

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'enseignement supérieur
et de la recherche scientifique**

Université Hassiba Benbouali de Chlef



**Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique**

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

Magister (école doctorale génie électrique)

Option : Entraînement des systèmes électriques

Présenté par

Adil YAHDYOU

Ingénieur d'état en électrotechnique, Univ. HB Chlef

THEME

Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique

Soutenu le : 07/04/2011, devant le jury composé de :

| | | |
|--------------------|----------------------------------|------------|
| Pr. A. BETTAHAR | Professeur, Univ. HB Chlef | Président |
| Pr. M-S. BOUCHERIT | Professeur, ENP Alger | Examineur |
| Dr. L. NEZLI | Maître de conférences, ENP Alger | Examineur |
| Pr. B. BELMADANI | Professeur, Univ. HB Chlef | Rapporteur |

Année : 2011

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers ALLAH, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers :

Monsieur B. BELMADANI, Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef, non seulement pour son encadrement de très haut niveau, ses précieux conseils et orientations, mais également pour sa disponibilité et son dévouement. Je le remercie de m'avoir toujours poussé vers l'avant, pour toute la confiance qu'il a porté en moi et qui m'a permis d'acquérir une précieuse expérience du métier d'enseignant chercheur.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur A. BETTAHAR, Professeur à l'Université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Je tiens ensuite à remercier ceux qui ont bien voulu s'atteler à la lourde tâche de la relecture de ce mémoire, Monsieur L. NEZLI, Professeur à l'ENP d'Alger et Monsieur M.S. BOUCHERIT, Professeur à l'ENP d'Alger mes sincères et vifs remerciements d'avoir acceptés d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement mes camarades de promotion pour les nombreuses discussions que nous avons eues, l'ensemble du personnel et des enseignants d'électrotechnique de l'Université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF et en particulier le chef du département H. ALOUACHE.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail. Que ce mémoire soit pour vous tous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à
Mes parents
Toute ma famille
Tous mes amies et tout ceux que j'aime*

Sommaire

Sommaire

Notations et symboles

Introduction générale

1

Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone double étoile et son alimentation

| | |
|--|----|
| 1.1 Introduction | 4 |
| 1.2 Caractéristiques des machines multiphasées | 4 |
| 1.2.1 Machines multiphasées de type 1 | 5 |
| 1.2.2 Machines multiphasées de type 2 | 5 |
| 1.3 Applications des machines multiphasées | 5 |
| 1.4 Avantages des machines multiphasées | 6 |
| 1.4.1 Segmentation de puissance | 6 |
| 1.4.2 La fiabilité | 6 |
| 1.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques | 6 |
| 1.5 Inconvénients des machines multiphasées | 7 |
| 1.6 Description de la MASDE | 7 |
| 1.7 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile | 8 |
| 1.8 Modélisation de la machine asynchrone double étoile | 9 |
| 1.8.1 Modèle naturel de la MASDE | 9 |
| 1.8.1.1 Equations des tensions | 9 |
| 1.8.1.2 Equations des flux | 9 |
| 1.8.1.3 Equations mécanique | 12 |
| 1.8.2 Modèle de Park | 13 |
| 1.8.3 Application de la transformation de Park à la MASDE | 14 |
| 1.8.4 Choix du référentiel | 17 |
| 1.8.4.1 Référentiel lié au stator (α, β) | 17 |
| 1.8.4.2 Référentiel lié au rotor | 18 |
| 1.8.4.3 Référentiel lié au champ tournant | 18 |
| 1.8.5 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (d, q) lié au champ tournant | 20 |
| 1.8.6 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (α, β) lié au stator | 21 |

| | |
|---|----|
| 1.9 Simulation et interprétation des résultats | 22 |
| 1.10 Alimentation de la machine asynchrone double étoile | 24 |
| 1.10.1 Modélisation du redresseur triphasé | 25 |
| 1.10.2 Modélisation du filtre | 26 |
| 1.11 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux | 28 |
| 1.11.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux | 28 |
| 1.11.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux | 29 |
| 1.11.3 Modélisation aux valeurs instantanées | 32 |
| 1.12 Stratégie de commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses | 33 |
| 1.12.1 Principe de la commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses | 34 |
| 1.12.2 Caractéristique de la modulation | 35 |
| 1.12.3 Algorithme de la commande | 36 |
| 1.13 Résultats de simulation | 38 |
| 1.14 Conclusion | 39 |

Chapitre 2 Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

| | |
|---|----|
| 2.1 Introduction | 40 |
| 2.2 Principe de la commande vectorielle | 40 |
| 2.3 Méthode de la commande vectorielle | 41 |
| 2.3.1 Méthode directe | 42 |
| 2.3.2 Méthode indirecte | 42 |
| 2.4 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte | 42 |
| 2.4.1 Résultats et interprétations | 46 |
| 2.5 Régulation de la vitesse par la méthode directe | 49 |
| 2.5.1 Mesure du flux rotorique | 51 |
| 2.5.2 Estimation du flux rotorique | 51 |
| 2.5.3 Simulation et interprétations des résultats | 53 |
| 2.6 Test de robustesse | 56 |
| 2.7 Comparaison | 60 |
| 2.8 Conclusion | 61 |

Chapitre 3 Commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

| | |
|--|----|
| 3.1 Introduction | 62 |
| 3.2 Définition des systèmes à structure variable | 63 |
| 3.3 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement | 63 |
| 3.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande | 64 |
| 3.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état | 64 |
| 3.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente | 65 |
| 3.4 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable | 66 |
| 3.4.1 Systèmes non linéaires à structure variable | 66 |
| 3.4.2 Modes de trajectoire d'une variable d'état | 68 |
| 3.5 Conception de la commande par mode de glissement | 69 |
| 3.5.1. Choix de la surface de glissement | 70 |
| 3.5.2. Conditions de convergence | 71 |
| 3.5.3. Calcul de la commande | 72 |
| 3.6 Élimination du phénomène de Chattering | 75 |
| 3.7 Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone double étoile | 78 |
| 3.7.1 Surface de régulation de la vitesse | 78 |
| 3.7.2 Surface de régulation du flux rotorique | 79 |
| 3.7.3 Surface de régulation des courants statoriques | 81 |
| 3.8 Simulation et interprétation des résultats | 83 |
| 3.9 Test de robustesse | 87 |
| 3.10 Conclusion | 89 |

Chapitre 4 Commande sans capteur mécanique de la MASDE dotée d'un observateur à modes glissants

| | |
|---|----|
| 4.1 Introduction | 90 |
| 4.2 Différentes techniques de commande sans capteur mécanique | 90 |
| 4.2.1 Techniques d'estimation indirectes de vitesse | 90 |
| 4.2.1.1 Relation d'autopilotage | 91 |
| 4.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS | 91 |
| 4.2.1.3 Les observateurs | 92 |

| | |
|---|-----|
| 4.2.2 Techniques d'estimation directes de vitesse | 93 |
| 4.2.2.1 Méthode d'harmonique d'encoches | 94 |
| 4.2.2.2 Méthode d'injection des signaux | 94 |
| 4.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs | 94 |
| 4.3.1 Estimateurs | 95 |
| 4.3.2 Observateurs | 96 |
| 4.4 Commande sans capteur de vitesse de la MASDE | 97 |
| 4.4.1 Commande sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant | 97 |
| 4.4.1.1 Structure générale d'un observateur par mode glissant | 98 |
| 4.4.1.2 Estimation de la vitesse par un observateur à modes glissants | 99 |
| 4.5 Résultat de simulation | 100 |
| 4.6 Test de robustesse | 102 |
| 4.7 Conclusion | 106 |

Conclusion générale

| | |
|----------------------------|-----|
| Conclusion générale | 107 |
|----------------------------|-----|

Annexes

| | |
|---|-----|
| Annexe A Paramètres de la machine asynchrone double étoile | 109 |
| Annexe B Calcul des régulateurs | 110 |

Bibliographie

| | |
|---------------|-----|
| Bibliographie | 115 |
|---------------|-----|

Notations et symboles

| | |
|--------------------------|---|
| DFOC | Commande vectorielle directe ; |
| FOC | Commande vectorielle ; |
| IFOC | Commande vectorielle indirecte ; |
| MASDE | Machine asynchrone double étoile ; |
| S, R | Indices respectifs du stator et du rotor ; |
| A_{S1}, B_{S1}, C_{S1} | Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 1 |
| A_{S2}, B_{S2}, C_{S2} | Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 2 |
| A_r, B_r, C_r | Indices correspondants aux trois phases rotorique ; |
| d_1, q_1, d_2, q_2 | Axes correspondants aux référentielles de PARK ; |
| R_{s1}, R_{s2} | Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 ; |
| R_r | Résistance de l'enroulement rotorique ; |
| L_{s1}, L_{s2} | Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 ; |
| L_r | Inductance propre de fuites rotorique ; |
| L_m | Inductance mutuelle entre les enroulement 1et 2 du stator et le rotor ; |
| $M_{s1,r}$ et $M_{s2,r}$ | Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ; |
| $M_{s1,s2}$ | Inductance mutuelle entre phases des enroulement 1 et 2 du stator ; |
| ϕ_{s1}, ϕ_{s2} | Flux statorique ; |
| ϕ_{s1} | Flux rotorique ; |
| ϕ_{dr} | Flux rotorique sur l'axe d ; |
| ϕ_{qr} | Flux rotorique sur l'axe q ; |
| $\phi_{\alpha r}$ | Flux rotorique sur l'axe α ; |
| $\phi_{\beta r}$ | Flux rotorique sur l'axe β ; |
| T_r | Constante de temps rotorique ; |
| P | Nombre de paire de pôles ; |
| C_{em} | Couple électromagnétique ; |
| J | Moment d'inertie ; |
| K_f | Coefficient de frottement ; |
| C_r | Couple résistant ; |

| | |
|------------------|--|
| ω_s | Vitesse angulaires électriques statorique ; |
| ω_r | Vitesse angulaires électriques rotorique ; |
| ω_{gl} | Vitesse angulaires électriques de glissement ; |
| Ω_m | Vitesse mécanique du rotor ; |
| α | Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator; |
| θ_s | Angle entre l'enroulement statorique 1 et l'axe d ; |
| θ_m | Angle entre l'enroulement statorique 1 et la première phase du rotor ; |
| θ_{gl} | Angle entre la première phase du rotor et l'axe d ; |
| Ω_m^* | Vitesse de référence ; |
| ϕ_m^* | Flux rotorique de référence ; |
| C_{em} | Couple électromagnétique de référence ; |
| m | Indice de modulation ; |
| r | Taux de modulation ; |
| V | Tension simple de phase ; |
| i_{as1} | Courants d'une phase de l'enroulement statorique 1 ; |
| i_{as2} | Courants d'une phase de l'enroulement statorique 2 ; |
| K_p | Paramètre de l'action proportionnelle ; |
| K_i | Paramètre de l'action intégrale ; |
| σ | Coefficient de dispersion ; |
| $\hat{\phi}_r$ | Flux rotorique estimé ; |
| $\hat{\Omega}_m$ | Vitesse angulaire rotorique estimée ; |
| ε | L'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée. |

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

تحكم و ملاحظ بنمط منزلق لآلة لامتزامنة ثنائية النجم بدون ملتقط ميكانيكي

ملخص – هذه المذكرة تتطرق إلى التحكم بدون ملتقط ميكانيكي للآلة لامتزامنة ثنائية النجم، يتم تغذيتها عن طريق موجين ذوي ثلاث مستويات، من أجل ذلك قدمنا في الأول نموذج متحرك للآلة معتمدين في ذلك على تحويلات بارك، بعد ذلك رأينا أن هذا النموذج ليس خطي، متعدد المتغيرات و مختلط، لأجل ذلك طبقنا التحكم أشعاعي بتدفق الموجه . لزيادة في متانة الآلة، قمنا بتطبيق التحكم بنمط منزلق للآلة . لحذف الملتقط الميكانيكي ولخفض تكاليف النظام، قدمنا مختلف الطرق المتبعة لملاحظة السرعة الموجودة في المراجع. في هذا العمل طبقنا الملاحظ بنمط منزلق، في النهاية أثبتت النتائج متانة الطرق المتبعة.

كلمات مفتاحية - آلة لامتزامنة ثنائية النجم، تحكم شعاعي، تحكم بنمط منزلق، ملاحظة بنمط منزلق، تحكم بدون ملتقط ميكانيكي.

Control and observation by sliding mode of double star induction machine sensorless

Abstract – This paper is devoted to the mechanical sensorless control of a double star induction machine fed by two voltage inverters on three levels. For this, we first presented the dynamic model of the machine based on Park transformation. Then, since this model is nonlinear, multivariable and highly coupled, we opted for a vector control-flow oriented. Then, to improve the robustness of the conduct of an DSIM, sliding mode control has been applied. To eliminate the mechanical sensor and reduce the cost of the drive system, we have presented all the methods for estimating the rate found in the literature, and a sliding mode observer has been presented. Finally, the simulation results clearly show the robustness of the proposed methods deal with parametric variations.

Key words – Double star induction machine (DSIM), vector control, sliding mode control, sliding mode observer, sensorless control.

Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique

Résumé – Ce mémoire est consacré à la commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux. Pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle à flux orienté. Puis, afin d'améliorer la robustesse de la conduite d'une MASDE, la commande par mode glissant a été appliquée. Pour éliminer le capteur mécanique et réduire ainsi le coût du système d'entraînement, nous avons présenté l'ensemble des méthodes d'estimation de la vitesse existant dans la littérature, et un observateur par mode glissant a été présenté. Enfin, les résultats de simulation montrent clairement la robustesse des méthodes proposés face aux variations paramétriques.

Mots clés – Machine asynchrone double étoile (MASDE), commande vectorielle, commande par mode glissant, observateur par mode glissant, commande sans capteur mécanique.

Introduction générale

Introduction générale

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique [Alg 76]. La première machine asynchrone triphasée fut réalisée par l'allemand Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889. Cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en terme d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande qualité et dans une très grande échelle des puissances, conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée etc.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile [Dah 04] [Are 05].

Ces machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [Had 00].

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels que le DSP, permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte la non linéarité du modèle de la machine à courant alternatif. Dans les deux dernières décennies, un essor appréciable à la commande des machines à courant alternatif a été donné, où l'on peut distinguer la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple DTC, la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de la commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs

numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre exemple la commande adaptative, la commande flou, la commande par mode de glissement etc., l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants.

Le présent mémoire s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et son alimentation. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Parck. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à trois niveaux à commande MLI. Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

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

Le troisième chapitre présente la commande par mode de glissement de la MASDE. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de la commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MASDE. Nous montrons enfin les avantages apportés pour ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

Dans le dernier chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Par la suite nous avons appliqué la technique d'observation par mode glissant pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile. Cette étude sera menée par simulation numérique pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques ainsi obtenues lors des variations paramétriques.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

double étoile et son alimentation

1.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en générale très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passons ensuite à l'alimentation de cette dernière par deux onduleurs de tensions à trois niveaux à commande MLI.

Dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire $\alpha = 30^0$. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés.

1.2 Caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on distingue deux types de machines multiphasées; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type [Had 00].

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

$$n_{ph} = \frac{180^0}{\alpha} \tag{1.1}$$

1.2.1 Machines multiphasées de type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois. $nph = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$)

1.2.2 Machines multiphasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2. Alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi / nph = 2\alpha$ (α représente le décalage angulaire entre deux bobinages adjacents).

1.3 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment [Mer 08].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure 1.1).

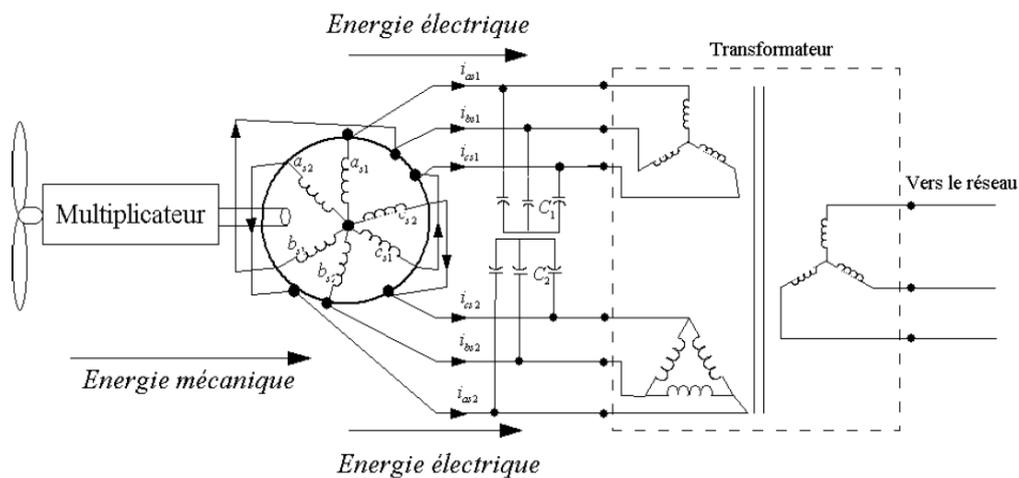


Figure 1.1 : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases.

1.4 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

1.4.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Ce la permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

1.4.2 La fiabilité

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

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(nph - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

1.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

De manière générale, les couples harmoniques exister dans une machine multiphasée sont

ceux de rang $h = 2 \text{ nph } i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), cette propriété des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain.

Remarquons de plus que, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent 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 des pertes rotoriques qu'une machine triphasée.

1.5 Inconvénients des machines multiphasées

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur – machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif.

La multiplication du nombre de semi – conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptée.

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable.

1.6 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure 1.2 donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

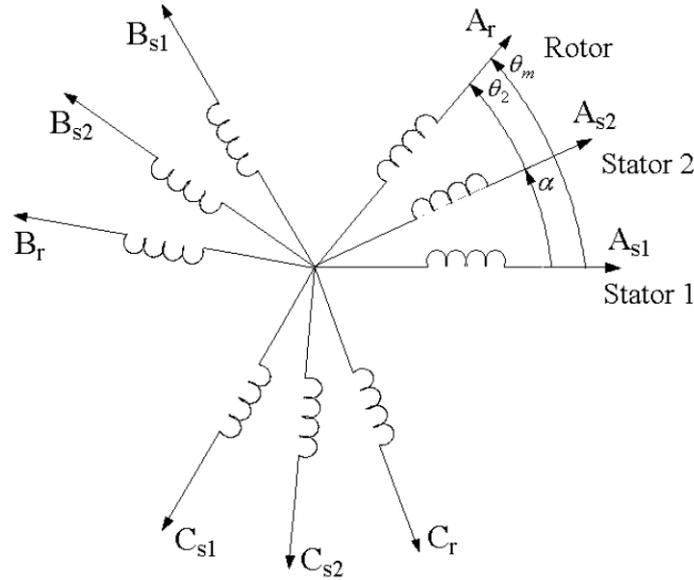


Figure 1.2 : Représentation des enroulements de la MASDE.

On notera par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2). Les phases de la première étoile A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r . L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_m exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile1 (phase A_{s1}). θ_2 la position du rotor par rapport à l'étoile2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\theta_m &= \Omega_m t + \theta_0 \\ \theta_2 &= \theta_m - \alpha\end{aligned}\tag{1.2}$$

Ω_m [rad/s] : la vitesse mécanique du rotor. θ_0 : la position du rotor par rapport au l'étoile 1.

1.7 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s , tel que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} \text{ [tr/s]}$$

Avec:

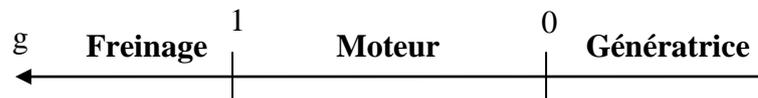
P : le nombre de paire de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de

synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($N < N_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.

▪ Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [Ber 04] [Dah 04] [Are 05] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale;
- L'entrefer est uniforme ;
- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

1.8 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

1.8.1 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tensions, courants et flux, on peut écrire pour les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

$$\text{Pour l'étoile1} \quad \begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{Pour l'étoile2} \quad \begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (1.4)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (1.5)$$

1.8.1.1 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'ohm et la loi de l'entz permet d'écrire les relations suivantes :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (1.6)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (1.7)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (1.8)$$

1.8.1.2 Equations des flux

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

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (1.9)$$

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (1.10)$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (1.11)$$

Ou :

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

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (1.12)$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$: la matrice identité d'ordre 3 ;

R_{s1} : la résistance d'une phase de la première étoile ;

R_{s2} : la résistance d'une phase de la deuxième étoile ;

R_r : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (1.9), (1.10) et (1.11) sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T ; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T ; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T .$$

Avec :

L_{s1} : l'inductance propre du 1^{er} étoile ;

L_{s2} : l'inductance propre du 2^{eme} étoile ;

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 ;

M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

1.8.1.3 Equations mécanique

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

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m) \quad (1.19)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (1.20)$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : le coefficient de frottement.

- **Couple électromagnétique**

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la coénergie.

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1,r}]$, $[M_{s2,r}]$, $[M_{r,s1}]$, $[M_{r,s2}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (1.21).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\partial \theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\partial \theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (1.22)$$

Les équations (1.3), (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8), (1.19), (1.20) et (1.22), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE, cette partie fait l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrits dans ce contexte. On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques, de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park.

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

1.8.2 Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axe (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement. La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq). La figure (1.3) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (1.23) et pour le passage inverse on utilise (1.24).

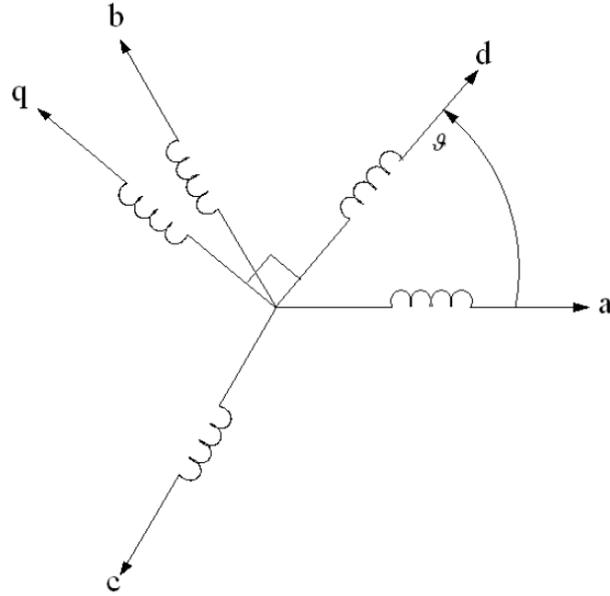


Figure 1.3 : Transformation de Park.

$$[P(\vartheta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + 2\pi/3) & \cos(\vartheta + 4\pi/3) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$[P(\vartheta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 4\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dgo}] = [P(\vartheta)] [G_{abc}] \quad (1.25)$$

$$[G_{abc}] = [P(\vartheta)]^{-1} [G_{dgo}] \quad (1.26)$$

Avec :

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

$[G_{dgo}]$: le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

1.8.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

- Equation des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (1.6), (1.7) et (1.8), on obtient :

- **Pour l'étoile 1**

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

- **Pour l'étoile 2**

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

- **Pour le rotor**

Le rotor étant en court-circuit c-à-dire que $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$.

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes A_{s1} , d ;

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes A_r , d ;

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

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

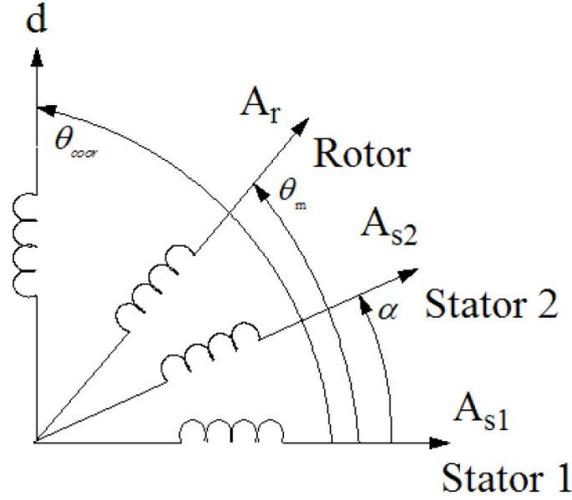


Figure 1.4 : Représentation des axes en transformation de Park.

Sous forme d'équations :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

• Equation des flux

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

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2}
 \end{aligned} \tag{1.31}$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2}$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \quad (1.32)$$

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

Le système d'équations (1.31) devient comme suit :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (1.33)$$

Avec :

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

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

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

1.8.4 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) .

1.8.4.1 Référentiel lié au stator (α, β)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées est dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

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

1.8.4.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation mécanique du rotor ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

1.8.4.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est égale la vitesse du champ tournant $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

- **Equation mécanique**

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (1.34)$$

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

$$P = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (1.35)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (1.35) par leurs expressions dans l'équation (1.30), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante (on prend le référentiel lié au champ tournant) :

$$\begin{aligned} P = & \underbrace{R_{s1}i_{ds}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\ & + \omega_s (\underbrace{\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}}_{\text{terme 2}}) \\ & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \end{aligned} \quad (1.36)$$

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

- le premier terme est identifiable aux pertes joule ;

- le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

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

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (1.37)$$

On a dans l'expression de la puissance absorbée (1.36) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (1.38)$$

En remplaçant l'expression (1.38) dans (1.37), le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p (\phi_{ds1} i_{qs1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (1.39)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en substituant le système d'équations (1.33) des flux statoriques dans l'expression (1.39), on obtient :

$$C_{em} = p L_m \{ (i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr} \} \quad (1.40)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (1.42)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (1.40), on obtient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \} \quad (1.43)$$

1.8.5 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (d, q) lié au champ tournant

En remplaçant le système d'équation (1.33) dans (1.30) et $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$. Après arrangement on obtient le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant, pour un vecteur d'état $[x] = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]$ et de commande $[v] = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ 0 \ 0]$ et tenant compte que le rotor de la MASDE est en court-circuit. Ce modèle est exprimé par le système suivant :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds1}}{dt} &= \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{ds2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \right. \\
 &\quad \left. + \omega_s ((L_{s1} + L_m)\sigma i_{qs1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{qs2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{qr}) \right] \\
 \frac{di_{qs1}}{dt} &= \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} \left[v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{qs2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \right. \\
 &\quad \left. - \omega_s ((L_{s1} + L_m)\sigma i_{ds1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{ds2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{dr}) \right] \\
 \frac{di_{ds2}}{dt} &= \frac{1}{\sigma(L_{s2} + L_m)} \left[v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{ds1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \right. \\
 &\quad \left. + \omega_s ((L_{s2} + L_m)\sigma i_{qs2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{qs1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{qr}) \right] \\
 \frac{di_{qs2}}{dt} &= \frac{1}{\sigma(L_{s2} + L_m)} \left[v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{qs1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \right. \\
 &\quad \left. - \omega_s ((L_{s2} + L_m)\sigma i_{ds2} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} i_{ds1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_{dr}) \right] \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \\
 C_{em} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \\
 J \frac{d\Omega_m}{dt} &= C_{em} - C_r - K_f \Omega_m
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_r)(L_m + L_s)}$$

$$T_r = \frac{(L_m + L_r)}{R_r}$$

$$L_{s1} = L_{s2} = L_s$$

1.8.6 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (α, β) lié au stator

Le référentiel (α, β) est immobile par rapport au stator (figure 1.5), donc les équations des tensions, flux et mécaniques avec la condition $\omega_s=0$ et tenant compte que le rotor de la machine asynchrone double étoile étudié est en court-circuit, le modèle d'état sera écrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{\alpha s1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} [v_{\alpha s1} - R_{s1}i_{\alpha s1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\alpha s2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt}] \\ \frac{di_{\beta s1}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s1} + L_m)} [v_{\beta s1} - R_{s1}i_{\beta s1} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\beta s2}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt}] \\ \frac{di_{\alpha s2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s2} + L_m)} [v_{\alpha s2} - R_{s2}i_{\alpha s2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\alpha s1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt}] \\ \frac{di_{\beta s2}}{dt} = \frac{1}{\sigma(L_{s2} + L_m)} [v_{\beta s2} - R_{s2}i_{\beta s2} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\beta s1}}{dt} - \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{d\phi_{\beta r}}{dt}] \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{\alpha s1} + i_{\alpha s2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{\beta s1} + i_{\beta s2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{\alpha r} (i_{\beta s1} + i_{\beta s2}) - \phi_{\beta r} (i_{\alpha s1} + i_{\alpha s2})] \\ J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_m \end{array} \right. \quad (1.45)$$

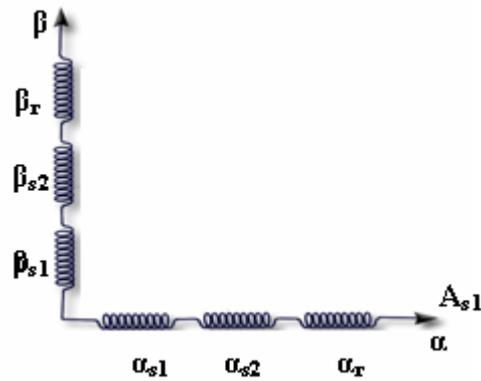


Figure 1.5 : Représentation des enroulements de la MASDE dans le repère (α, β) .

1.9 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE (1.42) sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK.

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

- Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.46)$$

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (1.46), $(\omega_s t)$ par $(\omega_s t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2 ;

- Pour le rotor, les tensions (v_{ar} , v_{br} et v_{cr}) sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

- La machine asynchrone double étoile étudiée, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A.

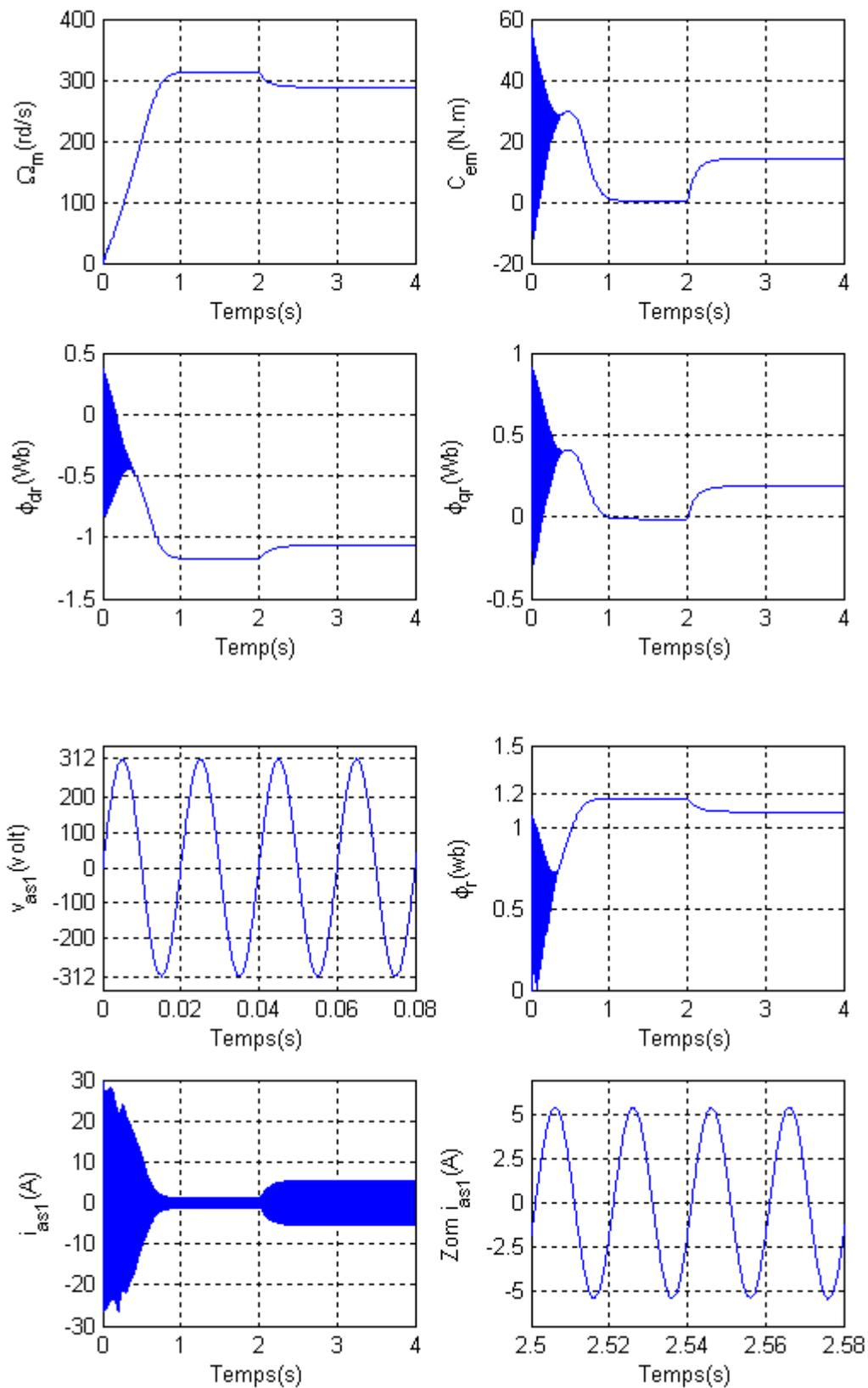


Figure 1.6 : Performances de la machine asynchrone double étoile avec application d'un couple de charge $C_r=14$ N.m à l'instant $t = 2$ s.

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide (figure 1.6) dans l'intervalle [0 2s] montrent que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse de rotation augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 313.68 rd/s à $t = 1$ s (très proche de celle du synchronisme). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.4s ou il rejoint 30 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.32 N.m, qui est due aux frottements. Le courant statorique présente un dépassement induit un fort appel de courant, qui est d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante (1.3A de la valeur crête). L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique et se stabilisent selon les deux axes (d q) respectivement à -1.176 wb -0.015 wb.

En appliquant une charge à l'instant $t = 2$ s ($C_r = 14$ N), on remarque que la vitesse chute jusqu'à atteindre la valeur 288 rd/s, le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m. A l'insertion de la charge, le courant i_{as1} et les flux rotoriques directe et quadrature augmentent et atteignent respectivement les valeurs 5.6 A, -1.066 wb, 0.18 wb.

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence et sur la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens à cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

1.10 Alimentation de la machine asynchrone double étoile

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque la machine, on fait appel au convertisseur statique délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. L'existence des deux enroulements statoriques nécessite une alimentation par deux onduleurs de tension dont la commande de la MLI est décalée d'un angle α . Les deux onduleurs sont alimentés par un même pont à diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas LC .

La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée sur la figure 1.7 :

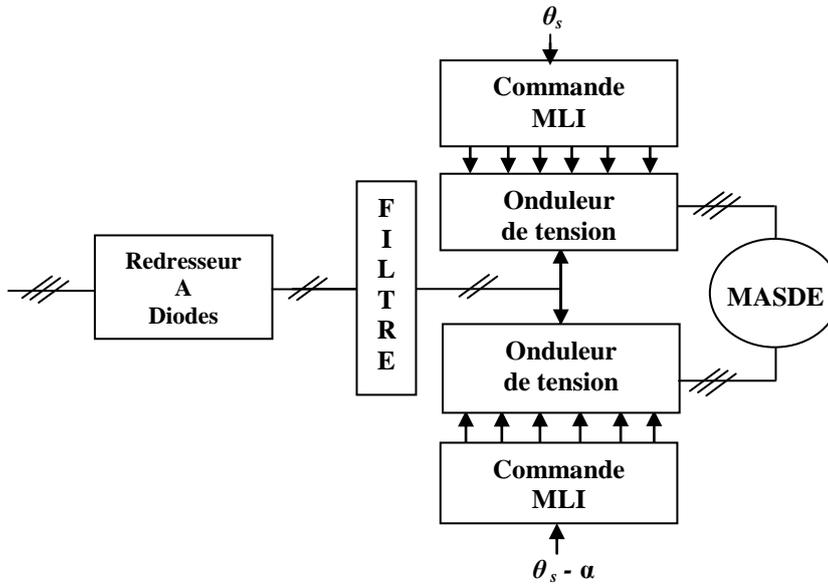


Figure 1.7 : Structure générale de l'alimentation de la MASDE.

1.10.1 Modélisation du redresseur triphasé

Le schéma de principe d'un pont redresseur à diodes est illustré sur la figure 1.8 [Had 00] [Tal 04]:

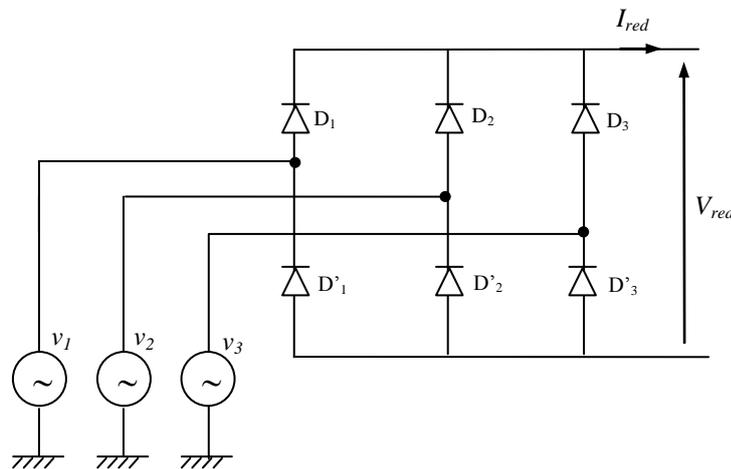


Figure 1.8 : Schéma d'un pont redresseur triphasé

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i : \text{Conduit si } v_i = \max(v_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

$$D_i' : \text{Conduit si } v_i = \min(v_j) \quad ; \quad i = 1, 2, 3 \quad ; \quad j = 1, 2, 3$$

Pendant chaque instant, la tension de sortie du redresseur est :

$$V_{red} = v_i - v_k \quad (1.47)$$

Avec :

$$v_i = \max(v_1, v_2, v_3)$$

$$v_k = \min(v_1, v_2, v_3)$$

Par conséquent :

$$V_{red} = \max(v_j) - \min(v_j) \quad ; \quad j = 1, 2, 3$$

Le schéma de la figure 1.9, montre l'allure du système de tension triphasée (v_1, v_2, v_3) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée v_{red} à la sortie de celui-ci.

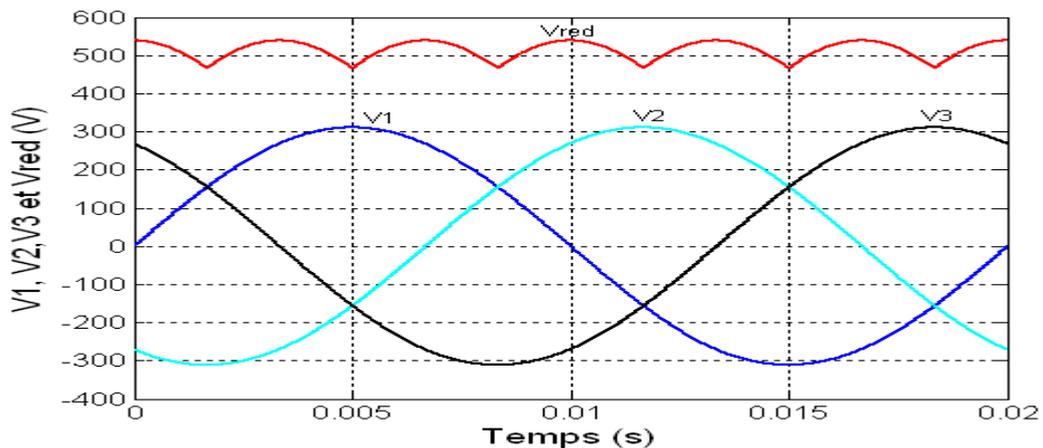


Figure 1.9 : Les tensions d'alimentation et la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (1.48)$$

1.10.2 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure 1.10 [Had 00] [Tal 04]:

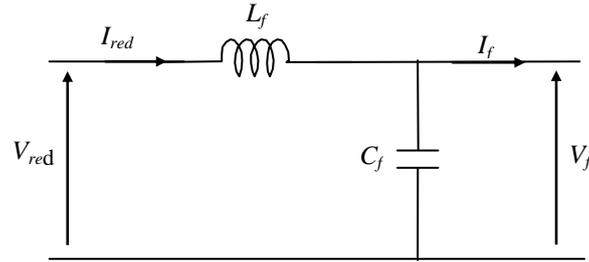


Figure 1.10 : Schéma du filtre LC

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases} \quad (1.49)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante [Tal 04] :

$$F(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (1.50)$$

C'est une fonction du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est [Tal 04] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.51)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur ou égal à deux.

On devra choisir $f_c \leq 2f'$; où $f' = 6f$ est la fréquence de la tension redressée V_{red} et f la fréquence du réseau. On déduit que $L_f C_f > 2.78.10^{-6}$ (HF), pour un choix de $C_f = 250\mu F$, on a $L_f = 10$ mH.

La tension du filtre choisie est illustrée par la figure 1.11:

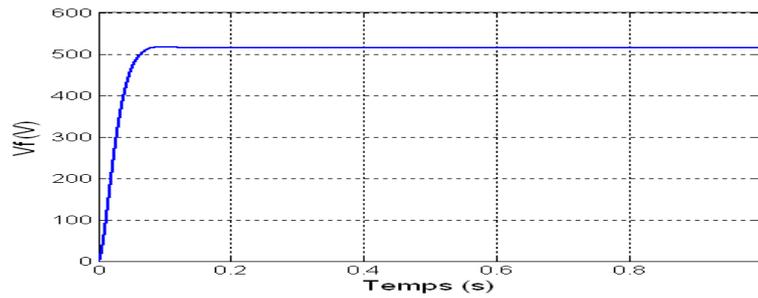


Figure 1.11 : Tension de sortie du filtre

1.11 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

Dans ce travail, on utilise deux onduleurs de tension à trois niveaux pour éliminer certains harmoniques de tension et par conséquent minimiser les ondulations de couple et augmenter le rendement de la machine.

1.11.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux, se compose en trois bras et deux sources de tension continue. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires diode – transistor, GTO, ou IGBT présentant chacune un interrupteur bidirectionnel en courant, et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure 1.12 donne une représentation schématique de cet onduleur [Ber 04] [Tal 04].

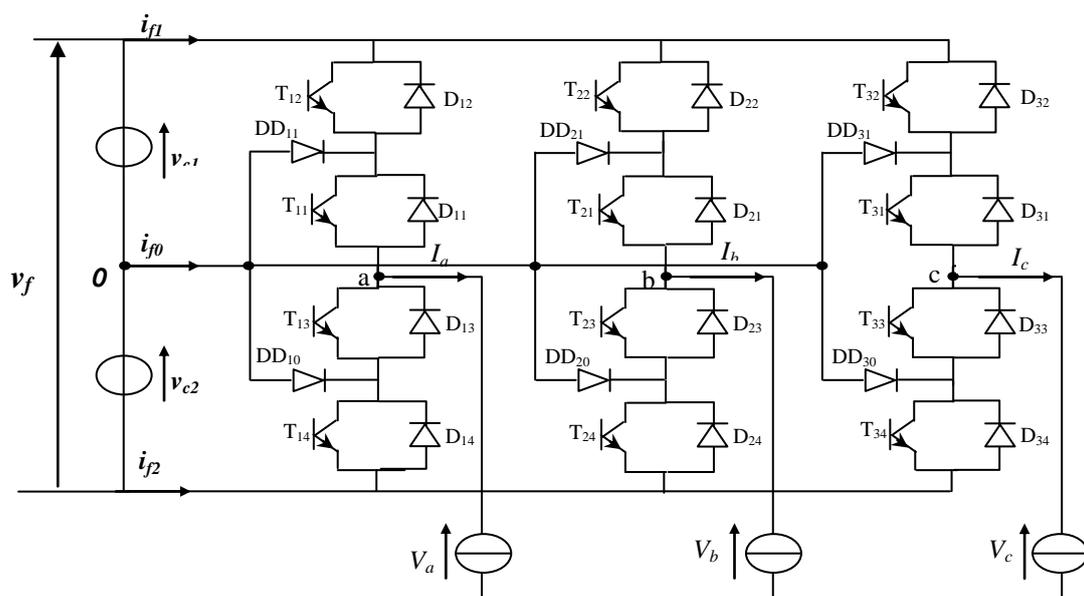


Figure 1.12 : Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Les tensions v_{c1} et v_{c2} sont des tensions continues (dans le cas idéal, v_{c1} et v_{c2} sont égales, c'est à dire : $v_{c1} = v_{c2} = \frac{V_f}{2}$).

1.11.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

La symétrie de la structure de l'onduleur à trois niveaux permet leur modélisation par bras (figure 1.13). On définit en premier lieu le modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

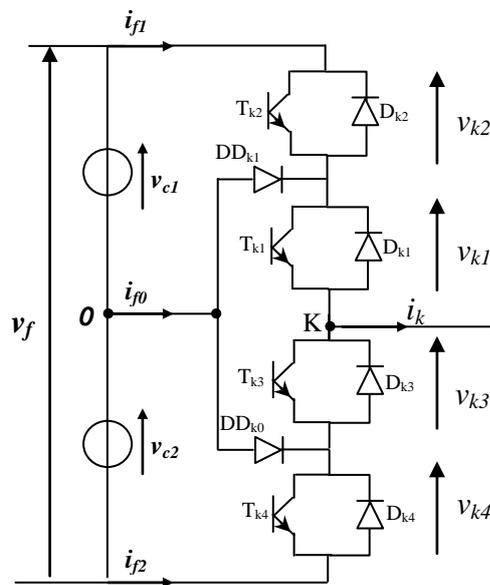


Figure 1.13 : Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de [Ber 04] [Tal 04]:

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bi - commandable T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

1.11.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier qui sont présentées par la figure 1.14. Le tableau 1.1 donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec 0 origine des potentiels et v_{ko} le potentiel du nœud k) [Ber 04] [Tal 04].

| La configuration | Grandeurs électriques |
|------------------|-----------------------|
| E_0 | $i_{ko} = 0$ |
| E_1 | $v_{K0} = v_{C1}$ |
| E_2 | $v_{K0} = 0$ |
| E_3 | $v_{K0} = -v_{C2}$ |
| E_4 | $v_{K0} = 0$ |

Tableau 1.1 : Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k

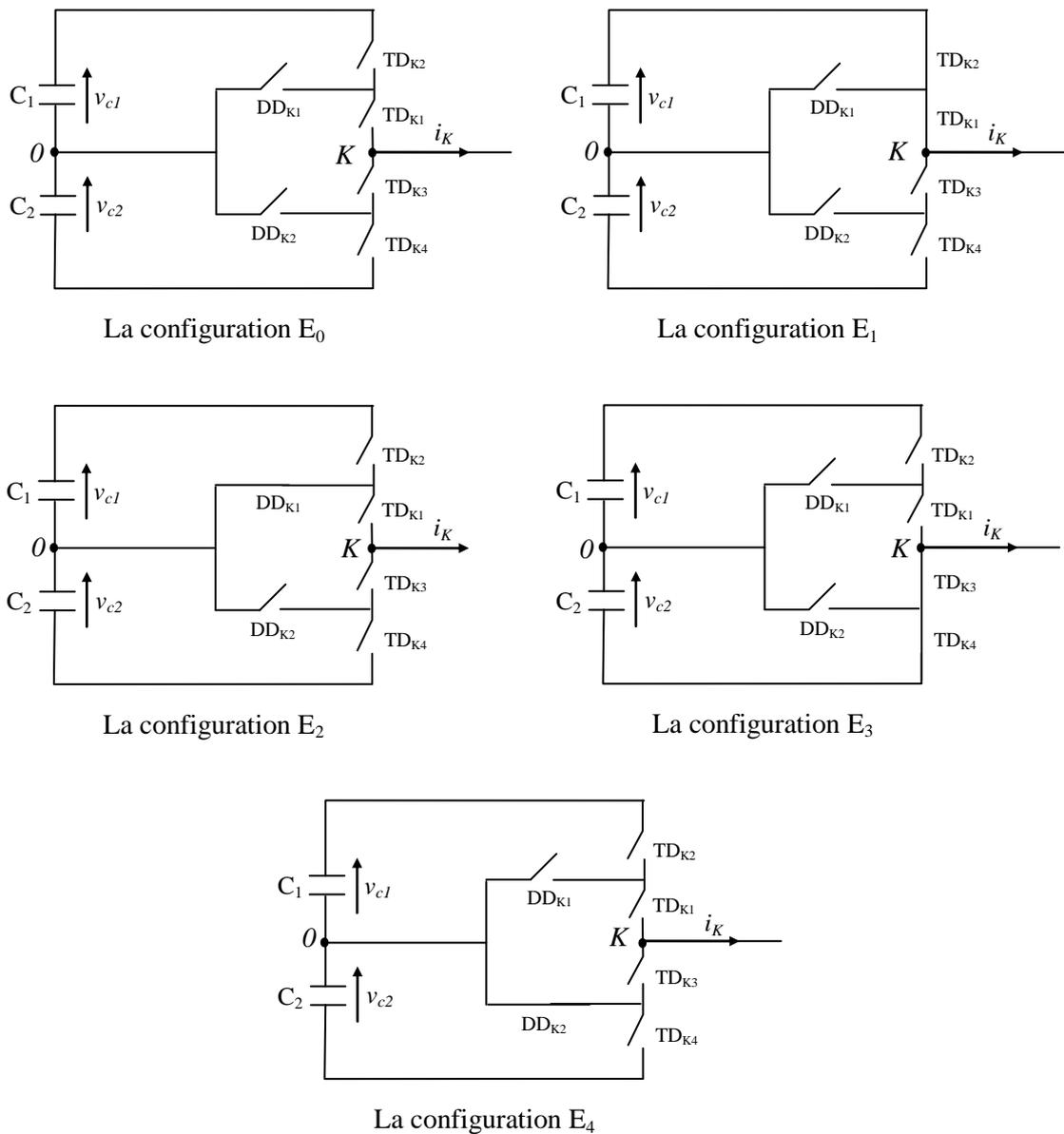


Figure 1.14 : Les configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

1.11.2.2 Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction, et pour délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable.

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras d'onduleur à trois niveaux [Ber 04] [Tal 04]:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{K3} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K2}} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} G_{K2} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K4} = \overline{G_{K3}} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} G_{K4} = \overline{G_{K1}} \\ G_{K3} = \overline{G_{K2}} \end{array} \right. \quad (1.52)$$

Avec : G_{ks} la commande de la gâchette du thyristor T_{ks} du bras k .

Il a été démontré que la troisième commande est celle qui donne les trois niveaux de tension v_{c1} , 0 et $-v_{c2}$. Le tableau 1.2, montre l'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux [Ber 04] [Tal 04] :

| G_{k1} | G_{k2} | G_{k3} | G_{k4} | v_{ko} |
|----------|----------|----------|----------|-----------|
| 0 | 0 | 1 | 1 | $-v_{c2}$ |
| 0 | 1 | 0 | 1 | inconnue |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | v_{c1} |

Tableau 1.2 Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à trois niveaux, on doit éliminer le cas qui donne une réponse inconnue.

En traduisant cette commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K , on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{array} \right. \quad (1.53)$$

On définit la fonction de connexion du demi-bas notée F_{Km}^b .

Avec :

$$m = \begin{cases} 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de TD}_{K1} \text{ et TD}_{K2} \\ 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de TD}_{K3} \text{ et TD}_{K4} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bas s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} F_{K4} \end{cases} \quad (1.54)$$

1.11.3 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu 0 , sont donnés par le système suivant [Ber 04] [Tal 04]:

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11}F_{12}v_{C1} - F_{13}F_{14}v_{C2} \\ v_{bo} = F_{21}F_{22}v_{C1} - F_{23}F_{24}v_{C2} \\ v_{co} = F_{31}F_{32}v_{C1} - F_{33}F_{34}v_{C2} \end{cases} \quad (1.55)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bas, on aura :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{11}^b v_{c1} - F_{10}^b v_{c2} \\ v_{bo} = F_{21}^b v_{c1} - F_{20}^b v_{c2} \\ v_{co} = F_{31}^b v_{c1} - F_{30}^b v_{c2} \end{cases} \quad (1.56)$$

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

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} (2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3} (-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3} (-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \end{cases} \quad (1.57)$$

A partir des relations (1.56) et (1.57), on obtient le système matriciel liant les fonctions du demi-bras de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la MASDE :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} v_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} v_{c2} \right\} \quad (1.58)$$

Dans le cas où $v_{c1} = v_{c2} = \frac{V_f}{2}$, la relation (1.58) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{V_f}{2} \quad (1.59)$$

D'après le système (1.59), On constate également que l'onduleur à trois niveaux correspond à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. L'un constitué des demi-bras du haut et alimenté par $+\frac{V_f}{2}$, et l'autre formé des demi-bras du bas et alimenté par $-\frac{V_f}{2}$.

Les différentes tensions composées s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bas comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{V_f}{2} \quad (1.60)$$

Ainsi, les courants d'entrée i_{f1} , i_{f2} et i_{f0} s'expriment en fonction des courants de charge i_a , i_b et i_c par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{f1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{f2} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \\ i_c = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_a + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_b + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_c \end{cases} \quad (1.61)$$

1.12 Stratégie de commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses

Les progrès technologiques récents dans le domaine des dispositifs à semi-conducteur, comme les transistors de puissance et GTO ont ouvert un large domaine d'application des

techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

L'emploi de cette technique est particulièrement intéressant dans le cas d'onduleur triphasé associés à des machines à courant alternatifs, rendant possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de l'onduleur.

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Pour cela, différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux ont été étudiées. Dans ce travail, on se limitera à la présentation d'une seule stratégie qui est la commande triangulo- sinusoïdale à deux porteuses bipolaires. L'analyse de cette dernière sera basée sur le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

1.12.1 Principe de la commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) nous permet cette détermination.

Le principe consiste à utiliser les intersections d'une onde référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, avec deux porteuses triangulaires bipolaires, d'où l'appellation triangulo sinusoïdale [Ber 04].

La figure 1.15 présente le principe de cette stratégie

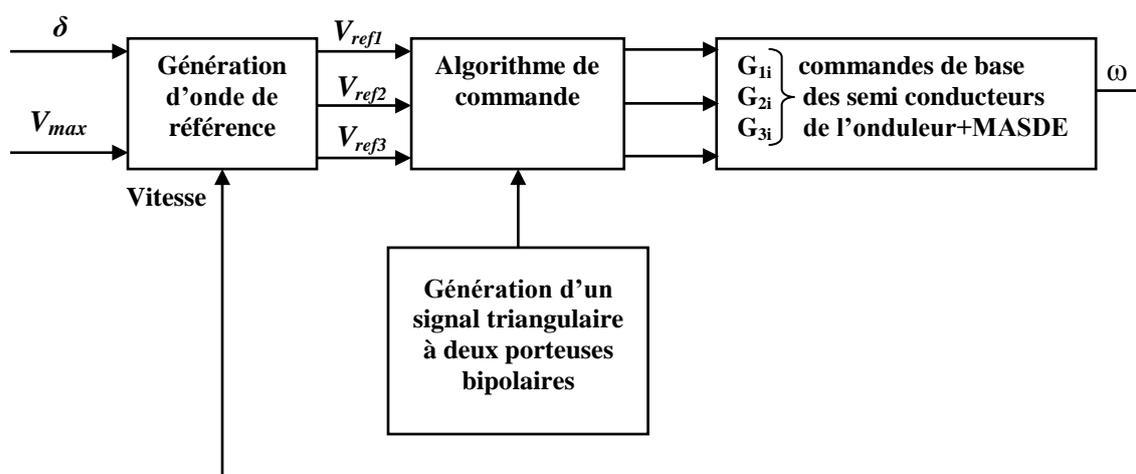


Figure 1.15 : Principe de la commande triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

1.12.2 Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation [Ber 04] [Tal 04][Lab 95]:

- Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence $m = \frac{f_p}{f_r}$;
- Taux de modulation r : égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}}$.

D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est-à-dire que f_p est un multiple de f_r (m entier), elle est dite asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasée équilibrée directe ou inverse ainsi que les porteuses triangulaires sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_{rm} \sin \omega t \\ v_{ref2} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref3} = V_{rm} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.62)$$

$$\begin{cases} v_{p1}(t) = \begin{cases} v_c (4 \cdot \frac{t}{T_p} - 1) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_c (-4 \cdot \frac{t}{T_p} + 3) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ v_{p2}(t) = v_{p1}(t + \frac{T_p}{2}) \end{cases} \quad (1.63)$$

La figure 1.16 montre les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

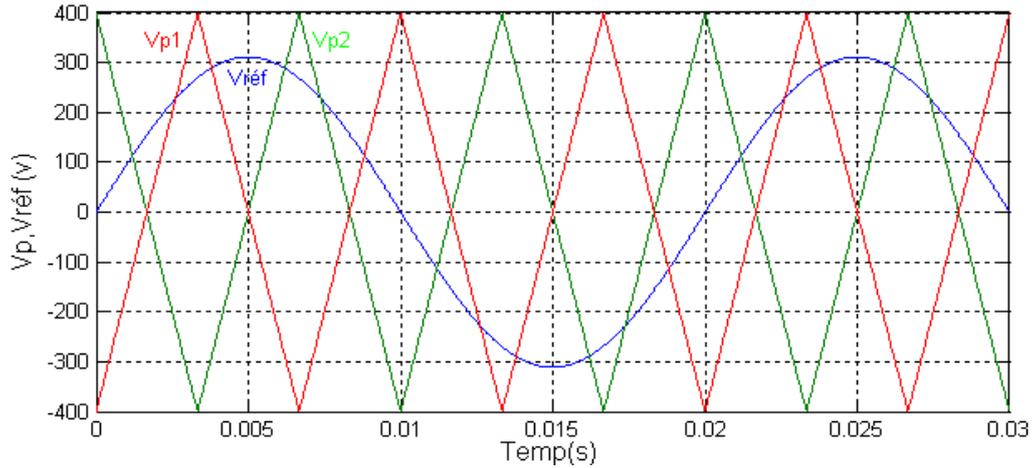


Figure 1.16 : les différents signaux de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires.

1.12.3 Algorithme de la commande

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo – sinusoidale à deux Porteuses bipolaires est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Pour un bras k de l'onduleur à trois niveaux, cet algorithme se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : détermination des tensions intermédiaires (v_{k1}, v_{k2})

$$\begin{cases} v_{refk} \geq v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = v_c \\ v_{refk} < v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = 0 \end{cases} \quad (1.64)$$

$$\begin{cases} v_{refk} \geq v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = 0 \\ v_{refk} < v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = -v_c \end{cases}$$

Etape 2 : détermination du signal v_{km} et les ordres de commandes G_{ks} des interrupteurs

$$\begin{aligned} v_{km} = v_c &\Rightarrow G_{k1} = 1 \quad ; \quad G_{k2} = 1 \\ v_{km} = 0 &\Rightarrow G_{k1} = 1 \quad ; \quad G_{k2} = 0 \\ v_{km} = -v_c &\Rightarrow G_{k1} = 0 \quad ; \quad G_{k2} = 0 \end{aligned} \quad (1.65)$$

Avec : $v_{km} = v_{k1} + v_{k2}$

$$\text{Et : } \begin{cases} G_{k1} = \overline{G_{k4}} \\ G_{k2} = \overline{G_{k3}} \end{cases}$$

La figure 1.17 représente la tension d'une phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques pour $m=21$ avec $r=0.8$ et $f=50$ Hz. La figure 1.18 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

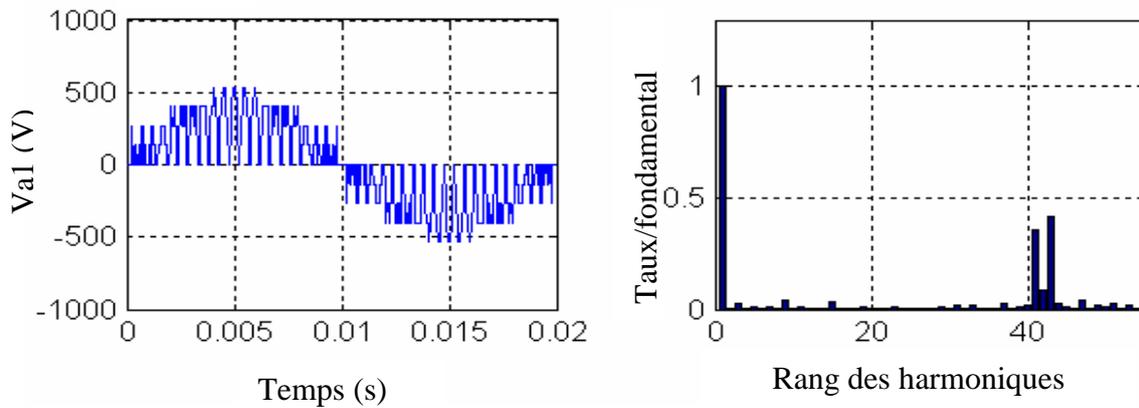


Figure 1.17 : La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoidale à deux porteuses bipolaires ($m=21$, $r=0.8$).

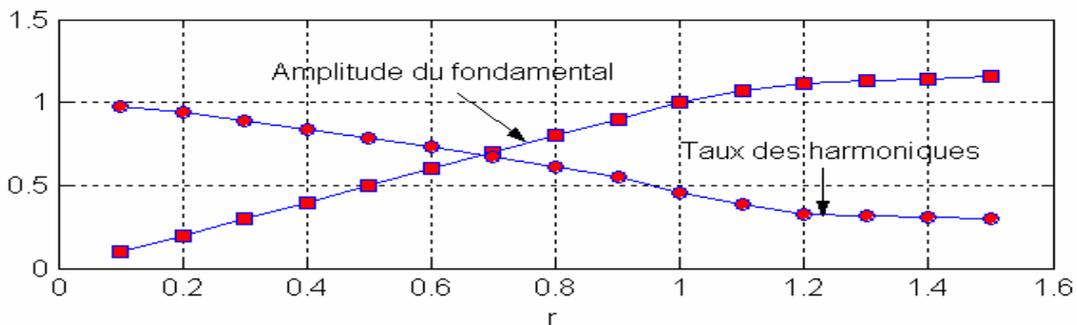


Figure 1.18 : Les caractéristiques de sortie de l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo - sinusoidale à deux porteuses bipolaires (pour $m=6$).

A travers ces figures, nous constatons que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m il y a une symétrie dans la tension simple v_{a1} par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impaires existent et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. La première famille centrée autour de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

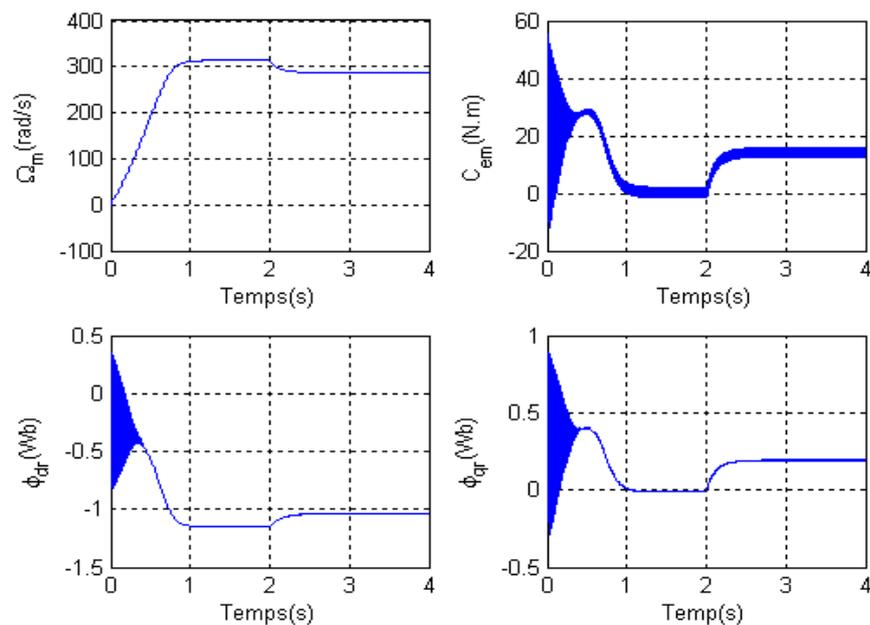
Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de 0 ($r=0$) à v_f ($r=1$) et le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (figure 1.18).

1.13 Résultats de simulation

La figure 1.19 représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée double étoile alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m=21$, $r=0.8$) avec l'application d'un couple de charge ($C_r=14$ N.m) à l'instant $t=2$ s.

On remarque que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure 1.6). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques, montre que cette technique engendre des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

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



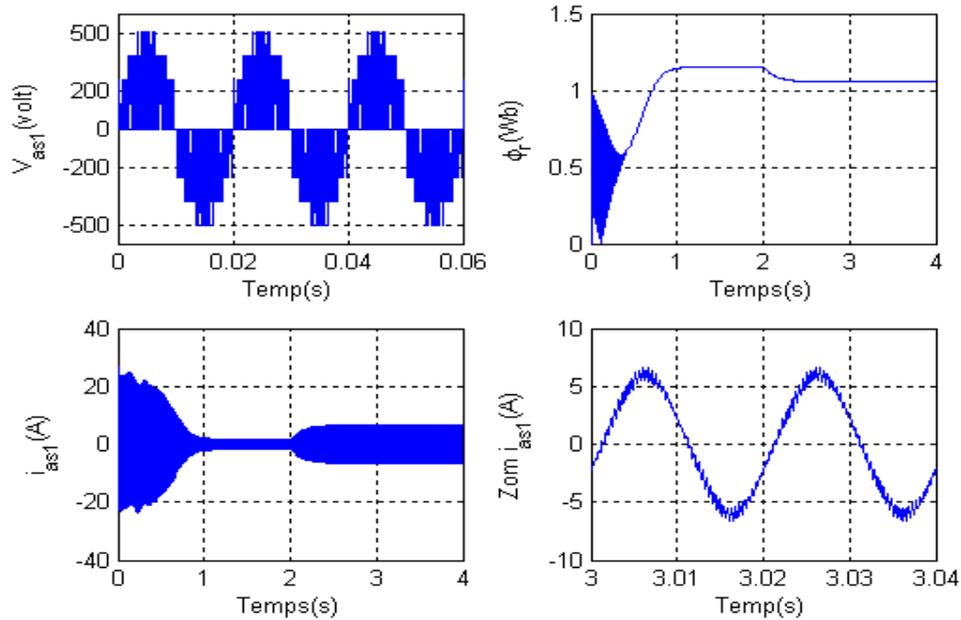


Figure 1.19 : Performances de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m=21$, $r=0.8$) avec application d'un couple résistant à l'instant $t=2s$ ($Cr=14N.m$).

1.14 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tension à trois niveaux à commande MLI à vide et en charge a été accomplie.

Les résultats de simulation montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif du chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle.

Chapitre 2

Commande vectorielle de la machine asynchrone

double étoile

2.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [Tho98]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [Bag99].

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite des différentes méthodes de commande, à savoir, la méthode directe et indirecte.

Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle directe et indirecte sur la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo - sinusoïdale à deux porteuses bipolaires seront présentées.

2.2 Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d,q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d) . Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [Gan 05].

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [Dah 04]. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation

du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (figure 2.1)

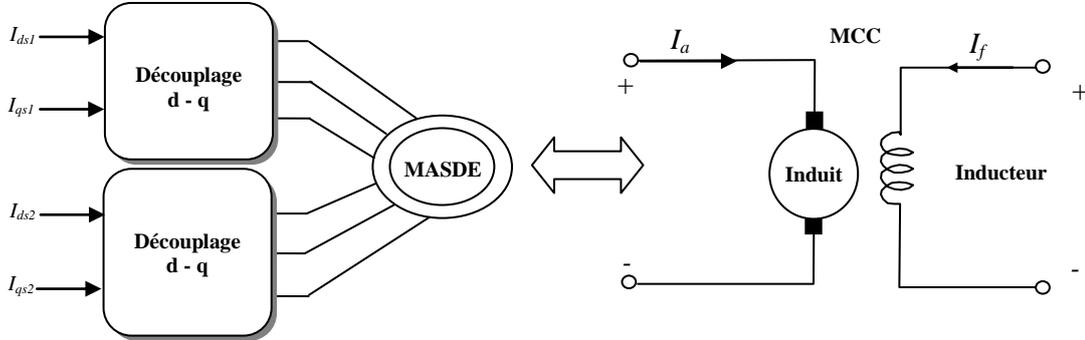


Figure 2.1 : Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres, c'est-à-dire $\phi_{dr} = \phi_r$ $\phi_{qr} = 0$

La formule de couple devient alors :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \} = K \phi_r i_{qs} \quad (2.1)$$

$$\text{Avec } K = p \frac{L_m}{L_m + L_r} ; i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

D'après l'équation (2.1) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

2.3 Méthode de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse [Mer 08].

2.3.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [Bog01]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

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

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

2.3.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif (méthode indirecte) signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Pie 92].

2.4 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du champ rotorique. En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique ϕ_r^* et le couple C_{em}^* , et en exprimant que :

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= \phi_r^* \\ \phi_{qr} &= 0 \\ S\phi_r^* &= 0\end{aligned}\tag{2.2}$$

Avec $S = d/dt$ operateur de Laplace.

En remplaçant (2.2) dans les équations des tensions rotoriques (1.30), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0\tag{2.3}$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r}\tag{2.4}$$

Et à partir d'équation (1.42), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (2.5)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.6)$$

En remplaçant (2.5) et (2.6) dans le système d'équations des flux (1.33), on aura :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

On substituant (2.3) dans (2.5), on tire :

$$\phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.8)$$

A partir de l'équation (2.6), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (2.9)$$

En remplaçant (2.7) et (2.9) dans le système d'équations des tensions statoriques (1.30) on obtient :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} S i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} S i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} S i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} S i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Ou :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (2.6) dans (2.4), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r) \phi_r^*} \quad (2.11)$$

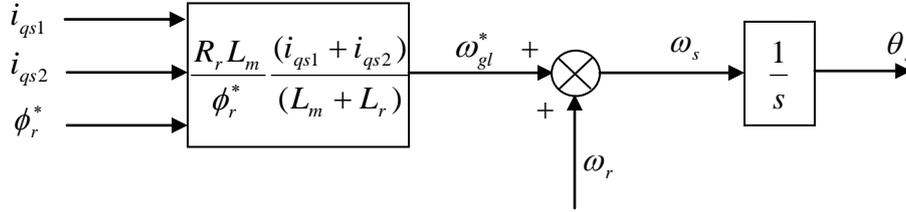


Figure 2.2 : Méthode indirecte de la commande vectorielle.

A partir de la relation (2.1), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{P L_m \phi_r^*} \quad (2.12)$$

Le système d'équations électriques (2.10) montre que les tensions (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* et v_{qs2}^*) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage, nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes de couplage. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courants pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [Dah 04.]. Cela, en définissant de nouvelles variables v_{ds1r} , v_{qs1r} , v_{ds2r} et v_{qs2r} n'agissant respectivement que sur i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} tels que :

$$\begin{aligned} v_{ds1r} &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} S i_{ds1} \\ v_{qs1r} &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} S i_{qs1} \\ v_{ds2r} &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} S i_{ds2} \\ v_{qs2r} &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} S i_{qs2} \end{aligned} \quad (2.13)$$

L'expression (2.10) devient alors :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= v_{ds1r} + v_{ds1c} \\
 v_{qs1}^* &= v_{qs1r} + v_{qs1c} \\
 v_{ds2}^* &= v_{ds2r} + v_{ds2c} \\
 v_{qs2}^* &= v_{qs2r} + v_{qs2c}
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

Ou :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1c} &= -\omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2c} &= -\omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2c} &= \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales, d'où :

$$\begin{cases}
 i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\phi_r^*}{2L_m} \\
 i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{2PL_m \phi_r^*} C_{em}^*
 \end{cases}
 \tag{2.16}$$

A partir des équations (2.8), (2.13), (2.14), (2.15) et (2.16), on obtient le schéma bloc de découplage en tension IFOC (figure 2.3)

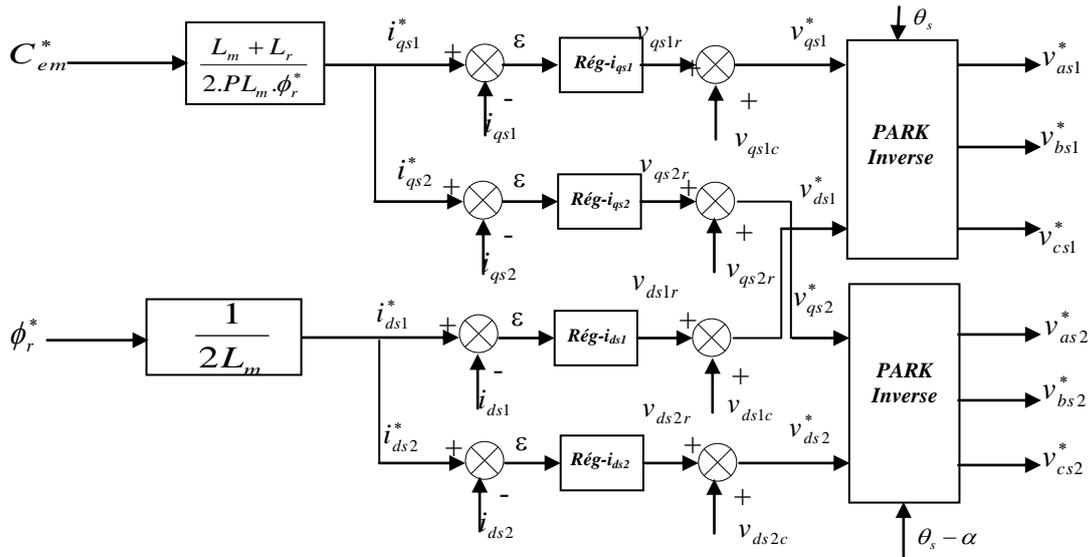


Figure 2.3 : Représentation schématique du bloc de découplage IFOC (méthode indirecte).

Les régulateur des courants et de la vitesse (figure 2.3) utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est exposée dans l'annexe B.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure 2.4

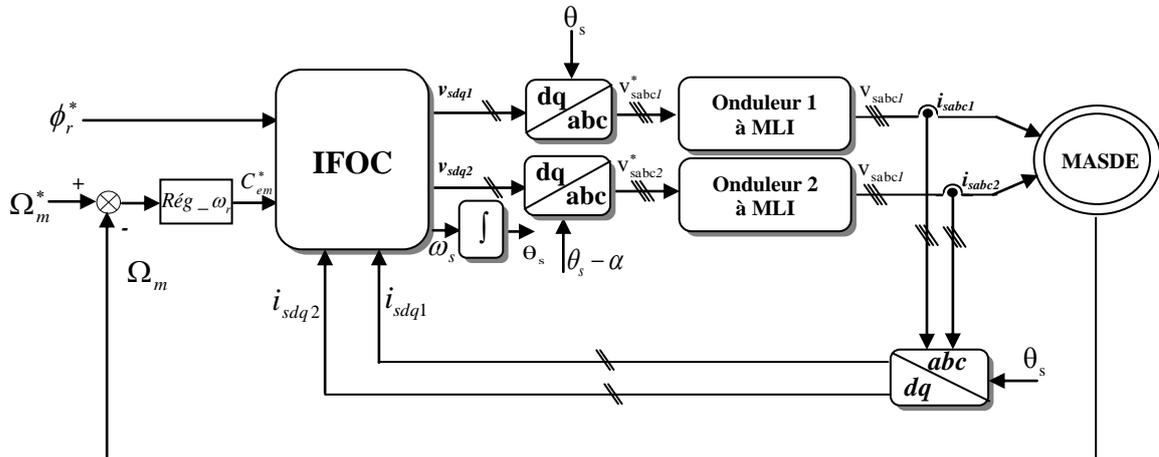


Figure 2.4 : Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.

2.4.1 Résultats et interprétations

Les performances de la commande indirecte de la MASDE ont été visualisées pour les deux tests suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de $\Omega_m = 200$ rad/s avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14$ N/m à partir de l'instant $t = 2$ s (figure 2.5) ;
- Réponse à une inversion de vitesse (de 200 à -200 rad/s) à partir de l'instant $t = 2$ s (figure 2.6).

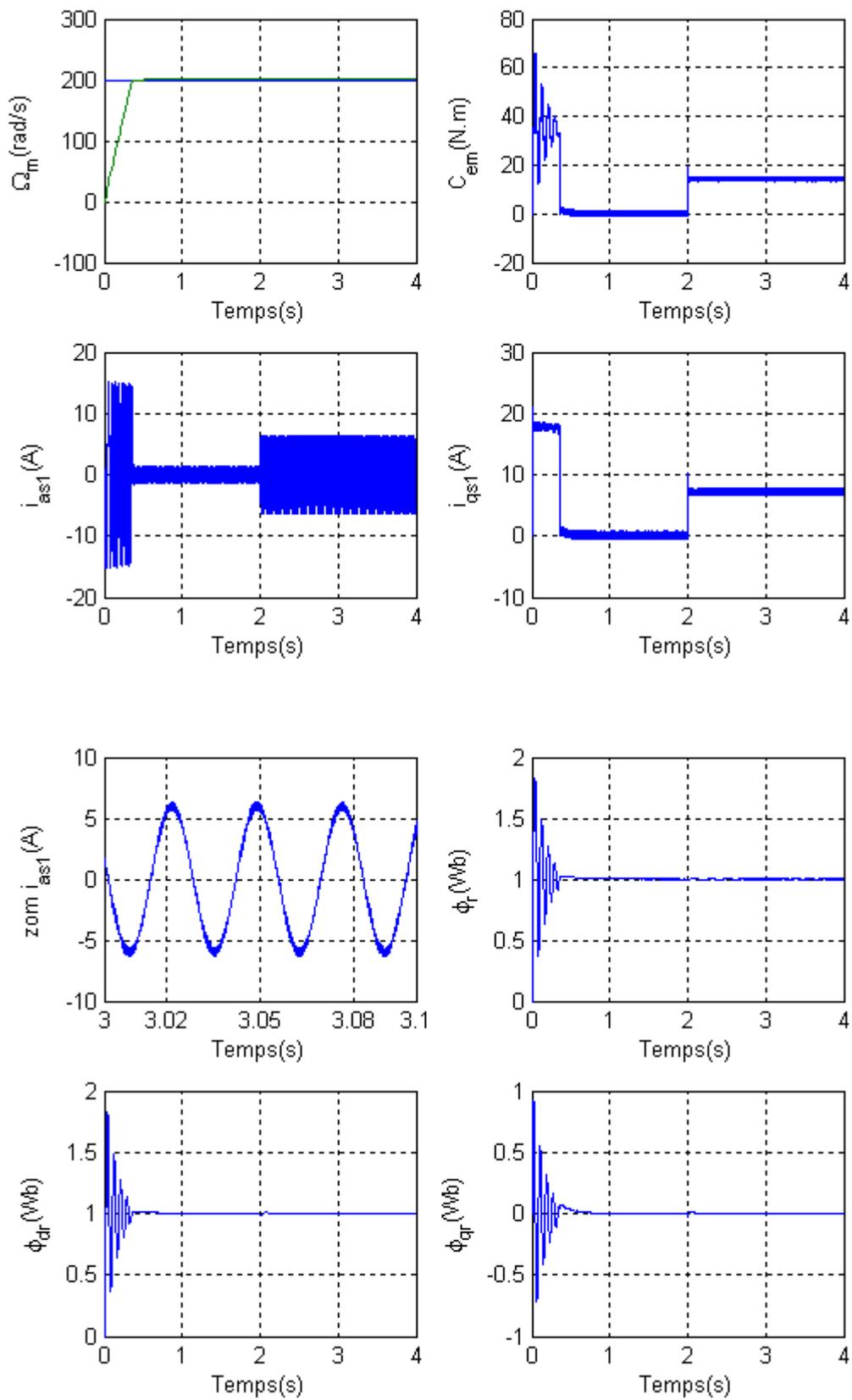


Figure 2.5 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.

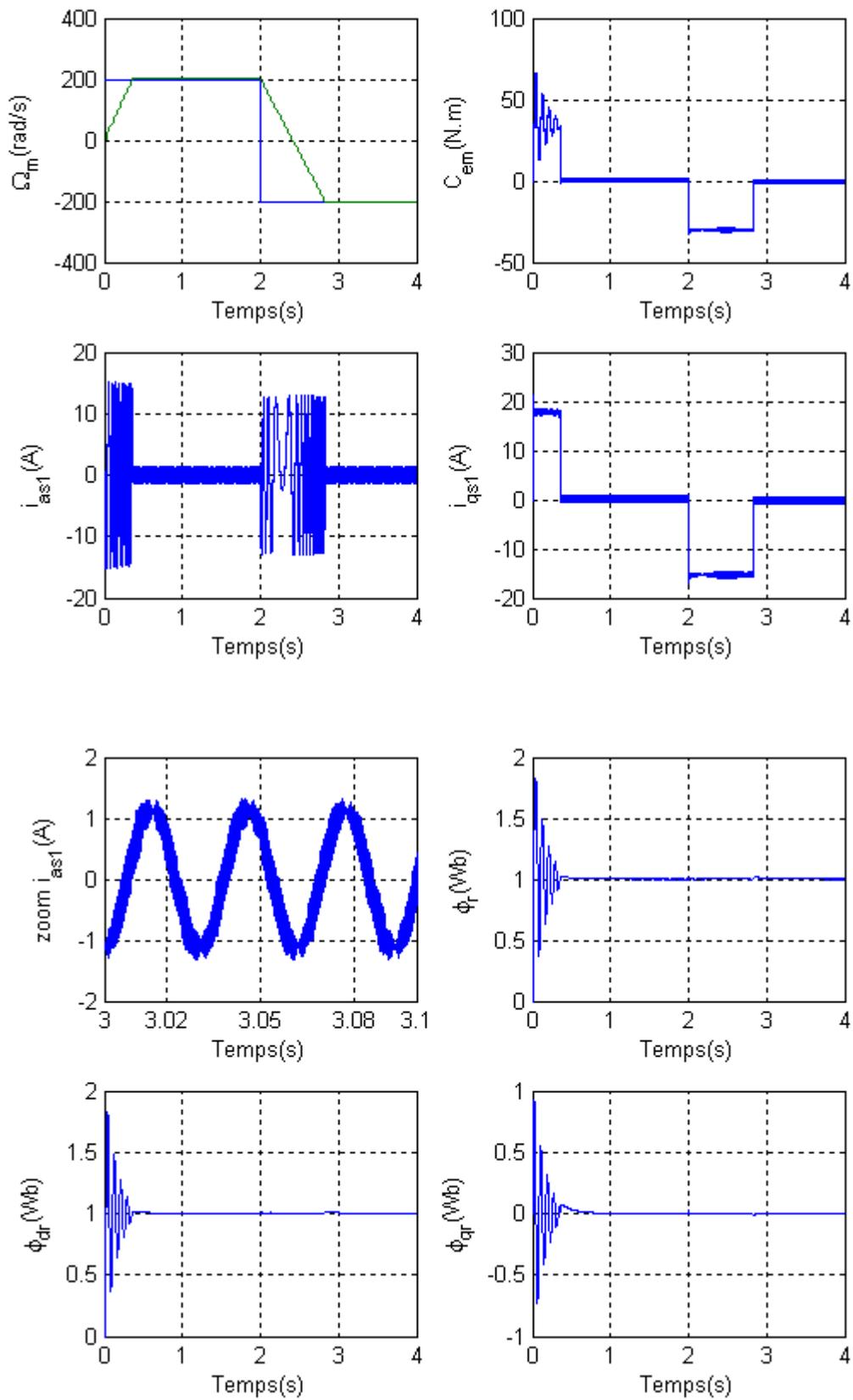


Figure 2.6 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).

Pour le premier test (2.5), on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de $t = 0.5$ s. L'application de la charge engendre une faible atténuation de la vitesse durant un court temps puis elle reprend de sa valeur de référence 200 rad/s.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 67 N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement.

Un appel de courant statorique i_{as1} au démarrage 15 A en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 6.5 A. L'allure de courant est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension.

Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi est indépendamment de la charge appliquée. On dit alors que le découplage est parfait.

Le courant i_{qs1} a une même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent ; donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la Mcc à excitation séparée.

Pour le deuxième test (figure 2.6), on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 0.8 s. L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ -30 N.m. Un appel de courant statorique i_{as1} similaire au démarrage dans la période où la vitesse s'inverse, de $t = 2$ s à $t = 2.1$ s.

Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi, ϕ_{dr} suit la valeur 1, ϕ_{qr} suit la valeur 0.

Le courant d'axe q a une même forme que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ 15 A pendant le changement de sens de rotation.

2.5 Régulation de la vitesse par la méthode directe

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux rotorique (module et argument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la

position du flux rotorique θ_s est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotoriques (figures 2.8 et 2.9).

Considérons le diagramme vectoriel suivant :

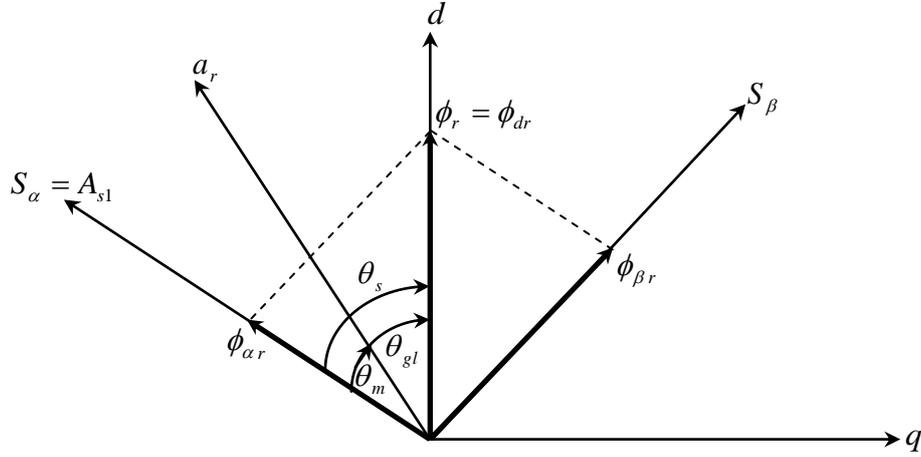


Figure 2.7 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe.

Si les flux rotoriques sont connus (mesurés ou estimés), le module et la phase du vecteur du flux rotorique sont donnés par [Cha 05]:

$$\phi_r = \sqrt{(\phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2)} \quad \theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{\beta r}}{\phi_{\alpha r}}\right) \quad (2.17)$$

Avec:

$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$: représentent les composantes du flux rotorique sur le référentiel (α, β) lié au stator.

Ces composantes peuvent être exprimées à partir du modèle en tension ou le modèle en courant de la machine asynchrone double étoile :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = \frac{L_r + L_m}{L_m} \int [v_{\alpha s1} - R_s i_{\alpha s1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{\alpha s1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\alpha s2}}{dt}] dt \\ \phi_{\beta r} = \frac{L_r + L_m}{L_m} \int [v_{\beta s1} - R_s i_{\beta s1} - \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{\beta s1}}{dt} - \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \frac{di_{\beta s2}}{dt}] dt \end{cases} \quad (2.18)$$

Ou :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = \int \left[\frac{L_m}{T_r} (i_{\alpha s1} + i_{\alpha s2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega_r \phi_{\beta r} \right] dt \\ \phi_{\beta r} = \int \left[\frac{L_m}{T_r} (i_{\beta s1} + i_{\beta s2}) - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \right] dt \end{cases} \quad (2.19)$$

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

Pour la machine asynchrone double étoile, le flux magnétisant peut être, soit mesuré directement à l'aide des capteurs basés sur l'effet Hall, soit estimé à partir des signaux de tension et de courant statoriques. Pour cette méthode, le flux rotorique se déduit à partir du flux magnétisant ou du flux statorique en utilisant les relations électromagnétiques de la machine.

2.5.1 Mesure du flux rotorique

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée de Blaschke est de mesurer le flux magnétisant ϕ_m dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall précédemment placé sous les dents du stator, ce qui nécessitent une construction spéciale de la machine [Cha 05]. Ensuite, calculer les flux rotoriques en utilisant les grandeurs ainsi mesurées. Ces dispositifs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères comme les vibrations et les échauffements. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un capteur de flux spécial. Or, cette installation n'est pas possible pour les moteurs commerciaux. Ainsi, le moteur perd ses principaux avantages tels que la robustesse et la simplicité de construction [Tam 06].

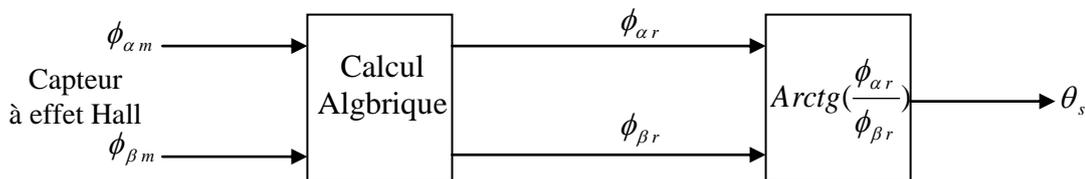


Figure 2.8 : Mesure du flux rotorique.

2.5.2 Estimation du flux rotorique

Vu les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servants à mesurer le flux rotorique, on propose une méthode se basant sur le modèle dynamique du flux qui nous

permet l'estimation du flux rotorique à partir des grandeurs facilement mesurables tel que les tensions, les courants et la vitesse de rotation. Pour cette méthode, on intègre les tensions statoriques et les courants pour calculer le flux statorique. Ensuite, on calcule le flux rotorique à partir du flux statorique en utilisant la relation (2.18) et (2.17).

La faiblesse de cette technique réside dans la nécessité d'estimer le module du flux rotorique et sa position avec une grande précision. Or cette estimation est sensible aux variations paramétriques [Cha 05], d'où l'importance d'un observateur robuste du flux rotorique vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

Quant la valeur estimée d'un paramètre diffère de sa valeur réelle, le flux estimé du rotor est alors différent du flux réel. L'orientation du flux rotorique n'est plus garantie. Dans ce cas, le système devient couplé.

La figure 2.10 représente le schéma bloc de découplage en tension DFOC ou le calcul du régulateur de flux est exposé dans l'annexe B.

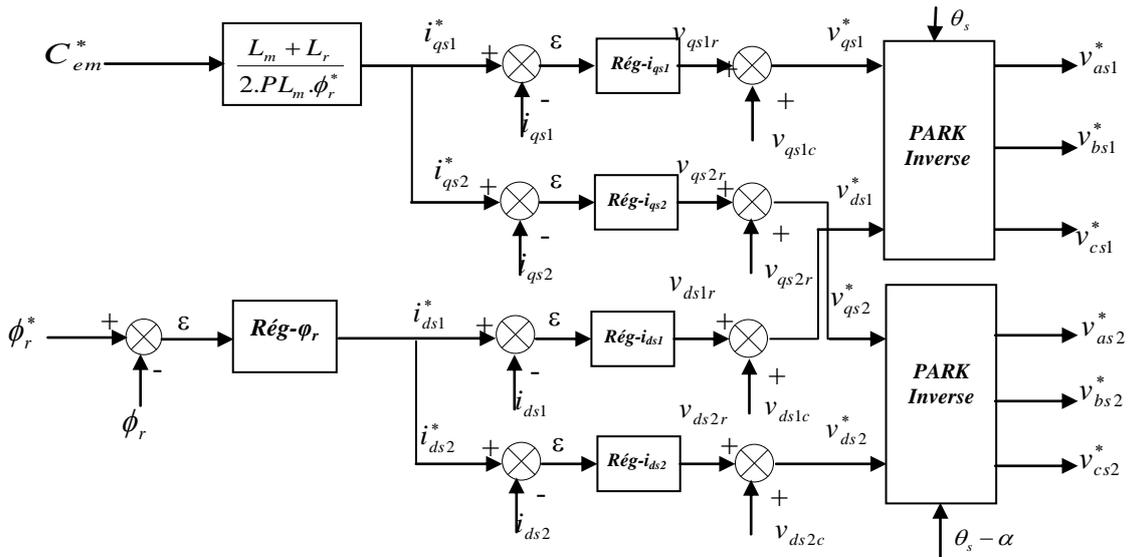


Figure 2.10 : Représentation schématique du bloc de découplage DFOC (méthode directe).

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure 2.11.

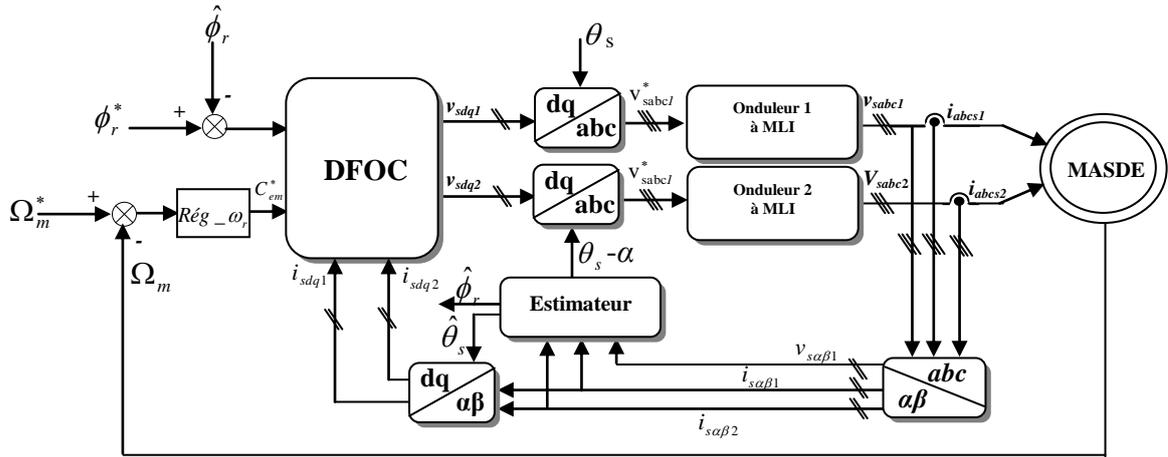


Figure 2.11 : Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.

2.5.3 Simulation et interprétations des résultats

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests:

- pour le premier test (figure 2.12), il s'agit d'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 2\text{s}$. la vitesse de référence est de 200 rad/s .
- dans le deuxième test (figure 2.13), nous avons inversé le sens de rotation (de 200 à -200 rad/s) à l'instant $t = 2\text{s}$, en fonctionnement à vide.

Dans le premier test (figure 2.12), on constate que :

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.66\text{s}$. Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ 65 N.m . d'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 0.6\text{s}$ il compense le couple de charge appliqué à la machine.

Un appel de courant i_{as1} en régime transitoire de valeur de crête 15A , même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire. Le courant i_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique.

Le flux ϕ_{dr} oscille autour de la valeur 1Wb , puis il se stabilise à la valeur imposée. Le flux ϕ_{qr} est de même forme que ϕ_{dr} avec une valeur de stabilisation 0Wb .

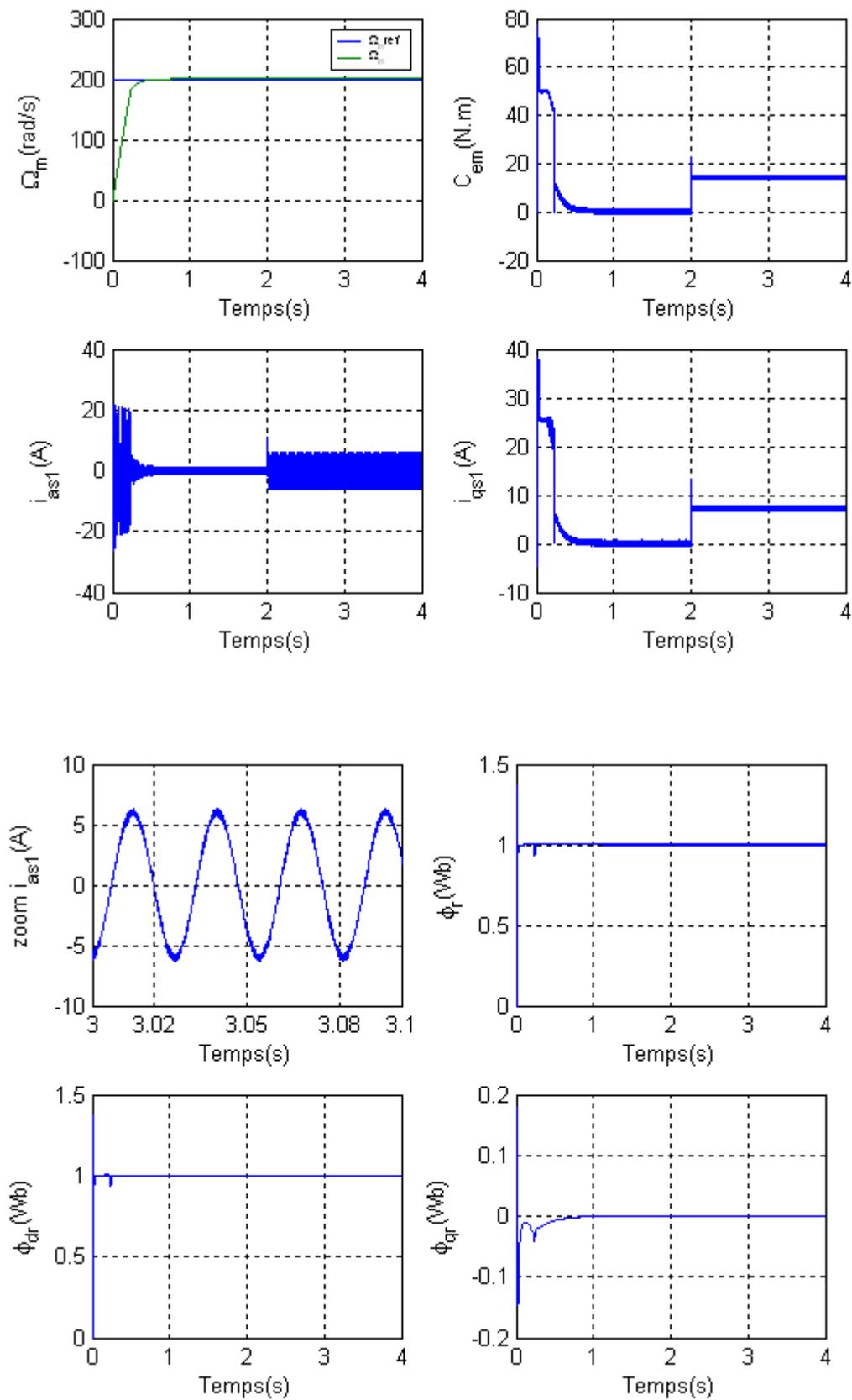


Figure 2.12 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.

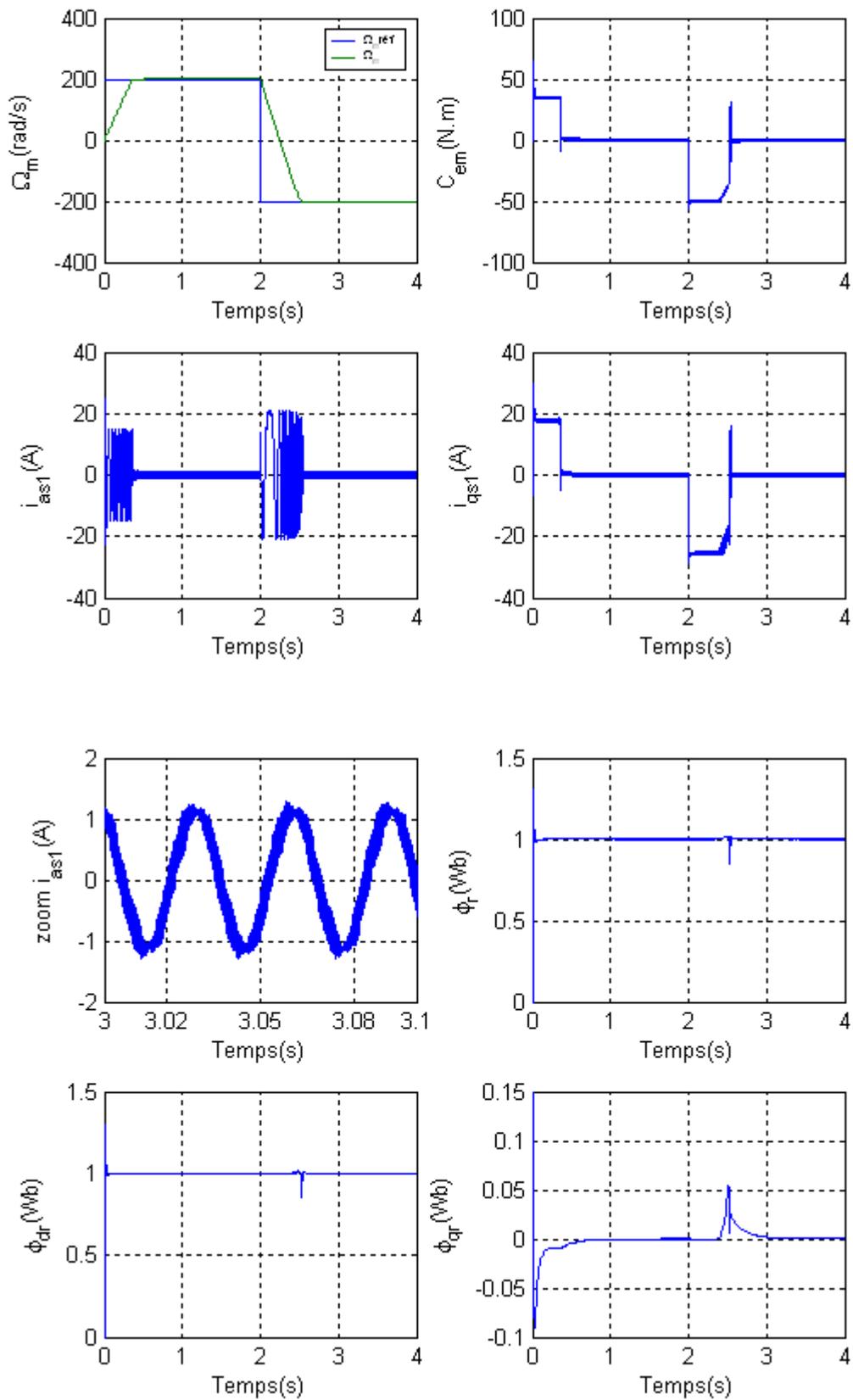


Figure 2.13 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe (inversion du sens de rotation).

Dans le deuxième test (figure 2.13), on constate que :

La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s'inverse à -200 rad/s durant un temps d'environ 0.4s. Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ -50N.m . Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge).

Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant i_{asI} a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête 2A. L'inversion du sens de rotation conduit à un courant i_{qsI} négatif d'environ -25A . Puis il se stabilise à la valeur zéro. Les deux flux rotoriques se stabilisent autour de leurs valeurs imposées.

2.6 Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de réglage de la vitesse et des flux rotoriques. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à un instant donné dans le modèle de la machine, des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique, les résistances statoriques, l'inductance mutuelle et le moment d'inertie, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

Dans cette section, la machine est commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique et chargée à sa valeur nominale. Nous présentons donc les grandeurs les plus significatives : la vitesse de rotation, la consigne de vitesse, le couple électromagnétique, le courant i_{qsI} les deux composantes du flux rotorique

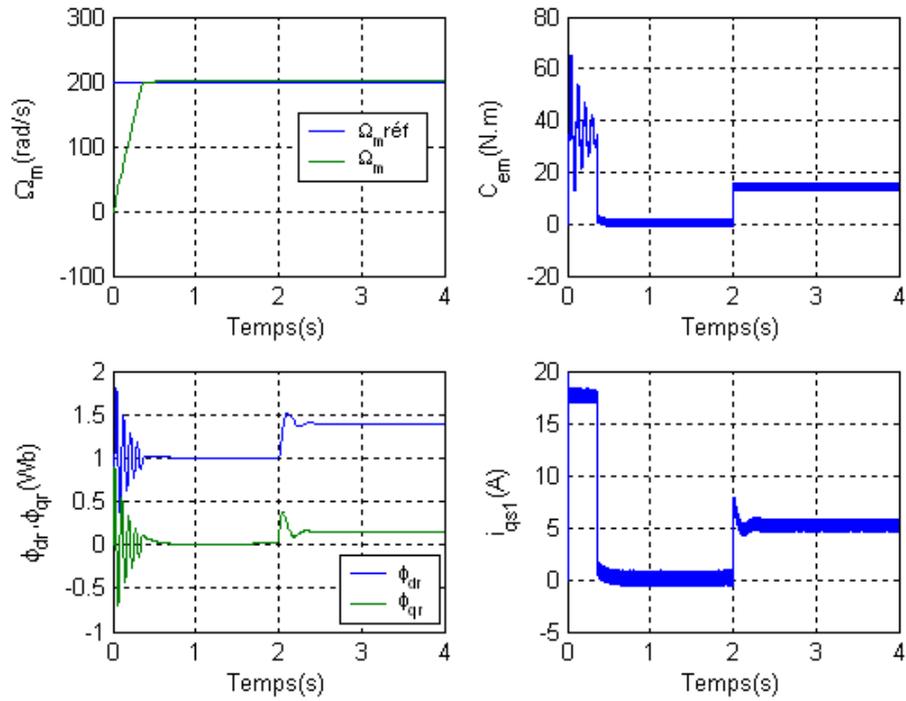


Figure 2.14: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique (à $t = 1.6s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 2s$) par la commande vectorielle indirecte.

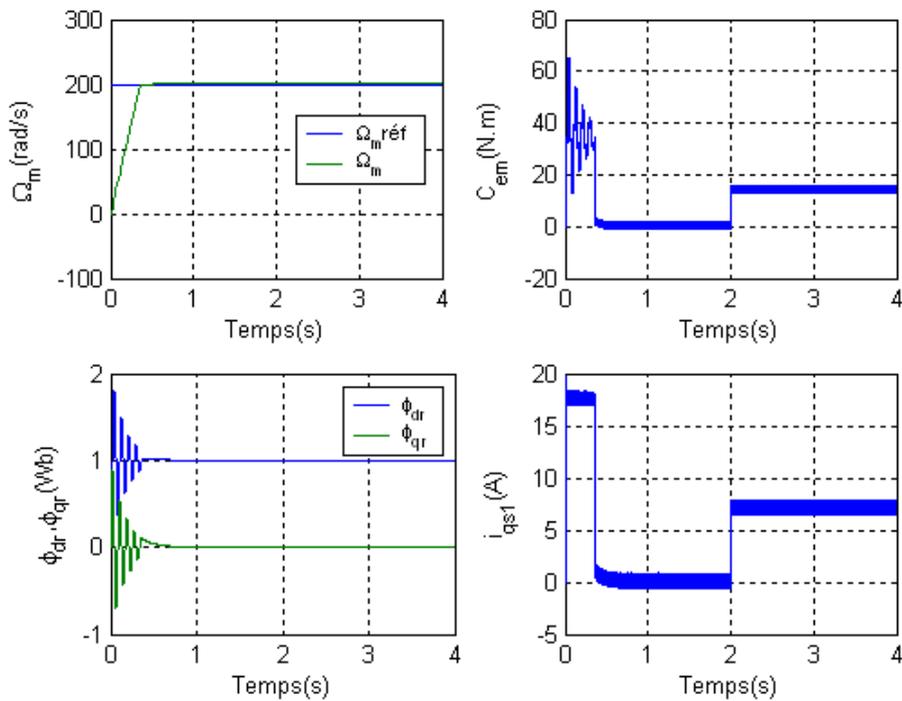


Figure 2.15: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique (à $t = 1.6s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 2s$) par la commande vectorielle indirecte.

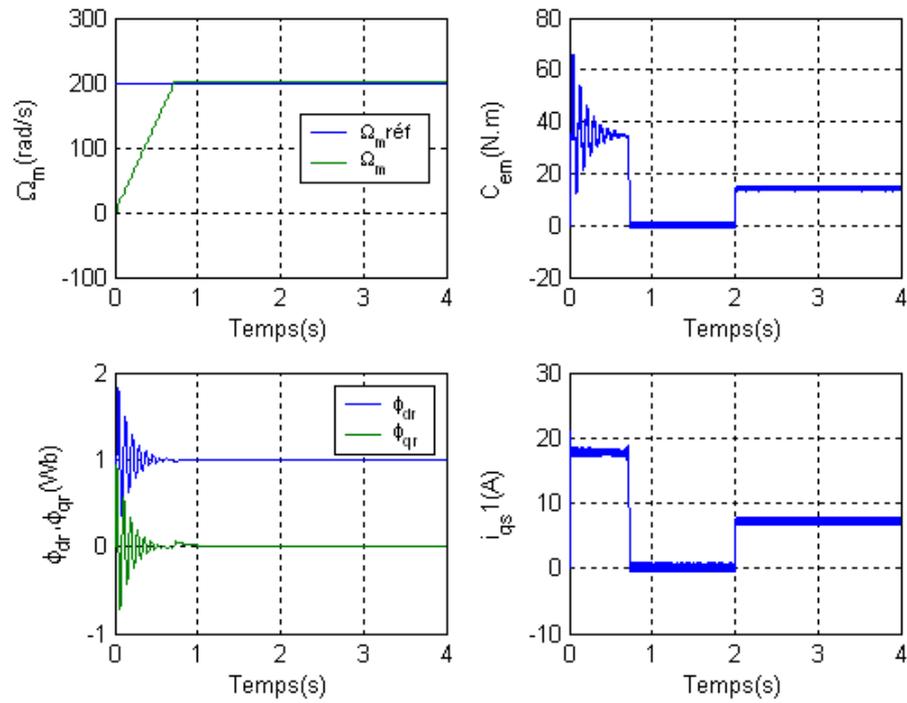


Figure 2.16: Test de robustesse pour une variation de 100% du moment d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 2s$) par la commande vectorielle indirecte.

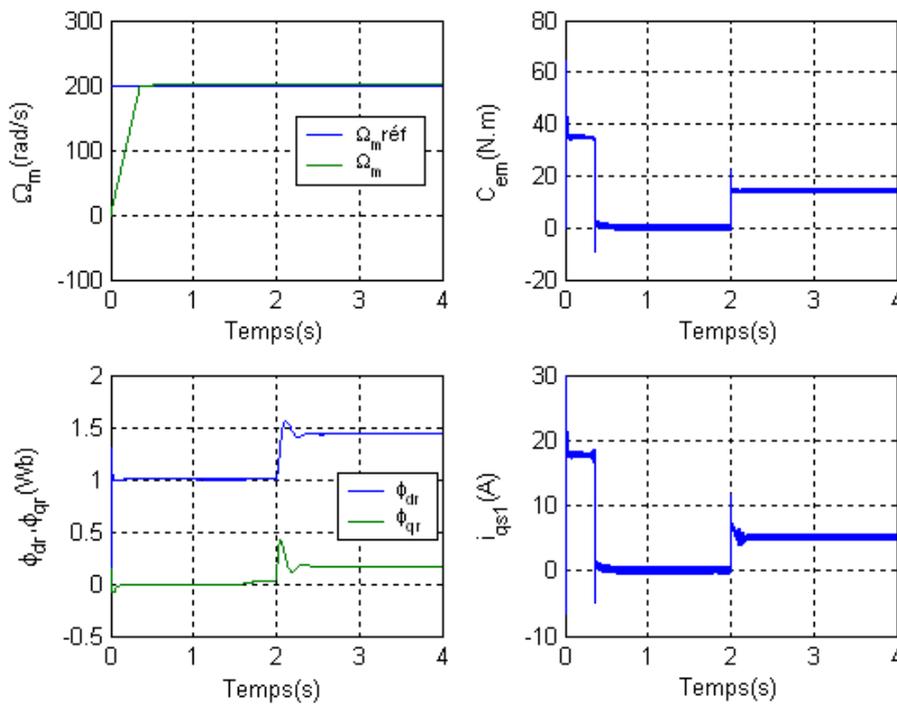


Figure 2.17: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique (à $t = 1.6s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 2s$) par la commande vectorielle directe.

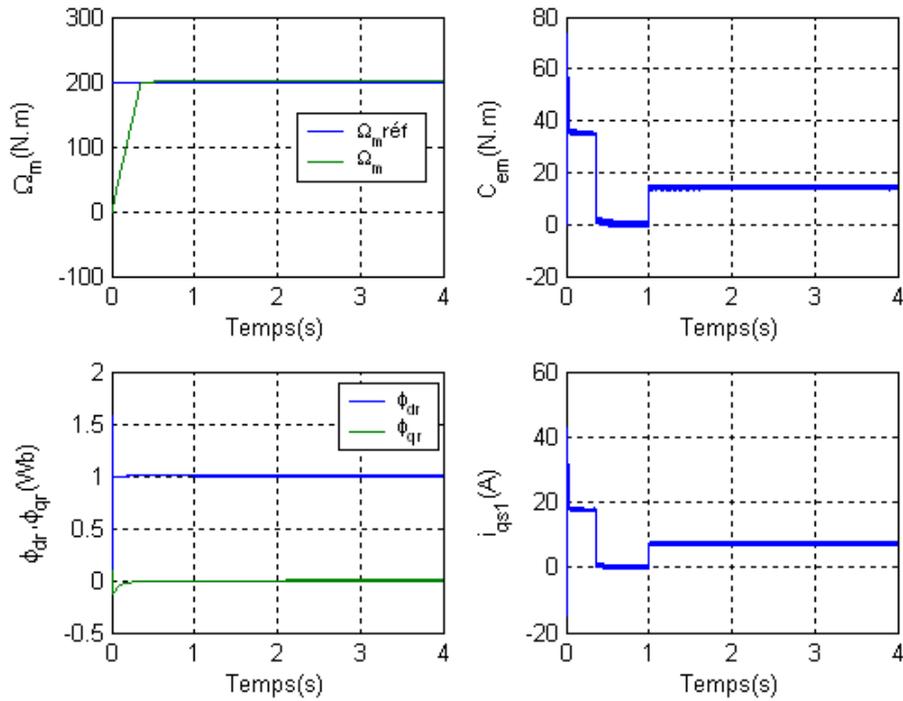


Figure 2.18: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique (à $t = 1.6s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 1s$) par la commande vectorielle directe.

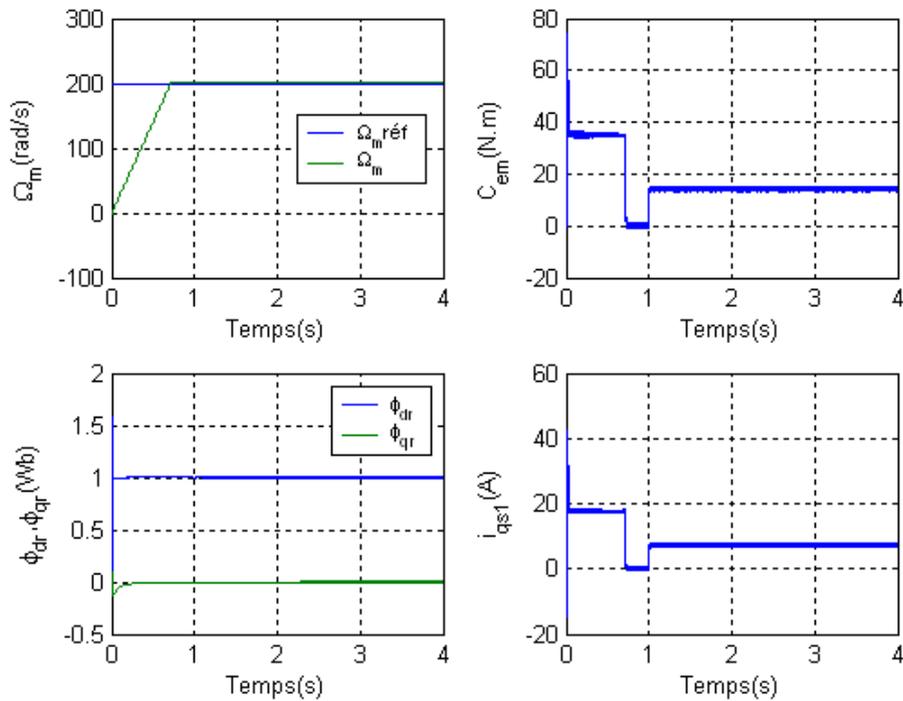


Figure 2.19: Test de robustesse pour une variation de 100% du moment d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 1s$) par la commande vectorielle directe.

Les figures (2.14) à (2.19) présentent les tests de robustesse relatifs aux variations des paramètres. Pour chaque essai, nous avons procédé à une augmentation de +50 % de la valeur nominale de chaque paramètre séparément à l'instant $t = 1.6s$. Comme nous pouvons le constater, la variation de la résistance rotorique (R_r) est vraiment gênante pour les deux méthodes directe et indirecte, alors que la variation des résistances statorique (R_{s1}, R_{s2}) n'est pas prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

A travers les figures (2.16) et (2.19), nous constatons qu'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (J) (au démarrage de la MASDE) a peu d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

2.7 Comparaison

Après la présentation et la simulation des deux méthodes, directe et indirecte, de la commande vectorielle, nous les comparons, suivant leur complexité telle qu'indiquée dans le tableau suivant :

| | Commande vectorielle directe | Commande vectorielle indirecte |
|------------------------------|---|---|
| Calcul de l'angle θ_s | A partir de la position du flux | A partir des pulsations ω_r et ω_{gl} |
| Estimateur de flux | Nécessaire | Pas Nécessaire |
| Boucles de régulation | - Courants statoriques - Vitesse - Flux | - Courants statoriques - Vitesse |
| Influence des paramètres | - R_{s1} et R_{s2} si l'estimateur de flux utilise le modèle en tension (Eq.2.18) - R_r si l'estimateur de flux utilise le modèle en courant (Eq.2.19) | R_r (pour le calcul de ω_{gl}) |

Tableau 2.1 : Comparaison entre les méthodes directe et indirecte de la commande vectorielle.

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe, tandis qu'il ne l'est pas le cas dans la commande vectorielle indirecte. Parmi les paramètres de la machine, c'est la résistance rotorique qui influe le plus sur la qualité du réglage.

2.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Nous avons développé deux méthodes, l'une pour la régulation de la vitesse par la commande indirecte, l'autre pour le même objectif par la méthode directe. Cependant, l'étude de ces deux dernières nous a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASDE.

La régulation de la vitesse par la commande vectorielle directe présente de meilleures performances par rapport à ceux présentés par la méthode indirecte en terme de précision et de stabilité. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux (une spire sous un pôle) limitent sa mise en œuvre.

Les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI peuvent s'avérer suffisant si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de forte non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations. Dans ce contexte, le prochain chapitre traite l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité nommée commande par mode glissant.

Chapitre 3

**Commande par mode glissant de la machine
asynchrone double étoile**

3.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par la logique floue, la commande adaptative et la commande à structure variable (CSV) qui, dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement. Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû, essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevés et des microprocesseurs de plus en plus performants [Utk 92].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [Fil 60], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par Slotine [Slo 85] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [Utk 92].

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

Dans ce travail, on présente le concept général de la commande par mode de glissement, ensuite l'application de cette technique de commande sur la machine asynchrone double étoile. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Afin de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage.

3.2 Définition des systèmes à structure variable

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

3.2.1. Définition

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

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{cases} \mathbf{F}_1(\mathbf{X}, t) & \text{si la condition (1) est vérifié} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{F}_n(\mathbf{X}, t) & \text{si la condition (n) est vérifié} \end{cases} \quad (3.1)$$

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

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

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

3.3 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de

l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de « la commande équivalente ». Cette dernière est retenue pour la suite de notre étude [Eme 67] [Ami 08].

3.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure 3.1.

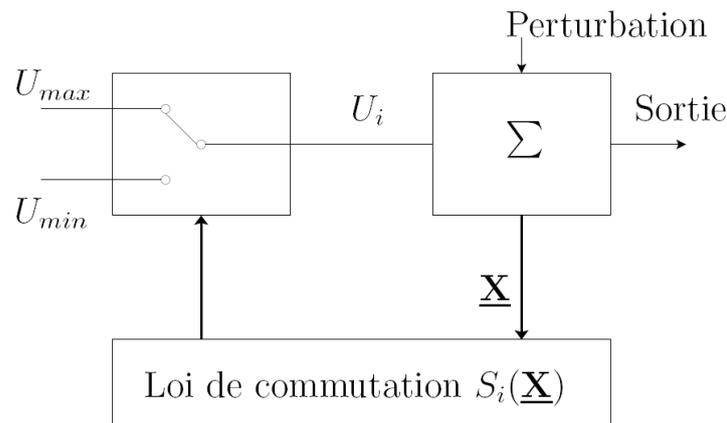


Figure 3.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [Pet 04].

3.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure 3.2. D'après les études menées précédemment [Bet03], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

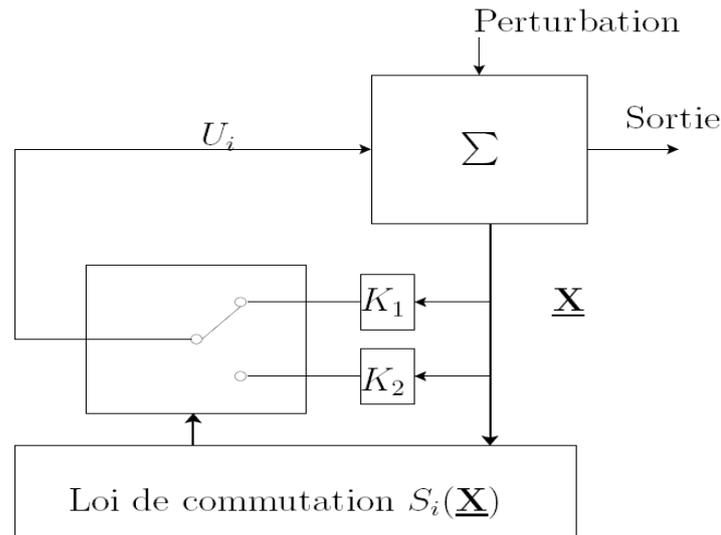


Figure 3.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

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

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure 3.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

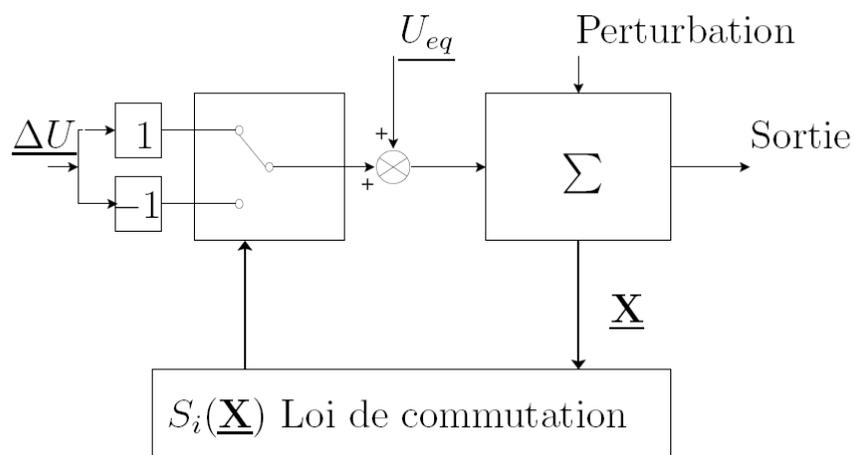


Figure 3.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

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

- Une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite.
- Cette méthode de commande a déjà été abordée dans les travaux antérieurs [Jez 96] et. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines à induction.

3.4 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

La commande des systèmes non-linéaires à structure variable est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix permettra à tout instant de commuter entre ces structures, en combinant les propriétés utilisées de chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système global.

3.4.1 Systèmes non linéaires à structure variable

Le comportement des systèmes non-linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée :

$$\dot{X}(t) = F(X, t, U) \quad (3.2)$$

où $X \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état, t le temps et $F \in \mathcal{R}^p$ est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et le contrôle : U .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simple relais. Faciles à mettre en œuvre. Ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée *hyper-surface* (surface augmentée) de commutation où :

$$S(\mathbf{X}) = (S_1(\mathbf{X}) \ S_2(\mathbf{X}) \ \dots \ S_m(\mathbf{X})) \quad (3.3)$$

On a alors :

$$U(\mathbf{X}) = \begin{cases} U^+(\mathbf{X}, t) & \text{si } S(\mathbf{X}, t) > 0 \\ U^-(\mathbf{X}, t) & \text{si } S(\mathbf{X}, t) < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (notre étude se limite pour le cas $p=2$) :

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{cases} \mathbf{F}^+ = \mathbf{F}(\mathbf{X}, t, U^+) & \text{si } S(\mathbf{X}, t) > 0 \\ \mathbf{F}^- = \mathbf{F}(\mathbf{X}, t, U^-) & \text{si } S(\mathbf{X}, t) < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Où $S(\mathbf{X}, t)$ est la fonction de commutation.

$$S_0 = \{\mathbf{X}(t) \ / \ S(\mathbf{X}, t) = 0\} \quad (3.6)$$

S_0 : est la surface de commutation.

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de la discontinuité de la commande (équation (3.5)), peut être illustré par la figure (3.4).

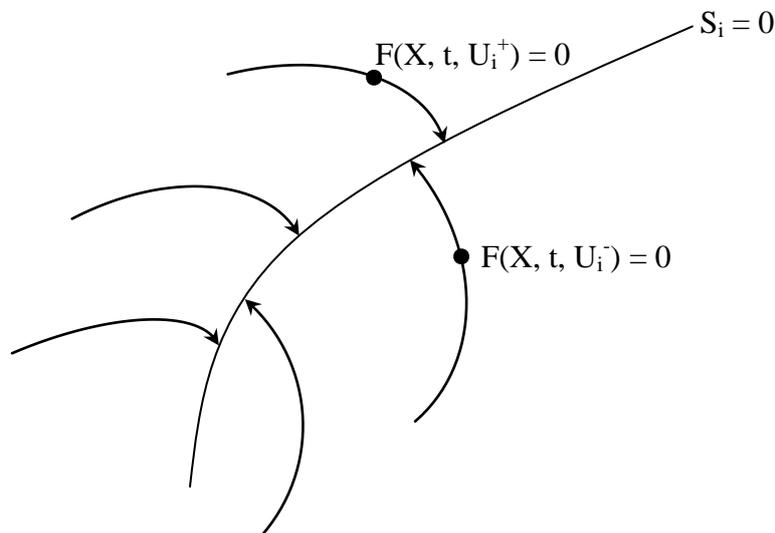


Figure 3.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface S . Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la

trajectoire et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} S > 0 \text{ et } \lim_{S \rightarrow 0^+} S < 0 \quad (3.7)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement (sur laquelle on commute); C'est la surface sur laquelle le système évolue comme on le désire.

3.4.2 Modes de trajectoire d'une variable d'état

Dans la commande des systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyper-plan) puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. Le mouvement, produit le long de cette surface, est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes (figure (3.5)) :

- Le mode de convergence (**MC**) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (**MG**) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x_1, x_2)$.
- Le mode du régime permanent (**MRP**) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

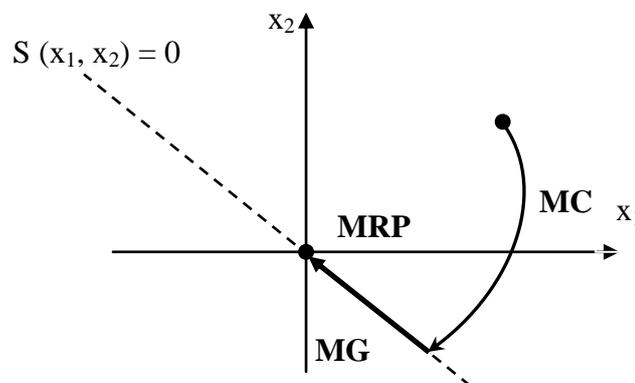


Figure 3.5 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

3.5 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de surfaces,
2. Etablissement des conditions d'existence de convergence,
3. Détermination de la loi de commande.

Considérons maintenant une classe particulière de système, les systèmes linéaires vis-à-vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X}(t) = H(X, t) + B(X, t)U(t) \quad (3.8)$$

Où $H \in \mathcal{R}^n$ est un champ de vecteur ou fonction vectorielle, $X \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur dont les composantes ont les variables d'état, $B(X, t)$ est la matrice de commande de dimension $(n \times m)$, car $U \in \mathcal{R}^m$ est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes U_i , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension $(n-1)$. Cela peut-être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface $S_i(X) = 0$. Dans ce cas, nous obtenons la relation (3.4)

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété $S(X) = 0$ de dimension $(n \times m)$ qui résulte de l'intersection de toutes les m «hyper-surface» $S_i = 0$ avec $i = 1, 2, \dots, m$. On peut écrire cette variété sous la forme : $S(X) = (S_1 \ S_2 \ \dots \ S_m)^T$.

Si S_i , U_i^+ , U_i^- sont des fonctions continues, dans ce cas là, et si $S_i(X) \neq 0$, les fonctions $H(X,t)$ et $B(X,t)$ sont telles qu'il existe une solution unique au problème formulé par l'équation (3.7). Nous sommes, alors, en présence d'un système à *structure variable*.

La fonction de commutation S sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elles sont définies par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

3.5.1. Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler.

Pour le nombre, il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (3.9)$$

Avec :

$e(X)$: L'écart sur les variables à régler; $e(X) = X^* - X$;

λ_x : Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$, $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

Pour $r = 3$, $S(X) = \lambda_x^2 e(X) + 2\lambda_x \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

L'objectif de la commande est de garder la surface $S(X)$ égale à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ_x . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

3.5.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) > 0 & \text{ si } S(X) < 0 \\ \dot{S}(X) < 0 & \text{ si } S(X) > 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (3.11)$$

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 droite de commutation.

2. Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (3.12)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (3.13)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (3.14)$$

L'équation (3.14) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(X)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

3.5.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode de glissement, nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.8). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande attractive.

Lorsque nous sommes dans « le mode de glissement », la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} S(X) = 0 \\ \dot{S}(X) = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de S , qui est un vecteur pointant de la région où $S < 0$ vers la région où $S > 0$. Dans le cas du régime de glissement, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) &= \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{dX}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \dot{X} = \text{grad}(S) \dot{X} \\ &= G \{ H(X, t) + B(X, t)U(t) \} = 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Cela traduit le fait qu'en régime de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dite, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice G peut-être présentée comme une matrice à "m" lignes et "n" colonnes :

$$\mathbf{G} = \frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial S_m}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte, équation (3.15), nous pouvons écrire $\mathbf{U} = \mathbf{U}_{eq}$. L'équation (3.16) permet d'introduire un terme appelé *commande équivalente* qui peut-être exprimée comme suit :

$$\mathbf{U}_{eq}(t) = -(\mathbf{G} \cdot \mathbf{B}(\mathbf{X}, t))^{-1} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{H}(\mathbf{X}, t) \quad (3.18)$$

Les composantes du vecteur commande équivalente ($\mathbf{U} = \mathbf{U}_{eq}$) sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande \mathbf{U} qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation \mathbf{S} . Ce sont des termes continus de la commande.

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode de glissement" sont données par deux hypothèses :

1. Le produit de matrice ($\mathbf{G} \cdot \mathbf{B}$) doit être inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul.
2. Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent l'équation (3.14) et :

$$U_{\min} < \mathbf{U} < U_{\max} \quad (3.19)$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de la commande équivalente, équation (3.18), dans l'équation général (3.8), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit :

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = [\mathbf{I} - \mathbf{B}(\mathbf{G}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{G}] \mathbf{H}(\mathbf{X}, t) \quad (3.20)$$

Où \mathbf{I} est la matrice identité.

Remarquons que dans l'équation (3.20), le terme de commande \mathbf{U} n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système.

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en mode de convergence ou (*mode d'approche : Reaching Mode*), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, on pose $U = U_{eq} + \Delta U$; l'équation d'état conduit au résultat suivant :

$$\dot{X}(t) = [I - B(GB)^{-1}G] H(X, t) + B(t)\Delta U \quad (3.21)$$

Pour des raisons de commodité d'écriture, posons $U_n = \Delta U$. Dans ce mode, de convergence, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction U_n . Durant ce mode particulier, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (3.18) dans l'équation (3.16).

Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = GBU_n \quad (3.22)$$

Le problème revient à trouver U_n pour réaliser la condition d'attractivité (3.14) tel que :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X)GBU_n < 0 \quad (3.23)$$

Pour vérifier cette condition, une solution simple est proposée pour U_n :

$$U_n = K \cdot (GB)^{-1} \text{sign}(S(X)) \quad (3.24)$$

Où K est une matrice diagonale à coefficients constants et la fonction scalaire *sign* est représentée sur la figure (3.5). Le signe de K est choisi opposé au signe de $(GB)^{-1}$. Le facteur $(GB)^{-1}$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le choix de ce gain est très influant car s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, le temps de réponse sera très petit.

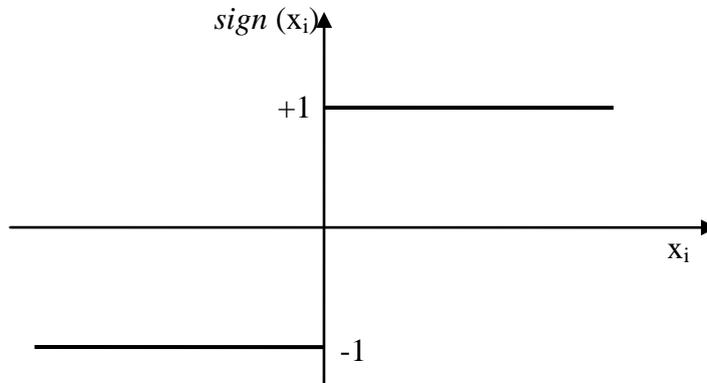


Figure 3.5 : Définition de la fonction « sign ».

Ainsi, le vecteur commande à appliquer au système est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

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

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que U_{eq} représente un terme " *Basse Fréquence* " alors que U_n représente un terme de " *Haute Fréquence* ". Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent (de type *continu*) à un terme commutant permettant d'atteindre ce régime final (de type *discontinu*).

Le vecteur de commande U permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- U_n : permet d'influer sur le mode d'approche (de convergence) ;
- U_{eq} : sur le mode de glissement.

Avec l'utilisation de la fonction *sign*, des oscillations indésirables risquent d'apparaître au niveau de la commande (phénomène de *Chattering*). Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées, ou même détériorer l'organe de commande. Ce phénomène de *Chattering* peut apparaître sur l'état ou sur la sortie du système.

3.6 Élimination du phénomène de Chattering

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela imposerait que la commande puisse commuter avec une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser : d'une part, du fait de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande ou la présence de petites constantes de temps au niveau des actionneurs et, d'autre part, du fait des limites technologiques et physiques (limite de la fréquence de commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. En effet, c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé *Broutement* ou *Chattering* en Anglais.

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction *sign* dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction *saturation* (*sat*) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites $\pm|K|$ suivant une pente entre les deux seuils (figure (3.6.b)) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) (figure (3.6.a)). Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation :

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| \geq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & \text{si } |S_i| \leq \delta \end{cases} \quad (3.25)$$

Où :

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1 S_i}{\mu_2 - \mu_1} & \text{si } \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| > \mu_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec δ, μ_1, μ_2 des paramètres de valeurs petits et positifs.

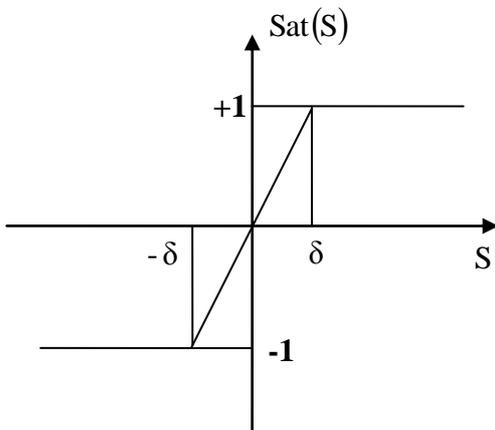


Figure (3.6.a) : Exemple de fonction *Sat* à un seul seuil.

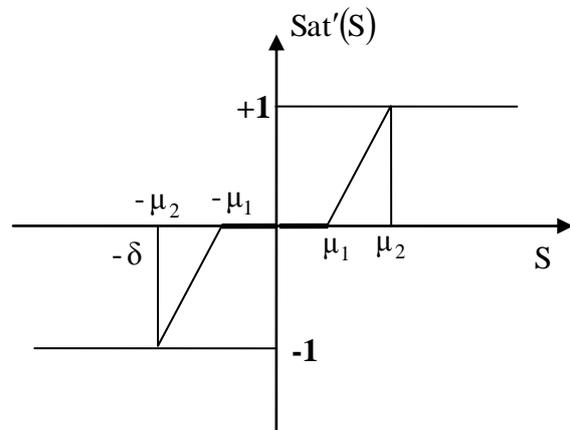


Figure (3.6.b) : Exemple de fonction *Sat* à deux seuils.

Nous pouvons ainsi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . Nous donnons, sur la figure (3.7), un exemple de ce type de fonction ; soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \xi} \quad (3.27)$$

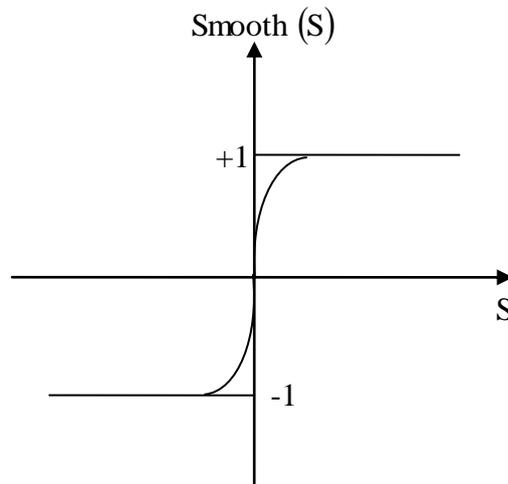


Figure 3.7 : Fonction Smooth.

Compte tenu des généralités mathématiques que nous venons de décrire, il nous faut maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la machine asynchrone double étoile pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

3.7 Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone double étoile

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} = [v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} = [v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)] \\ L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} = [v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)] \\ L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} = [v_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)] \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - C_r - K_f \Omega_m \right\} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (3.28)$$

3.7.1 Surface de régulation de la vitesse

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

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.29)$$

On a $\omega_r = P \Omega_m$, d'où :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ P^2 \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - PC_r - K_f \omega_r \right\} \quad (3.30)$$

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

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (3.31)$$

En posant $(i_{qs1} + i_{qs2}) = i_{qs}$ et en introduisant (3.30) dans (3.31), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs} \phi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (3.32)$$

A présent, en remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qs eq} + i_{qs n}$ dans l'équation (3.32), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qs eq} \phi_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_r^* i_{qs n} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (3.33)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $i_{qs n} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (3.33) :

$$i_{qs eq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (3.34)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (3.34) dans (3.33), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_r + L_m} i_{qs n} \quad (3.35)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qs n} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (3.36)$$

Le choix de K_{ω_r} , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs n} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \\ i_{qs eq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \end{cases} \quad (3.37)$$

3.7.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (3.38)$$

D'où :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (3.39)$$

En posant $i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds}$ et en substituant l'équation de $\dot{\phi}_r$ (système d'équation (3.28)) dans (3.39), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} \quad (3.40)$$

En introduisant le courant de commande $i_{ds}^* = i_{ds\ eq} + i_{ds\ n}$ dans l'équation (3.40), on aura :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ eq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ n} \quad (3.41)$$

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

$\dot{S}(\phi_r) = 0$ et $i_{ds\ n} = 0$, d'où on tire $i_{ds\ eq}$ de la relation (3.41) :

$$i_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \quad (3.42)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\phi_r) \dot{S}(\phi_r) < 0$ doit être vérifiée. En substituant (3.42) dans (3.41), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_r) = - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds\ n} \quad (3.43)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{ds\ n} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \quad (3.44)$$

Le choix de K_{ϕ_r} doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. On obtiendra :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{ds\ n} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \xi_{\phi_r}} \\ i_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (3.45)$$

3.7.3 Surface de régulation des courants statoriques

La surface du courant i_{ds1} est donnée par :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (3.46)$$

La dérivée de cette dernière est donnée par :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \dot{i}_{ds1} \quad (3.47)$$

En substituant l'expression du courant i_{ds1} donnée par le système d'équation (3.28) dans l'équation précédente, on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left[-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1} \right] \quad (3.48)$$

En remplaçant la tension v_{ds1} par la tension de commande $v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n}$ dans l'équation (3.48), on trouve :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left[-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1eq} + v_{ds1n} \right] \quad (3.49)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_{ds1}) = 0$, et par suite $\dot{S}(i_{ds1}) = 0$, et $v_{ds1n} = 0$. Alors on tire la commande équivalente suivante :

$$v_{ds1eq} = L_{s1} \dot{i}_{ds1}^* + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* [L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*] \quad (3.50)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(i_{ds1})\dot{S}(i_{ds1}) < 0$ doit être vérifiée. En substituant l'équation (3.50) dans (3.49), on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{ds1n} \quad (3.51)$$

On prend la commande douce suivante :

$$v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \quad (3.52)$$

Le choix de K_{ds1} doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence. Nous obtenons :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \xi_{ds1}} \\ v_{ds1eq} = L_{s1} \dot{i}_{ds1}^* + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* [L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*] \end{cases} \quad (3.53)$$

De la même manière, on trouve les autres surfaces des régulateurs des courants statoriques i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} et ils sont donnés comme suite :

$$\dot{S}(i_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + \xi_{qs1}} \\ v_{qs1eq} = L_{s1} \dot{i}_{qs1}^* + R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* [L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*] \end{cases} \quad (3.54)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \xi_{ds2}} \\ v_{ds2eq} = L_{s2} \dot{i}_{ds2}^* + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s^* [L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \phi_r^* \omega_{gl}^*] \end{cases} \quad (3.55)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + \xi_{qs2}} \\ v_{qs2eq} = L_{s2} \dot{i}_{qs2}^* + R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* [L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*] \end{cases} \quad (3.56)$$

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE est illustrée par la figure 3.8 :

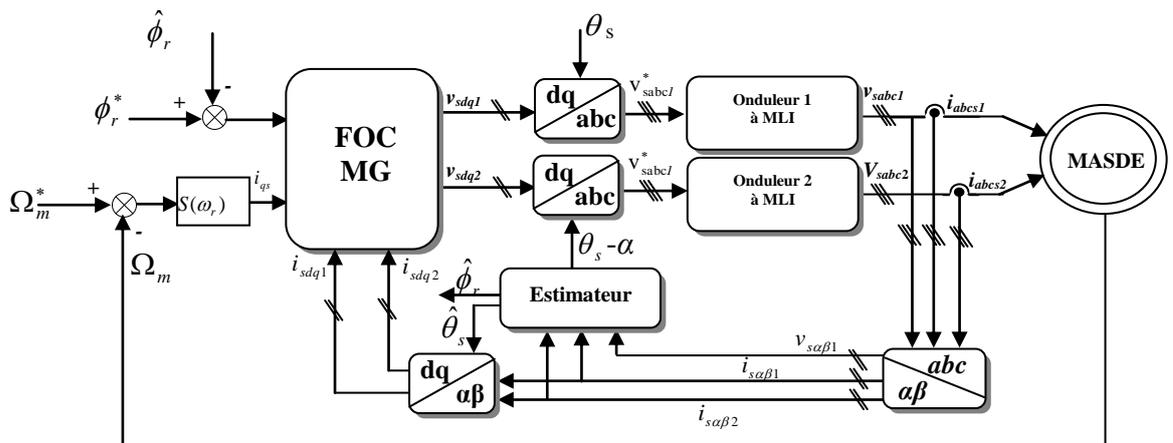


Figure 3.8 : schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

Le schéma du bloc de découplage FOC(MG) est représenté par la figure 3.9 suivante :

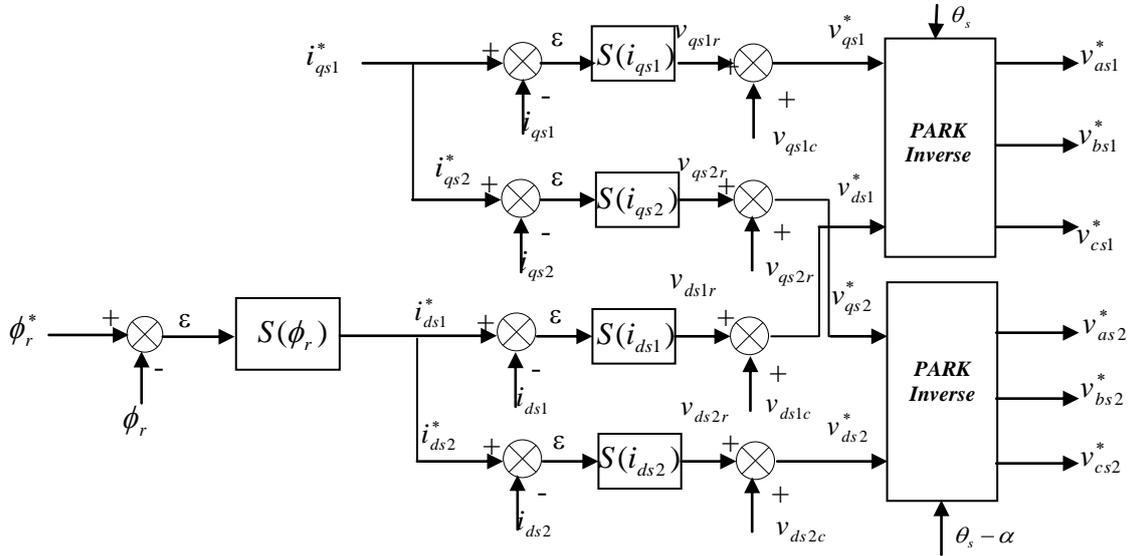


Figure 3.9 : Représentation schématique du bloc FOC(MG).

3.8 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$, en imposant la vitesse de référence $\Omega_m = 200 \text{ rad/s}$.

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau 3.1 :

| Surfaces | $S(\omega_r)$ | $S(\phi_r)$ | $S(i_{ds1})$ | $S(i_{qs1})$ | $S(i_{ds2})$ | $S(i_{qs2})$ |
|----------|---------------|-------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| K | 100 | 120 | 150 | 150 | 150 | 150 |
| ξ | 0.5 | 0.01 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.1 |

Tableau 3.1 : Paramètres des régulateurs par mode de glissement

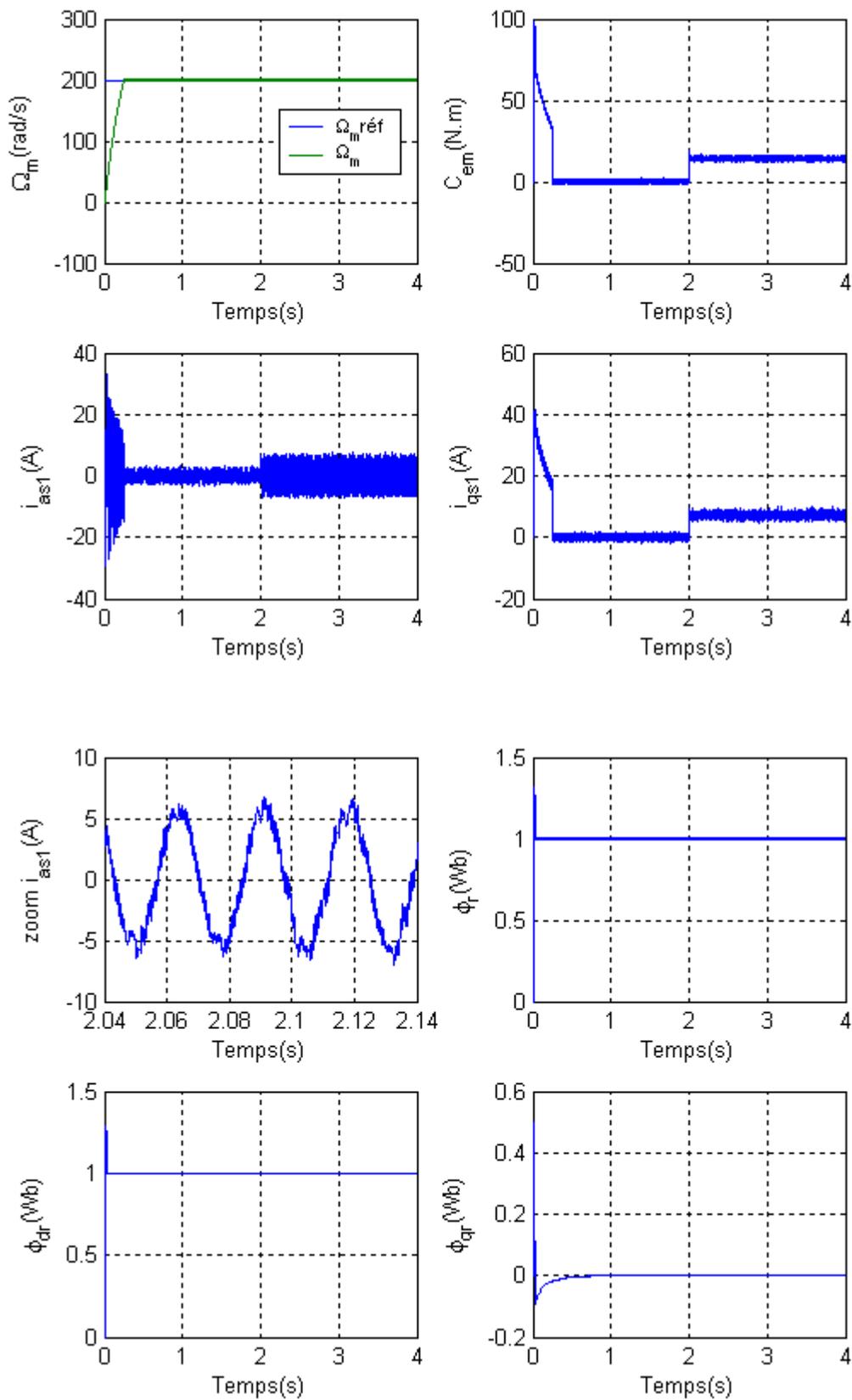


Figure 3.10 : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.25s$ sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint sa valeur max au démarrage puis il rejoint le régime permanent à $t = 0.25s$. Au début, le courant statorique i_{as1} atteint un courant d'appel d'environ 33A. Le courant en quadrature, initialement atteint 41A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes.

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande vectorielle (indirecte ou directe) sont obtenus avec la commande par mode de glissement. Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision, stabilité et rapidité) de la vitesse par la technique de commande par mode de glissement.

La figure 3.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 200 à -200 rad/s à partir de l'instant $t = 1s$.

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0s$ à $1s$), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 1.10).

Au-delà de $t = 1s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.4s$ sans aucun dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant i_{as1} d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de 0.4s, pour redonner lieu à la forme du régime permanent ; le couple électromagnétique atteint sa valeur max au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne (-200 rad/s) ; le courant en quadrature i_{qs1} progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique ; les flux rotoriques selon (d, q) suivent leurs valeurs de référence pendant l'inversion de la vitesse.

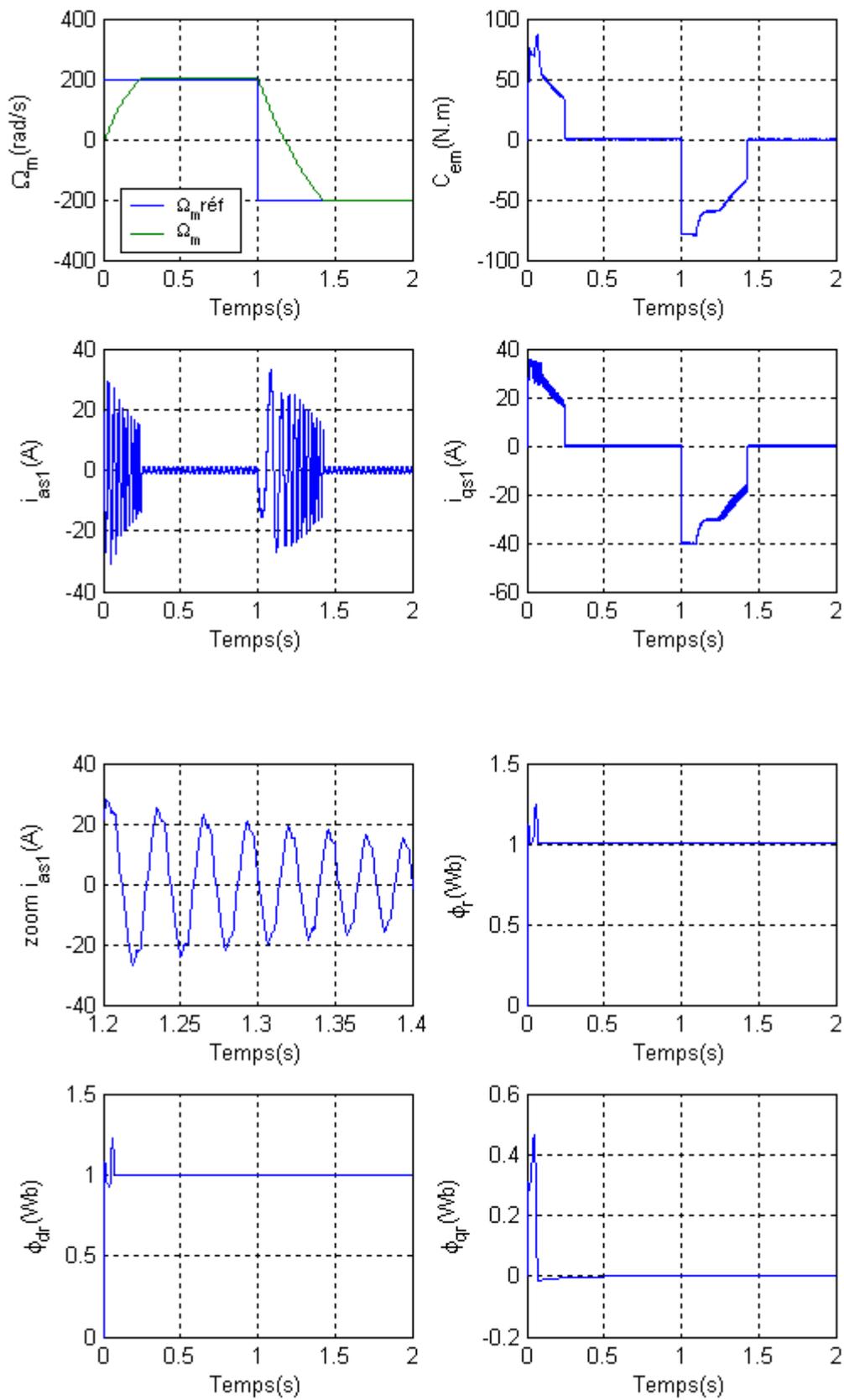


Figure 3.11 : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement (inversion de sens de rotation 200 à -200 rad/s à $t = 1$ s).

3.9 Test de robustesse

Les figures 3.12, 3.13 et 3.14 représentent respectivement les caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique et statorique 50% de ses valeurs nominaux, à partir de $t = 1.3s$. Avec l'application de la charge à $t = 1s$ et augmentation de moment de l'inertie de 100% de sa valeur nominale.

Les résultats de simulations montrent clairement l'insensibilité de la commande par mode de glissement aux variations de la résistance rotorique et statorique par contre nous constatons qu'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (J) (au démarrage de la MASDE) a peu d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

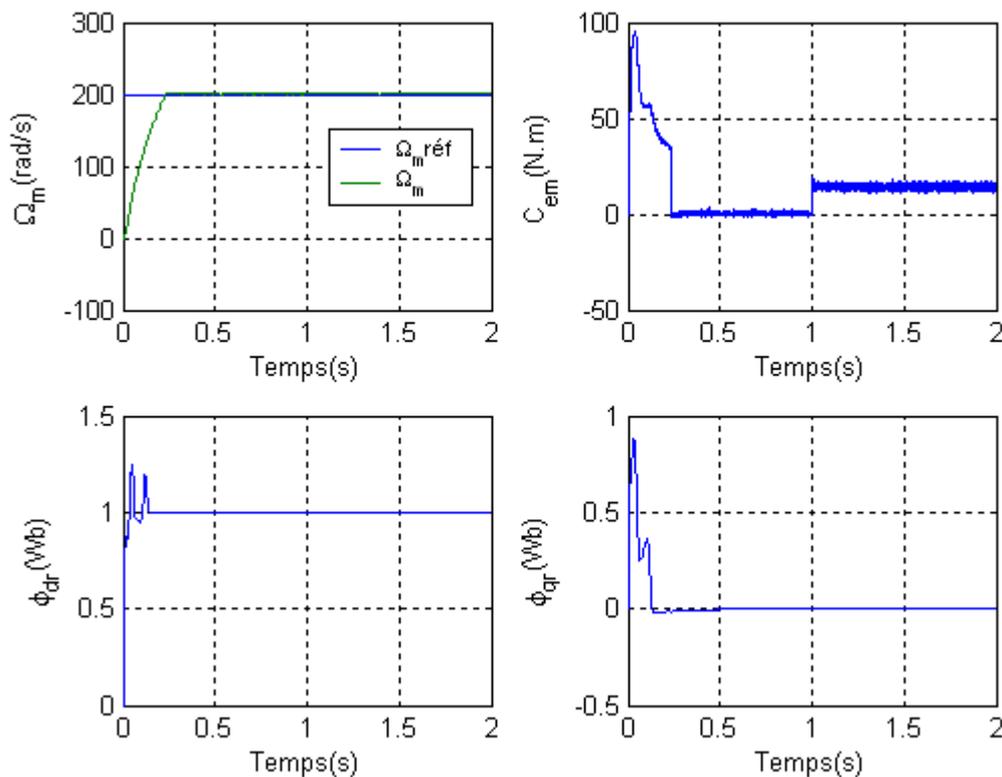


Figure 3.12: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique (à $t = 1.3s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 1s$) par mode glissant.

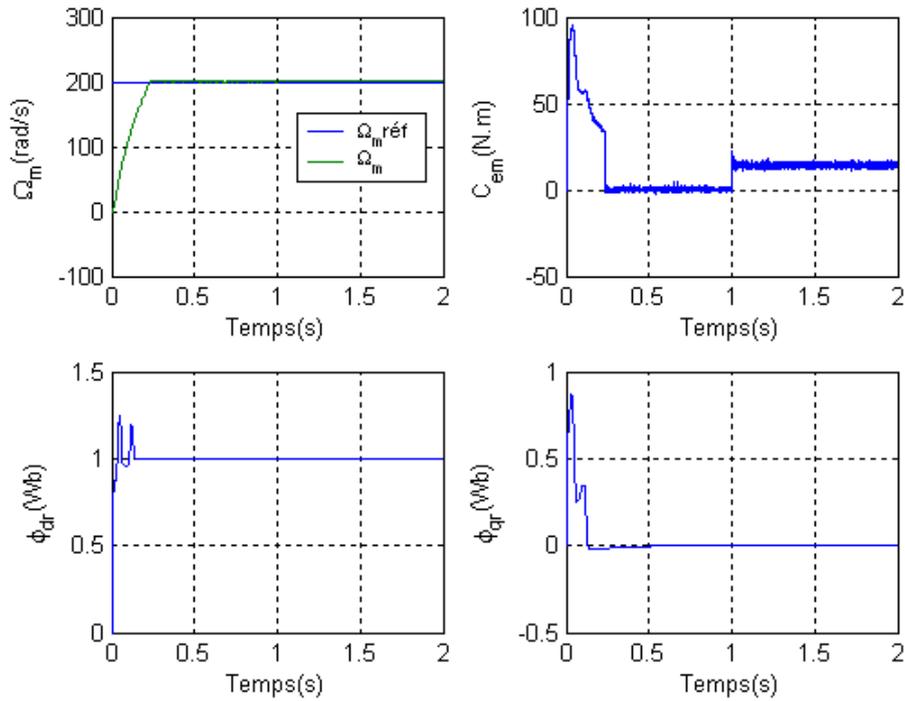


Figure 3.13: Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance statorique (à $t = 1.3s$), pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 1s$) par mode glissant.

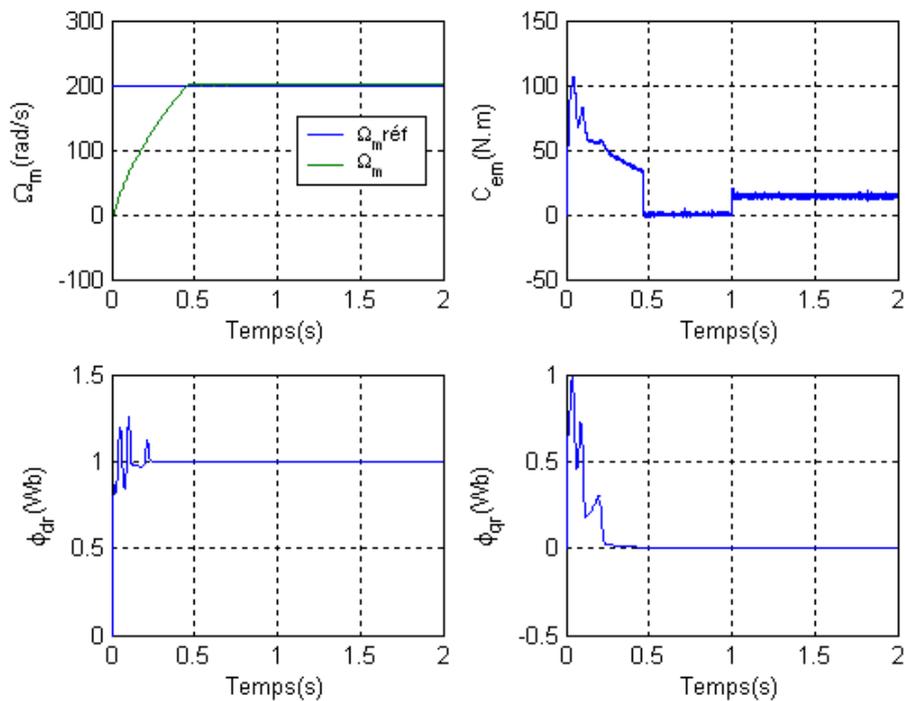


Figure 3.14: Test de robustesse pour une variation de +100 % du moment d'inertie pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale appliqué à $t = 1s$) par mode glissant.

3.10 Conclusion

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

La régulation de la vitesse par le mode glissant possède de bon performances (rapidité stabilité) et plus robuste lors de la variation des paramètres de la machine (résistance rotorique et statorique). De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classique PI.

Chapitre 4

Commande sans capteur mécanique de la MASDE

dotée d'un observateur à modes glissants

4.1 Introduction

Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. Cette demande mobilise particulièrement les chercheurs. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût.

Ce chapitre sera dédié à présenter une commande et observation par modes glissants d'une MASDE sans capteur mécanique

4.2 Différentes techniques de commande sans capteur mécanique

4.2.1 Techniques d'estimation indirecte de vitesse

Les techniques, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation de la tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor et l'équation de la tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées [Bou 10].

Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre [Cha 05].

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

4.2.1.1 Relation d'autopilotage

La relation de fréquence fondamentale de la machine ($\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$) est utilisée pour estimer la vitesse du rotor. En effet, les fréquences du moteur sont estimées à partir des valeurs observées du flux et à partir des courants statoriques mesurés.

L'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, due à sa structure en boucle ouverte, sa précision et ces performances dynamiques sont limitées à très basses vitesses. D'ailleurs, le calcul de la fréquence de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température, de la saturation et de la fréquence [Cha 05] [Com 05].

4.2.1.2 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par SCHAUDER, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [Cha 05]. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure 4.1 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue la machine et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [Bag 99] [Bla 96] [Cha 05] [Bou 08].

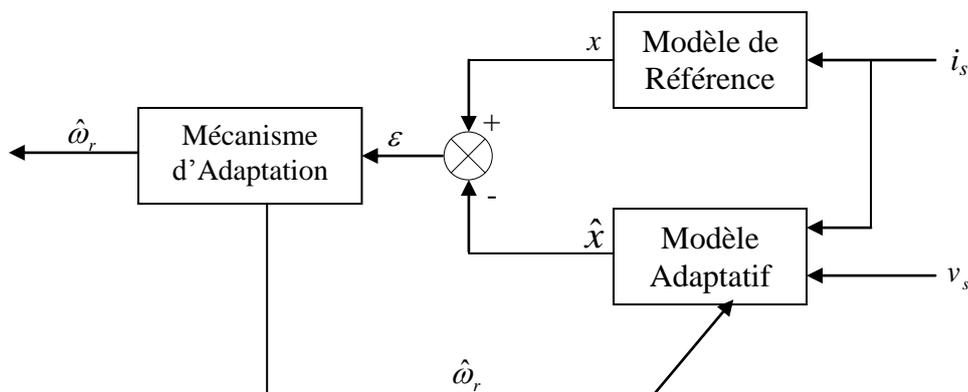


Figure 4.1 : Structure MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable x , tels que le flux rotorique, sur la force contre électromotrice ou sur la puissance réactive [Cha 05]. Comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse.

4.2.1.3 Les observateurs

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées dans la littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator.

Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (LUENBERGER, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de KALMAN et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée. Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [Son 00] [Cha 05] [Kwo 05].

a. Observateurs d'état

Dans la pratique, l'observateur d'état prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruits, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectue par la méthode de Lyapunov [Ais 05].

b. Filtre de KALMAN

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

sensibles aux variations de résistances rotoriques et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse [Bou 08].

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence des caractéristiques du bruit [Mor 05] [Zei 00]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de KALMAN, il est donc nécessaire de rechercher des modèles réduits de la machine dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

c. Observateur par mode glissant

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants [Cha 05] [Ais 05], ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement.

4.2.1.4 Intelligence artificielle

Récemment, les chercheurs ont proposés des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique [Bag 99] [Rou 04][Mor 05]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

4.2.2 Techniques d'estimation directe de vitesse

L'estimation directe de la vitesse est considérée récemment, comme une approche la plus appropriée, particulièrement à vitesse réduite. Elle est rendue possible par la présence

dans les harmoniques des courants et des tensions des composants comportant un multiple angulaire de la vitesse du rotor [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

4.2.2.1 Méthode d'harmonique d'encoches

Cette méthode est basée sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques. En effet, la présence des encoches du rotor et du stator dans le circuit magnétique des moteurs asynchrones produit des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'encoches. En fait ; de tels harmoniques, généralement, comportent une amplitude réduite et disparaissent à la vitesse très basse [Bou 08].

Dans la pratique, l'application de telles méthodes à vitesse réduite est une tâche tout à fait complexe, alors qu'à grande vitesse, ils donnent des résultats semblables à techniques indirectes [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

4.2.2.2 Méthode d'injection des signaux

Une deuxième technique direct pour l'estimation de la vitesse utilise l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants, ceci afin d'enrichi le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la vitesse dans le point de fonctionnement difficile (pulsation statorique très faible). Cette technique est considérée récemment comme une approche la plus appropriée, particulièrement dans la gamme des vitesses réduites [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

Les approches basées sur l'injection des signaux à hautes fréquences donnent de bonne précision d'estimation de vitesse à n'importe quelle fréquence. D'un autre côté, ces approches ont besoin d'une précision élevée dans la mesure physique et augmente la complexité de calcul et de matériels concernant la structure du control.

4.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs

Dans les domaines des entraînements à vitesses variables, les performances des lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du module du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En

effet, les capteurs de flux sont relativement délicat (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal [Tam 06] [Ais 05] [Cha 05].

4.3.1 Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation du modèle du système à commander [Cha 05] [Ais 05] [Kub 94]. La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres du système. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et ou variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure 4.2.

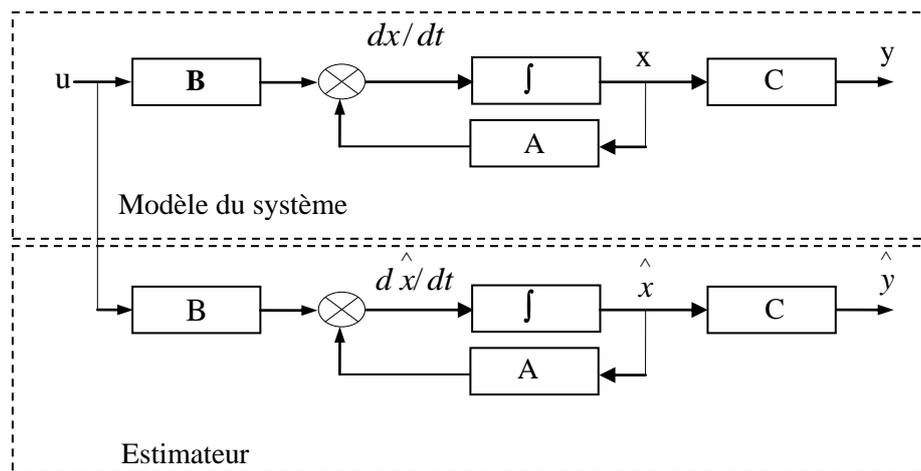


Figure 4.2 : Schéma - bloc d'un estimateur.

Le système se met sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A(\Omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.1)$$

Où B est la matrice d'entrée du système, C est la matrice de sortie et $A(\Omega)$ est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de notre système, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant l'équation (4.1), on peut reconstruire les états à estimer.

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u)dt \tag{4.2}$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \tag{4.3}$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite des relations (4.1) et (4.2) :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = A(\Omega)\varepsilon + \Delta A\hat{x} + \Delta B u \tag{4.4}$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - \hat{A}(\Omega) \quad \text{et} \quad \Delta B = B - \hat{B}$$

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction G . C'est ce qu'on entend par observateur.

4.3.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [Cha 05] [Ais 05]. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice de gain G pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Figure 4.3) [Nah 01].

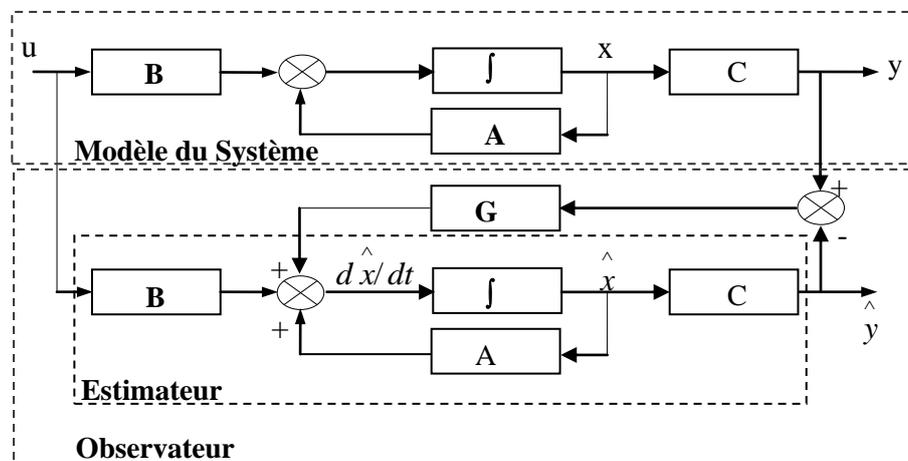


Figure 4.3 : Schéma – bloc d'un observateur.

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans (4.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant [Cha 05] [Ais 05]:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u + G(Cx - C\hat{x}) \quad (4.5)$$

Où G est la matrice de gain de l'observateur.

On définit comme erreur de mesure ; l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenue à l'aide des équations (4.1) et (4.5). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = [A(\Omega) - GC]\varepsilon + [\Delta A - G\Delta C]\hat{x} + \Delta Bu \quad (4.6)$$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par l'équation (4.6). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur est contrôlée par le terme $[A(\Omega) - GC]$ comportant la matrice de gain de correction G. On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante) et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisé. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

4.4 Commande sans capteur de vitesse de la MASDE

On a vu précédemment, que nombreuses sont les méthodes qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, en utilisant des estimateurs et des observateurs. Dans cette section, nous avons utilisé l'observateur à modes glissant pour estimer la vitesse de rotation de la MASDE. Dans la commande sans capteur, la vitesse mesurée sera remplacée par sa valeur estimée.

4.4.1 Commande sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant est réputé pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction. Cette

technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre. La mise en œuvre de l'utilisation des modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface et l'établissement des conditions de la convergence.

4.4.1.1 Structure générale d'un observateur par mode glissant

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (4.7)$$

Considérons aussi le vecteur y des variables mesurables qui sont reliées linéairement avec les variables d'état :

$$y = Cx \quad (4.8)$$

Si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir des mesures sur la sortie y et sur l'entrée u .

Nous définissons l'observateur par la structure suivante [Abd 07] :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(\hat{x}, y, u, t) + u_s \quad (4.9)$$

Avec :

\hat{x} est de même dimension que $x(n)$;

\hat{f} est le modèle d'estimation ;

u_s est un vecteur définit par .

$$u_s = [G_1 \text{smooth}(S_1) \quad G_2 \text{smooth}(S_2) \quad \dots \quad G_r \text{smooth}(S_r)]^t \quad (4.10)$$

La fonction smooth est utilisée dans ce travail pour éliminer le phénomène de chattering, elle est déterminée dans la relation 3.27.

$$[S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_r]^t = S = [y - \hat{y}] \quad (4.11)$$

Le vecteur surface $S = 0$ est attractif, si :

$$S_i \dot{S}_i < 0 \quad \text{Pour } i = 1, r \quad (4.12)$$

Le schéma de principe de l'observateur par mode glissant est donné par la figure 4.5 suivante :

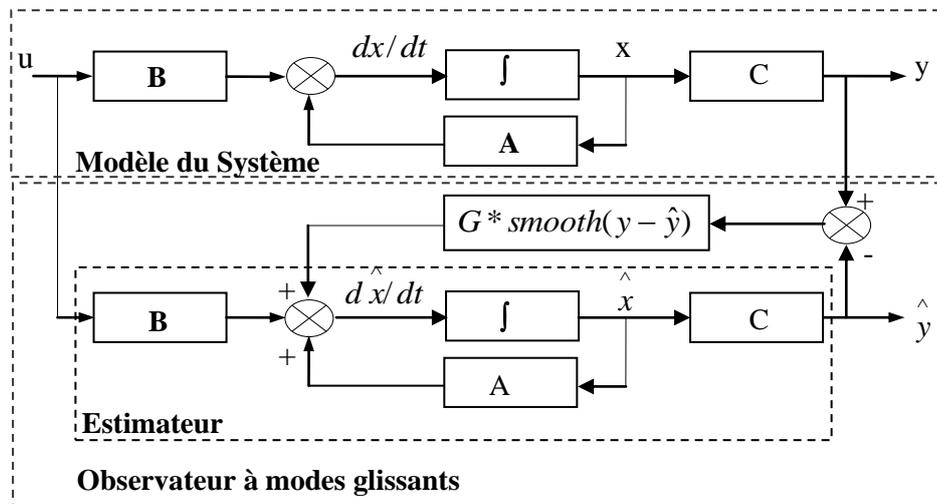


Figure 4.5 : Schéma – bloc d'un observateur à modes glissants.

4.4.1.2 Estimation de la vitesse par un observateur à modes glissants

L'objectif est d'observer la vitesse Ω_m à base des courants et des tensions statoriques qui sont facilement mesurables. Si l'on désire également estimer le couple résistant C_r constant, on suppose qu'il change lentement, donc on peut utiliser pour le couple de charge le modèle suivant :

$$\frac{dC_r}{dt} \cong 0 \tag{4.13}$$

Cette supposition est correcte dans la plupart des applications [Kia 05] [Kia 04].

Le schéma de la commande et observation par modes glissants d'une MASDE sans capteur mécanique est donné dans la figure 4.6

Le modèle de l'observateur par mode glissant est donné par :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{qs1}}{dt} &= \frac{1}{L_{s1}} v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} \hat{i}_{qs1} - \omega_s (i_{ds1} + \frac{1}{L_{s1}} \hat{\phi}_r) + G_1 \text{smooth } \tilde{i}_{qs} \\ \frac{d\hat{i}_{qs2}}{dt} &= \frac{1}{L_{s2}} v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} \hat{i}_{qs2} - \omega_s (i_{ds2} + \frac{1}{L_{s2}} \hat{\phi}_r) + G_1 \text{smooth } \tilde{i}_{qs} \\ \frac{d\hat{\Omega}_m}{dt} &= \frac{P}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \hat{\phi}_r (i_{qs1} + i_{qs2}) - \frac{P}{J} \hat{C}_r - \frac{K_f}{J} \hat{\Omega}_m + G_2 \text{smooth } \tilde{i}_{qs} \\ \frac{d}{dt} \hat{C}_r &= G_3 \text{smooth } \tilde{i}_{qs} \\ \frac{d\hat{\phi}_r}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_r \\ \text{smooth } \tilde{i}_{qs} &= \frac{\tilde{i}_{qs}}{|\tilde{i}_{qs}| + e} \end{aligned} \right. \quad (4.14)$$

Avec : $\tilde{i}_{qs} = (i_{qs1} + i_{qs2}) - (\hat{i}_{qs1} + \hat{i}_{qs2})$, G_1 , G_2 et G_3 sont les gains de l'observateur par mode glissant.

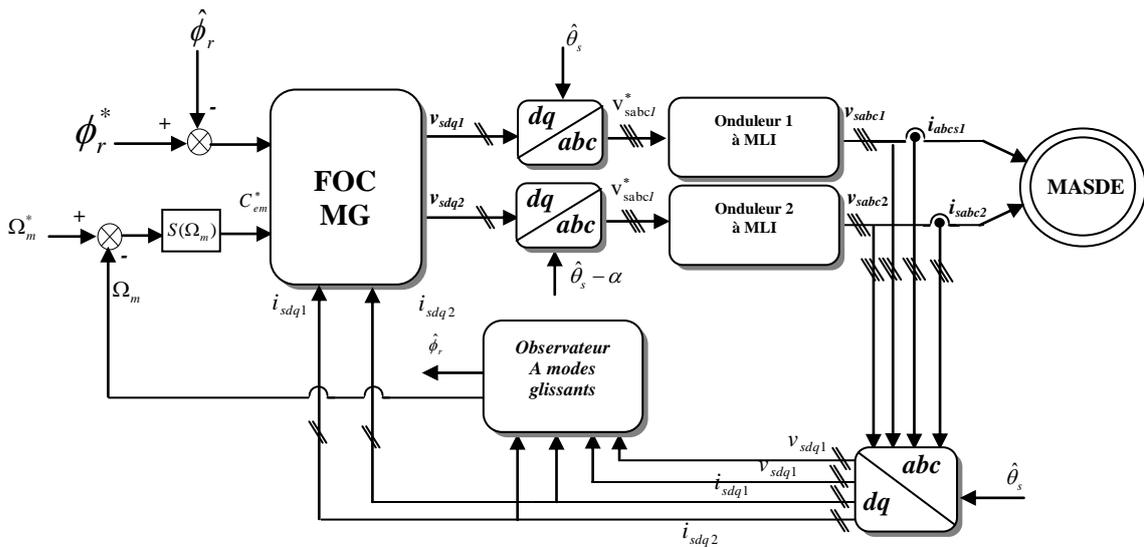


Figure 4.6: Commande sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur à modes glissant.

4.5 Résultat de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de l'observateur par mode glissant donnée ci-dessus, la machine asynchrone double étoile est alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux.

Les simulations sont faites pour deux échelons de vitesse; une réponse à un échelon de vitesse de 200 rad/s (figure 4.7) et une réponse à une basse vitesse de 15rad/s (figure 4.8). Pour chaque échelon de vitesse on applique une perturbation de charge ($C_r = 14$ N.m) ente 1.5s et 2.5s avec une inversion de sens de rotation à $t = 3$ s. Les valeurs des gains de l'observateur utilisés dans toutes les simulations, sont choisies après plusieurs tests d'ajustements ($G_1 = 1$, $G_2 = 2$, $G_3 = 10$ et $e = 0.1$).

Les figures 4.7 à 4.8 illustrent le couple électromagnétique, le courant d'une phase statorique, la vitesse réelle et estimée, le flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une commande par mode glissant sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant appliquée a une MASDE pour les déférentes consignes de vitesse. L'observateur utilisé présente une bonne poursuite de vitesse et de flux avec une erreur dynamique n'est pas importante et une erreur statique pratiquement nulle.

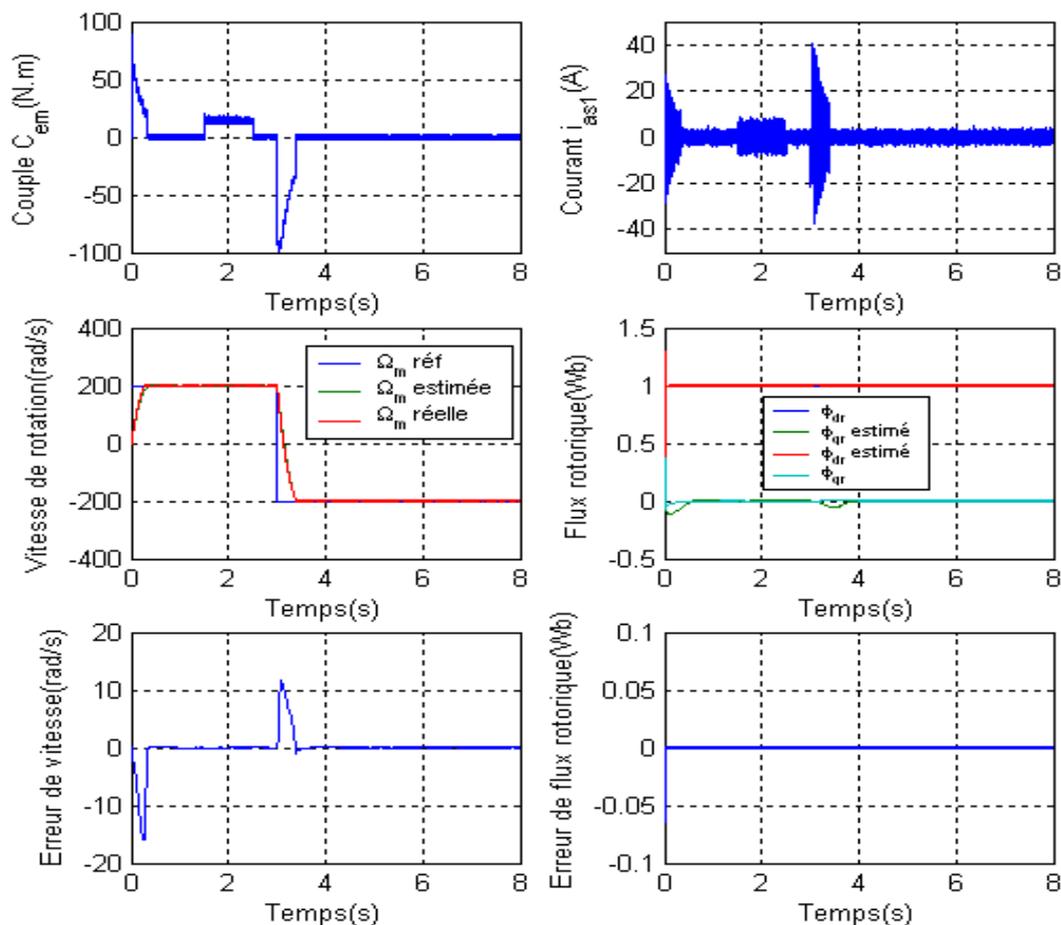


Figure 4.7 : Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de ± 200 rad/s (commande par mode glissant).

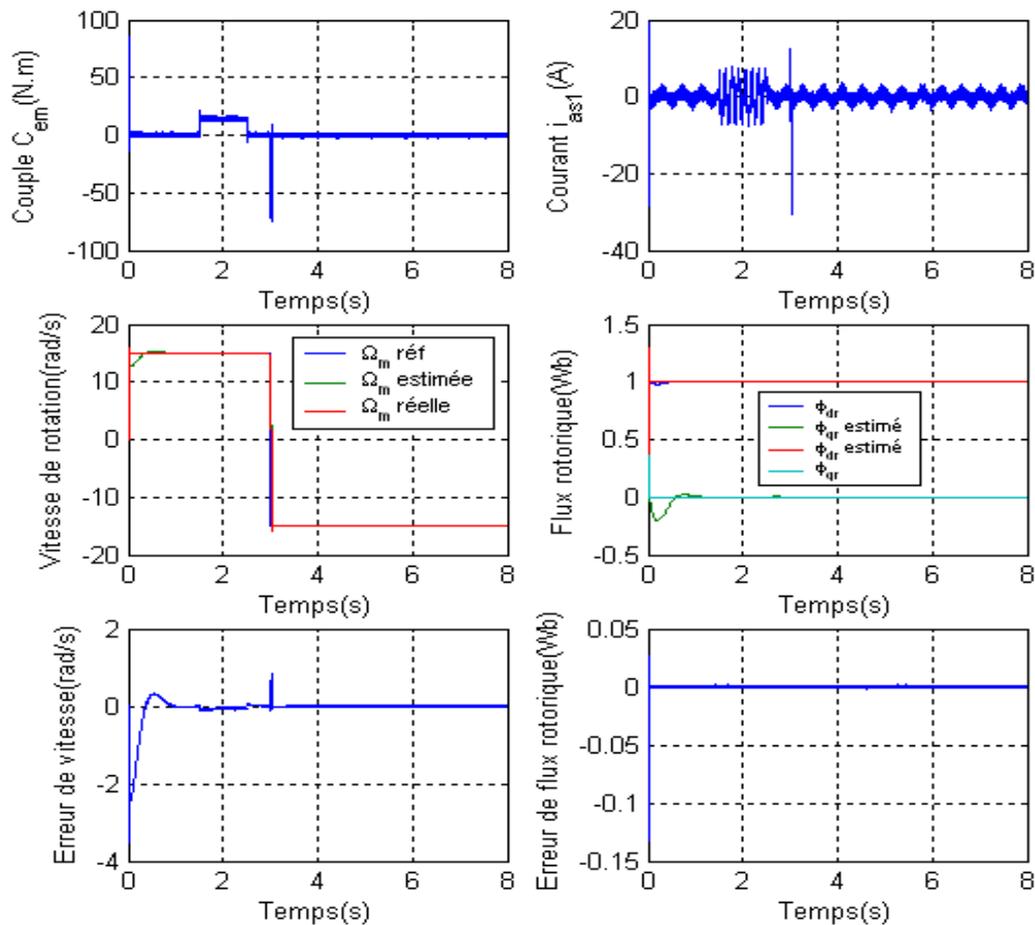


Figure 4.8 : Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé et les erreurs d'estimation correspondantes d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un Observateur par mode de glissement pour une consigne de ± 15 rad/s (commande par mode glissant).

4.6 Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation) [Dah 04].

Nous proposons dans cette section l'étude de la robustesse de la commande par mode glissant sans capteur de vitesse munie d'un observateur par mode glissant. Nous procédons, au test de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément à savoir la résistance rotorique (R_r), les résistances statoriques (R_{s1} et R_{s2}) et le moment d'inertie (J).

Dans cette simulation, la machine tourne avec les différentes vitesses sous une charge nominale en tenant compte de l'augmentation des paramètres cités ci-dessus.

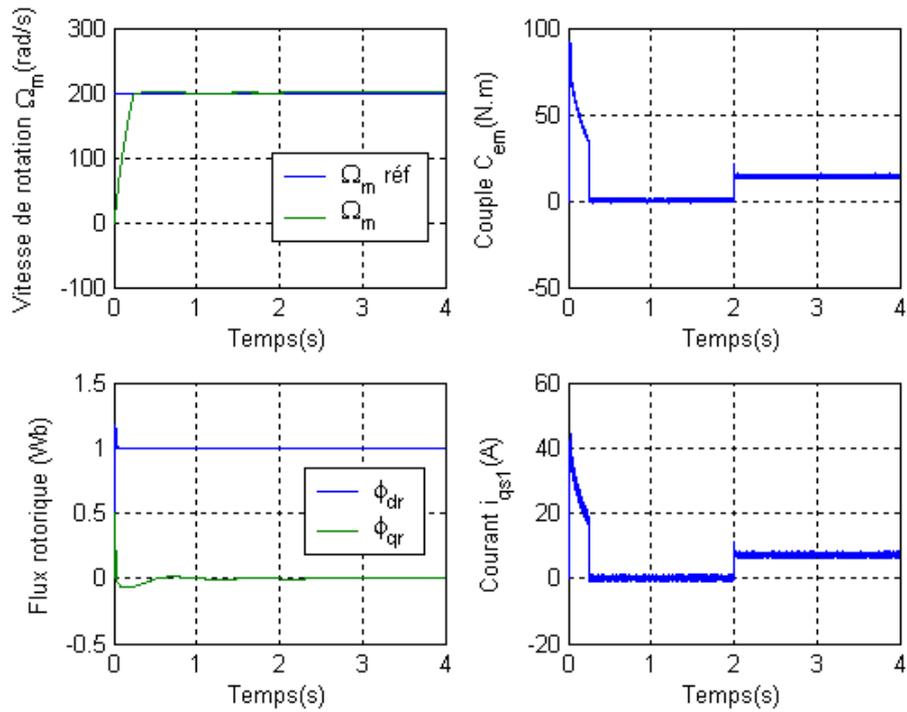


Figure 4.9 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +50% de la résistance statorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 200 rad/s.

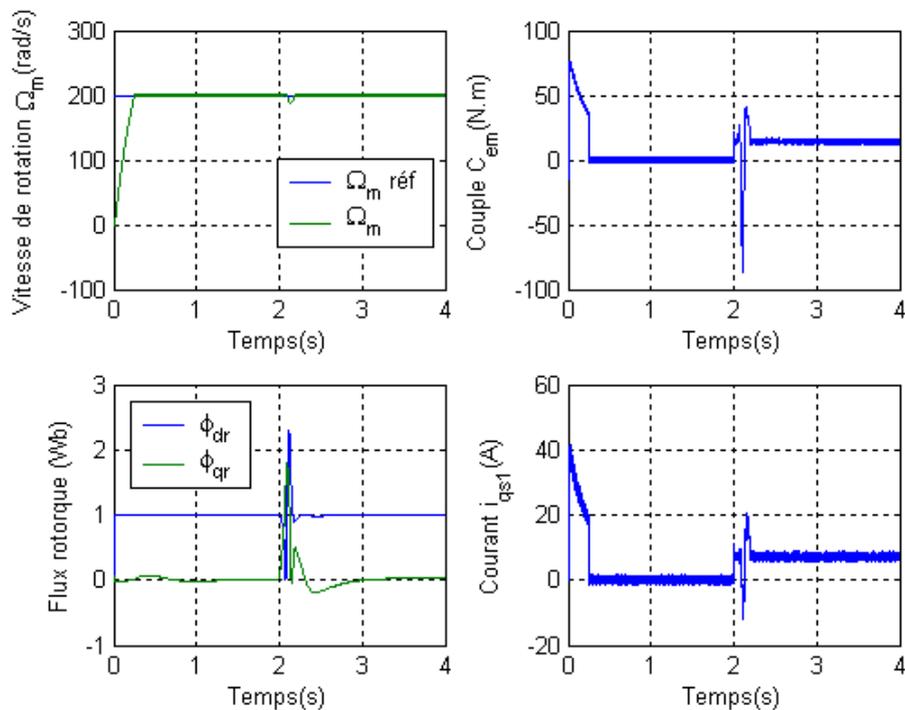


Figure 4.10 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +50% de la résistance rotorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 200 rad/s.

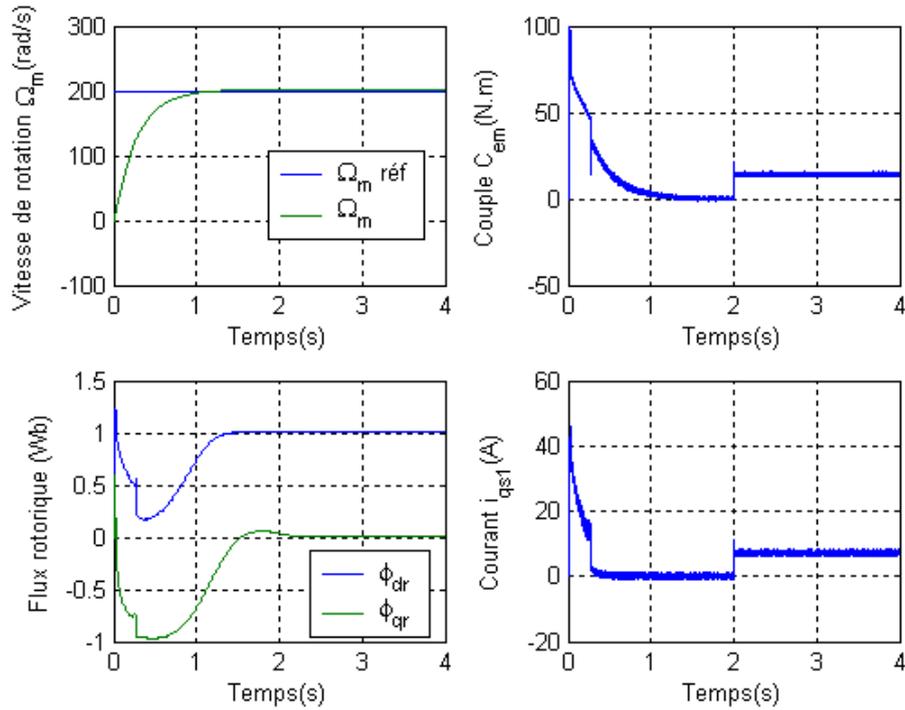


Figure 4.11 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +100% du moment d'inertie pour une consigne de 200 rad/s.

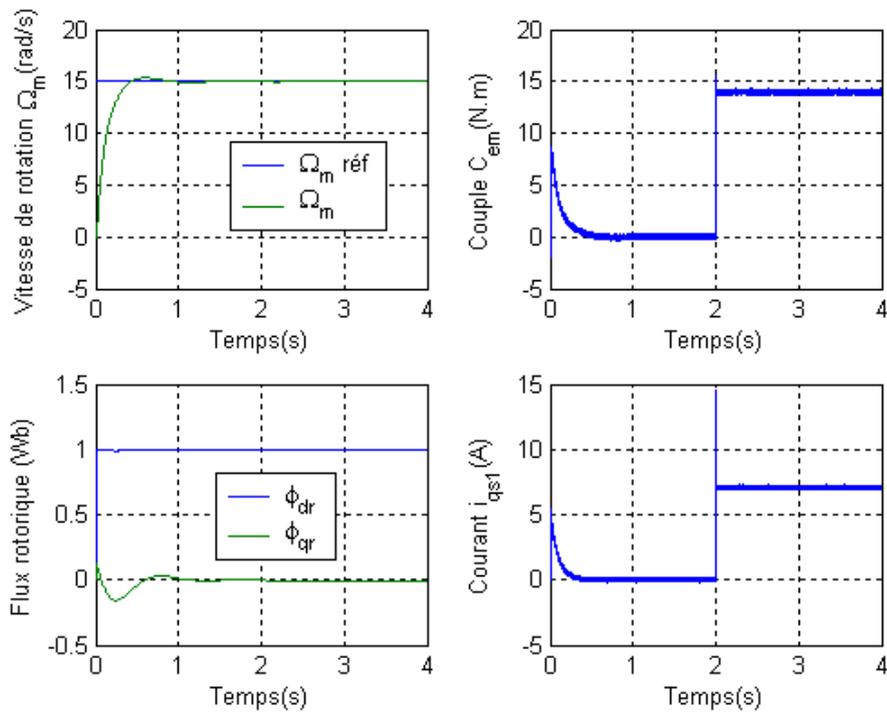


Figure 4.12 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +50% de la résistance statorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 15 rad/s.

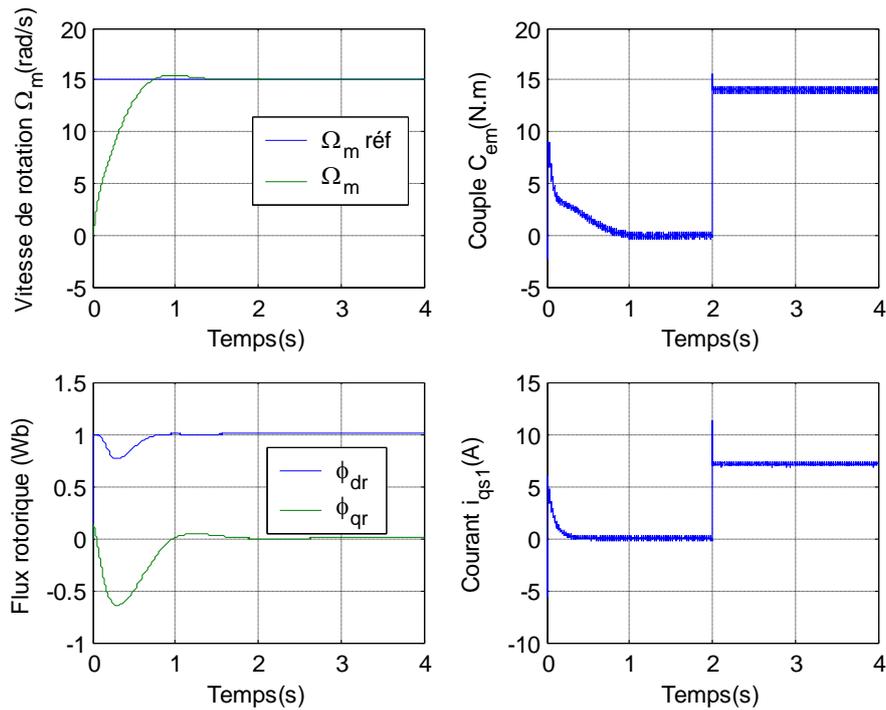


Figure 4.13 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +100% du moment d'inertie pour une consigne de 15 rad/s.

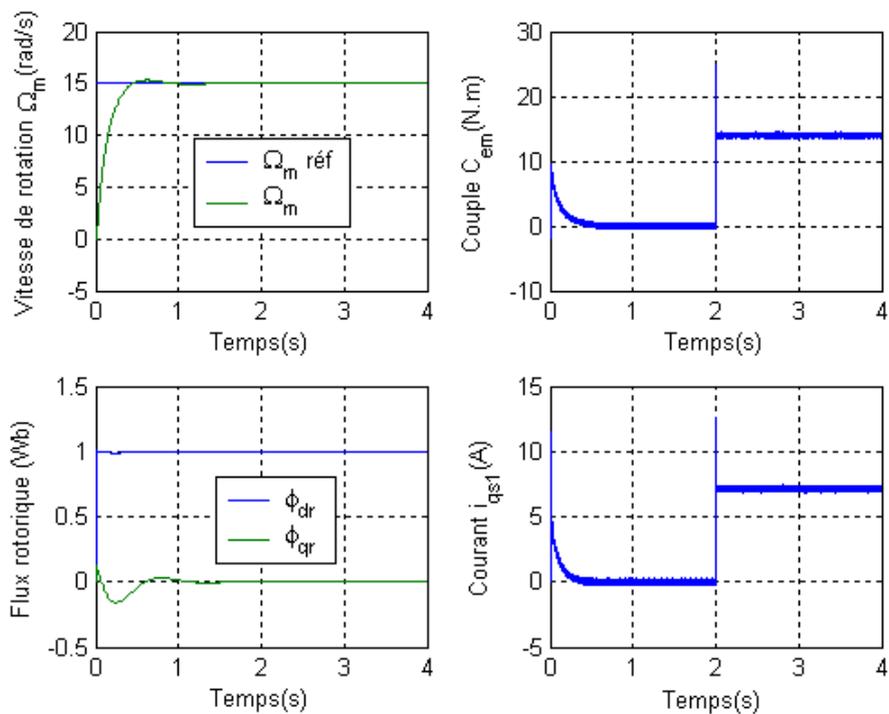


Figure 4.14 : Test de robustesse d'une commande sans capteur de vitesse d'une MASDE munie d'un observateur par mode glissant sous une charge nominale(appliqué à $t = 2s$) avec une variation de +50% de la résistance rotorique à $t = 1.6s$ pour une consigne de 15 rad/s.

Les figures 4.9 à 4.14, présentent respectivement les courbes de vitesse, couple électromagnétique, courant en quadrature et du flux rotorique d'une MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur par mode glissant pour une variation de +50% de la résistance rotorique R_r , +50% des résistances statoriques (R_{s1} et R_{s2}). Pour une référence de (200 rad/s) et pour une basse vitesse (15rd/s).

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Par la suite nous avons appliqué la technique d'observation par mode glissant pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone double étoile.

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse du MASDE commandée par mode glissant, et dotée d'un observateur à modes glissants est assez rapide et robuste vis-à-vis de la variation paramétrique et face aux perturbations de la charge et le changement de la consigne de vitesse de rotation. On constate aussi que cette commande est caractérisée par sa simplicité de conception et sa robustesse, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position, qui est coûteux et fragile.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons appliqué la transformation de Parck, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE.

Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux de commande MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées. Les résultats de simulation obtenus dans le premier chapitre en alimentation directe ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Dans ce cadre, nous avons dédié le deuxième chapitre à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous avons développé deux méthodes, la première est la méthode de commande indirecte et la seconde est celle de la commande directe. On a constaté que la régulation de la vitesse par la méthode directe est bien meilleure que par l'autre méthode. Néanmoins, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux, limite la mise en œuvre de la méthode directe. D'autre part, malgré les simplifications introduites dans les techniques de commande vectorielle, ces dernières offrent des performances acceptables. Ainsi, les algorithmes de réglage classique, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offre de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite et robuste vis-à-vis des variations paramétriques.

Toutefois les exigences vis-à-vis de la robustesse des commandes sont satisfaisantes en particulier en se débarrassant du capteur de vitesse qui représente le point faible de la chaîne de retour. Dans ce contexte, nous avons présenté dans le chapitre quatre les

différentes techniques d'estimations de la vitesse qu'ils existent dans la littérature et en particulière nous avons étudié l'observateur à modes glissants, les résultats de simulation de cette technique présente une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Le travail, présenté ce rapport, mène à soulever les perspectives de recherche suivantes :

- L'introduction des nouveaux algorithmes de commande (génétiques, floue, neurone,.....etc.) pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs ;
- L'utilisation d'autres commandes telles que la commande directe du couple DTC pour un control sans capteur de la machine asynchrone double étoile.
- Fonctionnement de la MASDE en générateur à énergie renouvelable (éolienne).
- Enfin, la validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation numérique lors d'une implémentation matérielle en temps réel, celle-ci étant la seule alternative permettant de mettre en évidence les lacunes de la modélisation mathématique de la machine considérée.

ANNEXES

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone double étoile

A.1 Paramètres électriques

| | |
|--|-------------------------------------|
| Puissance nominale | $P_n = 4.5 \text{ Kw}$ |
| Tension nominale | $V_n = 220 \text{ v}$ |
| Courant nominal | $I_n = 6.5 \text{ A}$ |
| Vitesse nominale | $\Omega_{rn} = 288 \text{ rd/s}$ |
| Couple nominal | $C_n = 14 \text{ N.m}$ |
| Flux nominal | $\varphi_m = 1 \text{ Wb}$ |
| Fréquence | $f = 50 \text{ Hz}$ |
| Résistance de l'enroulement statorique 1 | $R_{s1} = 3.72 \ \Omega$ |
| Résistance de l'enroulement statorique 2 | $R_{s1} = 3.72 \ \Omega$ |
| Résistance de l'enroulement rotorique | $R_r = 2.12 \ \Omega$ |
| Inductances de fuite statoriques | $L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$ |
| Inductances de fuite rotorique | $L_r = 0.006 \text{ H}$ |
| Inductances mutuelle | $L_m = 0.3672 \text{ H}$ |

A.2 Paramètres mécaniques

| | |
|---------------------------|-----------------------------|
| Moment d'inertie | $J = 0.0625 \text{ Kg/m}^2$ |
| Coefficient de frottement | $K_f = 0.001 \text{ SI}$ |

A.3 Paramètres électromagnétiques

| | |
|--------------------------|---------|
| Nombre de paire de pôles | $P = 1$ |
|--------------------------|---------|

Annexe B

Calcul des régulateurs

B.1 Régulateurs des courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en oeuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

D'après le système (2.13) du deuxième chapitre, on a :

$$\begin{cases} v_{ds1} = [R_s + L_s S] i_{ds1} \\ v_{ds2} = [R_s + L_s S] i_{ds2} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Donc:

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{v_{ds1}}{R_s + L_s S} \\ i_{ds2} = \frac{v_{ds2}}{R_s + L_s S} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Les boucles de régulation des courants i_{ds1} et i_{ds2} sont représenté par la figure B.1 suivante :

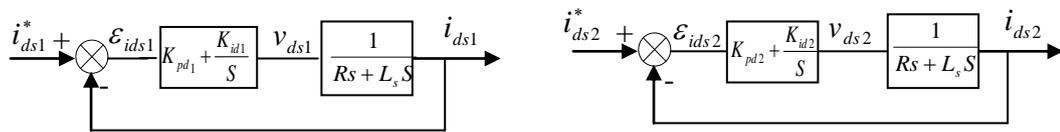


Figure B.1: Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{ds1} et i_{ds2}

L'expression mathématique des régulateurs $\text{Rég}_{i_{ds1}}$ et $\text{Rég}_{i_{ds2}}$ sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Rég}_{i_{ds1}} &= K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{S} \\ \text{Rég}_{i_{ds2}} &= K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{S} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

On a donc:

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= (K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{S}) \cdot (i_{ds1}^* - i_{ds1}) \\ v_{ds2} &= (K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{S}) \cdot (i_{ds2}^* - i_{ds2}) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Les fonctions de transfères en boucle fermée sont:

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{\frac{K_{pd1}S + K_{id1}}{L_s}}{s^2 + \frac{(R_s + K_{pd1})}{L_s}s + \frac{K_{id1}}{L_s}} \quad (\text{B.5})$$

$$\frac{i_{ds2}}{i_{ds2}^*} = \frac{\frac{K_{pd2}S + K_{id2}}{L_s}}{s^2 + \frac{(R_s + K_{pd2})}{L_s}s + \frac{K_{id2}}{L_s}} \quad (\text{B.6})$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (B.5) ou (B.6) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2 \quad (\text{B.7})$$

Donc, nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 .

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ξ et ω_0 par:

$$t_{r_{5\%}} = \frac{5}{\xi\omega_0} \quad (\text{B.8})$$

L'amortissement est en générale choisie comme amortissement critique c'est à dire $\xi = 1$.

Par identification entre les équations (B.5) ou (B.6) et (B.7), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI:

| | | |
|----------------------------|-------------------------|-----------------|
| | K_{P_ids1} | K_{i_ids1} |
| Régulateur PI: $Rég_ids1$ | $2\xi\omega_0L_s - R_s$ | $\omega_0^2L_s$ |

Tableau B.1 Paramètres du régulateur du courant i_{ds1}

Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs i_{ds2} , i_{qs1} et i_{qs2}

| | | |
|-------------------------------|--------------------------|------------------|
| | K_{P_ids2} | K_{i_ids2} |
| Régulateur PI: Rég_ i_{ds2} | $2\xi\omega_0 L_s - R_s$ | $\omega_0^2 L_s$ |

Tableau B.2 Paramètres du régulateur du courant i_{ds2}

| | | |
|-------------------------------|--------------------------|------------------|
| | K_{P_iqs1} | K_{i_iqs1} |
| Régulateur PI: Rég_ i_{qs1} | $2\xi\omega_0 L_s - R_s$ | $\omega_0^2 L_s$ |

Tableau B.3 Paramètres du régulateur du courant i_{qs1}

| | | |
|-------------------------------|--------------------------|------------------|
| | K_{P_iqs2} | K_{i_iqs2} |
| Régulateur PI: Rég_ i_{qs2} | $2\xi\omega_0 L_s - R_s$ | $\omega_0^2 L_s$ |

Tableau B.4 Paramètres du régulateur du courant i_{sq2}

B.2 Régulateur de flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. D'après la sixième équation du système (3.28), nous avons:

$$\phi_r = \frac{L_m}{(1+T_r S)} i_{ds}$$

$$\text{Avec : } i_{ds} = 2i_{ds1} = 2i_{ds2}$$

Donc, on aura :

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{L_m}{1+T_r S} \tag{B.9}$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, les courant i_{ds1}, i_{ds2} sont supposés déjà arrivés à ses valeur de références i_{ds1}^*, i_{ds2}^* . D'où le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique (Figure B.2):

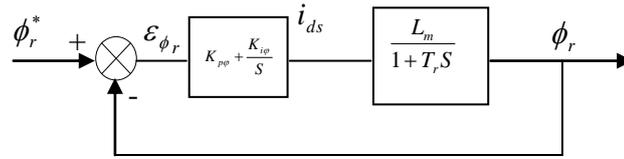


Figure B.2 Schéma fonctionnel du régulateur de flux ϕ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r(S)}{\phi_r^*(S)} = \frac{(K_{p\phi}S + K_{i\phi}) \cdot \frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r}(1 + L_m K_{p\phi})S + \frac{L_m K_{i\phi}}{T_r}} \quad (\text{B.10})$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du régulateur seront:

| | | |
|--------------------------------|--------------------------------|------------------------|
| | $K_{P_{-\phi_r}}$ | $K_{i_{-\phi_r}}$ |
| Régulateur PI: $Rég_{-\phi_r}$ | $(2\xi\omega_0 T_r - 1) / L_m$ | $\omega_0^2 T_r / L_m$ |

Tableau B.5 Paramètres du régulateur du flux rotorique.

B.3 Régulateur de vitesse

B.3.1 Synthèse du correcteur PI de vitesse

D'après l'équation mécanique (1.5), nous avons:

$$\frac{\Omega_m}{C_{em}} = \frac{K_m}{1 + T_m \cdot s} \quad (\text{B.11})$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f}, \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

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

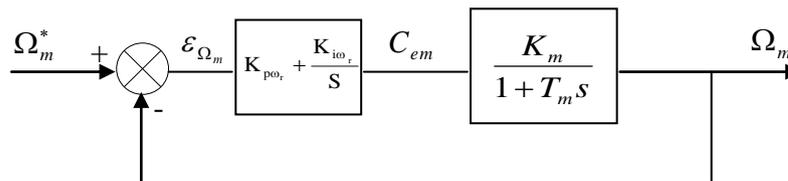


Figure B.3 Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse Ω_m

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega_m} s + K_m \cdot K_{i\Omega_m}}{T_m}}{s^2 + \frac{(1 + K_m \cdot K_{p\Omega_m})}{T_m} s + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega_m}}{T_m}} \quad (\text{B.12})$$

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

| | | |
|---------------------------------|--------------------------------|------------------------|
| | $K_{p_}\Omega_m$ | $K_{i_}\Omega_m$ |
| Régulateur PI: $Rég_ \Omega_m$ | $(2\xi\omega_0 T_m - 1) / K_m$ | $\omega_0^2 T_m / K_m$ |

Tableau B.6 Paramètres du régulateur PI de la vitesse.

Bibliographie

Bibliographie

- [Ais 05] A. Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2005.
- [Alg76] P. L. Alger, R. E. Arnold, "The history of induction motors in America" Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 9, pp. 1380–1383, September 1976.
- [Are 05] S. Arezki, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multiniveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.
- [Ami 08] H. Amimeur "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement" mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.
- [Bar 04] O. Barambones, A. J. Garrido, "A sensorless variable structure control of induction motor drives ", Electric Power Systems Research (Elsevier), Vol. 72 No. 01, pp. 21–32, 2004.
- [Beg 06] R. Beguenane, M. A. Ouhrouche, A. M. Trzynadlowski, " A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 71, No. 02, pp. 109–120, 2006.
- [Ber 04] D. Beriber, "Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [Bla 96] R. G. Blasco, G. M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the closed Loop Drive", IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 02, pp. 113–122, 1996.
- [Boc 04] M. Bochud, F. Bützberger, A. Rotzetta, S. Torrent, "Commande sensorless de moteurs brushless", Hesso, Hevs, BÜTZBERGER, 2004.
- [Bou 08] E. Bounadja, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de Magister, UHBB, Chlef, 2008.
- [Bou 10] Z. Boudjemaa "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-Flou" mémoire de magister, ENSET, Oran, 2010.
- [Bon 95] C. J. Bonanno, L. Zhen, L. Xu, "A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control", Proc. of IEEE–IAS– 95, Oct. 8–12, Orlando (USA), Vol. 01, pp. 166–173, 1995.
- [Bet 03] F. Betin "Commande d'actionneurs _électriques soumis _a une charge mécanique fortes variations paramétriques", Habilitation _a diriger des recherches, Centre de

Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuf-es, France, 2003.

[**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, Université Henri Poincaré, Nancy, 1999.

[**Cha 96**] C. C. Chan, H. Q. Wang "New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives" , IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No, 03, pp.177–185, 1996.

[**Cha 05**] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse" Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.

[**Com 05**] M. Comanescu, "Flux and speed estimation techniques for sensorless control of induction machine ", Ph. D. Thesis, The Ohio State University, 2005.

[**Dah 04**] K. Dahmane, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.

[**Eme 67**] S. V. Emelyanov, "*Variable structure control systems*", Moscow, Nauka, 1967.

[**Fil 60**] A. F. Filippov, "*Differential equations with discontinuous right-hand side*", Matematicheski Sbornik, Vol. 51, No. 01, pp. 99–128, 1960.

[**Had 00**] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2000.

[**Utk 92**] V. I. Utkin, "*Sliding mode in control and optimization*", Springer-Verlag, Berlin, 1992.

[**Utk 93**] V. Utkin "*Sliding mode control design principles and Appllction to electric drives*", IEEE Trans. on Ind. Electron. Vol.40, No. 01, pp. 23–36, 1993.

[**Jez 96**] K. Jezernik "Robust chattering free sliding mode control of servo drives", IJE International Journal of Electronics 80 (1996), no. 2, p. 169{179, 1996.

[**Kwo 05**] T. S. Kwon, M. H. Shin, D. S. Hyun, " Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer ", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 20, No. 04, pp. 864–869, 2005.

[**Kub 94**] H. Kubota, K. Matsuse , "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1611–1616, 1994.

[**Kia 04**] R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, G.A. Capolino, "Observer-Based Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 1381-1385, 2004.

- [**Kia 05**] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, F. Betin, G.A. Capolino, "Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 71, pp. 999-1006, 2005.
- [**Lab 95**] F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Edition Lavoisier, Paris, France, 1995.
- [**Mor 05**] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2005.
- [**Mer 08**] E. Merabet "Commande flou adaptative d'une machine asynchrone double étoile" mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.
- [**Nah 01**] B. Nahid-Mobarekeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants et des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [**Pie92**] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synth`ese des proc`edes de commande vectorielle" *SEE Journ´ee d´études Lille.*, pp. 1–19, Lille, décembre 1992.
- [**Pet 04**] P. Etienne Vidal "Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat, Inst nationale polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [**Rou 04**] I. Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy, France, 2004.
- [**Slo 85**] J. J. Slotine, J. K. Hedrick, E. A. Mizawa, "*On sliding observer for nonlinear systems*", *J. Dynam. Syst. Measur. Contr.*, Vol. 01, pp. 239/245, 1985.
- [**Son 00**] J. Song, K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. B. Kim, "Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer", *Proc. of the IEEE Ind. Appl.*, Vol. 03, pp. 1828–1834 Conf., 2000.
- [**Slo 85**] J. J. Slotine, J. K. Hedrick, E. A. Mizawa, "*On sliding observer for nonlinear systems*", *J. Dynam. Syst. Measur. Contr.*, Vol. 01, pp. 239/245, 1985.
- [**Tal 04**] R. Taleb, "Commande vectorielle par réseaux de neurones d'une mas alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, UHBB Chlef, 2004.
- [**Tho98**] J. L. Thomas, "Future practical developments in vector control principles", *IEE Colloquium - Power Division*, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23 February 1998.
- [**Tam 06**] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.
- [**Zeï 00**] I. Zein, "Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France, 2000.