

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique
Ref :



كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de

Doctorat en sciences

Option: Electrotechnique

**Contribution à la Commande d'une Machine
Asynchrone Double Etoile**

Présentée par :

Brahim KIYYOUR

Soutenue publiquement le : / / 2020

Devant le jury composé de :

SAHRAOUI Mohamed	Professeur	Président	Université de Biskra
NAIMI Djemai	Maitre de Conférences 'A'	Rapporteur	Université de Biskra
BELKACEM Sebti	Professeur	Examineur	Université de Batna2
BENAGGOUNE Said	Professeur	Examineur	Université de Batna2
ZELLOUMA Laid	Professeur	Examineur	Université d'El-Oued

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais remercier Dieu " **ALLAH** ", le Tout Puissant, qui m'a donné la vie, la santé, le savoir et la patience qui m'ont permis d'accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon directeur de thèse Monsieur **NAIMI Djemai** Maître de conférences au département de génie électrique de l'**Université de Biskra**, qui a consacré à l'encadrement de ma thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien cette thèse et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire une thèse dans des conditions exceptionnelles.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **SAHRAOUI Mohamed**, Professeur à l'**université de Biskra** pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

M. BELKACEM Sebti	Prof.	Université de Batna2
M. BENAGGOUNE Said	Prof.	Université de Batna2
M. ZELLOUMA Laid	Prof.	Université de El-Oued

Mes sincères remerciements et toute ma gratitude, vont à tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail.

Que mes chers **Benyza Nabil, Laggoun Louannesse, feradi A.Malek et Salhi Ahmed** trouvent ici mes chaleureux remerciements pour l'importance dont ils me réservent au fond de leurs cœurs et pour leur aide inappréciable.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Brahim Kiyyour

Dédicace

*A mes très chers parents,
A ma femme et mes enfants
(Mossaab, Iyad et Anes)
A mes frères et sœurs.
A mes amis*

Je dédie ce travail.

ملخص

تصف هذه الرسالة تصميم وتنفيذ التحكم في آلة غير متزامنة ذات نجمين (DSIM). الهدف هو تحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) المطبق على هذه الماكينة ، باستخدام تقنيات حديثة وقوية ونكية. يوفر تطبيق عنصر التحكم هذا حلاً مثيراً للاهتمام للغاية لمشاكل المتانة والديناميكيات مقارنة بتقنية التحكم الشعاعي . من جهة أخرى فإن استخدام وحدات التحكم PI التقليدية كمتحكم بالسرعة له العديد من العيوب ، ولا سيما الحساسية للتغيرات البارامترية . بهدف تحسين أداء النظام المراد التحكم فيه ، تم استبدال وحدة التحكم في سرعة PI بوحدات تحكم أكثر قوة و متانة، مثل وحدات تحكم PI المضادة للتثبيح (PI anti-windup) ، وأجهزة التحكم في الوضع الانزلاقي من الدرجة الأولى (SMC) ، وحدات التحكم في الوضع الانزلاقي من الدرجة الثانية (SOSMC) استناداً إلى خوارزمية الالتواء الفائقة (STA) ووحدات تحكم غامضة إضافة إلى وحدات تحكم هجينة غامضة انزلاقية من الدرجة الثانية (FSOSMC) ، كل هذه التقنيات المقترحة قمنا بتقديمها بالشرح و التحليل. محاكاة وتحليل كل طريقة تم بمراعاة المتانة للاضطرابات الخارجية والتغيرات في معاملات الماكينة في ظل ظروف تشغيل مختلفة. تظهر نتائج المحاكاة المقدمة في هذه الأطروحة تحسناً حقيقياً أضافته وحدات التحكم المقترحة مقارنة بوحدة التحكم PI الكلاسيكية.

الكلمات المفتاحية: آلة النجم المزدوج غير المتزامن (DSIM) ؛ التحكم الشعاعي ؛ التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) ؛ PI anti-windup ، نمط الانزلاق الواحد (SMC) ؛ نمط الانزلاق من الصنف الثاني (SOSMC) ؛ المنطق الغامض (FLOU-PI) ؛ منظم هجين غامض بنمط الانزلاق من الصنف الثاني (FSOSMC).

Résumé

Cette thèse de doctorat décrit la conception et la mise en œuvre de la commande d'une machines asynchrones double étoile (MASDE), dont le but est d'améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) appliqué à cette machine, par des techniques modernes, robustes et intelligentes. L'application de cette commande apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique par rapport à la commande vectorielle. L'utilisation des régulateurs PI classique comme régulateurs de vitesse présente de nombreux inconvénients notamment la sensibilité aux variations paramétriques, Pour améliorer les performances du système à commander, on a remplacé le régulateur de vitesse de type PI par des régulateurs plus robuste, tels que les régulateurs PI anti-windup , les régulateurs en mode glissant d'ordre un (SMC) et deux (SOSMC) basé sur l'algorithme super twisting (STA), régulateurs Flou et les régulateurs hybride flou glissant d'ordre deux (FSOSMC), les différentes techniques proposées sont présentées et analysées. La simulation et l'analyse de chaque méthode ont été réalisées par rapport a la robustesse face aux perturbations externe et aux variations des paramètres de la machine dans diverses conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation présentés dans cette thèse montrent une véritable amélioration apportée par les régulateurs proposés par rapport au régulateur classique PI.

Mots clés : Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) ; Commande vectorielle ; Commande Directe Du Couple (DTC) ; PI anti-windup, Mode Glissant D'ordre Un (SMC) ; Mode Glissant D'ordre deux (SOSMC) ; FLOU-PI ; Contrôleur Hybride Flou glissant d'ordre deux (FSOSMC) ; Algorithme Super Twisting (STA)

Abstract

This thesis describes the design and implementation of the control of a dual star induction machine (DSIM). The aim is to improve the performance of the Direct Torque Control (DTC) applied to this machine, using modern, robust and intelligent techniques. The application of this control provides a very interesting solution to the problems of robustness and dynamics compared to vector control. The use of conventional PI controllers as speed controllers has many drawbacks, in particular the sensitivity to parametric variations. To improve the performance of the system to be controlled, the PI speed controller has been replaced by more robust controllers, such as PI anti-windup controllers, first-order sliding mode controllers (SMC) and second-order sliding mode controllers (SOSMC) based on the super twisting algorithm (STA), fuzzy controllers and hybrid fuzzy second-order sliding controllers (FSOSMC), the different techniques proposed are presented and analyzed. Simulation and analysis of each method was performed with respect to robustness to external disturbances and variations in machine parameters under various operating conditions. The simulation results presented in this thesis show a real improvement brought by the proposed controllers compared to the classical PI controller.

Keywords: *Dual star induction motor (DSIM) ; Vector control; Direct torque control (DTC), controller; PI anti-Windup; first Order Sliding Mode control (SMC) and Second-order sliding mode control (SOSMC). PI FUZZY ; Hybrid fuzzy second-order sliding mode control (FSOSMC)*

Liste des figures

Figure 1.1	(a) Entraînement électrique triphasé. (b) entraînement électrique à plusieurs étoiles ; (c) entraînement électrique polyphasé symétrique.	09
Figure 1.2	(a) Machine multiphasée alimentée par N onduleurs à n phases ; (b) exemple de moteur à induction de 19 MW à 15 phases avec $N = 3$ et $n = 5$	10
Figure 1.3	Machine asynchrone double étoile.	15
Figure 2.1	Représentation Spatiale des Enroulements de la Machine asynchrone double étoile	18
Figure 2.2	Modèle généralisé de la MASDE dans le repère (u, v)	24
Figure 2.3	Alimentation de la machine asynchrone double étoile	30
Figure 2.4	Analogie entre la commande de machines à courant continu (à gauche) et la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MASDE (à droite).	33
Figure 2.5	Diagramme vectoriel spatial du contrôle par orientation de flux rotorique d'une MASDE	34
Figure 2.6	Estimateur du flux	37
Figure 2.7	Découplage par addition des termes de compensation	38
Figure 2.8	Schéma globale de la commande Vectorielle directe de la machine asynchrone double étoile FOC_MASDE	39
Figure 2.9	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE à vide suivi de l'application des charges $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 1$ secondes	40
Figure 2.10	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis à la variation de la Vitesse	41
Figure 2.11	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation à la résistance rotorique	42
Figure 2.12	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance statorique	43
Figure 2.13	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation du moment d'inertie	43

Figure 3.1	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)	49
Figure 3.2	Vecteur des tensions statoriques et secteurs	49
Figure 3.3	Choix du vecteur tension	50
Figure 3.4	Représentation de flux statorique dans le repère .	51
Figure 3.5	Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension	52
Figure 3.6	Régulateur à hystérésis de flux statorique	52
Figure 3.7	Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE.	54
Figure 3.8	Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup)	56
Figure 3.9	Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE	57
Figure 3.10	Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE	58
Figure 3.11	Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique	60
Figure 3.12	Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie	61
Figure 4.1	Principe de la commande en mode glissant	66
Figure 4.2	Structure de la commande Equivalente	69
Figure 4.3	phénomène de chatterring	70
Figure 4.4	Fonctions sign(s), saturation etsmooth(s)	71
Figure 4.5	Trajectoire de phase de l'algorithme du twisting.	74
Figure 4.6	Schéma globale de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE	78
Figure 4.7	Résultats de simulation de la commande DTC_SMC d'une MASDE	79
Figure 4.8	Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE	80
Figure 4.9	Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation	82
Figure 4.10	Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE	83
Figure 4.11	Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE	84

<i>Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie</i>		
<i>Figure 5.1</i>	<i>Intersection de deux fonctions triangulaires</i>	<i>88</i>
<i>Figure 5.2</i>	<i>Union de deux fonctions triangulaires</i>	<i>89</i>
<i>Figure 5.3</i>	<i>Complément d'une fonction triangulaires</i>	<i>89</i>
<i>Figure 5.4</i>	<i>Caractéristiques fonction d'appartenance</i>	<i>90</i>
<i>Figure 5.5</i>	<i>Quelques formes de fonction d'appartenance</i>	<i>91</i>
<i>Figure 5.6</i>	<i>Variables linguistiques floues</i>	<i>93</i>
<i>Figure 5.7</i>	<i>Un système d'inférence floue</i>	<i>95</i>
<i>Figure 5.8</i>	<i>Contrôleur Flou de Vitesse</i>	<i>95</i>
<i>Figure 5.9</i>	<i>Fonctions avec sept fonctions d'appartenance</i>	<i>98</i>
<i>Figure 5.10</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_Floue d'une MASDE</i>	<i>100</i>
<i>Figure 5.11</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_Floue d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation</i>	<i>101</i>
<i>Figure 5.12</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_Floue d'une MASDE Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE</i>	<i>101</i>
<i>Figure 5.13</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_Floue d'une MASDE Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie</i>	<i>101</i>
<i>Figure 5.14</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE</i>	<i>103</i>
<i>Figure 5.15</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation</i>	<i>104</i>
<i>Figure 5.16</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE</i>	<i>104</i>
<i>Figure 5.18</i>	<i>Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie</i>	<i>105</i>
<i>Figure 5.19</i>	<i>Allure de la vitesse de rotation de la commande DTC d'une MASDE Avec différents régulateurs</i>	<i>106</i>
<i>Figure 5.20</i>	<i>Allure du couple électromagnétique de la commande DTC d'une MASDE Avec différents régulateurs</i>	<i>106</i>
<i>Figure 5.21</i>	<i>Analyse FFT et spectre de THD pour le courant i_{s1} de premier stator</i>	<i>108</i>

Liste des tableaux

Tableau 1.1	<i>Machines Multiphasées de Type 1(Multi-Etoile)</i>	11
Tableau 1.2	<i>Machines Multiphasées de Type 2</i>	12
Tableau 3.1	<i>Vecteurs de tension d'une commande DTC</i>	50
Tableau 3.2	<i>Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table deTakahachi)</i>	53
Tableau 5.1	<i>Base de règles du contrôleur flou et calcul de la variation de la commande 'du'</i>	51
Tableau 5.2	<i>Analyse comparative avec divers régulateurs de vitesse</i>	108
Tableau 5.3	<i>THD et Comparaison des Indices de Performance</i>	108
Tableau 5.4	<i>Évaluation comparative de la DTC_MASDE avec différents Régulateurs</i>	109

Abréviations et Nomenclatures

MASDE	<i>Machine Asynchrone Double Etoile</i>
FOC	<i>Commande par orientation de flux rotorique (Field Oriented Control)</i>
DFOC	<i>Commande directe par orientation de flux rotorique (Direct Field Oriented Control)</i>
IFOC	<i>Commande indirecte par orientation de flux rotorique (Indirect Field Oriented Control)</i>
DTC	<i>Commande directe du couple (Direct Torque Control)</i>
PI	<i>Proportional-Integral.</i>
PI-windup	<i>contrôleur anti saturation</i>
SMC	<i>Contrôleur en mode glissant d'ode un (Sliding Mode Controller)</i>
SOSMC	<i>Contrôleur en mode glissant d'ode deux (Second Order Sliding Mode Controller)</i>
PI-Flou	<i>Contrôleur flou</i>
FSOSMC	<i>Contrôleur hybride Flou-glissant d'ordre deux (fuzzy Second Order Sliding Mode Controller)</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation.</i>
THD	<i>Total Harmonics Distortion.</i>
ST	<i>Super Twisting</i>
STA	<i>Super TwistingAlgorithm</i>

Liste des Symboles

s	<i>Indice du Stator</i>
r	<i>Indice du rotor</i>
α	<i>angle entre stators</i>
σ	<i>Le coefficient de Blondel.</i>
(d,q)	<i>Système d'axes liée au champ tournant</i>
(α,β)	<i>Système d'axes liée au stator</i>
$[V_{s\ abc\ 1}]$	<i>Vecteur de tension de l'étoile 1</i>
$[V_{s\ abc\ 2}]$	<i>Vecteur de tension de l'étoile 2</i>
$[i_{s\ abc\ 1}]$	<i>Vecteur de courant de l'étoile 1.</i>
$[i_{s\ abc\ 2}]$	<i>Vecteur de courant de l'étoile 2.</i>
$[\Phi_{s\ abc\ 1}]$	<i>Vecteurs de flux total de l'étoile 1.</i>
$[\Phi_{s\ abc\ 2}]$	<i>Vecteurs de flux total de l'étoile 2.</i>
R_{s1}	<i>Résistance d'une phase de l'étoile 1</i>
R_{s2}	<i>Résistance d'une phase de l'étoile 2</i>
R_r	<i>Résistance d'une phase de rotor</i>
L_{s1}	<i>L'inductance propre de la stator1.</i>
L_{s2}	<i>L'inductance propre de la stator2.</i>
L_r	<i>L'inductance propre d'une phase du rotor.</i>
L_{ms}	<i>La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.</i>
L_{mr}	<i>La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.</i>
J	<i>Le moment d'inertie de l'ensemble machine charge.</i>

C_r	<i>Le couple de charge (couple résistant).</i>
f_r	<i>Coefficient de frottement</i>
ω_{coor}	<i>Vitesse de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé</i>
ω_r	<i>Vitesse de rotation</i>
ω_s	<i>Vitesse statorique</i>
ω_{gl}	<i>Vitesse de glissement.</i>
L_m	<i>Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator1 ou stator 2</i>
Ω	<i>La vitesse de rotation mécanique du rotor</i>
C_{em}	<i>Ccouple électromagnétique développé</i>
P	<i>Nombre de paires de pôles de la machine.</i>
$V_{sd1,2}$ et $V_{sq1,2}$	<i>Composantes directes et quadratiques des tensions statoriques.</i>
$i_{sd1,2}$ et $i_{sq1,2}$	<i>Composantes directes et quadratiques des courants statoriques.</i>
$V_{s\alpha1,2}$ et $V_{s\beta1,2}$	<i>Composantes α et β des tensions statoriques du stator 1 et 2</i>
$i_{s\alpha1,2}$ et $i_{s\beta1,2}$	<i>Composantes α et β des courants statoriques du stator 1 et 2</i>
Φ_{sd}, Φ_{sq}	<i>Composantes directes et quadratiques des flux statoriques</i>
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	<i>Composantes α et β des flux statoriques du stator 1 et 2</i>
Φ_{rd}, Φ_{rq}	<i>Composantes directes et quadratiques des flux rotoriques</i>
$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$	<i>Composantes α et β des flux Rotorique</i>
$cflx$	<i>Sortie logique de flux.</i>
$ccpl$	<i>Sortie logique de couple.</i>
S	<i>Surface de glissement</i>
V	<i>Condition de la fonction de Lyapunov.</i>
u	<i>Loi de contrôle</i>
u_{eq}	<i>Contrôle équivalent</i>
u_n	<i>Le contrôle discontinu</i>

Table des Matières

*Remerciements**Dédicace**Résumé**Liste des figures**Liste des tableaux**Nomenclature et abréviation**Table des matières*

Introduction Générale.....01

Chapitre 01

Etat de l'art - Les machines multiphasées -

1.1 Introduction05

1.2 Développement historique de la machine multiphasée.....05

1.3 Caractéristiques Des Machines Multiphasées08

1.4 Types de Machines Multiphasées.....10

1.4.1 Machines Multiphasées de Type 110

1.4.2 Machines Multiphasées de Type 211

1.5 Avantages Des Machines Multiphasées.....12

1.5.1 La segmentation de puissance13

1.5.2 Minimisation des ondulations du couple et des Pertes Rotoriques13

1.5.3 Fiabilité et tolérance aux pannes.....13

1.6 Inconvénients des machines multiphasées14

1.7 Machine asynchrone double étoile (MASDE).....14

1.8 Conclusion, contexte de l'étude.....16

Chapitre 02

Modélisation et commande par orientation de flux rotorique de la Machine Asynchrone à Double Etoile

2.1	Introduction	18
2.2	Modélisation La machine asynchrone double étoile.....	18
2.2.1	Description de la machine asynchrone double étoile.....	18
2.2.2	Hypothèses simplificatrices	19
2.2.3	Modèle triphasé de la MASDE	19
2.2.4	Modèle de Park.....	23
2.2.4.1	Transformation de Park.....	23
2.2.4.2	Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé.....	25
2.2.4.3	Choix du référentiel	25
2.2.5	Modèle de la machine dans le référentiel liée au champ tournant (d, q)	28
2.2.6	Représentation sous forme d'équations d'état.....	29
2.3	Alimentation de la MASDE.....	30
2.3.1	Modélisation du Redresseur.....	30
2.3.2	Modélisation du filtre	30
2.3.3	Détermination des paramètres du filtre	31
2.3.4	Modélisation de l'onduleur à MLI.....	31
2.3.5	Commande des onduleurs par MLI.....	32
2.4	Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Etoile.....	33
2.4.1	Principe de la commande vectorielle	33
2.4.2	Méthodes de commande par flux orienté	35
2.4.3	Commande Vectorielle directe de la MASDE (DFOC).....	36
2.4.3.1	Calcul d'estimateur de flux.....	36
2.4.3.2	Découplage par compensation	37
2.5	Résultats de simulation.....	39
2.5.1	Démarrage et stabilisation avec application de charge.....	39

2.5.2	Interprétation.....	40
2.5.3	Tests de Robustesse.....	40
2.5.3.1	Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	41
2.5.3.2	Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique.....	42
2.5.3.3	Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique.....	42
2.5.3.4	Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.....	43
2.5.4	Interprétation.....	44
2.6	Conclusion.....	44

Chapitre 03

Commande DTC de la Machine Asynchrone Double Etoile

3.1	Introduction	47
3.2	Principe de la DTC.....	47
3.3	Algorithme de commande directe du couple	48
3.4	Contrôle du flux statorique	48
3.5	Choix de vecteur tension	49
3.6	Estimateurs de flux et du couple.....	51
3.6.1	Estimateurs de flux statorique	51
3.6.2	Estimation du couple électromagnétique	52
3.7	Elaboration de flux et du contrôleur de couple.....	52
3.7.1	Elaboration du contrôleur de flux statorique	52
3.7.2	Elaboration du contrôleur de couple	53
3.8	Table de Commutation	54
3.9	Structure de la commande directe du couple d'une MASDE	54
3.10	Réglage de la vitesse de la MSDE	55
3.11	Résultats de la simulation et interprétation	55
3.11.1	Démarrage et stabilisation avec application de charge	55
3.11.2	Interprétation	57

3.11.3 Tests de robustesses	57
3.11.3.1 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	57
3.11.3.2 Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique.....	59
3.11.3.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.....	60
3.11.3.4 Interprétation	61
3.12 Conclusion	62

Chapitre 04

Commande DTC par Mode Glissant d'ordre deux de la Machine Asynchrone Double Etoile

4.1 Introduction	64
4.2 Principe de la commande par mode de glissement des Systèmes à structure variables.....	64
4.3 Choix de la Surface de glissement.....	66
4.4 Conditions d'existence et de la convergence du mode glissant	67
4.4.1 Approche Directe.....	67
4.4.2 Approche de Lyapunov.....	68
4.5 Loi de Commande.....	68
4.6 De la commande Mode glissant un à la commande mode glissant deux.....	70
4.7 Mode Glissant d'Ordre supérieur	71
4.8 Commande par Mode glissant d'ordre deux.....	72
4.8.1 Algorithme du Twisting.....	74
4.8.2 Algorithme Sous-Optimal.....	75
4.8.3 Algorithme de Super Twisting.....	75
4.9 Application du contrôle du mode glissant sur le contrôle direct du couple d'une MASDE.....	76
4.9.1 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de premier ordre (SMC).....	76
4.9.2 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de deuxième ordre (SOSMC).....	76
4.10 Simulation de la DTC_SMC et la DTC_SOSMC de la MASDE.....	78
4.10.1 Simulation de la DTC_SMC	78

4.10.2 Simulation de la DTC_SOSMC.....	80
4.10.2.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge.....	80
4.10.2.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	81
4.10.2.3 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Statorique.....	83
4.10.2.4 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l'Inertie.....	84
4.11 Conclusion	85

Chapitre 05

Commande DTC_Floue et DTC_FSOSMC de la Machine Asynchrone Double Etoile

5.1 Introduction	87
5.2 Principe de la logique floue.....	87
5.3 Ensembles flous.....	87
5.3.1 Operations sur les Ensembles Flous.....	88
5.3.2 Propriétés des ensembles flous.....	89
5.3.3 Différentes formes de fonction d'appartenance.....	90
5.3.3.1 Caractéristiques des ensembles flous.....	90
5.3.3.2 Formes de fonction d'appartenance	90
5.4 Variables linguistiques	92
5.5 Les Règles Floues.....	92
5.6 Conception d'un contrôleur flou	93
5.6.1 Système d'inférence floue (Fuzzy inference system FIS).....	93
5.6.2 Mécanisme d'inférence	94
5.6.2.1 Méthode de Mamdani.....	95
5.6.2.2 Méthode de Takagi-Sugeno	95
5.6.3 Fuzzification	95
5.6.3.1 Méthode des centroïdes.....	95
5.6.3.2 La méthode de Moyenne des maximas	95

5.6.3.3	La méthode de premier des maximas	96
5.6.3.4	La méthode de dernier des maximas	96
5.6.3.5	La méthode de la Moyenne pondérée	96
5.7	Commande DTC_Floue d'une MASDE	96
5.8	Conception de Contrôleur Flou de Vitesse (FLC)	96
5.8.1	Base de Connaissances (Table des règles)	97
5.8.2	Fuzzification	98
5.8.3	Inférence	98
5.8.4	Défuzzification	98
5.9	Résultats de simulation	98
5.9.1	Démarrage et stabilisation avec variation de couple de charge	99
5.9.2	Testes de robustesse	100
5.9.3	Interprétation	102
5.10	Commande Hybride DTC_FSOSMC d'une MASDE	102
5.10.1	Simulations et Interprétations des Résultats	102
5.10.2	Testes de robustesse	104
5.11	Etude Comparative	106
5.12	Évaluation comparative résumée des régulateurs	109
5.13	Conclusion	109
	Conclusion générale	111
	Références	114
	ANNEXES	120
	ANNEXE A Paramètres de la MASDE	121
	ANNEXE B Calcul Des Régulateurs	122

Introduction générale

Introduction générale

Depuis la première apparition, le domaine des machines électriques et les systèmes d'entraînement ont été continuellement enrichis par l'introduction de nombreux domaines importants. En effet et depuis plus de cent ans, la recherche et le développement dans ce domaine semblent être sans fin. Les progrès dans l'électronique de puissance, les microcontrôleurs, les nouveaux matériaux et les progrès de la modélisation numérique ont conduit au développement de nouveaux types de machines électriques avec des nouvelles techniques et algorithmes de contrôle complexes.

Dans de nombreuses applications industrielles, la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance ont posé des problèmes au niveau de l'ensemble convertisseur-machine. En effet, le besoin de fréquences et de courants de commutation élevés nécessite l'utilisation de composants de haut calibre, d'autre part, les enroulements de la machine doivent être conçus pour supporter des tensions élevées [Had04][Pie12], ce qui a motivé les activités de recherche et développement, réalisant ainsi de nouvelles topologies qui répondent à cette exigence.

Afin de répondre aux exigences susmentionnées, la segmentation de la puissance est une solution appropriée lors de l'utilisation de machines à induction multiphasées où le nombre de phases est supérieur à trois, alimentées par un ou plusieurs convertisseurs ; par rapport aux entraînements triphasés classiques, en effet, les machines polyphasées présentent des avantages potentiels par rapport à leurs homologues triphasés, tels qu'un courant nominal par phase plus faible, une densité de couple plus élevée, des ondulations de couple à basse fréquence plus petites et une capacité de fonctionnement tolérante aux pannes supérieure

Pour cette raison, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour certaines applications industrielles de grande puissance telles que la traction ferroviaire, la propulsion des navires et les systèmes d'énergie éolienne. Parmi ces variateurs multiphasés, les machines asynchrones à double étoile (MASDE) avec deux ensembles d'enroulements statoriques triphasés, décalés spatialement de 30 degrés électriques et des points neutres isolés est l'une des topologies les plus discutées [Lev08].

Des travaux de recherche récents sur les entraînements multiphasés visent à exploiter leurs caractéristiques particulières et à les présenter à l'industrie comme une alternative aux machines à trois phases, où le nombre plus élevé de phases entraîne un contrôle plus important et concevoir des degrés de liberté qui peuvent améliorer la fiabilité et les performances globales des systèmes.

Par conséquent, des techniques de contrôle ont été proposées récemment pour les entraînements multiphasés, qui sont généralement un prolongement des structures de contrôle triphasées classiques, visant à des performances vitesse/couple élevées de l'entraînement. Les stratégies de contrôle les plus souvent utilisées pour l'industrie sont le contrôle par orientation de flux (Field oriented control FOC) et le contrôle direct du couple (direct torque control DTC). Elles ont été inventées respectivement dans les années 70 et 80 [Bla72] [TAK86]. Ces stratégies de contrôle diffèrent sur les principes de fonctionnement mais les objectifs du contrôle sont les mêmes. Le but des deux est de contrôler efficacement le couple et le flux du moteur afin de forcer le moteur à suivre avec précision la commande des variables d'état prescrites, indépendamment de la variation des paramètres de la machine et de la charge ou des perturbations externes, cela n'est pas vrai pour la commande par orientation de flux parce que cette méthode est pénalisée par la sensibilité contre les variations paramétriques internes de la machine, la DTC a été conçue comme une alternative à la FOC afin d'affranchir les problèmes liés à la commande par orientation de flux magnétique, L'approche DTC a d'abord été proposée par I.Takahashi [Tak86]. Il permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques sans utiliser de capteurs mécaniques.

En outre, cette stratégie de contrôle ne nécessite pas de découplage de flux ni de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour contrôler l'onduleur. Il est donc basé sur une détermination directe des séquences de commande de commutation appliquées à l'onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs d'hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système afin d'obtenir l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. D'autre part, l'utilisation du régulateur PI pour le réglage de la vitesse présente de nombreux inconvénients : en effet, ces correcteurs sont linéaires et ne peuvent pas contrôler des systèmes non linéaires à paramètres variables [Oli15]. De plus, lorsque la pièce contrôlée est soumise à de fortes non-linéarités et variations temporelles, il est nécessaire de concevoir des algorithmes de contrôle assurant la robustesse de la stratégie de contrôle contre les variations des paramètres d'incertitudes du modèle. Récemment, les techniques d'intelligence artificielle et non linéaires tel que la logique floue et les régulateurs basés sur la théorie de mode glissant d'ordre élevé ont fait l'objet d'une attention croissante dans la résolution de problèmes complexes et pratiques ; et elles sont largement appliquées dans le domaine des machines électriques.

En résolvant le problème de la sensibilité vis-à-vis aux variations paramétriques internes de la machine et aux perturbations externes, la thèse vise donc à renforcer la robustesse et la stabilité de l'algorithme de contrôle DTC en remplaçant les contrôleurs PI linéaires par des contrôleurs modernes notamment les contrôleurs PI anti-Windup, mode de glissement du premier et du second ordre, Flou-PI et hybride Flou-glissant d'ordre deux cette combinaison de ces techniques permet d'obtenir un contrôle

découplé dynamique rapide avec une réponse robuste à vitesse variable. L'efficacité de différentes techniques de contrôle sera examinée par simulation à l'aide du logiciel Matlab / Simulink

L'objectif principal de cette thèse est l'amélioration des performances d'un entraînement par moteur asynchrone double étoile contrôlée par DTC (Direct Torque Control) en utilisant des techniques non linéaires et robustes.

Cette thèse est divisée en 5 chapitres comme suit :

Le premier chapitre, est consacré à l'état de l'art des machines multiphasées, ces avantages, ces inconvénients et les domaines d'utilisation sont présentés.

Dans **Le deuxième chapitre**, on présente dans une première partie la modélisation de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation (deux onduleurs de tension à commande MLI), dans la seconde partie on applique la commande par orientation de flux rotorique à la MASDE, présentons le comportement de système dans des conditions de fonctionnement ordinaire puis des conditions défavorables présentent des variations paramétriques internes et des perturbations externes

Une stratégie de contrôle direct du couple (DTC) pour les entraînements de la MASDE est abordée dans **le troisième chapitre** utilisons un régulateur PI anti saturation (PI anti-Windup)

L'application d'une DTC basée des techniques modernes peut nous donner plus d'avantages et des algorithmes de contrôle simplifiés avec de hautes performances. Pour cette raison, **le quatrième chapitre** traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant d'ordre un et deux. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. L'application de ces types de régulateurs à la commande DTC de la machine asynchrone double étoile sera effectuée.

Le cinquième chapitre présente la théorie du contrôleur flou, le processus de fuzzification des variables d'entrée, des systèmes d'inférence et des processus de défuzzification et la mise en œuvre d'un contrôleur Flou-PI, En second, cette stratégie sera combinée avec un régulateur en mode glissant d'ordre deux (commande hybride floue glissant d'ordre deux) appliquée à la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

Pour montrer la faisabilité et les performances de ces approches. Les résultats de la simulation confirment la validité des techniques proposées.

Le travail sera clôturé par **une conclusion générale**, des perspectives et des recommandations concernant les recherches futures.

Chapitre 01

Etat de l'art - Les machines multiphasées -

1.1	<i>Introduction</i>	05
1.2	<i>Développement historique de la machine multiphasée</i>	05
1.3	<i>Caractéristiques Des Machines Multiphasées</i>	08
1.4	<i>Types de Machines Multiphasées</i>	10
	1.4.1 <i>Machines Multiphasées de Type 1</i>	10
	1.4.2 <i>Machines Multiphasées de Type 2</i>	11
1.5	<i>Avantages Des Machines Multiphasées</i>	12
	1.5.1 <i>La segmentation de puissance</i>	13
	1.5.2 <i>Minimisation des ondulations du couple et des Pertes Rotoriques</i>	13
	1.5.3 <i>Fiabilité et tolérance aux pannes</i>	13
1.6	<i>Inconvénients des machines multiphasées</i>	14
1.7	<i>Machine asynchrone double étoile (MASDE)</i>	14
1.8	<i>Conclusion, contexte de l'étude</i>	16

1.1 Introduction

Les machines multiphasées sont de plus en plus courantes dans l'industrie de l'énergie électrique. La croissance actuelle de la consommation d'énergie électrique et des applications électriques à haute puissance a conduit à l'utilisation de machines multiphasées pour la segmentation de la puissance. Le principal avantage que nous obtenons avec une telle machine est l'augmentation de la fréquence des ondulations de couple qui peuvent être plus facilement filtrées par la charge mécanique. De plus, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue et permet de fonctionner avec une ou plusieurs phases en défaut

Ce chapitre présente l'état de l'art des machines multiphasées, décrivant les avantages et les inconvénients de ce type de machines par rapport aux machines conventionnelles. L'étude de la *Machine asynchrone double étoile ' MASDE '* comme axe central dans le développement de cette thèse de doctorat est justifiée.

1.2 Développement historique de la machine multiphasée

Historiquement, le nombre de phases des machines électriques était limité par le nombre de phases du réseau électrique (monophasé ou triphasé). Cependant, le développement de dispositifs électroniques de puissance et de processeurs numériques a eu un impact important sur le fonctionnement et la structure des convertisseurs de fréquence et sur l'application des techniques de contrôle utilisées jusque-là permettant l'utilisation de techniques avancées et de haute performance. Ainsi, le nombre de phases des machines électriques n'était plus limité par le nombre de phases du réseau électrique [Lev12]. On parle, alors, de machines électriques polyphasées ou multi-phases.

Pour les applications d'entraînement de machines, le moteur asynchrone multiphasé pourrait potentiellement répondre à la demande de systèmes d'entraînement électrique de forte puissance qui sont à la fois robustes et écoénergétiques. Les entraînements à nombre de phases élevé présentent plusieurs avantages par rapport aux entraînements triphasés conventionnels tels que la réduction de l'amplitude et l'augmentation de la fréquence des pulsations de couple, la réduction des courants harmoniques du rotor, la réduction du courant par phase sans augmenter la tension par phase, la réduction des harmoniques du courant de liaison continue fiabilité et puissance accrue.

L'intérêt pour les machines multiphasées, bien que connu depuis la fin des années 1960, a explosé depuis la dernière décennie du siècle dernier, sous l'impulsion de trois domaines spécifiques : la propulsion marine, la traction et le développement du concept d'avions plus électriques dans le domaine aéronautique ; ceci est principalement dû à trois raisons :

a. l'excitation du stator produit un champ avec un contenu réduit d'harmoniques spatiales dans les machines multiphasées par rapport aux triphasés, ce qui se traduit par une efficacité accrue ;

b. Les machines multiphasées ont une tolérance aux pannes plus élevée que les machines triphasées : en cas de défaut d'une phase, les machines triphasées peuvent fonctionner mais ne sont plus en mesure de démarrer, ce qui n'est pas le cas dans le cas des machines multiphasées.

c. En général, les machines multiphasées sont moins sensibles à la présence d'harmoniques dans les formes d'onde de puissance.

Dans les années 1960, EE Ward et H. Harer [War69] ont mené une analyse théorique et une exploration expérimentale d'une machine à induction à cinq phases. Elles ont révélé que l'augmentation du nombre de phases entraînait une réduction de l'amplitude et une augmentation de la fréquence du couple des ondulations.

Également en 1969, McLean et al. [McL69] ont analysé les performances des moteurs à induction à alimentation en tension carrée, le rendement d'un prototype de moteur à induction à neuf phases a été comparé à celui d'un moteur à trois phases. Il a été démontré que l'augmentation du nombre de phases et l'utilisation de bobines entièrement inclinées améliorent le rendement électrique. Un prototype développé de machine à neuf phases alimentées par signale carrée s'est avéré donner des performances identiques à une machine similaire triphasée à alimentation sinusoïdal, ils ont constaté que la fréquence de pulsation du couple à une fréquence d'alimentation donnée augmentait avec le nombre de phases.

Dans les années soixante-dix, Nelson et Krause [Nel74] ont découvert, grâce à une simulation informatique, que les moteurs à induction à double stator pouvaient être utilisés pour éliminer le sixième harmonique de couple que l'on trouve normalement dans les moteurs triphasés entraînés par onduleur. Jahns [Jah74] a proposé des entraînements de machines à induction multiphasées très fiables permettant de démarrer ou de continuer à fonctionner avec un couple réduit et des pertes accrues, Il a démontré que les performances de la machine lorsqu'une phase est ouverte ou en court-circuit sont améliorées.

Les caractéristiques des machines multiphasées et les résultats expérimentaux d'une machine à induction à six phases et à neuf phases ont été présentés par Klingshirn [Kli83] ; Pavithran et al [Pav83] ont effectué d'autres recherches sur l'entraînement de la machine à induction à cinq phases, les auteurs ont présenté des études théoriques et expérimentales montrant qu'un entraînement à cinq phases peut fonctionner avec des courants presque sinusoïdaux dans le mode de fonctionnement à modulation de largeur d'impulsion (PWM). Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet de plusieurs études, Les travaux de Terrien et Benkhoris [Pav83] sont arrivés à une conclusion similaire en utilisant une machine asymétrique à six phases avec des enroulements statoriques décalés de 30°. Cette amélioration de l'ondulation du couple a été historiquement considérée comme le principal avantage des machines multiphasées, mais aujourd'hui elle n'est plus aussi importante grâce à l'utilisation de dispositifs de commutation rapide dans les convertisseurs de tension qui a considérablement réduit les tensions harmoniques des onduleurs et donc, les harmoniques de couple [Lev08] Au cours des dernières années, des recherches approfondies sur les machines multiphasées appliquées aux véhicules électriques, à l'aérospatiale et à la propulsion navale ont mis en évidence certains autres avantages des machines multiphasées (Khan et al), [Kha08], [Bojoi] et [Boj02] tels que :

i) Les courants de phase d'une machine multiphasée sont réduits (par rapport à ceux d'une machine triphasée équivalente), ce qui permet de les adapter aux capacités des dispositifs de puissance.

ii) Les machines et entraînements polyphasés peuvent continuer à fonctionner avec une ou plusieurs phases défectueuses, ce qui augmente la fiabilité globale.

iii) Le contenu harmonique du courant de la liaison c.c. est réduit, ce qui permet d'utiliser une capacité plus faible (surtout en mode de conduction à 180 degrés).

iv) Une forme d'onde de couple plus lisse est obtenue en mode de conduction à 180 degrés.

L'utilisation de machines à phases multiples se répand aussi bien dans les applications critiques de sécurité de petite puissance que dans les entraînements industriels de très forte puissance (Tessarolo et al)[Tes11], dans les entraînements à propulsion électrique (Castellan et al)[Tes10] et pour les systèmes de génération (Sulligoi et al)[Sul10].

La littérature n'est cependant pas très abondante concernant les articles de synthèse sur les machines multiphasées. Le lecteur pourra néanmoins trouver des études intéressantes dans les articles de [had01] à [Ole08].

Bien que l'étude de Nelson et Krause [Nel74] puis Hadiouche et autres [Had01] montre que la caractéristique de couple d'une machine multiphasée, dont l'armature est constituée de deux ensembles d'enroulement triphasés ayant un déplacement de 30° entre les ensembles, est sensiblement meilleure que pour les déplacements de 0 ou 60 degrés.

La caractéristique de redondance qu'offrent également les entraînements de machines multiphasés, en particulier ceux qui sont alimentés par des onduleurs séparés, est précieuse dans les applications nécessitant une alimentation au moins partielle dans toutes les situations ; par exemple, dans les systèmes de propulsion des navires [Kan08]. Ainsi, des machines multiphasées ont été proposées pour des applications aérospatiales, des véhicules électriques et d'autres applications à forte puissance nécessitant une grande fiabilité [Lev08], [Par05] et [Kan08].

1.3 Caractéristiques Des Machines Multiphasées

Une machine multiphasée est composée de N bobinages déphasés spatialement et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/N_{ph}$ (N_{ph} est le nombre de phases statoriques). [Had01]

La raison fondamentale pour laquelle, dans la pratique de la conception multiphase à haute puissance, il est souvent nécessaire de passer d'un concept triphasé ordinaire à un concept n -phase (n supérieur à trois) est très simple et est illustrée schématiquement à la Figure 1.1. Supposons que nous ayons un entraînement triphasé (Figure 1.1.a) requis pour délivrer une puissance mécanique P mégawatts à la charge ; outre les pertes, l'onduleur d'alimentation doit fournir la même puissance P , ce qui permet à chaque phase de fournir une puissance $P/3$.

Lorsque P dépasse certaines limites, la technologie électronique de puissance disponible peut devenir insuffisante pour atteindre cette puissance nominale pour une seule phase d'onduleur. Cela peut être dû aux limites de capacité en courant ou en tension d'un composant de puissance ou à la limite du nombre de composant connectés en série ou en dérivation pouvant être inclus dans une phase [Had01]. En conséquence, il peut s'avérer nécessaire de diviser la puissance P totale fournie par l'onduleur en un nombre de phases plus élevé. Une telle segmentation de puissance peut être réalisée, par exemple, en utilisant plusieurs (N) onduleurs triphasés, chacun évalué P/N , inséré dans un seul convertisseur (Figure 1.1.b) ou encore en utilisant un seul onduleur mais équipé de n phases. ($n > 3$), chacun portant le P/n (Figure 1.1.c). Dans le premier cas, la machine électrique aura une structure d'enroulement multiphase asymétrique ou «à phase divisée» [Had01], [War06], caractérisée par N ensembles triphasés indépendants se déplaçant de manière appropriée dans l'espace (la solution la plus courante implique N ensembles décalés de $60/N$ degrés électriques). Dans ce dernier cas, la machine

électrique aura une configuration d'enroulement polyphasé symétrique, caractérisée par n phases réparties symétriquement sur le stator par un angle de décalage typique (« progression de phase ») de $360/n$ degrés électriques [Had01], [War69].

Dans les applications à forte puissance, la solution illustrée par la Figure 1.1.b (basée sur une machine à « étoiles multiples ») est la plus répandue, car elle permet au concepteur d'utiliser des unités d'onduleur triphasées existantes et éprouvées combinées au lieu de développer de nouvelles unités polyphasées topologie avec les algorithmes de contrôle appropriés. Ce type de machines, comme l'indique son nom (Machines multi étoiles), comporte au stator plusieurs enroulements triphasés, couplés magnétiquement ou non entre eux, et dont les phases respectives sont groupées en plusieurs étoiles. Celles-ci peuvent être décalées ou non entre elles. Chaque étoile est alimentée par son propre convertisseur statique. La machine peut être asynchrone [Mou99][Mer13] (à rotor bobiné ou à cage d'écureuil) ou synchrone (à aimants permanent ou à enroulements d'excitation, à pôles lisses ou à pôles saillants, avec ou sans amortisseurs). Ces machines peuvent être alimentées par des commutateurs de courants ou des onduleurs de tension.

En fait, dans les applications à forte puissance, où les problèmes de gestion des risques liés aux projets jouent un rôle important tout au long du développement du système en raison des investissements ou des coûts de projet élevés, la possibilité de s'appuyer sur un sous-système éprouvé et évalué individuellement est souvent considérée comme une option préférable.

Cela n'exclut pas que d'autres topologies multiphasées puissent être implémentées (Figure 1.2.a). Un exemple avec $n = 5$ et $N = 3$ (Fig. 1-2a,b) est donné dans [Nel74], qui concerne un moteur à induction de propulsion de navire de 19 MW alimenté par trois onduleurs à cinq phases

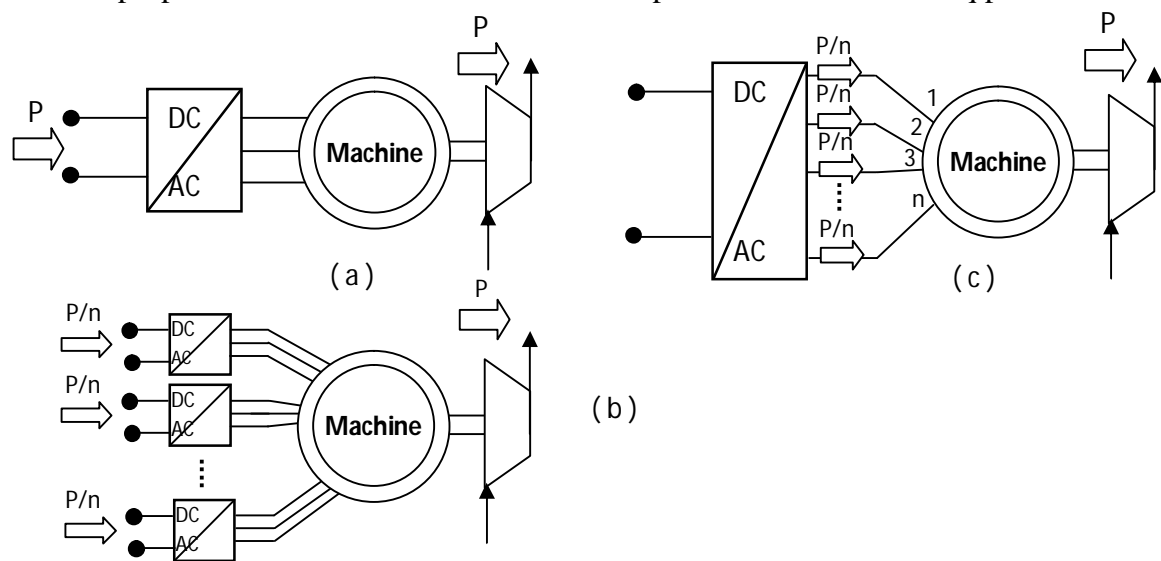


Figure 1.1 : (a) Entraînement électrique triphasé ; (b) entraînement électrique à plusieurs étoiles ; (c) entraînement électrique polyphasé symétrique.

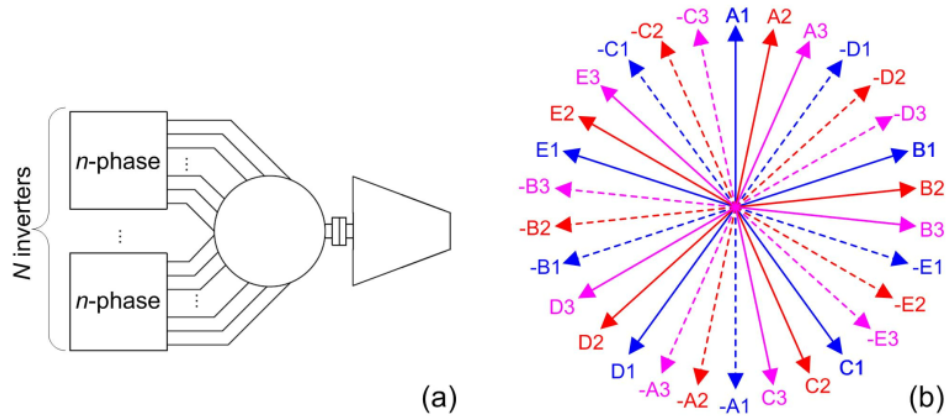


Figure 1.2 (a) Machine multiphasée alimentée par N onduleurs à n phases ; (b) exemple de moteur à induction de 19 MW à 15 phases avec $N = 3$ et $n = 5$.

1.4 Types de Machines Multiphasées

Il existe une grande variété de machines multiphasiques suite au nombre de phases supérieur à trois qu'on peut avoir dans le stator, on différencie habituellement deux types de machines multiphasées suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois (type 1 ou multi-étoile et type 2 regroupe le reste des machines ou le nombre de phases est impair), de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair. [Had01] [Mer13]

1.4.1 Machines Multiphasées de Type 1

Dans ce type de machines multiphasées (machines multi-étoile) le nombre de phases statoriques N_{ph} est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées :

$$N_{ph} = 3 \eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, on distingue plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire γ entre deux bobines des phases adjacentes (décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile (nombre de phases $N_{ph} = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\gamma = 0$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoiles décalées de $\gamma = \pi/6$, celle-ci à des caractéristiques différentes de celle d'une machine à $\gamma = \pi/3$. Pour séparer les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases (number of phase -belts per pole-), noté $N_{ph\gamma}$, il est défini comme suit : $N_{ph\gamma} = \pi / \gamma$. Les neutres des machines multi-étoiles sont en général préférables, en fonctionnement normal, d'être isolés.

Le tableau 1.1 illustre quelques configurations possibles de ces machines, où on remarque qu'il y a des machines ayant le même nombre de phases mais avec deux noms différents, par exemple pour N_{ph} , on a la machine six-phase de $\gamma = 60^\circ$ et $N_{ph\gamma} = 3$ et la machine du nom semi 12-phases de $\gamma = 30^\circ$ et $N_{ph\gamma} = 6$. [Kli83] [Had01][Mer13][Sin02]

Tableau 1.1 Machines Multiphasées de Type 1 (Multi-Etoile).

Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (γ) degré	Nom correspondant
3	1.5	120	Triphasée
3	3	60	Semi six-phasée
6	3	60	six-phasée
6	6	30	Semi-12 phase
12	6	30	12 phases
9	4.5	40	Neuf-phasée
9	9	20	Semi-18 phase
18	9	20	18 phases

1.4.2 Machines Multiphasées de Type 2

Le nombre de phases statoriques $N_{ph\gamma}$ dans ce type de machines est un nombre non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/N_{ph} = 2\gamma$. On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases : $N_{ph} = N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$. Le tableau 1.2 donne quelques exemples de machines multiphasées de type 2. [Kli83] [Had01][Mer13] [Sin02]

Tableau 1.2 Machines Multiphasées de Type 2.

Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases (N_{pha})	Décalage angulaire (α) degré	Nom correspondant
2	2	90	Biphasée
4	2	90	Titra-phasée
4	4	45	Semi-8phas
8	4	45	8-phases
5	5	36	5-phases
7	7	25.71	7-phases
10	10	18	Semi-10 phase
11	11	16.36	10 phases

1.5 Avantages Des Machines Multiphasees

Les machines multiphasées, présentent de nombreux avantages par rapport à leurs homologues triphasées, elles offrent des avantages significatifs dans les applications de forte puissance. Pour une puissance moteur donnée, une augmentation du nombre de phases permet de réduction de la puissance par phase, ce qui se traduit par une réduction de la puissance par branche de l'onduleur (c'est-à-dire une puissance nominale semi-conductrice). Les machines multiphasées sont donc souvent envisagées et appliquées dans des applications de très haute puissance.

Les entraînements multiphasés présentent d'autres avantages importants tels que :

- 1) La segmentation de puissance.
- 2) La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques avec des pulsations de couple inférieures à haute fréquence.
- 3) Courants harmoniques rotoriques réduits pour les entraînements de moteurs à induction.
- 4) Rapport puissance / ampères plus élevé pour le même volume de machine.
- 5) Réduction du contenu harmonique du courant de liaison en courant continu dans le cas des entraînements alimentés par un onduleur de tension.

D'autres avantages potentiels concernent une plus grande fiabilité au niveau du système, puisqu'une machine polyphasique peut fonctionner avec une structure d'enroulement asymétrique en cas de perte d'un ou de plusieurs phases de l'onduleur / de la machine.

1.5.1 La segmentation de puissance.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours. Dans les applications de forte puissance et Lorsque la puissance dépasse certaines limites, la technologie électronique de puissance disponible peut devenir inadéquate pour atteindre une telle puissance nominale pour un onduleur. Cela peut être dû à des limites de courant ou de tension d'un seul composant de puissance ou à la limite du nombre de d'interrupteurs connectés en série ou en shunt qui peuvent être inclus dans une phase [Lev12]. Par conséquent, il peut s'avérer nécessaire de diviser la puissance globale fournie par l'onduleur en un nombre plus élevé de phases. Une telle segmentation de puissance peut être réalisée, par exemple, en utilisant plusieurs (N) onduleurs triphasés (N), chaque mégawatt P/N nominal, un seul convertisseur (Figure 1.1.b) ou encore un seul onduleur mais équipé de n phases ($n > 3$) chacun ayant une puissance de P/n mégawatts (figure 1.1.c).

1.5.2 Minimisation des ondulations du couple et des Pertes Rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental est principalement créée par les harmoniques cinq et sept. Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines multiphasées va éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain. On remarque de plus que, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée.

1.5.3 Fiabilité et tolérance aux pannes

Dans les applications où la fiabilité de la machine doit être élevée et qu'elle doit fonctionner même en cas de perte d'une ou plusieurs branches de l'onduleur, les machines multiphasées représentent un avantage supplémentaire par rapport aux machines classiques. En fait, en cas de défaillance de la phase, le système multiphasé est capable de continuer à fonctionner, même sans changement de stratégie du système de contrôle, même en cas de fonctionnement dégradé et de puissance réduite. C'est une exigence essentielle pour les

applications critiques pour la sécurité (telles que les entraînements de propulsion électrique de véhicules, ainsi que dans les cas où un arrêt d'entraînement et l'arrêt de l'équipement entraîné qui en résulte entraînent des pertes économiques importantes en raison de la discontinuité de la production.

Il est également intuitif et prouvé expérimentalement que plus le nombre de phases de stator est élevé, moins la dégradation et le déclassement de puissance attendus à la suite d'un défaut sur une phase de la machine. Par conséquent, l'augmentation du nombre de phases est une disposition qui augmente généralement la tolérance aux pannes du système, en ce sens qu'elle réduit l'effet de la panne en termes de performances de la machine.

1.6 Inconvénients des machines multiphasées

Ces machines multiphasées présentent aussi des inconvénients suivants [Lag19] :

- Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande ;
- Pour les machines à nombre de phases impaires (type 2) tel que (5, 7, 11 phases,...), il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté, puisque les méthodes élaborées pour les machines triphasées ne peuvent pas directement être appliquées à ces machines ; [Had01]
- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de f.m.m. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator ; L'impédance vue par Les harmoniques de rang $h \neq 2N_{pha} i \pm 1$ (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple) dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation, constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées.

1.7 Machine asynchrone double étoile (MASDE)

Une solution polyphasique très intéressante discutée dans la littérature est la machine asynchrone double étoile MASDE ayant deux séries d'enroulements triphasés déplacés spatialement de 30 degrés électriques avec des points neutres isolés (Figure 1.3).

Dans des applications telles que les véhicules électriques, la basse tension du circuit intermédiaire nécessite souvent des courants de phase élevés pour un entraînement triphasé.

Dans ce cas, la MASDE pourrait être une alternative intéressante à la machine triphasée conventionnelle. De plus, la redondance du numéro de phase peut être exploitée en cas de défaut

Ce type de machines électriques possède deux enroulements triphasés indépendants, décalés de 30° électriques, avec des neutres isolés et actionnés par deux onduleurs triphasés différents, connectés au même circuit intermédiaire, comme illustré, dans le schéma Figure 1.3.

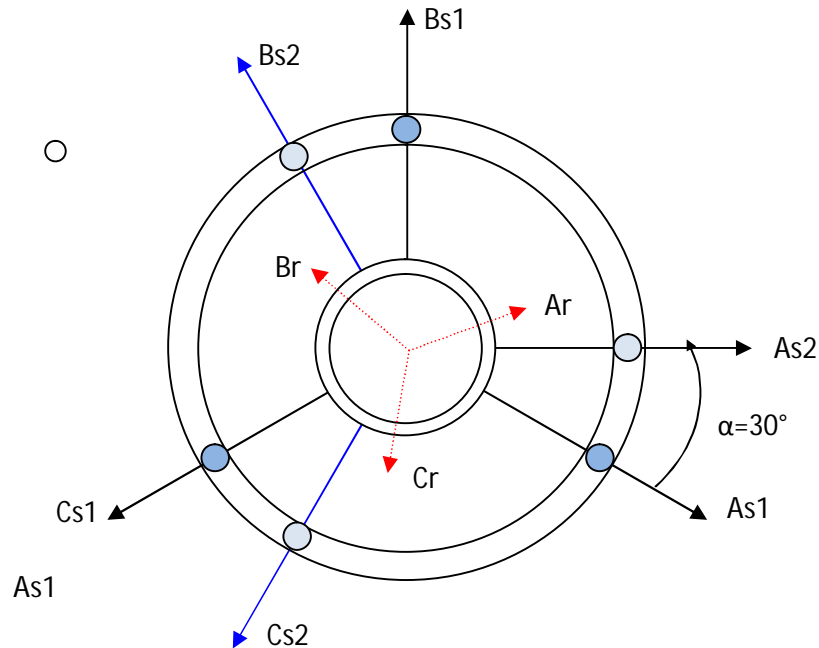


Figure 1.3 Machine asynchrone double étoile

Les avantages offerts par ces lecteurs incluent ceux associés aux machines multiphasées mentionnées dans les sections précédentes, mais ils en ajoutent un autre très important : la possibilité d'utiliser tous les développements matériels et logiciels existants pour les entraînements triphasés classiques (systèmes à microprocesseur et DSPs avec périphériques spéciaux, la commande de convertisseurs de puissance triphasés, convertisseurs de puissance conventionnels, semi-conducteurs et dispositifs électroniques spéciaux pour la commande et le déclenchement d'interrupteurs de puissance inclus dans les convertisseurs commerciaux, etc.).

Ces avantages rendent les entraînements avec les machines asynchrone double étoile plus intéressante, dans lesquels cette thèse se concentre.

1.8 Conclusion, contexte de l'étude

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Nous avons présenté un état de l'art sur ces machines, l'étude historique montre qu'au cours des dernières décennies le nombre d'ouvrages publiés sur les machines multiphasées sa considérablement augmenté. Cet intérêt accru a été largement motivé par certains des avantages offerts par les machines multiphasiques par rapport aux machines triphasées avec une meilleure tolérance aux pannes, un courant et une puissance par phase plus faibles et une ondulation de couple à fréquence plus élevée. Ce chapitre donne une idée générale sur les différents type des machines multiphasées, leurs différentes caractéristique leurs avantages et leurs inconvénients.

On peut souligner que parmi les machines multiphasées les plus étudiées, on trouve La machine double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Modélisation et commande par orientation de flux rotorique de la Machine Asynchrone à Double Étoile

2.1	Introduction	18
2.2	Modélisation La machine asynchrone double étoile.....	18
	2.2.1 Description de la machine asynchrone double étoile	18
	2.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	19
	2.2.3 Modèle triphasé de la MASDE.....	19
	2.2.4 Modèle de Park.....	23
	2.2.5 Modèle de la machine dans le référentiel liée au champ tournant (d, q)	28
	2.2.6 Représentation sous forme d'équations d'état	29
2.3	Alimentation de la MASDE.....	30
	2.3.1 Modélisation du Redresseur	30
	2.3.2 Modélisation du filtre	30
	2.3.3 Détermination des paramètres du filtre	31
	2.3.4 Modélisation de l'onduleur à MLI.....	31
	2.3.5 Commande des onduleurs par MLI.....	32
2.4	Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Etoile	33
	2.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	33
	2.4.2 Méthodes de commande par flux orienté	35
	2.4.3 Commande Vectorielle directe de la MASDE (DFOC).....	36
	2.4.3.1 Calcule d'estimateur de flux	36
	2.4.3.2 Découplage par compensation.....	37
2.5	Résultats de simulation.....	39
	2.5.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge.....	39
	2.5.2 Interprétation.....	40
	2.5.3 Tests de Robustesse	40
	2.5.4 Interprétation.....	44
2.6	Conclusion.....	44

2.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour la machine asynchrone double étoile, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte [Ter99], [Mun00], [Had01], [abd11], ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

Dans ce chapitre, on développe dans un premier temps le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et deux onduleurs de tension à deux niveaux basés sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

La seconde partie est consacrée à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MASDE

2.2 Modélisation La machine asynchrone double étoile

2.2.1 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile peut être analysée en considérant deux ensembles d'enroulements triphasés identiques et séparés d'un angle électrique $\alpha = 30$ degrés électriques [Had01], comme indiqué dans la Figure 2.1 et l'enroulement de rotor à cage d'écureuil commun., le bobinage du rotor à cage est remplacé par un bobinage équivalent triphasé, les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}) et à l'étoile 2 (phase A_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par l'indice 1 et 2

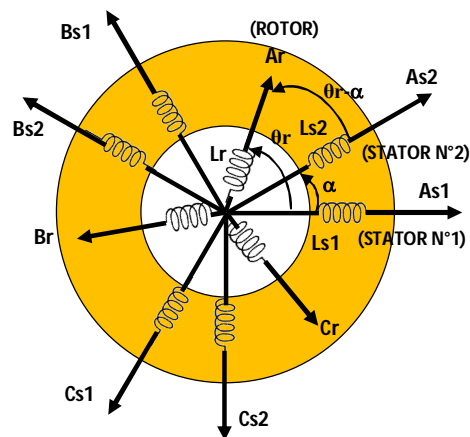


Figure 2.1 Représentation Spatiale des Enroulements de la Machine asynchrone double étoile

Avant d'établir le modèle de la MASDE, nous rappelons brièvement les hypothèses, désormais classiques, retenues l'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [Kes03] [Bar09].

2.2.2 Hypothèses simplificatrices

Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes : [Had01][Ben10][Mel14]

- ✓ La saturation, les effets d'hystérésis des circuits magnétiques, pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) et l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances sont négligés ;
- ✓ Les six phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques ;
- ✓ Les enroulements créent une force magnétomotrice à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que de la première harmonique ;
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- ✓ Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable, le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligés.
- ✓ La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale ;
- ✓ L'entrefer est de largeur constante ;
- ✓ Les effets des encoches ne sont pas pris en compte.

2.2.3 Modèle triphasé de la MASDE

A partir de la représentation schématique de la MASDE dans l'espace électrique présentée dans le paragraphe précédent on peut développer un modèle mathématique dans l'espace.

a-Équations électriques

Les équations de tensions par phase peuvent être exprimées comme suit [Bag99] :

$$[V] = R \cdot [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (2.1)$$

Tel que :

Vecteurs de tensions, courants et flux statoriques [Vuk 05] :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}, \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \\ \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

On pose

$[V_{sabc1}]$: Vecteur de tension de l'étoile 1

$[V_{sabc2}]$: Vecteur de tension de l'étoile 2

$$[V_{sabc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [V_{sabc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[i_{sabc1}]$: Vecteur de courant de l'étoile 1.

$[i_{sabc2}]$: Vecteur de courant de l'étoile 2.

$$[i_{sabc1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [i_{sabc2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}$$

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotorique

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, \quad [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\phi_{sabc1}]$ Vecteurs de flux total de l'étoile 1.

$[\phi_{sabc2}]$ Vecteurs de flux total de l'étoile 2.

$$[\phi_{sabc1}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{sabc2}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix},$$

Les équations de tensions peuvent être séparées en trois groupes comme [Mer13]:

$$\begin{bmatrix} V_{sabc1} \\ V_{sabc2} \\ V_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc1} \\ i_{sabc2} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sabc1} \\ \phi_{sabc2} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix}, \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2

R_r : Résistance d'une phase de rotor

b- Equations magnétiques

Les équations des flux sont [Mer13] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc1} \\ \phi_{sabc2} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc1} \\ i_{sabc2} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les sous- matrices des équations de flux sont :

$$\mathbf{L}_{s1.s1} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{L}_{s2.s2} = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{s2} + M_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{L}_{r.r} = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r + L_{mr} & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{L}_{s1.s2} = \mathbf{L}_{s2.s1}^T = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{L}_{s1.r} = \mathbf{L}_{r.s1}^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{L}_{s2.r} = \mathbf{L}_{r.s2}^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Avec $L_{ms} = L_{mr} = L_{sr}$

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

c- Expression du couple électromagnétique

D'après les lois de l'électromagnétisme classique, le couple sur l'arbre s'exprime en fonction des courants et de la dérivée par rapport à θ de la matrice inductance globale, par [Cle96]:

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left([i_{s,abc1}]^T \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}] + [i_{s,abc2}]^T \frac{d}{dt} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}] \right) \quad (2.11)$$

d- Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (2.12)$$

Où :

J : Le moment d'inertie de l'ensemble machine charge.

C_r : Le couple de charge (couple résistant).

f_r : Coefficient de frottement

2.2.4 Modèle de Park

La résolution numérique des équations fondamentales des tensions était pratiquement impossible, en particulier à cause du grand nombre de fonctions trigonométriques qu'il faut évaluer à chaque pas de calcul. C'est pourquoi les formes d'équations telles que celles établies précédemment paraissaient très attrayantes [Bag99][Me114].

Pour cela, on utilise une transformation trigonométrique dite transformation de Park.

2.2.4.1 Transformation de Park

Le modèle généralisé de la MASDE est représenté selon le système d'axes (u, v) tournant à la vitesse ω_{coor} par la figure (2.2).

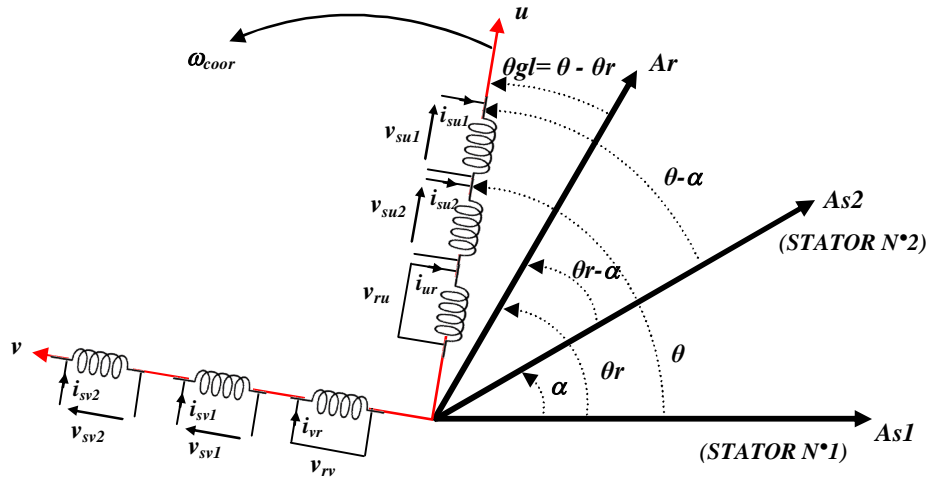


Figure 2.2 Modèle généralisé de la MASDE dans le repère (u, v)

Avec :

$\theta = \int_0^t \omega_{coor} dt$: Angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés ;

ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé

Le passage d'un système triphasé au système biphasé et inversement est assuré par les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes :

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13).$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.2.4.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes généralisé

En appliquant la transformation ci-dessus aux équations de tensions on aura :

$$\begin{aligned} [P(\theta_{s1})][V_{s,abc1}] &= [P(\theta_{s1})][R_s][i_{s,abc1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} \left([P(\theta_{s1})]^{-1} [P(\theta_{s1})][\phi_{s,abc1}] \right) \\ [V_{s,uv1}] &= [R_s][i_{s,uv1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d[P(\theta_{s1})]^{-1}}{dt} [\phi_{s,uv1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s,uv1}] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Et similairement :

$$\begin{aligned} [V_{s,uv2}] &= [R_s][i_{s,uv2}] + [P(\theta_{s2})] \frac{d[P(\theta_{s2})]^{-1}}{dt} [\phi_{s,uv2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s,uv2}] \\ [V_{r,uv}] &= [R_r][i_{r,uv}] + [P(\theta_r)] \frac{d[P(\theta_r)]^{-1}}{dt} [\phi_{r,uv}] + \frac{d}{dt} [\phi_{r,uv}] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Les équations des flux peuvent être aussi transformées :

$$\begin{bmatrix} P(\theta_{s1})\phi_{s,abc1} \\ P(\theta_{s2})\phi_{s,abc2} \\ P(\theta_r)\phi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_{s1})L_{s1,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_{s1})L_{s1,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_{s1})L_{s1,r}P(\theta_r)^{-1} \\ P(\theta_{s2})L_{s2,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_{s2})L_{s2,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_{s2})L_{s2,r}P(\theta_r)^{-1} \\ P(\theta_r)L_{r,s1}P(\theta_{s1})^{-1} & P(\theta_r)L_{r,s2}P(\theta_{s2})^{-1} & P(\theta_r)L_{r,r}P(\theta_r)^{-1} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{s,dq1} \\ i_{s,dq2} \\ i_{r,dq} \end{bmatrix}$$

Après multiplication des matrices et simplifications trigonométriques, les équations de tensions de la machine dans le repère généralisé (u, v) peuvent être représentées sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{su1} &= R_s i_{su1} + \frac{d\phi_{su1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{sv1} \\
 V_{sv1} &= R_s i_{sv1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{su1} \\
 V_{su2} &= R_s i_{su2} + \frac{d\phi_{su2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{sv2} \\
 V_{sv2} &= R_s i_{sv2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{su2} \\
 0 &= R_r i_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{rv} \\
 0 &= R_r i_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{ru}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

- Les équations des flux seront :

$$\begin{aligned}
 \phi_{su1} &= L_{s1} i_{su1} + L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\
 \phi_{sv1} &= L_{s1} i_{sv1} + L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv}) \\
 \phi_{su2} &= L_{s2} i_{su2} + L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\
 \phi_{sv2} &= L_{s2} i_{sv2} + L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv}) \\
 \phi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\
 \phi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv})
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{rs} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator1 ou stator 2}$$

Posant :

$$\begin{aligned}
 \phi_{mu} &= L_m (i_{su1} + i_{su2} + i_{ru}) \\
 \phi_{mv} &= L_m (i_{sv1} + i_{sv2} + i_{rv})
 \end{aligned}$$

- Couple Electromagnétique :

La puissance instantanée absorbée par la machine est donnée par l'expression [Bag99] :

$$P_{abs} = [V_{sabc1}]^T [[i_{sabc1}]] + [[V_{sabc2}]]^T [[i_{sabc2}]]$$

$$P_{abs} = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2}$$

Et comme la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{su1} i_{su1} + V_{sv1} i_{sv1} + V_{su2} i_{su2} + V_{sv2} i_{sv2} \tag{2.20}$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (2.20) par leurs expressions dans l'équation (2.18), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{abs} = & R_{s1} i_{su1}^2 + R_{s1} i_{sv1}^2 + R_{s1} i_{su2}^2 + R_{s1} i_{sv2}^2 + \omega_{coor} (\phi_{su1} i_{sv1} - \phi_{sv1} i_{su1} + \phi_{su2} i_{sv2} - \phi_{sv2} i_{su2}) \\
 & \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Terme 1}} \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Terme 2}} \\
 & + \underbrace{\left(\frac{d\phi_{su1}}{dt} i_{du1} + \frac{d\phi_{sv1}}{dt} i_{sv1} + \frac{d\phi_{su2}}{dt} i_{su2} + \frac{d\phi_{sv2}}{dt} i_{sv2} \right)}_{\text{Terme 3}} \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

Alors on la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Premier terme : pertes Joules.
- Deuxième terme : puissance électromagnétique emmagasinée.
- Troisième terme : puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance électromagnétique peut s'écrire :

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (2.22)$$

Avec,

Ω : La vitesse de rotation mécanique du rotor ;

C_{em} : Le couple électromagnétique développé

On obtient l'expression du couple à partir de deuxième terme de l'équation (2.21) qui présente la puissance électromagnétique :

$$C_{em} = p (\phi_{su1} i_{sv1} - \phi_{sv1} i_{su1} + \phi_{su2} i_{sv2} - \phi_{sv2} i_{su2}) \quad (2.23)$$

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

2.2.4.3 Choix du référentiel

Le repère (u, v) fait un angle électrique arbitraire θ_{coor} avec le stator 1 et $(\theta_{coor} + \pi/6)$ avec le deuxième stator et qui fait également un angle électrique θ avec le rotor [Cle96]. Il existe trois systèmes d'axe relatif aux choix de ω_{coor} :

- **Système d'axes (d, q)**

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{coor} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int \omega_s dt$

- **Système d'axes (α, β)**

Ce système est immobile par rapport au stator, donc $\omega_{coor} = 0 \Rightarrow \theta = 0$.

- **Système d'axes (x,y)**

Celui-ci est immobile par rapport au rotor, alors $\omega_{\text{coor}} = \omega_r \Rightarrow \theta = \int \omega_r dt$

2.2.5 Modèle de la machine dans le référentiel liée au champ tournant (d, q)

Remplaçant ω_{coor} par ω_s dans le système d'équation (2.18) conduit à des équations exprimées dans un repère de Park d,q

a- Equations électriques :

$$\begin{aligned}
 V_{s1d} &= R_s i_{s1d} + \frac{d\phi_{s1d}}{dt} - \omega_s \phi_{s1q} \\
 V_{s1q} &= R_s i_{s1q} + \frac{d\phi_{s1q}}{dt} + \omega_s \phi_{s1d} \\
 V_{s2d} &= R_s i_{s2d} + \frac{d\phi_{s2d}}{dt} - \omega_s \phi_{s2q} \\
 V_{s2q} &= R_s i_{s2q} + \frac{d\phi_{s2q}}{dt} + \omega_s \phi_{s2d} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

b- Equations magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd1} &= L_{s1} i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
 \phi_{sq1} &= L_{s1} i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\
 \phi_{sd2} &= L_{s2} i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
 \phi_{sq2} &= L_{s2} i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

c- Couple électromagnétique

On tire l'expression du couple électromagnétique de la MASDE dans le repère lié au champ statorique à partir de l'expression (2.23) on obtient [Mel14]:

$$C_{em} = p (\phi_{sd1} i_{sq1} - \phi_{sq1} i_{sd1} + \phi_{sd2} i_{sq2} - \phi_{sq2} i_{sd2}) \tag{2.27}$$

Autres expressions du couple peuvent être déduites à partir de l'équation (2.27).

On remplace les équations des flux statorique de système (2.25) dans (2.27) on obtient :

$$C_{em} = p L_m [(i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq}] \tag{2.28}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique (2.25) dans le système d'équations (2.27). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \quad (2.29)$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq})$$

Les courants rotoriques sont [abd11]:

$$i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{rd} - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (2.30)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{rq} - L_m (i_{sq1} + i_{sq2})]$$

En introduisant i_{rd} et i_{rq} dans l'expression (2.29), on aura [Had01] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2}) \phi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) \phi_{rq}] \quad (2.31)$$

2.2.6 Représentation sous forme d'équations d'état

On peut représenter le modèle de la MASDE dans le repère dq sous forme d'états avec plusieurs formes. Nous choisissons dans ce qui suit, le vecteur $[i_{s1d} \ i_{s2d} \ i_{s1q} \ i_{s2q} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]$ comme vecteur d'état et les grandeurs $V_{s1d}, V_{s2d}, V_{s1q}, V_{s2q}$ comme variables de commande [Mel14].

Remplaçant le système d'équation (2.24) dans (2.25)

$$v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + (L_{s1} + L_m) \rho \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s1} + L_m) \rho i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rq}]$$

$$v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + (L_{s1} + L_m) \rho \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s1} + L_m) \rho i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rd}]$$

$$v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + (L_{s2} + L_m) \rho \frac{di_{sd2}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sd1}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s [(L_{s2} + L_m) \rho i_{sq2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rq}]$$

$$v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + (L_{s2} + L_m) \rho \frac{di_{sq2}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{sq1}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_s [(L_{s2} + L_m) \rho i_{sd2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{rd}]$$

$$v_{rd} = 0 = \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq}$$

$$v_{rq} = 0 = \frac{L_m}{T_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \frac{1}{T_r} \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \quad (2.32)$$

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

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

$$\text{Avec : } \rho = \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}, \quad L_{s1} = L_{s2} = L_s \text{ et } T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r}$$

2.3 Alimentation de la MASDE

L'alimentation de la MASDE est assurée par deux onduleurs de tension à deux niveaux alimentés par le même redresseur délivrant deux systèmes de tension triphasées décalées entre eux de $\pi/6$ via un redresseur et un filtre L-C, chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé. La Figure 2.3 présente l'association alimentation-MASDE.

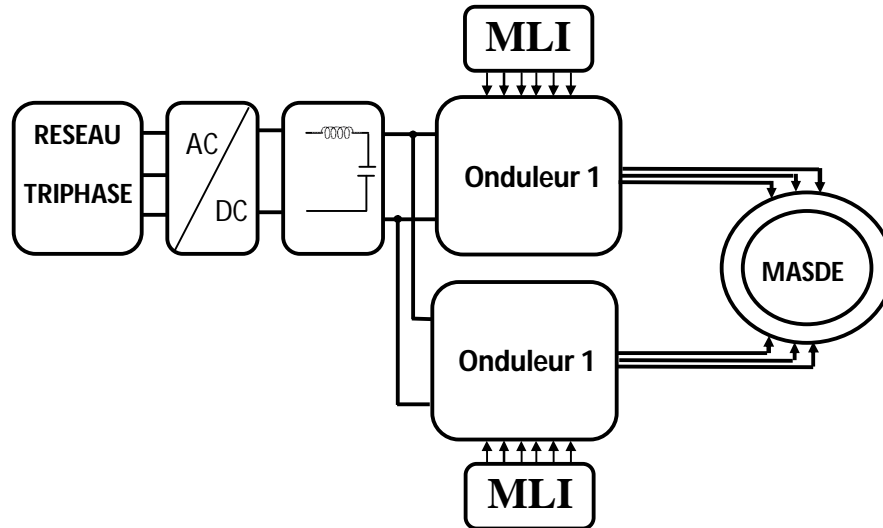


Figure 2.3 Alimentation de la machine asynchrone double étoile

2.3.1 Modélisation du Redresseur

Un redresseur triphasé non commandé peut être modélisé par l'équation :

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{min}(V_{1,2,3}) \quad (2.32)$$

Où

V_d : représente la tension de la sortie

$V_{1,2,3}$: représentent les tensions de réseau

2.3.2 Modélisation du filtre

Pour assurer une tension continue très pure à l'entrée des onduleurs l'existence d'un filtre est primordiale, alors afin d'atténuer les distorsions harmoniques, on emploie un filtre passe bas, accordé sur les fréquences harmoniques $\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right)$ et disposé en parallèle sur l'alimentation

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

2.3.3 Détermination des paramètres du filtre :

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes [kiy04] [Mer13]:

$$\begin{cases} V_{\text{red}} = L_f \frac{dI_{\text{red}}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{\text{red}} - I_f) \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$FF(s) = \frac{U}{U_0} = (1/L_f C_f s^2 + 1)$$

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

2.3.4 Modélisation de l'onduleur à MLI

Un onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est composé de deux interrupteurs, chaque pair de IGBT-diode présente un interrupteur supposé parfait. Les tensions aux bornes des phases de la MASDE sont données comme suit [Kiy04] :

Pour le premier onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasé Équilibré alors:

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

f_i ($i=1, 2, 3, 4, 5,6$) présente une fonction logique associée à chaque bras

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

2.3.5 Commande des onduleurs par MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire [Ikb06].

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$V_{ks\ 1ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1}$$

$$V_{ks\ 2ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

Avec : $k = a, b$ ou $c, j = 1, 2$ ou 3 .

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \quad (2.35)$$

$$V_p(t) = V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1) L'indice de modulation '**m**' est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f_p/f$).

2) Le coefficient de réglage en tension '**r**' est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m/V_{pm}$). La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\text{Si } v_{as\ 1ref} \geq V_p(t) \quad f_1 = 1 \text{ sinon } f_1 = 0$$

$$\text{Si } v_{bs\ 1ref} \geq V_p(t) \quad f_2 = 1 \text{ sinon } f_2 = 0$$

$$\text{Si } v_{cs\ 1ref} \geq V_p(t) \quad f_3 = 1 \text{ sinon } f_3 = 0$$

Pour l'onduleur N°2

$$\text{Si } v_{as\ 2ref} \geq V_p(t) \quad f_4 = 1 \text{ sinon } f_4 = 0$$

$$\text{Si } v_{bs\ 2ref} \geq V_p(t) \quad f_5 = 1 \text{ sinon } f_5 = 0$$

$$\text{Si } v_{cs\ 2ref} \geq V_p(t) \quad f_6 = 1 \text{ sinon } f_6 = 0$$

2.4 Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Étoile

Les caractéristiques mentionnées dans le chapitre précédent sur les machines multiphasées relatives à la fiabilité et à la robustesse, ainsi que l'intérêt de ce type de variateur dans les applications nécessitant une puissance élevée, ont motivé un effort de recherche important dans le domaine des algorithmes de commande appliqués à cette technologie ces dernières années. Rappelons que le cas particulier des machines asynchrones à double étoile, présente l'avantage que les techniques de contrôle initialement orientées vers le contrôle des entraînements triphasés, peuvent être extrapolées au contrôle de ce type de machine multiphasé.

2.4.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande par orientation de flux (foc : Field Oriented Control) ou la commande vectorielle est basé sur l'alignement du vecteur de référence en coordonnées dynamiques (d-q) avec l'un des vecteurs de flux possibles de la machine à induction [Laa08]:

- Le flux rotorique (Rotor Fluid Index Control), $\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$
- Le flux statorique (Stator Fluid Axial Control), $\Phi_{sd1} + \Phi_{sd2} = \Phi_s, \Phi_{sq1} + \Phi_{sq2} = 0$
- Le flux dans l'entrefer (Magnetizing flux oriented control) [Mer13]
- $\Phi_{md1} + \Phi_{md2} = \Phi_m, \Phi_{mq1} + \Phi_{mq2} = 0$

Ces méthodes offrent de bonnes performances en permettant un contrôle indépendant du couple et du débit. La commande vectorielle donne lieu à une analogie entre la machine à courant alternatif et le courant continu à excitation indépendante figure 2.4.

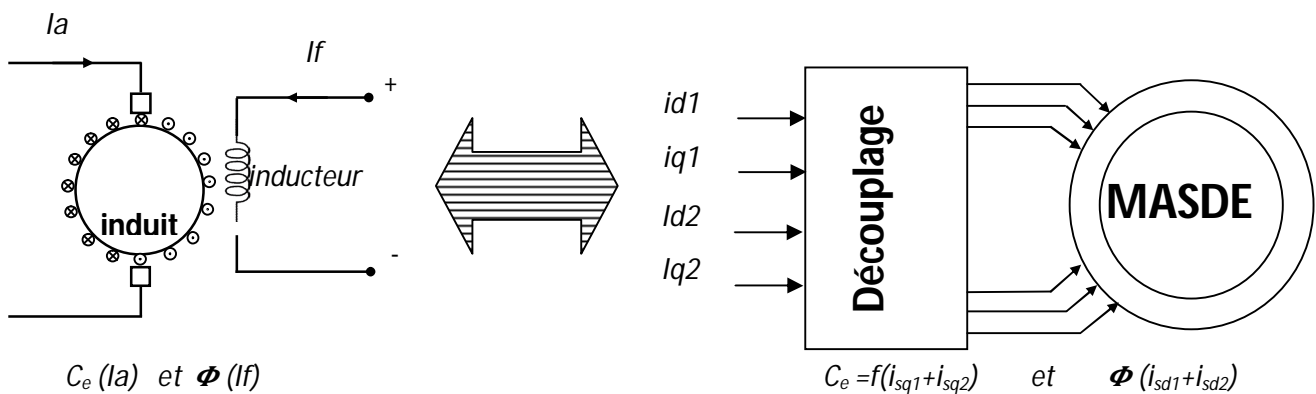


Figure 2.4 Analogie entre la commande de machines à courant continu (à gauche) et la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MASDE (à droite).

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique figure 2.5, car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques, on a alors :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad (2.36)$$

$$\Phi_{rq} = 0$$

Dans une commande par orientation de flux rotorique ou vectorielle le réglage des courants i_{sd1} et i_{sd2} permis de magnétiser la machine tant que la régulation des courants i_{sq1} et i_{sq2} assure le contrôle du couple.

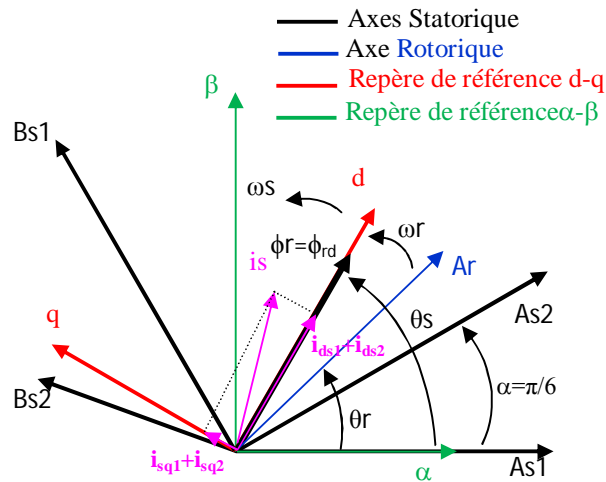


Figure 2.5 Diagramme vectoriel spatial du contrôle par orientation de flux rotorique d'une MASDE

En prenant les systèmes d'équations (2.24), (2.25) et (2.31) et en remplaçant Φ_{rd} par Φ_r et Φ_{rq} par 0 cela nous donne :

$$v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + (L_{s1} + L_m)\sigma \frac{di_{sd1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \cdot \frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \left[(L_{s1} + L_m)\sigma i_{sq1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq2} \right]$$

$$v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + (L_{s1} + L_m)\sigma \frac{di_{sq1}}{dt} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \cdot \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s \left[(L_{s1} + L_m)\sigma i_{sd1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \cdot \phi_r \right]$$

$$v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \cdot \frac{di_{sd1}}{dt} + (L_{s2} + L_m)\sigma \frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \left[\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sq1} + (L_{s2} + L_m)\sigma i_{sq2} \right]$$

$$v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \cdot \frac{di_{sq1}}{dt} + (L_{s2} + L_m)\sigma \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s \left[\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{sd1} + (L_{s2} + L_m)\sigma i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \cdot \phi_r \right]$$

$$v_{rd} = 0 = \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.37)$$

$$v_{rd} = 0 = \frac{L_m}{T_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) + (\omega_s - \omega_r)\phi_r$$

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

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r]$$

Le couple dépend donc seulement des composantes en quadrature ($i_{sq1} + i_{sq2}$), dans la mesure où le flux est maintenu constant, les composantes des courants statoriques i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} et i_{sq2} vont être les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple, comme les courants d'inducteur et d'induit d'une machine à courant continu contrôlent, respectivement, le flux et le couple électromagnétique.

On maintient le flux à sa valeur nominale afin d'assurer un contrôle de couple à valeur maximale et à tout instant.

Nous avons à flux constant $\phi_r = C^{st} \Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = 0$. Alors le système d'équations précédent devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s \left(\frac{L_r}{R_r} \phi_r \omega_{gl} + L_{s1} i_{sq1} \right) \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s (\phi_r + L_{s1} i_{sd1}) \\ v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s \left(\frac{L_r}{R_r} \phi_r \omega_{gl} + L_{s2} i_{sq2} \right) \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s (\phi_r + L_{s2} i_{sd2}) \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r \phi_r} (i_{sq1} - i_{sq2}) \\ \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = L_m (i_{sd1} - i_{sq2}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r] \end{array} \right. \quad (2.38)$$

Avec $T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r}$

Le système d'équation (2.38) montre un couplage indésirable entre les courants i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} et i_{sq2} , ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

2.4.2 Méthodes de commande par flux orienté

Dans une commande par orientation de flux rotorique ou vectorielle le réglage des courants i_{sd1} et i_{sd2} permet de magnétiser la machine tant que la régulation des courants i_{sq1} et i_{sq2} assure le contrôle du couple. Deux modes de contrôle vectoriel sont fréquemment rencontrés [Mer13][Bag99][Bes18] :

– **le contrôle vectoriel direct** : la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique.

– **le contrôle vectoriel indirect** : cette méthode consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. On devra tout de même estimer ω_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir de ce flux φ_r .

Les deux techniques nécessitent une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct \mathbf{d} pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

2.4.3 Commande Vectorielle directe de la MASDE (DFOC)

Dans cette partie, nous nous proposons l'étude de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone double étoile alimentée par onduleur de tension par la commande vectorielle directe, cette technique consiste à mesurer les variables nécessaires pour la commande de la machine. Cependant, certaines d'entre elles ne sont pas mesurables à l'aide de capteurs (par exemple, la pulsation rotorique dans une machine à cage) et d'autres le sont difficilement, nécessitant des dispositifs coûteux et fragiles (vitesse, couple, flux, etc.), d'autre part l'angle nécessaire au découplage entre le couple et le flux est obtenu en estimant ou en mesurant le flux. Le système d'axes dynamiques (d-q) est ainsi aligné avec le flux du rotor [Mer13].

2.4.3.1 Calcul de l'estimateur de flux

Le système de contrôle DFOC de MASDE se compose de deux boucles de contrôle primordiales pour la régulation du flux et de la vitesse. La magnitude et la position angulaires réelles du vecteur de flux du rotor sont déterminées par l'intermédiaire d'un bloc d'estimation ou d'un bloc observateur.

L'estimation du flux peut être obtenue à partir du modèle machine. En particulier dans le cas de la machine asynchrone double étoile, la stratégie de contrôle du courant est affectée par les propriétés intrinsèques de la distribution spatiale de la bobine de la machine et par la méthode de modulation utilisée pour le contrôle du courant, généralement basée sur : modulation de largeur d'impulsion (PWM).

L'obtention de ce flux nécessite l'utilisation de quatre capteurs électriques pour la mesure de i_{sa1} , i_{sa2} , i_{sb1} et i_{sb2} , valeurs instantanées des courants de ligne au niveau du stator de la machine. Il faut prévoir, également, des circuits assurant la transformation triphasée/diphasée, l'intégration des flux et le calcul de φ_r figure 2.6

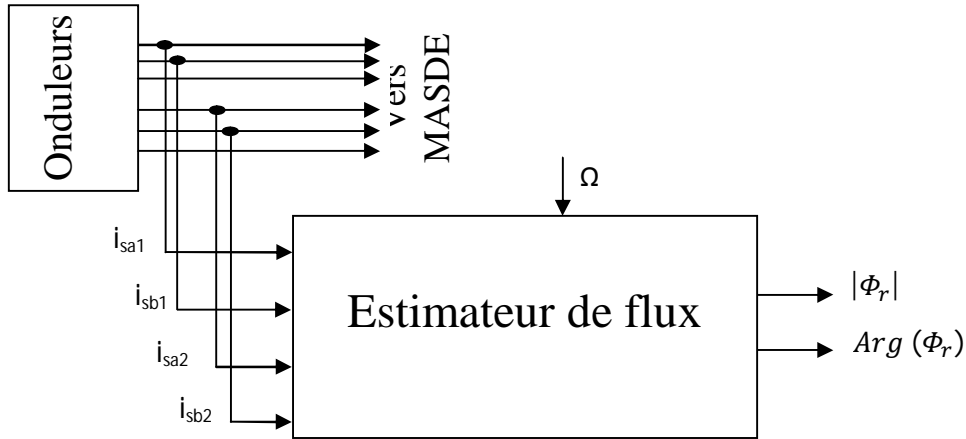


Figure 2.6 Estimateur du flux

Cela constitue une forme d'estimateur, utilisant les équations dans le modèle de Park suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r + T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} = L_m \cdot (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) \\ \omega_g = \omega_s - \omega_r = \frac{L_r}{T_r} \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\Phi_r} \end{array} \right. \quad (2.39)$$

2.4.3.2 Découplage par compensation

Le système d'équation (2,38) montre clairement, le couplage entre les tensions et les courants statoriques. Autrement dit entre le flux et le couple. Donc, dans ce cas-là, il est très important de réaliser le découplage [Bag99].

L'objectif alors est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Pour cela on utilise le découplage par compensation.

On définit des nouvelles variables de commande V_{sd1} , V_{sd2} , V_{sq1} et V_{sq2}

$$\begin{array}{ll} V_{sd1}^* = V_{sd1}^1 - e_{sd1} & e_{sd1} = -\omega_s (L_{s1} i_{sq1} + \frac{L_r}{R_r} \phi_r \omega_{gl}) \\ V_{sd2}^* = V_{sd2}^1 - e_{sd2} & e_{sq1} = \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \phi_r) \\ V_{sq1}^* = V_{sq1}^1 - e_{sq1} & \text{avec} \quad e_{sd2} = -\omega_s (L_{s2} i_{sq2} + \frac{L_r}{R_r} \phi_r \omega_{gl}) \\ V_{sq2}^* = V_{sq2}^1 - e_{sq2} & e_{sq2} = \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \phi_r) \end{array}$$

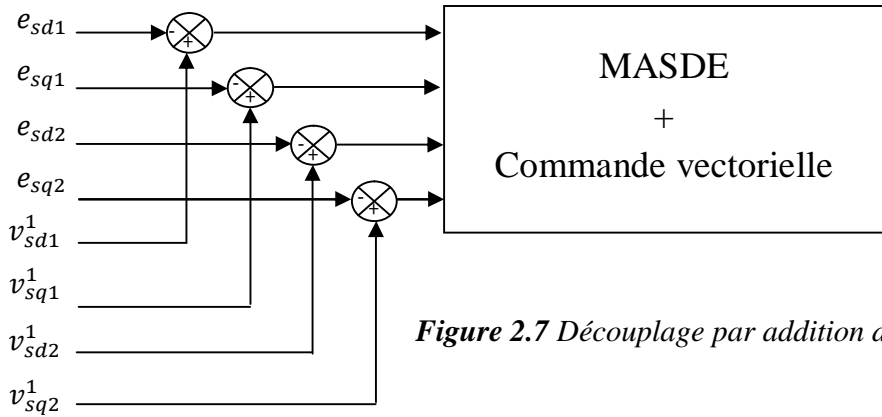


Figure 2.7 Découplage par addition des termes de compensation

Nous définissons un nouveau système où les actions sur les axes d et q sont découplées :

$$\begin{aligned}
 v_{sd1} &= R_{s1}i_{sd1} + L_{s1} \frac{di_{sd1}}{dt} , & v_{sd2} &= R_{s2}i_{sd2} + L_{s2} \frac{di_{sd2}}{dt} \\
 v_{sq1} &= R_{s1}i_{sq1} + L_{s1} \frac{di_{sq1}}{dt} , & v_{sq2} &= R_{s2}i_{sq2} + L_{s2} \frac{di_{sq2}}{dt}
 \end{aligned}$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques. Le calcul des régulateurs des courants statoriques est exposé dans l'annexe B, La figure 2.8 présente le schéma global de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone double étoile.

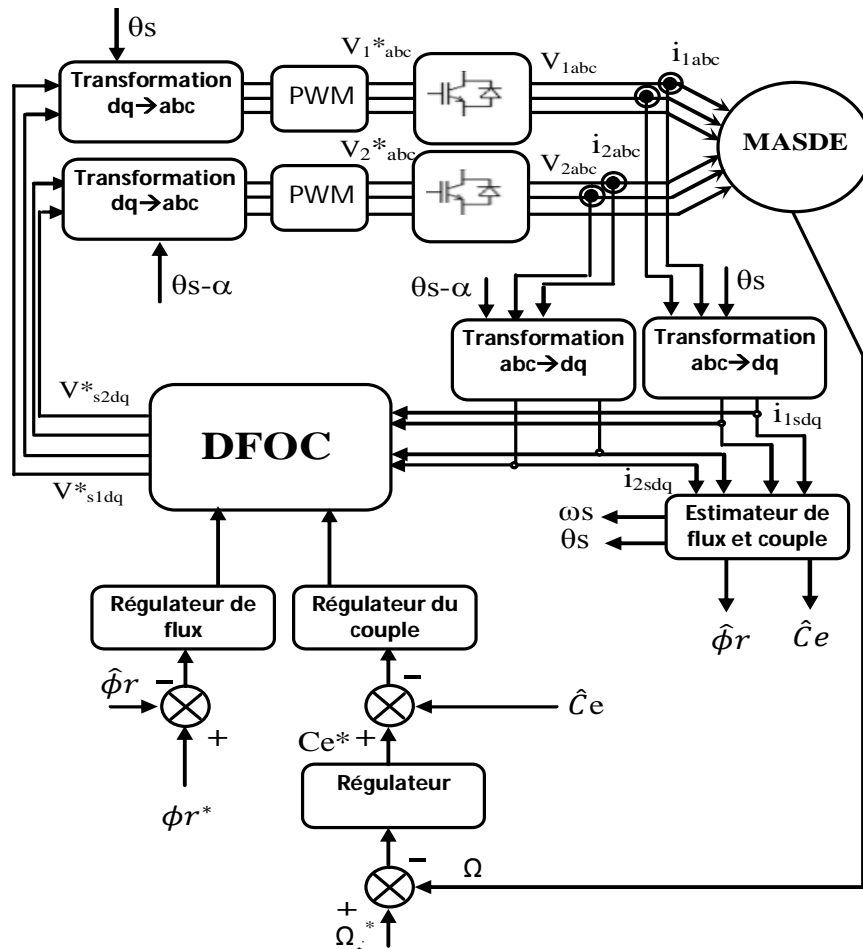


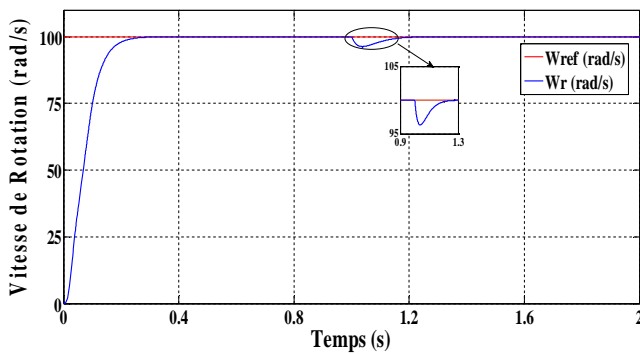
Figure 2.8 Schéma globale de la commande Vectorielle directe de la machine asynchrone double étoile
FOC_MASDE

2.5 Résultats de simulation :

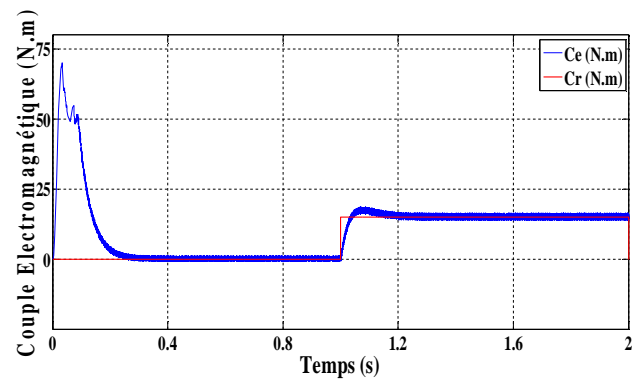
Afin de valider les performances de la commande par orientation de flux rotorique de la MASDE et de tester sa robustesse, une étude de simulation a été réalisée dont les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe A.

La simulation de la commande a été faite à partir de deux modes de fonctionnement, Le démarrage à vide avec l'introduction d'un couple de charge sont présentés en premier lieu. Le deuxième test est un test de robustesse

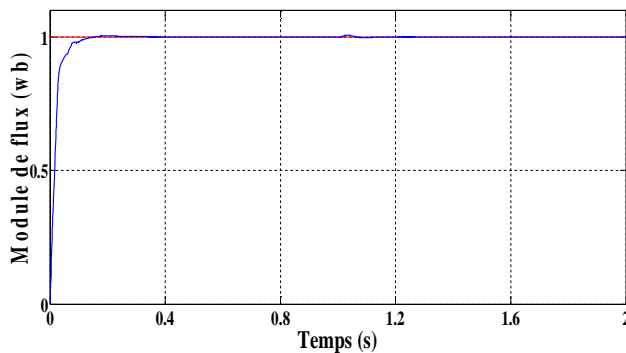
2.5.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge



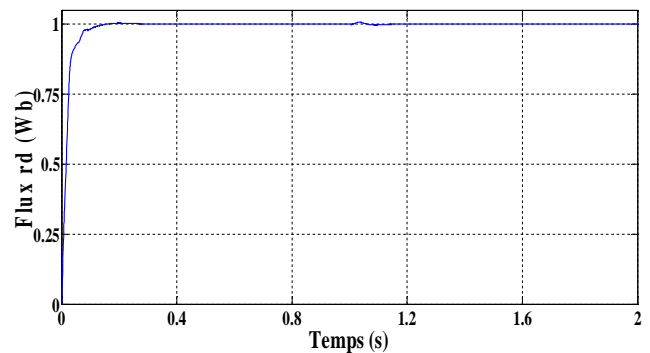
(a) Vitesse Rotorique ω_r (rad/s)



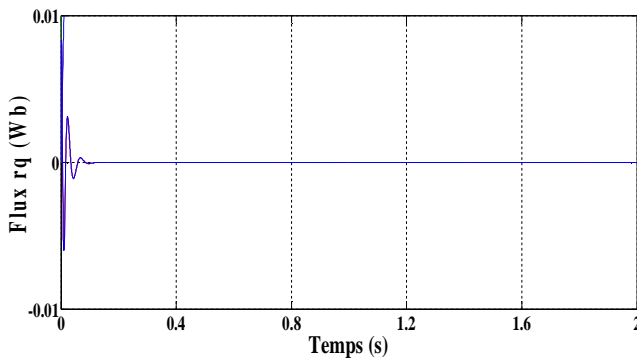
(b) Couple électromagnétique C_e (N.m)



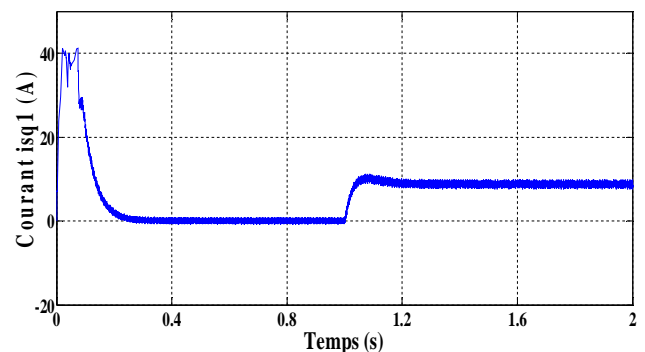
(c) Module de Flux rotorique Φ_r (Wb)



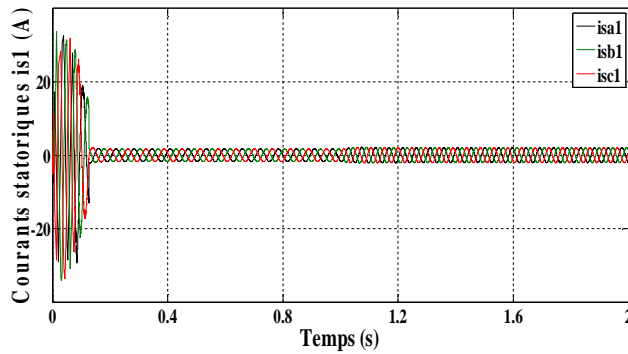
(d) Flux rotorique Φ_{rd} (Wb)



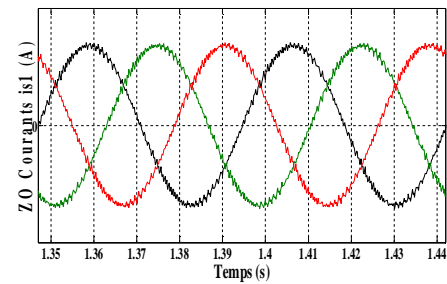
(e) Flux rotorique Φ_{rq} (Wb)



(f) courant statorique quadratique i_{sq1} (A)



(g) Courants statoriques i_{s1} (A)



(h) Zoom Courants statoriques i_{s1} (A)

Figure 2.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE à vide suivi de l'application des charges $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ secondes}$

2.5.2 Interprétation

Cette partie présente les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MASDE avec un démarrage à vide et une vitesse de référence de 100 rad/s poursuit d'un couple de charge de 15N.m à $t = 1$ seconde.

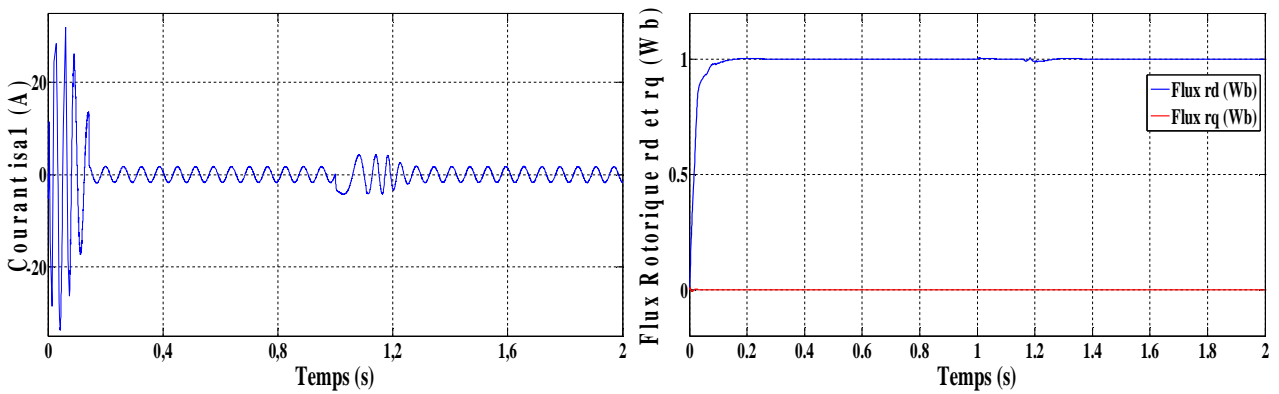
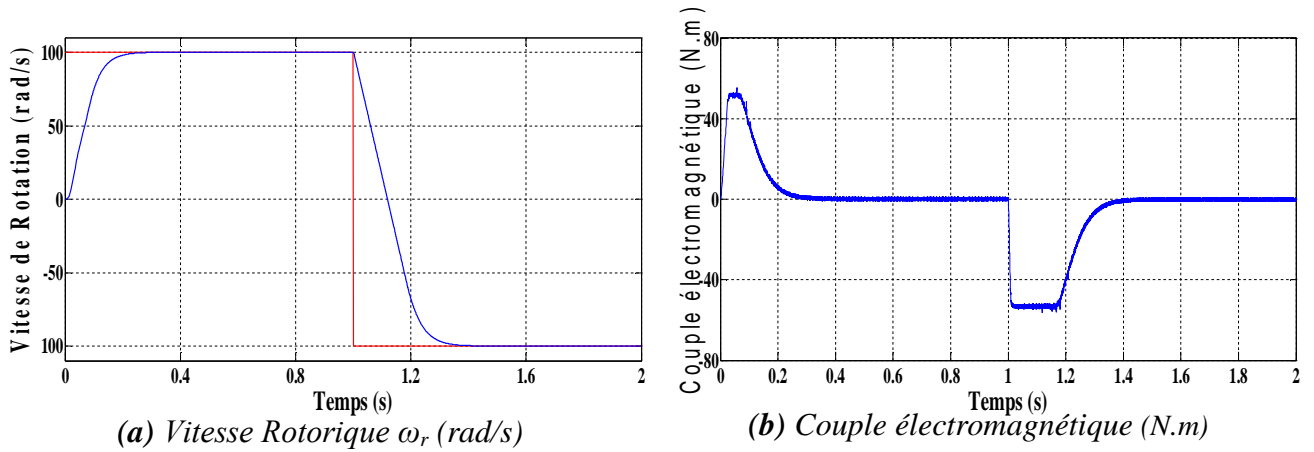
Au démarrage la machine est à vide la vitesse de référence est de 100 rad /s la figure (a) montre que la vitesse augmente progressivement jusqu'elle atteint sa valeur de référence cela est due au moment d'inertie de la machine puis elle suit cette valeur même après l'introduction du couple de charge. Le rejet de perturbation est pratiquement immédiat le flux reste toujours constant quel que soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. L'allure de courant statorique montre que ce dernier à une forme sinusoïde stable qui varie en amplitude et en fréquence avec la variation de charge, le courant i_q est toujours l'image du couple électromagnétique.

2.5.3 Tests de Robustesses

La précision des paramètres des machines sont souvent liées d'une part aux techniques d'identification utilisées et leurs exactitude et d'autre part par à l'état d'exploitation (température, charge, saturation de circuits magnétiques, ... etc.). Alors Lorsque le moteur fonctionne, ses paramètres peuvent être changés avec l'influence des conditions intérieures et extérieures par exemple les changements de la température du moteur et de la fréquence de glissement peuvent affecter la valeur de résistance du rotor ; il peut augmenter de 50% avec l'élévation de température.

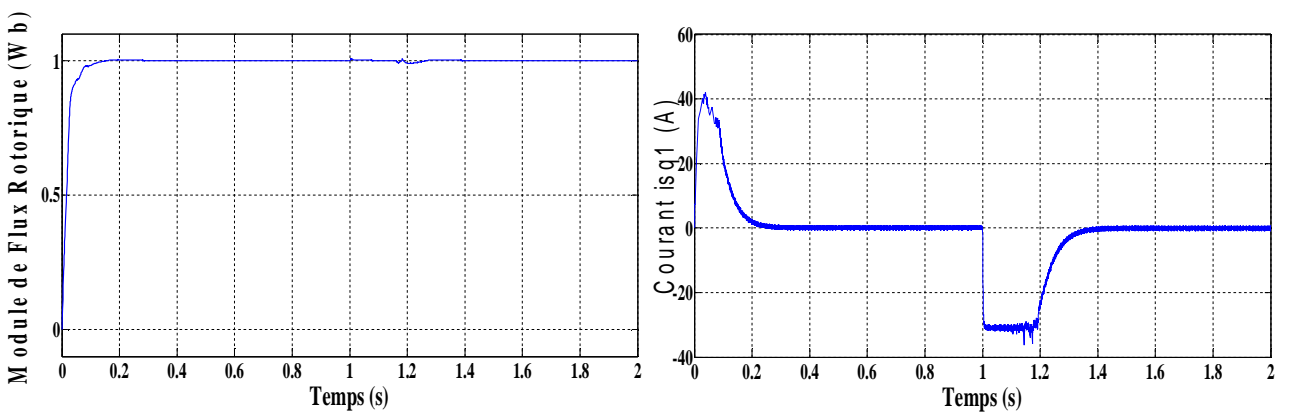
Dans cette partie de simulation et après le test de variation de vitesse on va tester l'influence de variation de quelques paramètres de la MASDE, la résistance rotorique R_r avec $R_r = 1.5 * R_{r_nominale}$, la résistance statorique R_s avec $R_s = 1.5 * R_{s_nominale}$ et le moment d'inertie J avec $J = 2 * J_{nominale}$

2.5.3.1 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse



(c) *Courant statorique i_{sa1} (A)*

(d) *Flux rotorique direct et quadrature*



(e) *Module de flux rotorique (Wb)*

(f) *Courant statorique quadratique i_{sq1} (A)*

Figure 2.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis à la variation de la Vitesse

2.5.3.2 Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

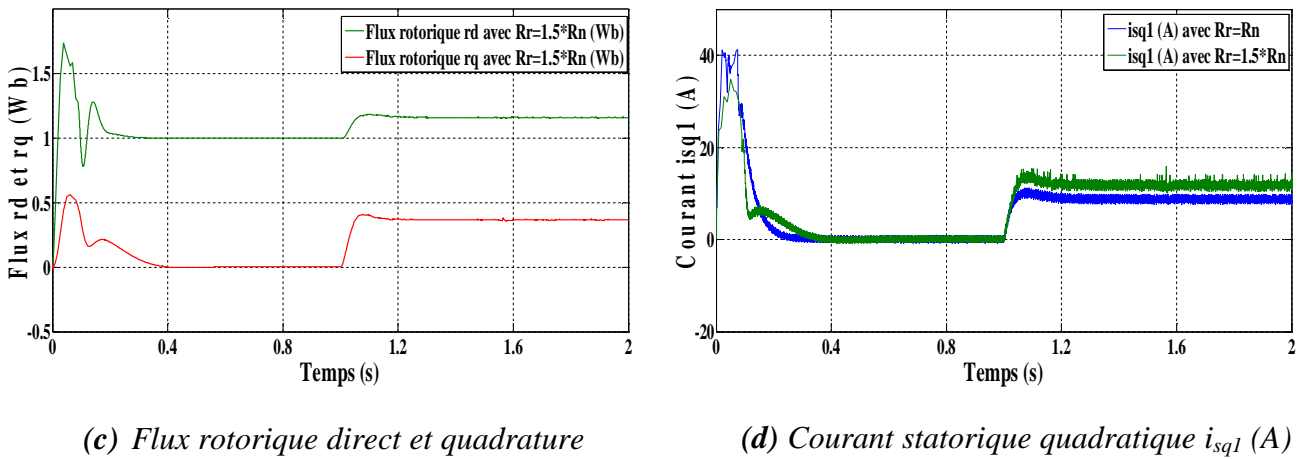
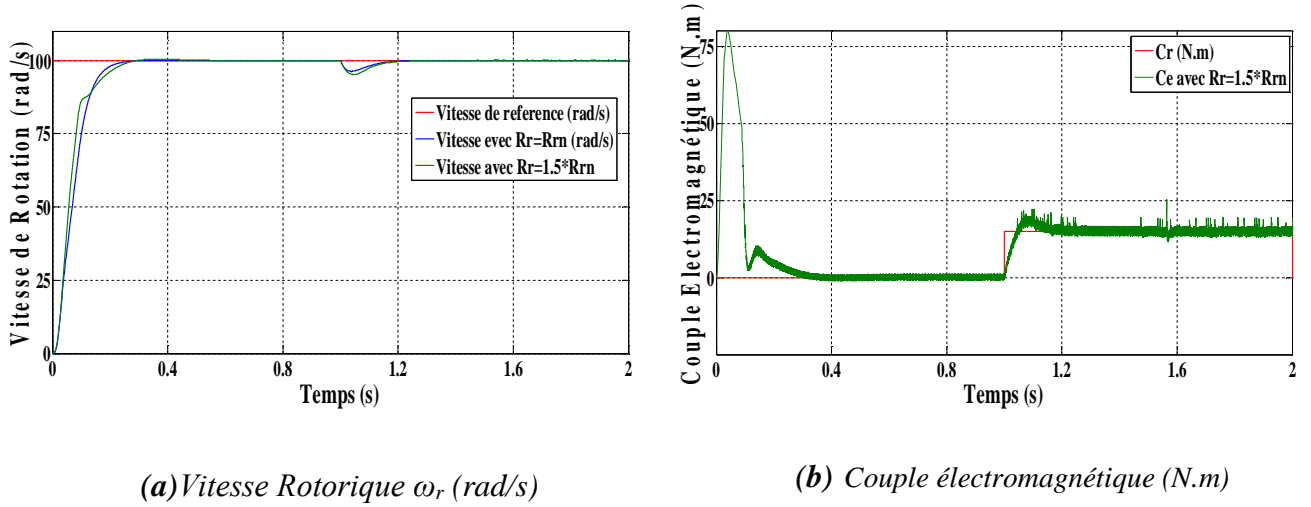
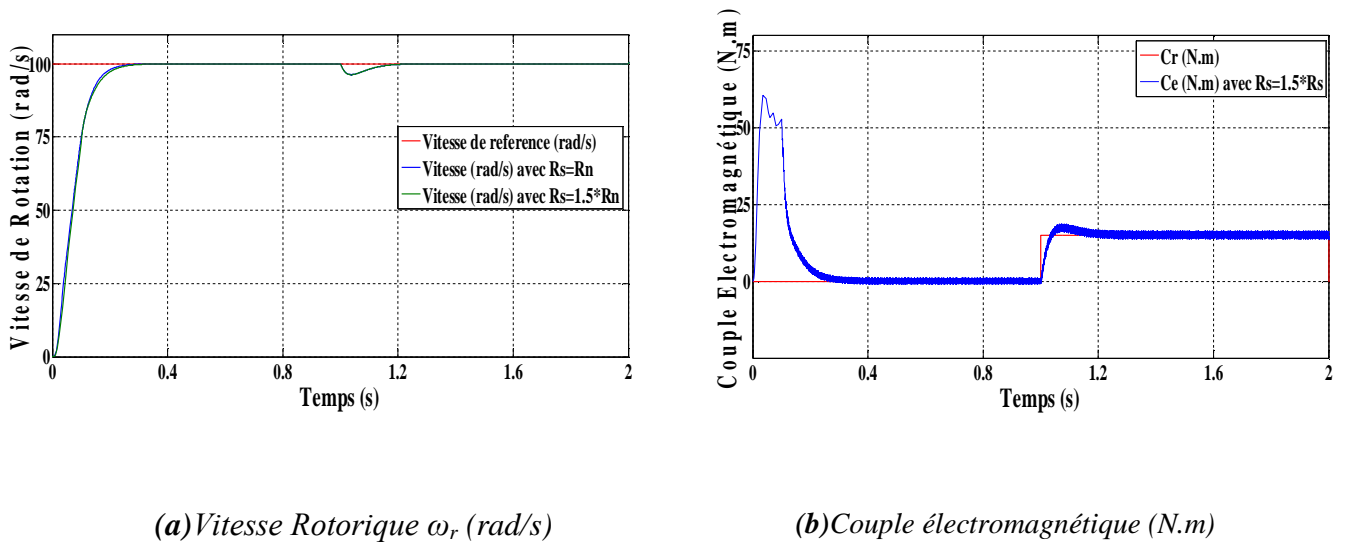


Figure 2.11 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation à la résistance rotorique

2.5.3.3 Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique



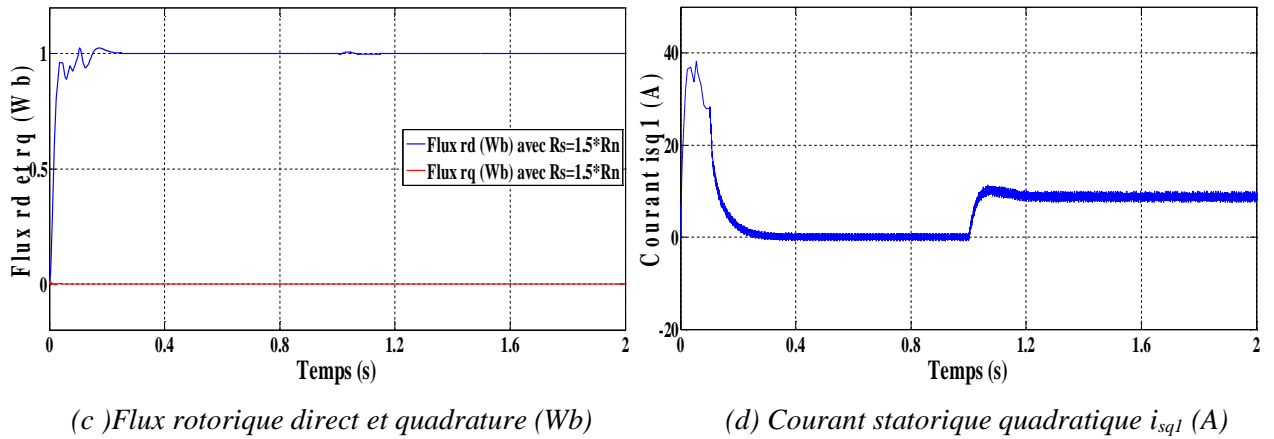


Figure 2.12 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance statorique

2.5.3.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

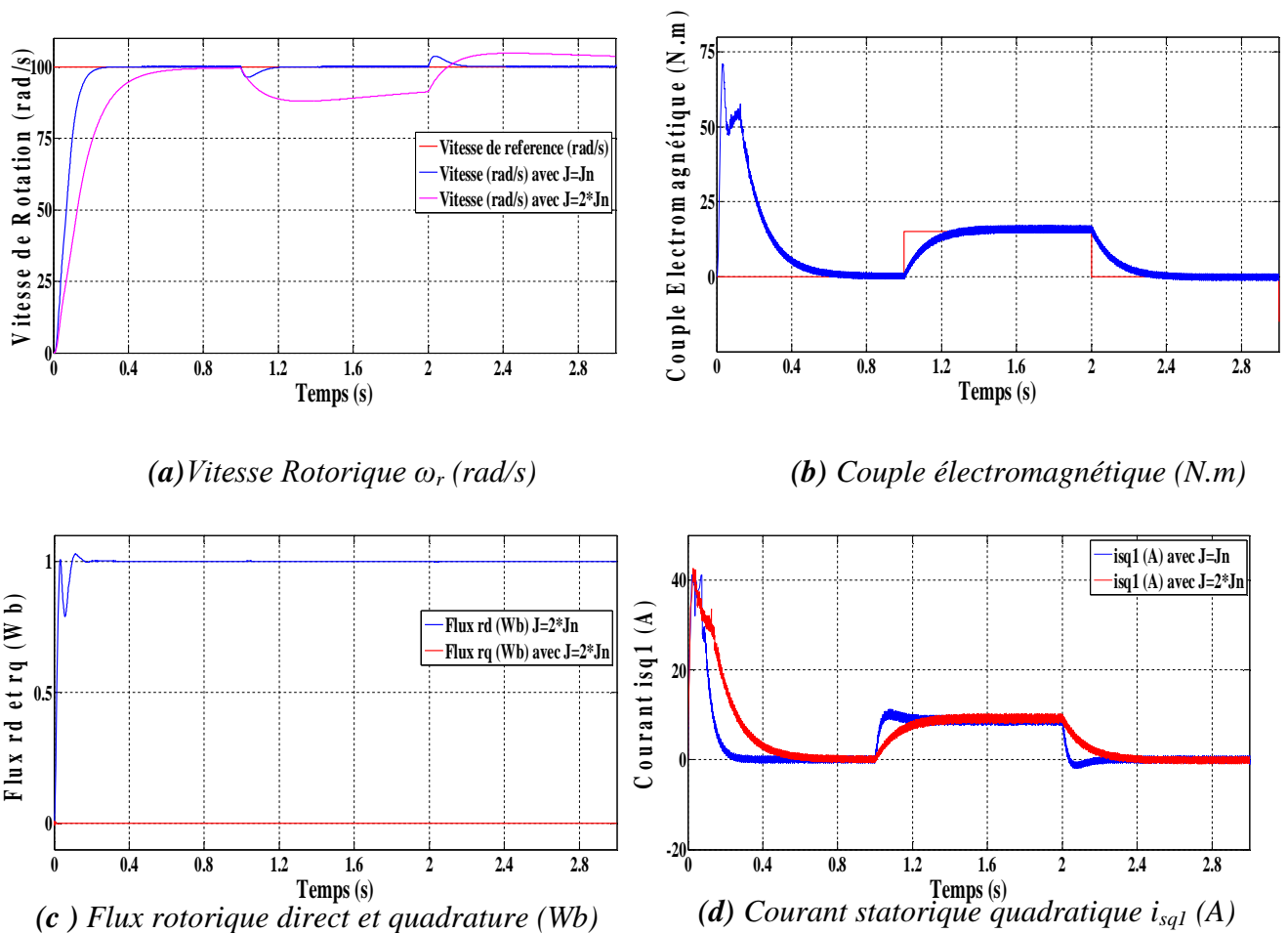


Figure 2.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la MASDE vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

2.5.4 Interprétation

L'ensemble des allures de la figure 2.10 présentent les simulations relatives à la variation de vitesse, les résultats montrent que le découplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique est parfait. Le flux Φ_{rq} est pratiquement nulle Le flux Φ_{rd} est très peu perturbé pendant la phase d'inversion de vitesse ce qui montre l'efficacité du découplage, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence et l'allure du courant i_{sa1} est quasi sinusoïdale

la variation de la résistance rotorique (R_r) engendre une variation de la constante de temps du rotor, lorsque cette variation s'écarte largement de la valeur nominale, les conditions de découplage du contrôle de flux et de couple sont détruites, la figure (2.11.d) montre les allures des flux rotorique direct et quadrature et comme nous pouvons le constater que le flux Φ_{rq} et pendant le chargement de la machine à une valeur différente de zero (de l'ordre de 0,2 Wb). Constatons qu'à partir d'une variation de 50 % de la résistance rotorique (R_r) nous perdons totalement le découplage. La commande par les régulateurs PI considérée donc, non robuste vis-à-vis a la variation de la résistance rotorique. Pour remédier à ce problème, une adaptation de la constante de temps rotorique demeure nécessaire.

Cependant la figure 2.12 montre que la variation des résistances statorique (R_{s1} , R_{s2}) n'influe pas sur la commande, le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent leurs valeurs de consignes.

Une variation de 50% du moment d'inertie (J) influe d'une façon très perturbante sur la commande (allure 2.13.a) malgré que le découplage étant toujours maintenu (allures 2.13.c et d), nous pouvons considérer que cette commande n'est pas robuste vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé généralisé (u, v) ce modèle est un cas générale ou le repère 'dq' présente un cas particulier de ce modèle, l'alimentation de la MASDE est assuré par deux onduleurs MLI.

Nous avons présenté également la commande vectorielle basé sur l'orientation de flux rotorique direct de la machine asynchrone double étoile, l'ensemble de la modélisation et sa commande a été validé par simulation, les résultats montre que la commande donne des bonnes performances dans des conditions de fonctionnement ordinaires mais dans des conditions

différentes on peut constater que la méthode présente une sensibilité remarquable aux variations des paramètres de la machine cette conclusion est logique puisque cette technique repose sur la connaissance exacte du modèle et ces paramètres, néanmoins, cette sensibilité n'est pas seulement liée à la technique de contrôle, mais elle s'étend également aux régulateurs utilisés, dans ce contexte et pour des performances plus exigeantes plusieurs propositions peuvent intervenir soit au niveau de commande ou des régulateurs.

Dans le but d'améliorer ces performances, la commande directe du couple (DTC) de la MASDE fera l'objet du chapitre suivant.

Commande DTC de la Machine Asynchrone Double Etoile

3.1	Introduction	47
3.2	Principe de la DTC	47
3.3	Algorithme de commande directe du couple	48
3.4	Contrôle du flux statorique	48
3.5	Choix de vecteur tension.....	49
3.6	Estimateurs de flux et du couple.....	51
	3.6.1 Estimateurs de flux statorique	51
	3.6.2 Estimation du couple électromagnétique	51
3.7	Elaboration de flux et du contrôleur de couple.....	52
	3.7.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique	52
	3.7.2 Elaboration du contrôleur de couple	52
3.8	Table de Commutation	53
3.9	Structure de la commande directe du couple d'une MASDE	54
3.10	Réglage de la vitesse de la MSDE	54
3.11	Résultats de la simulation et interprétation	55
	3.11.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge.....	55
	3.11.2 Interprétation	57
	3.11.3 Tests de robustesses.....	57
	3.11.3.1 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	58
	3.11.3.2 Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique	59
	3.11.3.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.....	60
	3.11.3.4 Interprétation	61
3.12	Conclusion.....	62

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent on a prouvé que la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique (FOC) présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine, pour cette raison et pour obtenir un bon comportement dynamique de l'entraînement électrique et contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, la recherche dans le domaine du contrôle des entraînements électriques s'est concentrée sur le développement d'une nouvelle stratégie de contrôle, Le contrôle direct du couple et du flux (DTFC), également appelé contrôle direct du couple (DTC), est une stratégie qui offre une réponse très rapide du couple et un comportement dynamique élevé, utilisant également un modèle plus simple que celui utilisé avec la commande par orientation de flux rotorique.

La DTC a été introduit par I.TAKAHASHI et T.Noguchi en 1986 comme alternative au FOC qui avait été utilisé pour un nombre d'années et a fait l'objet d'une publication largement citée par la suite [Tak86].

3.2 Principe de la DTC

L'algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique. L'idée de base est de calculer les valeurs instantanées du couple et de flux à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Le couple et le flux sont contrôlés directement et indépendamment en sélectionnant de manière optimale les états de commutation de l'onduleur et en limitant les erreurs de flux et de couple au moyen de contrôleurs d'hystérésis de flux et de couple, dans les limites de la bande d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique dans le repère fixe (α , β). Il utilise une table de commutation pour la sélection d'un vecteur de tension approprié. La sélection des états de commutation est directement liée à la variation du flux statorique et du couple de la machine. Par conséquent, la sélection est effectuée en restreignant les amplitudes de flux et de couple dans deux bandes d'hystérésis. Ces contrôleurs assurent une régulation séparée de ces deux quantités. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont les erreurs de flux et de couple ainsi que leurs sorties déterminent le vecteur de tension approprié pour chaque période de commutation [Abd17]

3.3 Algorithme de commande directe du couple

La DTC est basée sur l'algorithme suivant [Mok14] :

- 1- Diviser Le domaine temporel en T_e périodes de l'ordre de dizaines de μ_s
- 2- A chaque instant on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MASDE
- 3- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique (équation 3.5).
- 4- Estimation du couple électromagnétique par l'équation (3.7), on doit estimer le flux statorique et mesurer les courants de lignes
- 5- Introduction de l'écart $\Delta\Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé $\hat{\Phi}_s$ en module, dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux,
- 6- Utiliser un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple.
- 7- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique basé sur les erreurs du flux et du couple et selon la position (angle) du vecteur flux.

3.4 Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère (α, β) lié au stator du MASDE. On donne le flux statorique par :

$$\bar{v}_{s1,2} = R_{s1,2}\bar{i}_{s1,2} + \frac{d\bar{\phi}_{s1,2}}{dt} \quad (3.1)$$

$$\bar{V}_{si} = V_{s\alpha i} + j V_{s\beta i}, \quad \text{ou } i=1,2 \text{ présente le stator 1 ou 2}$$

Intégrant l'équation 3.1 on obtient :

$$\bar{\phi}_{s1,2} = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_{s1,2} - R_s \bar{i}_{s1,2}) dt \quad (3.2)$$

Une approximation raisonnable et très courante dans la littérature concernant la résistance statorique ou généralement on néglige la chute de la tension dû à cette résistance pour les grades vitesses, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur. On

$$\text{écrit : } \bar{\phi}_{s1,2} \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{v}_{s1,2} dt$$

Sur une période de $[0 T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , la commande des interrupteurs de l'onduleur est fixe et l'expression du flux deviendras :

$$\bar{\phi}_{s1,2}(k+1) \approx \bar{\phi}_{s1,2}(k) + \bar{v}_{s1,2}T_e \Rightarrow \Delta\bar{\phi}_{s1,2} \approx \bar{v}_{s1,2}T_e \quad (3.3)$$

Avec :

- $\bar{\phi}_{s1,2}(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\phi}_{s1,2}(k+1)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\bar{\phi}_{s1,2}$ est la variation du vecteur de flux statorique $\bar{\phi}_{s1,2}(k+1) - \bar{\phi}_{s1,2}(k)$;
- T_e est la période d'échantillonnage.

L'équation 3.3 montre que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur de flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par la tension statorique. La figure 3.1 présente le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) entre deux instants successifs

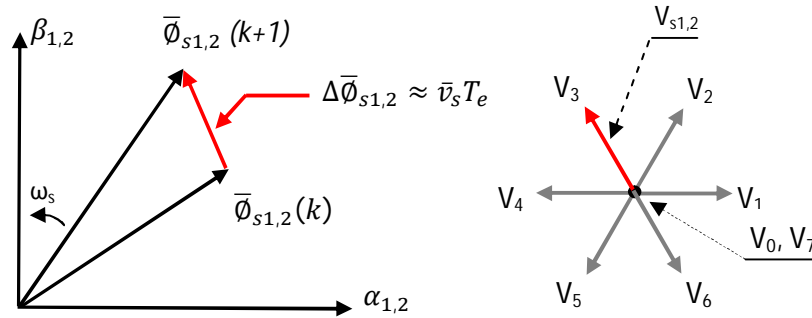


Figure 3.1 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

Si $V_{s1,2}$ reste constant pendant une période d'échantillonnage (T_e), la variation du vecteur de flux statorique $\Delta \bar{\phi}_{si}$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur $\bar{\phi}_{si}(t)$ se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude, Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

3.5 Choix de vecteur tension

Un onduleur de tension triphasée permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur :

$V_0(000)$, $V_1(100)$, $V_2(110)$, $V_3(010)$, $V_4(011)$, $V_5(001)$, $V_6(101)$, $V_7(111)$.

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de chaque stator de la MASDE. Six sont des vecteurs actifs ($V_1, V_2... V_6$) et deux sont des vecteurs nuls (V_0, V_7), les huit états de commutation sont représentés comme des vecteurs spatiaux sur la figure 3.2

Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur (S_a, S_b, S_c) et peut s'écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante :

$$v_{si} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{3.4}$$

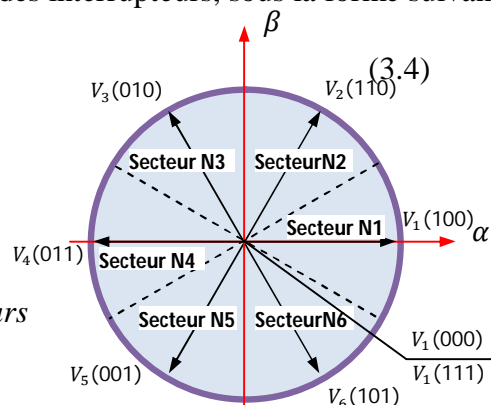


Figure 3.2 Vecteur des tensions statoriques et secteurs

On divise l'espace de $\bar{\Phi}_{s1,2}$ en six zones (N_i avec $i=1,2,\dots,6$) appelées secteurs comme illustré par la figure 3.2.

Le choix du vecteur tension statorique dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, du sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette [Bel11].

Alors lorsque le flux se trouve dans une zone i ($i=1,\dots,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants regroupés dans le tableau 3.1 [Gda13]:

Tableau 3.1 Vecteurs de tension d'une commande DTC

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{k-1}, V_k et V_{k+1}	V_{k-2}, V_{k+2} et V_{k+3}
C_e	V_{k+1} et V_{k+2}	V_{k-1} et V_{k-2}

Le vecteur V_k étant le vecteur de la tension dans le secteur actuel, tandis que les indices $k-1$ et $k+1$ indiquent les secteurs voisins (avant et après le secteur k). Ce choix est basé sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_{s1,2}$ et ΔC_e , et selon la position (angle) du vecteur flux ($N_i(i=1,2,\dots,6)$).

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\Phi_{s1,2}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangé.

Dans chaque région, deux vecteurs de tension adjacents, qui donnent la fréquence de commutation minimale, peuvent être sélectionnés pour augmenter ou diminuer l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

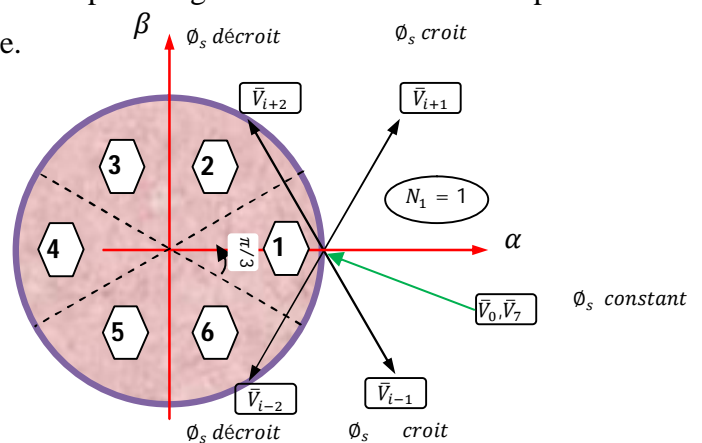


Figure 3.3 Choix du vecteur tension

3.6 Estimateurs de flux et du couple

3.6.1 Estimateur de flux statorique

Le flux statorique dans le référentiel de Concordia est estimé à partir de l'équation suivante [Bel07] :

$$\begin{aligned}\widehat{\Phi}_{s\alpha 1} &= \int_0^t (v_{s\alpha 1} - i_{s\alpha 1} R_{s1}) dt \\ \widehat{\Phi}_{s\beta 1} &= \int_0^t (v_{s\beta 1} - i_{s\beta 1} R_{s1}) dt \\ \widehat{\Phi}_{s\alpha 2} &= \int_0^t (v_{s\alpha 2} - i_{s\alpha 2} R_{s2}) dt \\ \widehat{\Phi}_{s\beta 2} &= \int_0^t (v_{s\beta 2} - i_{s\beta 2} R_{s2}) dt\end{aligned}\quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}\widehat{\Phi}_{s1} &= \sqrt{(\widehat{\Phi}_{s\alpha 1}^2 + \widehat{\Phi}_{s\alpha 2}^2)} \\ \widehat{\Phi}_{s2} &= \sqrt{(\widehat{\Phi}_{s\beta 1}^2 + \widehat{\Phi}_{s\beta 2}^2)} \\ \widehat{\Phi}_s &= \sqrt{(\widehat{\Phi}_{s\alpha 1}^2 + \widehat{\Phi}_{s\alpha 2}^2) + (\widehat{\Phi}_{s\beta 1}^2 + \widehat{\Phi}_{s\beta 2}^2)}\end{aligned}\quad (3.6)$$

Position de flux statorique de stator 1 :

$$\operatorname{tg}(\theta_{s1}) = \frac{\Phi_{\alpha 1}(t)}{\Phi_{\beta 1}(t)}$$

Position de flux statorique de stator 2 :

$$\operatorname{tg}(\theta_{s2}) = \frac{\Phi_{\alpha 2}(t)}{\Phi_{\beta 2}(t)}$$

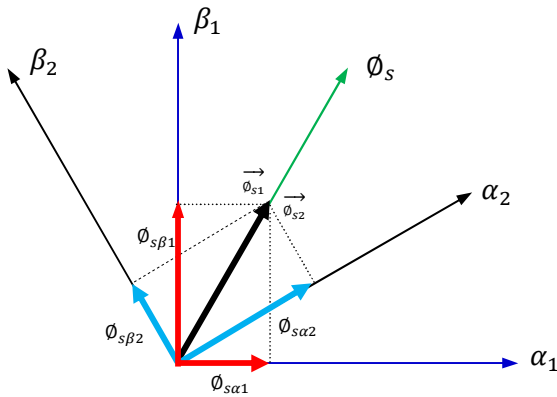


Figure 3.4 Représentation de flux statorique dans le repère $\alpha\beta$

3.6.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être calculé en fonction des grandeurs statorique (flux et courants statorique) à partir de leurs composantes (α , β):

$$\hat{C}_e = p (\Phi_{s\alpha 1} i_{s\beta 1} + \Phi_{s\alpha 2} i_{s\beta 2} - \Phi_{s\beta 1} i_{s\alpha 1} - \Phi_{s\beta 2} i_{s\alpha 2})\quad (3.7)$$

3.7 Elaboration de flux et du contrôleur de couple

3.7.1 Elaboration du contrôleur de flux statorique

L’algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des coordonnées du vecteur flux par estimation en intégrant directement les tensions statoriques, on peut estimer le couple à l’aide de l’équation 3.7. Le module du flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l’erreur de flux statorique injectée dans un régulateur hystérésis à bande unique générant à sa sortie la variable binaire $cflx$ représentative de l’évolution souhaitée pour le flux (figure 3.5 et 3.6), cette sortie indique directement si l’amplitude du flux doit être augmentée ($cflx=1$) ou diminuée ($Cflx=0$) de façon à maintenir l’erreur de flux :

$$|\phi_{si_ref} - \hat{\phi}_{si}| \leq \Delta\phi_{si} \tag{3.8}$$

Avec $i=1,2$ correspond à stator 1 ou 2

ϕ_{si_ref} : Représente le flux de référence, statorique de stator i

$\hat{\phi}_{si}$: Flux estimé.

$\Delta\phi_{si}$: Largeur d’hystérésis du correcteur

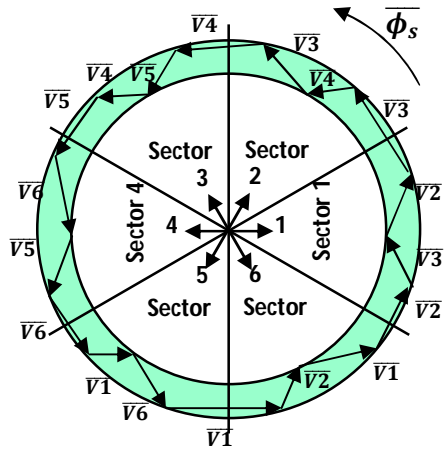


Figure 3.5 Pilotage du vecteur flux statorique à l’aide des vecteurs tension

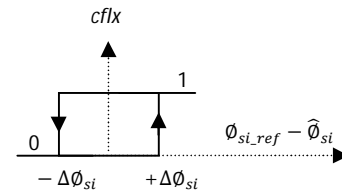


Figure 3.6 Régulateur à hystérésis de flux statorique

3.7.2 Elaboration du contrôleur de couple

L’erreur instantané du couple est calculée et appliquée à un régulateur hystérésis à double bande générant à sa sortie la variable « $Ccpl$ » à trois niveaux (-1, 0, 1) figure 3.7, représentative du sens d’évolution souhaité pour le couple, l’objectif est de maintenir le couple dans les limites admissibles définies par :

$$|C_{e_réf} - \hat{C}_e| \leq \Delta C_e \quad (3.9)$$

Avec :

$C_{e_réf}$: Couple de référence

ΔC_e : Bande d'hystérésis du correcteur.

\hat{C}_e : Couple électromagnétique estimé

Utiliser un régulateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple, tels que $ccpl$ représente l'état à la sortie de ce régulateur et ε_{ce} est la limite de la bande d'hystérésis.

Si $\Delta C_e > \varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = 1$

Si $\Delta C_e < -\varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = -1$

Si $\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \rightarrow ccpl = 0$

Ce comparateur génère la valeur (1) pour augmenter le couple, (-1) pour le réduire et (0) pour le maintenir constant dans une bande bien choisie.

3.8 Table de Commutation

La sélection du vecteur à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande des onduleurs se font par la suite à l'aide du tableau de commutation (tableau 3.2). Ce tableau est synthétisé à partir de tableau généralisé des vecteurs de tension (tableau 3.1), qui est basé sur les règles qualitatives d'évolution de la commande, il est construit en fonction de l'état des variables ($cflx$) et ($ccpl$), et de la zone de la position des flux statoriques. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau 3.2 Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table de Takahachi)

Secteur (N_i)		01	02	03	04	05	06	correcteur
$Cflx=1$	$ccpl=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 niveaux
	$ccpl=0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	$ccpl=-1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 niveaux
$Cflx=0$	$ccpl=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 niveaux
	$ccpl=0$	V0	V7	V0	V7	V0	V0	
	$ccpl=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 niveaux

On peut conclure que l'ensemble des six vecteurs tensions actifs fournis par onduleur (1 ou 2) est suffisant pour garantir la stabilité de la régulation découplée du couple et du flux statique. Cela veut dire qu'un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur du couple devient supérieur à la largeur d'une bande d'hystérésis latérale du couple ($ccpl=1$ ou $ccpl=-1$) Cependant, l'utilisation du vecteur tension nul est réservé lorsque l'erreur de couple est faible, c'est-à-dire quand le couple vient de traverser sa consigne $ccpl=0$ et n'a pas encore rejoint l'une des limites de la bande d'hystérésis c'est-à-dire qu'il est seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis $ccpl=0$.

3.9 Structure de la commande directe du couple d'une MASDE

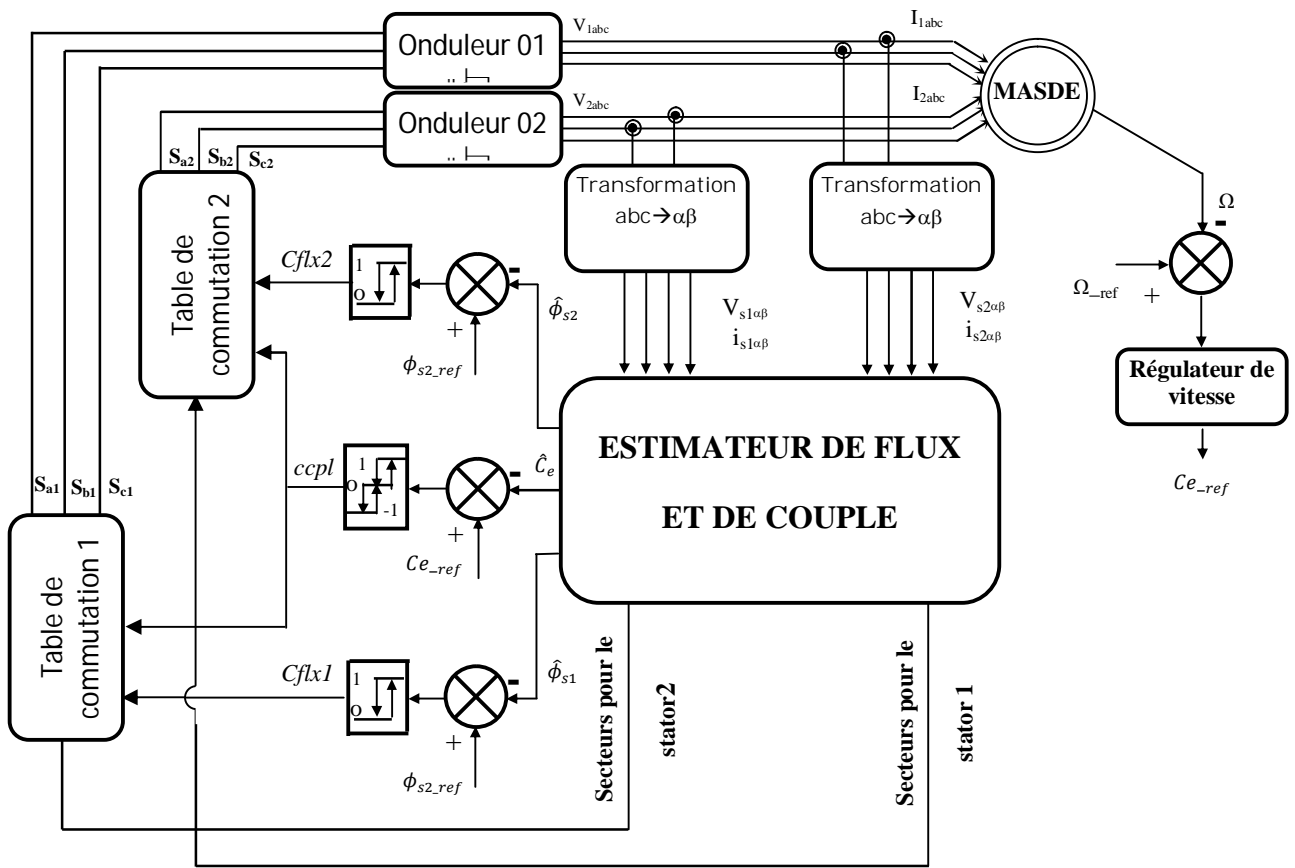


Figure 3.7 Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE.

3.10 Réglage de la vitesse de la MASDE

La stratégie DTC a la capacité de fonctionner même sans boucle de régulation de vitesse, elle ne nécessite donc aucune information sur la vitesse du rotor. Cependant, pour réaliser un contrôle de vitesse réglable, un variateur est nécessaire pour avoir une régulation de vitesse et pour générer la référence de couple électromagnétique.

Dans le chapitre précédent on à constaté qu'un régulateur PI classique à une influence indésirable sur la réponse de système lors d'une variation paramétrique, d'autre par le réglage des contrôleurs PI ne tient généralement pas compte des limitations physiques du système telles que le courant et la tension maximaux. Pour ces raisons et afin d'améliorer les réponses dynamique de la machine en boucle fermée le contrôleur PI utilisé dans notre travail dans la boucle de vitesse externe est le contrôleur anti-saturation (anti-windup) [BAG 99] figure 3.9. Un régulateur PI anti-windup consiste à prendre en compte la saturation à posteriori, pour éviter ou minimiser l'effet du phénomène de windup dans les actions intégrales des PI, et pour préserver la stabilité et les performances du système bouclé, ce régulateur permet d'améliorer les performances du contrôle de vitesse en annulant le phénomène de saturation provoqué par la saturation de l'intégrateur.

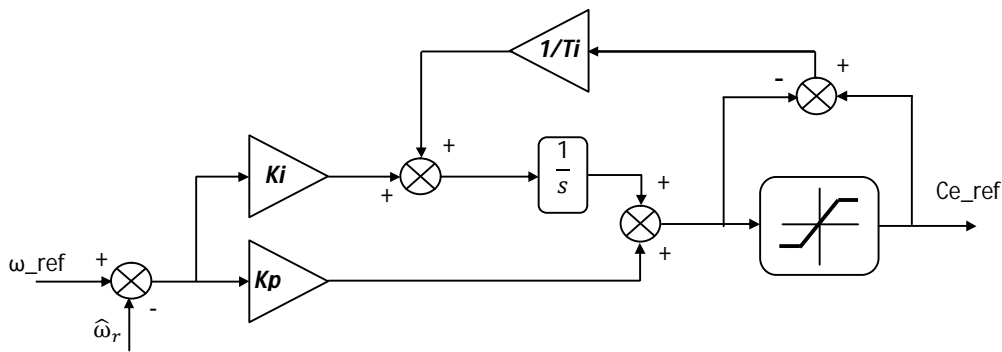


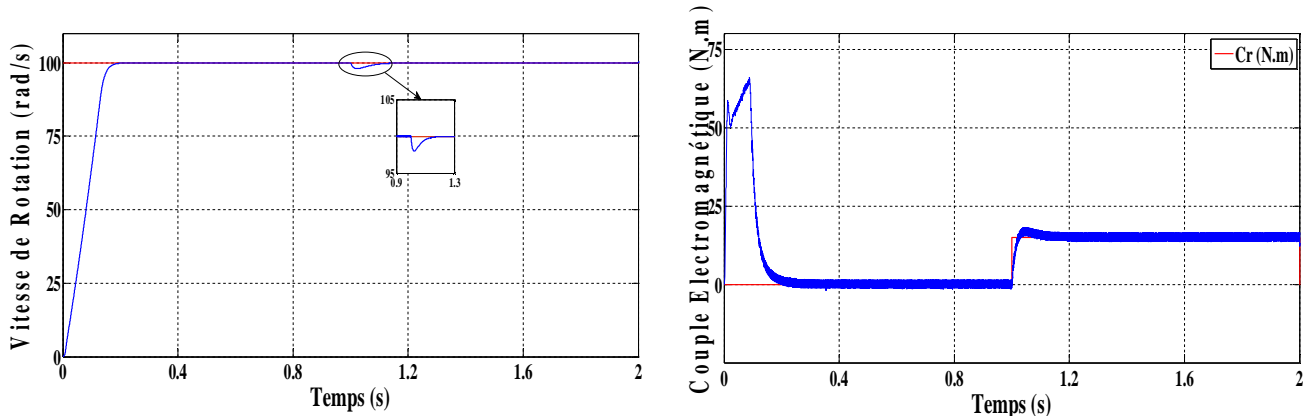
Figure 3.8 Contrôleur de vitesse de type PI anti-saturation (PI anti-windup)

3.11 Résultats de la simulation et interprétation

Afin de prouver la viabilité et d'évaluer les performances de DTC_MASDE proposée, L'algorithme de contrôle DTC a été simulés par le logiciel MATLAB / Simulink.

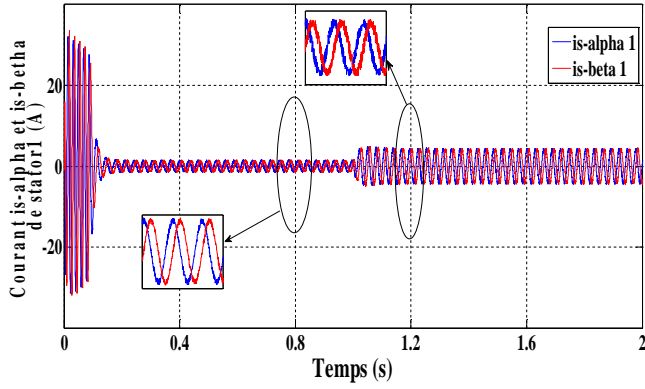
Des conditions de fonctionnement différentes sont utilisées pour bien montrer l'efficacité de l'algorithme proposé ainsi de voir l'influence du changement paramétrique sur le fonctionnement de la machine.

3.11.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge

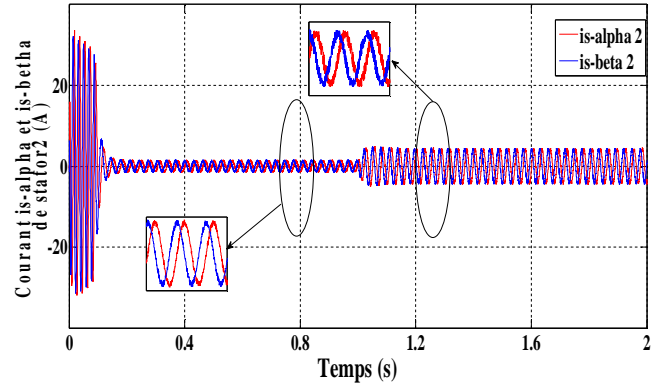


(a) Vitesse Rotorique ω_r , (rad/s)

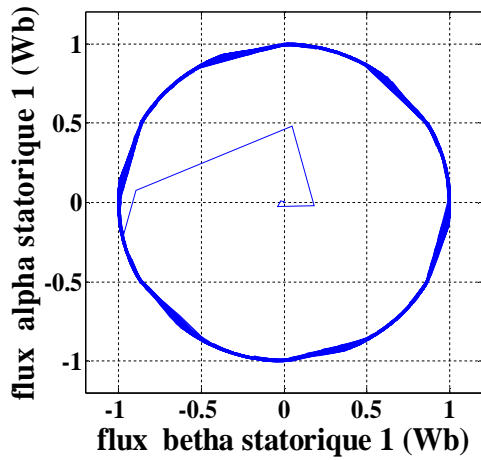
(a) Couple électromagnétique C_e



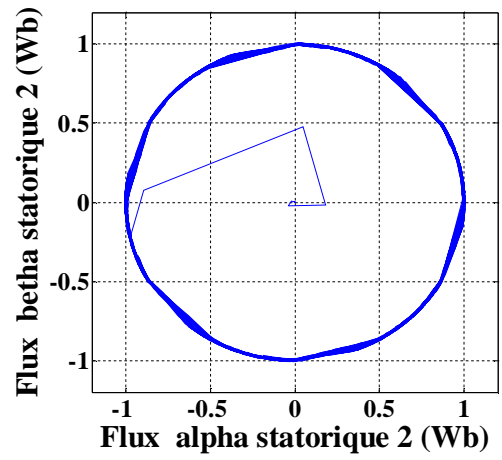
(b) Courant statoriqueis_alpha 1 et is_beta 1



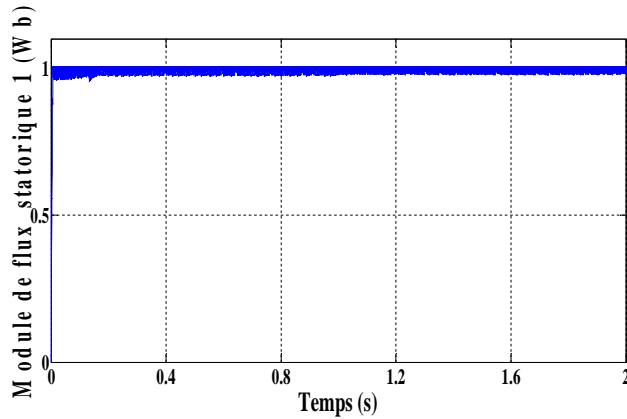
(d) Courant statoriqueis_alpha 2 et is_beta 2



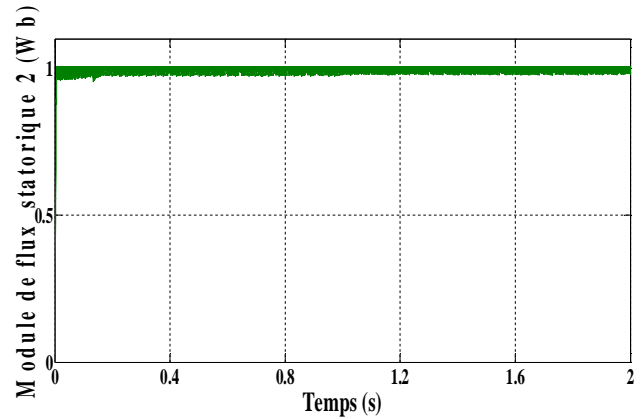
(e) Evolution du flux statorique 2 dans le repère (α,β)



(f) Evolution du flux statorique 1 dans le repère (α,β)



(g) Module de flux statorique 1



(h) Module de flux statorique 2

Figure 3.9 Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE

3.11.2 Interprétation

Les performances du contrôleur DTC dans des conditions de fonctionnement normales sont évaluées. La vitesse de référence est réglée sur 100 rad/s. La figure 3.9 résume les résultats obtenus lorsqu'un changement du couple de charge est appliqué.

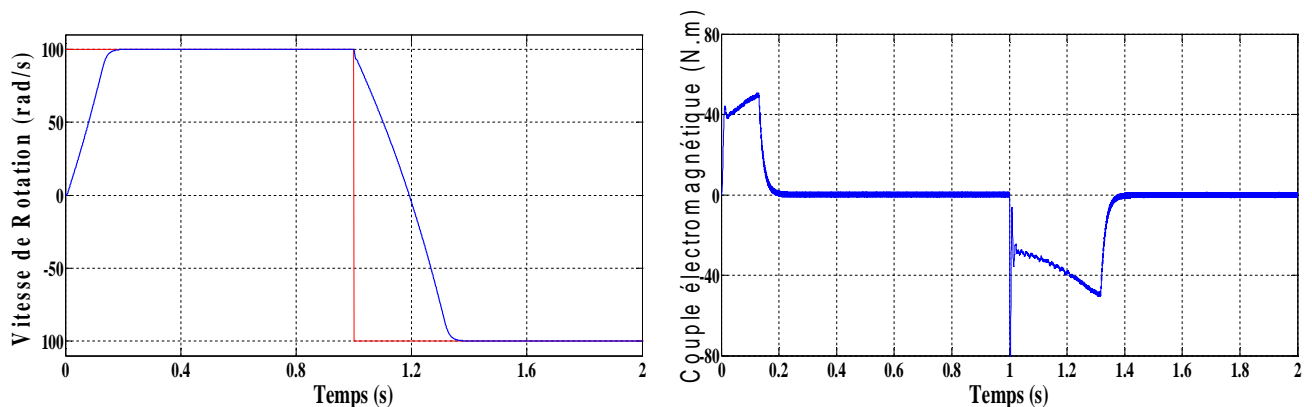
Les figures 3.9a et 3.9b montrent la réponse en vitesse et en couple, où l'on peut observer que l'allure de vitesse suite parfaitement et sans dépassement sa référence tout on observe une légère baisse de vitesse, bien que le contrôleur gère avec succès la perturbation, tandis que les flux statoriques 1 et 2 dans le plan $\alpha - \beta$ produisent une trajectoire circulaire en régime permanent avec un module de flux égale au flux de référence, la dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges, comme illustré dans les graphiques de la figure 3.9 e, f, g et h, respectivement.

On peut remarquer des oscillations remarquables au niveau de couple et de flux, ces oscillations on fait dues à l'effet des correcteurs d'hystérésis, quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ces oscillations traduisent par des bruits acoustiques accrus, en outre, la fréquence de commutation risque de dépasser les limites des organes utilisés, c'est l'inconvénient major de la DTC.

3.11.3 Tests de robustesses

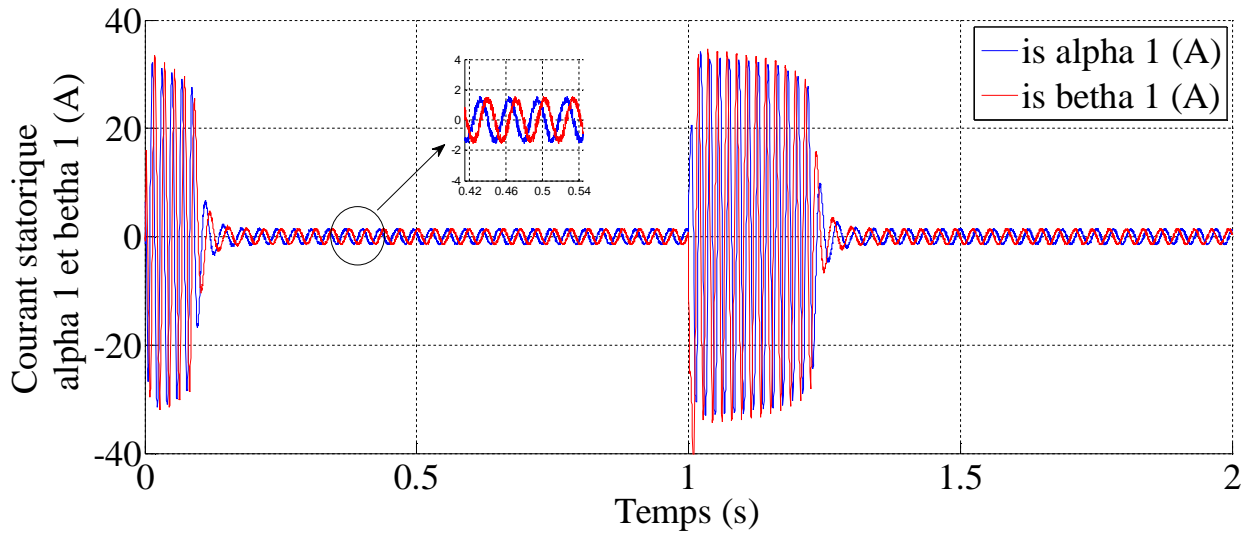
Différents tests ont été effectués dont le but de tester la performance de la commande directe du couple, appliquée à la MASDE commençons par le test de variation de vitesse. L'étude théorique et mathématique de la DTC mène à l'hypothèse que la résistance statorique est négligée pour les vitesses élevées, cette hypothèse n'est plus vérifiée si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses et moyenne vitesses ou dans des conditions de fonctionnement influent sur la résistance statorique, un test de variation des résistances statoriques a été fait. Le troisième test est un test de variation de moment d'inertie visé l'influence de cette variation sur le régulateur de vitesse et par conséquent sur la commande

3.11.3.1 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse

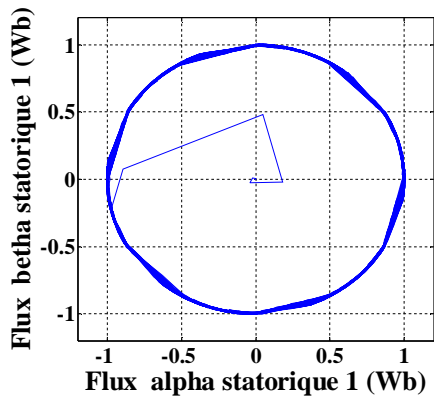


(a) Vitesse Rotorique ω_r (rad/s)

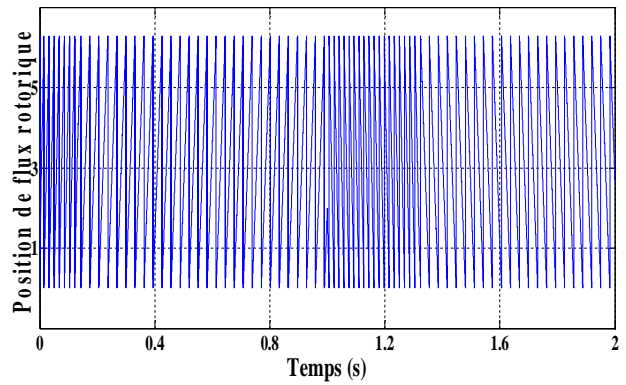
(b) Couple électromagnétique C_e



(c) Courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ dans le stator 1



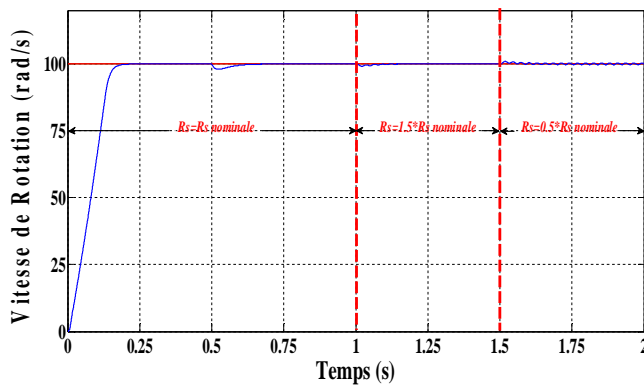
(d) Flux statorique dans le repère (α, β)



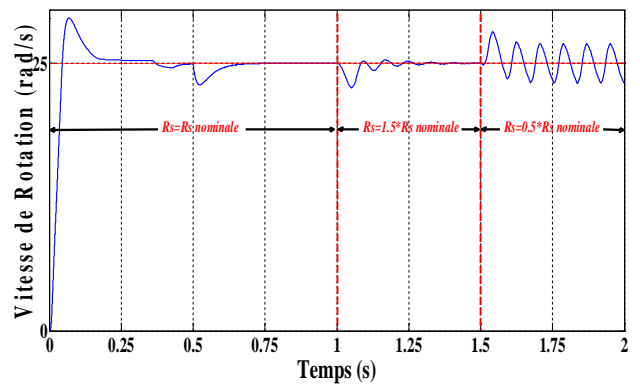
(e) position de flux statorique 1

Figure 3.10 Résultats de simulation de la variation de la vitesse de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE

3.11.3.2 Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique

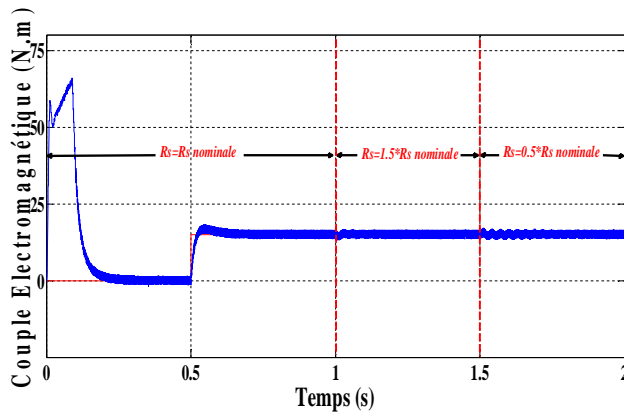


(a-1) $\omega_{réf} = 100$ (rad/s)

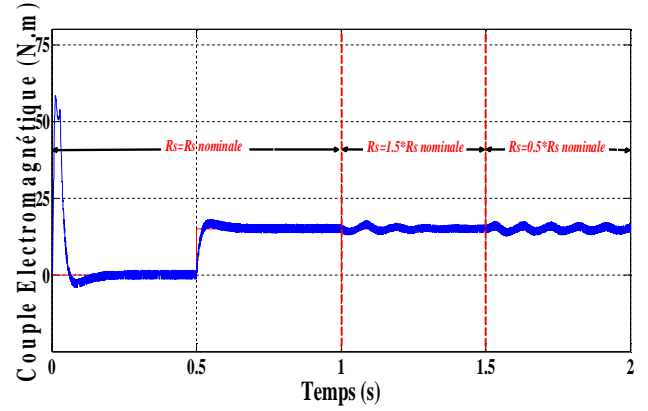


(a-2) $\omega_{réf} = 25$ (rad/s)

(a) Influence de la variation de la résistance statorique sur la vitesse de rotation ω_r

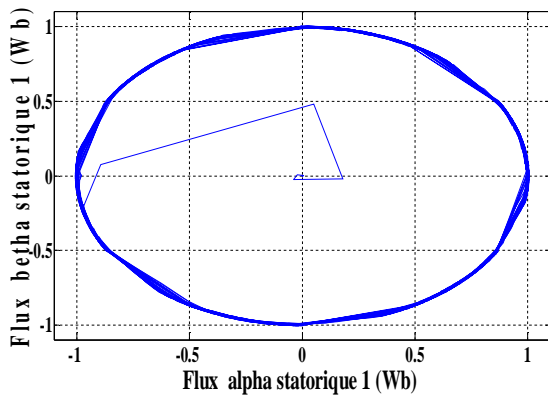


(b-1) $\omega_{réf} = 100$ (rad/s)

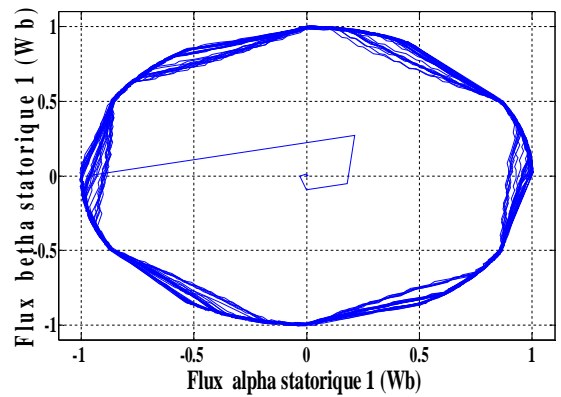


(b-2) $\omega_{réf} = 25$ (rad/s)

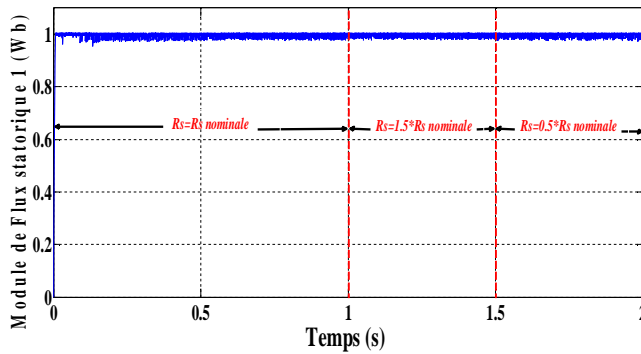
(b) Influence de la variation de la résistance statorique sur le couple électromagnétique



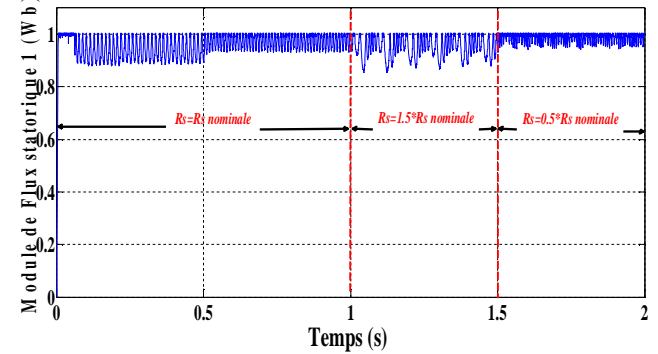
(c-1) $\omega_{réf} = 100$ (rad/s)



(c-2) $\omega_{réf} = 25$ (rad/s)

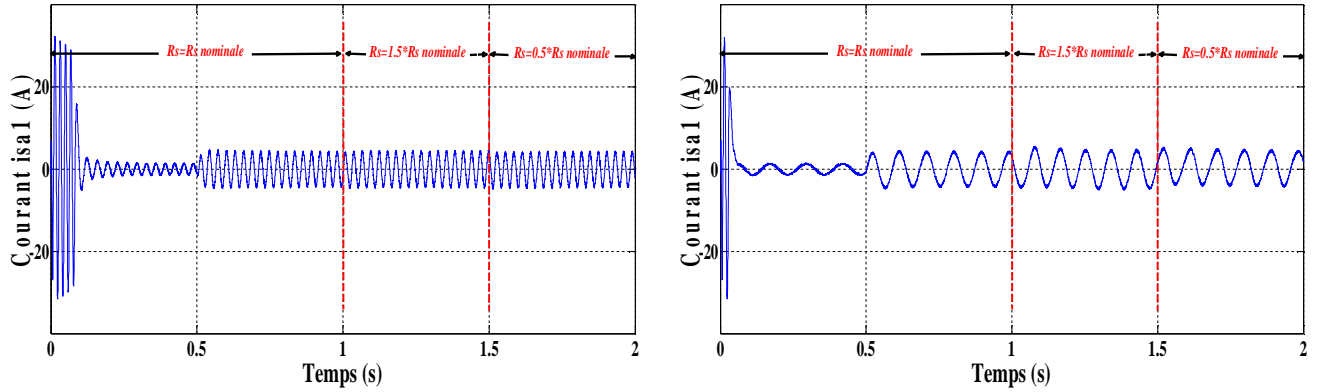


(c-3) $\omega_{réf} = 100$ (rad/s)



(c-4) $\omega_{réf} = 25$ (rad/s)

(c) Influence de la variation de la résistance statorique sur le flux statorique



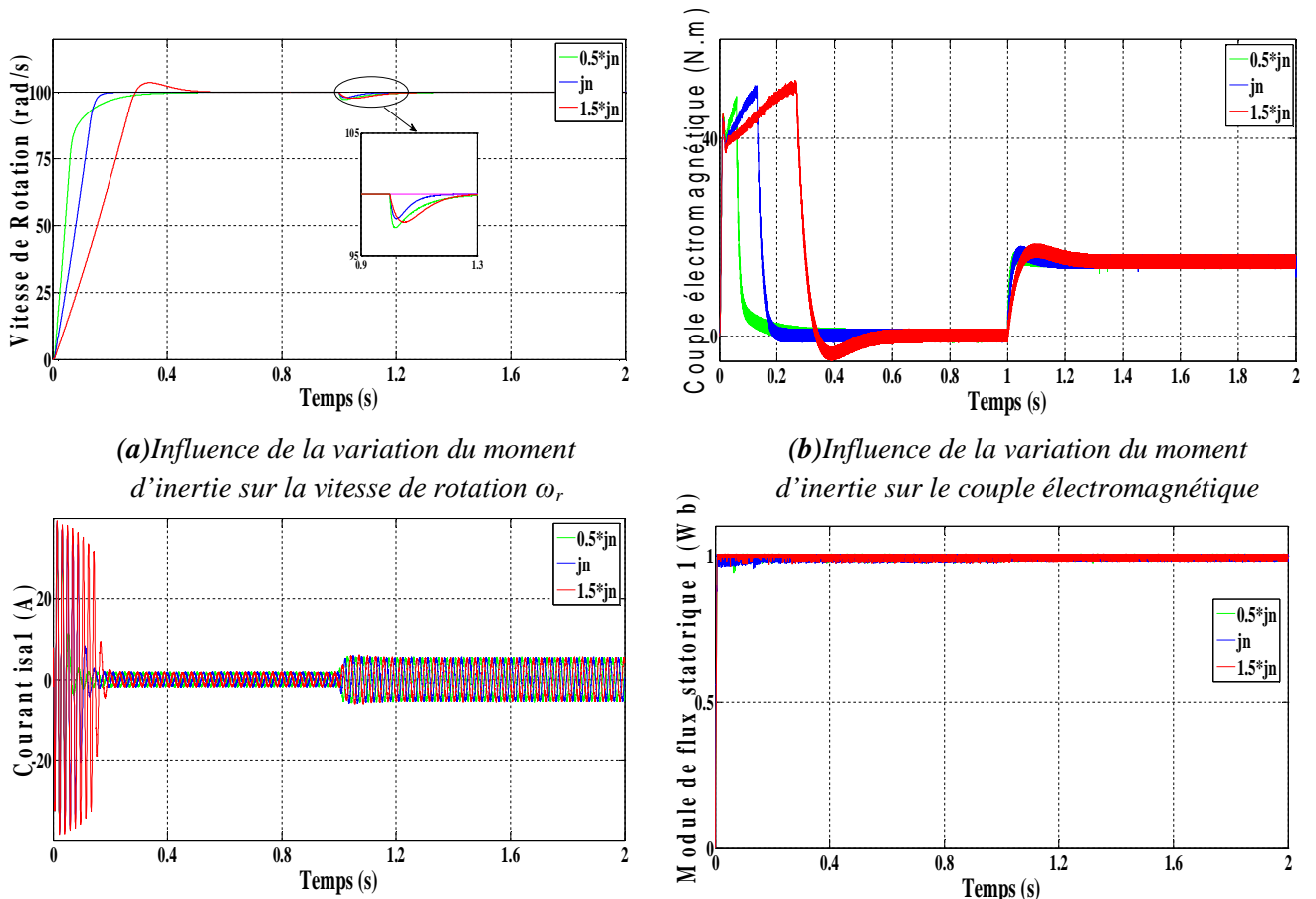
(d-1) $\omega_{réf} = 100$ (rad/s)

(d-1) $\omega_{réf} = 25$ (rad/s)

(d) Influence de la variation de la résistance statorique sur les courants statorique

Figure 3.11 Résultats de simulation de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE
Test de robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance statorique

3.11.3.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie



(a) Influence de la variation du moment d'inertie sur la vitesse de rotation ω_r

(b) Influence de la variation du moment d'inertie sur le couple électromagnétique

(c) Influence de la variation du moment d'inertie sur le courant is_{a1}

(d) Influence de la variation du moment d'inertie sur le flux statorique Φ

Figure 3.12 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

Interprétation

Un test d'inversion de vitesse a été effectué pendant le fonctionnement à vide, la vitesse de référence est passée de 100 à -100 rad/s. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.10, où l'on peut voir une performance adéquate de la vitesse du moteur, figure 3.10a. Les formes d'onde des flux des stators et des courants statoriques dans le plan $\alpha - \beta$ sont illustrées, voir respectivement figure 3.10c, d et f.

La figure 3.11 montre les résultats obtenus lors d'une variation de la résistance statorique (stator 1 et 2) pour une vitesse de 100 rad/s (vitesse élevée) et pour 25 rad/s (basse vitesse), nous proposons également de simuler le système pour une augmentation de 50% par rapport à sa valeur nominale entre 1 et 1.5s puis une diminution de 50% à partir de l'instant $t=1.5s$ jusqu'à $t=2s$ pour les deux vitesses. Ces résultats montrent clairement l'influence de la résistance statorique sur le comportement magnétique de la machine pour les basses vitesses ou le module de flux statorique perde la stabilité avec l'augmentation de la valeur de la résistance cette perturbation influe également sur les réponses mécanique c-à-d la vitesse et le couple, cependant la diminution de sa valeur a moins d'influence sur le flux c'est dû probablement à la diminution de la chute de tension $R_s \cdot i_s$. Contrairement à la basse vitesse l'influence de la variation de la résistance statorique sur le flux n'est pas assez remarquable pour les grandes vitesses, alors ce test justifie l'hypothèse que la résistance statorique est négligée pour les vitesses élevées

La figure 3.12 montre l'influence de la variation de moment d'inertie sur la réponse de la machine et particulièrement sur la réponse mécanique vitesse et couple, nous avons également simulé le système pour trois valeurs J_n , $1.5 \cdot J_n$ et $0.5 \cdot J_n$ ou J_n présente la valeur nominale du moment d'inertie. La figure 3.12a montre que Le système répond plus lentement avec des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment mais son dépassement par contre pour les valeurs supérieures à la valeur nominale ou en remarque un dépassement de la vitesse, mais dans les trois cas, les allures montrent que la vitesse suit la référence avec une légère perturbation qui va être composé rapidement grâce à l'efficacité du correcteur utilisé.

3.12 Conclusion

Ce chapitre présente une étude générale de la commande directe de couple de l'entraînement d'un moteur asynchrone double étoile. Le modèle utilisé pour le contrôle et les principaux concepts de la stratégie DTC ont d'abord été introduits. La DTC utilise des contrôleurs d'hystérésis séparés pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique, et une table de commutation pour la sélection des vecteurs de tension. La régulation de la vitesse dans la boucle de contrôle externe a été effectuée à l'aide d'un contrôleur PI anti-saturation (PI anti-

windup controller), les exigences des régulateurs du courant, régulateur PI de flux et de couple sont éliminées, ce qui améliorera sans aucun doute les performances du système, en outre de la simplicité et la robustesse de la commande, l'algorithme de calcul ne dépend que de la variation de la résistance statorique et par conséquent elle apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse. Les résultats de simulation ont montré que la DTC_MASDE présente des très bonnes performances que soit au niveau des grandeurs mécanique ou électriques, Nous avons pu étudier alors, la robustesse de cette commande et évaluer l'influence de la variation de certains paramètres. Il est important de bien connaître certains paramètres du système étudié, et plus particulièrement la résistance statorique, On a montré en effet, que pour des basses vitesses, l'influence du terme résistif doit être prise en compte. On outre, le choix judicieux des coefficients des régulateurs PI conduit à un excellent résultat en termes de rapidité de réponse, à des perturbations réduites sur la vitesse mécanique calculée et à un bon découplage de la dynamique de contrôle du couple qui assure une excellente dynamique du couple. Cependant et malgré cela, le régulateur PI reste relativement sensible au changement paramétrique de la machine, pour cela nous cherchons dans le prochain chapitre à utiliser autres régulateurs de vitesse intelligents, plus performant et plus efficaces avec plus d'indépendance par rapport au changement des paramètres de la machine associés à la DTC d'une MASDE.

Commande DTC par Mode Glissant d'ordre deux de la Machine Asynchrone Double Etoile

4.1	Introduction	64
4.2	Principe de la commande par mode de glissement des Systèmes à structure variables	65
4.3	Choix de la Surface de glissement.....	66
4.4	Conditions d'existence et de la convergence du mode glissant	67
	4.4.1 Approche Directe.....	67
	4.4.2 Approche de Lyapunov.....	68
4.5	Loi de Commande.....	68
4.6	De la commande Mode glissant un à la commande Mode glissant deux.....	70
4.7	Mode Glissant d'Ordre supérieur	71
4.8	Commande par Mode glissant d'ordre deux	72
	4.8.1 Algorithme du Twisting.....	74
	4.8.2 Algorithme Sous-Optimal	75
	4.8.3 Algorithme de Super Twisting	75
4.9	Application du contrôle du mode glissant sur le contrôle direct du couple d'une MASDE.....	76
	4.9.1 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de premier ordre (SMC).....	76
	4.9.2 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de deuxième ordre (SOSMC).....	76
4.10	Simulation de la DTC_SMC et la DTC_SOSMC de la MASDE.....	78
	4.10.1 Simulation de la DTC_SMC.....	78
	4.10.2 Simulation de la DTC_SOSMC.....	80
	4.10.2.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge	80
	4.10.2.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse	81
	4.10.2.3 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Statorique.....	83
	4.10.2.4 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l'Inertie	84
4.11	Conclusion	85

4.1 Introduction

Les contrôleurs de type PI souffrent de sensibilité aux variations des paramètres du moteurs et lorsqu'ils changent avec la température et la saturation magnétique les performances du moteur se détériore, Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que les méthodes adaptatives ou de stabilité absolue, mais également la technique des modes glissants. Cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé au milieu de ce siècle en Union Soviétique. [Lag19]

Plusieurs recherches ont été effectuées sur les aspects théoriques et pratiques du contrôle du mode glissant [Chr98] [Utk09] [Bar08]. En raison de sa fonction de réduction de l'ordre et de son insensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres du système, la commande de mode glissant est une technique principalement appropriée pour gérer des systèmes non linéaires avec une dynamique et des perturbations indéterminées. En outre, la commande mode glissant peut réduire la complication de la conception de la commande de rétroaction en découplant le système en sous-systèmes autonomes de dimension inférieure.

L'objectif essentiel de la commande du mode glissant est d'imposer le mouvement du mode glissant dans les surfaces de commutation dans l'espace d'état du système à l'aide d'une commande discontinue. Le collecteur de commutation ou les surfaces de discontinuité doivent être choisis de telle sorte que le mouvement de glissement montre la dynamique de mouvement souhaitée en stratification avec une condition de performance spécifique.

Comme indiqué précédemment, il y a deux caractéristiques essentielles à la réalisation de cette motion. Premièrement, l'application du mode glissant entraîne une réduction de l'ordre du système. Cette réduction peut entraîner la simplification et le découplage des procédures de conception, cet avantage du mode glissant est particulièrement utile en particulier dans le cas de systèmes dynamiques non linéaires d'ordre élevé. La deuxième caractéristique principale du mode glissant est la faible sensibilité aux perturbations et à la modification des paramètres du système. Par conséquent, le mode glissant supprime l'exigence d'une modélisation précise, en particulier avec les systèmes non linéaires qui fonctionnent dans des conditions de variation de paramètres et d'incertitude. Une raison supplémentaire de considérer le contrôle en mode glissant est que le comportement de contrôle discret se produit naturellement dans plusieurs systèmes physiques [Utk09].

Cependant, il souffre de certaines caractéristiques négatives, telles que les erreurs de régime permanent et dynamiques, les bavardages (chattering) et la fréquence de commutation variable

Le chattering est un mouvement à haute fréquence qui fait que les trajectoires d'état oscillent rapidement autour de la surface de glissement. Ce phénomène peut entraîner une dégradation de l'efficacité du système, ou pire encore, il peut entraîner des dommages rapides aux pièces mécaniques du système. Actuellement, les principales solutions à cet inconvénient sont les observateurs asymptotiques et le contrôle du mode glissant d'ordre élevé.

Dans ce chapitre et selon les raisons expliquées ci-dessus, la conception d'un régulateur de vitesse en mode glissant appliqué à la DTC de la MASDE a été réalisée, en remplaçant le régulateur PI de la vitesse présenté dans le chapitre précédent par un régulateur de type mode glissant d'ordre un (SMC) puis d'ordre deux (SOSMC). On présente tout d'abord la théorie de la commande à structure variable par mode de glissement, les performances et la robustesse ont été validées par des simulations

4.2 Principe de la commande par mode de glissement des Systèmes à structure variables

Le réglage en mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés, est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. [Abd14] La technique des modes glissants consiste à emmener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre.

Considérons le système non linéaire multivariable décrit par les équations :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (4.1)$$

$$y = h(x, t)$$

Où :

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

g : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

La technique de contrôle par modes glissant peut être définie comme :

1. Trouver une surface de glissement $S(x, t) = 0 \in \mathbb{R}^m$ qui donne la convergence de la sortie y pour les références souhaitées ; et
2. La recherche d'une loi de commande en termes de nouvelle entrée interrompt $u_n(x, t)$:

$$u_n(x, t) = \begin{cases} u_n^+ & \text{si } s(x, t) > 0 \\ u_n^- & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

La commande est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre figure (4.1)

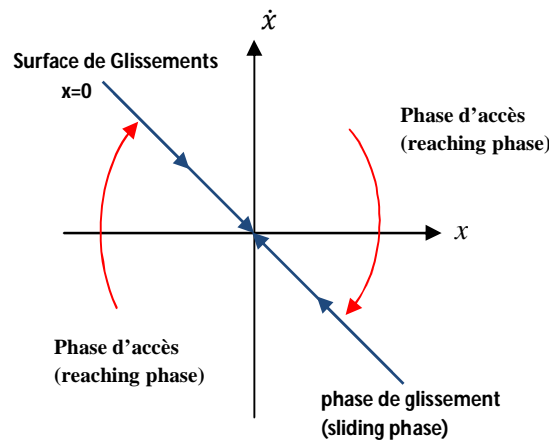


Figure 4.1 Principe de la commande en mode glissant

4.3 Choix de la Surface de glissement

La conception de SMC peut être réalisée en deux phases. La première phase consiste à déterminer la surface de commutation. Dans les applications d'ingénierie, l'erreur entre les objectifs de contrôle et les entrées de référence et sa dérivée est utilisée pour former la surface de glissement [Bek14].

La deuxième phase consiste à concevoir la loi de commande de manière à orienter la trajectoire du système vers la surface de glissement. La surface de glissement bien appliquée a été proposée par Slotine comme [Slo91], [Fna10].:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4.3)$$

Avec :

1. $e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - x_{ref}$
2. λ : est une constante positive.
3. r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Le polynôme caractéristique de cette surface doit avoir des pôles réels négatifs multiples. Cette surface est la plus pratique parce qu'elle a moins de paramètres de synthèse à régler. Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) & \text{si } r=1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) & \text{si } r=2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) & \text{si } r=3 \end{aligned} \quad (4.4)$$

$S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre λ_x (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande. [Bek14][Amm12]

4.4 Conditions d'existence et de la convergence du mode glissant

Les techniques de conception des commandes en mode glissant sont basées sur une procédure en deux étapes :

- phase d'accès (reaching phase), et
- phase de glissement

Les deux sont concernés par les concepts de stabilité / attractivité car :

- dans la première étape, la condition assurant les mouvements de glissement est une propriété de contraction (au moins localement autour du collecteur glissant),
- dans le second, le choix de la surface (procédure de mise en forme) est principalement lié à un problème de stabilisation : il faut calculer (ou "régler") les paramètres impliqués dans la forme de la surface de glissement de sorte que les mouvements de glissement atteignent certains problèmes de convergence et/ou de stabilisation.

On présente deux types de conditions qui sont [Ami12] :

4.4.1 Approche Directe

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme :

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

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation.

4.4.2 Approche de Lyapunov

Le but de la loi de commande est de conduire les trajectoires du système dans le collecteur glissant, puis de les maintenir dans le collecteur de glissement malgré les incertitudes présentes. En d'autres termes, le contrôleur doit réguler la variable glissante. Ceci est réalisé en fixant des conditions sur la loi de commande qui rendent la surface de glissement attrayante. Une telle condition est appelée condition d'accessibilité. La méthode directe de Lyapunov fournit un outil d'analyse de stabilité qui n'implique pas la résolution des équations différentielles. En gros, il indique que si l'on peut trouver une fonction définie $V > 0$ telle que la dérivée temporelle le long des trajectoires du système est négative, alors le système dynamique est stable. Le procédé est généralement utilisé pour concevoir une loi de commande qui rend la surface de glissement attrayante.

Le mode glissant doit exister en tous les points de la surface $S = 0$. Pour garantir que l'état du système reste en mode glissant après la phase d'accès, les conditions d'existence doivent être [Utk09] :

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

Pour réguler la variable glissante, considérons une fonction de Lyapunov définie positive

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.6)$$

Et sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (4.7)$$

Le but est de déterminer une loi de commande telle que $\dot{V}(x) < 0$ afin de conduire les états du système vers la surface en mode glissant, lorsque $S \neq 0$, \dot{V} est défini négatif. Par conséquent, pour la convergence en temps fini, la condition $\dot{V}(x) < 0$ assure une convergence asymptotique vers la surface de glissement.

4.5 Loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Il existe plusieurs méthodes dans la littérature pour la conception des contrôles. Les plus courants sont le contrôle par relais, la commande équivalente et commande par contre-réaction linéaire à gains commutés.

Le contrôle équivalent est la structure la plus utilisée pour le contrôle des machines électriques (Fig.4.2). Il est préférable par rapport à la commande par relais qui convient mieux à la structure des convertisseurs d'électronique de puissance

La conception du contrôle par mode glissant est principalement réalisée en deux parties. Le contrôle équivalent u_{eq} qui concernant la linéarisation exacte est ajouté à un autre terme de contrôle appelé le contrôle discontinu u_n concernant la stabilité afin de garantir que la trajectoire d'état atteint et reste sur la surface de commutation.

L'expression de la loi de contrôle est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n \tag{4.8}$$

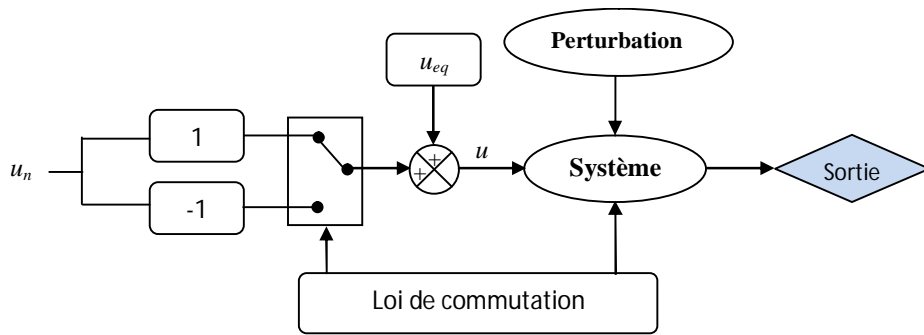


Figure 4.2 Structure de la Commande Equivalente.

En considérant le système d'état :

$$\dot{x} = A(x) + B(x) u \tag{4.9}$$

$\dot{S} = 0$ est une condition nécessaire pour que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation et la commande équivalente est obtenue en reconnaissant que $S = 0$ [Hun93].

La dérivée de la surface de glissement est donnée par

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{4.10}$$

En remplaçant (4.9) et (4.10) par l'équation (4.8) on obtient la commande équivalente u_{eq} :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n \tag{4.11}$$

La commande équivalente est définie pendant la phase de glissement et le régime permanent

$$S = \dot{S} = 0 \text{ et } u_n = 0 \tag{4.12}$$

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \tag{4.13}$$

Cette équation montre que l'existence d'une matrice inverse est nécessaire, ce qui signifie la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0 \tag{4.14}$$

En remplaçant (4.13) dans Eq (4.11), la nouvelle expression de surface glissante devient :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n \quad (4.15)$$

La commande discontinue u_n est déterminé pendant l'état de convergence et doit garantir la condition de convergence à temps fini $S \cdot \dot{S} < 0$ qui est donnée par :

$$S \cdot \dot{S} = S \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n < 0 \quad (4.16)$$

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

La commande discontinue est définie comme un terme de commutation formé par le signe de fonction de relais (S) multiplié par un coefficient constant K.

La fonction relais est définie par :

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} +1 & \text{si } S \geq 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$u_n = -K \text{sign}(S) \quad (4.18)$$

Le coefficient K doit être positif pour assurer la condition de convergence

4.6 De la commande mode glissant un à la commande mode glissant deux

Dans les sections précédentes on a vu que la commande par mode de glissement présente de nombreux avantages, notamment la propriété d'invariance (insensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres du système) et la simplicité de mise en œuvre du contrôleur lui-même. Dans toutes les implémentations pratiques, certains problèmes potentiels importants doivent être rencontrés lors de l'utilisation de SMC, Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence, Broutement ou chattering (figure 4.3).

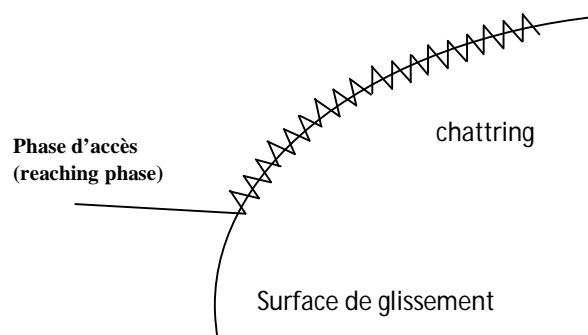


Figure 4.3 Phénomène de chattering

Ce phénomène est un inconvénient car, même s'il est filtré en sortiedu processus, il peut exciter des modes haute fréquence non modélisés, ce qui dégrade les performances du système et peut même conduire à une instabilité[Lit18]. Le Broutement (chattering) entraîne également une forte usure des pièces mécaniques en mouvement et des pertes de chaleur importantes dans les circuits électriques. C'est pourquoi de nombreuses procédures ont été conçues pour réduire ou éliminer ce Broutement. L'un d'eux consiste en un schéma de régulation dans un voisinage de la surface de commutation qui, dans le cas le plus simple, consiste simplement à remplacer la fonction sign par une approximation continue avec un gain élevé dans la couche limite : par exemple, les fonctions sigmoïdes, ou des fonctions de saturation comme le montre la figure 4.4 [Sou12], [Lag19]. Cependant, bien que les Broutements puissent être supprimés, la robustesse du mode glissant est également compromise. Une autre solution pour faire face aux chattering est basée sur la théorie récente des modes de glissement d'ordre supérieur

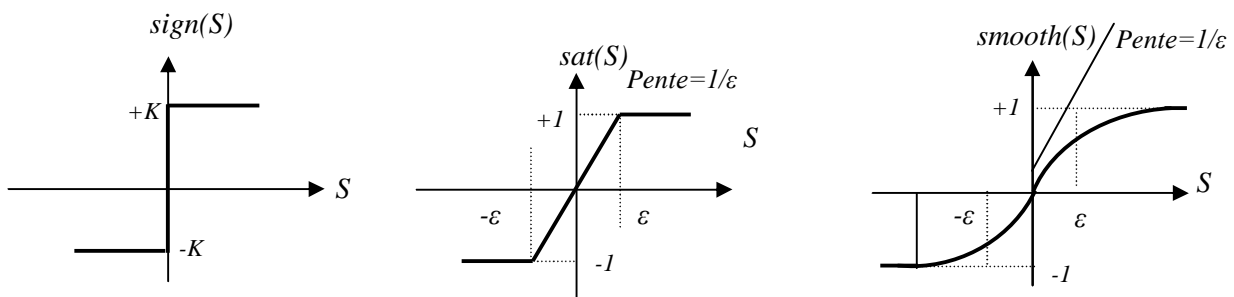


Figure 4.4 Fonctions $sign(s)$, saturation et $smooth(s)$

4.7 Mode Glissant d'Ordre supérieur

Comme indiqué précédemment, outre sa faible sensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres du système, le mode glissant du premier ordre présente un inconvénient très sérieux, à savoir les phénomènes de chattering. Bien que plusieurs méthodes aient été présentées pour traiter ce problème [Lev98] [Fri99] la précision et la robustesse du mode glissant ont été quelque peu négligées. Au lieu de modifier la première déviation de la variable glissante comme dans la condition des modes glissants du premier ordre, le mode glissant d'ordre supérieur est basé sur l'exploitation des dérivées temporelles d'ordre supérieur des déviations de l'installation par rapport à la contrainte aux limites [Bar98]. Comme dans le cas des modes de glissement du premier ordre, la Commande par Mode Glissant d'Ordre supérieur présente l'avantage de la robustesse. De plus, il a l'avantage supplémentaire d'atténuer ou même parfois d'éliminer le chattering.

La commande par mode de glissement d'ordre un basé sur l'annulation de la première dérivée de la surface de glissement \dot{S} , de même, Un régime glissant d'ordre supérieur 'r' agit sur les r-1 premières dérivées successives de la variable de glissement S^{r-1} , cela nous donne une précision d'ordre 'r' sur la convergence du système [Bou14]

Le calcul des dérivées successives de la variable de glissement S le long d'une trajectoire d'un système discontinu, aboutit pour un ordre donné, à une discontinuité. Il est donc possible de classer les taux de reptation d'ordre supérieur en fonction du nombre de dérivés successifs r de la surface S_r . Ce nombre est appelé l'ordre glissant et détermine le degré de fluidité du système. L'ordre r^{ème} du système est déterminé par l'équation :

$$S = \dot{S} = \dots S^{(r-1)}$$

L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes *r-glissant* est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Par exemple, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre 3 par rapport à S, on aura besoin de la connaissance de S, \dot{S} et \ddot{S} , et ainsi de suite, une bonne solution à ce problème sont les modes glissants du second ordre (SOSM), les algorithmes du Twisting et Super Twisting ils ont la capacité de stabiliser le système ayant un degré relatif deux, ce sont les techniques les plus utilisées par les chercheurs et elles sont implémentées en temps réel sans trop de difficultés.

4.8 Commande par Mode glissant d'ordre deux

Le contrôle du mode glissant du premier ordre a pour but de forcer l'état à se déplacer sur la surface de commutation $S(t) = 0$.

Dans la commande en mode glissant d'ordre supérieur, le but est de forcer l'état à se déplacer sur la surface de commutation $S(t)=0$ et de garder ses (r-1) premières dérivées successives nulles [Mih09]. Dans le cas particulier de la commande de mode glissant du second ordre, l'objectif du contrôleur est de diriger à zéro non seulement la variable glissante S(t), mais aussi sa dérivée temporelle de premier ordre comme $S(t) = \dot{S}(t) = 0$

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (4.19)$$

La dérivée de S est donnée par : [ben13]

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \dot{x} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (4.20)$$

Ensuite la deuxième dérivée de S est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (4.21)$$

On pose :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (4.22)$$

On obtient l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \quad (4.23)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement S et \dot{S} :

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (4.24)$$

Si le degré relatif (DR) = 1 : Le système est décrit par l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \end{cases} \quad (4.25)$$

Si le degré relatif (DR) = 2 : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état, et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t, x, u) = a(t, x) b(t, x) u(t) \quad (4.26)$$

Où, $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$ et $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$ sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système du modèle (2.25) est représenté par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \end{cases} \quad (4.27)$$

Il existe plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. Les plus utilisés et applicable proposés dans la littérature sont [Lev98] [Kha03] [Fer09] [Mih09] [Eke10] :

4. Algorithme du twisting;
5. Algorithme sous-optimal ;
6. Algorithme du Super twisting.

4.8.1 Algorithme du Twisting

L'algorithme du Twisting, l'un des premiers algorithmes du mode glissant d'ordre deux connus, a été introduit par L.V. Levantovsky dans une publication russe en 1985. Dans un article de 1993 [Lev 93], il présente formellement l'ordre de glissement et le mode de glissement d'ordre supérieur comme concepts et il présente à nouveau l'algorithme du Twisting pour la première fois en anglais. La loi de contrôle de l'algorithme du twisting est définie par :

$$u = \begin{cases} -V_m \operatorname{sign}(s) & \text{si } S \cdot \dot{S} \leq 0 \\ -V_M \operatorname{sign}(s) & \text{si } S \cdot \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Pour assurer la stabilisation en temps fini ($S = \dot{S} = 0$), le bon choix de V_m et V_M doit être donné comme :

$$\begin{aligned} V_M &> V_m \\ V_m &> \frac{4 K_M}{S_0} \\ V_M &> \frac{C_0}{K_m} \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$K_M V_M - C_0 > K_M V_m + C_0$$

En supposant un système de second ordre :

$$\ddot{S} = \varphi(t, x) + \gamma(t, x)u \quad (4.30)$$

C_0 , V_m , K_M and S_0 son connu par :

$$|\varphi(t, x)| < C_0 ; 0 < K_m \leq \gamma(t, x) \leq K_M, s(t, x) < S_0$$

La trajectoire du système tourne (« twists ») dans le plan (S, \dot{S}) sous forme d'une spirale autour de l'origine et converge vers l'origine après avoir effectué un nombre infini de rotations comme présenté sur la Figure .4.5 [Raf09] ;

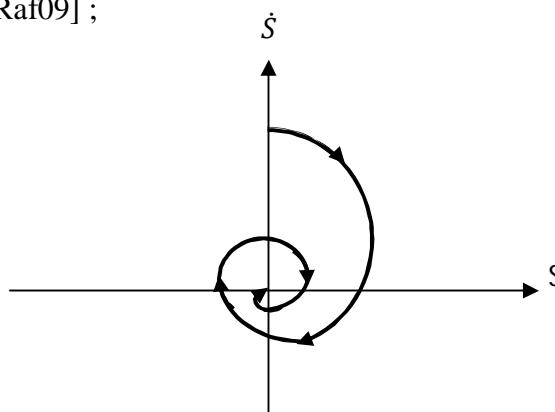


Figure 4.5 Trajectoire de phase de l'algorithme du twisting.

4.8.2 Algorithme Sous-Optimal

L'algorithme dit sous-optimal a été proposé par Bartolini, Ferrara et Usai en 1997[Bar97]. La loi de contrôle de cet algorithme est décrite par les expressions suivantes :

$$u = \begin{cases} -U \operatorname{sign}(S - \beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M)S_M \geq 0 \\ -\alpha \operatorname{sign}(-\beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M)S_M < 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

Où

$U > 0$ est la grandeur de commande minimale, $\alpha > 1$ est le facteur de modulation, β est le facteur d'anticipation et S_M est la valeur de S au dernier instant où $\dot{S} = 0$.

4.8.3 Algorithme de Super Twisting

Un autre algorithme, l'algorithme de super twisting, a été introduit par Levant en 1993, [Lev03]. Cet algorithme peut fournir un contrôle continu en utilisant uniquement les informations sur S et l'évaluation du signe de \dot{S} n'est pas nécessaire. La convergence de cet algorithme est également décrite par la rotation autour de l'origine du diagramme de phase (S, \dot{S}) . L'algorithme de super twisting a l'avantage sur les autres algorithmes de ne pas exiger les dérivées temporelles de la variable glissante. La loi de commande du Super-Twisting est formée de deux parties. Le premier u_1 est défini par sa dérivée par rapport au temps, tandis que le second u_2 est continu et selon la variable glissante [Eke12] [Kha03].

$$u_{ST}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (4.31)$$

Or

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -K \operatorname{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.32)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \operatorname{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \operatorname{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (4.33)$$

λ et K sont des gains positifs utilisés pour régler le contrôleur ST

La convergence des lois de contrôle peut être atteinte par un ajustement arbitraire de ces gains [Ras05]. Généralement, le gain λ est plus efficace dans la réponse du système. Le gain K a un effet sur la précision en régime permanent. Les conditions suffisantes pour une convergence en temps fini sont imposées par Levant [Lev03] comme :

En temps fini, les conditions suivantes sont données pour assurer la convergence des variétés glissantes [Lin13] [Bou17]

$$K > \frac{C_0}{K_m} > 0$$

$$\lambda^2 \geq \frac{4C_0 K_m (K + C_0)}{k_m^2 k_m (K - C_0)} \quad (4.34)$$

$$0 < \rho \leq 0.5$$

C_0 est défini comme les bornes positives de la fonction incertaine ϕ . K_m et K_M sont les bornes positives inférieure et supérieure de la fonction γ à la dérivée seconde de la variété glissante [Lev03; Ras05].

Le degré de non-linéarité peut être ajusté par le coefficient ρ qui est défini dans l'intervalle $(0 < \rho \leq 0,5)$. Il est principalement fixé à «0,5» pour se rendre compte que le maximum de contrôle du mode glissant de second ordre est atteint [Ras05]. Le système contrôlé peut être simplifié lorsqu'il dépend linéairement de la loi de commande.

La loi de contrôle ST est donnée par [Raf12]:

$$\begin{cases} u_{ST} = -\lambda|S|^{1/2} \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -K \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.35)$$

4.9 Application du contrôle du mode glissant sur le contrôle direct du couple d'une MASDE

4.9.1 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de premier ordre (SMC)

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

$$\begin{cases} S_{\omega_r} = \Omega^* - \Omega \\ \dot{S}_{\omega_r} = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \end{cases} \quad (4.36)$$

L'équation mécanique est donnée par

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_r \Omega) \quad (4.37)$$

Alors :

$$\dot{S}_{\omega_r} = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_r \omega_r) \quad (4.38)$$

Selon la théorie de mode glissant On peut écrire :

$$C_e = C_{eeq} + C_{en} \quad (4.39)$$

Avec le contrôle équivalent

$$C_{eeq} = f_r \Omega + C_r \quad (4.40)$$

Et la partie discontinue

$$C_{en} = K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) \quad (4.41)$$

4.9.2 Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de deuxième ordre (SOSMC)

Le couple de référence généré par le contrôleur de mode glissant du second ordre est donné par [abd17] :

$$C_{e_ref} = C_{eeq} + u_{ST} \quad (4.42)$$

La loi de commande de vitesse en mode glissant du deuxième ordre sera conçu par la combinaison de la commande équivalente et de la loi de commande de super Twisting. La conception du contrôleur de vitesse de super Twisting est donnée comme suit :

$$\begin{cases} u_{ST} = -\lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{1/2} \text{sign}(S_{\omega_r}) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) \end{cases} \quad (4.43)$$

λ_{ω_r} et K_{ω_r} sont les gains de l'algorithme du super twisting du contrôleur de vitesse, L'estimation des gains du contrôleur par l'équation (4.34) se révèle généralement très prudente et le contrôleur stabilise le système pour des gains moindres. Les valeurs exactes des gains du contrôleur sont obtenues par un réglage approprié.

Il n'y a que deux gains de contrôleur disponibles pour le réglage, à savoir λ_{ω_r} et K_{ω_r} . Avant le début du réglage, λ_{ω_r} et K_{ω_r} sont définis sur une petite valeur. L'accord commence par la considération de K_{ω_r} . Le gain K_{ω_r} est augmenté progressivement jusqu'à ce que des oscillations apparaissent dans le signal de vitesse. La valeur de K_{ω_r} est ensuite diminuée jusqu'à ce que la vitesse atteigne un état stable. Le λ_{ω_r} est réglé de la même manière.

La loi de contrôle de super twisting doit remplir la condition de stabilité de Lyapunov pour établir la stabilité du contrôle de vitesse. La dérivée de la candidature de Lyapunov est définie par :

$$S_{\omega_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} < 0 \quad (4.44)$$

On remplace cette équation dans (4.39) on obtient

$$\dot{S}_{\omega_r} = -\frac{1}{J} (\lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{1/2} \text{sign}(S_{\omega_r}) + \int K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) dt) \quad (4.45)$$

Et la condition de stabilité selon Lyapunov sera

$$S_{\omega_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} = -\frac{S_{\omega_r}}{J} (\lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{1/2} \text{sign}(S_{\omega_r}) + \int K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) dt) \quad (4.46)$$

$$\Rightarrow S_{\omega_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} = -\frac{\lambda_{\omega_r}}{J} |S_{\omega_r}|^{3/2} \text{sign}(S_{\omega_r}) - S_{\omega_r} \frac{K_{\omega_r}}{J} \int \text{sign}(S_{\omega_r}) dt \quad (4.47)$$

La condition de Lyapunov $S_{\omega_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} < 0$ est assuré seulement avec des coefficients λ_{ω_r} et K_{ω_r} positifs.

La figure 4.6 montre la structure globale de la stratégie DTC_MASDE avec un régulateur de vitesse en mode glissant de deuxième ordre

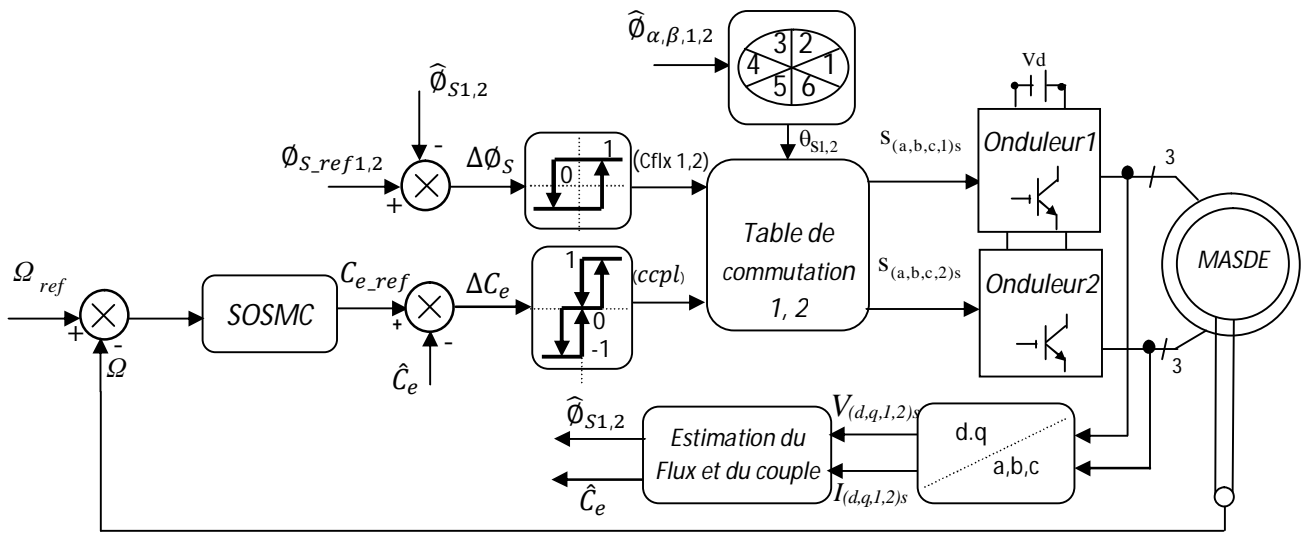
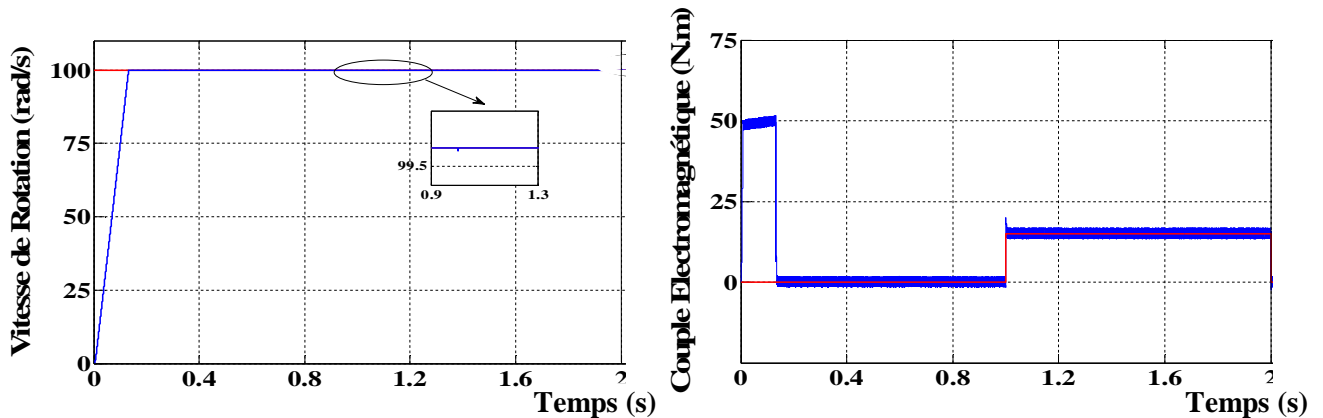


Figure 4.6 Schéma globale de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE

4.10 Simulation de la DTC_SMC et la DTC_SOSMC de la MASDE

Les performances de la commande DTC_SMC et la DTC_SOSMC ont été testées par simulation, Les simulations sont effectuées dans deux cas. Premièrement dans des conditions nominales, les figure 4.7 et 4.8 présente les résultats des deux techniques. Deuxièmement et afin de valider les performances des deux commandes, des tests de robustesse ont été présentés dans la figure 4.9, 4.10 et 4.11, à savoir les variations de la vitesse, la résistance statorique et le moment d'inertie. Nous avons limité ces tests à la DTC_SOSMC puisque les deux techniques ont le même principe donc le même comportement ce que concerne les variations paramétriques.

4.10.1 Simulation de la DTC_SMC



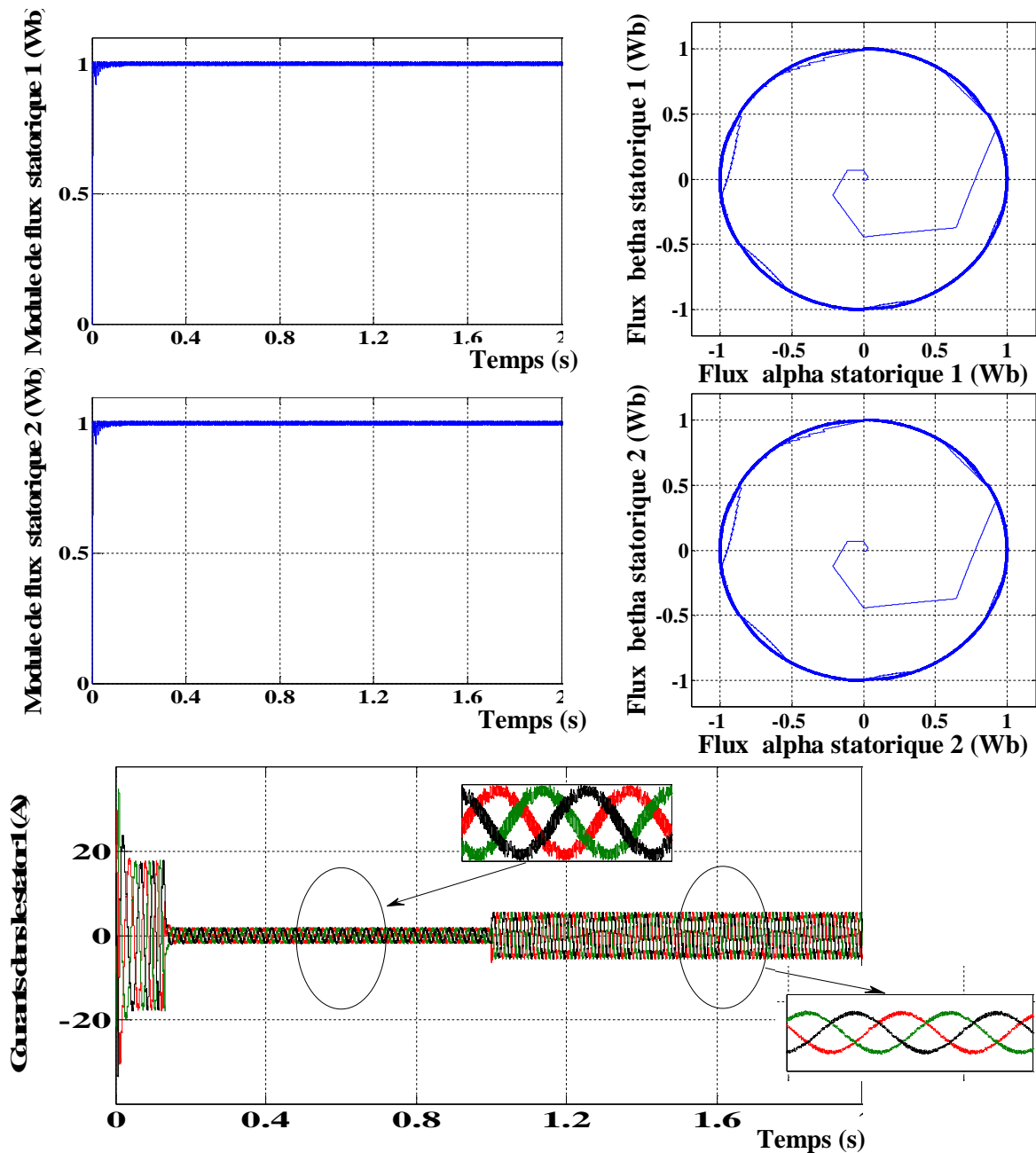


Figure 4.7 Résultats de simulation de la commande DTC_SMC d'une MASDE

La première allure de la figure 4.7 montre que la vitesse suit parfaitement la référence elle atteint le régime permanent dans 0.133 seconde. L'allure de la vitesse et du couple montrent que la DTC_SMC présente une très bonne dynamique au démarrage, même quand on charge la machine la réponse du couple montre clairement que le DTC_SMC fournit une réponse très dynamique et rapide pendant l'application du couple de charge, la chute de la vitesse est presque invisible, cela signifie l'efficacité et la rapidité du contrôleur SMC proposé. Les flux statoriques des deux stators ont été présentés, elles montrent respectivement l'amplitude du flux et la trajectoire circulaire. Les deux allures montrent que les flux suivent parfaitement la référence.

Ensuite, on présente la réponse du courant de phase de premier stator i_{s1} . Le courant présente une bonne forme d'onde sinusoïdale. La DTC_SMC présente un faible chattering après l'utilisation de la fonction de commutation sigmoïde dans la conception du SMC.

4.10.2 Simulation de la DTC_SOSMC

4.10.2.1 Démarrage et stabilisation avec application de charge

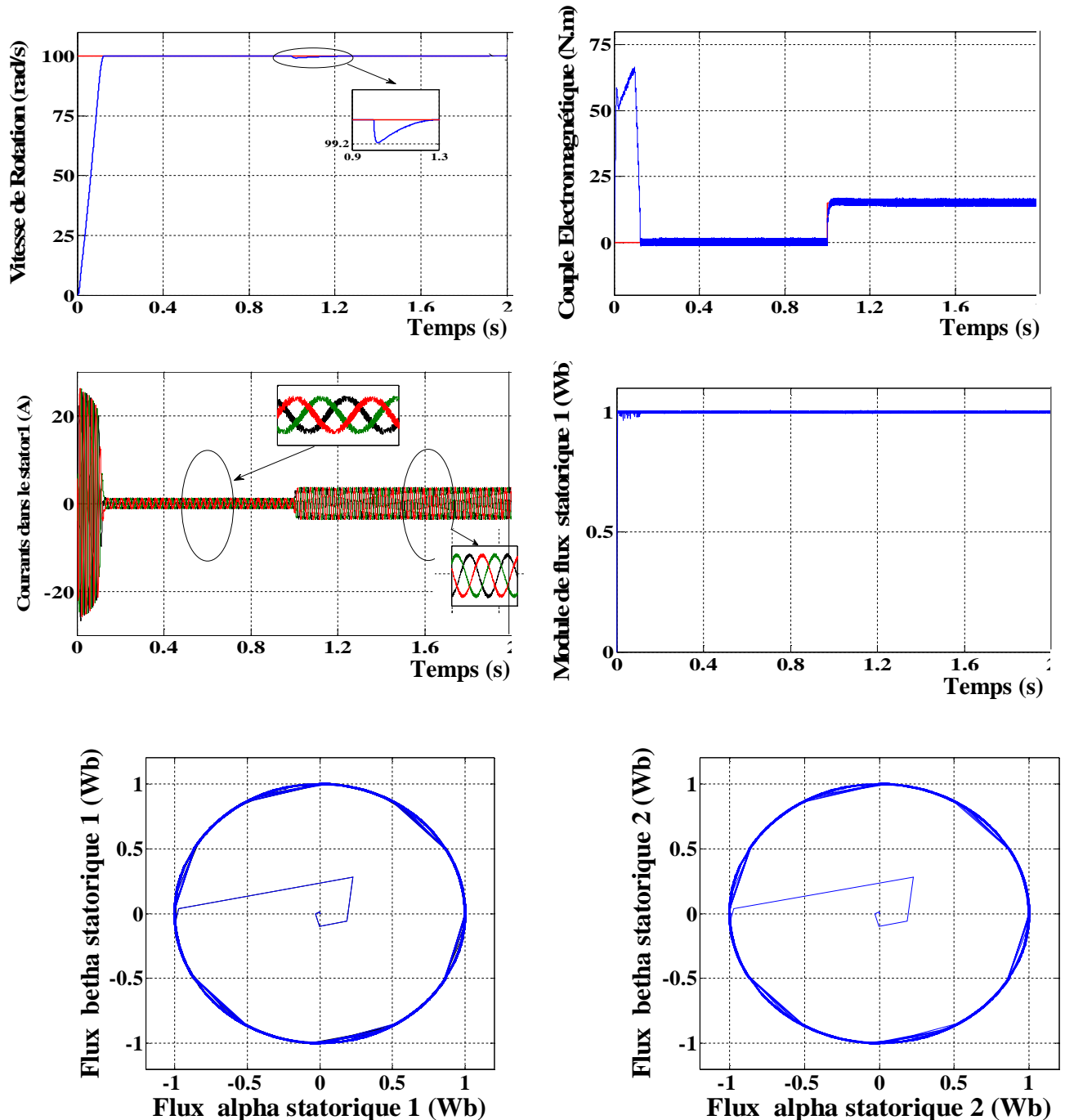


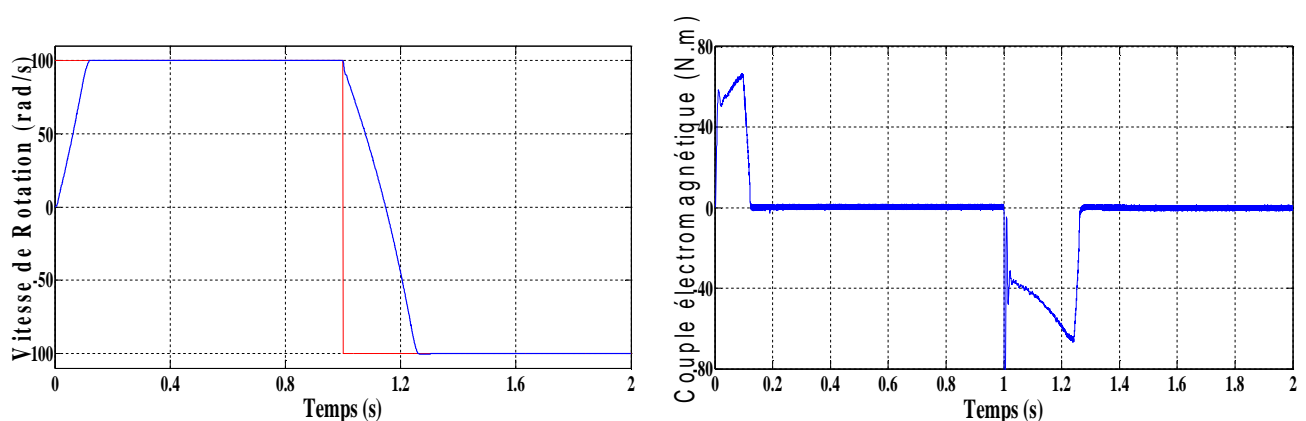
Figure 4.8 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE

La simulation de la commande DTC_SOSMC de la MASDE avec Simulink permet nous de visualiser les différentes grandeurs électriques et mécaniques pour quelques configurations classiques du fonctionnement de la MASDE dans des conditions ordinaires (paramètres interne et perturbation), nous en présentant ici celles relatives à un démarrage et à des perturbations du couple de charge durant le régime permanent.

Les différentes allures de la figure 4.8 montrent l'efficacité et la haute performance dynamique du régulateur SOSMC proposé. Pour le démarrage le flux statorique atteint rapidement sa valeur de référence, et la trajectoire du flux est pratiquement un cercle, la vitesse suit rapidement et parfaitement la consigne de la référence avec pratiquement aucun dépassement., l'allure du courant et du couple montre que lors du démarrage, la machine nécessite un courant très fort convenable avec l'état de démarrage de la machine, l'appel de ce courant est proportionnel au couple, après quelques instants le courant atteint son régime permanent et ce stabilise a une forme sinusoïdale.

Pour une perturbation de 15 N.m à l'instant $t=1$ second, le courant i_{s1} répond immédiatement en adoptant la nouvelle valeur adéquate afin que la vitesse puisse se maintenir à sa référence, on peut remarquer que la boucle de régulation de vitesse rejette rapidement la perturbation de charge appliquée, ceci est dû à la rapidité du régulateur proposé. Le couple de son tour suit parfaitement la valeur de consigne, il est clair que le DTC_SOSMC fournit une réponse dynamique rapide et robuste aux bruits extérieurs (couple de charge), une étude de comparaison entre différent régulateurs proposés dans ce travail sera présentée au chapitre 05

4.10.2.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse



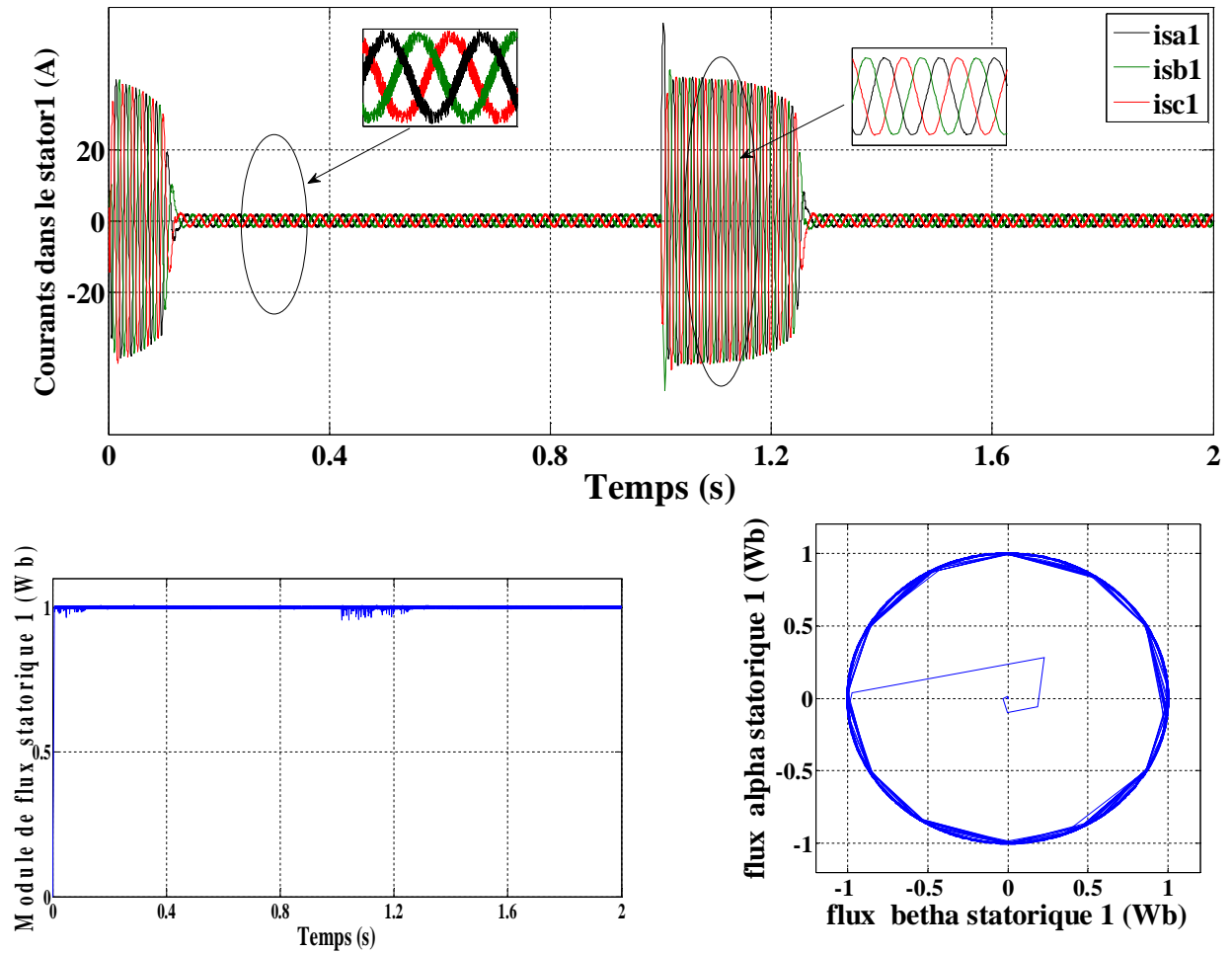


Figure 4.9 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation

Afin de montrer que le DTC_SOSMC peut fonctionner à différents points de vitesse. Un test d'inversion de vitesse a été effectué, la vitesse de référence varie de 100 à -100 rad/s, la figure 4.9 présente les allures de la vitesse de rotation, le couple, le courant et le flux.

Pendant la phase d'inversion, le régulateur de vitesse présente un comportement similaire à celui de l'état de démarrage, la réponse en vitesse et en couple montre une très bonne dynamique et un bon suivi de référence, l'allure de courant i_{s1} , montre une bonne forme d'onde sinusoïdale, le flux statorique également suit la référence avec un trajectoire circulaire.

4.10.2.3 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Statorique

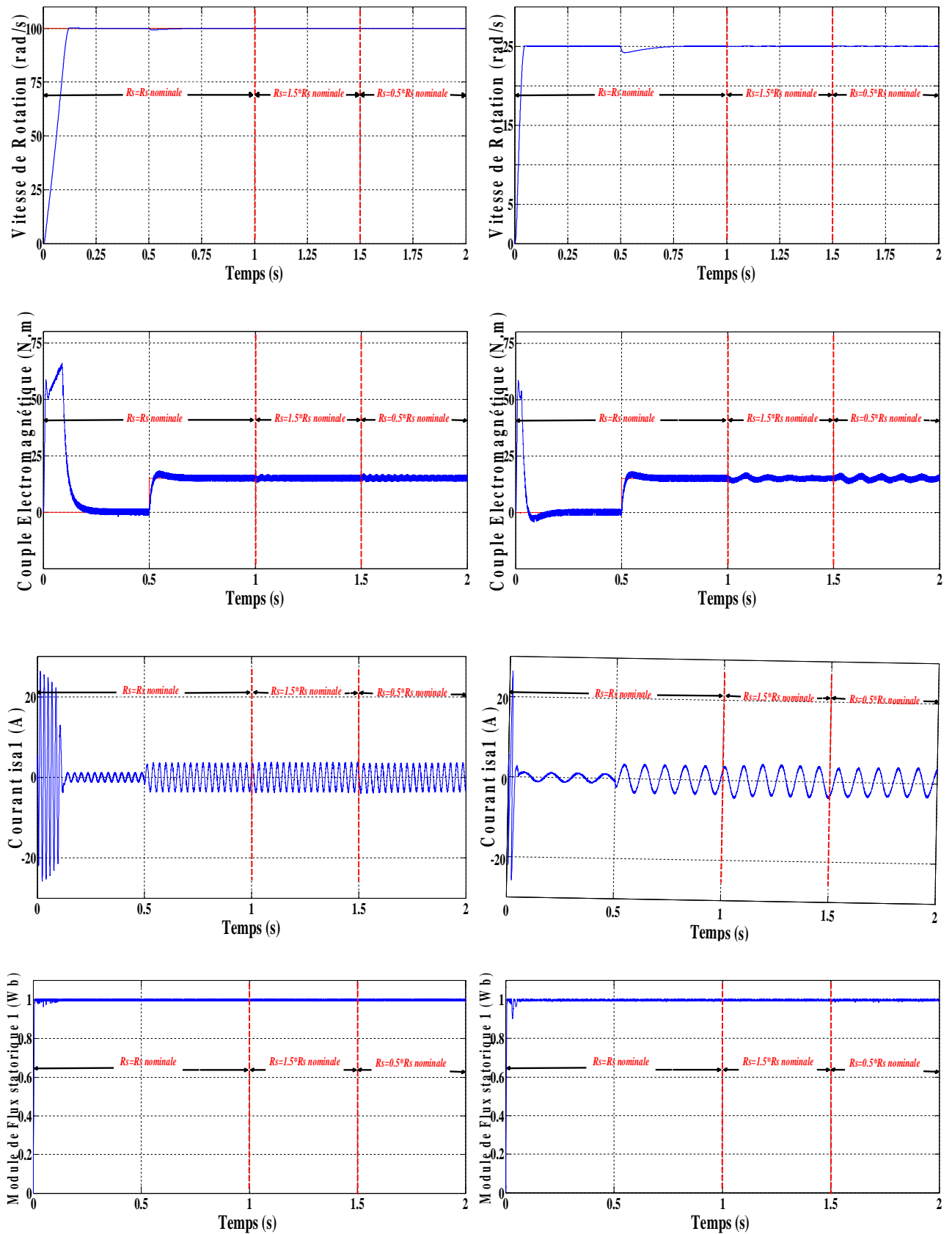


Figure 4.10 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE
Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE

Ce test de robustesse consiste à la variation la résistance statorique R_s , pour deux cas de fonctionnement, le premier à une vitesse de 100 rad/s puis à une basse vitesse de 25 rad/s et une charge nominale appliquée a $t=0.5s$. la résistance R_s augmente de 50% puis diminue de 50% de la valeur nominale.

Les allures de la figure 4.10 montrent la vitesse de rotation, le couple, le courant statorique de premier stator et le flux statorique amplitude et trajectoire

L'allure de la vitesse à 100 rad/s montre que la variation de la résistance statorique ne montre aucun effet considérable ni sur la réponse de vitesse ni la réponse du couple flux ou courant i_{s1} , pour la basse vitesse l'influence est légèrement remarquable par rapport au premier test, on peut dire que contrairement à l'utilisation des régulateur PI les performances de vitesse et couple restent acceptable dans ces conditions.

4.10.2.4 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de l'Inertie

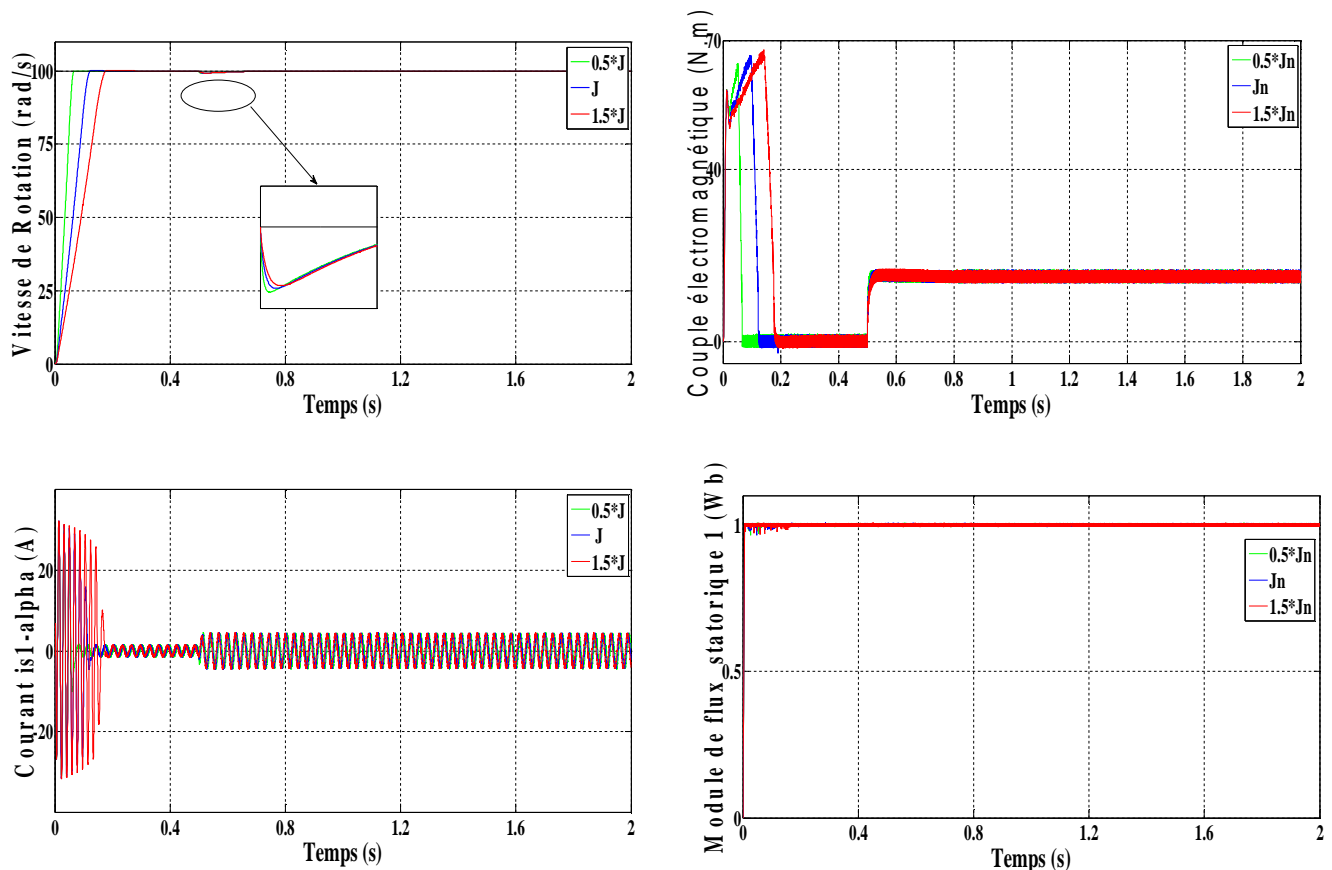


Figure 4.11 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE

Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

Afin de tester l'influence de la variation des paramètres mécanique sur la commande et le comportement de régulateur SOSMC, Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de $\pm 50\%$ de sa valeur nominale. La figure 4.11 montre la réponse de la machine pour différentes valeurs du moment d'inertie, les performances dynamiques restent inchangées et le régulateur garde sa robustesse, la réponse de système (vitesse et couple) est plus lente pour des valeurs supérieures à la valeur nominale de moment d'inertie et inversement aux valeurs inférieures à la valeur nominale, pour le flux et les courants on remarque que la variation n'a aucune influence sur ces grandeurs

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre, les notions de base relatives au contrôle du mode glissant d'ordre un et deux ont été présentées, afin de valider cette théorie de mode glissant, deux contrôleurs ont été développés, le premier est un SMC basé sur la théorie de mode glissant d'ordre un Alors que pour le second, il est basé sur l'algorithme de super-twisting. Des tests de robustesse du système de contrôle ont été effectués. La résistance statorique a été augmentée de 50% puis diminuée de 50% par rapport à la valeur nominale. Une telle augmentation correspond à une augmentation significative de la température de stator. Le contrôleur a quand même pu stabiliser l'erreur en présence de cette perturbation. Les résultats de simulation montrent une robustesse aux variations de paramètres interne de la machine et aux perturbations externes, un choix judicieux et optimale des gains liés à l'algorithme de super twisting assure une haute dynamique de système.

Chapitre 05

Commande DTC_Floue et DTC_FSOSMC de la Machine Asynchrone Double Etoile

5.1	Introduction.....	87
5.2	Principe de la logique floue.....	87
5.3	Ensembles flous.....	87
	5.3.1 Operations sur les Ensembles Flous.....	88
	5.3.2 Propriétés des ensembles flous.....	89
	5.3.3 Différentes formes de fonction d'appartenance.....	90
	5.3.3.1 Caractéristiques des ensembles flous.....	90
	5.3.3.2 Formes de fonction d'appartenance.....	90
5.4	Variables linguistiques.....	92
5.5	Les Règles Floues.....	92
5.6	Conception d'un contrôleur flou.....	93
	5.6.1 Système d'inférence floue (Fuzzy inference system FIS).....	93
	5.6.2 Mécanisme d'inférence.....	94
	5.6.3 Fuzzification.....	95
5.7	Commande DTC_Floue d'une MASDE.....	95
5.8	Conception de Contrôleur Flou de Vitesse (FLC).....	96
	5.8.1 Base de Connaissances (Table des règles).....	97
	5.8.2 Fuzzification.....	98
	5.8.3 Inférence.....	98
	5.8.4 Défuzzification.....	98
5.9	Résultats de simulation.....	98
	5.9.1 Démarrage et stabilisation avec variation de couple de charge.....	99
	5.9.2 Testes de robustesse.....	100
	5.9.3 Interprétation.....	102
5.10	Commande Hybride DTC_FSOSMC d'une MASDE.....	102
	5.10.1 Simulations et Interprétations des Résultats.....	102
	5.10.2 Testes de robustesse.....	104
5.11	Etude Comparative.....	106
5.12	Évaluation comparative résumée des régulateurs.....	109
5.13	Conclusion.....	109

5.1 Introduction

Le contrôle en logique floue (Fuzzy Logic Control) est un sujet de recherche actif dans la théorie de l'automatisation et du contrôle depuis les travaux de Mamdani [Mam74] proposés en 1974 sur la base de la théorie des ensembles flous de Zadeh (1965) pour traiter les problèmes de contrôle des systèmes qui ne sont pas faciles à modéliser [Ais07]. La commande floue fonctionne aussi bien pour les systèmes multidimensionnels non linéaires complexes, les systèmes avec un problème de variation des paramètres ou lorsque les signaux des capteurs ne sont pas précis. La commande floue est fondamentalement non linéaire et de nature adaptative, ce qui lui confère des performances robustes en cas de variation des paramètres et de perturbation de la charge ce qui signifie l'utilisation des régulateurs floue (à côté des autres contrôleurs intelligents) comme alternative aux régulateurs PI conventionnels sensibles aux changements paramétriques des systèmes. Les systèmes flous peuvent être aussi utilisés avec d'autres techniques de contrôle cela nous donne des régulateurs hybrides telles que les régulateurs floue-génétiques, floue_PI, floue-neurone, floue-Glissant ... etc.

Le travail présenté dans ce chapitre se divise en trois parties, une partie théorique qui présentera quelques aspects théoriques fondamentaux sur la logique floue, détaillant sa structure. La deuxième partie est consacrée à la conception de deux régulateurs de vitesse associés à la DTC_MASDE ou on remplace le régulateur PI par un régulateur floue puis un régulateur hybride floue-glissant d'ordre deux, le but de ces régulateurs est l'amélioration des performances et la robustesse de notre machine, les performances des systèmes DTC_FLOUE et DTC_FLOUE_MG2 de la MASDE seront prouvées et illustrées par des résultats de simulation, à la fin de ce chapitre on clôturera par une étude comparative entre les différents régulateurs proposés dans cette thèse.

5.2 Principe de la logique floue

La logique floue est une théorie qui intègre l'expérience, l'intuition, la connaissance et la nature imprécise de la prise de décision humaine à travers un ensemble de règles.

Une caractéristique très intéressante des systèmes flous est leur capacité pour traiter dans le même cadre les informations numériques et linguistiques. Cette caractéristique a rendu ces systèmes très utiles pour traiter les tâches de contrôle des experts.

5.3 Ensembles flous

Des informations et des expressions verbales vagues, ambiguës, qualitativement incomplètes, imprécises sont des caractéristiques humaines qui, en principe, ne sont pas comprises par les ordinateurs, puisque ces derniers traitent les données de manière exacte et bivalente : 0 ou 1.

La théorie des ensembles flous permet de tirer des conclusions et de générer des réponses sur la base de ces informations ambiguës et qualitativement mal définies, en traduisant les des degrés de vérité dans les déclarations de manière à ce que les ordinateurs puissent les traiter. Cette théorie décrit la notion classique d'ensembles traditionnels.

Dans la logique booléenne traditionnelle, un certain élément ne présente que deux possibilités, appartenant ou non à un ensemble, c'est-à-dire que vous pouvez posséder seulement deux valeurs 0 ou 1, ou simplement faux ou vrai. En revanche, la logique floue permet une représentation partielle d'un élément, un degré de qui pourrait être une valeur dans la gamme des nombres réels [0,1]. Cela veut dire que dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose ou un objet 'x' appartienne partiellement à un certain ensemble ; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Pour traduire au langage mathématique classique, nous parlerons d'un ensemble flou A sur un univers de discours U, et noterons $\mu_A(x)$ sa fonction d'appartenance

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0, 1] \\ u &\rightarrow \mu_A(u) \end{aligned} \tag{5.1}$$

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$$

Puisque l'univers de discours U est un ensemble continu ou discret, le sou ensemble flouA s'écrit généralement comme suit :

$$A = \begin{cases} \int_U \mu_A(x) / x & \text{si } U \text{ est continu} \\ \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) / x_i & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \tag{5.2}$$

Dans ces deux équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $x \in U$ avec leur fonction d'appartenance [Lag19]

5.3.1 Opérations sur les Ensembles Flous

Considérant trois ensembles flousA, B et Csur l'universUet leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ et $\mu_C(x)$.Pour un élémentxdonné de l'univers.

- **Intersection** : L'intersection de A et B est définie comme

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{5.3}$$

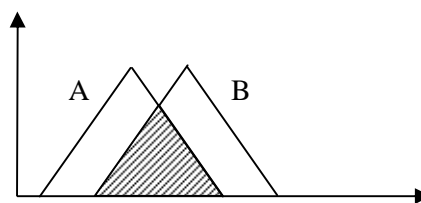


Figure 5.1 Intersection de deux fonctions triangulaires

- **Union** :L'union de A et B est définie comme

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{5.4}$$

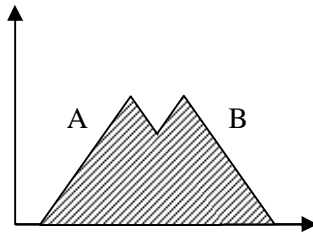


Figure 5.2 Union de deux fonctions triangulaires

- **Complément** : Le complément d'un ensemble flou A est défini comme

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{5.5}$$

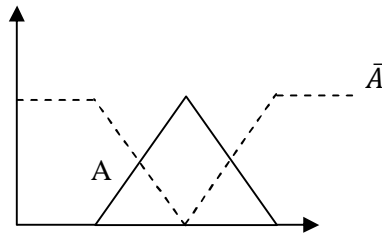


Figure 5.3 Complément d'une fonction triangulaire

- **Egalité** :Deux ensembles flous A et B sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de U tel que :

$$A = B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) = \mu_B(x) \tag{5.6}$$

- **Inclusion** : on dit que A est inclus dans B ($A \subset B$) si pour n'importe quel élément x de U , x appartient toujours moins à A qu'à B. On a:

$$A \subset B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \tag{5.7}$$

5.3.2 Propriétés des ensembles flous

Les propriétés de l'ensemble classique conviennent également aux propriétés des ensembles flous[Siv07]. Parmi les propriétés importantes de l'ensemble flou figurent :

- **Commutativité**
- **Associativité**
- **Distributivité**
- **Identité**
- **Transitivité**
- **Involution**

5.3.3 Différentes formes de fonction d'appartenance

5.3.3.1 Caractéristiques des ensembles flous

La « forme » de la fonction d'appartenance est un critère important à prendre en considération. Il existe différentes méthodes pour former des fonctions d'appartenance mais la caractéristique de ces fonctions est définie par trois propriétés (figure 5.1) :

- Noyau : $\mu_A(x)=1$
- Support : $\mu_A(x)>0$
- Bordures : $0<\mu_A(x)<1$

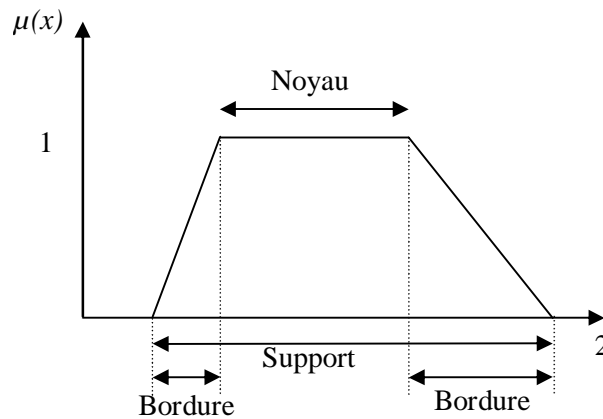


Figure 5.4 Caractéristiques fonction d'appartenance

5.3.3.2 Formes de fonction d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [Ben 16] [Bes18] [Bag 99].

a- Fonction d'appartenance trapézoïdale.

Cette forme est présentée par la figure 5.4.a ou les coordonnées des quatre sommets du trapézoïde notés a,b,c et d [Khe18][Lag19][Ben16] :

$$\mu_A(x;a,b,c,d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \tag{5.8}$$

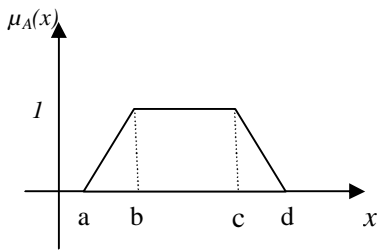
Selon $x \in U$ on obtient :

$$\mu_A(x;a,b=c,d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ \frac{a-x}{a-(b=c)} & \text{si } a \leq x \leq b=c \\ \frac{x-d}{(b=c)-d} & \text{si } b=c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases}$$

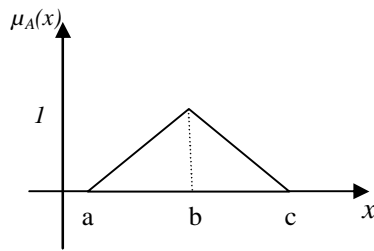
b- Fonction d'appartenance triangulaire.

Lacourbetriangulaire (figure 5.5.b) est une fonction d'un vecteur x et dépend de trois paramètres scalaires a, b et c déterminés par l'équation :

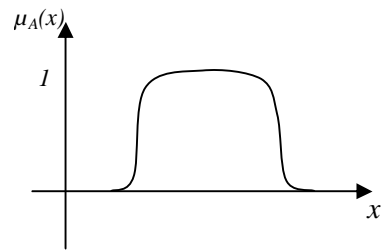
$$\mu_A(x); a, b, c) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x - a}{b - a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c - x}{c - b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases}$$



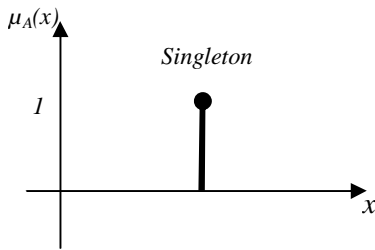
c-Fonction d'appartenance trapézoïdale



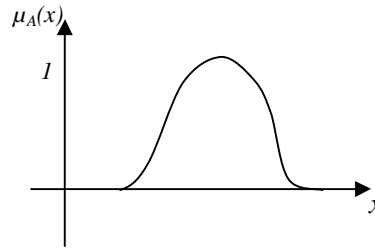
b- Fonction d'appartenance triangulaire



a-Fonction d'appartenance triangulaire



d- Fonction d'appartenance trapézoïdale



e-Fonction d'appartenance trapézoïdale

Figure 5.5 Quelques formes de fonction d'appartenance

a- Fonction d'Appartenance Exponentielle par Morceaux

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.9)$$

Où C_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g, w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $C_g = C_d$ et $w_g = w_d$, la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

b- Fonction d'Appartenance Gaussienne

Elle définit par deux paramètres σ et m . Où m est le centre de la gaussienne et σ sa largeur.

$$\mu(x; m, \sigma) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{(2\sigma)^2}\right) \quad (5.10)$$

c- Fonction d'Appartenance Singleton

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.11)$$

d- Fonction Sigmoidale

Elle est définie par deux paramètres a et c , la figure 4.1(f) représente la fonction sigmoïde. [15]

$$\mu(x) = \frac{1}{(1 + \exp(-a(x-c)))} \quad (5.12)$$

5.4 Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont des valeurs représentées par des termes linguistiques. La signification de ces termes linguistiques est déterminée par des ensembles flous, qui fournissent une transition graduelle d'états, ont la capacité d'exprimer et de travailler avec des commentaires et des mesures de l'incertitude, dans les deux cas, par des mesures de capture de l'incertitude sont plus adaptées à la réalité que la variable nette. En outre, une variable linguistique est la variable dont les valeurs sont des termes, des mots ou des phrases de langage naturel.

5.5 Les Règles Floues

Une règle floue est écrite comme suit : "If situation Then conclusion". La situation, appelée prémisses de la règle ou antécédent, est définie comme une combinaison de relations telles que "x is A" pour chaque composante du vecteur d'entrée. La partie conclusion est appelée conséquence ou conclusion. La forme générale d'une règle se formalise de la façon suivante :

$$\underbrace{\text{Si } x \text{ est } A}_{\text{Prémise}} \quad \text{Alors} \quad \underbrace{y \text{ est } B}_{\text{Conclusion}}$$

Et peut-être notée : " (x, y) est A → B "

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V, x et y sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

L'ensemble flou A → B n'est qu'une relation floue R entre U et V et sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{5.13}$$

Où Φ est un opérateur d'implication floue spécifique.

En fonction de la syntaxe des règles, les opérateurs d'implications floues les plus courantes sont : [Lag19]

- Zadeh : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \max(\min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x))$ (5.14)

- Mamdani : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (5.15)

- Larsen : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$ (5.16)

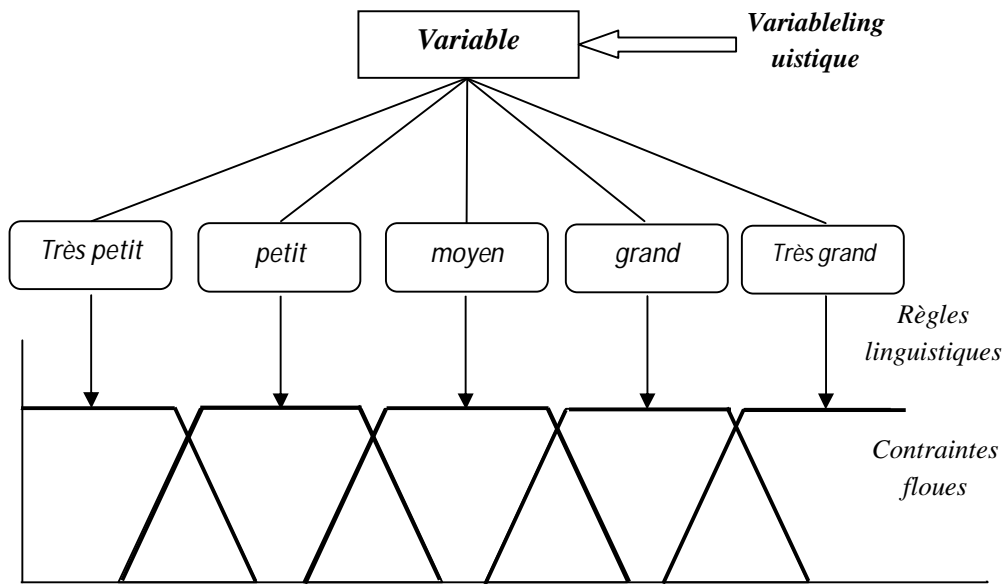


Figure 5.6 Variables linguistiques floues.

5.6 Conception d'un contrôleur flou

Le contrôleur flou peut accueillir plusieurs entrées et sorties. Ses règles peuvent être exécutées en parallèle, ce qui implique une action recommandée pour chaque règle. Ce contrôleur se compose d'un étage d'entrée (fuzzification), d'un étage de traitement (inférence) et d'un étage de sortie (défuzzification)

5.6.1 Système d'inférence floue (Fuzzy inference system FIS)

Comme mentionné ci-dessus, un système d'inférence floue FIS est composé de trois blocs, comme le montre la figure 5.7, le premier bloc est le bloc de fuzzification, il transforme les valeurs numériques en degrés d'appartenance aux différents ensembles flous de la partition. Le deuxième bloc est le moteur d'inférence, avec la base de règles, la troisième implémente l'étape

de défuzzification si nécessaire. Il donne une valeur nette à partir du résultat de l'agrégation de règles.

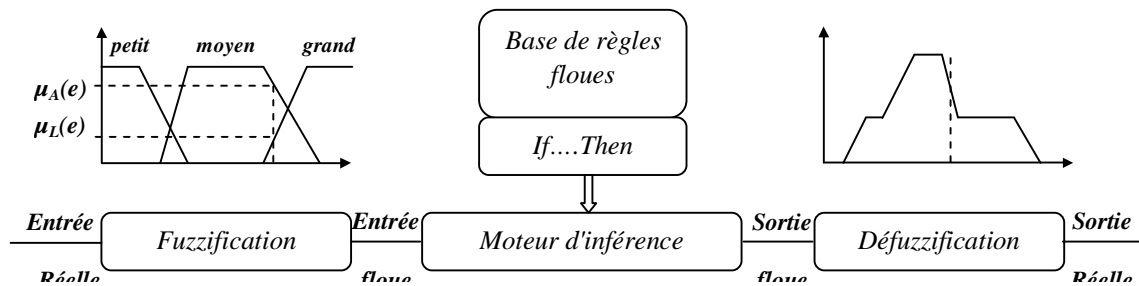


Figure 5.7 Un système d'inférence floue

5.6.2 Mécanisme d'inférence

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées, l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, en général on utilise une des méthodes suivantes [Ian12] [Ben15] :

- *Méthode d'Inférence Max-Min (Méthode de Mamdani)*
- *Méthode d'Inférence Max-Produit (Méthode de Larsen)*
- *Méthode de Takagi-Sugeno:*
- *Méthode d'Inférence Somme-Produit*

5.6.2.1 Méthode de Mamdani

La méthode Mamdani a été proposée en 1975 par EbrahimMamdani comme une tentative de contrôle d'une combinaison de machine à vapeur et de chaudière, synthétisant un ensemble de règles de contrôle linguistiques obtenues à partir de l'expérience d'opérateurs humains (MAMDANI ; ASSILIAN, 1975).

L'inférence de Mamdani comporte les étapes suivantes : brouillage des entrées, application des opérateurs flous, implication, assemblage (agrégation) et désamorçage.

Une caractéristique de cette méthode est l'utilisation de fonctions de pertinence sur le chemin de la sortie. Après le processus d'agrégation, il existe un ensemble flou pour chaque variable de sortie étant une défuzzification nécessaire.

5.6.2.2 Méthode de Takagi-Sugeno

Le modèle Fuzzy Sugeno, ou méthode Takagi-Sugeno-kang d'inférence floue (SUGENO, 1985), est similaire à la méthode Mamdani.

Les deux premières étapes du processus d'inférence floue, le fuzzing des entrées et l'application des opérateurs flous, sont exactement les mêmes. La principale différence entre Mamdani et Sugeno réside dans les fonctions de pertinence de la production, qui, à Sugeno, sont données par des fonctions linéaires ou des constantes. Cette méthode permet de simplifier le calcul de l'agrégation, afin d'obtenir une solution plus rapide. Il est souvent utilisé dans des applications en temps réel, où le temps de calcul est important

5.6.3 Fuzzification

Le résultat de chaque règle est flou, et il est nécessaire de les convertir en un scalaire afin que la nature de l'action puisse être déterminée par le système. La défuzzification est le processus de conversion d'un nombre flou en nombre réel. Pour un modèle de type Mamdani, la défuzzification d'une sortie nébuleuse fixée à une seule valeur de sortie peut être effectuée par certaines méthodes telles que La méthode des centroïdes ou la Méthode du Centre de Gravité, la moyenne des maximas, le premier des maximas et le dernier des maximas. Dans un modèle de type Sugeno, la défuzzification se fait par la moyenne pondérée, ou la somme pondérée des fonctions linéaires et constant.

5.6.3.1 Méthode des centroïdes

Cette méthode a été développée par Sugeno en 1985. C'est la technique la plus utilisée et elle est très précise, ayant comme solution l'abscisse du centre de gravité. La technique de défuzzification des centroïdes peut être exprimée comme suit :

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_u(x_k, y_k, u_i)} \quad (5.17)$$

Où $\mu_{FC}(x_k, y_k)$ est la sortie défuzzifiée, $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$ est la fonction d'appartenance, u_i est un élément discret d'un ensemble flou de sortie

5.6.3.2 La méthode de Moyenne des maximas

La méthode de la moyenne du maximum est une dérivation de la méthode du centre de gravité. Il calcule la moyenne entre les deux éléments extrêmes de l'univers qui correspondent à la plus grande valeur des fonctions d'appartenance

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \sum_i^l \frac{u_i}{l} \quad (5.18)$$

Avec l le nombre de valeurs u quantifiées, qui atteignent les valeurs maximales $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$

5.6.3.3 La méthode de premier des maximas

Cette méthode permet de trouver le premier point parmi les valeurs qui ont le plus haut degré de pertinence inféré par les règles, selon :

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \{ \min(u_i | \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \max(\mu_u(x_k, y_k, u_i))) \} \quad (5.19)$$

5.6.3.4 La méthode de dernier des maximas

Cette méthode permet de trouver le dernier point parmi les valeurs qui ont le plus haut degré de pertinence inféré par les règles, selon :

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \{ \max(ui | \mu_u(x_k, y_k, ui) = \max(\mu_u(x_k, y_k, ui))) \} \quad (5.20)$$

5.6.3.5 La méthode de la Moyenne pondérée

Dans cette méthode, la production est obtenue par la moyenne pondérée de la production de chaque ensemble de règles, selon l'équation :

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1}^m u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_{i=1}^m u_i} \quad (5.21)$$

5.7 Commande DTC_Floue d'une MASDE

Le contrôle par logique floue permet d'obtenir une loi de commande, souvent très efficace, sans avoir un modèle précis du processus, à partir d'une description linguistique des performances du système. Sa stratégie est différente de celle de l'automatique classique. En pratique, ces contrôleurs conventionnels PI ou PID sont souvent développés via des modèles de systèmes bruts qui satisfont aux hypothèses de base et nécessaires avant d'être réglés à l'aide de méthodes établies. Ces techniques sont traditionnellement résolues en utilisant un modèle mathématique de la machine avec des paramètres fixes. Cependant, la variation paramétrique de la machine rend le système machine-commande non linéaires avec une dégradation des performances du système sur toute la gamme de fonctionnement du moteur et dans des conditions extrêmes qui peuvent conduire à l'instabilité.

Comme l'approche de la logique floue est basée sur des règles linguistiques, la conception du contrôleur n'a pas besoin d'utiliser de paramètres machine pour effectuer un réglage du contrôleur, de sorte que la robustesse du contrôleur est élevée. Dans ce concept et afin d'améliorer les performances de la DTC_MASDE nous proposons d'employer un régulateur flou de vitesse présenté par la figure 5.8

5.8 Conception de Contrôleur Flou de Vitesse (FLC)

Le contrôleur proposé est un contrôleur hybride avec un contrôleur proportionnel-intégral flou. La structure complète du contrôleur est illustrée dans la figure 5.8 où les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et le changement d'erreur.

$$e = \Omega^* - \Omega$$

Le gain proportionnel K_e effectue les corrections rapides lorsqu'un changement soudain se produit à l'entrée e . Pour éliminer l'erreur stationnaire, une action intégrale est nécessaire, c'est pourquoi un PI est inclus dans le régulateur.

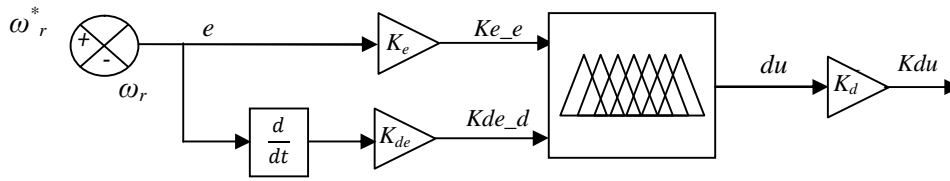


Figure 5.8 Contrôleur Flou de Vitesse

Les ensembles flous et leurs variables linguistiques sont définis pour les antécédents et les conséquences. La stratégie de contrôle doit être mise en œuvre sur la base de l'expérience de l'ingénieur.

5.8.1 Base de Connaissances (Table des règles)

Pour obtenir la base de règles du contrôleur, les valeurs de référence et de rétroaction sont comparées et l'action de contrôle est déterminée pour corriger l'écart entre la référence et la rétroaction.

Par exemple, dans la boucle de vitesse, une augmentation positive de l'erreur de vitesse (vitesse réelle est inférieure à la référence), doit forcer le contrôleur à augmenter sa sortie ou sa référence de couple, pour augmenter la vitesse de la machine.

Quelque chose de similaire se produit avec la variation de l'erreur ; si la variation de l'erreur est positivement importante, cela signifie que la machine décélère, alors le contrôleur doit augmenter le couple pour réduire l'effet, donc le contrôleur doit produire une sortie positive importante pour augmenter le couple électromagnétique.

Pour une autre combinaison d'erreur et de changement d'erreur, la règle de base est présentée par le tableau 5.1

Tableau 5.1 Base de règles du contrôleur flou et calcul de la variation de la commande 'du'

Variation de la commande du		Dérivée de l'erreur $\frac{de}{dt}$						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Erreur e(t)	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

La signification des termes linguistiques utilisés dans le tableau 5.1 est la suivante

NG : grand négatif

NM : moyen négatif

NP : petit négatif

ZE : zéro

PP : petit positif

PM : moyen positif

PG : grand positif

Le tableau 1 indique l'utilisation de 49 règles. La première se lit comme suit :

Si 'Ke_e' est grand négatif et 'Kde_d' est grand négatif, alors 'du' est grand négatif

5.8.2 Fuzzification

Les fonctions d'appartenance floue sont de type triangulaire (figure 5.9) car la complexité du calcul est inférieure à la complexité du calcul lorsque l'on utilise des fonctions gaussiennes ou autres formes.

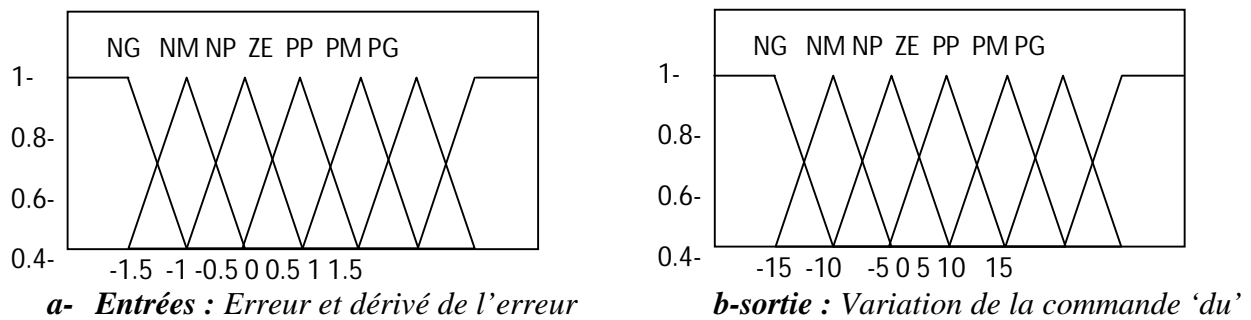


Figure 5.9 Fonctions avec sept fonctions d'appartenance

5.8.3 Inférence

Le contrôle est stocké dans la base de règles sous la forme If-Then, la stratégie Inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

5.8.4 Défuzzification

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique. Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée (méthode du centre de gravité).

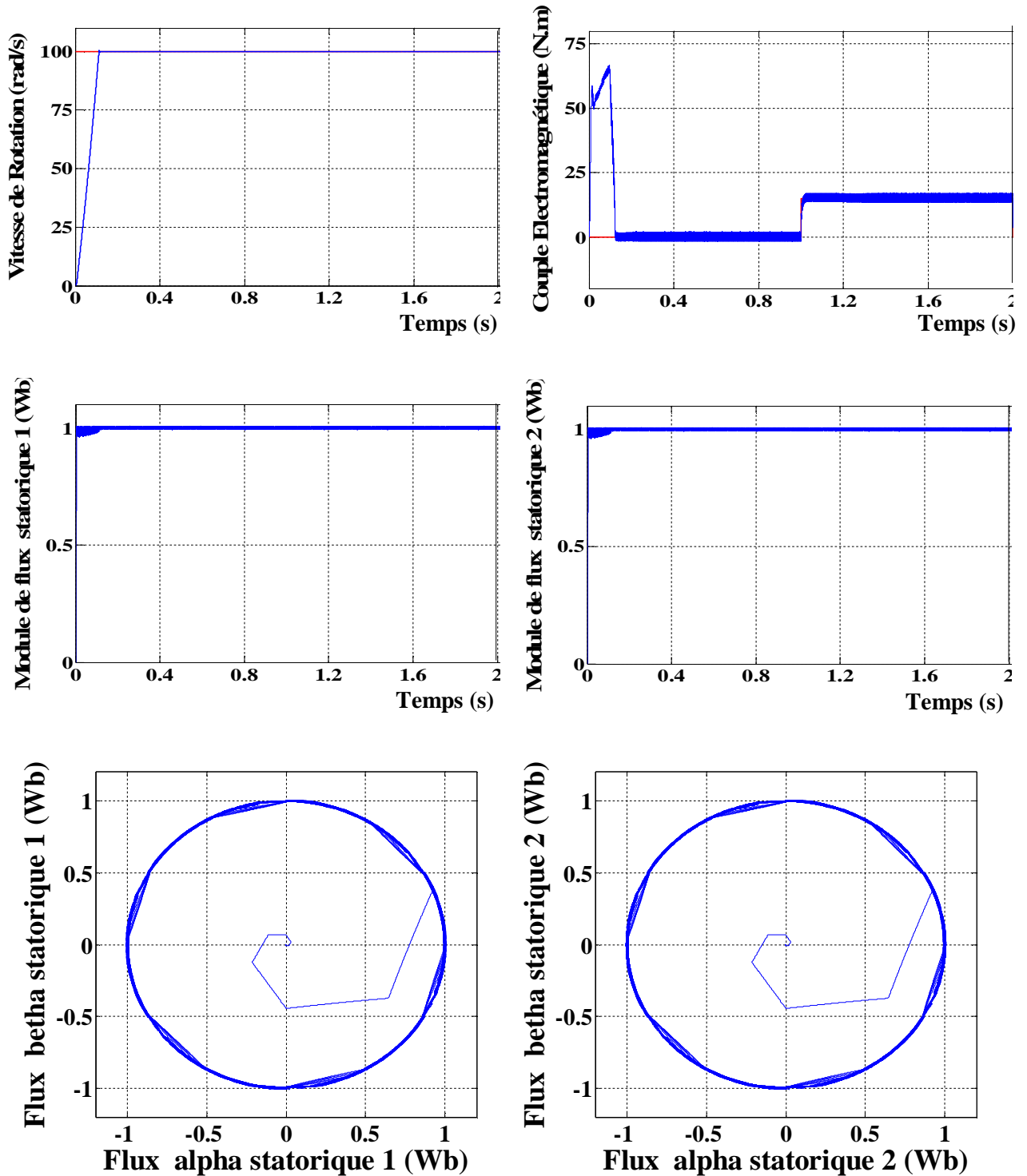
5.9 Résultats de simulation

Pour valider la performance de contrôleur flou proposé on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 4s avec une vitesse de référence $\omega_r^* = 100 \text{ rad/s}$.

- De $0 \leq t \leq 1$ second la machine fonctionne à vide
- A $t=1$ second on applique brusquement un couple de charge de $Cr=15$ N.m jusqu'à 2second

Des tests de robustesse vis-à-vis la variation paramétrique sont présentés et interprétés

5.9.1 Démarrage et stabilisation avec variation de couple de charge



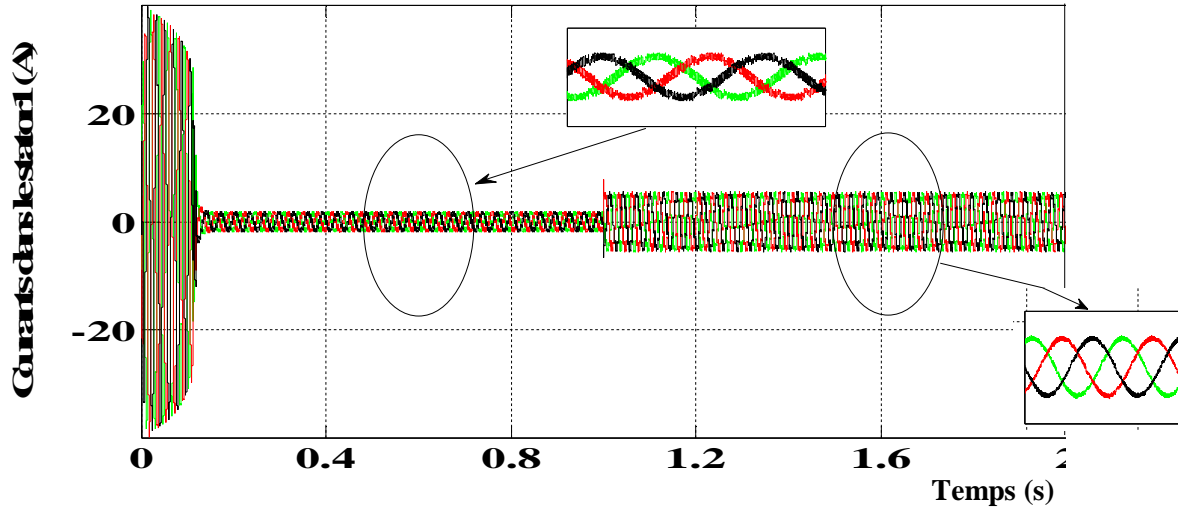


Figure 5.10 Résultats de simulation de la commande DTC_Floue d'une MASDE

La figure 5.10 englobe les réponses de la DTC_FLOUE de la MASDE, l'allure de la vitesse et du couple montre une exilente et très haute dynamique de système, la vitesse suit parfaitement la référence son dépassement et avec un rejet instantané de perturbation ce que signifie une réaction très rapide du correcteur floue proposé avec une annulation extra rapide aussi et totale de l'erreur.

Ces performances du contrôleur se reflètent positivement sur la commande DTC elle-même, l'allure de flux statorique montre que ce dernier répond très vite et suit la référence sont perturbation même lorsqu'on charge la machine soit positivement ou négativement. L'allure du courant statorique montre une forme sinusoïdale.

5.9.2 Teste de robustesse

Afin de tester la robustesse du contrôle proposé, nous avons étudié les variations de la vitesse, l'inertie et de la résistance statorique de la même manière qu'avec la commande DTC_SOSMC

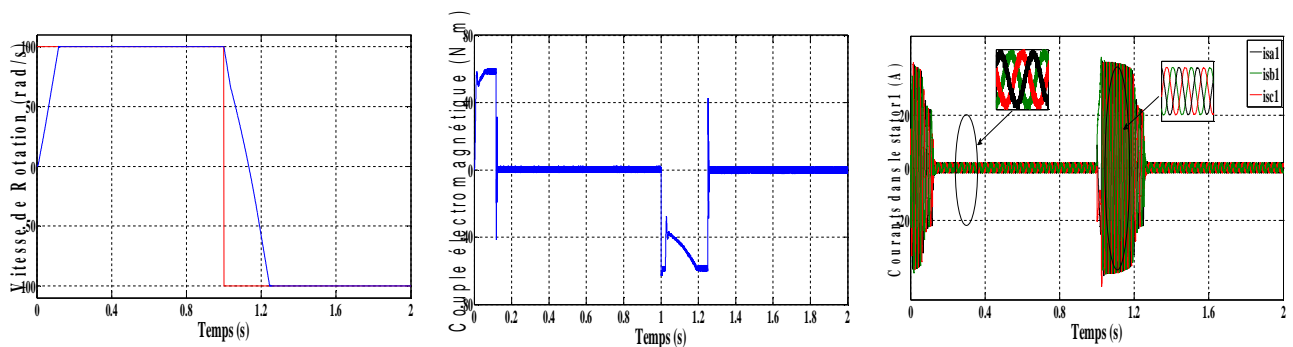
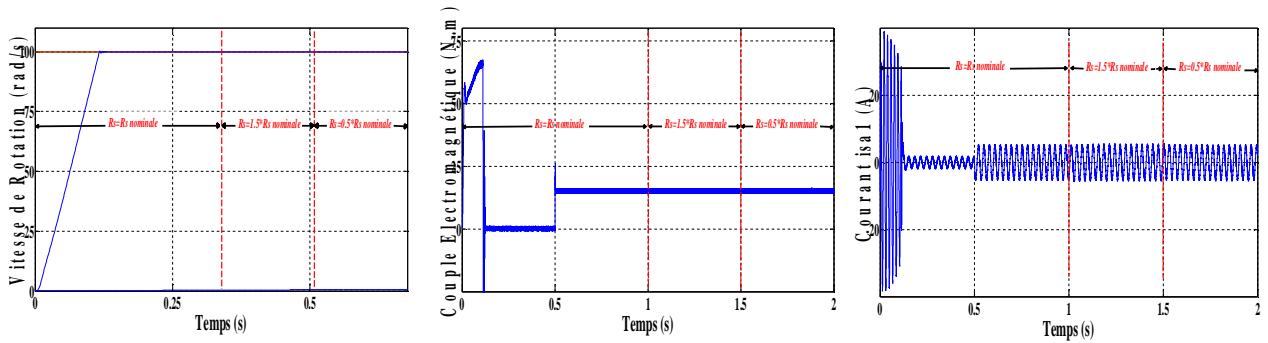
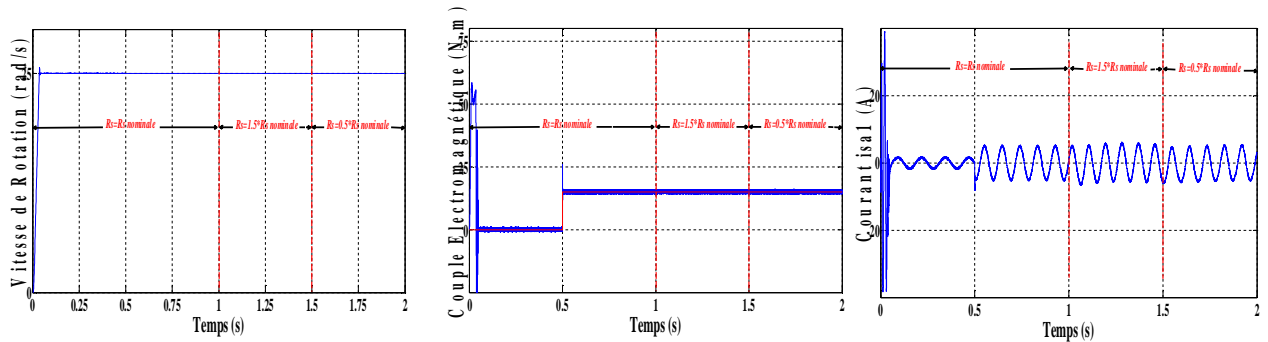


Figure 5.11 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation



a- Résultats avec $\omega_r^* = 100 \text{ rad/s}$



b- Résultats avec $\omega_r^* = 25 \text{ rad/s}$

Figure 5.12 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE
Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE

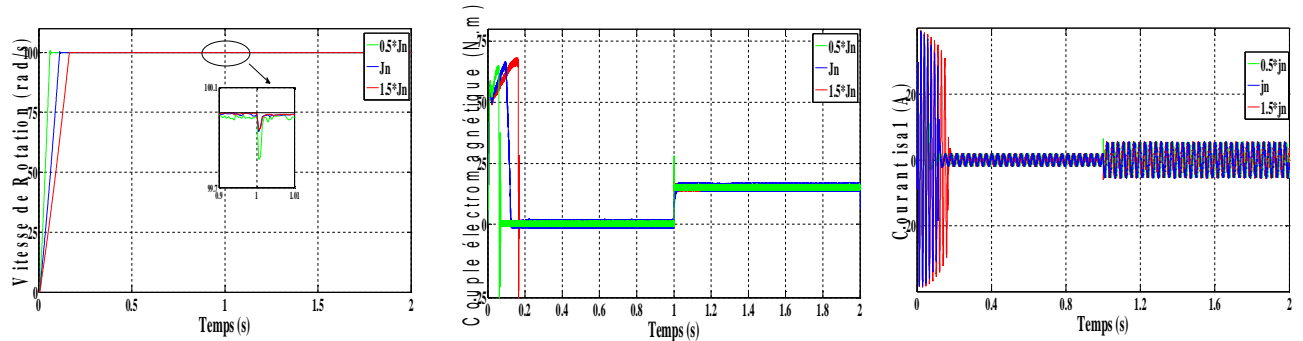


Figure 5.13 Résultats de simulation de la commande DTC_SOSMC d'une MASDE
Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

5.9.3 Interprétation

Les résultats obtenus reflètent une excellente robustesse du contrôleur FLOU-PI, et une indépendance paramétrique parfaite, la figure 5.11 donne la réponse de la machine pour le premier test, la vitesse suit la consigne de référence parfaitement et atteint son régime permanent dans un court temps.

Les figures 5.12 et 5.13 représentent la réponse de la machine pour les deux tests qui présentent des changements paramétriques internes de la machine, pour Rs variables avec l'augmentation

de 50% puis la diminution de 50% de la valeur nominale la commande DTC_FLOU donne une réflexion impeccable, la vitesse et le couple suivent ces références dans les deux cas (haute avec 100 rad/s et faible vitesse avec 25 rad/s) sans aucune influence, la même remarque pour la variation de moment d'inertie, la rapidité du contrôleur flou assure une très bonne performance de la commande et une insensibilité totale au changement paramétriques de la machine, cela se traduit par la forme sinusoïdale de l'allure du courant.

5.10 Commande Hybride DTC_FSOSMC d'une MASDE

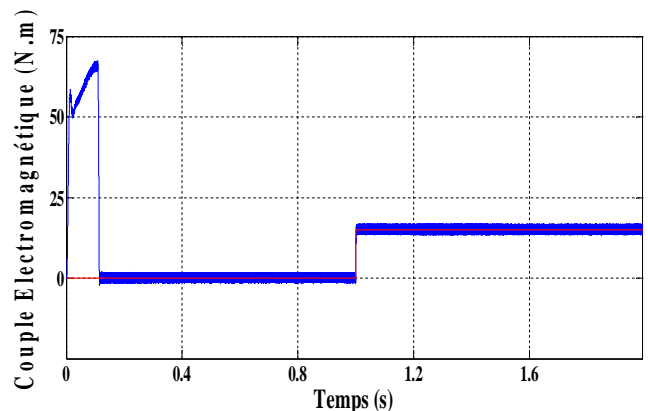
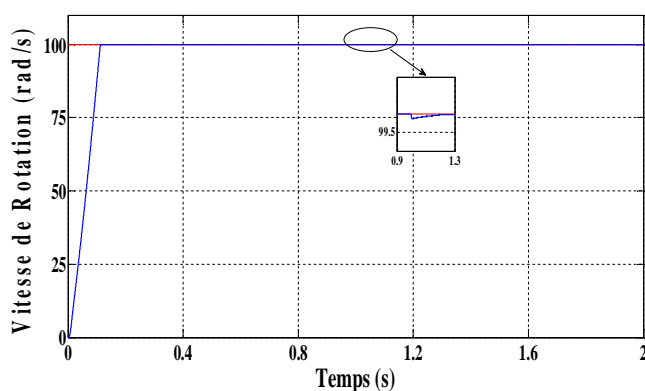
Les résultats obtenus dans la section précédente ont révélé des résultats impressionnants du contrôleur flou, même supérieur au contrôleur glissant d'ordre deux (chapitre 04), à la fois en termes de précision et de la vitesse.

Nous avons donc pensé à combiner les deux techniques déjà réalisées (SOSMC ET contrôleur flou) afin d'obtenir un contrôleur hybride qui combinerait la précision et la vitesse du contrôleur flou avec la structure simple et efficace du contrôleur glissant d'ordre deux. Cette combinaison vise à conserver les caractéristiques de la robustesse du contrôleur glissant tout on élimine les effets indésirables causés probablement par l'existence de la fonction sign utilisé dans le contrôleur SOSMC, en remplaçant la fonction de sign du contrôleur glissant par un système d'inférence floue :

$$\dot{u}_1 = -\delta fuzzy(S_\omega) \quad (5.22)$$

$$u_2 = -\lambda |S_\omega|^\rho fuzzy(S_\omega)$$

5.10.1 Simulations et Interprétations des Résultats



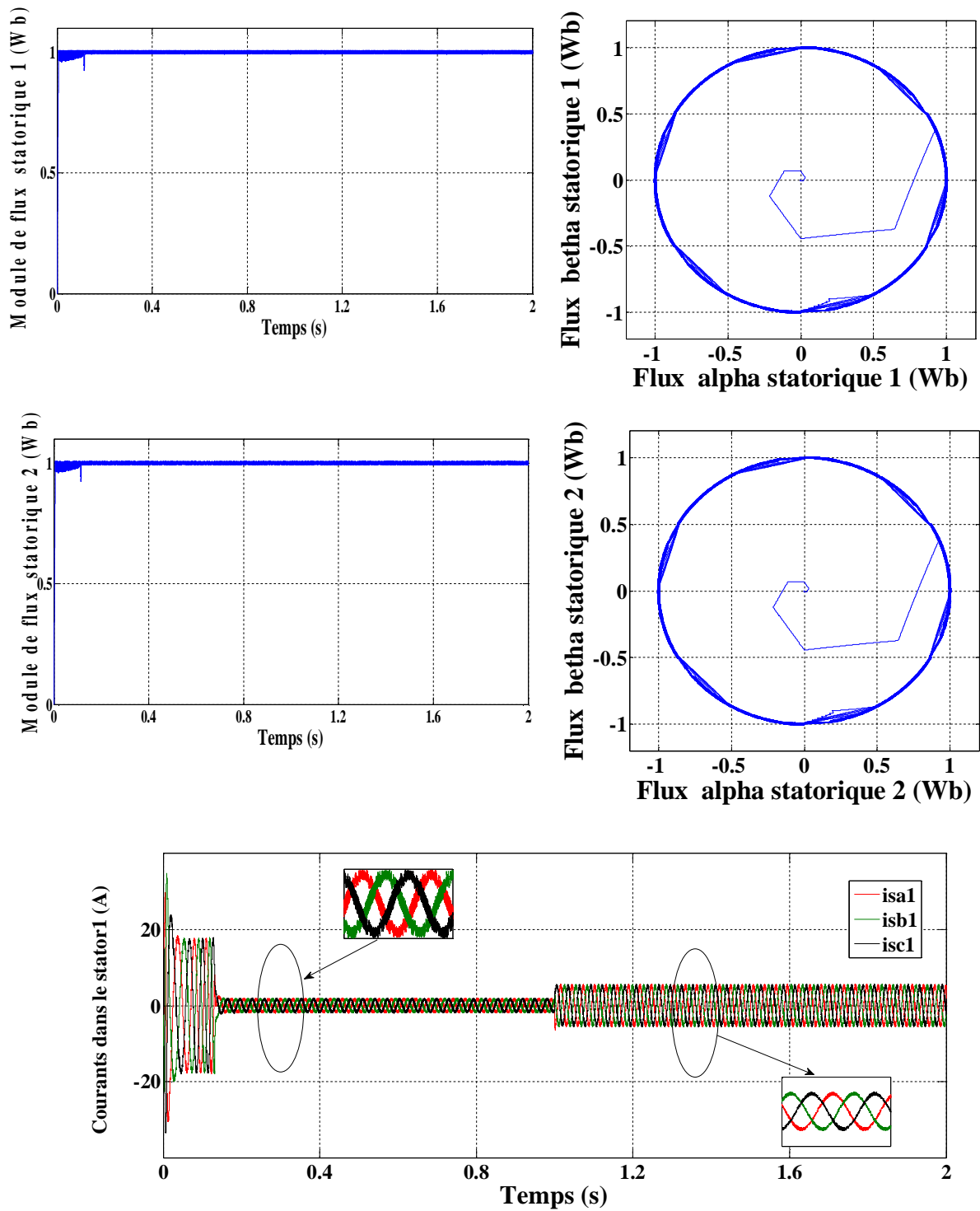


Figure 5.14 Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE

Pour vérifier l'efficacité du contrôleur de vitesse hybride FSOSMC face aux perturbations externes, dans le cas des paramètres nominaux (figure 5.14) deux perturbations ont été appliquées, à $t=1$ seconde on applique un couple positif $C_r=15$ N.m pendant une seconde. La réponse de la vitesse est excellente, la chute de vitesse durant les perturbations est de 0.12 rad/s maximum (pourcentage de 0,12%, par rapport à la vitesse de référence de 100 rad/s).

En outre, l'allure du couple électromagnétique montre que ce dernier suit le couple résistant avec une grande précision et une réaction rapide, la même remarque pour le flux statorique, L'oscillation du couple est d'environ 1.5 Nm, le flux 0.1Wb, la forme des courant statorique est purement sinusoïdale avec des oscillations d'environ 0,5 A.

5.10.2 Teste de robustesse

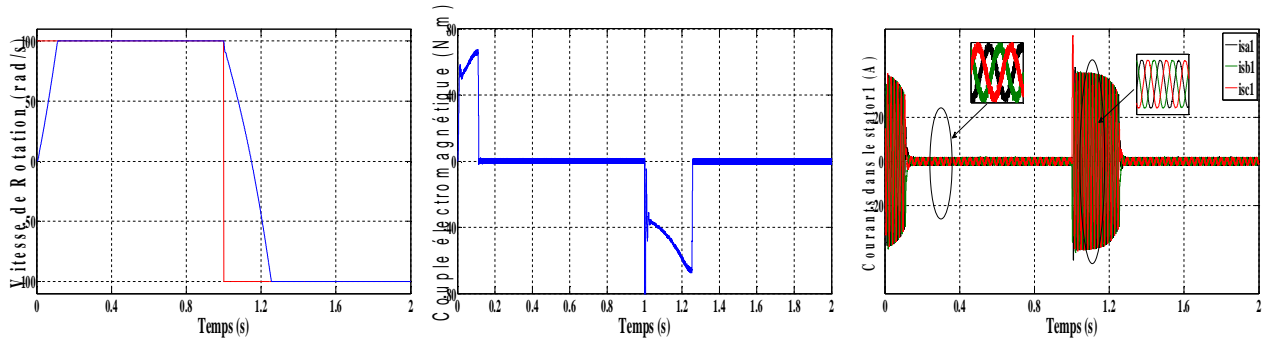
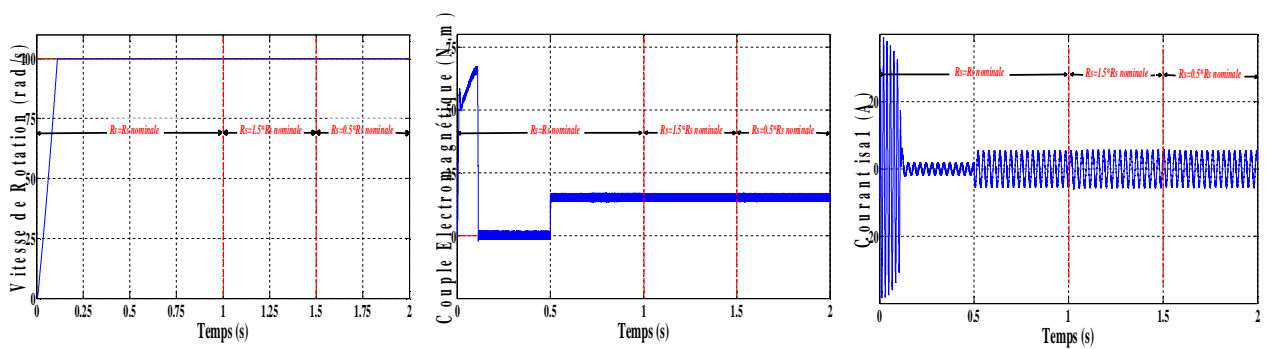
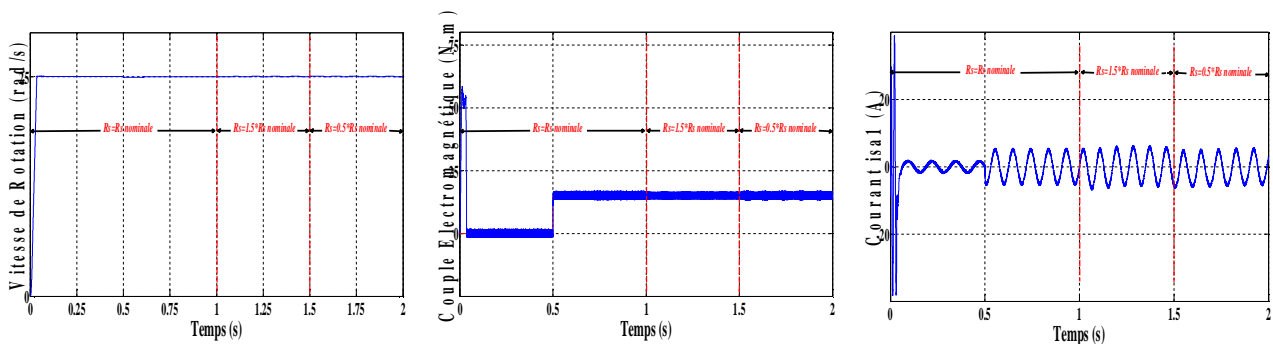


Figure 5.15 Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE avec la variation de la vitesse de rotation



a- Résultats avec $\omega_r^* = 100$ rad/s



b- Résultats avec $\omega_r^* = 25$ rad/s

Figure 5.16 Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE Influence de la variation de la résistance statorique sur le fonctionnement de la MASDE

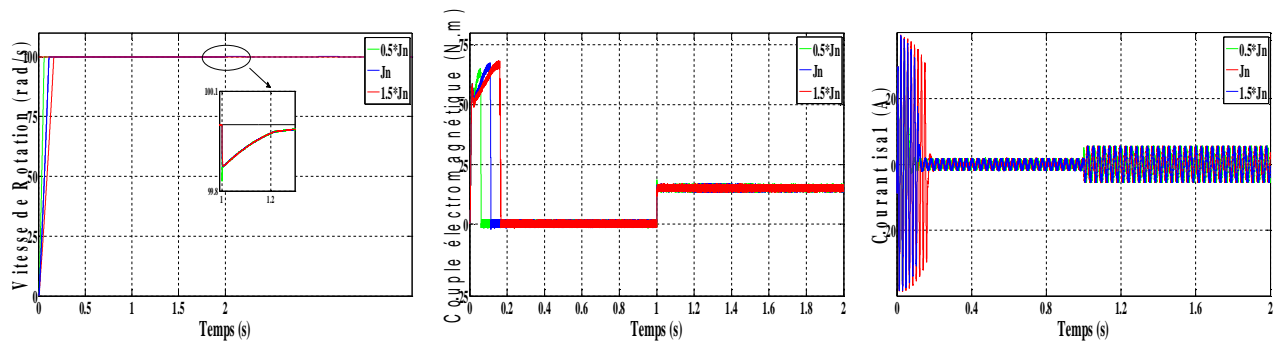


Figure 5.17 Résultats de simulation de la commande DTC_FSOSMC d'une MASDE

Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

Les résultats de simulation des tests de variation de vitesse, variation de R_s et variation de J sont présentés par les figures 5.15, 5.16 et 5.17 respectivement

Premièrement et afin de vérifier la commande DTC_FSOSMC vis-à-vis de l'inversement du sens de rotation. Nous appliquons un échelon de vitesse de 100 rad/s, pendant 1 seconde sans charge suivi d'une application d'une vitesse inverse de -100 rad/s. La réponse en vitesse de la machine suit rapidement et avec une grande précision sa consigne, sans dépassement et sans erreur statique et que le couple ne dépasse pas ses limites admissibles.

Lorsque les résistances des stators changent de $\pm 50\%$, la réponse du FSOSMC est très satisfaisante et acceptable, à basse vitesse ou la réaction mécanique est très souple avec une grande stabilité sans influence que soi à vide ou en charge, avec une allure sinusoïdale stable

Lorsque les résistances du stator varient de $\pm 50\%$, la réponse du FSOSMC est très satisfaisante et acceptable, même à basse vitesse ou la réponse mécanique de la machine est très douce avec une grande stabilité sans aucune influence indésirable, que ce soit la machine est sous charge ou non, avec une forme du courant statorique sinusoïdale stable.

Pour un changement de $\pm 50\%$, Le comportement de la structure de vitesse et du couple est stable quelle que soit la variation d'inertie. Cependant, le rejet de la chute de vitesse est le même qu'avec l'augmentation ou la Diminution de l'inertie, ce que signifie que le régulateur est très robuste et qu'il est totalement insensible aux variations de moment d'inertie.

D'une façon globale le régulateur FSOSMC a répondu aux exigences attendues, avec une très bonne rapidité, précision et une extra robustesse vis à vis aux perturbations externes et aux changements paramétriques internes de la machine.

5.11 Etude Comparative

A la fin de ce travail, une étude comparative des différents régulateurs développés pour la boucle de vitesse externe de la DTC_MASDE sera logique et importante pour savoir lequel a donné de meilleurs résultats pour cela on va présenter une comparaison des grandeurs mécaniques (vitesse et couple), magnétique (flux statorique) et électrique (courants statoriques).

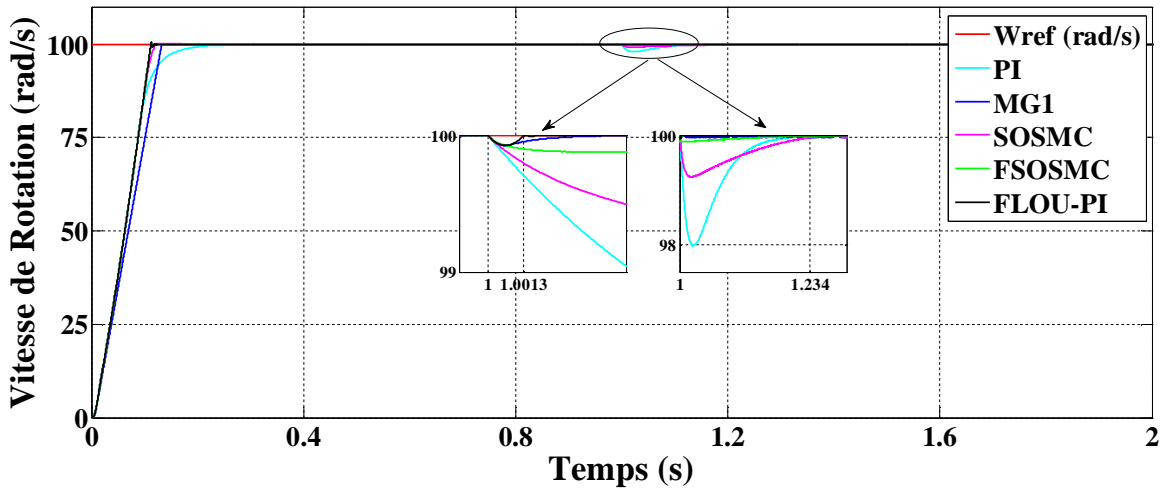


Figure 5.18 Allure de la vitesse de rotation de la commande DTC d'une MASDE Avec différents régulateurs

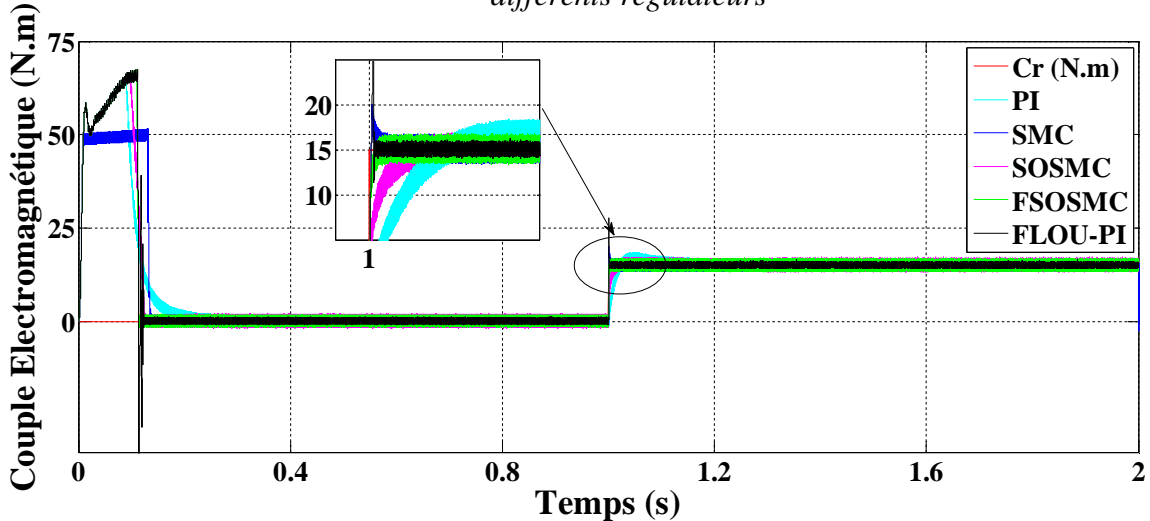


Figure 5.19 Allure du couple électromagnétique de la commande DTC d'une MASDE Avec différents régulateurs

Les Figures 5.18 et 5.19 illustrent les réponses de vitesse et de couple de la DTC_MASDE avec les contrôleurs PI anti-windup, SMC, SOSMC, Flou_PI et FSOMSC pour une vitesse de Référence 100 rad/s, avec un démarrage à vide et une application de charge nominale 15N.m à t=1seconde, l'ensemble des allures reflètent la bonne dynamique de la commande, un zoom sur la chute de vitesse due au chargement de la charge montre clairement

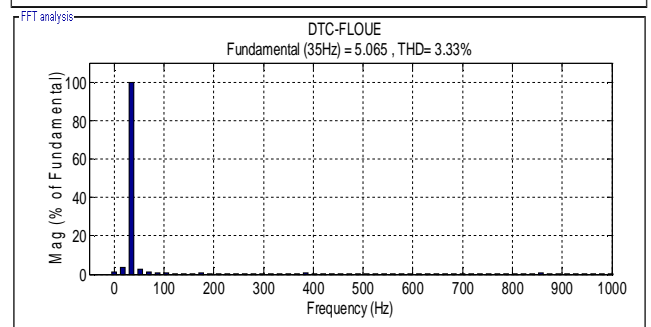
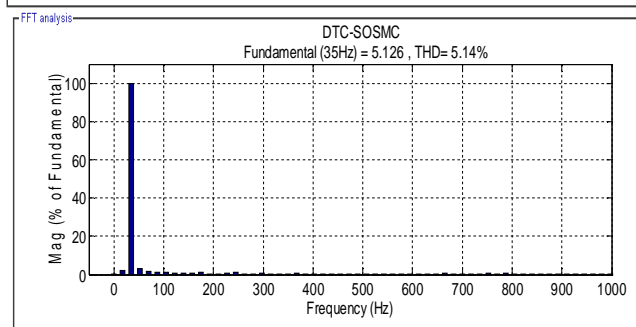
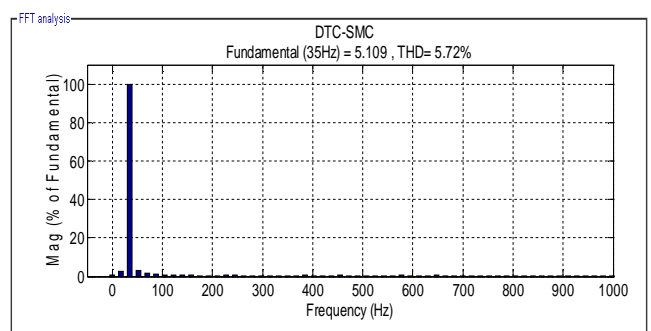
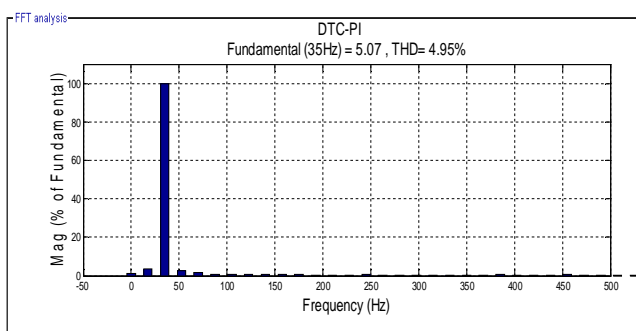
que le régulateur Flou-PI présentent de meilleures performances par rapport aux autres régulateurs de point de vu rapidité, la chute de vitesse est minimal pour les régulateurs SMC et FLOU-PI mais avec rejet plus rapide de ce dernier, avec moins d'oscillations au niveaux du couple et flux, on outre les résultats des tests de robustesse obtenue précédemment pénalise le régulateur PI devant les autres régulateurs.

Pour les courants des stators une analyse FFT du courant i_{sa} de première phase indique un niveau d'harmoniques plus élevé avec un contrôleur SMC, (figure 5.20), les valeurs de la THD (distorsion harmonique totale) montrent que le courant avec le régulateur FLOU est plus lisse par rapport aux autres cas tandis que la régulateur FSOSMC procède un THD le plus proche ce que signifie l'efficacité de ce régulateur.

Le tableau 5.3 donnent une aperçue sur la dynamique de la commande avec une analyse comparative de système de contrôle avec différents régulateurs de vitesse. On peut dire que les régulateur FLOU-PI et FSOSMC donne les meilleures performances dynamiques avec moins d'oscillations de flux et du couple.

Le tableau 5.4 approuve les résultats précédents utilisons les indices de performance les plus utilisé dans les articles, les revues universitaires et les études de simulation

- Integral Squared Error (ISE): $ISE = \int e^2 dt$
- Integral Absolute Error (IAE): $IAE = \int |e| dt$
- Integral Time – weighted Absolute Error (ITAE): $ITAE = \int t|e| dt$
- integral of time weighted squared error (ITSE) $ITSE = \int te^2 dt$



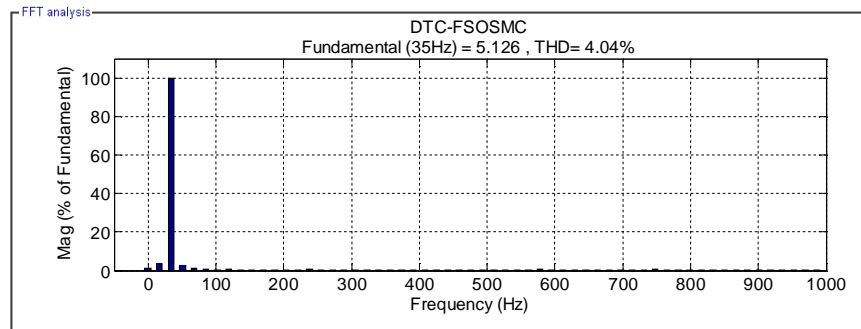


Figure 5.20 Analyse FFT et spectre de THD pour le courant i_{sa1} de premier stator

Tableau 5.2 Analyse comparative avec divers régulateurs de vitesse.

	Temps de réponse de la vitesse (secondes)	chute de vitesse due à l'application d'une charge (rad/s)	Temps de réponse de flux (seconde)	Largeur de bande de flux [Wb]	Bande passante du couple [N.m].
DTC_PI anti-windup	0.2363	2.0100	0.0057	0.01	± 1.585 1.4
DTC_SMC	0.138	0.08	0.0045	0.013	± 1.585
DTC_SOSMC	0.1216	0.76	0.0045	0.08948	± 1.7300
DTC_FLOU-PI	0.1122	0.08	0.0057	0.0119	± 0.830
DTC_FSOSMC	0.1139	0.12	0.0026	0.0119	± 1.5100

Tableau 5.3 THD et Comparaison des Indices de Performance.

	IAE	ISE	ITSE	ITAE	THD
PI anti-windup	6.67	441.1	13.43	0.445	4.95
SMC	6.947	483.1	16.17	0.3101	5.72
SOSMC	6.271	438.6	13.01	0.3344	5.14
FLOU-PI	6.16	438.4	12.94	0.2456	3.33
FSOSMC	6.17	438.4	12.94	0.2563	4.04

5.12 Évaluation comparative résumée des régulateurs

Le tableau suivant résume l'étude comparative en classant les caractéristiques de chaque régulateur.

Tableau 5.4 Évaluation comparative de la DTC_MASDE avec différents Régulateurs

		PI anti-windup	SMC	SOSMC	FLOU-PI	FSOSMC
Complexité du schéma de contrôleur		Basé sur un calcul mathématique complexe, Complexité grande	Simple, pas besoin de connaître le modèle de système, Complexité faible	Simple, pas besoin de connaître le modèle de système, Complexité faible	Pas besoin de connaître le modèle de système, Complexité moyenne	Simple, pas besoin de connaître le modèle de système, Complexité moyenne
Réponses de vitesse et de couple		Rapide	Très rapide	Très rapide	Très rapide	Très rapide
Robustesse face aux changements paramétriques	Grande vitesse	Non robuste, sensibilité élevée	Robuste	Robuste	Robuste Aucune sensibilité	Robuste,
	Basse vitesse	Non robuste, sensibilité élevé	Robuste, Sensibilité faible	Robuste, sensibilité faible	Robuste Aucune sensibilité	Robuste, sensibilité très faible
Robustesse face aux perturbations externes		Robuste	Robuste	Robuste	Robuste	Robuste

5.13 Conclusion

Dans ce chapitre, il semble que le contrôle direct de la machine asynchrone à double étoile basée sur la logique floue a donné des résultats exceptionnels. Le régulateur flou est très robuste avec une insensibilité aux variations paramétriques et aux perturbations externes, ce qui justifie ses hautes performances. En profitant de ces caractéristiques et de la non-linéarité de la logique floue, nous avons remplacé la fonction de commutation sign dans le régulateur SOSMC par une approche floue afin de construire un nouveau régulateur hybride FSOSMC, cette approche permet de fournir les mêmes bonnes caractéristiques du DTC_Floue, avec un schéma de régulation plus simple et une robustesse aux perturbations de charge et aux variations de paramètres internes de la machine.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail effectué dans cette thèse propose une amélioration de la commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension par la conception des régulateurs modernes robuste et plus performant que les régulateurs classiques de type PI utilisé souvent pour la régulation de la vitesse, Pour parvenir à ces objectifs, une étude comparative a été réalisée à partir de cinq contrôleurs, le premier est basé sur les régulateurs conventionnels c'est un PI anti-windup, le deuxième et le troisième sont basés sur la théorie des structure variable, le mode glissant d'ordre un (SMC) et d'ordre deux (SOSMC), le quatrième est un contrôleur intelligent à logique flou (Flou-PI) et le dernier un contrôleur hybride Flou-mode glissant d'ordre deux (FSOSMC), ces contrôleurs font le cœur de notre travail, qui consiste à réguler la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile MASDE, dont le but est d'améliorer les performances et la robustesse du DTC et de garantir l'indépendance et l'insensibilité du contrôle aux variations internes et externes.

On a donc commencé dans le premier chapitre par la présentation d'un état de l'art des machines multiphasées dans le but d'étudier la littérature concernant ces machines.

Le deuxième chapitre est commencé par l'élaboration d'un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue de sa commande. L'alimentation est assurée par deux onduleurs triphasé commandé en MLI, en suite on commande la machine par le contrôle direct par orientation de flux rotorique, (DFOC), cette stratégie a été validé par une simulation, les résultats de cette simulation dans les conditions nominale montrent que cette stratégie donne des bonnes résultats, Cependant si la machine est soumise à des contraintes inhabituelles dues à des changements paramétriques internes, le DFOC perd ces performances, cela est due d'abord au technique elle-même, qui repose sur une connaissance précise des paramètres de la machine, et d'autre part aux régulateurs PI classique utilisés, Vu que ces contrôleurs sont limités par leurs dynamique et leurs sensibilités vis-à-vis les variations internes et externes.

Pour d'obtenir un comportement d'entraînement plus robuste et plus performant évitons les inconvénients de la DFOC, le chapitre 03 est consacré à la commande directe du couple, cette stratégie est connue dans la littérature comme une alternative à la commande vectorielle, Elle est

basée sur l'orientation du flux statorique, dont le flux et le couple sont estimés pour mettre en œuvre un contrôle direct des deux variables. Contrairement au contrôle vectoriel, il n'y a pas de boucles de contrôle du courant, ce qui offre l'avantage d'avoir une structure de contrôle beaucoup plus simple. Dans la DTC le réglage de la vitesse est assuré généralement par un régulateur classique de type PI, dans notre travail est afin d'améliorer la dynamique et la robustesse de la commande, on remplace ce correcteur par un correcteur de type PI anti-windup plus robuste, les résultats de simulation montrent une amélioration de la robustesse de la DTC vis-à-vis les variations paramétriques de la machine mais le problème reste au niveau des basses vitesses.

Au quatrième chapitre, et afin d'obtenir un comportement d'entraînement robuste et stable tout au long de gamme de vitesse de fonctionnement du moteur, on introduit à base de la théorie des systèmes à structure variable deux contrôleurs en mode glissant d'ordre un (SMC) et en mode de glissant d'ordre deux (SOSMC), ces contrôleurs révèlent des performances statiques et dynamiques très agréables, les tests de robustesse montrent l'efficacité de ces algorithmes, les réponses mécanique et électrique sont améliorés notamment pour les basses vitesses.

Dans le dernier chapitre on a choisi une des méthodes parmi les méthodes d'intelligence artificielle. Le contrôleur Flou est choisi en raison de sa caractéristique de prendre des décisions proches de l'être humain, offrant une solution qui répond aux exigences de performance et de stabilité. La stratégie de contrôle est décrite à travers des règles linguistiques qui relient, de manière imprécise, les différentes situations aux actions à entreprendre. La simulation de la DTC_Floue de la MASDE donne des résultats exceptionnels, une insensibilité parfaite de système devant les incertitudes paramétriques internes et les perturbations externes avec une amélioration des performances dynamiques et statiques et une diminution remarquable des oscillations au niveau du couple et flux statorique. Profitons de ce résultat, nous avons conçu un nouveau régulateur hybride Flou-mode glissant d'ordre deux (FSOSMC) ce régulateur combine la simplicité du SOSMC et la puissance de la logique floue. L'étude comparative entre les différents régulateurs montre le rapprochement des régulateurs flou et FSOSMC avec une légère supériorité de régulateur Flou.

Perspectives

Les perspectives de ce travail peuvent être énoncées comme suit :

- La première perspective est de valider les travaux élaborés dans ce travail expérimentalement.
- D'utiliser des onduleurs multi niveaux ou des convertisseurs matriciels pour l'alimentation de la machine

- D'appliquer d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones...etc.

Un des problèmes rencontrés au cours de ce travail est la détermination des gains pour les différentes techniques utilisées, pour résoudre ce problème et afin d'optimiser ses correcteurs on propose d'utiliser les algorithmes métaheuristiques tels que les PSO, algorithme génétique, firefly, Algorithme des colonies d'abeilles (ABC algorithm), bat algorithme ...etc.

- D'étudier les machines en régimes dégrade.

Références

Références

- [Abd 11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses Marketing, Edition Technosup, 2011
- [Abd 14] A. Abdoune « Commande à structure variable par Observateur D'un robot manipulateur rigide de type SCARA » mémoire de magister, université Université d'ORAN, 2014
- [abd 17] A. Abdelkarim "Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques », these Doctorat, University of Biskra, 2017.
- [Ais 07] A. g Aissaoui, M. Abid, H. Abid, A. Tahour, A. Zeblah « A Fuzzy Logic Controller For Synchronous Machine » Journal of Electrical Engineering, vol. 58, no. 5, pp 285–290 , 2007
- [Ami 12] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed, K. Ghedamsi, "Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems", International Journal of Electrical Power and Energy Systems IJEPES, Vol. 42, No. 1, pp. 60–70, 2012.
- [Ami 12] H. Amimeur « Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile ». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012.
- [And 12] R.N. Andriamalala, H. Razik, B. Francois and X. Guillaud, "Direct Rotor Field-Oriented Control of a Dual Three-Phase Induction Machine using a novel Kalman observer," 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012), pp. 2251-2256, 2012.
- [Bag 99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy I, France, 1999
- [Bar 97] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, "Applications of a sub-optimal discontinuous control algorithm for uncertain second order systems", Int. J. of Robust and Nonlinear Control, vol. 7, no. 4, pp. 299–319, 1997.
- [Bar 98] G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai, "Chattering avoidance by second order sliding mode control", IEEE Trans. Automat. Control, Vol. 43, No. 2, pp. 241-246, 1998.
- [Bar 08] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano, and E. (Eds.) Usai, Modern Sliding Mode Control Theory: New Perspectives and Applications.: Springer, 2008.
- [Bar 09] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral and M.J. Duran, "One-Step Modulation Predictive Current Control Method for the Asymmetrical Dual Three-Phase Induction Machine," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1974-1983, June 2009.

- [Bek 14]** Y.Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [Bel 07]** S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed and B. Kiyyour Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on DTC Scheme, International Journal of Electrical and Power Engineering, Vol.1, pp 158 – 164,2007
- [Bel 14]** S. Belkacem « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine A Induction », these Doctorat, université de Batna, 2011
- [Ben 10]** L. Benalia « Commande En Tension Des Moteurs A Induction Double Alimentes », Thèse de doctorat, Université De BATNA, 2010.
- [Ben 13]** Y. BENDAHA « Contribution A La Commande Avec Et Sans Capteur Mecanique D'un Actionneur Electrique », these Doctorat Universite Des Sciences Et De La Technologie D'Oran, 2013
- [Ben 13]** H.Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013.
- [Ben 16]** I. Bendaas « Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [Bes 18]** T. Bessaad « Commande par Logique Floue d'un Système Multi-Machines Connectées en Série ». Thèse de doctorat, Université d'oran, 2018
- [Bla 72]** F.Blaschke "The Principle of Field Orientation Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines," Siemens-Rev., vol. 39, pp. 217–220, 1972
- [Boj 02]** R. Bojoi, M. ChiadòCaponet, G. Grieco, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Computation and measurements of the dc-link current in six-phase voltage source PWM inverters for ac motor drives," in Conf. Rec. Power Conversion Conf. (PCC), Osaka, Japan, Apr. 2002, pp. 953–958.
- [Bou 10]** M. Bounadja « Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'AlternodémarreurIntégré ». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF.2010.
- [Bou 14]** N.Bounasla, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants permanents », mémoire de magistère, université de setif, 2014
- [Bou 17]** Z. Boudjema1, R. Taleb, Y Djeriri, A Yahdou. A novel direct torque control using second order continuous sliding mode of a doubly fed induction generator for a wind energy conversion system. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences (2017) pp 965 – 975, 2017.
- [Buc 01]** G BUCHE " commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink ", PFE Grenoble2001
- [Cle 96]** Guy Clerc, Guy Grellet, « Actionneurs Electriques. Principes, Modèles, Commande », Editeur Eyrolles, 1996

- [Chr 98]** C. Edwards and Sarah K. Spurgeon, Sliding Mode Control: Theory and Applications. London: Taylor & Francis, 1998.
- [Eke 10]** I. Eker “Second-order sliding mode control with experimental application”. ISA Trans. 49, 394–405 (2010)
- [Eke 12]** I. Eker, Second-Order Sliding Mode Control with PI Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant, Arab J Sci Eng, pp 1969–1986, 2012.
- [Fer 09]** A. Ferrara, C. Vecchico: Second order sliding mode control of vehicles with distributed collision avoidance capabilities,
- [Fna 10]** M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, And F. Fnaiech «Fuzzy Logic and Sliding Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine with Open Phases». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol (57), Iss 1, PP. 354-364. 2010 Mechatronics **19**, 471–477 (2009).
- [Fri 99]** L.M. Fridman, "The problem of chattering: an averaging approach", In Young K.D, Ozguner U. (Eds.) Variable Structure Systems, Sliding Mode and Nonlinear Control, Lecture Notes in Control and Information Sciences 247, Springer Verlag, pp. 361-385, 1999.
- [Gda 17]** S. Gdaim « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », thèse doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Tunisia, 2013.
- [Gre 00]** G. GRELLET, G. CLERC « Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande ». Editions Eyrolles. 2000
- [Had 01]** D. Hadiouche « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure ». Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 200.
- [Had 04]** Hadiouche D, Razik H and Rezgou A. On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines. IEEE Trans. Indus Appl., 2004, 40(2), 506-515
- [Ian12]** I. Iancu « Fuzzy Logic Controls, Concepts, Theories and Applications » IntechOpen editor ISBN: 978-953-51-0396-7, 2012.
- [Iff 15]** K. Iffouzar, S. Taraft, H. Aouzellag, K. Ghedamsi and D. Aouzellag, “DRFOC of polyphase induction motor based on fuzzy logic controller speed,” 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE 2015), pp. 1-7, 2015.
- [Ikb 06]** Iqbal, A., Levi, E., Jones, M., and Vukosavic, S.N.: ‘Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs’. Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC, Jeju, Korea, 2006, pp. 2871–2877.
- [Jah 74]** T. M. Jahns, Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase drive units. IEEE Transactions on Industry Applications, 1980. vol. IA-16, no. 3: p. 321 - 331.
- [Kan 08]** Kanerva, S., Toivanen, O., Sario, P., and Arshad, W, “Experimental Study on Harmonic Losses of a Dual-Stator Synchronous Motor with Redundant Voltage Source Drive,” in Proc. 18th Int. Electrical Machines Conf. ICEM, 2008, pp. 1–4. Inverter (VSI)

- [Kes 03] X. Kestelyn, “Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés,” PhD Thesis, Université Lille 1 - Sciences et Technologies, December 2003.
- [kha 03] K. Khan, S. Spurgeon and A. Levant «Simple Output Feedback 2-Sliding Controller Systems of Relative Degree Two». Proceedings of the European Control Conference, Ecc03, Cambridge. 2003.
- [Kha 03] M.K Khan « design and application of second order sliding mode control algorithms”, these doctorat, Université de Leicester, 2003.
- [Kha 08] K. S. Khan, W. M. Arshad, S. Kanerva, "On Performance Figures of Multiphase Machines", Int. Conf. on Electrical Machines, 2008.
- [Khe18] A. Khemis « Contribution à la Commande Adaptative de la Machine à Induction par l’Application des Techniques Floues Type-2 ». Thèse de doctorat, Université de Batna.2018.
- [Kiy 04] B.Kiyyour « commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ». Mémoire de magistère, université de Batna, 2004
- [Kli 83] E. A. Klingshirn, High phase order induction motors-part 2-experimental results. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1983. vol. PAS-102, no. 1 : p. 54-59.
- [Laa 08] T.Laamayad « Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique Floue ». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2008.
- [Laa 15] T.Laamayad, B.Sebti, "The Stable Algorithm Based On A Model Reference Adaptive Control For The Dual Star Induction Machine Drives", Journal of Electrical Engineering, pp 1-6, 2015
- [Lag 19] L.Laggoune,”contribution à la commande de la machine synchrone à aimant permanent ‘. Thèsedoctorat, Université de Batna, 2019.
- [Lev 93] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” International Journal of Control, vol. 58, no. 6, pp. 1247–1263, 1993.
- [Lev 98] A. Levant, "Robust exact differentiation via sliding mode technique", Automatica, Vol. 34, No. 3, pp. 379-384, 1998.
- [Lev 06] E. Levi, “Recent Developments in High Performance Variable-Speed Multiphase Induction Motor Drives” Sixth International Symposium Nikola Tesla, Belgrade, Serbia. 18th – 20th October, 2006.
- [Lev 08] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, May 2008, pp. 1893-1909.
- [Lev 12] E. Levi, I.N.W. Satiawan, N. Bodo, M. Jones, "A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 27, no. 1, pp. 1-10, 2012
- [Lin 13] Wen-Bin Lin and Huann-Keng Chiang. Super-Twisting Algorithm Second-Order Sliding Mode Control for a Synchronous Reluctance Motor Speed Drive. Mathematical Problems in Engineering Volume 2013

- [Lis 18] J. Listwan, « Application of Super-Twisting Sliding Mode Controllers in Direct Field-Oriented Control System of Six-Phase Induction Motor: Experimental Studies» Power Electronics and Drives, 2018.
- [Mam 74] E.H MAMDANI « Applications of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamic Plants » Proc. IEE 121, pp 1585–1588, 1974
- [McI 69] G. W. McLean, G. F. Nix, and S. R. Alwash, Performance and design of induction motors with square-wave excitation. IEE Proceedings, 1969. vol. 116, no. 8: p. 1405 - 1411.
- [Mel 14] M. Bouziane, « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel, Thèse de doctorat, Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes, 2014
- [Mer 13] E. Merabet «Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2013.
- [Mih 09] M. Mihoub, A.S Nouri, R. Abdennour, “Real-time application of discrete second order slidingmode control to a chemical reactor”. Control Eng. Pract. **17**, 1089–1095 (2009)
- [Mok 14] Mokhtari Bachir « DTC intelligente appliquée à la commande De la machine asynchrone », these doctorat, université de Batna, 2014
- [Mou 99] MOUBA YED Nazih, "Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-etoiles", thèse de doctorat de l'INP, France, 1999
- [Mun 00] A. R. Munoz and T. A. Lipo, “Dual stator winding induction machine drive,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 5, pp. 1369–1379, Sep./Oct.2000.
- [Nel 74] R. H. Nelson and P. C. Krause, Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1974. vol. PAS-93, No. 3: p. 841 - 848.
- [Ole 08] V. Oleschuk, G. Griva, F. Profumo, A. Tenconi, “Combined Synchronised PWM for Symmetrical split-Phase Drives with low Switching Frequency” Power Electronics SpecialistsConference (Rhodes, Greece) (pp.1522-1527) ISBN: 9781424416684. January, 2008.
- [Oli 15] Oliveira C M R., Aguiar M L, Monteiro J B A, Pereira W C, Paula G T and Santana M P. Vector control of induction motor using a sliding mode controller with chattering reduction. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015, 1-6.
- [Par 05] L.Parsa, "On advantages of multi-phase machines", Industrial Electronics Society, IECON. 31st Annual Conference of IEEE , vol., no., pp. 6 pp., Nov. 2005
- [Pav 83] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan, and M. R. Krishnamurthy, Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988. vol. 3, no. 2: p. 224-235.
- [Per 02] W.Perruquetti And J. P. Barbot «Sliding Mode Control in Engineering ». Marcel Dekker, Inc, New York. 2002

- [Pie 12] Pieńkowski K. Analysis and control of dual stator winding induction motor. archives of electrical engineering.,2012, 61(3), 421-438
- [Pri 09] J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, M. R. Arahal and M. J. Duran, “FPGA Implementation of a Multiphase Space Vector Modulation for Asymmetrical Dual Three-phase ACMachines. International Conference on renewable Energies and Power Quality (ICRPQ’09), Valencia, Spain, 15th- 17th April 2009.
- [Ras 05] M. Rashed, K. Goh, M. Dunnigan, P. MacConnell, A. Stronach and B. Williams, "Sensorless second-order sliding-mode speed control of a voltage-fed induction-motor drive using nonlinear state feedback", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no. 5, p. 1127, 2005.
- [Ryu 04] H.M. Ryu, J.H. Kim, S.K. Sul, “Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor, Part II. Asymmetric Fault Condition due to Open Phases”, IndustryApplications Conference, 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE, vol. 1, no., pp. 268-275, Seattle (USA), Oct. 2004.
- [Sin 02] Singh, G.K.: ‘Multi-phase induction machine drive research – a survey’, Electr. Power Syst. Res., 2002, 61, pp. 139–147
- [Sin 05] G. K. Singh, S. K. Lim, “A Simple Indirect Field-oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine”, IEEETransactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 4, August 2005.
- [Siv 07] S. N. Sivanandam, S. Sumathi and S. N. Deepa « Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB » Springer, Éditeur Berlin Heidelberg, 2007
- [Slo 91] J.J. Slotine, C. Canudas de Wit, Sliding observers for robot manipulators Automatica 27(5), 859–864 (1991).
- [Sou 12] A. Souaci« Commande Robuste D’une Machine A Induction Par Mode Glissant d’ordre superieur »mémoire magister, université de batna, 2012.
- [Sul 10] G. Sulligoi, A. Tassarolo, V. Benucci, M. Baret, A. Reborra, A. Taffone, “Modeling, simulation and experimental validation of a generation system for Medium-Voltage DC Integrated Power Systems”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 4, July/Aug. 2010, pp. 1304-1310.
- [Tak 86] Takahashi, T.Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.22, No.5, pp.820-827, 1986.
- [Ter 99] Terrien. Franck and M. F. Benkhoris. “Analysis of double star motor drives for electrical propulsion.” IEMDC 1999 (1999).
- [Tes 10] A. Tassarolo, “Experimental performance assessment of multiphase alternators supplying multiple AC/DC power converters”, Journal of Energy and Power Engineering, vol.4, no.12, Dec. 2010, pp. 43-50.
- [Tes 11] A. Tassarolo, G. Zocco, C. Tonello, "Design and Testing of a 45-MW 100-Hz Quadruple-Star Synchronous Motor for a Liquefied Natural Gas Turbo-Compressor Drive", IEEE Trans. on Industry Applications, 2011.

-
- [**Utk 09**] Vadim Utkin, Jurgen Guldner, and Jingxin Shi, Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems.: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [**Utk 09**] Vadim Utkin, Jürgen Guldner, Jingxin Shi “Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems” second edition, Taylor & Francis Group, LLC, 2009
- [**Vuk 05**] S.N. Vukosavic a, M. Jones a, E. Levia,*, J. Vargab, « Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine », Electric Power Systems Research, pp 142-152, 2005
- [**War 69**] E. E. Ward and H. HÃ Rer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, vol. 116, pp. 980-984, 1969-01-01 1969.
- [**Wil 03**] Williamson, S., and Smith, A.C.: ‘Pulsating torque and losses in multiphase induction machines’, IEEE Trans. Ind. Appl., 2003, 39, (4), pp. 986–993
- [**Xia 12**] Z. Xiang-Jun, Y. Yongbing, Z. Hongtao, L. Ying, F. Luguang, Y. Xu, "Modelling and control of a multi-phase permanent magnet synchronous generator and efficient hybrid 3L-converters for large direct-drive wind turbines», IET Electric Power Applications, vol. 6, no. 6, p. 322 – 331, July 2012
- [**Zad 65**] Zadeh, L. A « Fuzzy sets. Information and control », Elsevier, v. 8, n. 3, p. 338–353, 1965.

Annexes

ANNEXE A

Paramètres de la MASDE

<i>Résistance de l'enroulement statorique</i>	$R_{s1}=R_{s2}$	3.72 Ω
<i>Résistance de l'enroulement rotorique</i>	R_r	2.12 Ω
<i>Inductances de fuite statoriques</i>	$L_{s1}=L_{s2}$	0.022H
<i>Inductances de fuite rotorique</i>	L_r	0.006H
<i>InductanceMutuelle</i>	L_m	0.3672H
<i>Moment d' inertie</i>	J	0.0662Kg.m ²
<i>Coefficient de frottement</i>	f_r	0.001
<i>Nombre de paire de pôles</i>	P	1
<i>Courant nominal</i>	I_n	6.5A

ANNEXE B

CALCUL DES REGULATEURS

- Régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} :

Pour la régulation des courants i_{sd1} et i_{sd2} , la boucle de régulation correspondante est la même pour les deux courants, et est schématisée pour le courant i_{sd1} par la figure B.1 :

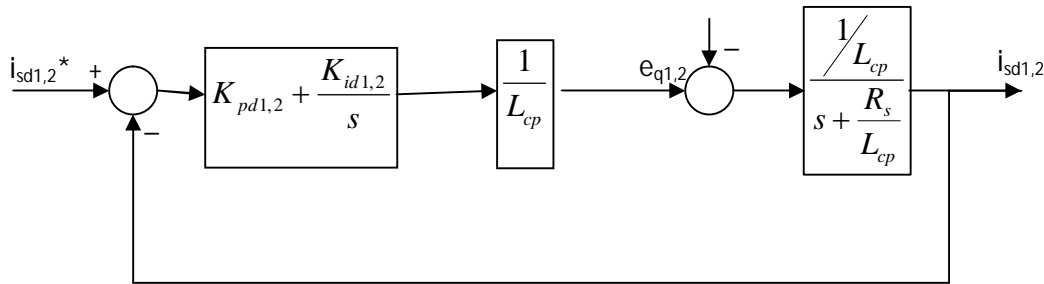


Figure B.1 Schéma bloc de régulation du courant avec régulateur PI.

L'expression mathématique des régulateurs $Rég_{isd1}$ et $Rég_{isd2}$ sont donnés par les relations suivantes :

$$Rég_{isd1} = K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{s}$$

$$Rég_{isd2} = K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est alors :

$$F_{ids} = K_{pd1} \cdot \frac{s + \frac{K_{id1}}{K_{pd1}}}{s} \cdot \frac{\frac{1}{L_{cp}}}{s + \frac{R_s}{L_{cp}}} \text{ avec : } L_{cp} = L_{cs}\sigma - \frac{L_m^2}{L_{cs}\sigma}, L_m' = L_m - \frac{L_m^2}{L_{cr}}, \sigma = \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)} L_{cs,r} = L_{s,r} + L_m$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{K_{id1,2}}{K_{pd1,2}} = \frac{R_s}{L_{cp}}$, la fonction de transfert en

$$\text{boucle fermée sera : } F_{ids} = \frac{1}{1 + \frac{s \cdot L_{cp}}{K_{pd1,2}}}$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est : $\tau = \frac{L_{cp}}{K_{pd1,2}}$

Afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2$ ms sera choisie, d'où :

$$K_{pd1,2} = \frac{L_{cp}}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{id1,2} = K_{pd1,2} \frac{R_s}{L_{cp}}$$

- **Régulation des courants i_{sq1} et i_{sq2} :**

Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs i_{sq1} et i_{sq2} donnent :

$$K_{pq1,2} = \frac{L_{cp}}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{iq1,2} = K_{pq1,2} \frac{R_s}{L_{cp}}$$

- **Régulation de flux :**

Pour la régulation du flux rotorique, le schéma fonctionnel de régulation est donné par la figure B.2

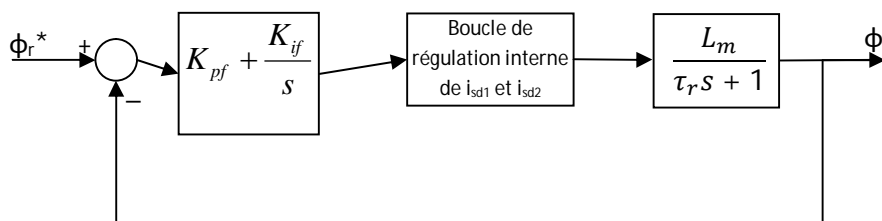


Figure B.2 Schéma bloc de régulation du flux avec régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_{\varphi_r} = K_{pf} \cdot \frac{s + \frac{K_{if}}{K_{pf}}}{s} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_r}}$$

Après compensation du pôle dominant, le temps de réponse en boucle fermée sera de $\frac{\tau_r}{K_{pf} \cdot L_m}$ et celui-ci

sera choisi dix fois (10) plus grand que le temps de réponse de la boucle interne pour permettre à cette dernière d'atteindre la valeur de référence $\tau_f = 10\tau$.

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$K_{pf} = \frac{\tau_r}{L_m \cdot 10 \cdot \tau} \quad \text{et} \quad K_{if} = \frac{K_{pf}}{\tau_r}$$

- **Régulation de la vitesse :**

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, est donné par la figure B.3.

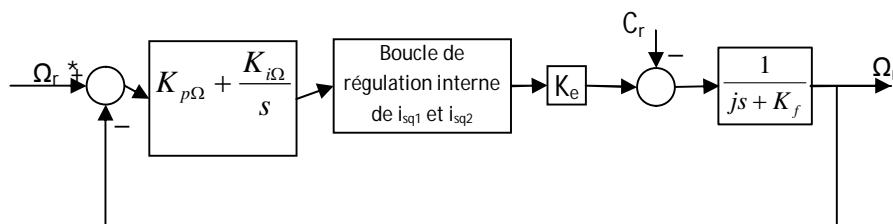


Figure B.3 : Schéma bloc de régulation de vitesse avec régulateur PI.

En considérant les courants i_{sq1} et i_{sq2} parfaitement régulés, la fonction de transfert en boucle ouverte est

$$\text{donnée par : } F_{\Omega} = K_{p\Omega} \cdot \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{s} \cdot \frac{K_e}{j \cdot s + K_f}$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles $\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \frac{K_f}{j}$, le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant. Les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_{p\Omega} = \frac{j}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \quad \text{et} \quad K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \cdot K_f}{j}$$