chi_1 - \hat{\omega}_m \chi_2 \quad (6.9)$$

$$\text{Et } \dot{S}(\varepsilon) = \chi_1 - \hat{\omega}_m \chi_2 + M\varepsilon \quad (6.10)$$

En remplaçant par  $\hat{\omega}_m$  un contrôle équivalent et attractif  $\hat{\omega}_m = \hat{\omega}_{m-eq} + \hat{\omega}_n$  dans l'équation (6.10).

Et pour faire l'hybridation de la commande, il suffit de remplacer la fonction  $sign(x)$  par un contrôleur neuro-flou  $\hat{\omega}_m = \hat{\omega}_{m-eq} + \hat{\omega}_{ANFIS}$  qui a une entrée  $S(x)$  et une sortie  $\omega_{ANFIS}$  on trouve :

$$\dot{S}(\varepsilon) = \chi_1 - \hat{\omega}_{m-eq} \chi_2 - \hat{\omega}_{m-ANFIS} \chi_2 + M\varepsilon \quad (6.11)$$

En mode glissant et en régime établi, nous avons  $s(\varepsilon) = 0$  et donc  $\dot{s}(\varepsilon) = 0$  et  $\omega_{ANFIS} = 0$  Par conséquent :

$$\hat{\omega}_{m-eq} = \frac{\chi_1 + M\varepsilon}{\chi_2} \quad (6.12)$$

Le schéma fonctionnel de l'estimateur MRAS en mode glissant et mode glissant hybride en remplaçant la fonction sign par un contrôleur ANFIS est illustré à la figure 4:

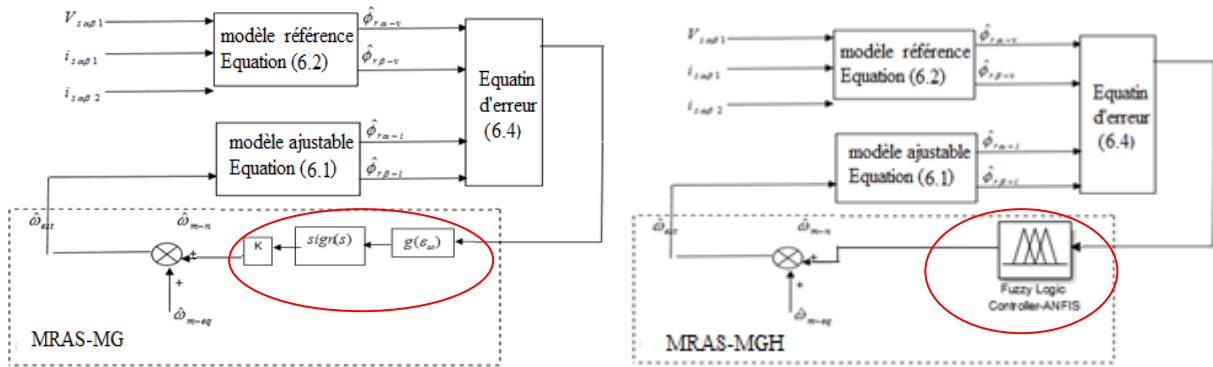


Figure 6.1 Schéma fonctionnel de la technique MRAS en mode glissant hybride appliquée au MASDE.

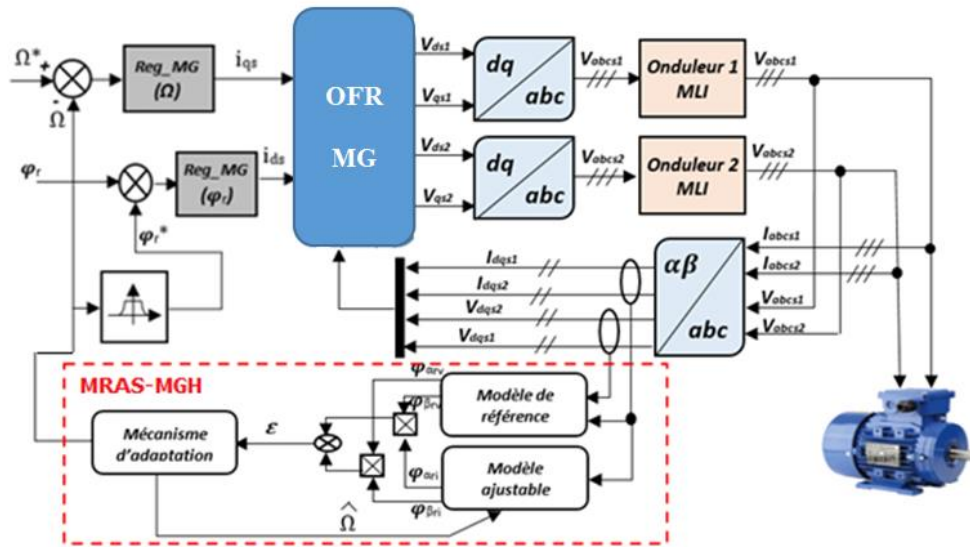


Figure 6.2 Commande par mode glissant hybride d'une MASDE doté d'un système adaptatif MRAS.

Pour tester le système de glissement, afin de pouvoir éliminer le problème de paramètres de la fonction signe de l'estimateur MRAS, nous avons ajouté une méthode métaheuristique GWO. Et que nous allons l'expliquer dans les résultats obtenus.

### 6.2.4 Optimisation du contrôleur MG avec GWO

Pour l'optimisation  $K$  et  $\xi$  dans la fonction sign MG-MRAS avec le modèle GWO Matlab/Simulink présentée sur la figure 6.2.

#### 6.2.4.1 Généralité sur l'optimisateur Grey Wolf (loup gris)

L'algorithme GWO [83,84] est un nouvel algorithme méta-heuristique introduit en 2014 par Mirjalili et al. Le GWO algorithme imite l'hierarchie du leadership et le mécanisme de la chasse des loups gris à l'état sauvage. La méthode simule l'hierarchie sociale et le comportement de la chasse dans la société des loups gris. Quatre types de simulations sont appliqués dans l'hierarchie du loup gris:

Alpha ( $\alpha$ ), Beta ( $\beta$ ), Delta ( $\delta$ ), et Omega ( $\omega$ ), comme le montre la figure 2.



Le loup Alpha ( $\alpha$ ) dont les chefs de tout le groupe sont principalement responsables de la prise de décision concernant la chasse, couchage, heure du réveil, etc. Loup bêta ( $\beta$ ) qui est le subordonné du loup Alpha ( $\alpha$ ) se trouve au deuxième rang dans la hiérarchie. Le loup bêta ( $\beta$ ) est connu comme assistant du loup Alfa ( $\alpha$ ) dans la décision de la chasse et autres activités. Le classement le plus bas le loup gris est un loup oméga ( $\omega$ ) qui suit les alphas ( $\alpha$ ), et Bêtas ( $\beta$ ), mais dominant les loups omégas ( $\omega$ ). Si un loup n'est pas un Alpha ( $\alpha$ ), Beta ( $\beta$ ) ou Omega ( $\omega$ ), il est appelé loup Delta ( $\delta$ ). La recherche dans GWO commence par la population de loups (solutions) qui sont générées de manière aléatoire. Ces loups estiment la localisation des proies (optimale) par une procédure itérative pendant le processus de la chasse (optimisation). Alpha ( $\alpha$ ) est la solution la plus adaptée suivie de Beta ( $\beta$ ) et Delta ( $\delta$ ) comme deuxième et troisième meilleure solution. Les autres solutions sont les moins importantes et considérées comme Oméga ( $\omega$ ) [83]. Le comportement de la chasse est principalement divisé en trois étapes [83,84]:

- a) Suivre, chasser et s'approcher de la proie.
- b) Encercler et harceler la proie jusqu'à ce qu'elle cesse de bouger.
- c) Attaquer la proie.

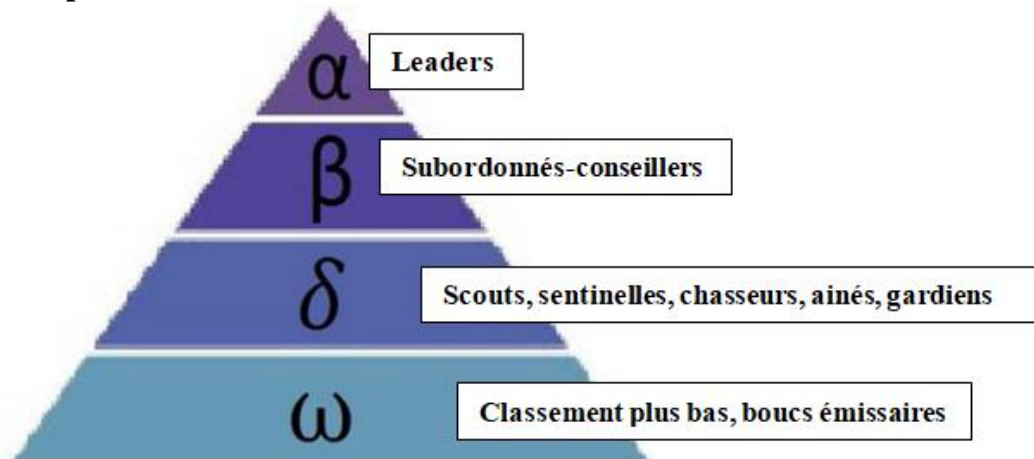


Figure 6.3 l'hiérarchie du GWO.

Les équations suivantes modélisent le comportement d'encerclerment

$$\vec{D} = |\vec{C}\vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \tag{6.13}$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A}\vec{D} \tag{6.14}$$

Où t est l'itération courante, A et C sont des vecteurs coefficients,  $X_p$  représente la position de la victime. X indique les vecteurs de positions des loups gris. Le vecteur A et C sont calculés comme suit:

$$\vec{A} = 2\vec{a}\vec{r}_1 - \vec{a} \tag{6.15}$$

$$\vec{C} = 2\vec{r}_2 \tag{6.16}$$

Où a est linéaire dégression de 2 à 0 le long des itérations et r1 et r2 sont des vecteurs aléatoires [0,1].

Dans GWO, les trois premières meilleures solutions obtenues sont enregistrées jusqu'à présent et obligent les autres agents de recherche (y compris les omégas) à mettre à jour leurs

positions en raison de la position des meilleurs agents de recherche. À cet égard, les formules suivantes sont proposées.

$$\bar{D}_\alpha = |\bar{C}_1 \bar{X}_\alpha - \bar{X}|, \bar{D}_\beta = |\bar{C}_2 \bar{X}_\beta - \bar{X}|, \bar{D}_\delta = |\bar{C}_3 \bar{X}_\delta - \bar{X}| \tag{6.17}$$

$$\bar{X}_1 = \bar{X}_\alpha - \bar{A}_1(\bar{D}_\alpha), \bar{X}_2 = \bar{X}_\beta - \bar{A}_2(\bar{D}_\beta), \bar{X}_3 = \bar{X}_\delta - \bar{A}_3(\bar{D}_\delta), \tag{6.18}$$

$$\bar{X}(t+1) = \frac{\bar{X}_1 + \bar{X}_2 + \bar{X}_3}{3} \tag{6.19}$$

Le pseudo-code du GWO est illustré à l'annexe (fichier GWO) . Dans l'algorithme GWO, les modèles mathématiques de la hiérarchie sociale sont constitués du suivi, l'encerclement et l'attaque des proies sont décrits dans Mirjalili et al. [83,84]. Les paramètres de l'algorithme GWO sont donnés dans le tableau 6.1.

**Tableau 6.1** Paramètres de l'optimiseur Grey Wolf

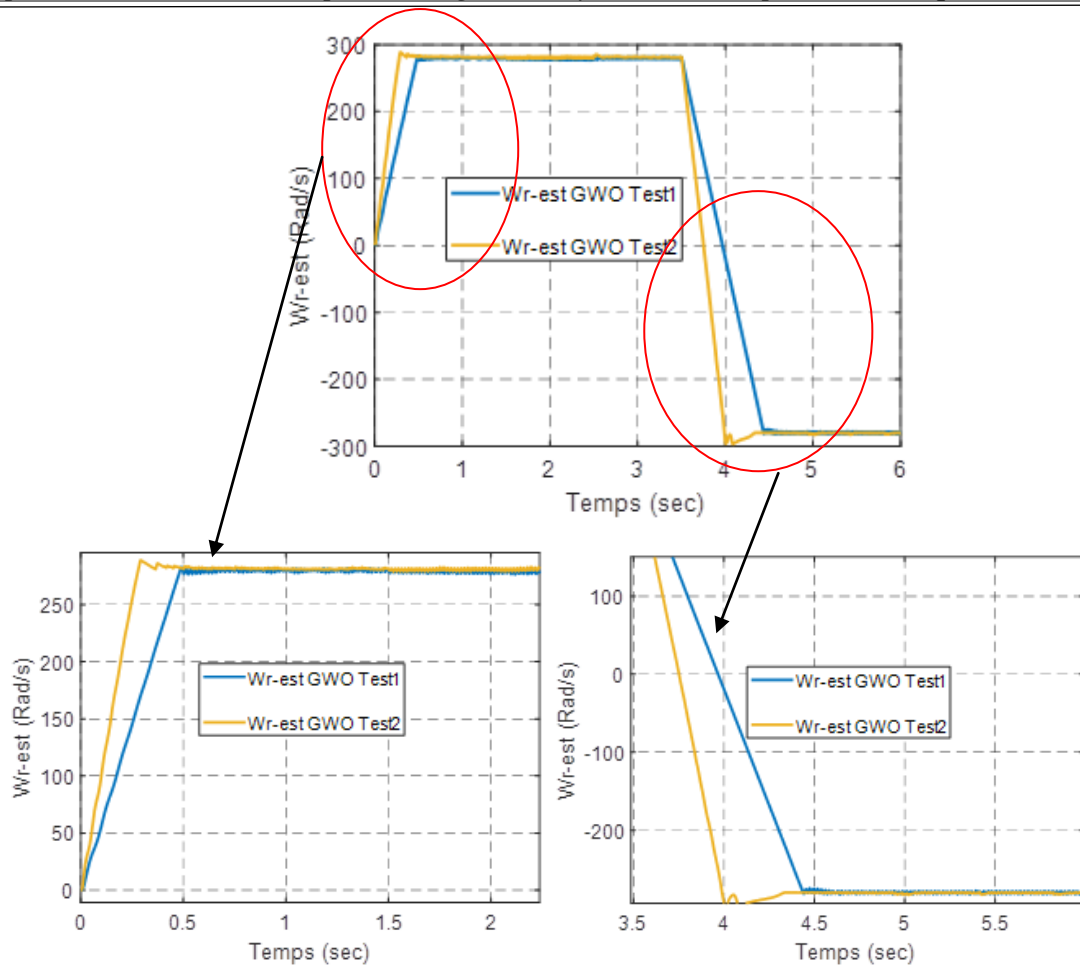
Test 1	Itération maximal	60
	Nombre de recherche Agent	15
Test 2	Itération maximal	100
	Nombre de recherche Agent	20

**Tableau 6.2** les meilleures solutions obtenues par MG+GWO avec l'estimateur MRAS

MG – GWO Test 1	$K_{wr}$	$\xi_{wr}$	$K_{\phi r}$	$\xi_{\phi r}$	$K_{d1}$	$\xi_{d1}$
	100	0.4	120	0.01	1500	0.12
	$K_{q1}$	$\xi_{q1}$	$K_{d2}$	$\xi_{d2}$	$K_{q2}$	$\xi_{q2}$
	1000	0.18	1500	0.12	1000	0.18
MG – GWO Test 2	$K_{wr}$	$\xi_{wr}$	$K_{\phi r}$	$\xi_{\phi r}$	$K_{d1}$	$\xi_{d1}$
	250.84	0.623	271.9	0.142	110.57	0.95
	$K_{q1}$	$\xi_{q1}$	$K_{d2}$	$\xi_{d2}$	$K_{q2}$	$\xi_{q2}$
	2706.28	0.32	4372.03	0.47	4895.45	0.51

### 6.2.5 Résultats de simulation

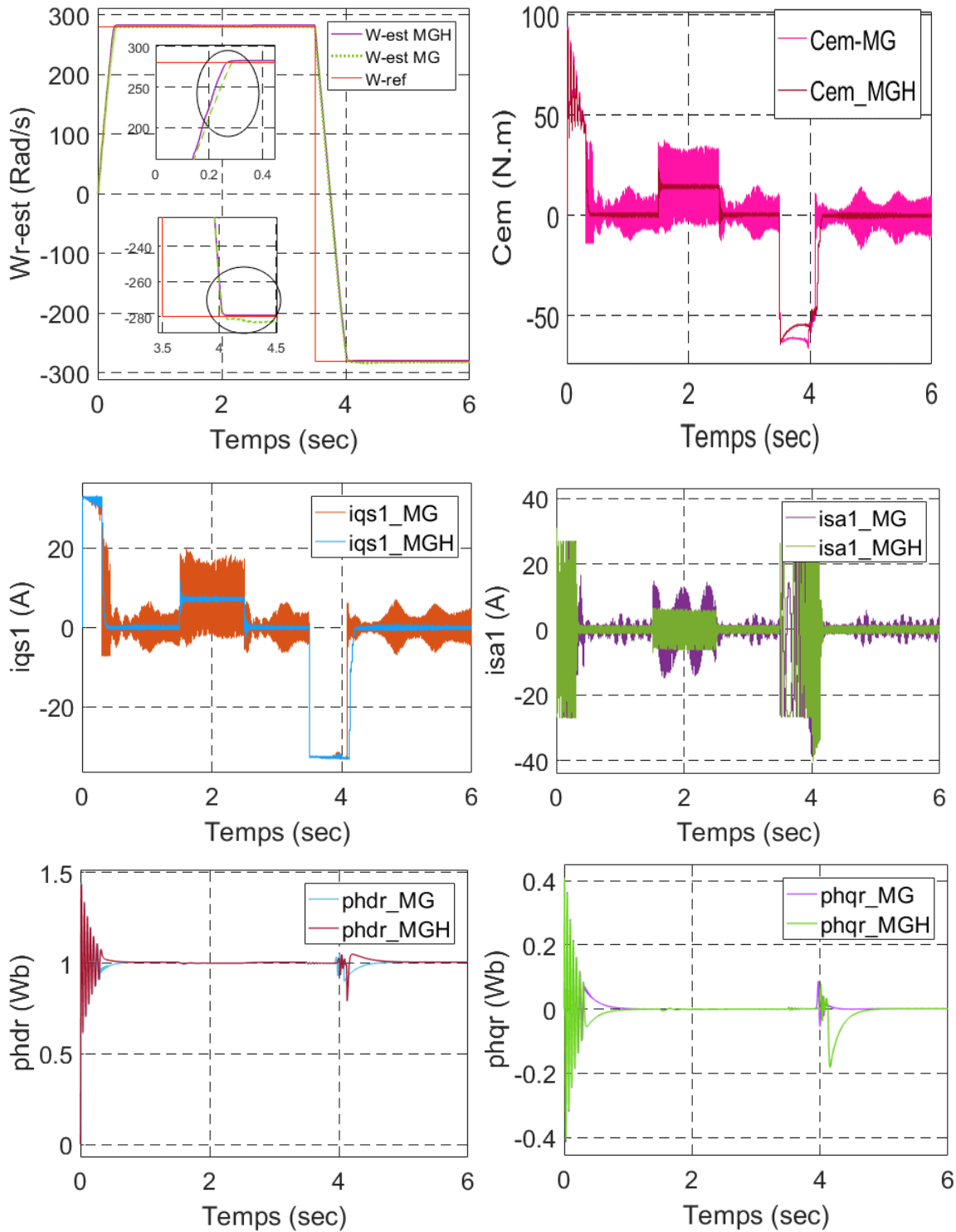
Les essais ont été effectués en boucle fermée et en mode de fonctionnement sans capteur. Les résultats de simulation sélectionnés à partir de ces tests MG+GWO sont présentés dans les sections suivantes.



**Figure 6.4** Représentation de la vitesse estimée du DSIM avec GWO.

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'estimateur MRAS, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux et commande hybride (mode glissant et neuro-flou) figure 6.2.

En premier lieu on a testé la machine en charge avec une consigne de vitesse nominale 280 rad/s, et après on a appliqué une nouvelle consigne de vitesse de  $t = 3.5$  s de -280 rd/s. la vitesse estimée est comparée à la vitesse réelle de la machine et la consigne.



**Figure 6.5** Simulation de la commande par mode glissant hybride (ANFIS) de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant l'estimateur MRAS.

En comparant les deux résultats qui sont obtenus avec la commande par modes glissants et la commande hybride présentée dans la figure 6.5, on note que les phénomènes de "broutement" sont atténués. De plus, l'erreur d'orientation du flux est quasiment nulle, ce qui implique une bonne orientation du repère du flux.

On constate que la vitesse atteint sa référence sans dépassement. Il est important à noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites, et que les ondulations de couple et le

s courants  $i_{qs1}$  et  $i_{sa1}$  sont sensiblement réduits comparativement par rapport à la commande par mode glissant.

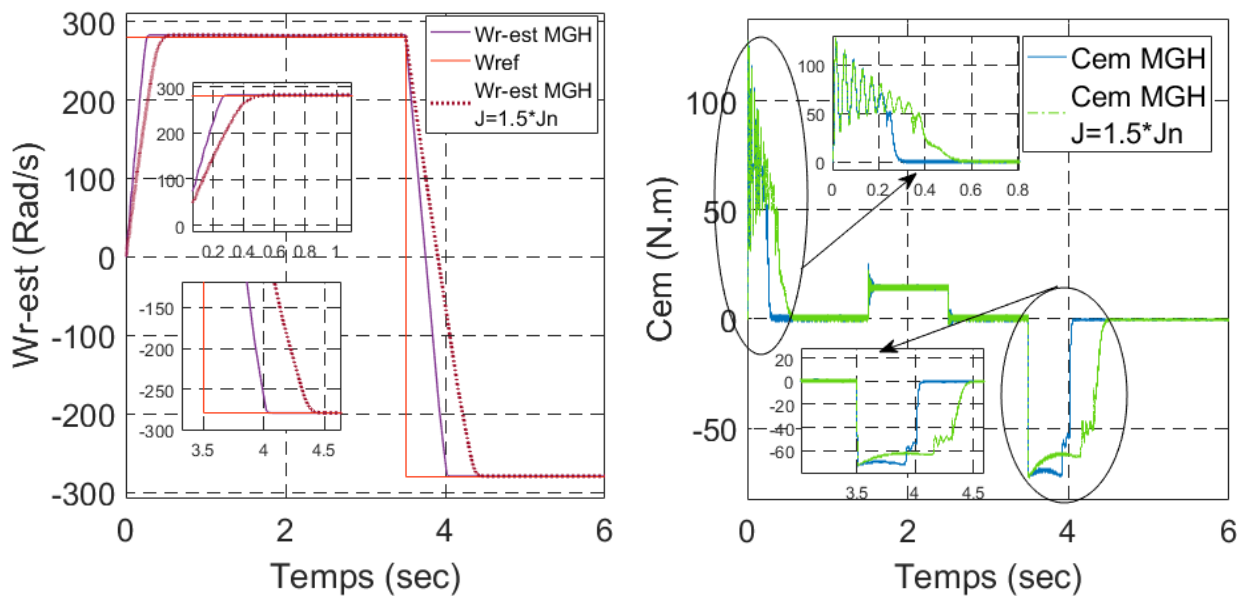
On remarque que les performances de la commande par mode glissant sont nettement améliorées avec l'introduction de la commande neuro-floue.

La figure 6.5, montrent l'efficacité et les performances de la commande par mode glissant neuro floue. Elle donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, le découplage et l'orientation sont assurés, l'élimination de l'effet chattering, ainsi, qu'un rejet de perturbation.

### A) Test de robustesse

Afin de suivre le comportement lors de variation des paramètres internes de la machine, nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir le moment d'inertie ( $J$ ), la résistance rotorique ( $R_r$ ) et statorique ( $R_s$ ), dont les profils sont présentés sur les figures : (6.6), (6.7) et (6.8).

#### Variation de J :



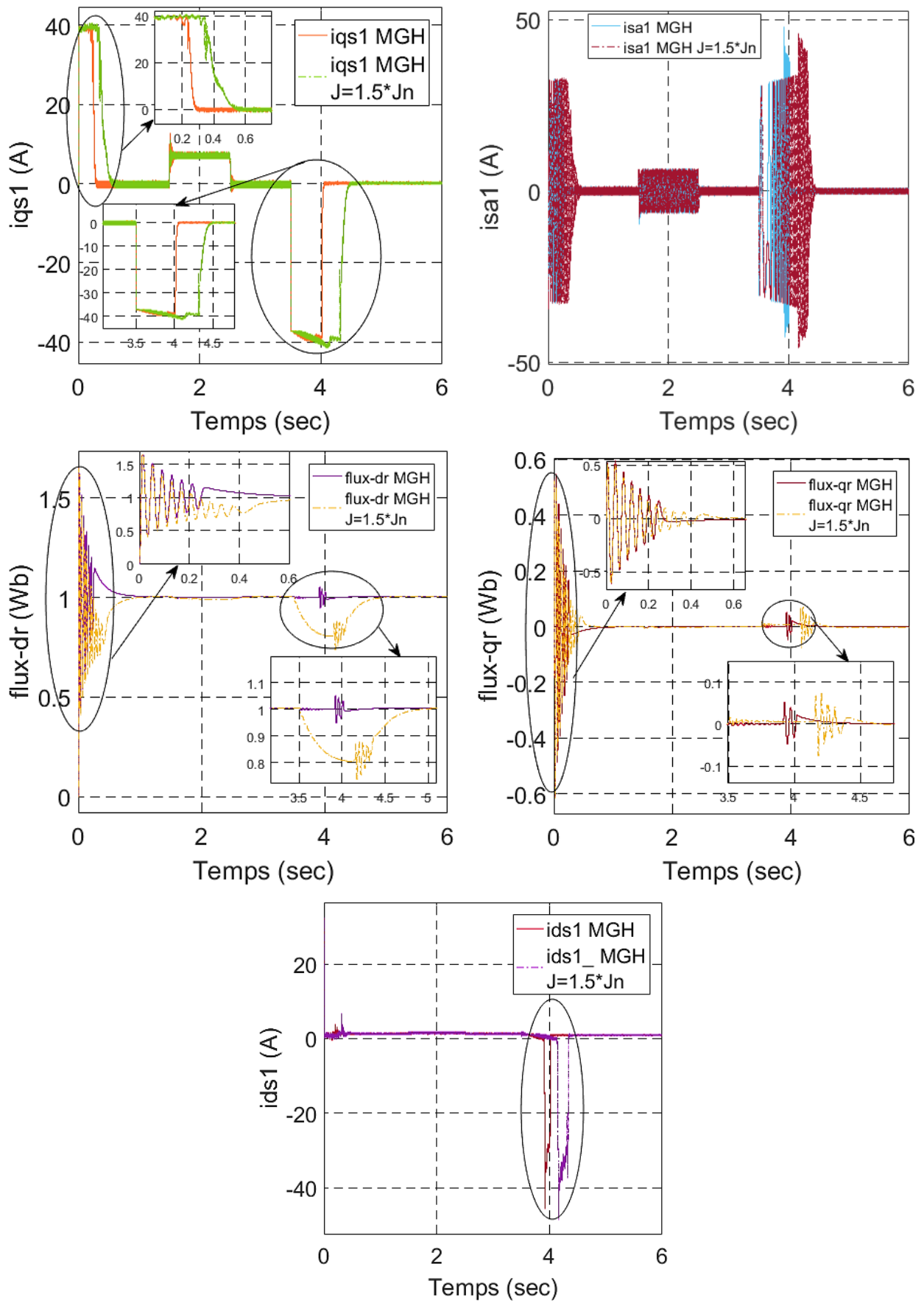
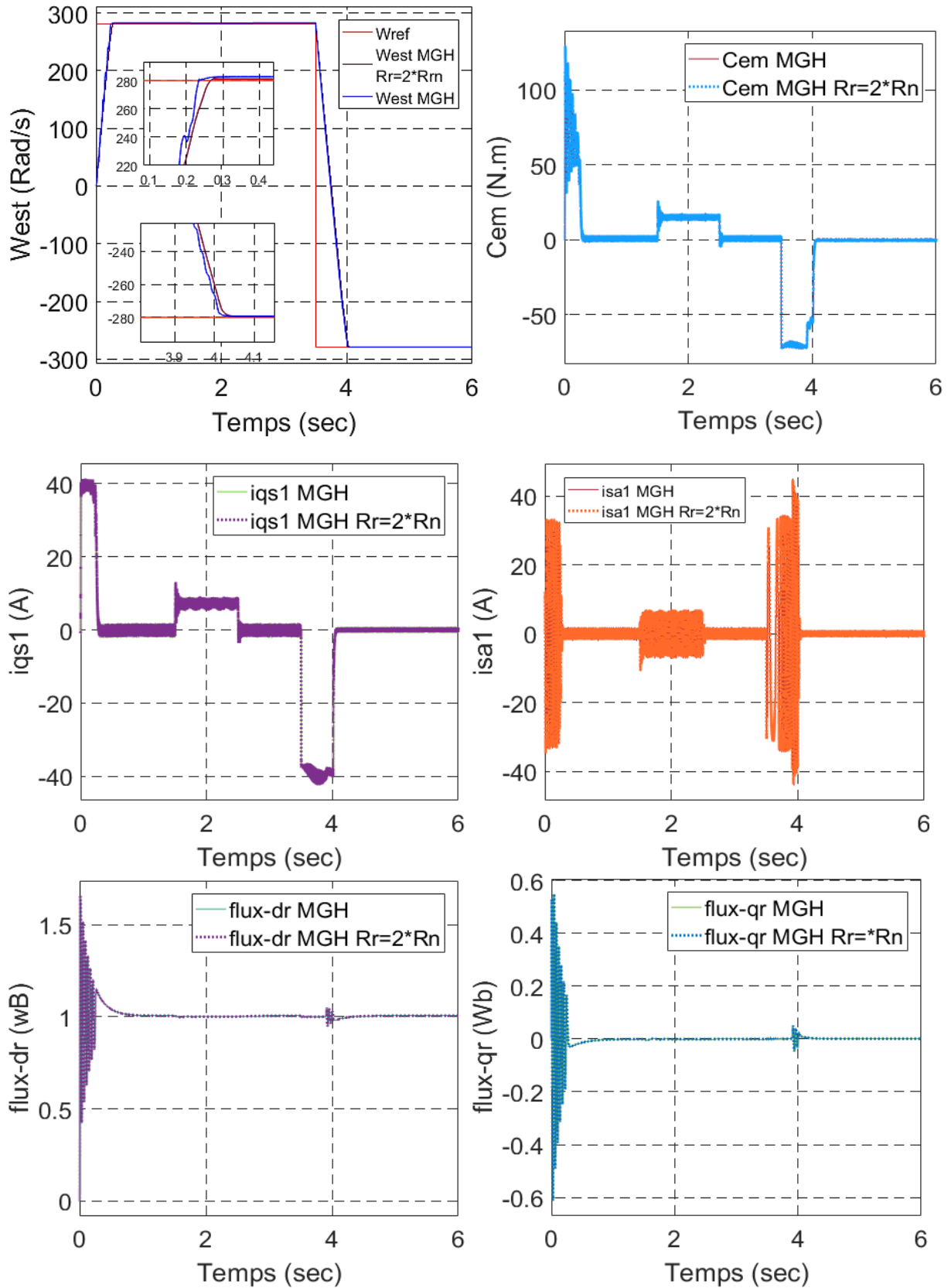


Figure 6.6 Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE avec la variation de +50% ( $J$ ).

**Variation de Rr:**



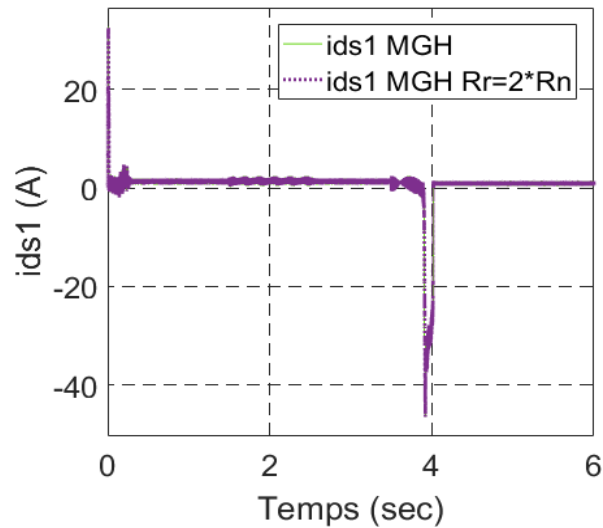
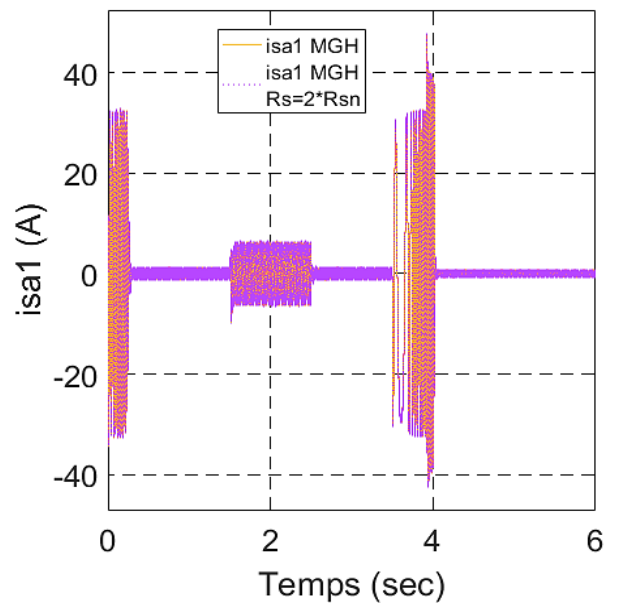
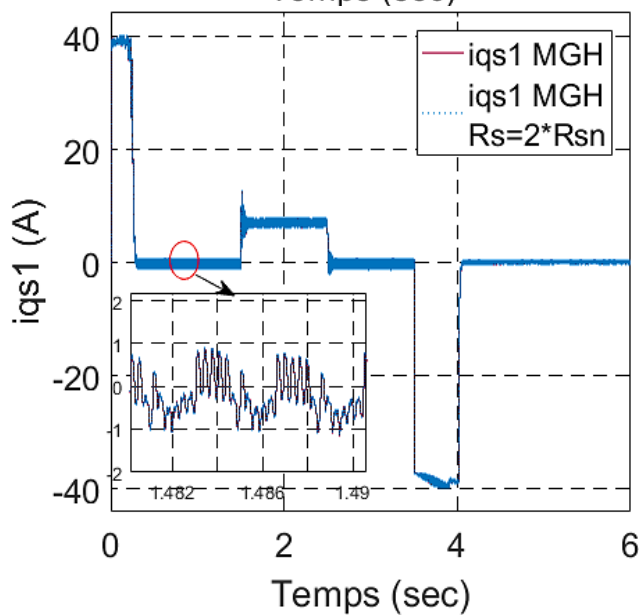
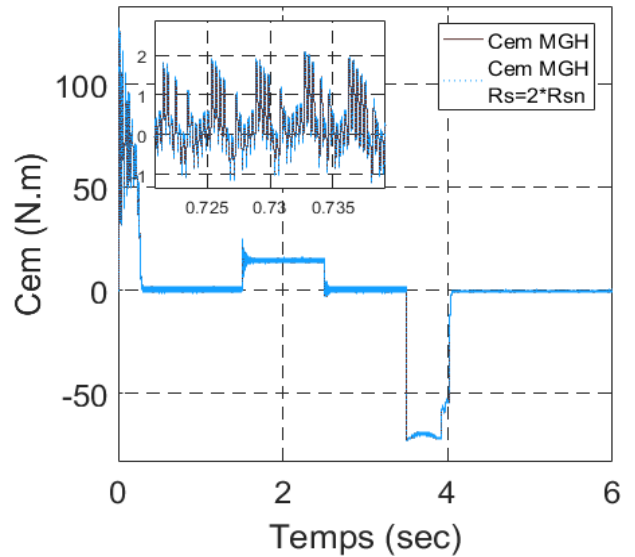
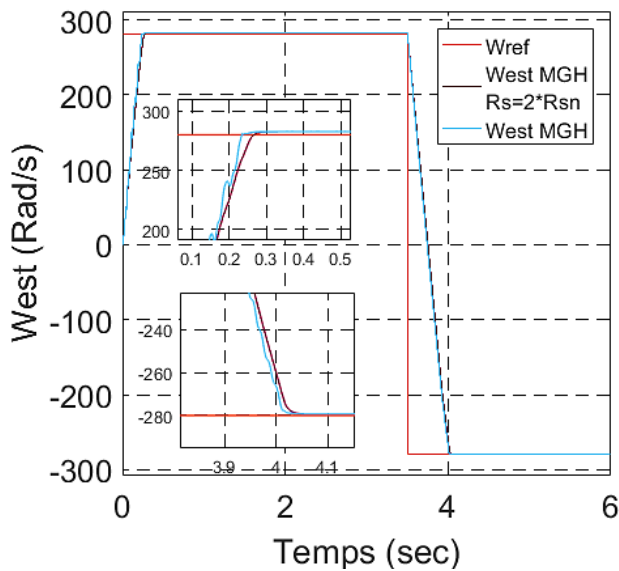
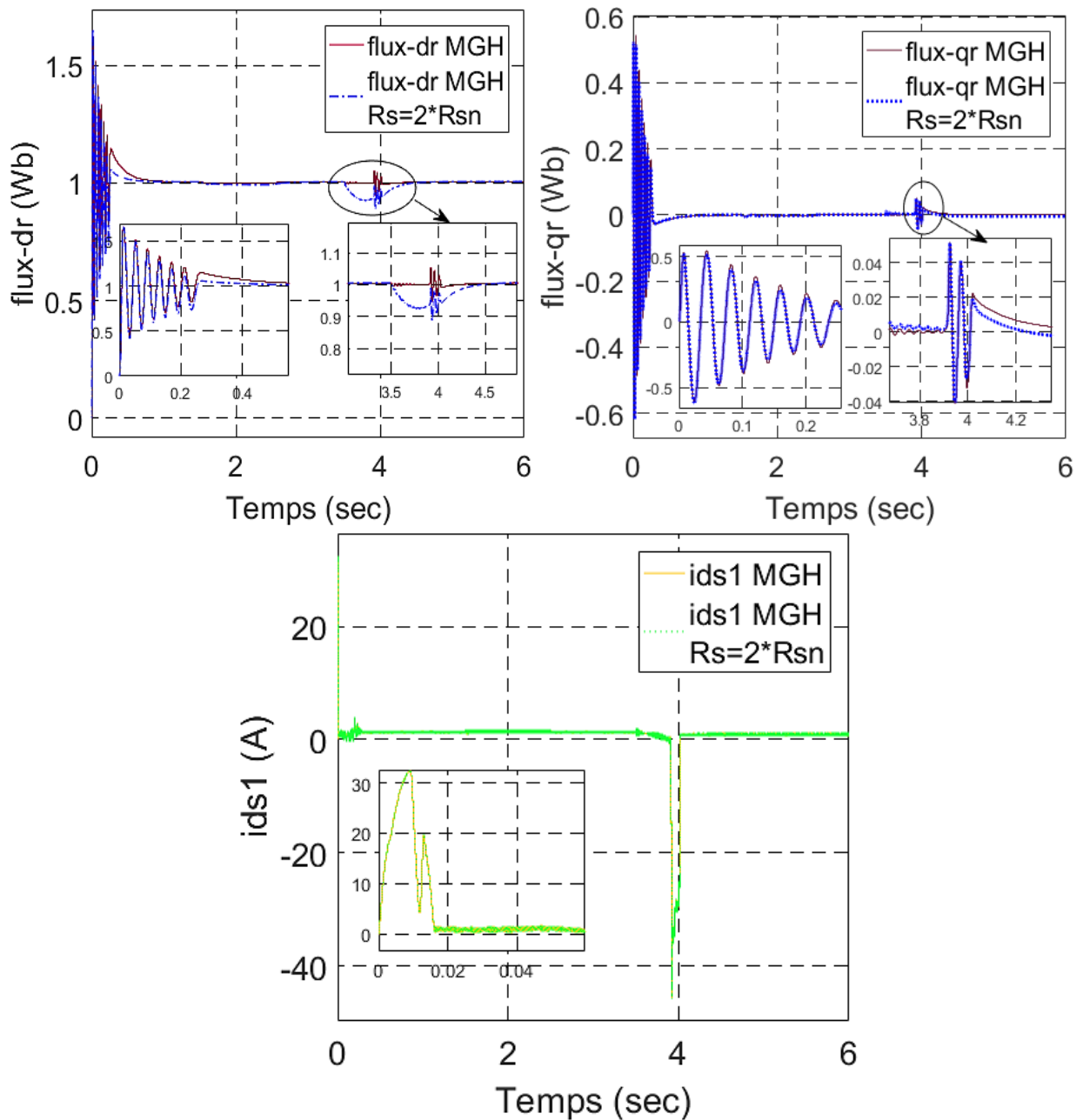


Figure 6.7 Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% Rr).

**Variation de Rs:**







**Figure 6.8** Simulation de la commande par mode glissant hybride - MRAS de MASDE avec variation de la résistance statorique à (+100%  $R_s$ ).

Ces résultats prouvent que l'approche présentée pour la commande par mode glissant hybride sans capteur avec l'estimateur MRAS, est insensible aux variations du moment d'inertie et des résistances rotorique et statorique. On remarque aussi que l'observateur corrige bien le flux rotorique et la vitesse de rotation, puisque les grandeurs estimées suivent d'une façon acceptable les grandeurs réelles de la machine, ce qui implique une estimation stable.

Les figures précédentes présentent les résultats de simulation de la commande par mode glissant, la commande par mode glissant hybride et sa robustesse sans capteur de vitesse basée sur l'estimation de la vitesse par l'estimateur MRAS, l'étude des résultats met clairement en évidence que la commande hybride (neuro-flou) proposée présente des performances très satisfaisantes, la vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle.

En se référant à la figure 6.5 (figure de vitesse), on peut remarquer que, après la mise en œuvre du contrôleur hybride mode glissant-neuro flou proposé, le temps de réponse de la vitesse est très rapide (inferieur de 0.3 sec), il suit sa référence sans dépassement et sans aucune existence des pics ou des perturbations. Ainsi, dans le cas noté, le contrôle donne une réponse de bonne qualité.

D'après ces résultats on remarque que la commande sans capteur par la technique MRAS n'est pas vraiment sensible aux variations paramétriques.

### 6.3 L'estimateur Filtre Kalman avec la commande par mode glissant

Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, nous utiliserons le modèle d'état de la MASDE dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, avec la condition  $\omega_s = 0$  en utilisant la même équation (5.22) dans le chapitre 5.

En estimant les courants statoriques, la vitesse, les flux, et le couple résistance.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\alpha 1} - R_{s1} i_{s\alpha 1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \right] \\
 \frac{di_{s\beta 1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\beta 1} - R_{s1} i_{s\beta 1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \right] \\
 \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\alpha 2} - R_{s2} i_{s\alpha 2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\alpha 2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \right] \\
 \frac{di_{s\beta 2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[ v_{s\beta 2} - R_{s2} i_{s\beta 2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{s\beta 2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \right] \\
 \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\
 \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\
 C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{\alpha r} (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2}) - \phi_{\beta r} (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})] \\
 J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_m
 \end{array} \right. \quad (6.20)$$

Le modèle étendu de la machine dans le référentiel lié au stator s'écrit :

$$f = \begin{bmatrix}
 a11 & a12 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & 0 & 0 \\
 a12 & a11 & 0 & 0 & a15 & a16^* p^* x_7 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & a11 & a12 & -a16^* p^* x_7 & a15 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & a12 & a11 & -a16^* p^* x_7 & a15 & 0 & 0 \\
 a5 & a5 & 0 & 0 & -a6 & -p^* x_7 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & a5 & a5 & p^* x_7 & -a6 & 0 & 0 \\
 -Ke^* x_6 & -Ke^* x_6 & Ke^* x_5 & Ke^* x_5 & 0 & 0 & -fr/J & -1/J \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$\text{Avec : } a1 = [L_{s1} + L_m - (L_m^2 / (L_m + L_r))], a3 = [L_m - (L_m^2 / (L_m + L_r))], a4 = [L_m / (L_m + L_r)]$$

$$a5 = [R_r \times (L_m / (L_m + L_r))], a6 = [R_r / (L_m + L_r)], Ke = [(P / J) \times L_m / (L_m + L_r)],$$

$$a11 = -\left[ \frac{(a1 * Rs1)}{(a1^2 - a3^2)} + \frac{(a4 * a5)}{(a1 + a3)} \right], a15 = \left[ \frac{(a4 * a6)}{(a1 + a3)} \right]$$

$$a12 = \left[ \frac{(a3 * Rs2)}{((a1)^2 - (a3)^2)} - \frac{(a4 * a5)}{(a1 + a3)} \right], a16 = \left[ \frac{(a4)}{(a1 + a3)} \right]$$

$$B11 = \left[ \frac{a1}{((a1)^2 + (a3)^2)} \right], B12 = \left[ \frac{a3}{((a1)^2 + (a3)^2)} \right]$$

Les tensions statoriques et les états sont :

$$U = [v_{s\alpha1} \ v_{s\alpha2} \ v_{s\beta1} \ v_{s\beta2}] \quad (6.22)$$

$$\begin{aligned} X &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^T \\ &= [i_{s\alpha1} \ i_{s\beta1} \ i_{s\alpha2} \ i_{s\beta2} \ \phi_{\alpha1} \ \phi_{\beta1} \ \omega_r \ c_r]^T \end{aligned} \quad (6.23)$$

La matrice Jacobienne  $F$  est déduite selon l'équation (6.18). Par conséquent:

$$F = \begin{bmatrix} a11 & a12 & 0 & 0 & a15 & a16 * p * x_7 & a16 * p * x_6 & 0 \\ a12 & a11 & 0 & 0 & a15 & a16 * p * x_7 & a16 * p * x_6 & 0 \\ 0 & 0 & a11 & a12 & -a16 * p * x_7 & a15 & -a16 * p * x_5 & 0 \\ 0 & 0 & a12 & a11 & -a16 * p * x_7 & a15 & -a16 * p * x_5 & 0 \\ a5 & a5 & 0 & 0 & -a6 & -p * x_7 & -p * x_6 & 0 \\ 0 & 0 & a5 & a5 & p * x_7 & -a6 & p * x_5 & 0 \\ -Ke * x_6 & -Ke * x_6 & Ke * x_5 & Ke * x_5 & -Ke * (x_1 + x_2) & Ke * (x_3 + x_4) & -fr / J & -1 / J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

La matrice de mesure  $C$  donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

Pour estimer la vitesse de rotation de la MASDE par filtre de Kalman étendu, la mesure des courants statoriques et l'estimation du vecteur tension sont indispensables. L'estimation effectuée en adoptant les paramètres de l'observateur suivant :

La matrice de bruit d'état  $P$  donnée par :

$$p = \text{diag}[10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8}] \quad (6.26)$$

La matrice de covariance de bruit d'état  $Q$  donnée par :

$$Q = \text{diag}[10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2}] \quad (6.27)$$

La figure 6.9 schématise le principe de la commande par mode glissant hybride de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

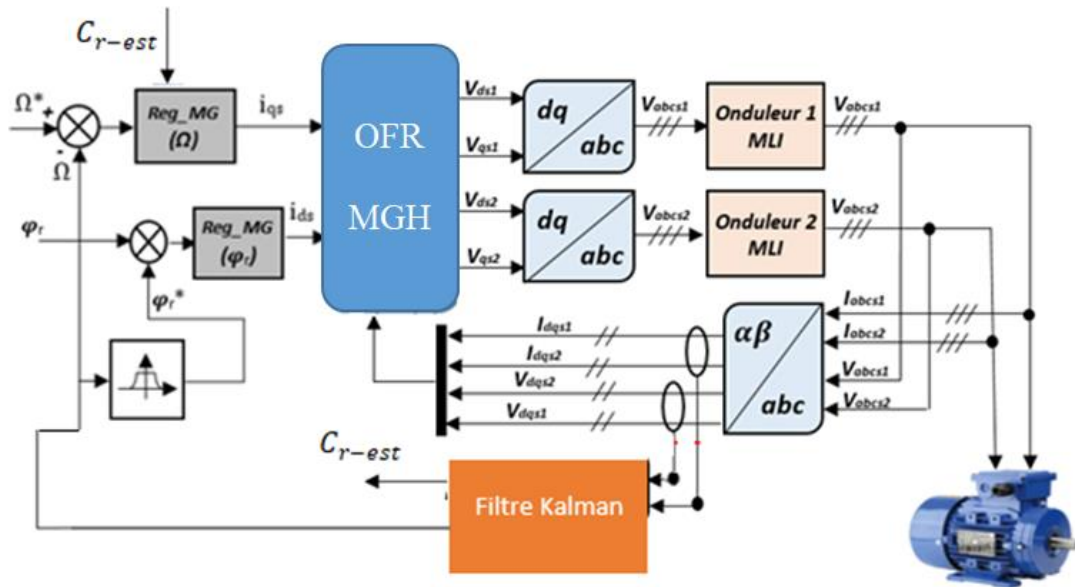
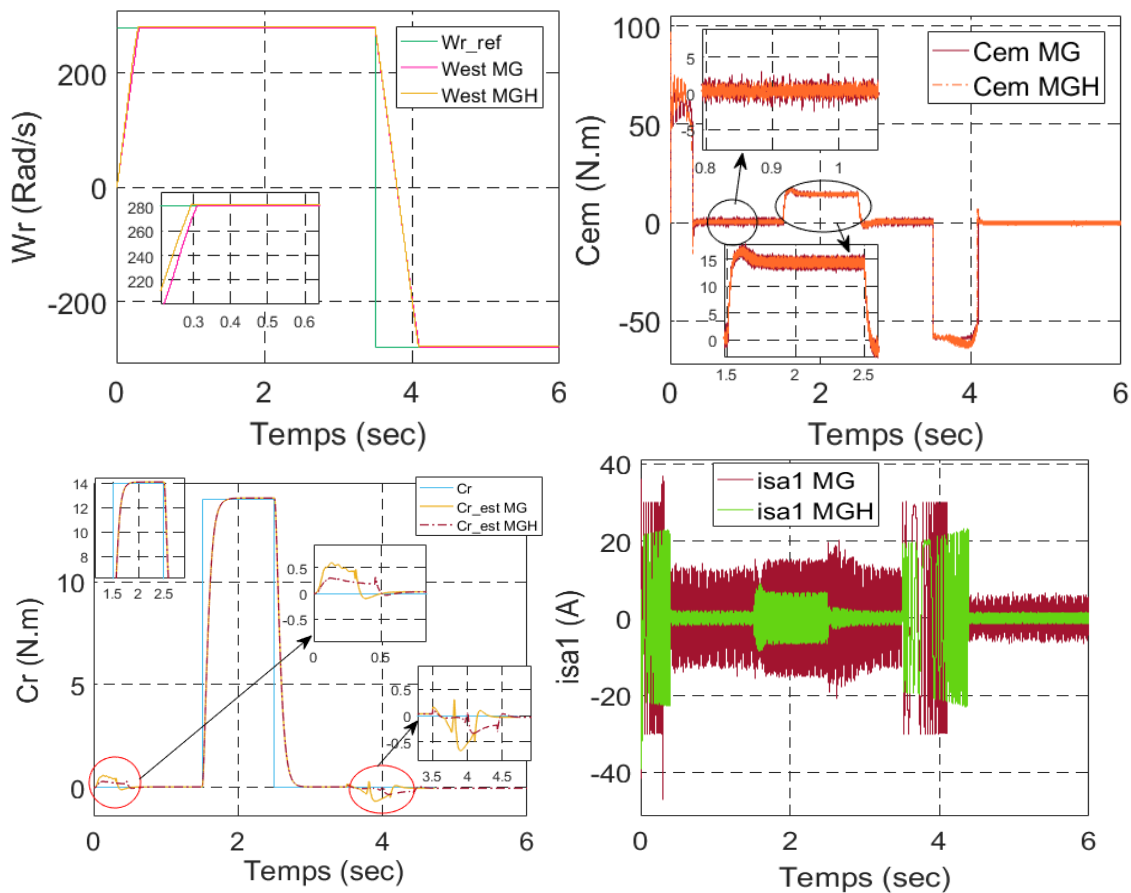
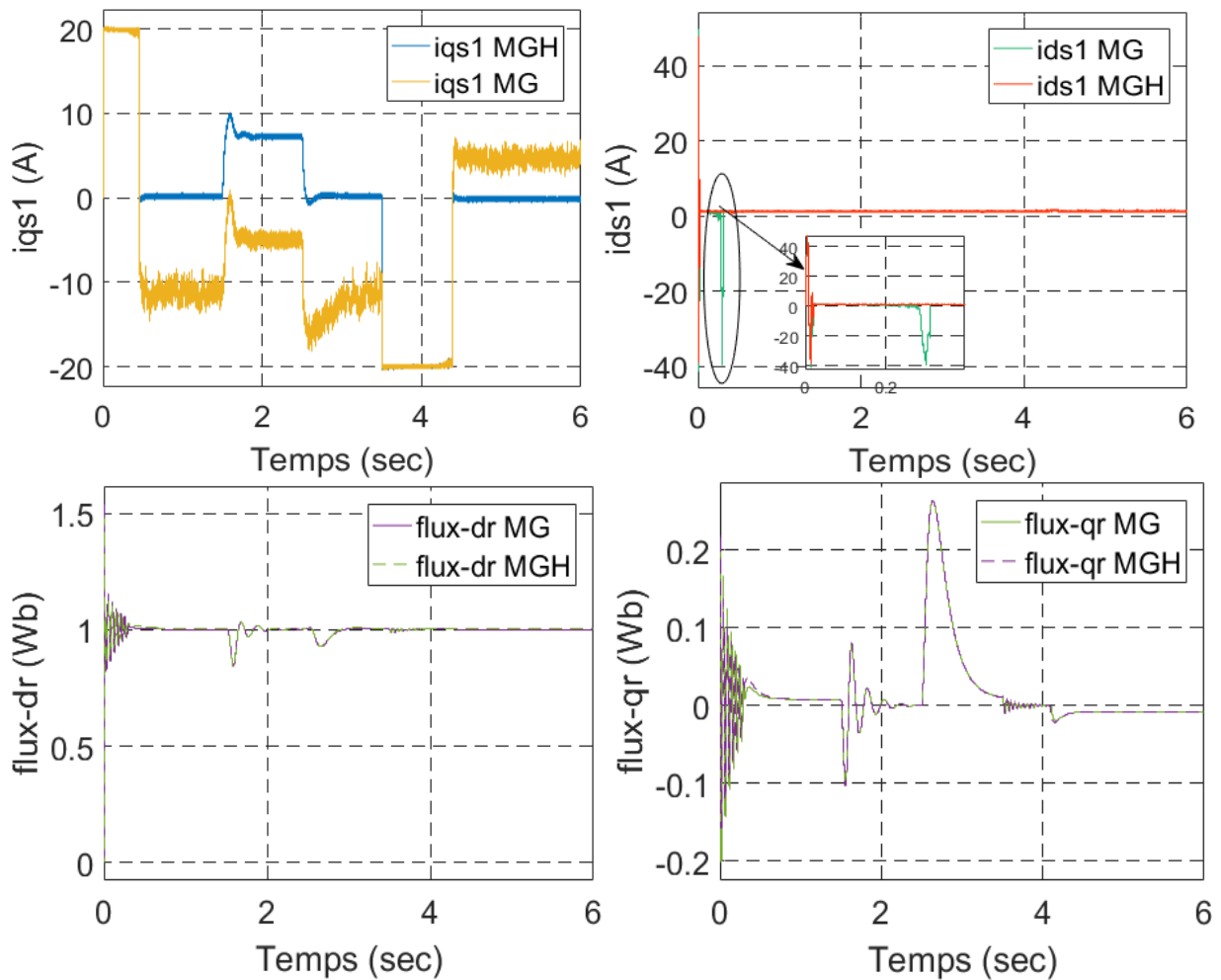


Figure 6.9 Schéma global de la commande par mode glissant hybride de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de Kalman étendu.

### 6.3.1 Résultats de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'estimateur filtre Kalman étendu, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux et commande hybride (mode glissant et neuro-floue) figure 6.10.

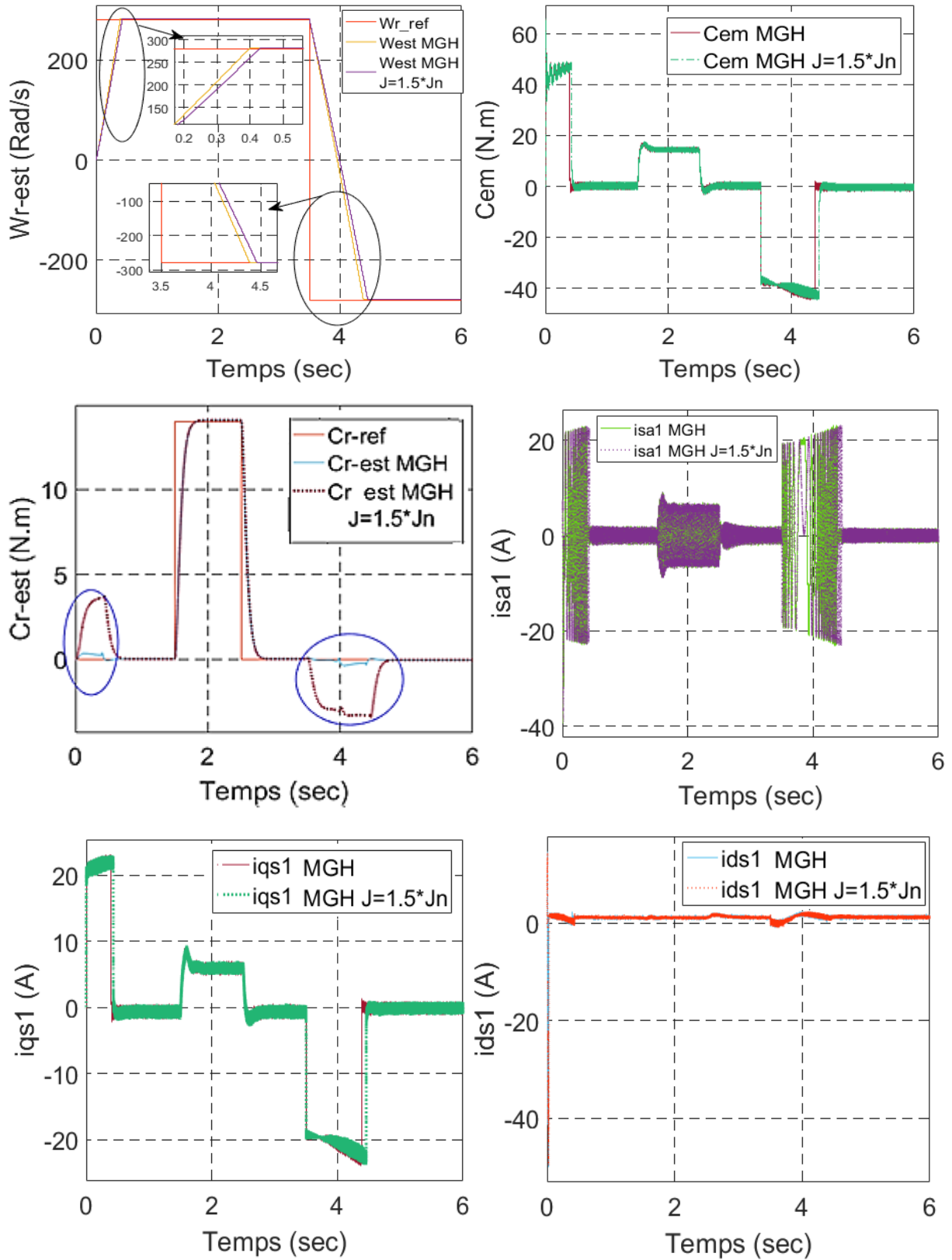


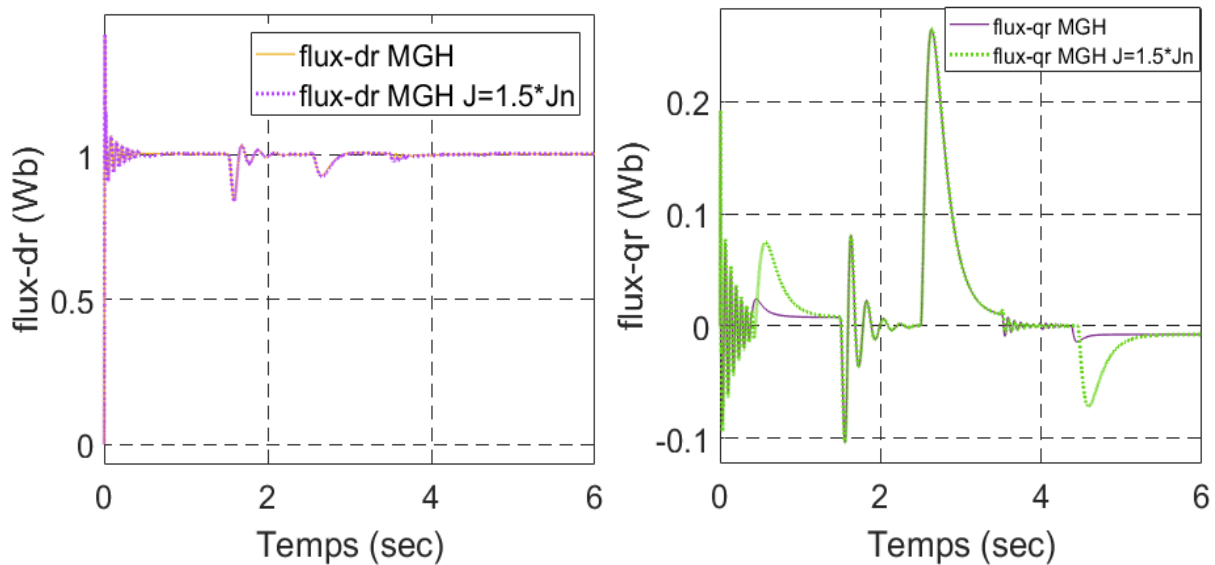


**Figure 6.10** Simulation de la commande par mode glissant hybride (ANFIS) de la MASDE sans capteur de vitesse en utilisant l'estimateur filtre Kalman.

D'après ces résultats, on remarque que la commande sans capteur par la commande hybride de l'estimateur filtre Kalman basée sur l'estimation de vitesse et couple résistance donne de bons résultats par rapport à la commande glissante. La vitesse, le couple, les flux dans les deux commandes sont presque identiques, et même les courants  $i_{qs1}$ ,  $i_{as1}$  dans la méthode MGH donnent des bons résultats notables par rapports à la technique MG simple (sans hybridation).

**Variation de J :**





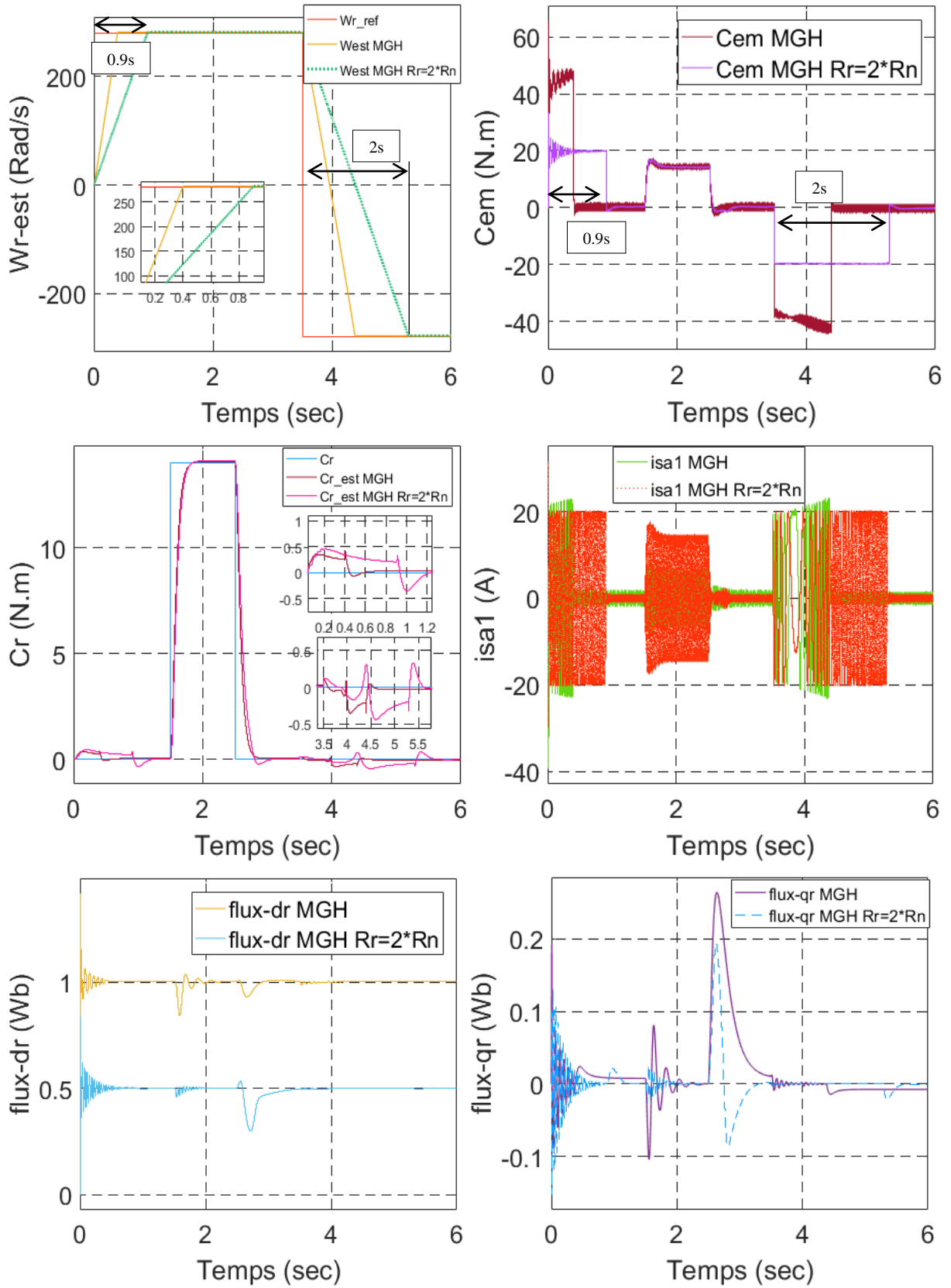
**Figure 6.11** Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE avec variation du moment d’inertie à (+50% J).

### ➤ Premier test

Les résultats obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s’inverse au bout de 0.42sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d’une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 0.42sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d’amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint  $-45\text{N.m}$  pendant l’inversion de la vitesse, puis il se stabilise à sa valeur de référence nulle. Le courant  $i_{qs1}$  évolue d’une façon analogue au couple. Les courants  $i_{ds1}$  et  $i_{as1}$  restent stables sans variation. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l’inversion de la vitesse. Le couple résistant estimé dans les parties perturbées avant de changer les paramètres a témoigné un pic dans les deux parties entre  $[0 \ 0.5]$  sec et aussi entre  $[3.5 \ 4.5]$  sec.

**Variation de Rr :**





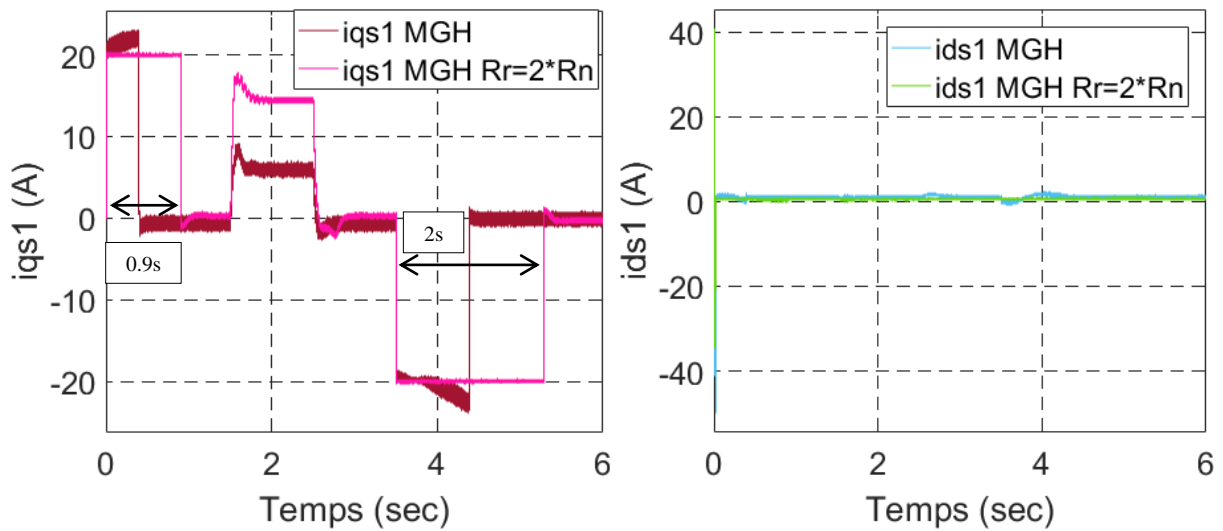
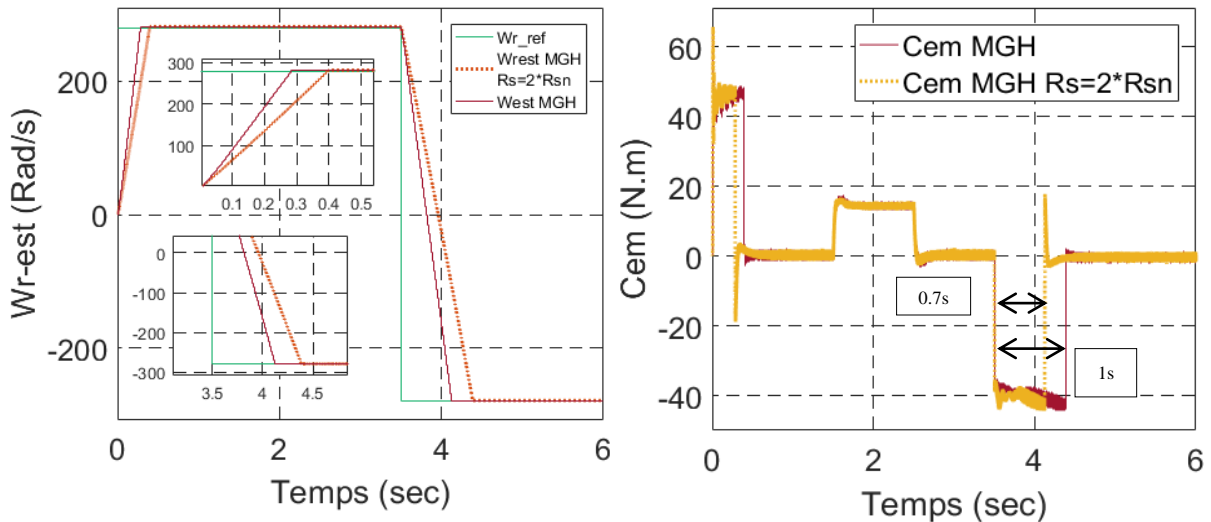


Figure 6.12 Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE Avec variation de la résistance Rotorique à (+100% Rr).

➤ **Deuxième test :**

A travers les résultats affichés, nous remarquons une réponse lente de la vitesse pour atteindre la valeur de référence après 0.9 sec, ainsi que lorsqu'on inverse le sens de rotation pour atteindre la vitesse de référence après deux secondes, et cela affecte à la fois le couple et les courants  $i_{qs1}$  et  $i_{as1}$ . L'allure du flux direct prend la même forme du flux avant la variation paramétrique, mais il reste stable à 0.5 Wb, le flux quadrature et le couple résistant estimé observent une légère perturbation.

**Variation de  $R_s$  :**



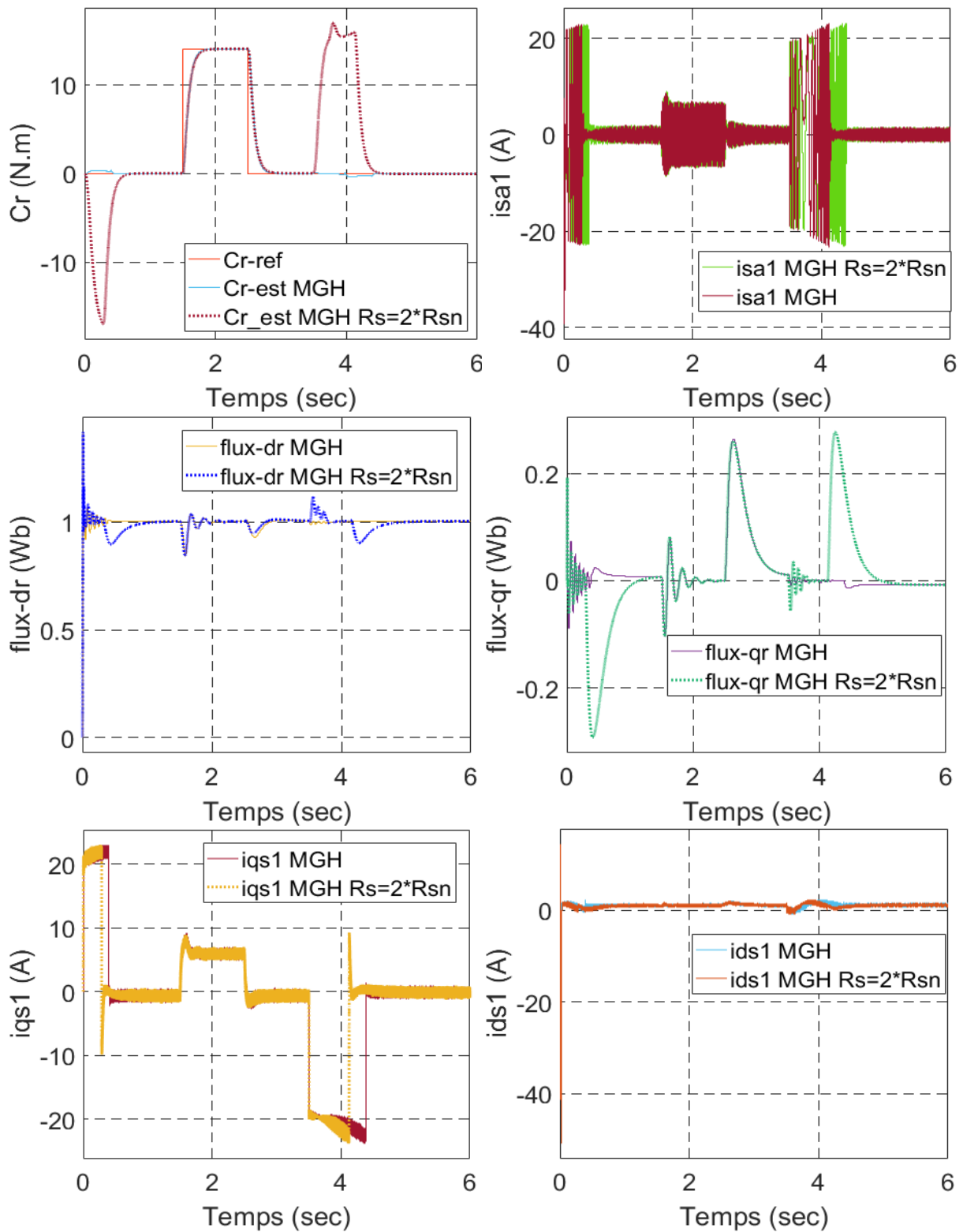


Figure 6.13 Simulation de la commande par mode glissant hybride–Filtre Kalman de MASDE avec variation de la résistance statorique de (+100%  $R_s$ ).

➤ **Troisième test**

D’après les résultats obtenus, on constate que la vitesse atteint sa vitesse de référence sans dépassement avec une réponse lente à  $t=0.4$  sec.

Le couple électromagnétique atteint  $-45$ N.m pendant l’inversion de la vitesse, puis il se stabilise à sa valeur de référence. Le courant  $iqs1$  évolue d’une façon analogue au couple. Les

courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  restent stables sans variation. L'allure du flux rotoriques suivant l'axe direct observe une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse. Pour le couple résistant estimé, on remarque les mêmes pics présentés dans la variation de  $J$  (moment d'inertie), pic dans la première partie  $[0 \ 0.5]$  sec est négatif  $-17$  (N.m) et le deuxième pic entre  $[3.5 \ 4.5]$  est positive  $17$  (N.m), après il se stabilise à zéro, la même chose pour le flux quadrature.

## 6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux techniques utilisés pour l'estimation de vitesse. Ces techniques ont été exploitées dans la commande par mode glissant avec l'hybridation afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la MASDE. Celles-ci sont données successivement par l'estimateur MRAS et Filtre Kalman étendu. Une simulation numérique dans l'environnement Matlab-Simulink a été effectuée pour valider ces performances.

L'analyse des différents résultats obtenus montre un bon comportement du système et apporte des améliorations remarquables, Car, les régulateurs par mode glissant hybride offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision) plus l'élimination des phénomènes de broutement, c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement.

Les différences qui peuvent exister au niveau des performances ont été analysées et présentées par la comparaison de la commande par mode glissante et hybride avec les deux méthodes des estimations (MRAS, filtre Kalman) envisagées dans ce travail. Nous pouvons conclure que la commande par mode glissant combinée avec la commande neuro-floue est en général, la plus performante par rapport à la commande par MG simple.

Donc la commande par mode glissant permet d'exploiter la robustesse et la rapidité de l'estimateur MRAS en mode glissant hybride durant le régime transitoire, et la flexibilité durant le régime permanent. Par contre le filtre de Kalman qui est robuste mais un peu sensible pour les variations paramétriques.

---

# *Conclusion générale*

---

## Conclusion générale

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commandes par des estimateurs, puis la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire, stochastique, de haute performance appliquée à la machine asynchrone double étoile ayant pour l'objectif d'éliminer le capteur de vitesse et d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

Les travaux présentés dans cette thèse portent essentiellement sur la modélisation, l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques s'évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande vectorielle, la commande par mode de glissement, la commande hybride etc... Puis nous centrons notre intérêt sur la commande robuste de la MASDE sans capteurs mécaniques en travaillant sur des méthodes d'estimation de la vitesse et de l'angle mécanique. Nous limitons cette étude à l'introduction de deux méthodes d'estimation : La MRAS, filtre de KALMAN, pour en déduire la vitesse.

On a débuté par un rappel sur les machines multiphasées, ses types, ses avantages et inconvénients. Puis, on a présenté dans le deuxième chapitre une modélisation mathématique globale de la machine asynchrone double étoile en se basant sur le repère biphasé de Park afin de réduire leur système dynamique, avec la proposition d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices pour faciliter le calcul.

Après on a alimenté la MASDE par deux onduleurs de tension à trois niveaux de commande MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées. Les résultats de simulation obtenus dans le deuxième chapitre en alimentation directe ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée, Dans ce cadre ; nous avons dédié le troisième chapitre à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous avons développé deux méthodes, la première est la méthode de commande indirecte et la seconde est celle de la commande directe.

Dans le quatrième chapitre, nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode glissant neuro-flou (hybride). Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport à la commande par mode glissant simple. Car, les régulateurs par mode glissement hybride offrent de bonnes performances statique et dynamique, plus le phénomène de broutement (chattering) qui est l'inconvénient majeur de cette commande, en plus cette commande donne une meilleure poursuite de trajectoire et elle est robuste vis-à-vis des variations paramétriques.

Toutefois les exigences vis-à-vis de la robustesse des commandes sont satisfaisantes en particulier en se débarrassant du capteur de vitesse qui représente le point faible de la chaîne de retour. Dans ce contexte, nous avons montré dans les dernières parties, les différentes techniques d'estimations de la vitesse qui existent dans la littérature et en particulier deux méthodes des estimations (Modèle de référence adaptative système (MRAS) et Filtre de Kalman étendu).

Dans le cinquième chapitre, nous avons étudié l'estimateur MRAS, et l'estimateur Filtre de Kalman étendu avec la commande vectorielle. Nous avons traité par simulation les estimateurs de vitesse de type MRAS avec la commande vectorielle, dans ce type d'estimateurs, la vitesse est obtenue à travers un mécanisme d'adaptation, Les résultats de simulation de cette technique présentent une bonne poursuite de la vitesse de référence un bon rejet de perturbation et encore mieux la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Ensuite, la commande par estimateur Filtre Kalman étendu avec la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, bien qu'elle ait donné une solution au problème du capteur de vitesse, avec un bon rejet de perturbation et une meilleure poursuite, mais son utilisation reste un peu fragile devant la variation des paramètres.

Le dernier chapitre traite toujours le problème du capteur nous avons appliqué l'estimateur MRAS avec la commande glissante hybride (neuro-flou) qui offre une bonne robustesse de la commande pour des variations paramétriques. L'association de l'estimateur MRAS et de la commande hybride apporte des améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats de simulation acquis montrent la validité des méthodes proposées, ainsi notre objectif est réalisé. Par la suite on a associé le filtre Kalman étendu avec la commande hybride qui a donné un bon rejet de perturbation et une meilleure poursuite, mais son utilisation reste très fragile devant la variation des paramètres. Le calcul

nécessaire au filtre Kalman étendu est lourd et nécessite, en autres, une inversion de matrice, ce qui conduit à des temps de calcul qui peuvent être prohibitif, donc l'implantation de cet estimateur sur des microcontrôleurs ou des processeurs peu puissants peut poser certains problèmes. Le grand problème de filtre Kalman étendu est le réglage des matrices  $Q$  et  $R$ , elles correspondent à la confiance aux accords de mesure et aux équations d'état.

### Perspectives

Ce travail a prouvé les rapports d'une association réalisée par une structure d'observation stochastique et adaptative dans un entraînement électrique de vitesse variable simulé, particulièrement l'estimateur MRAS et le filtre Kalman étendu.

- L'application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, la commande non linéaire et les commandes modernes (feedback linéarisation, backstepping).
- Afin d'éviter l'utilisation des capteurs, une version sans capteur des commandes proposée pourra augmenter la robustesse et permet un bénéfice économique.
- Afin de réaliser un système robuste, après avoir essayé ces techniques, c'était difficile de trouver les paramètres des commandes ( $K_e$ ,  $K_d$  et  $K_u$  pour neuro-floue) et les estimateurs par exemple les matrices ( $Q, R$  pour le filtre Kalman) nous avons donc jugé d'utiliser des méthodes pour trouver les paramètres optimaux à savoir l'algorithme génétique hybride, GWO, PSO, pour assurer un contrôle robuste sans capteur.
- Enfin, la validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation numérique est projetée, afin de confirmer les modèles et les systèmes des commandes proposés.

## *Références bibliographiques*

---



## Références bibliographiques

- [1] **E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur and F. Hamoudi** “Field Oriented Control of a Dual Star Induction Machine Using Fuzzy Regulators”*iceeac-dz.org* 2004.
- [2] **Radhwane Sadouni, Abdelkader Meroufel** “Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller” in *Acta Polytechnica Hungarica*, 2012.
- [3] **C. CHAIGNE, E. ETIEN, S. CAUET, L. RAMBAULT,** “Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones,” Edition Hermes science, Lavoisier, 2005.
- [4] **S. HAJJI,** “Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone,” Thèse de Doctorat de l’université de CAEN/BASSE–NORMANDIE, France, Mai 2009.
- [5] **A. ZEMOUCHE,** “Sur l’observation de l’état des systèmes dynamiques non linéaires,” Thèse de Doctorat de l’université de Louis Pasteur Strasbourg I, France, Mars 2007.
- [6] **M. ZERROUGUI,** “Observation et commande des systèmes singuliers non linéaires,” Thèse de Doctorat de l’université Henri Poincaré – Nancy 1, France, Novembre 2011.
- [7] **M. EZZAT,** “Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat de l’Ecole Centrale de Nantes, France, Mai 2011.
- [8] **D. Hadiouche,** contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [9] **D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug,** «Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation», *IEEE Trans on Indus Appl*, Vol. 42, No. 4, pp. 1112-1122, 2006.
- [10] **L. Benalia** «Commande en tension des moteurs a induction double alimentes»,

- Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [11] **E. MERABET**, “Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle,” Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Janvier 2013.
- [12] **E. Mrebat**, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Thèse de magistère, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [13] **G. K. Singh**, —Multi-phase induction machine drive research—a survey,|| Electric Power System Research., pp. 139—47, vol. 61, 2002.
- [14] **I. M. ALSOFYANI, R. N. IDRIS**, “A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors,” J. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 24, pp. 111-121, 2013.
- [15] **M. OUEDER**, “Synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires,” Thèse de Doctorat de l'université de CAEN/BASSE-NORMANDIE, France, Juillet 2012.
- [16] **M. H. LAZREG**, « Elaboration de différentes stratégies d'observation pour la Commande de la machine asynchrone à double étoile Thèse de Doctorat Algérie, sept 2019.
- [17] **M. ABID**, “Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI,” Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2006.
- [18] **H. BUHLER**, “Réglage par mode de glissement,” Presses polytechniques romandes, Volume (2), 1986.
- [19] **V.I. UTKIN**, “Variable structure systems with sliding modes : a survey. IEEE Trans. Autom. Control, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.
- [20] **A. GLUMINEAU, J. MORALES**, “Sensorless AC Electric Motor Control (Robust Advanced Design Techniques and Applications),” Advances in Industrial Control, Springer, pp. 1-6, 2015.
- [21] **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 de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, Janvier 1999.
- [22] **D. GIRIBABU, S.P. SRIVASTAVA, M.K. PATHAK**, “Modified Reference Model for Rotor Flux-Based MRAS Speed Observer Using Neural Network Controller,” IETE Journal of Research, pp. 1-16, 2018.
- [23] **S. Fernandez**, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur

- triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord de France, 2013.
- [24] **Radhwane Sadouni, Abdelkader Meroufel** “Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller” in Acta Polytechnica Hungarica.
- [25] **J. Luis**, « commande d'actionneurs électriques synchrone et spéciaux », 2011 lavoiser.
- [26] **G. K. Singh, K. Nam and S. K. Lim** “ A Simple Indirect Field-oriented Control Scheme for Multiphase INDUCTION machine” , IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 52, No. 4, pp. 1177-1184, August 2005.
- [27] **Radhwane Sadouni, Abdelkader Meroufel** “Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy Controller” Acta Polytechnica Hungarica Vol. 9, No. 4, 2012.
- [28] **Z. Chen, A.C. Williamson** “Simulation Study of a Double Three Phase Electric Machine” , International conference on Electric Machine ICEM'98, 1998, pp. 215-220.
- [29] **M. Abbas, R. Christen, T. Jahns**, «Six-phase source inverter driven induction motor »IEEE transactions on Industry Applications, vol. IA-20, N°5, September joctober 1984, pp 1251-1259.
- [30] **E. M. Berkouk, S. Arezki**: « Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) Alimentée par Deux Onduleurs à Cinq Niveaux à Structure NPC ,Conférence national sur le génie électrique, CNGE, Tiaret, Algérie 2004.
- [31] **T. Lipo**, «Ad-q Model for six phase induction machines. », Proc.ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [32] **J. Lesenne, F.Notelet, G.Seguir**, «Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique et Documentation», 1981, 247p.3
- [33] **Mohamed HORCH, Abdelmadjid BOUMEDIENE, Lotfi BAGHLI** “Nonlinear Integral Backstepping Control for Induction Motor drive with Adaptive Speed Observer using Super Twisting Strategy”. In the scientific journal of Electrotehnică, Electronică, Automatică (EEA) Vol. 64 | Nr°: 1|2016.
- [34] **D. Roger**, «la machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation a fréquence variable. », thèse de doctorat l'université des sciences et technologies

- de Lille, 1993.
- [35] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des machine électriques », ellipses, 2011.
- [36] **M. Pinard**, « Commande électronique des moteurs électriques. », dunod, ISBN 2 10 005326 4, pp53-70, 2004.
- [37] **T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane et T. Benslimane**, «Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle», *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217.
- [38] **K. Bimal**, «Modern Power Electronics and AC Drives», Prentice Hall. Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [39] **K. Rajashekara, A.Kawamura , K. Matsuse**, «Sensorless Control of AC Motors Drives, Speed and Position Sensorless Operation», IEEE Press New York, 1996.
- [40] **Masao et al. Yano**, «History of Power Electronics for Motor Drives in Japan » [[archive](#)] (consulté le 2 mai 2015), p. 6, Fig 13.
- [41] **Md Abdur Rafiq**, « Fast Speed Response Field-Orientation Control of Induction Motor Drive with Adaptive Neural Integator », *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, University of Istanbul, vol. 6, n° 2, 2006, p. 229.
- [42] **Felix Blaschke**, « *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine* », TU Braunschweig, 1974.
- [43] **Bill Drury**, « *The Control Techniques Drives and Controls Handbook* » , Stevenage, Herts, UK, Institution of Engineering and Technology, 2009([ISBN](#) 978-1-84919-101-2).
- [44] **Bimal K. Bose**, « *Power Electronics and Motor Drives* » *Advances and Trends*, Amsterdam, Academic, 2006, 936 p. ([ISBN](#) 978-0-12-088405-6), p. 22.
- [45] **Y. Chapuis**, « Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique » , Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [46] **J. Ghouili** , « Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par les réseaux de neurones », université du québec .2005.
- [47] **J. Louis**, « Modélisation des machines électrique en vue de leur commande», Lavoisier, 2004.

- [48] **C. Krishna, P. Sree**, «Analysis, Simulation & Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies», IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 9, no. 2, PP 54-65, 2014.
- [49] **M. Moussa**, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage» Thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à trois-rivières» 2008.
- [50] **J. Sheng, F. Peng**, «Multilevel converters-a new breed of power converters» Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.32, no.3, pp.509, 517, May/Jun 1996.
- [51] **J. Sheng, F. Peng**, «Multilevel converters-a new breed of power converters» Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.32, no.3, pp.509, 517, May/Jun 1996.
- [52] **A. F. Filippov**, "*Differential equations with discontinuous right-hand side*", Matematicheski Sbornik, Vol. 51, No. 01, pp. 99–128, 1960.
- [53] **J. J. Slotine, J. K. Hedrick, E. A. Mizawa**, "*On sliding observer for nonlinear systems*", J. Dynam. Syst. Measur. Contr., Vol. 01, pp. 239/245, 1985.
- [54] **S. V. Emelyanov**, "*Variable structure control systems*", Moscow, Nauka, 1967.
- [55] **H. Amimeur** "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement" mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.
- [56] **P. Etienne Vidal** "Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat, Inst nationale polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [57] **F. Betin** "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique fortes variations paramétriques", Habilitation à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuf-es, France, 2003.
- [58] **K. Jezernik** "Robust chattering free sliding mode control of servo drives", IJE International Journal of Electronics 80 (1996), no. 2, p. 169{179, 1996.
- [59] **A. L. Nemmour**, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister

- de l'Université de Batna, Algérie, 2002.
- [60] **D. Arzelier, D. Peaucelle**, Systèmes et asservissement non linéaires, Notes de Cours, Version 4, CNAM-B2.
- [61] **A. Dendouga**, Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par onduleur de tension, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2004.
- [62] **A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli**, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux", 4<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering, CEE'06, Batna University, pp. 215–220, 2006.
- [63] **M. F. Benkhoris, A. Gayed**, "Discrete sliding control technique of DC motor drive", IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 81–86, 1996.
- [64] **A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli**, "Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control", International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.
- [65] **S. J. Huang, H. Y. Chen**, "Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control", Elsevier, Mechatronics 16, pp. 607–622, 2006.
- [66] **M. Kercha**, Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2005.
- [67] **M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino**, "Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives", IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, 2006.
- [68] **G. K. Singh, K. E. Holé**, "Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode controlled systems", Sadhanā, Vol. 29, Part 1, pp. 129–141, 2004.
- [69] **C. P. Coleman, D. Grodble**, "A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control", IEEE, pp. 1654–1659, 1994.
- [70] **C. C. D. Wit**, Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [71] **AWARE M. V, KQTHARI A.G, CHOUBE S.O**, (2000), "Application of adaptive neurofuzzy controller (ANFIS) for voltage source inverter fed induction

- motor drive”, IEEE Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International 945-939.
- [72] **Swasti R. K, Sidhartha P**, (2010), “ANFIS Approach for TCSC-based Controller Design System Stability Improvement Design for Power”, IEEE ICCCT-10, 149-154.
- [73] **T. Takagi and M. Sugeno**, “Derivation of fuzzy control rules from human operator’s control action,” in Proc. IFAC Symp. Fuzzy Inform., Knowledge Representation and Decision Analysis, July 1983, pp. 55–60.
- [74] **E. H. Mamdani and S. Assilian**, “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller,” Int. J. Man-Machine Studies, vol. 7, no. 1, pp. 1–13, 1975.
- [75] **M. Moussa**, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage» Thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à trois-rivières» 2008.
- [76] **G. Salloum**, «contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation» Thèse de doctorat G.E.E.T . 2007
- [77] **F. Peng, T.Fukao**, «Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors», IEEE Conf. Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, 1993, pp. 419-426.
- [78] **S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura**, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [79] **S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura**, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [80] **C. A. Reusser, C. A. Silva, P. Dominguez**, « Low frequency sensorless Field Oriented Control of an Induction Machine fed by a Direct Matrix Converter”, 2013 IEEE.
- [81] **A. Kheldoun**, « Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès. 2007.
- [82] **Djamila cherifi** « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la

commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf 2014.

- [83] **S.M. Mirjalili, A. Lewis**, “ Grey wolf optimizer ”, *Advances in Engineering Software*, Vol.69, pp.46–61, 2014.
- [84] **B. Azeddine, B. Abderrahim, A. Abdellah** “ Optimization of Sliding Mode with MRAS Based Estimation for Speed Sensorless Control of DSIM Via ”*PREZEGLAD Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 97 NR 6/2021.



# *Annexes*

---

# Annexes

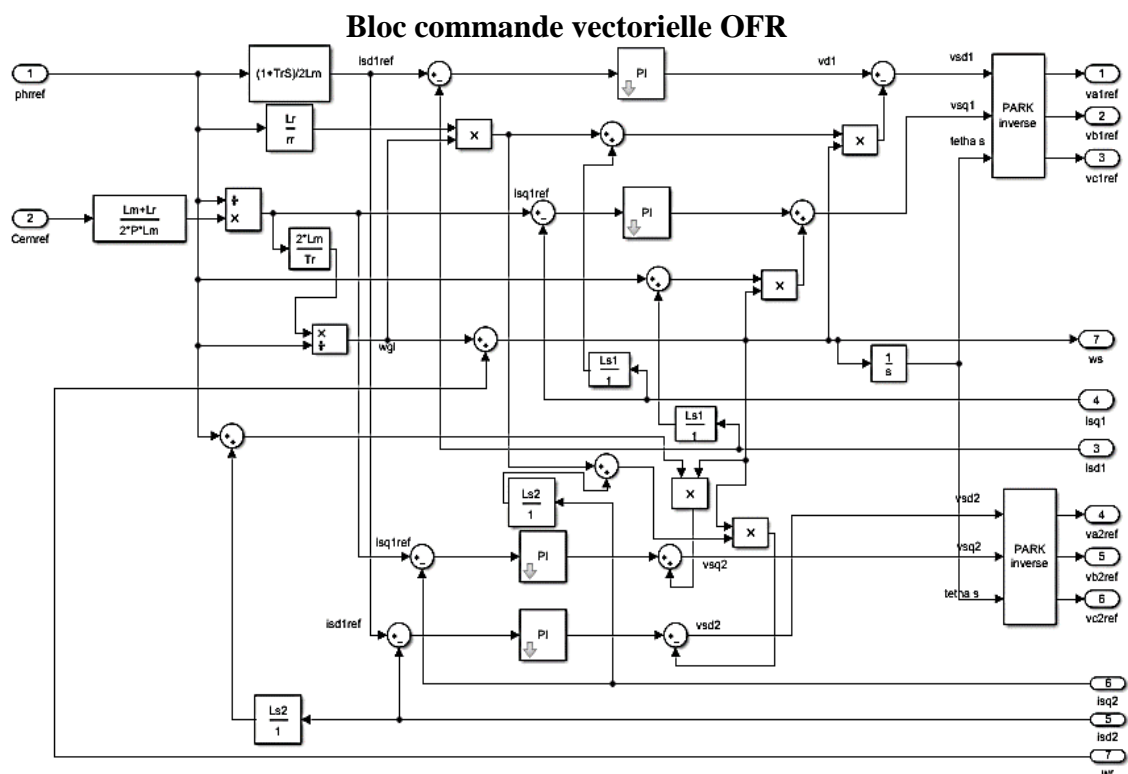
## 1. Paramètres de la machine asynchrone à Double étoile :

Les paramètres de la MASDE utilisées sont :

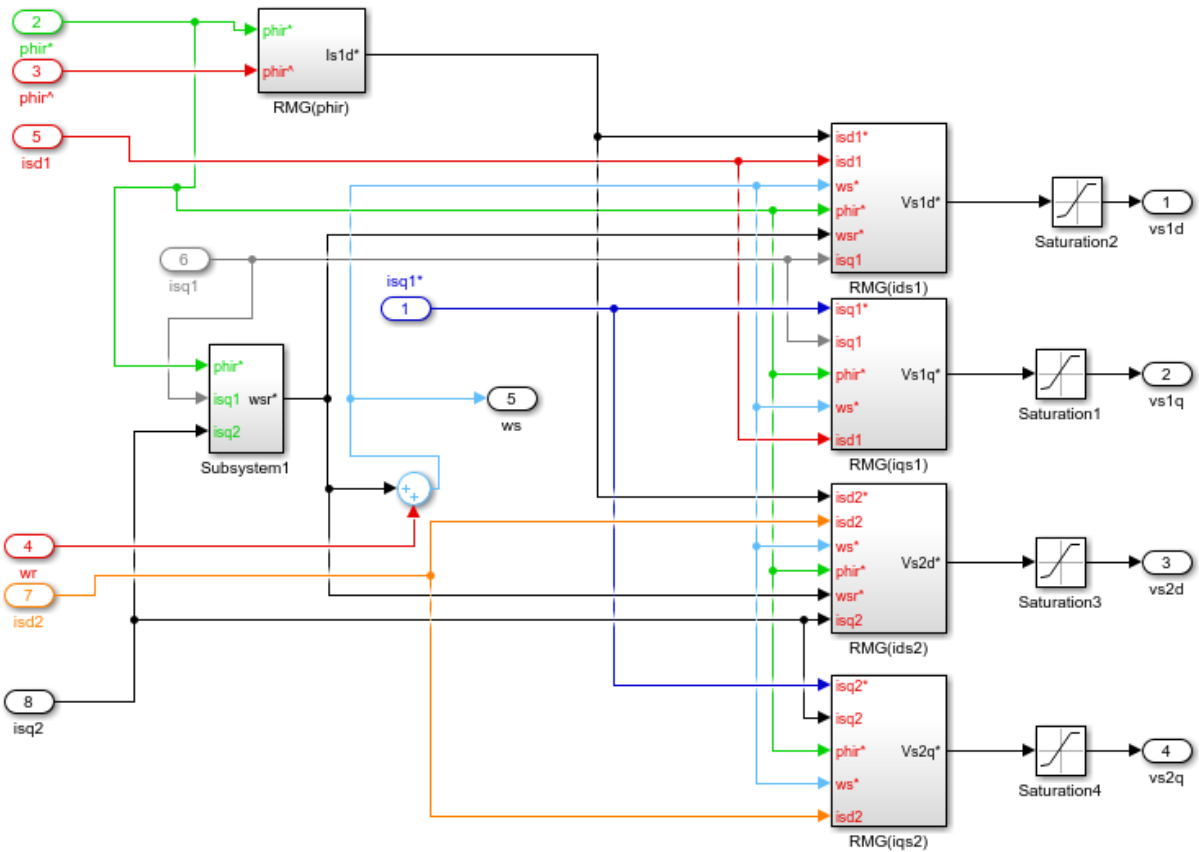
Puissance nominale  $P_n = 4,5 \text{ kW}$   
 Tension nominale  $V_n = 220/380 \text{ V}$   
 Courant nominal  $I_n = 6.5 \text{ A}$

Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P = 1$

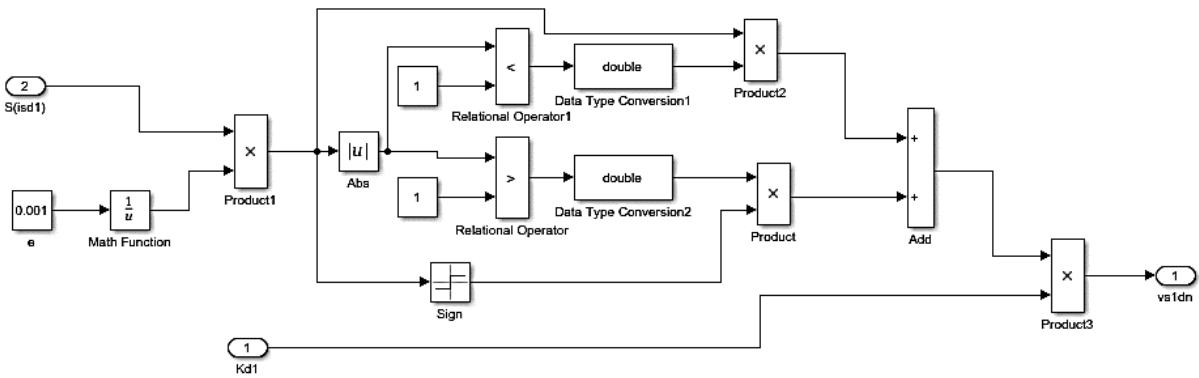
## 2. Modèle Simulink construits pour les différentes simulations



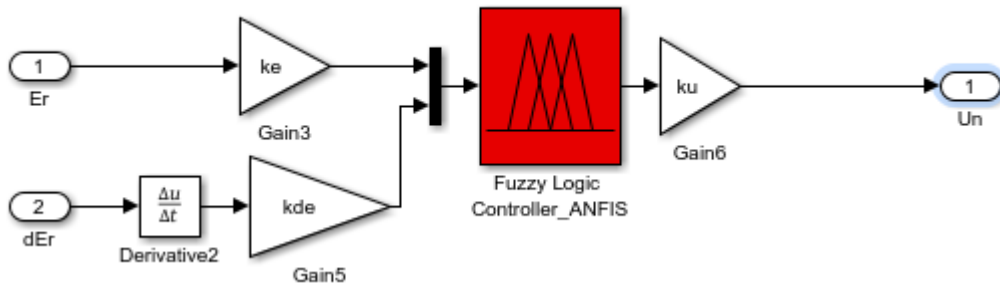
### Bloc commande mode glissant



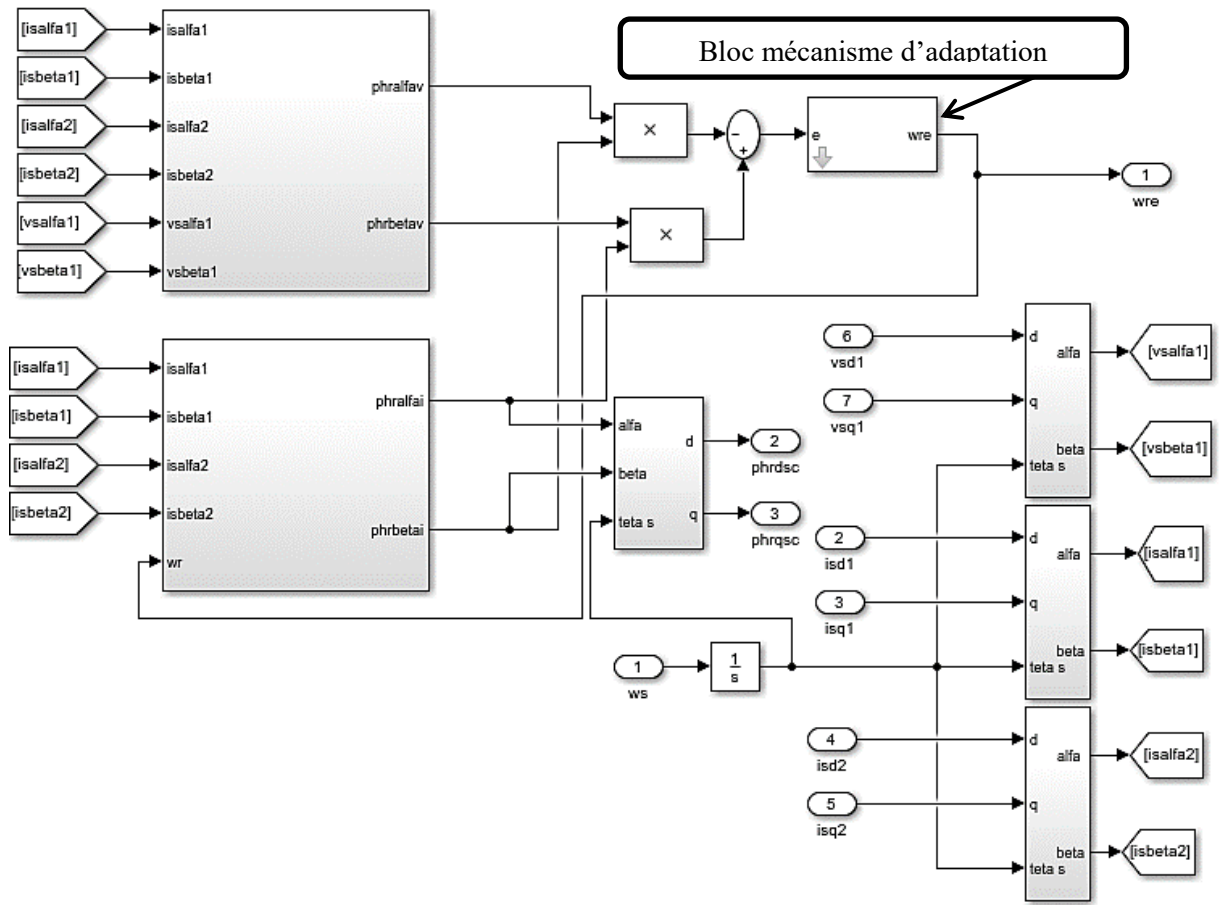
### Fonction sign



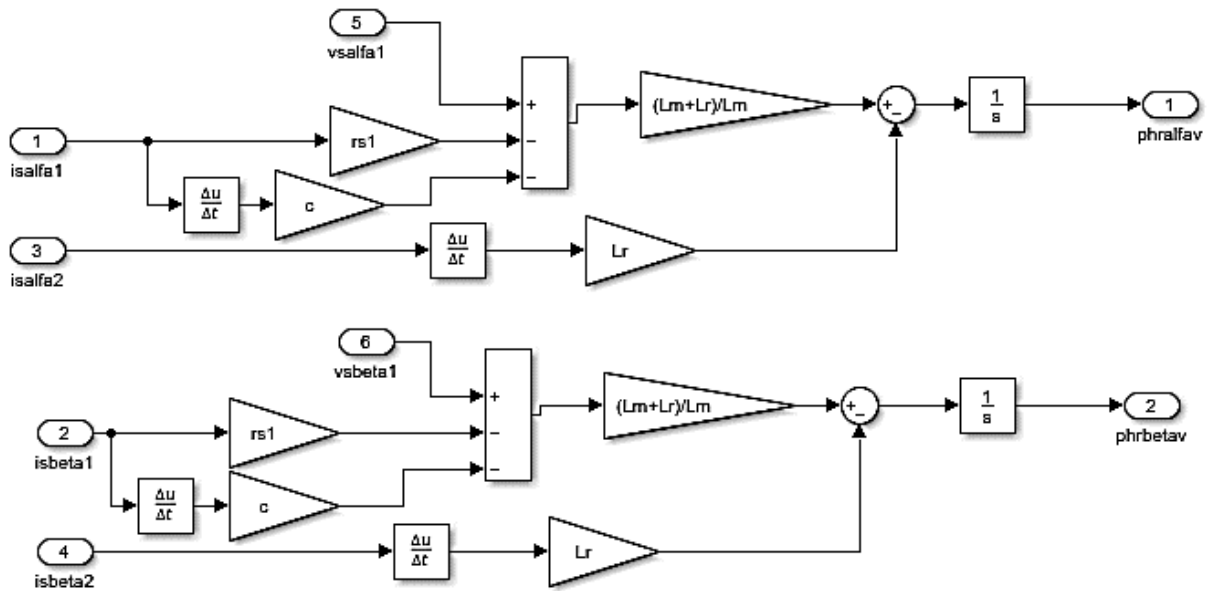
### Bloc ANFIS



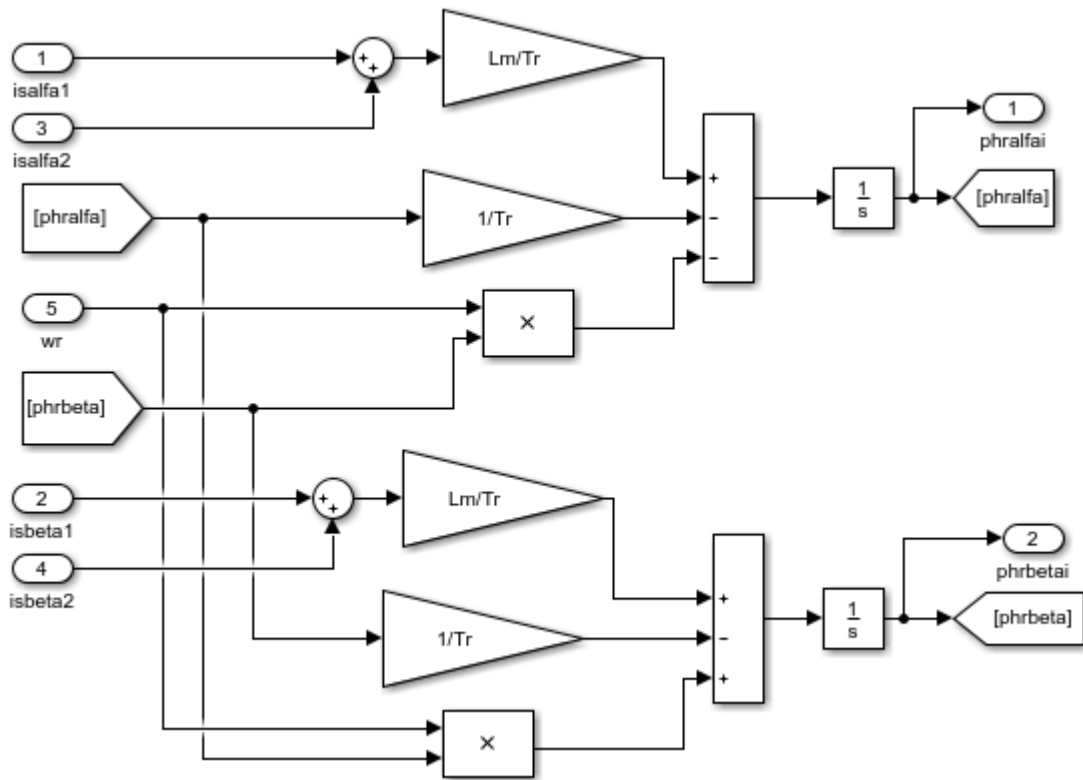
### Bloc MRAS PI



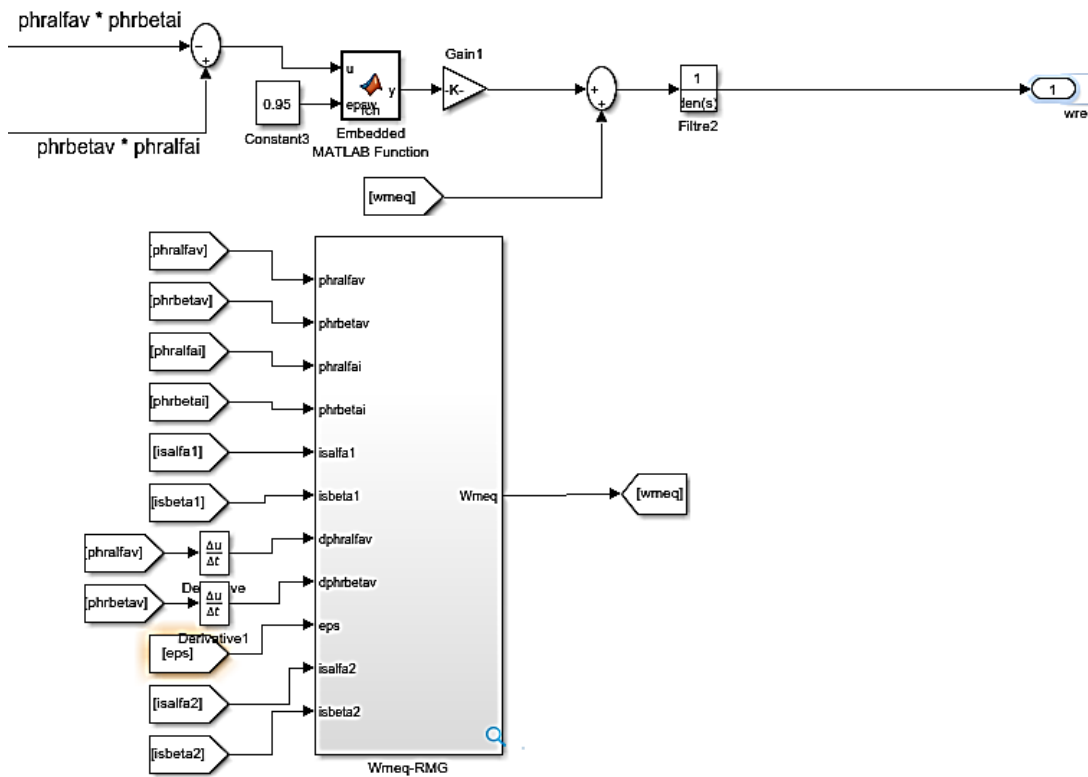
### Bloc Modèle de Référence



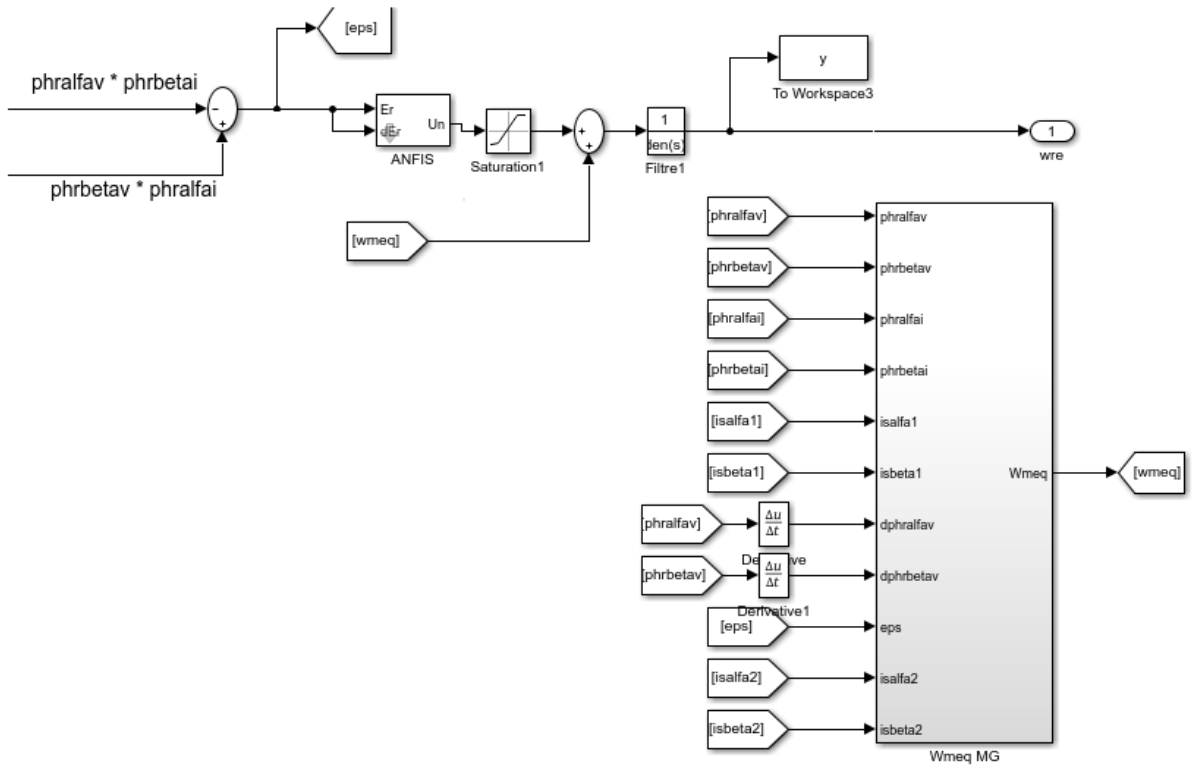
### Bloc modèle Ajustable



### Bloc modèle mécanisme MG



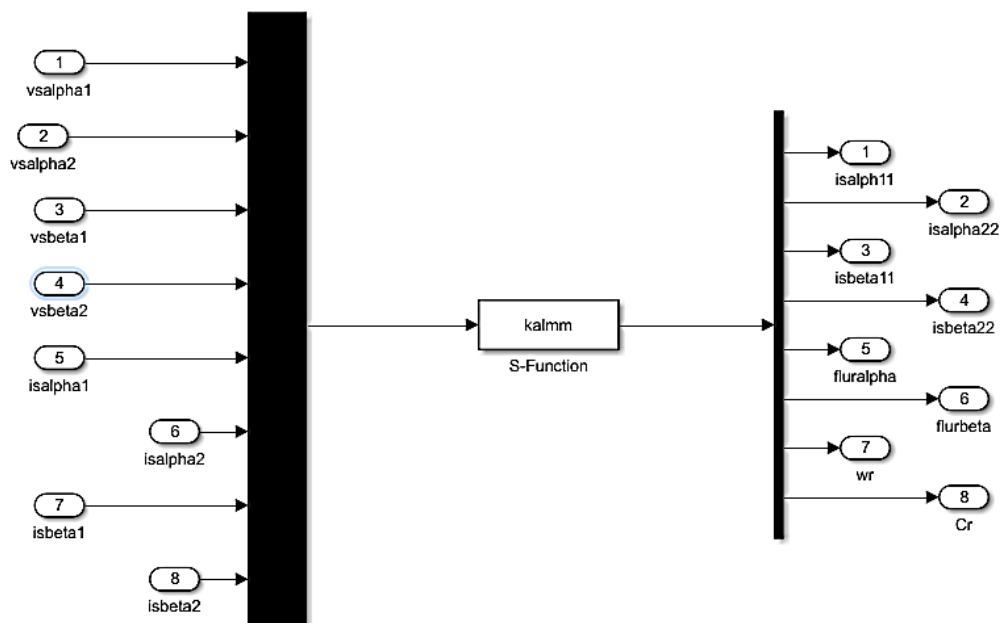
### Bloc modèle mécanisme MGH



### Bloc filtre Kalman

Filtre Kalman MGH





### 3. Les Programmes pour le filtre kalman

#### 3.1. Programme optimisateur GWO

##### Fichier.m

```

Intilize the grey wolf population = (i=1,2,.....,n)
Initializa Alpha, Beta, and Delta
Calculate the fitness of each search agent
 $X_{\alpha}$  = the best search agent
 $X_{\beta}$  = the second best search agent
 $X_{\delta}$  = the third best search agent
While ( t < Max number of iteration )
    For each search agent
        Update the position of the current search agent by equation
        (6.19)
    End for update Alpha, Beta, Delta
    Calculate the fitness of all search agents
Update  $X_{\alpha}$ ,  $X_{\beta}$ ,  $X_{\delta}$ 
End while
Return  $X_{\alpha}$ 

```

#### 3.2. Programme filtre Kalman

##### Fichier.m

```

function [sys,x0]=kalmm(t,x,u,flag)
global a11 a12 a15 a16 B11 B12 p a5 a6 Ke J fr;
global R Q P C Ts B n ;
if flag==0
% Parameters du moteur
Rr=2.12;Rs1=3.72;Rs2=3.72;Lr=0.006;Ls1=0.022;Lm=0.3672;J=0.0625;fr=0.001;p=
1;
a1=(Ls1+Lm-(Lm^2/(Lm+Lr)));
a3=(Lm-(Lm^2/(Lm+Lr)));

```

```

a4=((Lm/(Lm+Lr)));
a5=Rr*((Lm/(Lm+Lr)));
a6=((Rr/(Lm+Lr)));
Ke=(p/J)*Lm/(Lm+Lr);
a11=-(((a1*Rs1)/(a1^2 - a3^2))+((a4*a5)/(a1+a3)));
a12=(((a3*Rs2)/(a1^2 - a3^2))-((a4*a5)/(a1+a3)));
a15=((a4*a6)/(a1+a3));
a16=((a4)/(a1+a3));
B11=a1/(a1^2 - a3^2);
B12=a3/(a1^2 - a3^2);
% Initialisation
% matrice initial bruit d'état
P=diag([1e-2 1e-2 1e-2 1e-2 1e-2 1e-2 1e-2 1e-2]);
Q=diag([1e-4 1e-4 1e-4 1e-4 1e-6 1e-6 1e-1 1e6]);
% matrice initial bruit de mesure
R=diag([1e4 1e4 1e4 1e4]);
% Periode d'échantillanage
Ts=1e-5;
% parametres de la matrice B et C
B=[ B11 -B12 0 0;
    -B12 B11 0 0;
    0 0 B11 -B12;
    0 0 -B12 B11;
    0 0 0 0;
    0 0 0 0;
    0 0 0 0;
    0 0 0 0];

C=[ 1 0 0 0 0 0 0 0;
    0 1 0 0 0 0 0 0;
    0 0 1 0 0 0 0 0;
    0 0 0 1 0 0 0 0];

n=0; % boucle
x0=[0 0 0 0 0 0 0 0];
sys=[0,8,8,8,0,0];
elseif flag==2
n=n+1;
U=[u(1);u(2);u(3);u(4)];
Y=[u(5);u(6);u(7);u(8)];

% matrice A Nonlineaire continue
Anc=[a11 a12 0 0 a15 a16*p*x(7) 0 0;
     a12 a11 0 0 a15 a16*p*x(7) 0 0;
     0 0 a11 a12 -a16*p*x(7) a15 0 0;
     0 0 a12 a11 -a16*p*x(7) a15 0 0;
     a5 a5 0 0 -a6 -p*x(7) 0 0;
     0 0 a5 a5 p*x(7) -a6 0 0;
     -Ke*x(6) -Ke*x(6) Ke*x(5) Ke*x(5) 0 0 -fr/J -
1/J;
     0 0 0 0 0 0 0
0];

% matrice A Lineaire continue
Alc=[a11 a12 0 0 a15 a16*p*x(7)
a16*p*x(6) 0;
     a12 a11 0 0 a15 a16*p*x(7)
a16*p*x(6) 0;
     0 0 a11 a12 -a16*p*x(7) a15 -
a16*p*x(5) 0;
     0 0 a12 a11 -a16*p*x(7) a15 -

```



```

a16*p*x(5)      0;
      a5      a5      0      0      -a6      -p*x(7)      -
p*x(6)          0;
      0      0      a5      a5      p*x(7)      -a6
p*x(5)          0;
      -Ke*x(6) -Ke*x(6) Ke*x(5) Ke*x(5) -Ke*(x(1)+x(2)) Ke*(x(3)+x(4)) -
fr/J           -1/J;
      0      0      0      0      0      0      0
0];

```

```

% descritition des matrices
d_Anc=eye(8)+Ts*Anc;
d_Alc=eye(8)+Ts*Alc;
G=Ts*B;
% algorithme de Kalman
x_1=d_Anc*x+G*U;
P_1=d_Alc*P*d_Alc'+Q;
K=P_1*C'*inv(C*P_1*C'+R);
x=x_1+K*(Y-C*x_1);
P=P_1-K*C*P_1;
sys=x;
elseif flag==3
sys=x;
elseif flag==9
sys=[];
end

```

## Les paramètres de calculateur

Intel (R) core (TM) i3

Installed memory (RAM) 08 GB

## Outil de simulation :

Matlab Simulink version (R2016b)

## الملخص:

بالنسبة للتطبيقات ذات القدرة العالية، تستخدم الآلات متعددة المراحل بشكل متزايد لأسباب الموثوقية وتقسيم الطاقة. نقترح هنا دراسة الآلة المزدوجة النجوم. وتتعلق هذه الأطروحة بالرقابة غير الخطية وتقدير الآلة اللامتزامنة ثنائية النجم. أولاً، قدمنا أحدث ما توصلت إليه الآلات متعددة المراحل، ثم طورنا نموذج التجميع المعكوس للآلة اللامتزامنة ثنائية النجم. وبعد ذلك قمنا بتوليف قوانين التحكم، باستخدام ثلاث استراتيجيات للتحكم هي: مكافحة النواقل، والتحكم في نمط الانزلاق، والتحكم في نمط الانزلاق الهجين باستخدام منظم الضبابية العصبية لتعديل السرعة. وأخيراً، نركز اهتمامنا على السيطرة القوية على الآلة بدون أجهزة استشعار ميكانيكية بالعمل على أساليب تقدير السرعة. ونحن نقتصر في هذه الدراسة على إدخال طريقتين للتقدير: نظام تكييف مرجعي نموذجي ومرشح كالمان الموسع للقضاء على المجس الميكانيكي وبالتالي خفض تكلفة نظام الدافع. وأجريت أيضاً عدة اختبارات للقوة ضد الاختلافات البارامترية في إثبات فعالية قوانين الأوامر والتقديرات المقترحة. وفيما يتعلق بالنتائج المتحققة، هناك أداء ديناميكي جيد وقوة في مواجهة الاضطرابات.

الكلمات المفتاحية: آلة مزدوجة النجوم غير متزامنة، مكافحة الناقلات، التحكم في نمط الانزلاق، التحكم الهجين، تقدير MRAS، مرشح كالمان.

## Abstract:

For high power applications, multiphase machines are increasingly used for reliability and power segmentation reasons. We propose here to study the double-star induction machine. This thesis is concerned to non-linear control and estimation of MASDE. First, we introduced a state-of-the-art for multiphase machines, then developed the modeling of the MASDE machine-inverter assembly. Second is concerned to synthesis of the control laws, using three control strategies are: Vector control, sliding mode control and the hybrid sliding mode control using neuro-fuzzy regulator to adjust the speed. finally, we focus our interest on the robust control of the MASDE without mechanical sensors by working on methods of speed estimation. We restrict this study to the introduction of two estimation methods: MRAS and the extended Kalman filter to eliminate the mechanical sensor and thus reduce the cost of the drive system. Several robustness tests against parametric variations of the MASDE were also carried out to prove the effectiveness of the order laws and the proposed estimates. In terms of the results obtained, there is good dynamic performance and robustness in-face-of disturbances.

**Keywords:** double-star induction machine, vector control, sliding mode control, hybrid control, MRAS estimator, Kalman filter.

## Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous proposons ici d'étudier la machine asynchrone double étoile. Cette thèse est concernée la commande non linéaire et l'estimation du MASDE. D'abord, nous avons introduit l'état de l'art concernant les machines multiphasées, puis, nous avons développé la modélisation de l'ensemble machine-onduleur de la MASDE. Ensuite, on a présenté la synthèse des lois de commandes, en utilisant trois stratégies des commandes : Commande vectorielle, commande par mode glissant et la commande mode glissant hybride, utilisant le régulateur neuro-flou pour régler la vitesse. Finalement, nous centrons notre intérêt sur la commande robuste de la MASDE sans capteurs mécaniques en travaillant sur des méthodes d'estimation de la vitesse. Nous nous limitons cette étude à l'introduction de deux méthodes d'estimation : MRAS et le filtre Kalman étendu pour éliminer le capteur mécanique et réduire ainsi le coût du système d'entraînement. Pour prouver l'efficacité des lois des commandes et des estimations proposées, plusieurs tests de robustesse contre les variations paramétriques de la MASDE ont été aussi effectués. En termes de résultats obtenus, on constate de bonnes performances dynamiques et une robustesse vis-à-vis des perturbations.

**Mots clés:** machine asynchrone double étoile, commande vectorielle, commande mode glissante, commande hybride, estimateur MRAS, filtre Kalman.