

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electronique
Laboratoire de Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque

Mémoire de Magister

En Electronique

Option : Electricité Solaire

Présenté par :

Mr : Ould Sass Mohamed

Ingénieur D'Etat en Electronique, Université d'Annaba

THEME

Commande synergétique d'un moteur asynchrone

Soutenu publiquement le 02 mars 2008 devant le jury composé de :

M ZERGUERRAS Ahmed	Professeur, ENP	Président
M LARBES Chérif	Maître de Conférences, ENP	Rapporteur
M ^{elle} BARAZANE Linda	Maître de Conférences, USTHB	Rapporteur
M HADDADI Mourad	Professeur, ENP	Examineur
M AIT CHEIKH M Salah	Chargé de Cours, ENP	Examineur
M MALEK ALI	Maître de Recherches, CDER	Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الحمد لله رب العالمين
لا أحصي ثناء عليه هو كما أثنى على نفسه.
و صلى الله و سلم وبارك على محمد نبيه الأمين و على آله و صحبه.

((ربنا اغفر لي ولوالديَّ وللمؤمنين يوم يقوم الحساب))

الآية 41 من سورة إبراهيم.

DEDICACE

Je dédie ce travail à :

Ma mère
Mon père
Mes frères et sœurs
Mes oncles et à toute ma famille.

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, j'adresse ma profonde reconnaissance à Monsieur Mourad HADDADI, Professeur à l'ENP, responsable de l'option électricité solaire, qui a accepté d'être examinateur de ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur Cherif LARBES, Maître de conférences à l'ENP, directeur de ce mémoire pour son aide et ses orientations.

Je remercie vivement Mademoiselle Linda BARAZANE, Maître de conférences à USTHB et co-directeur de ce mémoire pour ses conseils.

Je remercie Monsieur Ahmed ZERGUERRAS pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

Je remercie également Monsieur Salah AIT CHEIKH, Chargé des cours à l'ENP pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire.

Mes remerciements vont également à Monsieur, Ali MALEK, Maître des recherches à CDER pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire.

Je n'oublie pas d'exprimer mes remerciements les plus sincères à Monsieur Hasny OULD LEFKIH ex-premier conseiller à l'ambassade de la Mauritanie en Algérie pour son soutien et son aide précieuse.

En fin je remercie tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail. Qu'ils trouvent dans ce mémoire une trace de ma reconnaissance.

ملخص :

يهدف هذا العمل إلى دراسة نظرية التحكم السنرجتي وتطبيقها على المحرك اللامتزامن بعد عرض لموديلات المحرك و من أجل مقارنة نتائجها مع نتائج التحكم السنرجتي قمنا بتطبيق تقنية التحكم الشعاعي المباشر مع توجيه التدفق المغناطيسي الروتوري والستاتوري على المحرك. بعد ذلك قمنا بعرض لنظرية التحكم السنرجتي مبادئ وطريقة إنشائه للمعدلات. وبعدها قمنا بتطبيقه على المحرك مع دراسة لقوانينه المختلفة لقانون التحكم السنرجتي الأساسي أعطى نتائج جيدة لكن مع تأثير بتغيير وسائط المحرك ومع استعمال قانون التحكم السنرجتي المحسن بإدخال عنصر التكامل على فروق المقادير المراد تعديلها في عبارات المتغيرات الكلية، تمكنا من إنقاص التأثير بتغيير هذه الوسائط وأخيرا قمنا بدمج للتحكم السنرجتي والشعاعي. أظهرت نتائج المحاكاة تفوق التحكم السنرجتي مقارنة مع التحكم الشعاعي. التحكم المدمج أعطى تقريبا نفس نتائج التحكم السنرجتي ولكنه انقص حجم البرنامج.

كلمات مفتاحية : المحرك اللامتزامن، التحكم السنرجتي، التحكم الشعاعي، المتغيرات الكلية، قانون التحكم السنرجتي الأساسي، قانون التحكم السنرجتي المحسن.

Résumé:

L'objectif principal de ce travail est l'étude de la théorie de la commande synergétique et de son application dans la commande d'un moteur asynchrone. Après avoir modélisé ce dernier et dans un but de comparer les résultats obtenus avec la commande synergétique, la commande vectorielle directe, avec orientation du flux rotorique et statorique, a été présentée et appliquée au moteur asynchrone. La théorie de la commande synergétique, son principe et son procédé de synthèse des régulateurs, a été alors introduite et appliquée au moteur asynchrone. Différentes lois de commande synergétiques ont été élaborées et étudiées à savoir :

- La loi de commande synergétique de base qui a donné des bons résultats dans la régulation de la vitesse et du flux mais elle est un peu sensible aux variations paramétriques du moteur.
- La loi de commande synergétique améliorée, qui résout le problème précédant de la sensibilité par l'introduction d'un terme intégral sur les erreurs des grandeurs à réguler dans les expressions des macrovariables, a donné de bons résultats et de meilleures performances par rapport à la commande vectorielle.

Enfin, la combinaison de la commande synergétique avec la commande vectorielle a été suggérée et étudiée. Cette combinaison a donné presque les mêmes résultats que dans le cas de la commande synergétique seule mais avec un avantage de diminution du volume du programme de commande donc du volume de calculs.

Mots clefs: moteur asynchrone, commande vectorielle directe, commande synergétique, macrovariables, loi synergétique de base, loi synergétique améliorée.

Abstract:

The main objective of this work is the study of the synergetic control theory and its application to the induction motor. First the model of the induction motor was given and in order to compare the obtained results with the synergetic control, the direct vector control, with rotor and stator field orientation, was presented and applied to an induction motor.

The synergetic control theory, its principle and its synthesis of regulators, was then introduced and applied to an induction motor. Different synergetic control laws were elaborated and studied:

- The basic synergetic control law, which has given very goods results in the regulation of the speed and the field, but has shown some sensibilities to parameter variations.
- The improved synergetic control law, witch overcome the previous problem of sensibility, by the introduction of an integral term on the errors of the variables to be regulated in the macrovariables expressions, has given very good results and much better performances than those obtained with the direct vector control.

Last, the combination of the synergetic control and the direct vector control was suggested and studied. This combination has given almost the same performances as with the synergetic control alone but with very small programs thus with less computation.

Key words: induction motor, direct vector control, synergetic control, macrovariables, basic synergetic control law, improved synergetic control law.

Liste de Symboles

R_{sa}, R_{sb}, R_{sc} : indiquent les axes des trois phases statorique a, b, c du moteur asynchrone.

R_{ra}, R_{rb}, R_{rc} : indiquent les trois axes des phases rotorique a, b, c du moteur asynchrone.

d, q : indices indiquant le repère de Park d-q tournant avec le champ tournant.

x^* , x_{ref} : indices utilisés pour indiquer la valeur de référence de x .

R_s : résistance du stator.

R_r : résistance du rotor.

T_s : constante de temps statorique.

T_r : constante de temps rotorique.

σ : coefficient de dispersion du moteur.

l_{ps} : l'inductance propre d'une phase statorique ;

m_{ss} : l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

l_{pr} : l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_{rr} : l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : la valeur maximale d'une inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

L_s : l'inductance cyclique statorique,

L_m : l'inductance mutuelle cyclique statorique entre stator et rotor.

L_{so} : l'inductance homopolaire statorique.

L_r : l'inductance cyclique rotorique,

L_{ro} : l'inductance homopolaire rotorique.

p : nombre de paire de pôles.

J : moment d'inertie du rotor.

f_r : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique du moteur.

C_r : couple résistant de charge.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : courants dans les phases statoriques réelles, respectivement a, b, c.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : courants dans les phases rotoriques réelles, respectivement a, b, c.

i_{sd}, i_{sq} : courants dans les phases statoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

i_{so} : courant homopolaire statorique.

i_{rd}, i_{rq} : courants dans les phases rotoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

i_{ro} : courant homopolaire rotorique.

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : tensions dans les phases statoriques réelles, respectivement a, b, c.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : tensions dans les phases rotoriques réelles, respectivement a, b, c.

v_{sd}, v_{sq} : tensions dans les phases statoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

v_{so} : tension homopolaire statorique.

v_{rd}, v_{rq} : tensions dans les phases rotoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

v_{ro} : tension homopolaire rotorique.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: flux dans les phases statoriques réelles, respectivement a, b, c.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: flux dans les phases rotoriques réelles, respectivement a, b, c.

Φ_{sd}, Φ_{sq} : flux dans les phases statoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

Φ_{so} : flux homopolaire statorique.

Φ_{rd}, Φ_{rq} : flux dans les phases rotoriques équivalentes de Park, respectivement d et q.

Φ_{ro} : flux homopolaire rotorique.

Φ_{ed}, Φ_{eq} : flux de l'entrefer dans le repère de Park, respectivement suivant les axes d et q.

p_e : la puissance électrique du moteur.

N_s : vitesse angulaire synchrone

N : vitesse angulaire de glissement

g : glissement.

f_s : fréquence du réseau.

Ω : vitesse mécanique de rotation du moteur.

θ_s : l'angle entre l'axe d du repère de Park et l'axe a du repère statorique fixe (angle statorique de Park).

θ_r : l'angle entre l'axe d du repère de Park et l'axe a du repère rotorique fixe (angle rotorique de Park).

θ_e : l'angle entre l'axe a du repère statorique fixe et l'axe a du repère statorique fixe (l'angle électrique).

ω_s : vitesse angulaire du repère de Park par rapport au repère statorique fixe.

ω_r : vitesse angulaire du repère de Park par rapport au repère rotorique fixe.

ω_e : vitesse angulaire électrique $\omega_e = p\Omega$.

Sommaire :

Introduction générale	01
Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone	
1.1. Introduction	04
1.2. Constitution, principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	04
1.2.1. Constitution	04
1.2.2. Principe de fonctionnement	07
1.3. Equations générales de la machine.....	09
1.3.1. Hypothèses simplificatrices	09
1.3.2. Equations électriques et magnétiques.....	10
1.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone.....	12
1.4.1. Transformation de Park	12
1.4.2. Application à la machine asynchrone.....	14
1.4.2.1. Application aux équations des tensions.....	15
1.4.2.2. Application aux équations des flux.....	16
1.5. Expressions du couple électromagnétique.....	19
1.6. Les choix d'orientation du repère d'axes d-q.....	20
1.6.1. Repère lié au rotor $\theta_r = 0$	20
1.6.2. Repère lié au stator $\theta_s = 0$	21
1.6.3. Repère lié au champ tournant.....	21
1.7. Représentations d'état du modèle de machine asynchrone alimentée en tension.....	22
1.7.1. Représentation d'état [$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \Omega$].....	22
1.7.2. Représentation d'état [$i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \Omega$].....	23
1.7.3. Représentation d'état [$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \Omega$].....	23
1.8. Alimentation de la machine asynchrone par onduleur de tension.....	24
1.8.1. Circuit d'alimentation.....	25
1.8.2. M.L.I Sinus- Triangle.....	27
1.9. Simulation.....	29
1.10. Conclusion.....	31

Chapitre 2 : Commande par orientation du flux (Commande vectorielle) du moteur asynchrone

2.1. Introduction	33
2.2. Principe de la commande vectorielle.....	34
2.2.1. Orientation du flux rotorique.....	34
2.2.2. Orientation du flux statorique.....	35
2.3. Commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique.....	37
2.3.1. Estimation du flux rotorique Φ_r	37
2.3.2. Estimation de la pulsation ω_s et de l'angle θ_s	38
2.3.3. Expressions des grandeurs de commande v_{sd} et v_{sq}	38
2.3.4. Les fonctions de transfert du flux et du couple	40
2.3.5. Découplage entre le flux Φ_r et le couple C_{em} et leurs contrôles.....	41
2.3.6. Calcul des paramètres des régulateurs du flux et du couple.....	44
2.3.7. Régulation de la vitesse.....	46
2.3.8. Simulation.....	47
2.3.9. Interprétation des résultats.....	50
2.4. Commande vectorielle directe par orientation du flux statorique	51
2.4.1. Estimation du flux statorique Φ_s	51
2.4.2 Estimation de ω_s et de θ_s	51
2.4.3. Expressions des grandeurs de commande v_{sd} et v_{sq}	52
2.4.4. Les fonctions de transfert du flux Φ_s et du couple C_{em}	53
2.4.5. Découplage entre le flux Φ_s et le couple C_{em} et leurs contrôles	55
2.4.6. Calcul des paramètres des régulateurs du flux et du couple	58
2.4.7. Régulation de la vitesse	60
2.4.8. Simulation.....	61
2.4.9. Interprétation des résultats.....	64
2.5. Conclusion.....	64

Chapitre 3 : Théorie de la commande synergétique

3.1. Introduction	66
3.2. Présentation de la synergétique	66
3.2.1. Principes généraux de la synergétique.....	66
3.2.2. Structure mathématique de la synergétique	68
3.2.2.1. Choix des variables	68
3.2.2.2. Équations de mouvement	68
3.2.2.3. Méthode de solution	68
3.3. Présentation de la théorie de la commande synergétique.....	69
3.3.1. Principes de la commande synergétique	70
3.3.2. Les invariants pour un système électromécanique	72
3.3.3. Procédé général de la commande synergétique	74
3.4. La fonctionnelle optimisée associée à l'équation fonctionnelle	77
3.5. Synthèse synergétique des régulateurs scalaires.....	80
3.6. Synthèse synergétique des régulateurs vectoriels	86
3.7. Synthèse synergétique des régulateurs adaptatifs.....	91
3.7.1. Équations de l'observateur.....	92
3.7.2. Les critères d'observabilité.....	94
3.8. Conclusion.....	96

Chapitre 4 : Application de théorie de la commande synergétique au moteur asynchrone

4.1. Introduction.....	98
4.2. Application de théorie de la commande synergétique au modèle complet $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$	98
4.2.1. Expressions des lois de commandes.....	99
4.2.2. Loi synergétique de base.....	101
4.2.3. Loi synergétique améliorée.....	102
4.2.4. Simulation.....	103
4.2.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base.....	104
4.2.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée.....	106

4.2.5. Interprétation des résultats.....	108
4.2.6. Proposition d'un schéma d'implantation.....	108
4.3. Application de théorie de la commande synergétique au modèle complet [$i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e$].....	109
4.3.1. Expressions des lois des commandes.....	109
4.3.2. Loi synergétique de base.....	111
4.3.3. Loi synergétique améliorée.....	112
4.3.4. Simulation.....	113
4.3.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base.....	114
4.3.4.2. Simulation de loi de commande synergétique amélioré.....	116
4.3.5. Interprétation des résultats.....	118
4.3.6. Proposition d'un schéma d'implantation.....	118
4.4. Conclusion	119

Chapitre 5 : Commande combinée vectorielle- synergétique appliquée au moteur asynchrone

5.1. Introduction.....	121
5.2. Application de la combinaison vectorielle-synergétique au modèle [$i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e$].....	121
5.2.1. Expressions des lois de commande	121
5.2.2. Loi synergétique de base	123
5.2.3. Loi synergétique améliorée.....	124
5.2.4. Simulation.....	125
5.2.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base.....	126
5.2.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée.....	128
5.2.5. Interprétation des résultats	130
5.2.6. Proposition d'un schéma fonctionnelle de la commande.....	130
5.3. Application de la combinaison vectorielle-synergétique au modèle [$i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e$].....	131
5.3.1. Expressions des lois de commande	131
5.3.2. Loi synergétique de base	132

5.3.3. Loi synergétique améliorée.....	133
5.3.4. Simulation.....	134
5.3.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base.....	135
5.3.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée.....	137
5.3.5. Interprétation des résultats	139
5.3.6. Proposition d'un schéma fonctionnelle de la commande.....	139
5.4. Conclusion.....	140
Conclusion générale et perspectives.....	141
Références	143
Références de la modélisation, commande vectorielle.....	143
Références de la commande synergétique	145
Annexe	147

Introduction générale

Grâce à l'énorme évolution des processeurs de calcul, des microcontrôleurs, des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP, Digital Signal Processing) et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA, Field Programmable Gate Array), il est devenu possible de réaliser des commandes numériques complexes à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande des machines à courant alternatif.

Ces dispositifs avec leurs architectures idéales offrent la possibilité d'implantation de techniques sophistiquées, qui étaient souvent considérées comme impossibles à mettre en oeuvre avec les systèmes classiques de commande.

À cause de sa fiabilité, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas, la machine asynchrone s'avère un choix incontournable pour plusieurs applications industrielles.

La machine asynchrone est bien adaptée aux applications des énergies renouvelables surtout l'énergie photovoltaïque et l'énergie éolienne. Dans le cas de l'énergie photovoltaïque, en tant que moteur pour par exemple le pompage d'eau, les véhicules électriques ...etc. et dans le cas de l'énergie éolienne, en tant que génératrice.

Toutefois, cette machine présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la non linéarité de son modèle dynamique, le couplage fort entre ses variables d'états qui ne sont ainsi, pas toutes mesurables. Plusieurs techniques ont été étudiées par des chercheurs pour améliorer la méthode du flux orienté (commande vectorielle) qui permet de découpler la vitesse et le flux de la machine.

La commande synergétique est une nouvelle méthode de commande à grande performance qui assure un découplage global entre les sorties à commander, en imposant parfaitement la sortie désirée au système.

Dans ce mémoire, nous étudions la théorie de cette commande, puis nous appliquons cette technique de commande au moteur asynchrone.

Nous avons divisé ce mémoire en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone avec démonstration des représentations d'état convenables pour l'élaboration des commandes de la machine asynchrone pour les entraînements à vitesse variable.

Le deuxième chapitre sera consacré à la théorie de la commande vectorielle, à l'analyse de son principe. Nous appliquons dans ce chapitre, la technique de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique et avec orientation du flux statorique au moteur asynchrone. Des simulations de ces techniques sont présentées avec des tests de robustesse vis-à-vis des changements des paramètres.

Le troisième chapitre sera consacré à la théorie de la commande synergétique, à l'analyse de son principe. Différentes procédures de calcul des composantes du vecteur de commande basées sur la méthode de la commande synergétique sont présentées, dans le cas d'un régulateur scalaire (à une seule composante du vecteur de commande) et dans le cas d'un régulateur vectoriel, i.e. vecteur de commande à plusieurs composantes. Les régulateurs synergétiques adaptatifs sont aussi présentés.

Au chapitre quatre, une conception complète d'une commande synergétique est appliquée au modèle complet de la machine asynchrone.

Au chapitre cinq, une conception d'une commande synergétique appliquée au modèle de la machine asynchrone avec la prise en compte des contraintes de la commande vectorielle. Différents résultats de simulations sont fournis.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Introduction

La machine à courant continu par découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique est parfaitement adaptée à la vitesse variable. Elle a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins industriels.

Dans la plus part des milieux industriels à cause de la présence d'un collecteur mécanique et en raison de sa fragilité ce moteur n'est pas convenable. Il peut même apporter des dangers surtout dans les milieux agressifs.

Un intérêt considérable a été accordé aux machines à courant alternatif pour le remplacement du moteur à courant continu au cours de ces dernières décennies et ceci après l'évolution dans le domaine de la commande numérique et de sa réalisation. Puisque ce dernier était l'handicap de l'utilisation de ce type de machines le long de plusieurs décennies.

Précisément, la machine asynchrone est le choix par excellence d'un grand nombre d'industriels, vue son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique. Cependant, elle a une dynamique fortement non linéaire. Ses variables d'états sont très couplés entre eux et elles ne sont pas toutes mesurables aussi ses constantes de temps rotorique et statorique varient considérablement avec la température.

1.2. Constitution, principe de fonctionnement de la machine asynchrone

1.2.1. Constitution

Le moteur asynchrone, appelé aussi moteur à induction, était conçu en 1888 par le yougoslave Tesla et l'italien Ferraris [Car 95].

Il se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique statoriques qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique généralement triphasé bobiné en fil de cuivre isolé.

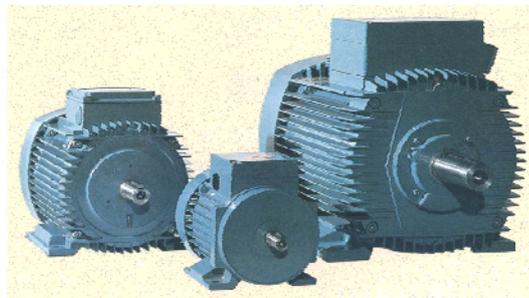


Fig. 1.1. 3 Machines asynchrones triphasées de 0,18 kW à 45 kW.

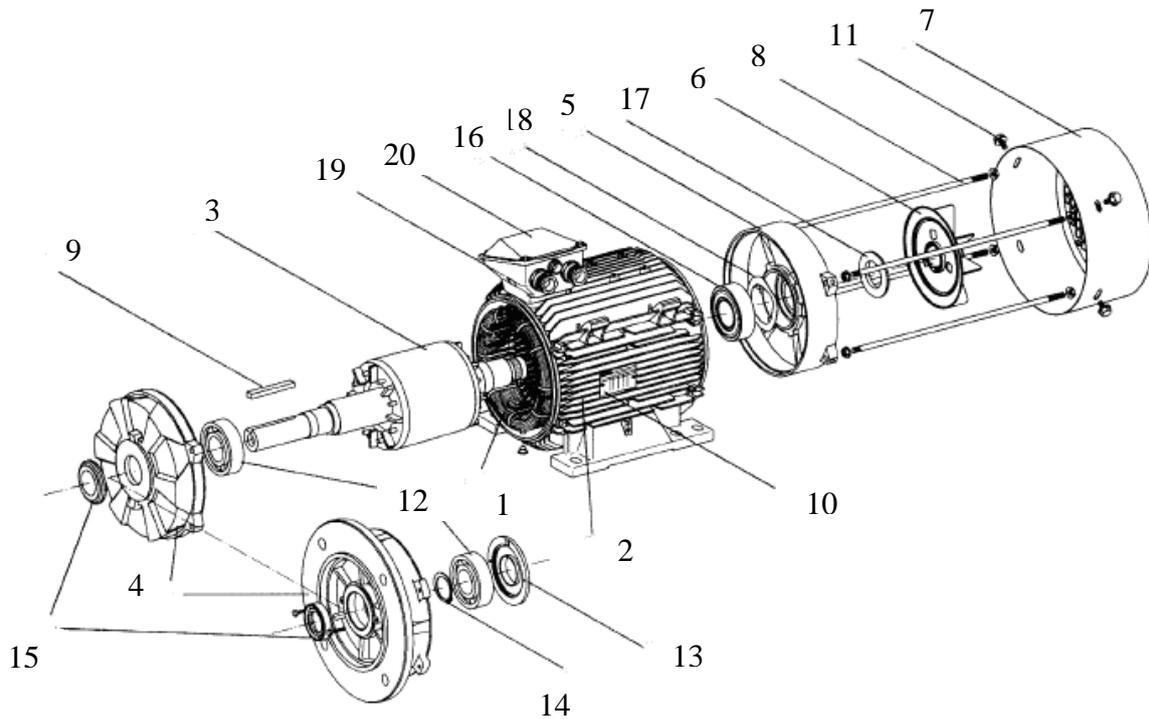


Fig. 1.2. Vue détaillée de la machine asynchrone.

- | | | |
|------------------------------|--|---------------------------------|
| 1: Stator bobiné | 8:Clavette | 15 : Roulement arrière |
| 2: Carter | 9:Plaque signalétique | 16 : Joint arrière |
| 3: Rotor | 10:Vise de fixation du capot | 17 : Rondelle de précharge |
| 4: Flasque coté accouplement | 11:Roulement coté accouplement | 18 : Corps de boîte à borne |
| 5: Ventilateur | 12 : Joint coté accouplement | 19 : Couvercle de boîte à borne |
| 6 : Capot de ventilation | 13 : Circlips de roulement coté accouplement | |
| 7 : Tige de montage | 14 : Chapeau intérieur coté accouplement | |

Les parties principales de la machine asynchrone sont:

- Un stator contenant des bobinages triphasés.
- Un rotor tournant contenant des bobinages en court-circuit.
- Un entrefer entre stator et rotor, de l'ordre de 0.4 mm pour des puissances < 10 kW.

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une

distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.



Fig. 1.3. Stator d'une machine asynchrone.

À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui présente deux configurations :

- Rotor bobiné de même manière que le stator, celui-ci est le moins utilisé.
- Rotor à cage d'écureuil, de loin le plus utilisé. Il est constitué de barres soient en aluminium coulé et moulé dans les encoches à l'intérieur du paquet de tôles, soient en cuivre introduites puis immobilisées dans les encoches. Ces barres sont reliées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs pour la mise en court-circuit [Wit 00a] [Car 95]. Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu.

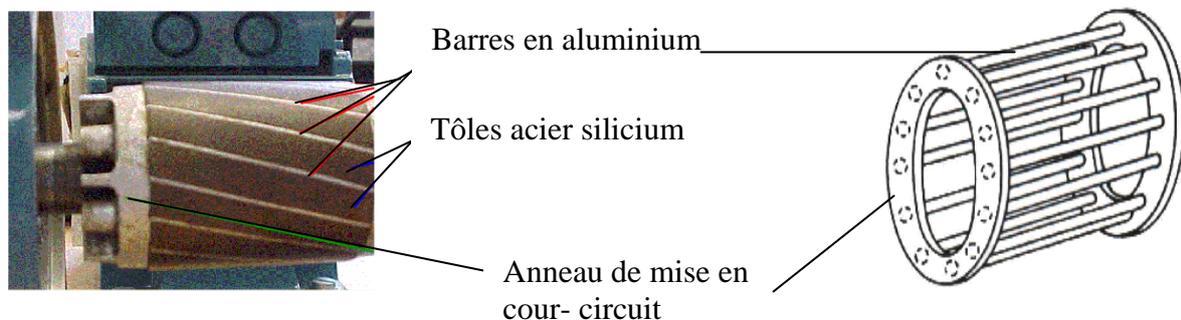


Fig. 1.4. Rotor à cage d'écureuil d'une machine asynchrone.

Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches.

1.2.2. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courant alternatif réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives.

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonctions du courant I . Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

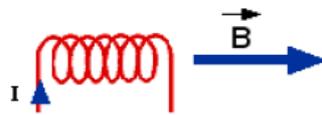


Fig. 1.5 Création d'un champ magnétique dans une bobine.

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant.

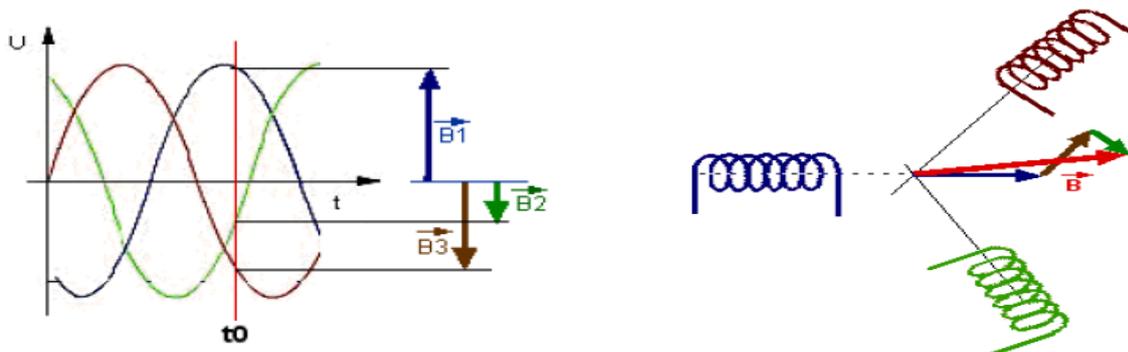


Fig. 1.6 Champ magnétique résultant de trois bobines triphasées.

Aujourd'hui, la plupart (80%) des machines électriques des équipements industriels sont asynchrones triphasées, leurs puissances s'étend d'une centaines de watts jusque vingt mégawatts [Car 95].

Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence)

définissent l'état magnétique de l'entrefer. Les enroulements du rotor ne sont pas raccordés à une source, mais sont court-circuités.

Les trois enroulements statoriques de $2p$ pôles, alimentés par des courants de fréquence f_s , créent un champ tournant à la vitesse synchrone. Ce flux balayant les enroulements rotoriques y induit des *f.e.m.*, donc des courants puisque ces bobinages sont en court-circuit.

Et ceci selon la loi de Faraday et la loi de Lenz :

-Loi de Faraday : une force électromotrice apparaît dans un circuit électrique quand le flux magnétique le traversant varie, $e = -\frac{d\varphi}{dt}$.

-Loi de Lenz : dans un circuit électrique fermé soumis à une variation de flux d'induction, les phénomènes d'induction (courants induits, champ magnétique, forces électromagnétiques...) ont un sens tel qu'ils tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance.

Ainsi, la *f.e.m.* crée un courant induit i dont le sens est tel que, si le circuit de résistance R est fermé, avec considération de la loi d'Ohm $i = \frac{e}{R}$, on a : $i = -\frac{1}{R} \frac{d\varphi}{dt}$. Un accroissement de φ engendre un courant i négatif lui-même créateur d'un champ opposé.

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, appelée de synchronisme, est comme dans le cas des machines synchrones, liée à la fréquence f_s des tensions d'alimentation par la relation :

$$N_s(\text{tr/min}) = 60 f_s / p \quad (1.1)$$

Où p est le nombre de paires de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques, ainsi dans les pays, où la fréquence du réseau électrique vaut 50 Hz, les vitesses de rotation de synchronisme valent : 3000, 1500, 1000,750 (tr/min), etc., respectivement pour des moteurs dont le nombre de pôles est 2, 4,6, 8, etc.

Si le rotor tournait à la vitesse de synchronisme N_s , le flux à travers ses enroulements ne varierait plus, d'où absence du courant rotorique et par conséquent du couple.

Les deux fréquences ne peuvent donc pas être synchrone d'où le nom de moteur asynchrone.

Si le rotor tourne à une vitesse N différente de la vitesse de synchronisme les conducteurs du rotor sont toujours balayés par le champ S donc le champ R existe toujours.

On appelle glissement l'écart relatif :

$$g = (N_s - N) / N_s \quad (1.2)$$

De ce fait, selon que N est inférieur (hyposynchronisme) ou supérieur (hypersynchronisme) à N_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître N ou un couple résistant (génératrice) tendant à réduire N_s . Le couple électromagnétique s'annule à l'égalité des vitesses. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ($N_s - N$).

Toutes les machines nécessitent la création des champs magnétiques S et R pour fonctionner. Dans la machine asynchrone le seul apport d'énergie s'effectue par le stator, c'est donc ce dernier qui est à l'origine des deux champs.

Le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Le champ tournant S produit par les courants sinusoïdaux qui circulent dans les enroulements du stator et le champ tournant R créé par les courants circulant dans les enroulements du rotor (Courants induits dû au champ S.)

1.3. Equations générales de la machine

1.3.1. Hypothèses simplificatrices [Bag 95] [Bag 99] [Cao 97][Car 95][Tar 97] [Wit00a]

Pour la simplification de la mise en équation de la machine asynchrone, on suppose que :

- La saturation et les effets d'hystérésis des circuits magnétiques sont négligés, ainsi que les phénomènes provoquant des variations de résistance et d'inductance (température, fréquence).
- Les pertes dans le fer ne sont pas prises en compte dans la mise en équations de la machine.
- La force magnétomotrice d'entrefer, produite par chaque enroulement est supposée à répartition spatiale sinusoïdale, ce qui revient à négliger les harmoniques d'espace.
- L'effet d'ouverture des encoches, est négligé. On suppose que l'entrefer est de largeur constante.
- Les trois phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques.
- parfaite symétrie de construction.
- Assimilation de la cage du rotor à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique, et que ces phases ont les mêmes caractéristiques électriques.

Dans ces conditions, l'application de la loi de Faraday, la loi de Lenz et la loi d'Ohm à cette machine permet sa mise en équations électriques et magnétiques.

Les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants.

Dans la machine asynchrone, il y a six bobines couplées magnétiquement. Chacune d'entre-elles va influencer ses voisines. Les tensions que l'on retrouve aux bornes de ces bobines vont donc être marquées par les mutuelles inductances des autres.

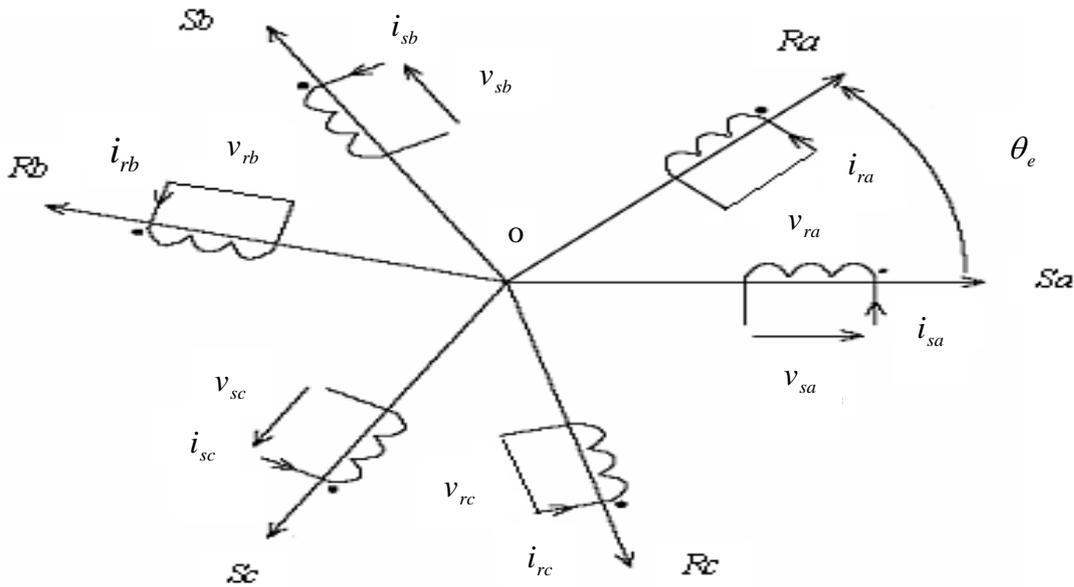


Fig. 1.7. Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone dans l'espace électrique.

Ainsi, il vient les équations suivantes liant les trois bobines du stator et les trois du rotor.

1.3.2. Equations électriques et magnétiques [Alr 04] [Bag 95] [Car 95] [Cao 97] [Did 04] [Sch 99] [Mez 04] [Tar 97] [Wit 00a]

Pour le stator :

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

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances $[L(\theta_e)]$, celle-ci comporte 36 coefficients non nuls :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{ps} & m_{ss} & m_{ss} & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_{ss} & l_{ps} & m_{ss} & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ps} & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_{pr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_{rr} & l_{pr} & m_{rr} \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_{rr} & m_{rr} & l_{pr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta_e \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.6)$$

La matrice $[L(\theta_e)]$ fait apparaître quatre sous- matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec, la matrice des inductances statoriques : $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ps} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ps} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ps} \end{bmatrix}$ (1.8)

La matrice des inductances rotoriques : $[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{pr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{pr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{pr} \end{bmatrix}$ (1.9)

La matrice des inductances mutuelles stator- rotor $[M_{sr}]$, et $[M_{rs}]$ la matrice des inductances mutuelles rotor- stator :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Sachant que :

l_{ps} : L'inductance propre d'une phase statorique ;

m_{ss} : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

l_{pr} : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

m_{rr} : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;

m_{sr} : La valeur maximale d'une inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique [Wit 00a].

En combinant les systèmes d'équations (1.3), (1.4) et (1.7), nous obtenons finalement les tensions en fonction des courants :

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][i_{sabc}]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [v_{rabc}] &= R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][i_{rabc}]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][i_{sabc}]) \end{aligned} \quad (1.11)$$

Les matrices des inductances statoriques $[L_{ss}]$ et rotoriques $[L_{rr}]$ sont à termes constants, alors que les matrices des inductances mutuelles, sont à termes variables dans le temps à cause de la présence de l'angle « électrique » θ_e , position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator fig. (1.7). L'angle « électrique » s'exprime par $\theta_e = p \cdot \theta_m$ où p est le nombre de paires de pôles magnétique de la machine et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator. Les équations différentielles du système (1.11) sont alors à coefficients variables, sa résolution analytique présente des difficultés pratiquement insurmontables. Pour pallier à cet inconvénient, il est nécessaire d'introduire une transformation trigonométrique susceptible de nous permettre d'aboutir à un système d'équations à coefficients constants qui sera présenté ultérieurement.

1.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone [Car 95] [Cao 97] [Tar 97] [Wit 00a]

1.4.1. Transformation de Park

La transformation de Park correspond tout simplement à un changement de base de différents vecteurs, en utilisant une matrice spéciale dite de passage de Park. Un passage qui permet de simplifier les équations d'un système à vecteurs de dimension 3, en les remplaçant par un système équivalent à vecteurs de dimension 2. La transformation de Park permet donc, de remplacer le moteur triphasé par un moteur biphasé équivalent.

Soit un vecteur $[x_{abc}]$ de dimension 3 tel que :

$\begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$ Trouver une matrice de passage $[P]$ qui peut le transformer en un nouveau

vecteur $\begin{bmatrix} x_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$ tel que la dernière composante est nulle : $x_o = 0$

Soit : $\begin{bmatrix} x_{dqo} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix}$ (1.12)

$\begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix}$ Peut être le vecteur de tensions, de courants, de flux respectivement $\begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \Phi_{abc} \end{bmatrix}$ statoriques ou rotoriques.

$\begin{bmatrix} x_{dqo} \end{bmatrix}$ Peut aussi être le nouveau vecteur de tensions, de courants, de flux respectivement $\begin{bmatrix} v_{dqo} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}$ statoriques ou rotoriques.

- x_d est appelée la composante directe de Park

- x_q est appelée la composante en quadrature

- x_o est appelée la composante homopolaire.

La transformation de Park initiale qui fait ça, est définie par la matrice de passage suivante :

$$[P_0(\theta)] = (2/3) \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Sa transformation inverse est donnée par :

$$[P_0(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Cette transformation fait l'égalité des amplitudes et ne conduit pas à l'égalité des puissances, mais présente l'intérêt d'exprimer les équations avec les mêmes coefficients en valeurs réduites.

Donc la nécessité de la transformation de Park qui permet en plus de la réduction de dimensions, la conservation de la puissance électrique instantanée p_e dans les deux systèmes de représentation, condition qui conduit à leur équivalence physique.

$$p_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q + v_o i_o$$

$$p_e = [v_{abc}]^t [i_{abc}] = [v_{dqo}]^t [i_{dqo}] \quad (1.15)$$

En tenant compte de : $[i_{dqo}] = [P(\theta)][i_{abc}]$ et $[v_{dqo}] = [P(\theta)][v_{abc}]$

Nous obtenons :

$$[v_{abc}]^t [i_{abc}] = [[P(\theta)][v_{abc}]]^t [P(\theta)][i_{abc}] = [v_{abc}]^t [P(\theta)]^t [P(\theta)][i_{abc}] \quad (1.16)$$

Donc pour l'égalité entre ces deux puissances $[P(\theta)]$ doit satisfaire à la relation :

$$[P(\theta)]^t [P(\theta)] = [I] \quad (1.17)$$

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ doit être donc orthonormée puisque :

$$[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1} \quad (1.18)$$

La matrice de passage de Park qui satisfait cette condition est la suivante :

$$[P(\theta)] = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \right) \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

La matrice directe $[P(\theta)]$ est orthogonale, sa matrice inverse n'est donc que sa transposée :

$$[P(\theta)]^{-1} = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \right) \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

C'est cette matrice de passage de Park $[P(\theta)]$ qui sera utilisée dans ce mémoire.

Le paramètre θ est au choix de l'utilisateur, il doit donc être choisi judicieusement et peut dépendre du temps.

1.4.2. Application à la machine asynchrone

Nous allons appliquer aux grandeurs statoriques la transformation à l'angle de Park statorique θ_s , soit $[P(\theta_s)]$ et aux grandeurs rotoriques la transformation à l'angle de Park

rotorique θ_r , soit $[P(\theta_r)]$. Pour des raisons de simplification et d'unification de références, nous posons la relation de coïncidence suivante : $\theta_s = \theta_r + \theta_e$ (1.21)

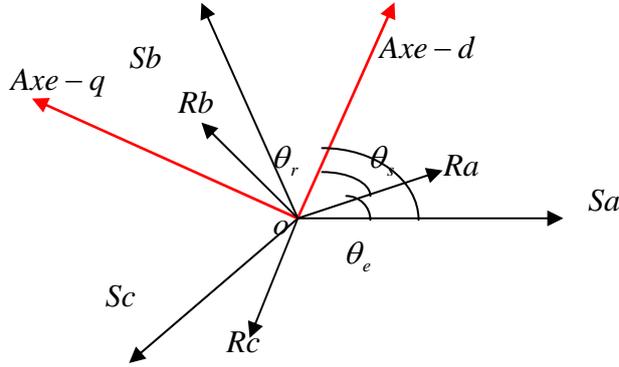


Fig. 1.8 Repère de Park.

1.4.2.1. Application aux équations des tensions

Nous avons pour le stator les équations des tensions:

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (1.22)$$

La transformation de Park, $[x_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [x_{sdqo}]$ pour $x = (v, i, \Phi)$, appliquée à cette équation donne :

$$[P(\theta_s)]^{-1} [v_{sdqo}] = R_s [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{sdqo}]] \quad (1.23)$$

En multipliant à gauche par $[P(\theta_s)]$, nous obtenons :

$$[v_{sdqo}] = R_s [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \right) [\Phi_{sdqo}] \quad (1.24)$$

Un petit calcul montre :

$$[P(\theta_s)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (d\theta_s / dt) \quad (1.25)$$

Nous obtenons donc, pour le stator les équations de Park suivantes :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - (d\theta_s / dt) \Phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + (d\theta_s / dt) \Phi_{sd} \\ v_{so} &= R_s i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \end{aligned} \quad (1.26)$$

De la même manière, nous appliquons la transformation de Park, $[x_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[x_{rdqo}]$ pour $x = (v, i, \Phi)$, aux équations des tensions rotoriques :

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] = [0] \quad (1.27)$$

En suivant la même procédure que dans le cas statorique, nous obtenons :

$$\begin{aligned} v_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (d\theta_r/dt)\Phi_{rq} \\ v_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (d\theta_r/dt)\Phi_{rd} \\ v_{ro} = 0 &= R_r i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \end{aligned} \quad (1.28)$$

1.4.2.2. Application aux équations des flux

En appliquant la transformation de Park pour les grandeurs statoriques, $[x_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[x_{sdqo}]$, et pour les grandeurs rotoriques $[x_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[x_{rdqo}]$ où $x = (\Phi, i)$, aux équations des flux statoriques :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (1.29)$$

Nous obtenons :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdqo}] = [L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (1.30)$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\theta_s)]$:

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (1.31)$$

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_{ps} - m_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & l_{ps} - m_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & l_{ps} + 2m_{ss} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

La relation $\theta_s = \theta_r + \theta_e$ simplifie le calcul du dernier terme :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2}m_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Avec :

$L_s = l_{ps} - m_{ss}$ L'inductance cyclique statorique,

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$ L'inductance mutuelle cyclique statorique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_{ps} + 2m_{ss}$ L'inductance homopolaire statorique.

Nous obtenons :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (1.34)$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}$$

$$\Phi_{so} = L_{so} i_{so}$$

Et, aux équations des flux rotoriques :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \quad (1.35)$$

La transformation de Park appliquée, donne :

$$[P(\theta_r)]^{-1} [\Phi_{rdqo}] = [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] + [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] \quad (1.36)$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\theta_r)]$ nous obtenons:

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)] [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] + [P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] \quad (1.37)$$

$$[P(\theta_r)] [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_{pr} - m_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & l_{pr} - m_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & l_{pr} + 2m_{rr} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

La relation $\theta_s = \theta_r + \theta_e$ simplifie le calcul du dernier terme :

$$[P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} m_{rs} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Avec :

$L_r = l_{pr} - m_{rr}$ L'inductance cyclique rotorique,

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$ L'inductance mutuelle cyclique statorique entre stator et rotor,

$L_{ro} = l_{pr} + 2m_{rr}$ L'inductance homopolaire rotorique.

Nous obtenons :

$$\begin{aligned}\Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \\ \Phi_{ro} &= L_{ro} i_{ro}\end{aligned}\tag{1.40}$$

La transformation de Park nécessite donc de nombreuses opérations mathématiques et un accès à tous les paramètres de la machine (résistances, inductances, flux). La transformation inverse va permettre de générer les grandeurs alternatives statoriques et rotoriques dans le moteur triphasé.

Les sommes des courants statoriques i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} et rotoriques i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} sont nulles, la troisième équation dans le cas statorique et rotorique, toujours vérifiée car identiquement nulle, elle devient inutile.

Nous obtenons alors le modèle de Park final de la machine asynchrone, comme suit :

-Équations des tensions :

$$\begin{aligned}v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd}\end{aligned}\tag{1.41}$$

-Équations des flux :

$$\begin{aligned}\Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \\ \Phi_{md} &= L_m (i_{sd} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} &= L_m (i_{sq} + i_{rq})\end{aligned}\tag{1.42}$$

1.5. Expressions du couple électromagnétique

Nous avons vu dans la paragraphe (1.4.1) que la transformation de Park orthonormée conservait la puissance électrique instantanée.

$$p_e = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} + v_{so}i_{so} + v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq} + v_{ro}i_{ro} \quad (1.43)$$

Les termes homopolaires sont nuls, la puissance devient alors :

$$p_e = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} + v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq} \quad (1.44)$$

En substituant les tensions statoriques et rotoriques par leurs expressions en (1.26) et (1.28) nous obtenons :

$$p_e = \left(R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2 + R_r i_{rd}^2 + R_r i_{rq}^2 \right) + \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} i_{sq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} i_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} i_{rq} \right) + \left(\omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) - \omega_r (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \right) \quad (1.45)$$

Le premier terme entre parenthèses correspond aux pertes joules. Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Le troisième terme correspond à la puissance électrique transformée en puissance mécanique en négligeant les pertes fer.

La puissance mécanique est donc :

$$p_m = \left(\omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) - \omega_r (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \right) \quad (1.46)$$

Qui regroupe les membres liés aux dérivées des positions angulaires.

D'une autre part la puissance mécanique est aussi égale au couple électromagnétique multiplié par la vitesse angulaire de rotation.

$$p_m = C_{em} \Omega = C_{em} \frac{\omega_e}{p} = C_{em} \frac{\omega_s - \omega_r}{p} \quad (1.47)$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{p}{\omega_s - \omega_r} \left(\omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) - \omega_r (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \right) \quad (1.48)$$

Et, à partir des équations des flux, on peut donner les différentes expressions du couple électromagnétique :

En fonction des flux et des courants statoriques :

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.49)$$

En fonction des flux et des courants rotoriques:

$$C_{em} = p (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \quad (1.50)$$

En fonction des flux statoriques et des courants rotoriques :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_s} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \quad (1.51)$$

En fonction des flux rotoriques et des courants statoriques :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.52)$$

En fonction des courants statoriques et rotoriques :

$$C_{em} = pL_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (1.53)$$

En fonction des flux statoriques et rotoriques:

$$C_{em} = (\Phi_{sq} \Phi_{rd} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}) \quad (1.54)$$

Plusieurs donc expressions du couple électromagnétique sont donc obtenues, qui sont les points de départ de différentes stratégies de commandes.

Et l'équation mécanique est donnée par : $J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega$ (1.55)

1.6. Les choix d'orientation du repère d'axes d-q

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d-q qui dépendent des objectifs de l'application :

1.6.1. Repère lié au rotor $\theta_r = 0$

Il se traduit par la relation : $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$ Ainsi, $\frac{d\theta_s}{dt} = p\Omega$ (1.56)

Les équations des tensions prennent alors, la forme:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - p\Omega \Phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + p\Omega \Phi_{sd} \end{aligned} \quad (1.57)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq}$$

Ce choix est convenable pour l'étude des grandeurs rotoriques.

1.6.2. Repère lié au stator $\theta_s = 0$

Il se traduit par la relation : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ Ainsi, $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega$ (1.58)

Les équations des tensions prennent alors, la forme :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} + p\Omega \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - p\Omega \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (1.59)$$

Ce choix est convenable pour l'étude des grandeurs statoriques.

1.6.3. Repère lié au champ tournant

Il se traduit par la relation : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ Ainsi, $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_s - p\Omega$ (1.60)

Les équations des tensions prennent alors, la forme:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (1.61)$$

Et, les équations des flux :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \\ \Phi_{md} &= L_m (i_{sd} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} &= L_m (i_{sq} + i_{rq}) \end{aligned} \quad (1.62)$$

Ce choix est préférable pour l'étude de la commande de la machine où l'on a besoin d'une orientation du flux.

Il est à remarquer que ce repère est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans les équations de la machine.

1.7. Représentations d'état du modèle de machine asynchrone alimentée en tension

Parmi les questions qui se posent pour commander des moteurs asynchrones subsistent celles relative au choix du type de commande le plus approprié.

Une stratégie traditionnellement utilisée consiste à commander la machine en courant ou en tension en lui incluant l'autopilotage. On dispose alors comme variables de commande des références en courant ou en tension.

Il existe plusieurs représentations d'état de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'état du système et par le choix du référentiel dans lequel la modélisation a été faite.

Dans ce qui suit, on va voir des exemples de ces représentations d'état.

1.7.1. Représentation d'état $[\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \Omega]$

En considérant d'une part, les tensions statoriques (v_{sd}, v_{sq}) comme variables de commande et d'autre part, les flux statoriques (Φ_{sd}, Φ_{sq}) , les flux rotoriques (Φ_{rd}, Φ_{rq}) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant sera donnée par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{sd}}{dt} &= \frac{-1}{\sigma T_s} \Phi_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \Phi_{rd} + v_{sd} \\
 \frac{d\Phi_{sq}}{dt} &= \frac{-1}{\sigma T_s} \Phi_{sq} - \omega_s \Phi_{sd} + \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \Phi_{rq} + v_{sq} \\
 \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{-1}{\sigma T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} + \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{sd} \\
 \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{-1}{\sigma T_r} \Phi_{rq} - \omega_r \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{sq}
 \end{aligned} \tag{1.63}$$

Et l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (\Phi_{sq} \Phi_{rd} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \quad (1.64)$$

1.7.2. Représentation d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \Omega]$

En considérant maintenant, les tensions statoriques (v_{sd}, v_{sq}) comme variables de commande, les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , les flux rotoriques (Φ_{rd}, Φ_{rq}) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant sera donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{-1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{-1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega_r \Phi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \end{aligned} \quad (1.65)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}$$

Et l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pL_m}{JL_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \quad (1.66)$$

1.7.3. Représentation d'état $[\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \Omega]$

En considérant maintenant, les tensions statoriques (v_{sd}, v_{sq}) comme variables de commande, les flux statoriques (Φ_{sd}, Φ_{sq}) , les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état, la représentation d'état du moteur asynchrone dans le repère lié au champ tournant sera donnée par :

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} + v_{sd}$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_s \Phi_{sd} + v_{sq} \quad (1.67)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \left(\frac{-R_s T_r - \sigma L_s}{\sigma L_s T_r} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_r i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \Phi_{sd} + \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\sigma L_s} \Phi_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \left(\frac{-R_s T_r - \sigma L_s}{\sigma L_s T_r} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega_r i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \Phi_{sq} - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\sigma L_s} \Phi_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}$$

Et l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \quad (1.68)$$

Nous allons adopter dans ce travail, ces deux dernières représentations d'état, car nous utilisons l'orientation du flux rotorique et statorique.

1.8. Alimentation de la machine asynchrone par onduleur de tension

Raccordé à un réseau de tension à fréquence constante, le moteur asynchrone présente en régime permanent une vitesse sensiblement constante, sa variation commandée nécessite en fait le réglage de la fréquence des tensions d'alimentation, ce qui est rendu possible par l'introduction d'un convertisseur statique changeur de fréquence et de tension entre le réseau à fréquence fixe et la machine asynchrone.

1.8.1. Circuit d'alimentation

Le schéma de principe d'un onduleur alimentant une machine triphasée est donné par la figure suivante:

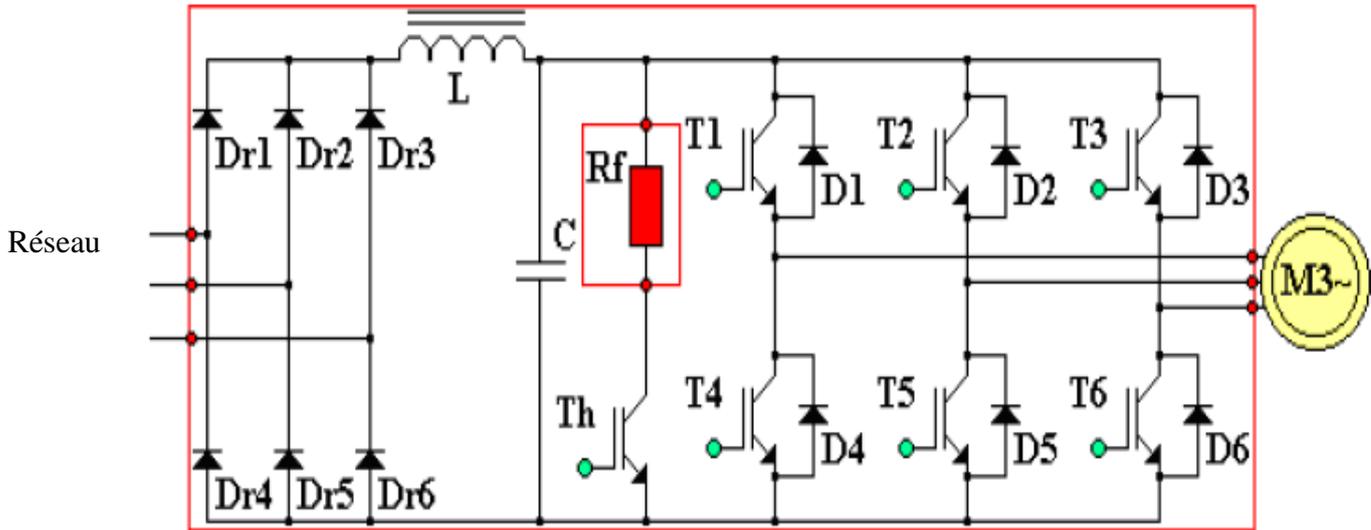


Fig. 1.9 Alimentation de la machine asynchrone à travers un onduleur.

L'ensemble Dr1 à Dr6 constitue un redresseur triphasé à diodes, non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone vers le réseau.

L'ensemble T1-D1 à T2-D6 constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) qui impose la fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine.

L'ensemble Th- Rf constitue le hacheur de freinage.

Lors de la phase de freinage, la machine asynchrone fonctionne en génératrice. Son rotor doit tourner à une vitesse supérieure à celle du champ tournant créé par l'onduleur (hypersynchronisme). L'onduleur fonctionne en redresseur et l'énergie est récupérée par le condensateur de filtrage C. Ceci se traduit par une élévation de la tension aux bornes du condensateur. Lorsque la tension atteint un seuil défini, la résistance de freinage est mise en service pour décharger le condensateur.

La commande de Th est réalisée avec un rapport cyclique variable entre 0 et 1, la dissipation maximale se faisant pour la conduction continue de Th (freinage maximale).

En outre le condensateur fournit la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine.

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteurs ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante de processeurs des signaux (DSP), et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA), permet d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

Compte tenu de ces deux principales avancées technologiques, les techniques de M.L.I ont été l'objet de recherches intensives pendant ces dernières décennies. Un nombre important de méthodes, différentes de par leur concept et leur performance ont été développées [Alr 04] [Did 04] [Had 01] [Mez 04] [Wit 00a] [Wit 00b].

Le choix d'une technique dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Parmi les critères de coût et de performance qui détermine le choix du type de technique M.L.I, on cite [Had 01] :

-Harmonique de courant :

Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie de pertes de la machine.

-Harmonique de couple :

Certaines applications imposent une ondulation de couple faible. Il existe des M.L.I optimisées dans ce sens [Had 01].

-Pertes à la commutation :

Elles dépendent de la tension du bus continu, du courant dans la charge, et de la fréquence de commutation f_c . C'est pour cela qu'en forte puissance, le nombre de commutation par période du fondamental est obligatoirement faible. Les pertes à la commutation dépendent aussi pour certaines M.L.I, du facteur de puissance de la charge (déphasage tension/courant).

Des techniques optimisées pour minimiser ces pertes visent à imposer aux semi-conducteurs l'état passant ou bloqué (c'est-à-dire sans commutation) pendant les intervalles de temps où le courant qui les traverse est maximal (ou minimal).

1.8. 2. M.L.I Sinus- Triangle

La M.L.I Sinus- Triangle, utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_u , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_v , appelé porteuse, pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (1.10).

Une onde modulatrice sinusoïdale u , de fréquence f_u est comparée à une onde porteuse triangulaire v de fréquence f_v . La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120° .

Pour éliminer les harmoniques de rang pair et les harmoniques de rang 3, le rapport de modulation $m = \frac{f_v}{f_u}$ est impair, multiple de 3 et de l'ordre de la centaine (dans l'exemple ci-dessous $m=9$).

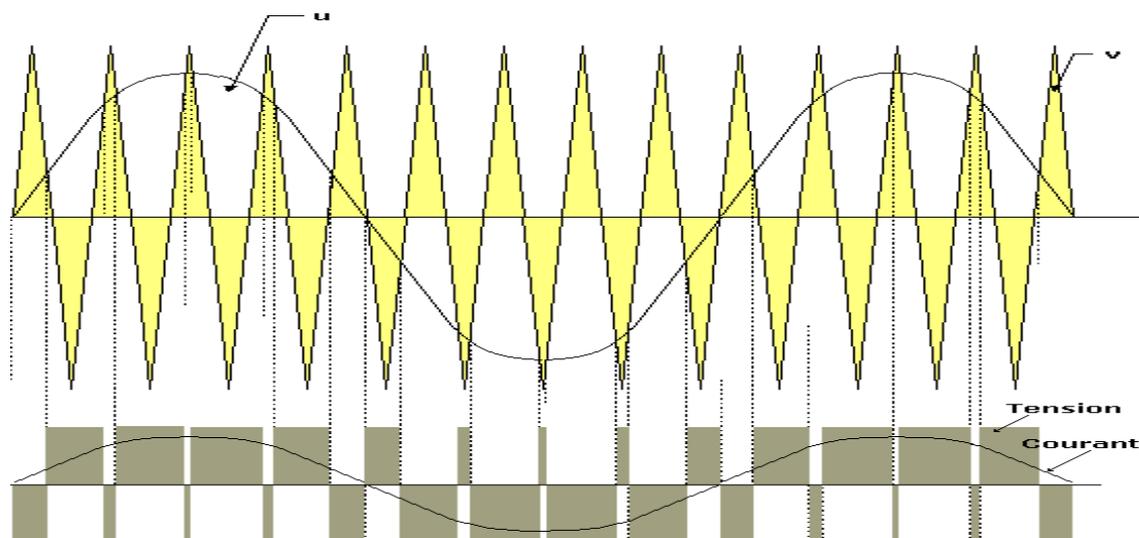


Fig.1.10. Principe d'un MLI Sinus- Triangle.

Le courant, filtré par l'inductance de l'enroulement est quasi - sinusoïdal.

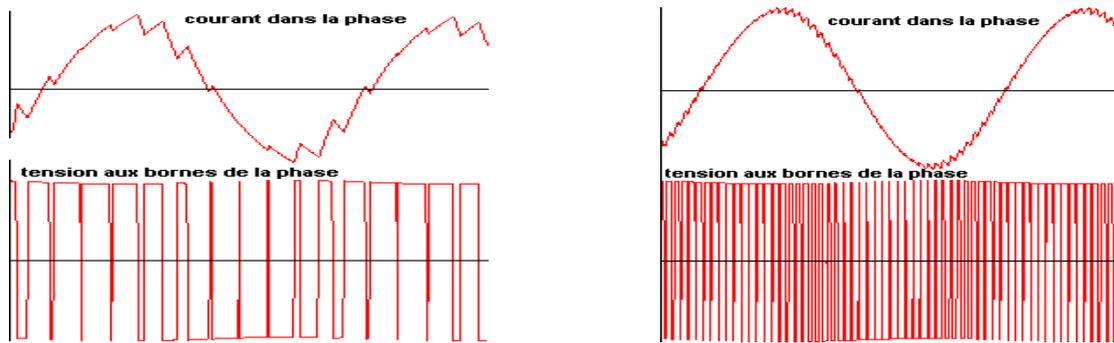


Fig. 1.11. Allure des courants et tensions (onduleur monophasé) pour des rapports de modulation différents.

La M.L.I Sinus- Triangle est la plus simple des techniques M.L.I à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique)

Il existe aussi plusieurs autres types de techniques M.L.I, ayant chacune une optimisation pour certaines applications [Had 01]. Le choix donc de la stratégie de technique de commutation dépend de la nature de l'application, par exemple :

-Modulation vectorielle dite "space vector PWM" :

Contrairement à la M.L.I Sinus- Triangle, la modulation vectorielle dite "space vector PWM", ne dissocie pas le traitement des trois phases. Elle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation (d-q). Elle traite les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur ayant trois bras, il possède 8 modes de commutation possible.

La M.L.I vectorielle est souvent préférée à la M.L.I Sinus- Triangle parce qu'elle s'intègre naturellement dans les algorithmes de commande vectorielle, du fait de l'utilisation directe des grandeurs diphasées [Wit 00a] [Had 01].

-M.L.I « précalculée » :

Elle est surtout utilisée lorsque, du fait d'une fréquence porteuse faible, on a besoin d'optimiser le spectre du signal généré. Le motif du signal de sortie est prédéterminé (hors ligne) et stocké dans des tables qui sont ensuite relues en temps réel. De ce fait, ces M.L.I sont toujours synchrones (la fréquence porteuse est exactement multiple de la fréquence de la

modulante), condition nécessaire pour avoir un spectre harmonique constant. En pratique, ce type de M.L.I ne peut être réalisé qu'en numérique.

-Commande par hystérésis :

Cette méthode consiste à élaborer le signal M.L.I directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien. Les avantages sont la très grande simplicité et le temps de réponse minimal aux perturbations. L'inconvénient majeur est l'absence de contrôle de la fréquence de commutation des transistors, ce qui rend délicat leur dimensionnement.

1.9. Simulation

Pour illustrer l'application du modèle dynamique du moteur, on simule le démarrage de celui-ci sous pleine tension.

Dans tout ce mémoire, nous avons adoptés pour la simulation, une machine asynchrone de puissance 1.5Kw dont les caractéristiques sont données dans l'annexe [Bar 93].

La vitesse et les composantes des flux statorique et rotorique et du courant statorique prennent des valeurs constantes après la période transitoire. La composant du courant statorique i_{sd} atteint, dans la période transitoire, une valeur qui arrive jusqu'à 5 fois sa valeur en régime permanent.

Le couple électromagnétique et la composant du courant statorique i_{sq} sont nuls dans le régime permanent dans l'intervalle de fonctionnement non chargé.

La perturbation externe de 'introduction d'un couple résistant, influence toutes les grandeurs du moteur, la vitesse et les flux diminuent. Cette sensibilité aux perturbations externes doit être enlevée par les régulations.

Le couple électromagnétique augmente jusqu'à l'atteint de la valeur du couple résistant.

Puisque l'étude de techniques M.L.I est un domaine de recherche tout entier, nous nous limitons à la simulation de la machine asynchrone sans prise en considération de l'onduleur M.L.I c, à, d avec la supposition des ondulateurs M.L.I idéaux et ceci dans tout ce mémoire.

La simulation de l'influence d'un onduleur réel est traitée dans les travaux de [Had 01] [Lal 95].

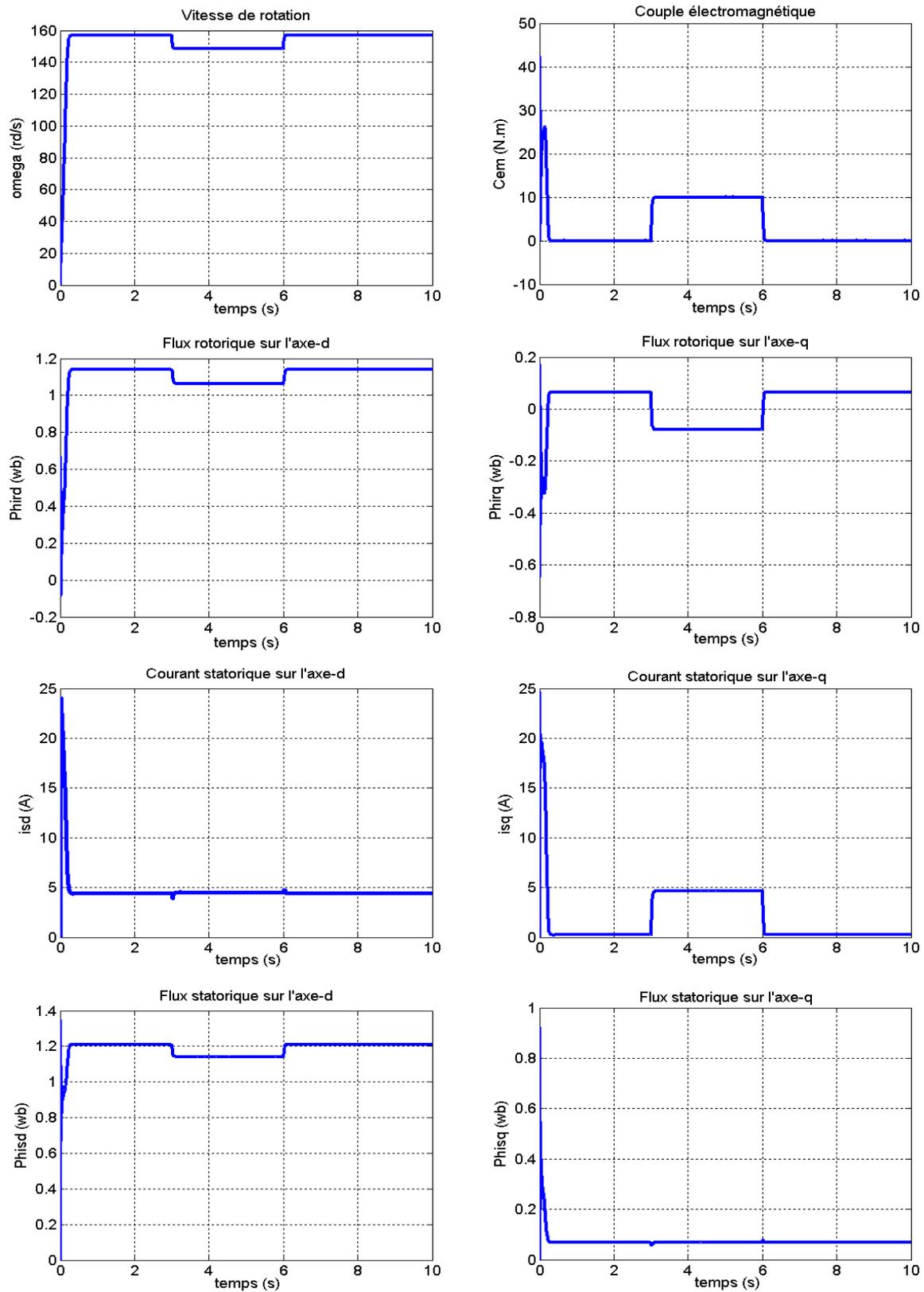


Fig. 1.12. Réponse d'une machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé (Annexe), avec l'injection d'une charge $C_r=10$ N.m entre les instants $t_1=3$ s et $t_2=6$ s.

1.10. Conclusion

Ce premier chapitre a permis la présentation de la modélisation de la machine asynchrone avec certaines hypothèses simplificatrices, dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'opérations mathématiques. C'est la transformation de Park, qui a permis l'obtention d'un modèle convenable à la commande.

En suite, nous avons montré des différentes représentations d'état du modèle de la machine, que nous allons utiliser pour l'étude de la commande du moteur asynchrone dans ce mémoire.

Nous avons aussi monté une présentation du circuit de l'alimentation du moteur et des types des techniques M.L.I associées.

Chapitre 2

Commande par orientation du flux (Commande vectorielle) du moteur asynchrone

2.1. Introduction

La machine asynchrone à cage est la plus utilisée, sur le plan industriel, à cause de sa grande robustesse électromécanique, son faible coût, sa maintenance réduite et sa très bonne standardisation. Face à ces grands avantages se cache une complexité importante de la commande de cette machine en raison de la présence de non-linéarités dans son modèle et d'un fort couplage entre les différentes variables. De plus certaines de ces variables d'état, par exemple, le flux rotorique, ne sont pas disponibles à la mesure directe et les paramètres internes eux aussi sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnement, ce qui influe sur la dynamique du système à commander.

Diverses techniques, dans le passé, ont été élaborées pour la commande de ce type de machines, dans le but d'atteindre de meilleures performances dynamiques en poursuite et en régulation en couple, en vitesse ou en position.

En effet plusieurs types de commandes classiques ont été élaborés à titre d'exemple, la commande scalaire, et qui sont conçues sur la base de la boucle ouverte et les régimes permanents de la machine. Ces techniques sont très prisées par leur simplicité de mise en œuvre. Cependant, elles se sont révélées relativement médiocres lorsque des performances élevées sont requises.

La commande vectorielle introduite par Blaschke en 1972, est la première technique capable de donner à la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine à courant continu [Bag 95] [Cao 97] [Car 95] [Lal 95] [Tar 97] [Wit 00a]. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor, du stator ou d'entrefer.

Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations à l'époque reposaient sur des composantes analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP), il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone [Bag 95] [Alr 04] [Cao 97] [Car 95] [Did 04] [Lal 95] [Mez 04] [Sch 99] [Tar 97] [Wit 00a].

2.2. Principe de la commande vectorielle [Bag 95] [Cao 97] [Car 95] [Bar 93] [Wit 00a]

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Il existe trois différents types d'orientation du flux à savoir :

- Orientation du flux rotorique.
- Orientation du flux statorique
- Orientation du flux d'entrefer.

Il est important de noter que seules les deux premières ont été présentées dans ce mémoire.

Cette technique permet d'une part de réduire la complexité du modèle dynamique de la machine, et d'autre part, d'aboutir à une relation linéaire entre les grandeurs de sortie, telles la vitesse, le couple, le flux, et les variables de commande correspondantes.

2.2.1. Orientation du flux rotorique

Nous choisissons le système d'axes (d- q) avec l'axe d est aligné avec le flux rotorique, soit :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r, \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (2.1)$$

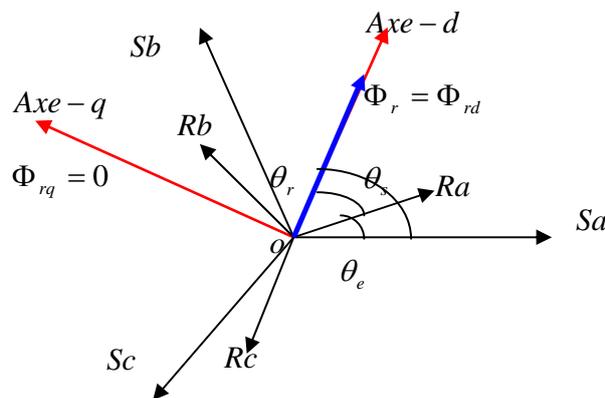


Fig. 2.1. Représentation du moteur asynchrone dans l'espace électrique avec l'orientation du flux rotorique.

Dans ces conditions de référence, les systèmes (1.61) et (1.62) deviennent :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \quad (2.2)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \quad (2.3)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (2.4)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_r \quad (2.5)$$

Les équations des flux :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.6)$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.7)$$

$$\Phi_r = \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.8)$$

$$0 = \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.9)$$

L'équation du couple devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (2.10)$$

Nous remarquons que si le flux rotorique est maintenu constant, l'évolution du couple suit celle de la composante en quadrature i_{sq} du courant statorique.

2.2.2. Orientation du flux statorique

Nous choisissons le système d'axes (d- q) avec l'axe d est aligné avec le flux rotorique, soit :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s, \quad \Phi_{sq} = 0 \quad (2.11)$$

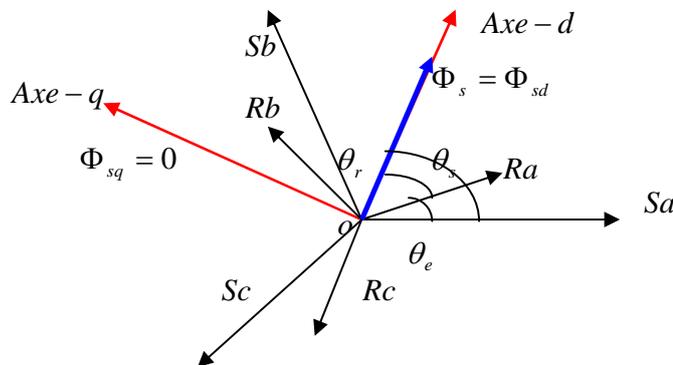


Fig. 2.2. Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique avec l'orientation du flux statorique.

Dans ces conditions de référence, les systèmes (1.61) et (1.62) deviennent :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (2.12)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_s \quad (2.13)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \quad (2.14)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \quad (2.15)$$

Les équations des flux :

$$\Phi_s = \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.16)$$

$$0 = \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.17)$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.18)$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.19)$$

Et l'équation du couple devient :

$$C_{em} = p\Phi_s i_{sq} \quad (2.20)$$

Nous remarquons que si le flux statorique est maintenu constant, l'évolution du couple suit celle de la composante en quadrature i_{sq} du courant statorique.

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone, il existe deux méthodes : la méthode indirecte et la méthode directe. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la phase et du module du flux tournant choisi. Pour la méthode indirecte, cette phase est estimée en fonction des grandeurs des références et des paramètres internes de la machine. Pour la méthode directe, la phase et le module du flux sont mesurés ou estimés en fonction des grandeurs facilement mesurables telles que les tensions et les courants statoriques [Lal 96].

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Dans ce travail, nous utilisons la commande vectorielle directe.

2.3. Commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique [Bag 99] [Bag 95] [Bar 93] [Cao 97] [Car 95] [Lal 95] [Tar 97] [Wit 00a]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Celle –ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

Une première possibilité est de mettre des capteurs du flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes Φ_{sd} et Φ_{sq} de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoches et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs, affectés par la saturation du circuit magnétique. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

La deuxième possibilité est l'estimation, dans ce cas on peut concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine, les hypothèses considérées, le système d'axes de référence choisi, etc. Tous ces estimateurs ont en commun d'être liés à des constantes de temps de la machine et, par conséquent, leur régime transitoire est influencé par ces constantes de temps.

La troisième possibilité est l'observation.

Dans ce mémoire nous avons adopté le choix d'estimations :

Estimation du module de flux rotorique, afin de pouvoir le réguler et l'estimation de l'angle de Park afin de pouvoir faire la transformation directe et inverse de Park.

2.3.1. Estimation du flux rotorique Φ_r

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, il faut donc pouvoir l'estimer à partir des grandeurs statoriques facilement accessibles. La combinaison de (2.4) et (2.8), nous donne :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{\left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right)} i_{sd} \quad (2.21)$$

Le flux rotorique Φ_r sera donc estimé ($\hat{\Phi}_r$) à partir du courant statorique i_{sd} accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques sous réserve de réalisation de la transformation de Park.

2.3.2. Estimation de la pulsation ω_s et de l'angle θ_s

On a besoin d'estimer l'angle θ_s position du stator nécessaire pour effectuer les transformations directe et inverse de Park.

A partir de deux relations (2.5) et (2.9), nous déduisons l'expression de la vitesse du référentiel d'axes (d, q) par rapport au rotor $\hat{\omega}_r$, en fonction de i_{sq} et de $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\omega}_r = \frac{L_m}{T_r \hat{\Phi}_r} i_{sq} \quad (2.22)$$

Et par conséquence en utilisant la relation $\omega_s = \omega_r + p\Omega$, il vient :

$$\hat{\omega}_s = \frac{L_m}{T_r \hat{\Phi}_r} i_{sq} + p\Omega \quad (2.23)$$

$$\hat{\theta}_s = \int_0^t \hat{\omega}_s dt$$

Ω , est à capter directement de la machine.

θ_s sera donc estimé ($\hat{\theta}_s$) à partir de la mesure de Ω (par captage), et du courant grandeur i_{sq} statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

Des deux précédentes relations (2.21) et (2.23), on note une importante sensibilité de $\hat{\Phi}_r$ et de $\hat{\omega}_s$ aux variations de la résistance rotorique.

2.3.3. Expressions des grandeurs de commande v_{sd} et v_{sq}

La machine asynchrone peut être commandée soit en courant soit en tension. Dans ce mémoire, nous avons adopté cette dernière. Pour cela, il convient d'établir les expressions des v_{sd} et v_{sq} afin de pouvoir élaborer les lois de commande pour ces deux grandeurs de tension, en fonction de l'objectif à atteindre : le contrôle séparé du flux Φ_r et du couple C_{em} , implicitement i_{sq} .

Les équations (2.8) et (2.9) donnent respectivement :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r - L_m i_{sd}}{L_r} \quad (2.24)$$

$$i_{rq} = \frac{-L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.25)$$

La substitution de (2.24) et de (2.25) respectivement dans (2.6) et (2.7), donne :

$$\Phi_{sd} = \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} \quad (2.26)$$

$$\Phi_{sq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq}$$

La substitution de (2.26) dans les équations des tensions statoriques (2.2) et (2.3), donne :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{L_s}{L_m} (1 - \sigma) \frac{d}{dt} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (2.27)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{L_s}{L_m} (1 - \sigma) \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd}$$

Et, en introduisant l'expression de i_{sd} en fonction de Φ_r tirée de (2.21) dans (2.27), nous obtenons :

$$v_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} = \frac{R_s}{L_m} \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) \Phi_r \quad (2.28)$$

$$v_{sq} - \frac{L_s \omega_s}{L_m} \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) \Phi_r = R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq}$$

Alors, la partie électrique apparaît comme deux processus monovariâbles couplés par les grandeurs e_d et e_q telles que :

$$e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq}, \quad e_q = -\frac{L_s \omega_s}{L_m} \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) \Phi_r = -L_s \omega_s \left(\frac{1 + \sigma T_r \left(\frac{d}{dt} \right)}{1 + T_r \left(\frac{d}{dt} \right)} \right) i_{sd} \quad (2.29)$$

Ces deux relations (2.28) expriment les tensions statoriques en fonction des grandeurs Φ_r et i_{sq} que nous avons choisi pour exprimer le couple C_{em} .

2.3.4. Les fonctions de transfert du flux et du couple

La machine reçoit une alimentation en tension v_{sd} et v_{sq} et donne en sortie les grandeurs

Φ_r et i_{sq} , implicitement le couple électromagnétique C_{em} .

En effet en réécrivant (2.28) d'une manière inverse:

$$\Phi_r = \frac{L_m}{R_s \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right)} (v_{sd} + e_d) \quad (2.30)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right)} (v_{sq} + e_q)$$

Nous remarquons de ces deux dernières relations (2.30), que les tensions v_{sd} et v_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple, mais le problème du couplage non linéaire entre les deux processus, due à la présence du terme ω_s , doit être enlevé.

En posant :

$$A = \frac{L_m}{R_s \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right)} \quad (2.31)$$

$$B = \frac{1}{R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right)}$$

$$C = \sigma L_s, \quad D = -\frac{L_s}{L_m} \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)$$

Et en introduisant l'opérateur de Laplace s , nous obtenons pour le flux la fonction de transfert $A(s)$ suivante:

$$A(s) = \frac{\Phi_r(s)}{v_{ds}(s) + e_d(s)} = \frac{L_m}{R_s (1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2)} \quad (2.32)$$

Et pour le couple (courant i_{sq}), la fonction de transfert $B(s)$:

$$B(s) = \frac{i_{sq}}{v_{sq} + e_q} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s s)} \quad (2.33)$$

On peut alors schématiser la machine asynchrone comme suit :

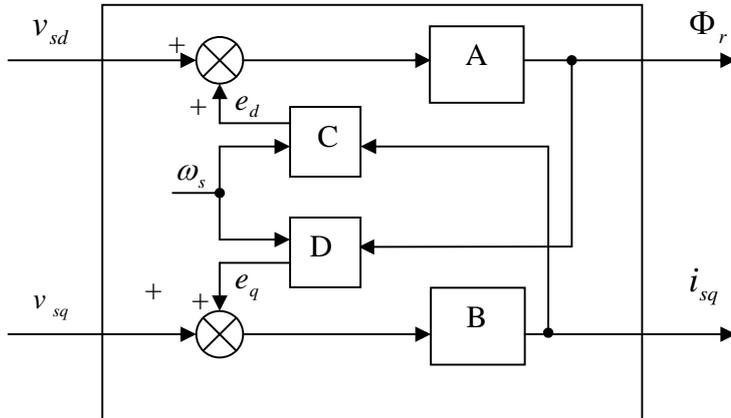


Fig. 2.3. Schéma fonctionnel du modèle électromagnétique de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique.

2.3.5. Découplage entre le flux Φ_r et le couple C_{em} et leurs contrôles

La compensation de e_d et e_q , permet de découpler les deux variables à contrôler le flux Φ_r et le couple à travers i_{sq} , et cela, grâce à une reconstitution en temps réel de ces grandeurs en les estimant et en les injectant par la suite comme des perturbations à la sortie du correcteur de flux Φ_r et du correcteur de i_{sq} [Car95].

Où \hat{e}_d et \hat{e}_q sont reconstituées par le dispositif de commande ; à partir de $\hat{\Phi}_r, \hat{\omega}_s$ et de i_{sq}, i_{sd} (Fig.2.4):

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \hat{\omega}_s i_{sq} \quad (2.34)$$

$$\hat{e}_q = -\frac{L_s \hat{\omega}_s}{L_m} \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) \hat{\Phi}_r = -L_s \hat{\omega}_s \left(\frac{1 + \sigma T_r \left(\frac{d}{dt} \right)}{1 + T_r \left(\frac{d}{dt} \right)} \right) i_{sd}$$

Soient : $\hat{e}_d = C\hat{\omega}_s i_{sq}$ $\hat{e}_q = D\hat{\Phi}_r \hat{\omega}_s$. On peut donc schématiser le contrôle de la machine comme suit :

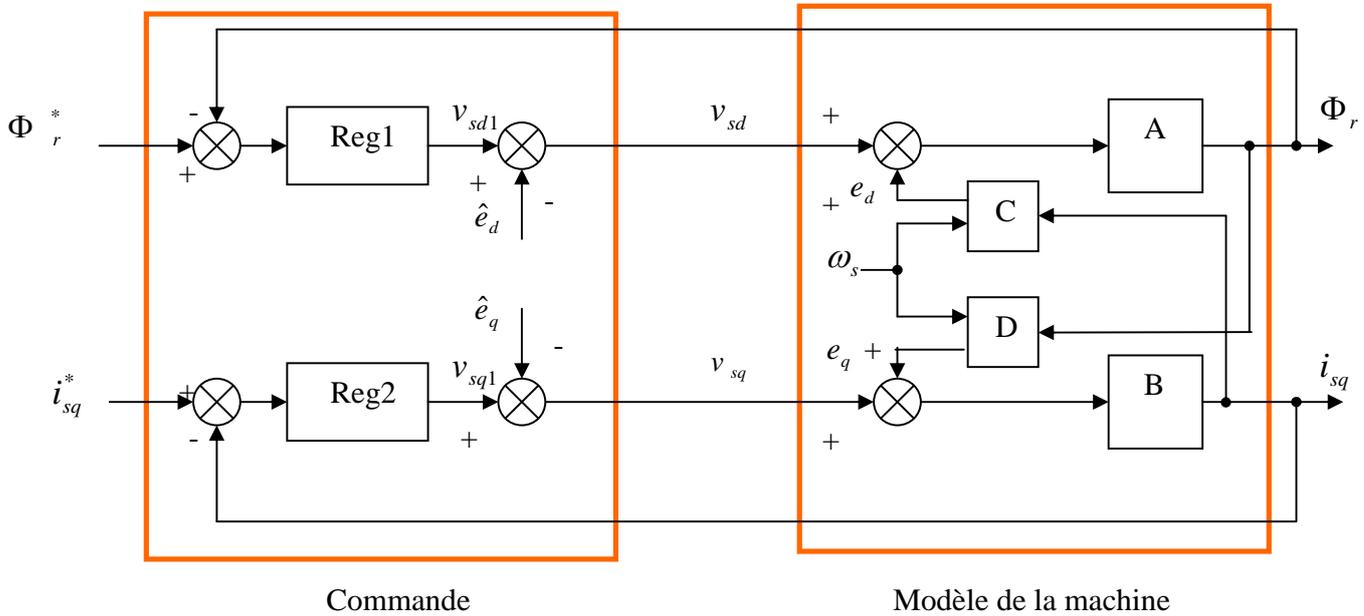


Fig. 2.4. Contrôle et découplage par addition des termes de compensation avec orientation du flux rotorique.

La figure (2.4) représente le schéma fonctionnel du contrôle du flux rotorique et du couple à travers le courant i_{sq} , d'un moteur asynchrone par la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique avec découplage par addition des termes de compensation. Ce schéma est constitué de deux parties. La partie de droite représente le modèle du moteur et la partie de gauche représente la commande qui contient des régulateurs, généralement P.I, du courant i_{sq} , et du flux rotorique Φ_r . Ainsi, la génération des grandeurs \hat{e}_d , \hat{e}_q qui doivent être bien générées par la commande afin de permettre un découplage parfait entre les deux grandeurs à réguler.

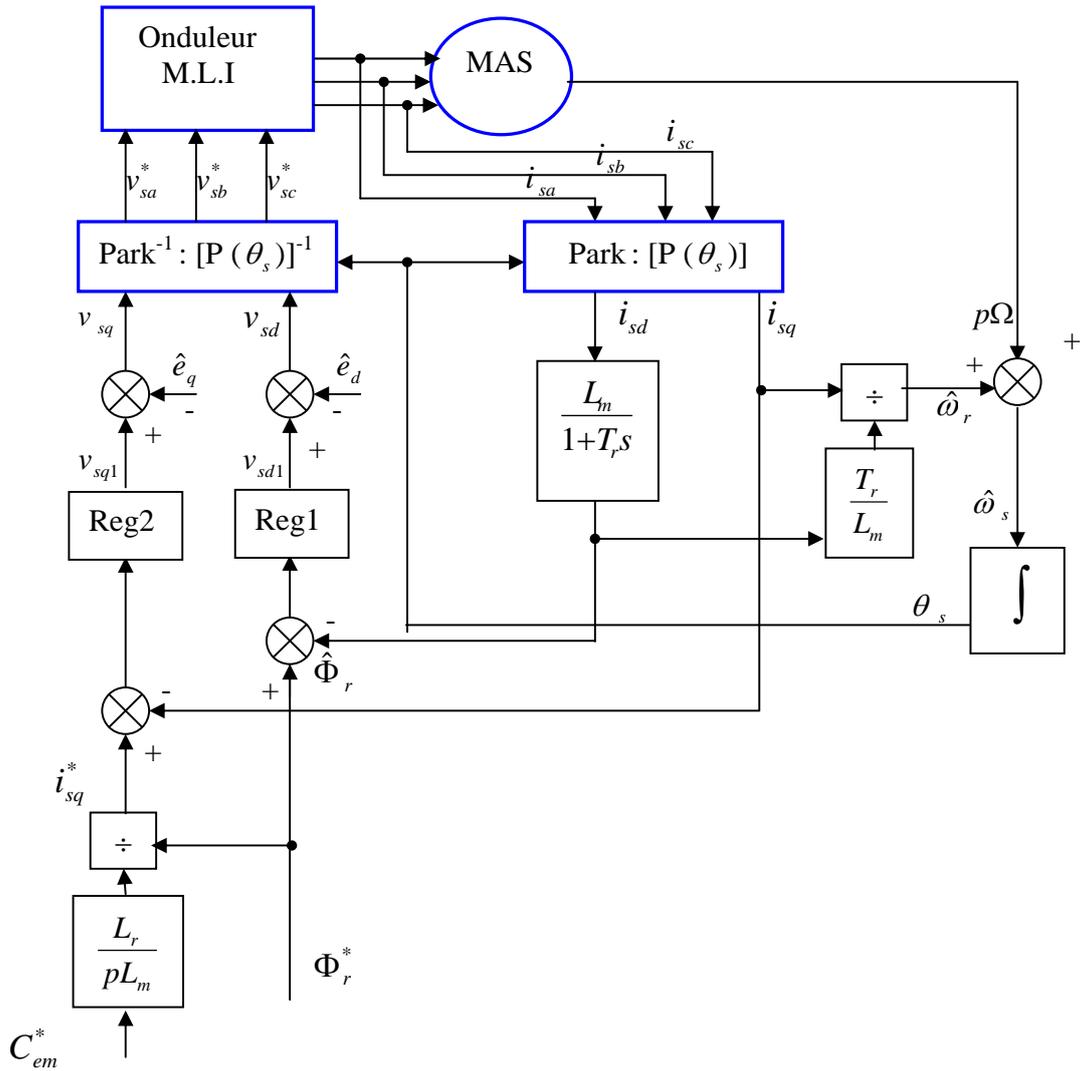


Fig. 2.5. Schéma fonctionnel global de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

La figure (2.5) représente le schéma fonctionnel global de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone. Les principaux constituants de ce type de commande sont les blocs des régulations du courant i_{sq} , et du flux rotorique Φ_r . Le bloc d'estimation du flux rotorique $\hat{\Phi}_r$ en fonction de i_{sd} . Le bloc d'estimation de la pulsation $\hat{\omega}_r$ en fonction de i_{sd}, i_{sq} , puis en captant la vitesse de rotation Ω , la pulsation $\hat{\omega}_s$ est ainsi estimée. Un bloc intégrateur pour calculer l'angle θ_s . C'est cet angle qui est utilisé dans les transformations directe et inverse de Park.

La sortie du régulateur du courant i_{sq} donne la tension de référence v_{sq1} .

La sortie du régulateur du flux Φ_r donne la tension de référence v_{sd1} .

La compensation par l'injection des grandeurs \hat{e}_d , \hat{e}_q permet d'obtenir les deux tensions de référence v_{sd} , v_{sq} qui sont alors transformées en grandeurs triphasées de référence v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* à l'aide d'un bloc de transformation inverse de Park.

L'onduleur M.L.I applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes, sur une période de M.L.I correspondent aux valeurs v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* . Les courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} sont mesurés puis transformés à l'aide d'un bloc de transformation directe de Park dans le référentiel tournant, en donnant i_{sd} , i_{sq} qu'on utilise pour la régulation.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées on voit apparaître principalement deux paramètres : L_m et T_r . Ils lient le flux rotorique et le courant i_{sd} ainsi que le couple et le courant i_{sq} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s .

Une sur-estimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduisent respectivement à une sur- excitation ou une sous- excitation de la machine. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système.

2.3.6. Calcul des paramètres des régulateurs du flux et du couple

En substituant les valeurs numériques des paramètres du moteur asynchrone (Annexe) dans les expressions A(s) et B(s), on obtient :

$$A(s) = \frac{\Phi_r(s)}{v_{ds}(s) + e_d(s)} = \frac{L_m}{R_s(1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2)} = \frac{0.0531}{1 + 0.1284s + 0.00046s^2} \cong \frac{0.0531}{(1 + 0.1247s)(1 + 0.0037s)}$$

$$B(s) = \frac{i_{sq}(s)}{v_{sq}(s) + e_q(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)} = \frac{0.2061}{1 + 0.00639s} \quad (2.35)$$

Pour la simplification, nous pouvons choisir $\text{Reg1}(s)$ comme régulateurs du flux :

$$\text{Re } g1(s) = K_1 \frac{1 + 0,1247s}{s} \quad (2.36)$$

On obtient dans l'hypothèse de la compensation parfaite, la fonction de transfert de poursuite en boucle fermée pour le flux :

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_r^*(s)} = \frac{A(s) \cdot \text{Re } g1(s)}{1 + A(s) \cdot \text{Re } g1(s)} = \frac{1}{1 + \frac{18.8323}{k_1}s + \frac{0.0696}{k_1}s^2} = \frac{1}{1 + 2\xi\tau_n s + \tau_n^2 s^2} \quad (2.37)$$

La fonction de transfert de poursuite en boucle fermée pour le flux rotorique est donc de second ordre. Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on fait un placement des pôles selon le cahier des charges. On définit un facteur d'amortissement de l'ordre de 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée du flux.

Pour $\xi = 0.7$, nous choisissons la valeur de K_1 suivante :

$$K_1 = 1000 \quad (2.38)$$

Pour le couple, on cherche à caractériser la réponse par un premier ordre de constante de temps τ_c . Pour cela, nous choisissons un $\text{Re } g2(s)$ de la forme suivante:

$$\text{Re } g2(s) = K_2 \frac{1 + 0.00639 s}{s} \quad (2.39)$$

On obtient dans l'hypothèse de la compensation parfaite, la fonction de transfert de poursuite en boucle fermée pour le flux :

$$\frac{i_{sq}(s)}{i_{sq}^*(s)} = \frac{B(s) \cdot \text{Re } g2(s)}{1 + B(s) \cdot \text{Re } g2(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{0.2061k_2}s} = \frac{1}{1 + \tau_c s}, \quad \text{avec } \tau_c = \frac{1}{0.206k_2} \quad (2.40)$$

La fonction de transfert de poursuite en boucle fermée pour le courant i_{sq} (ou pour le couple) est donc du premier ordre.

Donc, Pour une valeur de $\tau_c = 0.02$ sec, nous choisissons pour des bonnes réponses la valeur de K_2 suivante:

$$K_2 = 242.6006 \quad (2.41)$$

La régulation du couple fait double emploi de la régulation du courant i_{sq} .

2.3.7. Régulation de la vitesse

Nous avons déjà les relations suivantes :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_r + Js} (C_{em}(s) - C_r(s))$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r^* i_{sq} \quad (2.42)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{1 + \tau_c s} i_{sq}^*$$

Par la substitution de ces dernières relations dans la première, nous obtenons :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_r + Js} \left(p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r^* \frac{1}{1 + \tau_c s} i_{sq}^* - C_r(s) \right) \quad (2.43)$$

Le schéma bloc correspondant est le suivant :

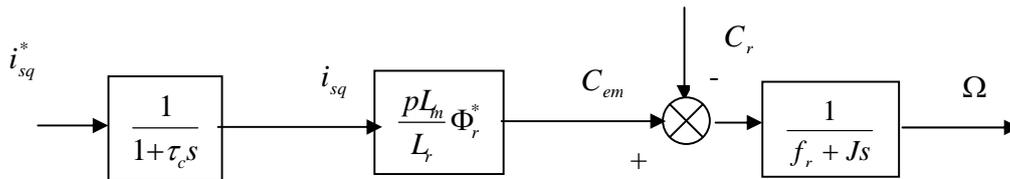


Fig. 2.6. Schéma bloc correspondant à la fonction de transfert de la vitesse avec orientation du flux rotorique.

Par l'adjonction d'un régulateur de type P, et en considérant le couple de charge comme perturbation, nous obtenons des bons résultats de poursuite hors charge et durant la charge la régulation chute. Pour éviter cela, on ajoute d'un régulateur externe de type P.I et on a pu obtenu des meilleurs résultats.

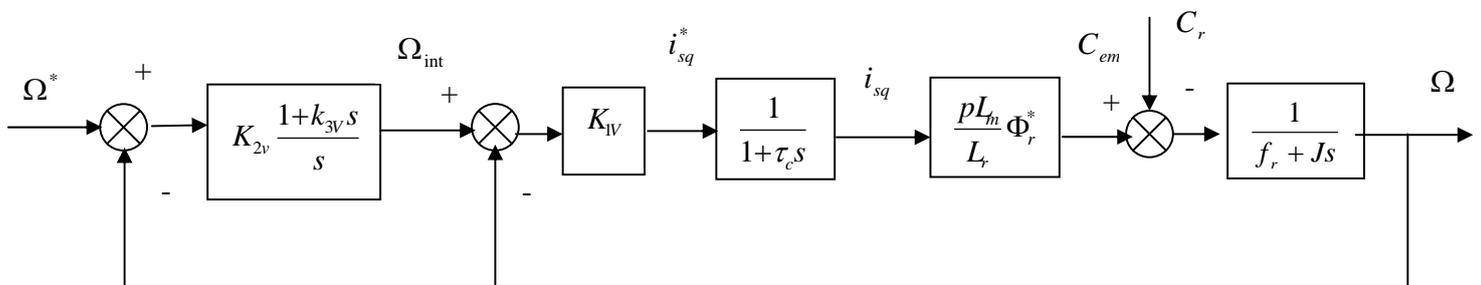


Fig. 2.7. Schéma bloc de la régulation de vitesse- structure (P.I- P) avec orientation du flux rotorique.

Avec la considération du couple résistant C_r comme perturbation, nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{int}}} = \frac{\frac{k_{1V} p L_m \Phi_r^*}{L_r (1 + \tau_c s)(f_r + Js)}}{1 + \frac{k_{1V} p L_m \Phi_r^*}{L_r (1 + \tau_c s)(f_r + Js)}} = \frac{k_{1V} p L_m \Phi_r^*}{L_r (1 + \tau_c s)(f_r + Js) + k_{1V} p L_m \Phi_r^*} \quad (2.44)$$

Par la substitution numérique et avec la supposition de la régulation parfaite du flux rotorique, que nous pouvons le substituer par sa valeur souhaitée, soit $\varphi_r^* = 1wb$, nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{int}}} = \frac{k_{1V} 1.8832}{(1 + 0.02s)(0.031s) + k_{1V} 1.8832} \quad (2.45)$$

On choisit le coefficient K_{1V} de manière à fixer la rapidité de réponse en vitesse, soit $K_{1V} = 0.7$.

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{1.8832 k_{2V} k_{1V} + 1.8832 k_{2V} k_{1V} k_{3V} s}{0.006s^3 + 0.031s^2 + 1.8832 k_{1V} (1 + k_{2V} k_{3V})s + 1.832 k_{1V} k_{2V}} \quad (2.46)$$

On choisit les coefficients K_{3V} , K_{2V} comme suit :

$$K_{3V} = 0.02, \quad K_{2V} = 10 \quad (2.47)$$

2.3.8. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique au moteur asynchrone.

Nous avons attaqué le système par deux entrées de références :

Une vitesse de rotation de référence $\Omega = 100$ rd/s, et un flux rotorique de référence $\Phi_{rd} = 1wb$.

Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3s$ et $t=6s$ pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de cette commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie le plus, lors de fonctionnement du moteur.

a) Cas idéal : R_r (réelle) = R_r

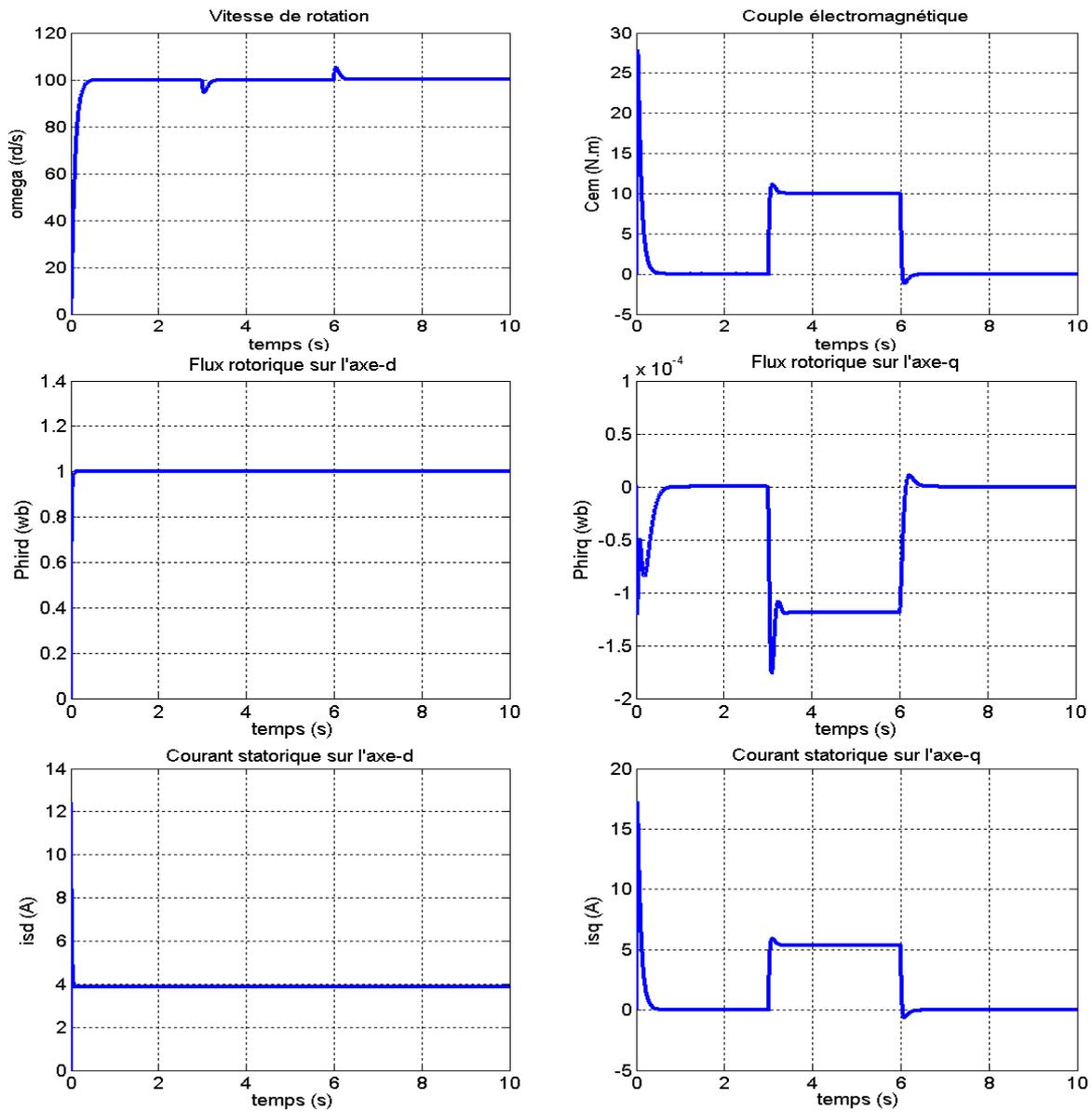
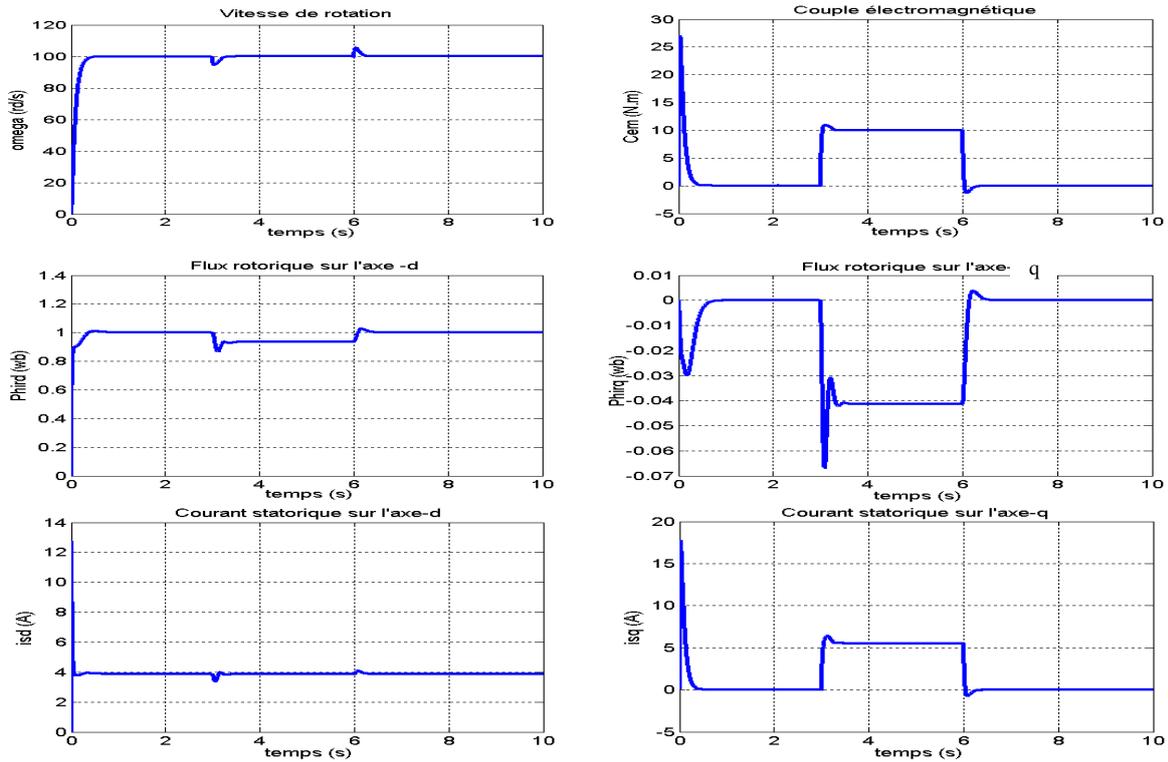


Fig. 2.8. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb), avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$:



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$:

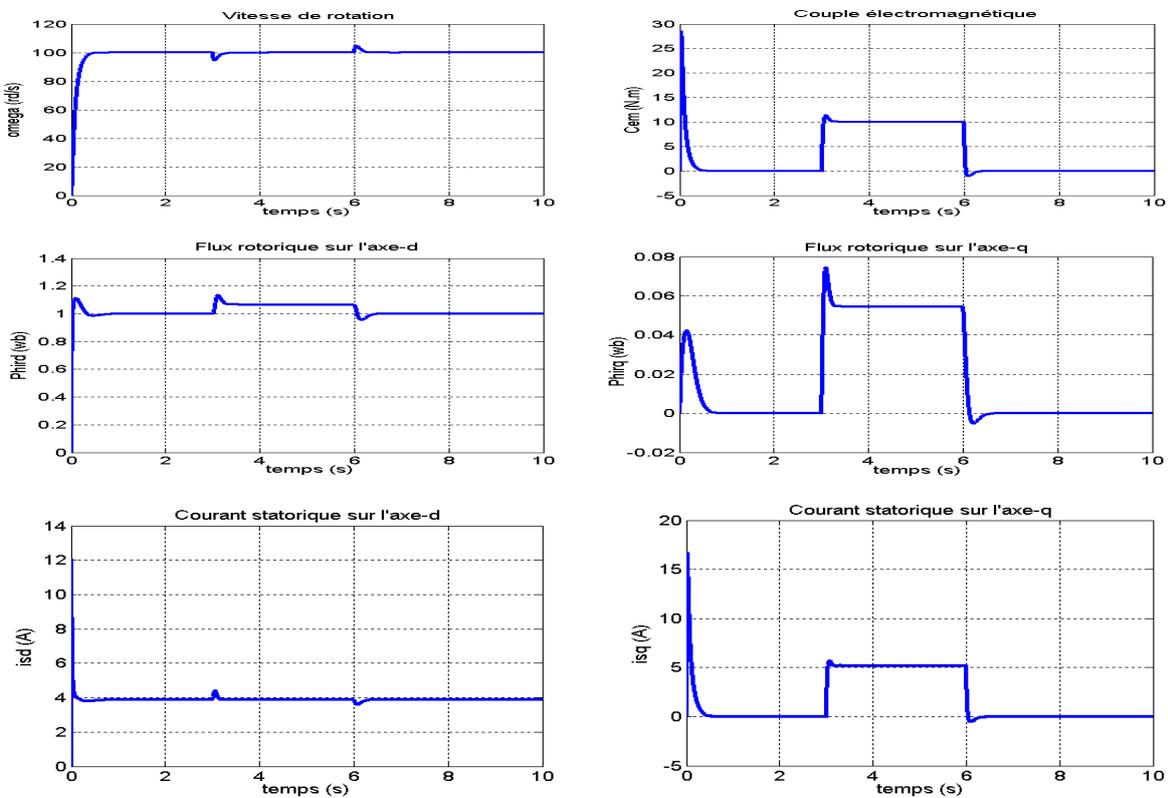


Fig. 2.9. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb), avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s.

2.3.9. Interprétation des résultats

La commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique a donné des bons résultats de régulation de la vitesse et du flux rotorique. Elles sont régulées presque sans dépassement.

La régulation de la vitesse n'est sensible ni à la perturbation externe du couple résistant introduit, ni à la variation de la résistance rotorique.

La régulation du flux rotorique est très sensible à la variation de la résistance rotorique dans cette commande, particulièrement dans la période de fonctionnement en charge. L'augmentation de cette résistance conduit à la diminution du flux rotorique par rapport à sa valeur de référence. Ceci par la diminution de sa composante Φ_{rd} et de sa composante Φ_{rq} . Et la diminution de cette résistance conduit à l'augmentation du flux rotorique par rapport à sa valeur de référence.

La composant du courant statorique i_{sd} atteint, dans la période transitoire, une valeur qui arrive à 3 fois plus sa valeur en régime permanent. Elle ne se change pas lors de l'introduction d'un couple résistant et lors de la variation de la résistance rotorique. Le couple électromagnétique et la composante du courant statorique i_{sq} s'augmentent avec l'introduction de la charge.

2.4. Commande vectorielle directe par orientation du flux statorique [Bar 93] [Car 95] [Lal 95]

Dans cette commande, on a besoin de deux estimations, celle du flux statorique, afin de pouvoir le réguler, ainsi que celle de l'angle nécessaire à la transformation directe et inverse de Park.

2.4.1. Estimation du flux statorique Φ_s

Le flux statorique peut être estimé à partir des grandeurs statoriques facilement accessibles.

La dérivé de Φ_s s'exprime en fonction du courant et de la tension statoriques de l'axe d, par la relation (2.12), en intégrant nous obtenons:

$$\hat{\Phi}_s = \int_0^t (v_{sd} - R_s i_{sd}) dt \quad (2.48)$$

Le flux statorique Φ_s sera donc estimé ($\hat{\Phi}_s$) à partir de la tension v_{sd} et du courant i_{sd} statoriques, réellement mesurables après la transformation de Park.

2.4.2 Estimation de ω_s et de θ_s

Ici on peut estimer l'angle θ_s nécessaire pour effectuer les transformations directe et inverse de Park d'une manière différente que la précédente :

A partir de la relation (2.13), nous déduisons l'expression de la vitesse du référentiel d'axes (d, q) par rapport au rotor ω_s , en fonction de v_{sq} , i_{sq} et de $\hat{\Phi}_s$:

$$\hat{\omega}_s = \frac{v_{sq} - R_s i_{sq}}{\hat{\Phi}_s} \quad (2.49)$$

$$\hat{\theta}_s = \int_0^t \hat{\omega}_s dt$$

Nous remarquons qu'on n'a pas besoin ici de capter la vitesse de rotation Ω de la machine.

θ_s sera donc estimé ($\hat{\theta}_s$) à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques v_{sd} , v_{sq} , i_{sd} , i_{sq} accessibles à partir de la mesure des tensions et courants statoriques réels.

Des deux précédentes relations (2.48) et (2.49), on note une importante sensibilité de $\hat{\Phi}_s$ et de $\hat{\omega}_s$ aux variations de la résistance statorique, situation analogue à celle rencontrée dans la commande précédente à propos de la résistance rotorique.

2.4.3. Expressions des grandeurs de commande v_{sd} et v_{sq}

Comme dans la commande précédente, il est nécessaire d'établir les expressions des grandeurs de commande v_{sd} et v_{sq} afin de pouvoir élaborer les lois de commande pour ces deux tensions, en fonction de l'objectif à atteindre, qui est ici : le contrôle séparé du flux Φ_s et du couple C_{em} , implicitement i_{sq} .

Les équations (2.16) et (2.17) donnent respectivement :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_s - L_s i_{sd}}{L_m} \quad (2.50)$$

$$i_{rq} = \frac{-L_s}{L_m} i_{sq} \quad (2.51)$$

La substitution de (2.50) et de (2.51) respectivement dans (2.18) et (2.19), donne :

$$\Phi_{rd} = \frac{L_r}{L_m} \Phi_s + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{sd} \quad (2.52)$$

$$\Phi_{rq} = \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{sq}$$

En remplaçant (2.50) et (2.52) dans l'équation de la tension rotorique nulle (2.14), nous obtenons :

$$0 = \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \Phi_s - \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) L_s i_{sd} + \sigma \omega_r T_r L_s i_{sq} \quad (2.53)$$

En tirant l'expression de i_{sd} de cette dernière équation (2.53) et en la substituant dans l'équation (2.12), nous obtenons l'expression de v_{sd} en fonction de i_{sq} et de Φ_s :

$$v_{sd} = \frac{R_s}{L_s} \frac{1+T_r}{1+\sigma T_r} \frac{d}{dt} \Phi_s + \frac{d\Phi_s}{dt} + \frac{\sigma R_s T_r \omega_r}{1+\sigma T_r} \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (2.54)$$

$$v_{sq} - \Phi_s \omega_s = R_s i_{sq}$$

La dernière équation de (2.54) est obtenue à partir de (2.13).

Ces deux relations (2.54) expriment les tensions statoriques en fonction des deux grandeurs que nous avons choisies pour exprimer le couple Φ_s et i_{sq} .

En posant :

$$e_d = \frac{-\sigma R_s T_r \omega_r}{1+\sigma T_r} \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (2.55)$$

$$e_q = -\Phi_s \omega_s$$

Les équations (2.54) deviennent :

$$v_{sd} + e_d = \frac{\left(1 + (T_r + T_s) \frac{d}{dt} + \sigma T_r T_s \frac{d^2}{dt^2}\right)}{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right)} \Phi_s \quad (2.56)$$

$$v_{sq} + e_q = R_s i_{sq}$$

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme deux processus monovariabiles couplés par les grandeurs e_d et e_q .

2.4.4. Les fonctions de transfert du flux Φ_s et du couple C_{em}

Nous considérons ici que la machine reçoit une alimentation en tension v_{sd} et v_{sq} et donne en sortie les grandeurs Φ_s et i_{sq} , implicitement le couple électromagnétique C_{em} .

En effet, en réécrivant (2.56) d'une manière inverse:

$$\Phi_s = \frac{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)}{\left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right)} (v_{sd} + e_d) \quad (2.57)$$

$$i_{sq}(s) = \frac{1}{R_s} (v_{sq} + e_q)$$

Nous remarquons de ces deux dernières relations (2.45), que les tensions v_{sd} et v_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple, à condition d'enlever le problème du couplage non linéaire entre les deux processus, due à la présence du terme ω_s .

En posant maintenant :

$$A = \frac{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)}{\left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right)} \quad (2.58)$$

$$B = \frac{1}{R_s}$$

Et en introduisant l'opérateur de Laplace s , nous obtenons pour le flux la fonction de transfert $A(s)$ suivante :

$$A(s) = \frac{\Phi_s}{v_{sd} + e_d} = \frac{T_s (1 + \sigma T_r s)}{1 + (T_s + T_r) s + \sigma T_s T_r s^2} \quad (2.59)$$

Et pour le couple (à travers du courant i_{sq}), la fonction de transfert $B(s)$:

$$B(s) = \frac{i_{sq}}{v_{sq} + e_q} = \frac{1}{R_s} \quad (2.60)$$

En posant ainsi : $e_d = \frac{-\sigma R_s T_r \omega_r}{1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}} i_{sq} = C \omega_s i_{sq}$ et $e_q = -\Phi_s \omega_s = D \omega_s \Phi_s$, on peut schématiser le

modèle électromagnétique de la machine asynchrone avec orientation du flux statorique comme suit :

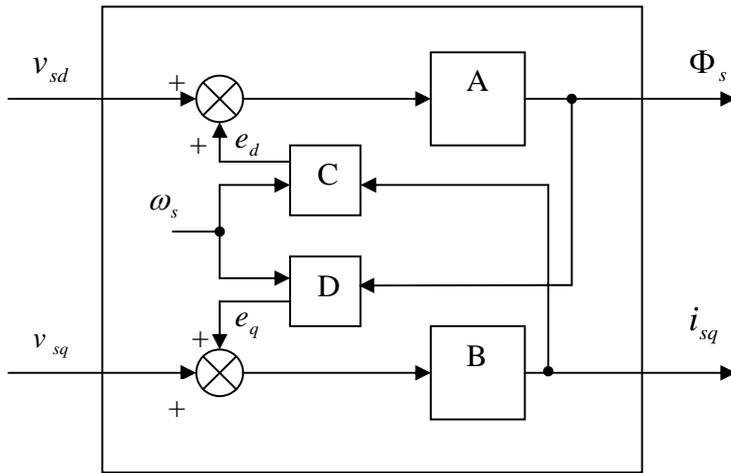


Fig. 2.10. Schéma fonctionnel du modèle électromagnétique de la machine asynchrone avec orientation du flux statorique.

2.4.5. Découplage entre le flux Φ_s et le couple C_{em} et leurs contrôles

La compensation de e_d et e_q , permet de découpler les deux processus de contrôle de flux Φ_s et de couple i_{sq} , grâce à une reconstitution en temps réel de ces grandeurs par estimation et leurs injections réciproquement comme des perturbations respectivement à la sortie du correcteur de flux Φ_s et du correcteur de i_{sq} . Dans de telles conditions (l'estimation est convenable : $\hat{e}_d = e_d$ et $\hat{e}_q = e_q$), le système devient alors linéaire.

$$\begin{aligned}\Phi_s(s) &= A(s)[v_{sd1}(s) - \hat{e}_d(s) + e_d(s)] = A(s)v_{sd1}(s) \\ i_{sq}(s) &= B(s)[v_{sq1}(s) - \hat{e}_q(s) + e_q(s)] = B(s)v_{sq1}(s)\end{aligned}\quad (2.61)$$

Où \hat{e}_d et \hat{e}_q sont reconstituées par le dispositif de commande, à partir de $\hat{\phi}_s$, $\hat{\omega}_s$, $\hat{\omega}_r$ et de i_{sq} :

$$\hat{e}_d = \frac{-\sigma R_s T_r \hat{\omega}_r}{1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}} i_{sq}\quad (2.62)$$

$$\hat{e}_q = -\hat{\Phi}_s \hat{\omega}_s$$

Soient : $\hat{e}_d = C\hat{\omega}_s i_{sq}$ $\hat{e}_q = -\hat{\Phi}_s \hat{\omega}_s = D\hat{\Phi}_s \hat{\omega}_s$. On peut donc schématiser le control de la machine comme suit :

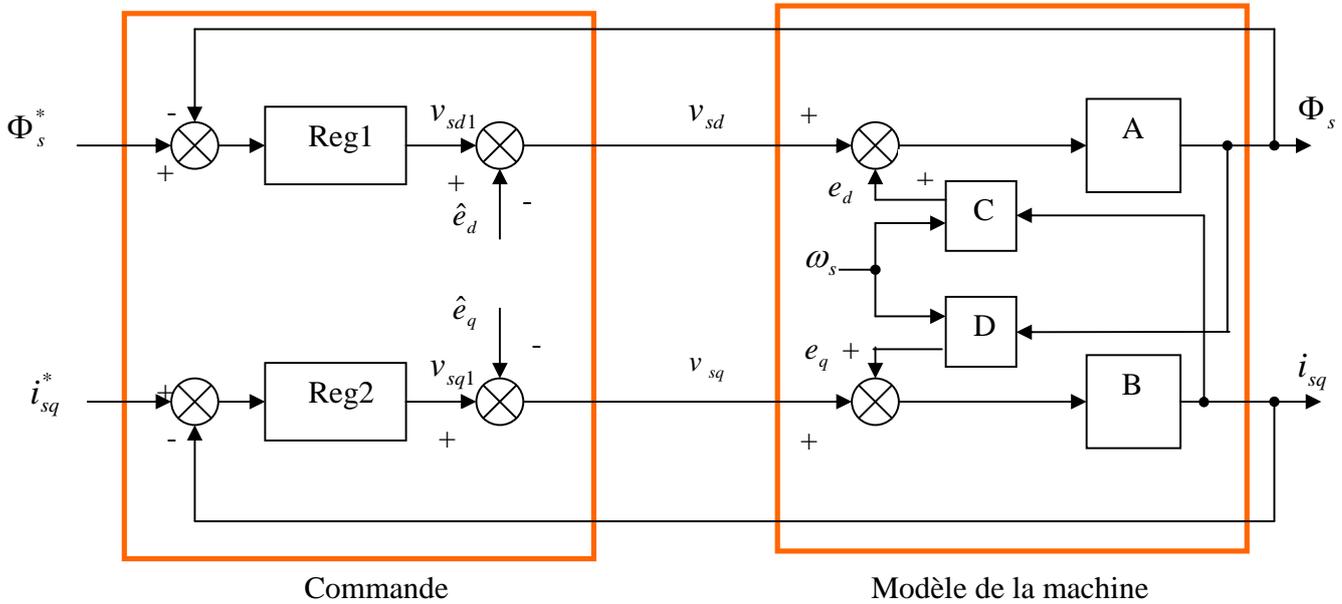


Fig. 2.11. Contrôle et découplage par addition des termes de compensation avec orientation du flux statorique.

La figure (2.7) représente le schéma fonctionnel du contrôle du flux statorique et du couple à travers le courant i_{sq} , d'un moteur asynchrone par la commande vectorielle directe avec orientation du flux statorique avec découplage par addition des termes de compensation.

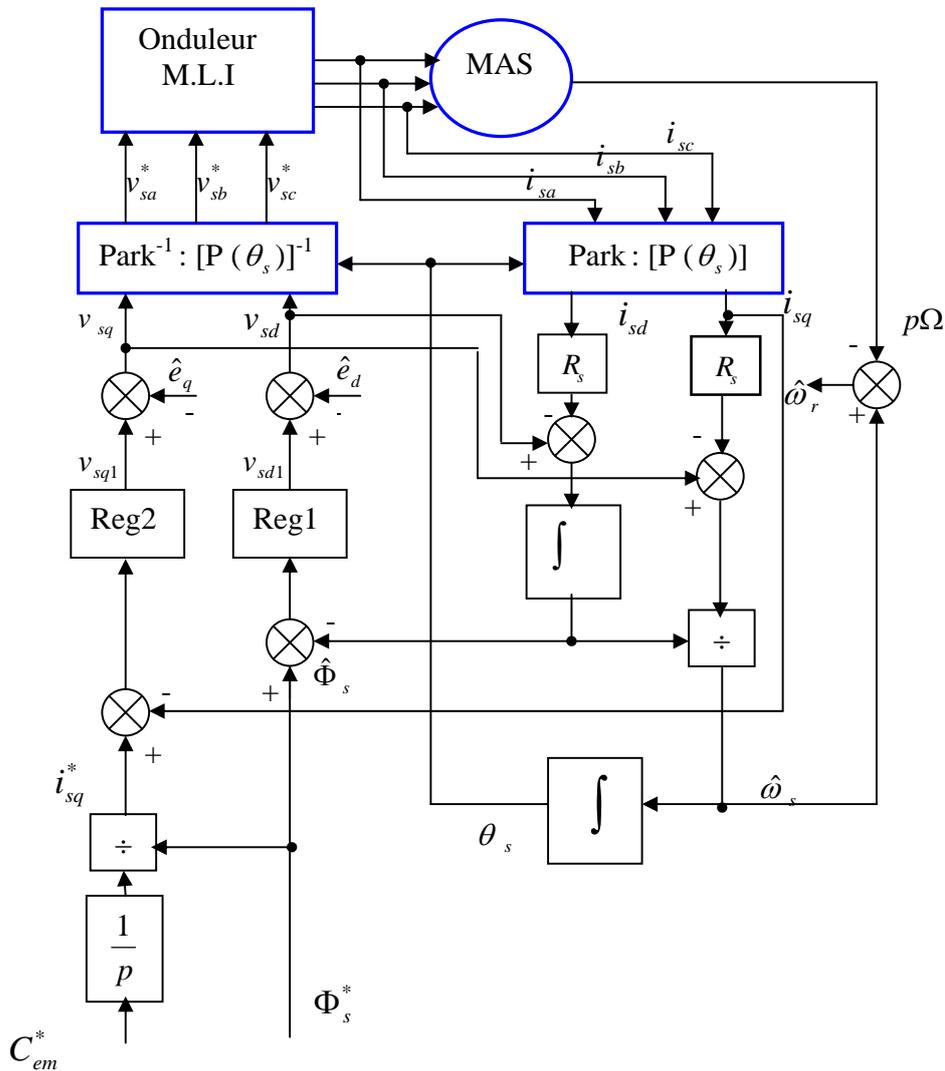


Fig. 2.12. Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique.

La figure (2.8) représente le schéma fonctionnel global de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique d'un moteur asynchrone. Les principaux constituants de ce type de commande sont les blocs des régulations du courant i_{sq}^* , et du flux statorique Φ_s^* . Le bloc d'estimation du flux rotorique $\hat{\Phi}_s$ en fonction de i_{sd} , v_{sd} , Le bloc d'estimation de la pulsation $\hat{\omega}_s$ en fonction de i_{sd} , i_{sq} , v_{sq} . Puis en captant la vitesse de rotation Ω , la pulsation $\hat{\omega}_r$ est ainsi

estimée. Un bloc intégrateur pour calculer l'angle θ_s , c'est cet angle qui est utilisé dans les transformations directe et inverse de Park.

La sortie du régulateur du courant i_{sq} donne la tension de référence v_{sq1} .

La sortie du régulateur du flux Φ_s donne la tension de référence v_{sd1} .

La compensation par l'injection des grandeurs \hat{e}_d , \hat{e}_q permet d'obtenir les deux tensions de référence v_{sd} , v_{sq} qui sont alors transformées en grandeurs triphasées de référence v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* à l'aide d'un bloc de transformation inverse de Park.

L'onduleur M.L.I applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes, sur une période de M.L.I correspondent aux valeurs v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* . Les courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} sont mesurés puis transformés à l'aide d'un bloc de transformation directe de Park dans le référentiel tournant, en donnant i_{sd} , i_{sq} qu'on utilise pour la régulation.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées on voit apparaître principalement deux paramètres : R_s qui lie le flux statorique et le courant i_{sd} , et T_r . Ils apparaissent aussi dans la formule qui permet de calculer θ_s . Le couple ici et le courant i_{sq} qui le contrôle sont liés par une constante.

Une sur-estimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique ou de la résistance statorique, conduisent respectivement à une sur-excitation ou une sous-excitation de la machine. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système.

2.4.6. Calcul des paramètres des régulateurs du flux et du couple

En substituant les valeurs numériques des paramètres du moteur asynchrone (Annexe) dans les expressions A(s) et B(s), nous obtenons :

$$A(s) = \frac{\Phi_s}{v_{sd} + e_d} = \frac{T_s(1 + \sigma T_r s)}{(1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2)} = \frac{0.0564(1 + 0.008157s)}{1 + 0.1284s + 0.00046s^2} \approx \frac{0.0564(1 + 0.008157s)}{(1 + 0.1247s)(1 + 0.0037s)} \quad (2.63)$$

Et pour le couple (courant i_{sq}) la fonction $B(s)$:

$$B(s) = \frac{i_{sq}}{v_{sq} + e_q} = \frac{1}{R_s} = \frac{1}{4.85} = 0.2061 \quad (2.64)$$

En choisissant le correcteur du flux Reg1 (s) comme suit :

$$\text{Re } g1(s) = K_1 \frac{1 + 0,1247s}{s} \quad (2.65)$$

On obtient dans l'hypothèse de la compensation parfaite, les deux fonctions de transfert de poursuite en boucle fermée ont respectivement les expressions :

$$\frac{\Phi_s(s)}{\Phi_s^*(s)} = \frac{A(s) \cdot \text{Re } g1(s)}{1 + A(s) \cdot \text{Re } g1(s)} = \frac{1 + 0.008157s}{1 + \left(0.008157 + \frac{17.7304}{k_1}\right)s + \frac{0.0656}{k_1}s^2} \quad (2.66)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on définit un facteur d'amortissement de l'ordre de 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée du flux.

Nous choisissons pour des bonnes réponses la valeur de K_1 suivante:

$$K_1 = 1000 \quad (2.67)$$

Aussi, pour le couple, on cherche à caractériser la réponse par un premier ordre de constante de temps τ_c . Pour cela, nous choisissons un $\text{Reg}2(s)$ de la forme suivante:

$$\text{Re } g2(s) = K_2 \frac{1}{s} \quad (2.68)$$

$$\frac{i_{sq}(s)}{i_{sq}^*(s)} = \frac{B(s) \cdot \text{Re } g2(s)}{1 + B(s) \cdot \text{Re } g2(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{0.2061k_2}s} = \frac{1}{1 + \tau_c s}, \quad \text{avec} \quad \tau_c = \frac{1}{0.2061k_2} \quad (2.69)$$

La fonction de transfert de poursuite en boucle fermée pour le courant i_{sq} (ou pour le couple) est donc du premier ordre.

Donc, Pour une valeur de $\tau_c = 0.02$ sec, nous choisissons pour des bonnes réponses la valeur de K_2 suivante:

$$K_2 = 242.6006 \quad (2.70)$$

2.4.7. Régulation de la vitesse

La différence ici avec l'orientation du flux statorique se trouve seulement dans l'expression du couple. Nous avons déjà les relations suivantes :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_r + Js} (C_{em}(s) - C_r(s))$$

$$C_{em} = p\Phi_s^* i_{sq}$$

$$i_{sq} = \frac{1}{1 + \tau_c s} i_{sq}^*$$
(2.71)

Par la substitution de ces dernières relations dans la première, nous obtenons :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_r + Js} \left(p\Phi_s^* \frac{1}{1 + \tau_c s} i_{sq}^* - C_r(s) \right)$$
(2.72)

Le schéma bloc correspondant est le suivant :

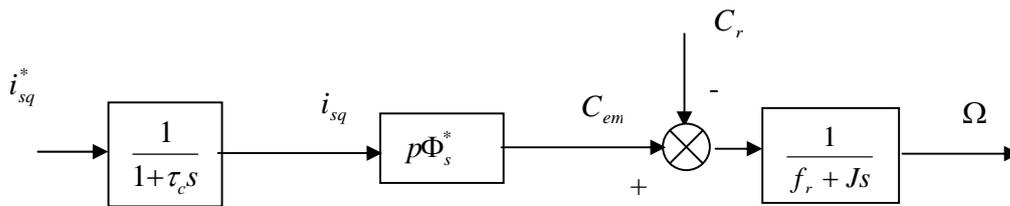


Fig. 2.13. Schéma bloc correspondant à la fonction de transfert de la vitesse avec orientation du flux statorique.

Exactement comme dans le cas précédent, nous suivons le même démarche. L'adjonction d'un régulateur de type P, donne des bons résultats de poursuite hors charge et durant la charge la régulation chute. Pour éviter cela, on ajoute d'un régulateur externe de type P.I et on a pu obtenir de meilleurs résultats.

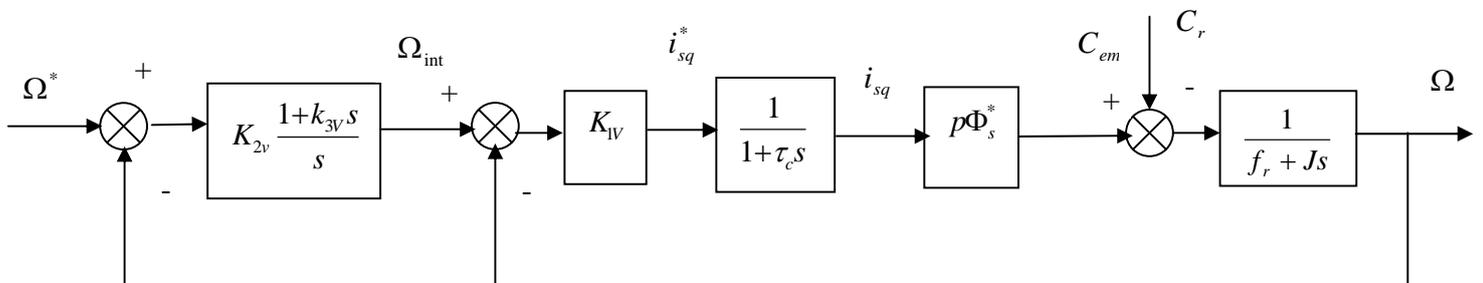


Fig. 2.14. Schéma bloc de la régulation de vitesse- structure (P.I- P) avec orientation du flux statorique.

Avec la considération du couple résistant C_r comme perturbation, nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{int}}} = \frac{\frac{k_{1V} p \Phi_s^*}{(1 + \tau_c s)(f_r + Js)}}{1 + \frac{k_{1V} p \Phi_s^*}{(1 + \tau_c s)(f_r + Js)}} = \frac{k_{1V} p \Phi_s^*}{(1 + \tau_c s)(f_r + Js) + k_{1V} p \Phi_s^*} \quad (2.73)$$

Par la substitution numérique et avec la supposition de la régulation parfaite du flux statorique, que nous pouvons le substituer par sa valeur souhaitée, soit $\varphi_s^* = 1wb$, nous obtenons :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\text{int}}} = \frac{2k_{1V}}{(1 + 0.02s)(0.031s) + 2k_{1V}} \quad (2.74)$$

On choisit le coefficient K_{1V} de manière à fixer la rapidité de réponse en vitesse, soit $K_{1V} = 0.7$.

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{2k_{2V}k_{1V} + 2k_{2V}k_{1V}k_{3V}s}{0.006s^3 + 0.031s^2 + 2k_{1V}(1 + k_{2V}k_{3V})s + 2k_{1V}k_{2V}} \quad (2.75)$$

On choisit les coefficients K_{3V} , K_{2V} comme suit :

$$K_{3V} = 0.02, \quad K_{2V} = 10 \quad (2.76)$$

2.4.8. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la commande vectorielle directe avec orientation du flux statorique au moteur asynchrone.

Nous avons attaqué le système par deux entrées de références :

Une vitesse de rotation de référence $\Omega = 100$ rd/s, et un flux statorique de référence $\Phi_{sd} = 1wb$.

Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3s$ et $t=6s$ pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de cette commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie le plus, lors de fonctionnement du moteur.

a) Cas idéal : R_r (réelle) = R_r :

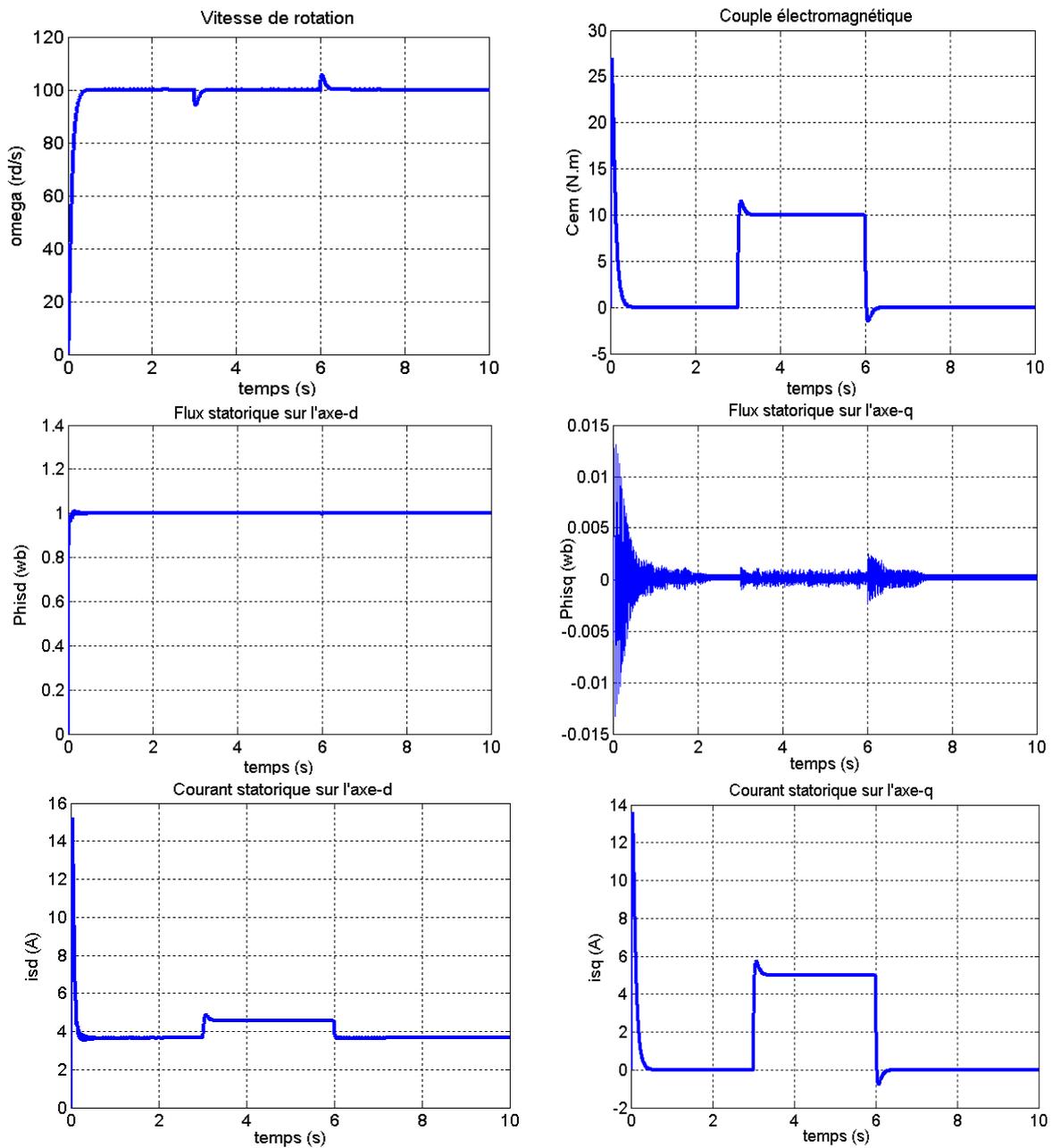
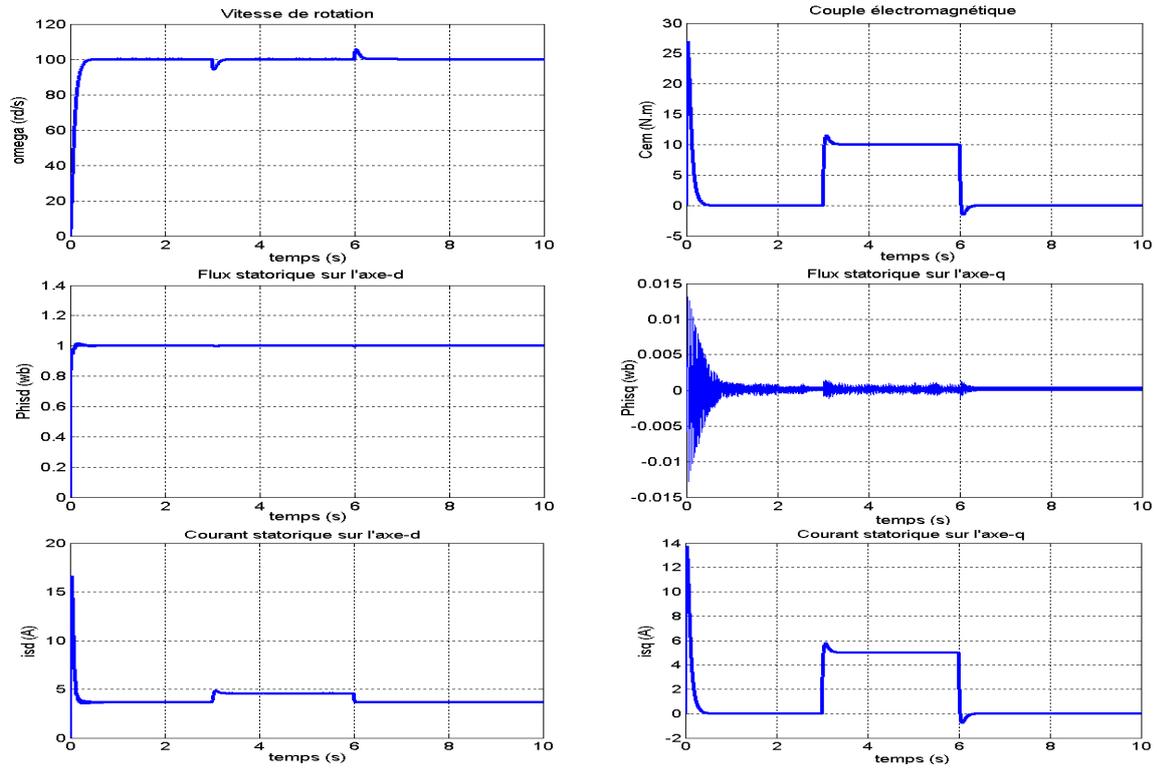


Fig. 2.15. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb), avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3s$ et $t=6s$.

b) R_r (réelle) = 1.1 * R_r :



c) R_r (réelle) = 0.9 * R_r :

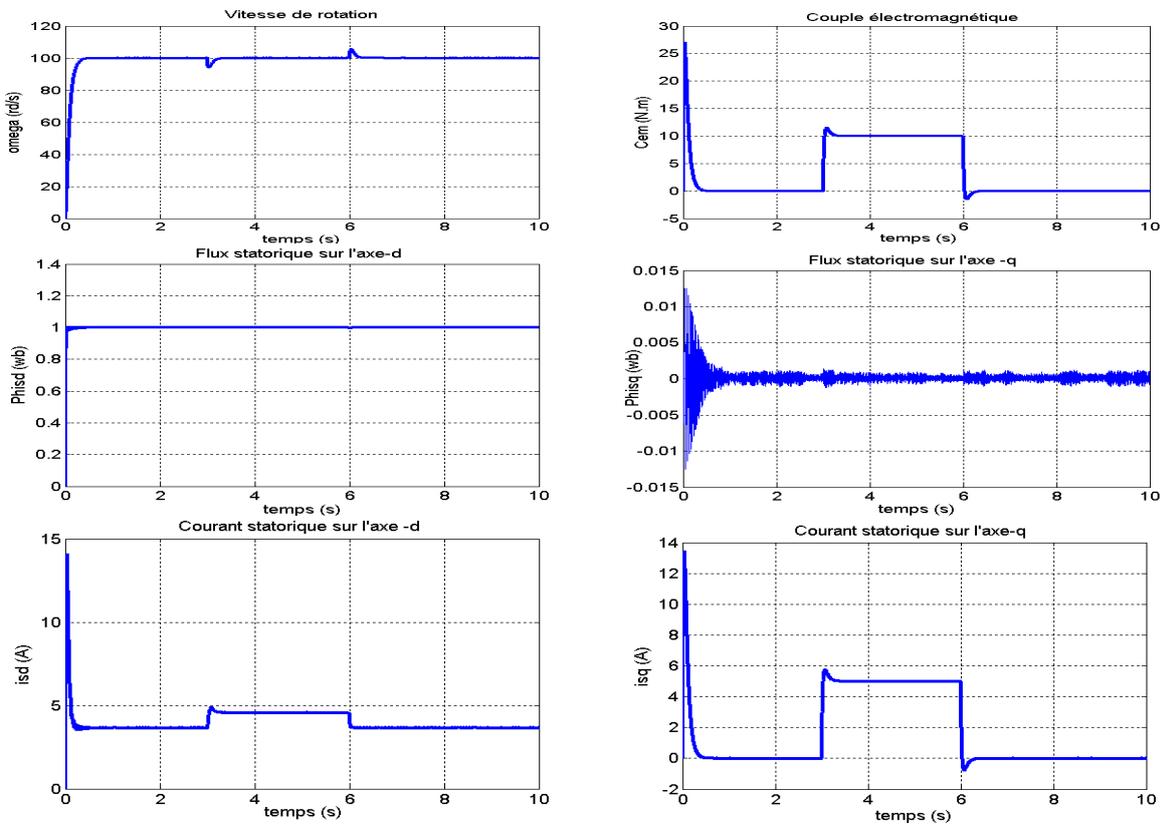


Fig. 2.16. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb), avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s.

2.4.9. Interprétation des résultats

La commande vectorielle directe avec orientation du flux statorique a donné des bons résultats de régulation de la vitesse et du flux statorique. Elles sont régulées sans dépassement.

Le flux statorique est bien régulé, surtout sa composante Φ_{sd} , pendant tout le fonctionnement.

La composante du courant statorique i_{sd} atteint, dans la période transitoire, une valeur qui arrive à 3 fois plus sa valeur en régime permanent. Elle croit lors de l'introduction d'un couple résistant, pas comme dans le cas d'orientation du flux rotorique.

La variation de la résistance rotorique ne diminue pas la performance de cette commande.

2.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation du principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone. Les conséquences des orientations des flux statorique et rotorique sur le modèle mathématique du moteur ont été présentées. Ces orientations permettent de séparer la commande du flux de celle du couple. La compensation des termes de couplage dans les expressions des tensions d'alimentation, par l'injection des termes opposés sur ces grandeurs des commandes a permis avec l'aide des régulateurs classiques d'obliger le système à suivre les références introduites. Les résultats des simulations ont montré la performance de deux stratégies de commande vectorielle étudiés, dans le cas d'inchangement des paramètres du moteur. Dans le cas de variation de ces paramètres la performance de la commande vectorielle diminue.

Chapitre 3

Théorie de la commande synergétique

3.1. Introduction

Ce chapitre concerne la présentation de la théorie de la commande synergétique, son principe, sa méthode de conception de régulateurs d'un système dynamique, le choix de l'équation fonctionnelle et la fonctionnelle optimisante associée puis à la démonstration de la méthode de calcul des expressions des régulateurs synergétiques que se soit scalaires ou vectorielles.

La régulation adaptative selon cette méthode est ainsi présentée. Nous présentons en suite, la construction d'observateurs de variables d'état d'un système dynamique, de ses paramètres et des perturbations externes.

3.2. Présentation de la synergétique

La synergétique, en Grec: " travailler pour un but commun" est un domaine interdisciplinaire de recherche, lancé par Hermann Haken en 1969 [Hak 07]. Elle s'intéresse aux systèmes matériels et non matériels composés en général d'un ensemble de parties individuelles.

La synergétique se base sur la spontanéité, c.-à-d. à l'apparition auto-organisée des nouvelles qualités dans le système. Ces qualités peuvent être structurelles ou fonctionnelle [Hak 07].

La question de base traitée par la synergétique est: y a-t-il des principes généraux d'auto-organisation, qui sont indépendants des natures des différentes parties d'un système? Malgré la grande variété entre les natures de ces différentes parties, qui peuvent être des atomes, des molécules, neurones, ou mêmes des individus dans une société. Cette question peut avoir une réponse positive en faveur de beaucoup de classe de systèmes, si l'attention est basée sur les échanges qualitatifs sur les échelles macroscopiques, c.-à-d. sur les échelles spatiales et temporelles entre ces éléments [Hak 07].

La synergétique peut prendre place entre les différentes parties d'un système, entre des systèmes ou même entre des disciplines scientifiques. La caractéristique de la synergétique est la forte liaison entre l'expérience et la théorie [Hak 07].

3.2.1. Principes généraux de la synergétique

Les systèmes sous traitement expérimental ou théorique sont objets à un contrôle des paramètres, qui peuvent être fixés à partir de l'extérieur ou bien générés par des parties internes du système considéré.

Comme exemple d'un contrôle externe de paramètres, la puissance fournie à un laser à gaz par un courant électrique, et d'un contrôle interne de paramètres, les hormones dans le corps humain ou les neurotransmetteurs dans le cerveau.

Quand les paramètres atteignent des valeurs critiques, le système peut devenir instable et adopte un nouvel état macroscopique. Proche de ces points d'instabilité un nouvel ensemble de variables collectives peut être identifié: c'est l'ordre de paramètres. Ils ont en général, une dynamique de dimension faible et caractérisent le système macroscopiquement.

Selon le principe d'asservissement, l'ordre de paramètres détermine le comportement des différentes parties du système qui peuvent encore subir des fluctuations. Leur origine peut être interne ou externe. Puisque la coopération entre les différentes parties d'un système permet l'existence d'un ordre de paramètres, qui a le rôle de déterminer les comportements des différentes parties du système [Hak 07].

À un point critique, un simple ordre de paramètres peut subir à une phase de transition non équilibrée avec perte de symétrie, un ralentissement critique et des fluctuations critiques.

La synergetique a des liens avec plusieurs disciplines comme par exemple, la théorie de complexité, théorie de la dynamique des systèmes, théorie de chaos, la théorie de catastrophe, la théorie de processus stochastiques, y compris les équations non linéaires de Langevin, les équations de Fokker Planck.

Les liens avec la théorie de chaos et la théorie de catastrophe en particulier sont établis par la conception d'ordre des paramètres et du principe d'asservissement, selon lesquels près des instabilités la dynamique même des systèmes complexes, est régie par seulement quelques variables.

Parmi les nombreuses applications des méthodes et des concepts mathématiques de la synergetique, nous citons [Hak 07] :

Physique : formation des modèles spatio-temporels dans des lasers, système optique non linéaire, semi-conducteurs, hydrodynamique, plasmas, géophysique, météorologie, astrophysique.

Biologie : modèles de l'évolution, évolution des biomolécules, croissance des plantes et des animaux.

Médecine : activités des cerveaux, battement du coeur, circulation du sang.

Sociologie : dynamique des groupes, formation collective d'ordre des paramètres régissant le comportement humain comprenant la formation de l'opinion publique etc.

Informatique : auto-organisation, ordinateurs synergetiques, réseaux d'attracteurs.

Théories de l'identification et de la reconnaissance : par exemple l'identification de modèles, commande des moteurs, commutation entre des états de coordination (par exemple modèle de Haken-Kelso-Bunz).

Théories des commandes : commande indirecte par l'intermédiaire des paramètres de commande.

Théories des réseaux électriques : modèles d'activité, stabilité.

Théorie de l'information : compression de l'information, échange d'informations dans les processus d'auto-organisation.

3.2.2. Structure mathématique de la synergie

3.2.2.1. Choix des variables

Dans de nombreux cas, tels que la physique du laser et des plasmas, les variables sont les intensités de champ électrique et magnétique et les quantités atomiques tels que les moments de dipôles et les nombres d'occupation des niveaux atomiques.

Dans plusieurs autres cas, une approche macroscopique est utilisée avec laquelle plusieurs atomes ou molécules sont regroupées ensemble dans un élément de volume suffisamment grand pour utiliser les moyennes pour que les variations spatio-temporelles des différentes parties soient prises en compte. Les moyennes locales telles que la densité de population ou la densité de matière, flux locaux, peuvent être utilisées dans la plupart des domaines. De même, les quantités estimées telles que le niveau de douleur subi par un patient peuvent être employées comme variables.

3.2.2.2. Équations de mouvement

La dynamique de fonctionnement est décrite par des équations d'évolution de certaines variables considérées, le changement temporel de ces variables appropriées est déterminé en fonction de l'état actuel du système. En général, ces équations sont stochastiques, non linéaires, partiellement différentielles ou intégrées-différentielles, qui contiennent des fluctuations de type Ito ou de type Stratonovich. Souvent, ces fluctuations sont issues de l'élimination du couplage du système avec le milieu extérieur ou bien de l'élimination de quelques variables internes. Autrement dit le couplage entre le système et le milieu extérieur tel que les flux vers le système ou bien la dissipation de l'énergie par le système, peuvent être prises en considération [Hak 07] [Kol 04].

3.2.2.3. Méthode de solution

Une solution générale d'équations d'évolution qui doit tenir en compte, en même temps, des conditions initiales et des conditions finales est, naturellement, impossible. Cependant, la

technique suivante a de très bon succès avec la synergie: pour une valeur donnée du paramètre de contrôle ou d'un ensemble de paramètres de contrôle, nous commençons par la supposition que la solution sur ou probablement près d'un attracteur est connue. Cet attracteur peut être un point fixe, un cycle limite, un tore, ou un attracteur chaotique [Hak 07].

Alors, la stabilité de la solution est assurée quand un ou plusieurs paramètres de contrôle sont changés. Ce changement de paramètres est réalisé, dans l'approche conventionnelle utilisée dans la synergie, par la théorie de la stabilité linéaire [Hak 07]. Les solutions du problème de la stabilité linéaire sont essentiellement de nature exponentielle selon la théorie spectrale [Hak 07] [Kol 04].

La croissance exponentielle ou les solutions neutres caractérisent " les modes instables " ou l'état transitoire du système. Leurs amplitudes ou phases deviennent, dans le traitement non-linéaire complexe, qui prend également en compte les fluctuations, l'ordre des paramètres.

Les équations des mouvements sont alors transformées à ces nouvelles variables, amplitudes et phases définissant l'ordre des paramètres, et les modes stables. Puis, tenant compte des fluctuations, les modes atténués sont éliminés (principe d'asservissement).

Les équations résultantes pour l'ordre des paramètres sont en général de dimension réduite du type équation de Langevin, mais avec des non-linéarités. Elles peuvent être converties en équations de Fokker-Planck [Hak 07].

3.3. Présentation de la théorie de la commande synergie

Certaines méthodes avancées telles que les techniques de linéarisation ou la commande par modes glissants permettent à des concepteurs d'éviter quelques problèmes de non-linéarité, mais la multiconnectivité et la multidimensionnalité restent encore insurmontables [Kol 02a] [Kon 04] [Kon 06].

La théorie de la commande synergie est l'une des nouvelles options prometteuses dans la théorie des commandes modernes. Elle ouvre de nouveaux horizons dans la conception efficace de commande des systèmes non linéaires complexes [Kol 02a] [Kon 04] [Kon 06]. Cette nouvelle approche permet la conception analytique des lois de commande qui assurent non seulement la stabilité globale du système en boucle fermée, mais aussi la réduction de son ordre par des décompositions successives.

Par conséquent, la théorie de la commande synergie permet aux concepteurs de résoudre efficacement beaucoup de problèmes difficiles de commande, qui n'ont pas été résolus par les méthodes classiques connues [Kol 02a] [Kon 04] [Kon 06]. Ces problèmes se relient non

seulement, par exemple, à la stabilité globale de fonctionnement du système dans une boucle fermée ou de l'optimisation globale du comportement du système, mais également à la simplification de la transition d'une stratégie de partage de puissance à une autre, ou à la minimisation des pertes de l'énergie dans le système [Kol 02a] [Kon 04] [Kon 06].

3.3.1. Principes de la commande synergétique

La théorie de la commande synergétique est une nouvelle tendance dans le domaine du contrôle, basée sur les principes d'auto-organisation orientée et sur l'utilisation des propriétés dynamiques des systèmes non-linéaires.

Les principes de base de la théorie de commande synergétique sont comme suit :

1. Les conditions de la réalisation ou de développement sont présentées sous forme d'un ensemble d'invariants (techniques, de puissance, électromagnétique, etc.) qui décrivent les modes de fonctionnement désirés des objets à commander [Son 04] [Kol 04].

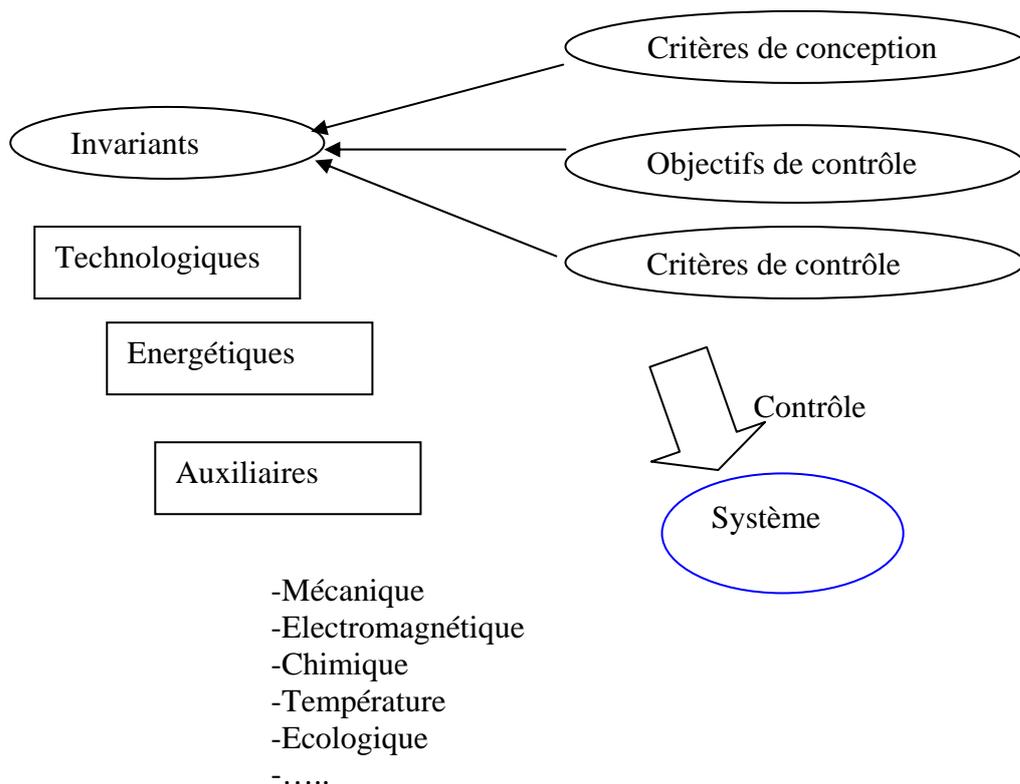


Fig. 3.1. Stratégie de contrôle synergétique.

2. Les attracteurs artificiels - des manifolds invariants – sont formés dans l'espace d'état du système. Sur ces attracteurs, nous assurons l'organisation des qualités dynamiques et statiques désirées de fonctionnement du système. La formation des attracteurs est la réflexion d'un processus d'auto-organisation orienté [Son 04] [Kol 04].

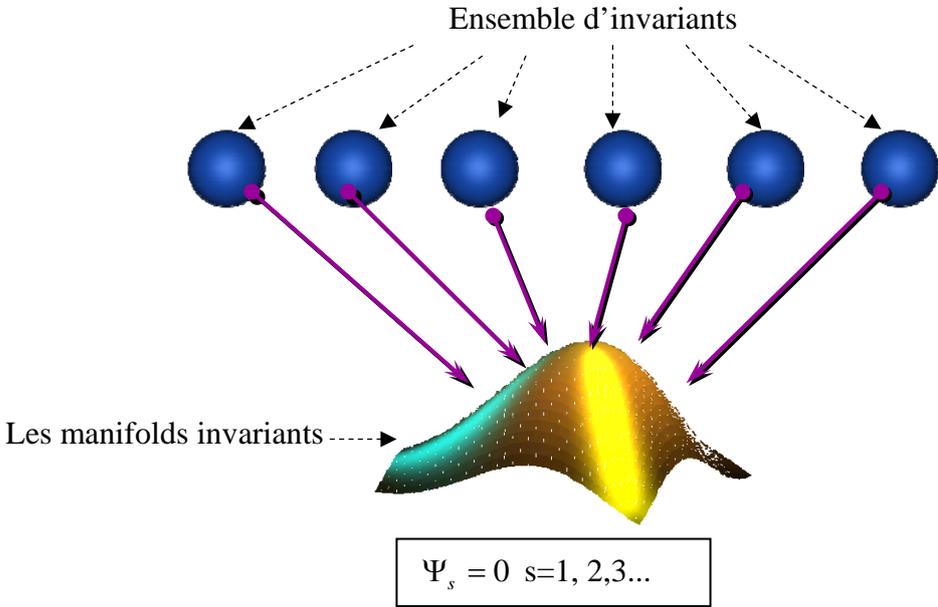


Fig. 3.2. Formation des manifolds.

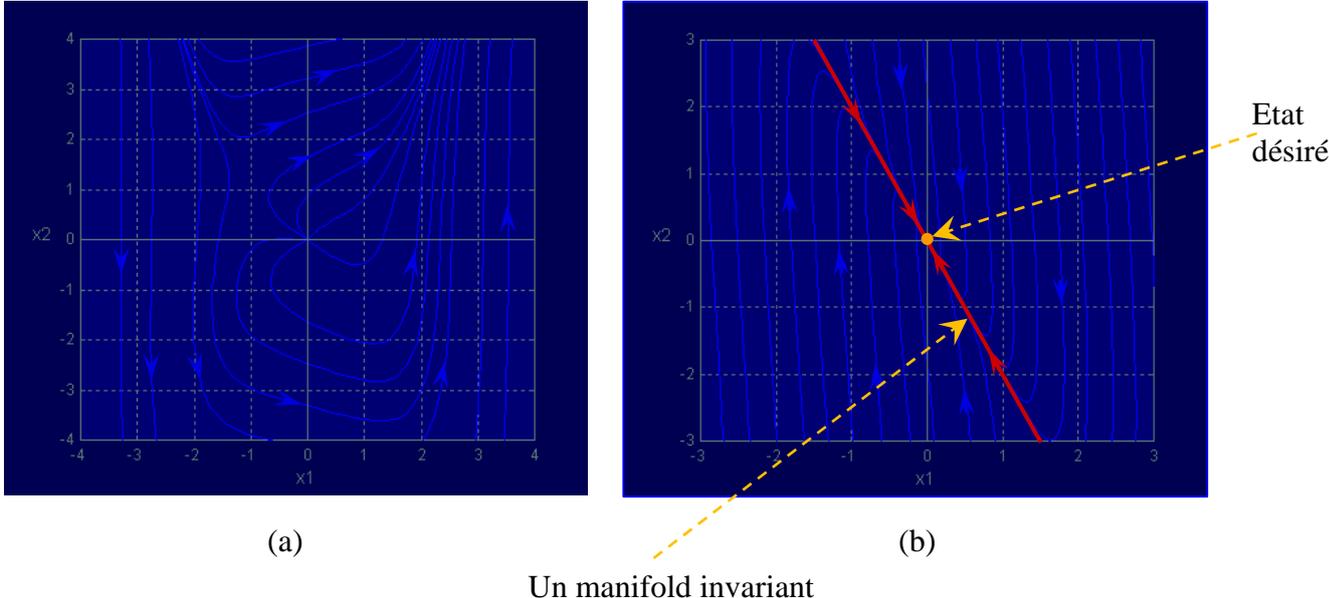


Fig. 3.3. (a) Orientation vers un manifold de deux variables x_1, x_2 , (b) la stabilisation sur le manifold.

3. Le principe dominant de la méthode synergétique de synthèse des commandes, est le principe de la compression- décompression de l'espace de phase de système à contrôler, par l'imposition des manifolds [Son 04] [Kol 04].

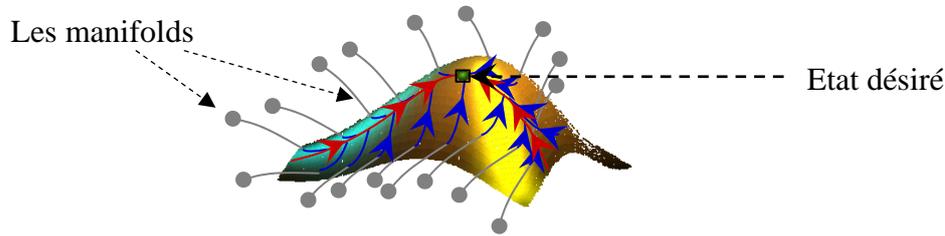


Fig.3.4. L'orientation vers l'état désiré du système.

Les attracteurs créés dans l'espace d'état de l'objet simplifient le modèle, en assurant un abaissement radical de la dimension du modèle complètement non-linéaire, qui décrit les caractéristiques dynamiques du système. En conséquence, il est possible de modéliser le système entier bien qu'un sous-système simple défini par le système décomposé des équations, dont la dimension peut être trouvée selon la relation [Son 04] [Kol 04]:

$$A = n - k * m \quad (3.1)$$

Où: A - dimension du système décomposé;

n - dimension du système initial;

m - dimension du vecteur de commande;

k - nombre d'attracteurs séquentiellement utilisés.

L'approche par commande synergétique profite de la non-linéarité du système au lieu d'être gênée par elle, en utilisant les caractéristiques dynamiques interne du système.

3.3.2. Les invariants pour un système électromécanique

Dans la théorie de la commande synergétique les exigences des qualités dynamiques et statiques des systèmes à commander, sont représentées sous forme d'un ensemble d'invariants. Ces invariants entrent dans la structure des manifolds invariants formés dans l'espace d'état du système selon la méthode de synthèse synergétique. Ces manifolds servent à attirer le système dans une boucle fermée.

Pour les systèmes électromécaniques, nous pouvons déterminer trois groupes d'invariants: technologique, électromagnétique et d'énergie.

La forme d'un invariant technologique est déterminée par la tâche pratique spéciale réalisée par le système électromécanique dans un certain processus technologique et caractérise l'état statique ou dynamique désiré de la vitesse mécanique (position, couple...).

Les invariants énergétiques sont par exemple optimisations qui permettent la minimisation de la consommation de l'énergie par le système.

Les invariants d'un système électromécanique reliés à la constance de flux magnétique (les invariants électromagnétique) méritent une particulière attention.

L'idée de la stabilisation de l'état magnétique de la machine asynchrone souvent utilisée dans les lois de leur commande connues a une importance pratique incontestable.

Un système électromécanique, est généralement décrit par un système d'équations différentielles non linéaires, à une commande de plusieurs composantes et il peut être sujet à des perturbations d'environnement externes (technologique et normal).

Les invariants typiques des systèmes électromécaniques sont présentées dans le tableau suivant :

Type d'invariant	objectif
Invariants électromagnétique	
1. $\Phi_s = const$	Régulation du flux statorique
2. $\Phi_r = const$	Régulation du flux rotorique
3. $\Phi = const$	Régulation du flux magnétique
Invariants énergétiques	
1. $\Phi = \Phi_{opt}$	optimisation du flux magnétique
Invariants technologiques	
1. $\omega = \omega_0$	Régulation de la vitesse
2. $\theta = \theta_0$	Régulation de la position
3. $C_{em} = C_{em0}$	Régulation du couple
4. $\omega = f_1(t)$	la vitesse suit une certaine fonction du temps
5. $\theta = f_2(t)$	la position suit une certaine fonction du temps
6. $C_{em} = f_3(t)$	le couple électromagnétique suit une certaine fonction du temps

Tableau. 3.1. Les invariants typiques d'un système électromécanique.

3.3.3. Procédé général de la commande synergétique [Bas 04] [Kol 04] [Kol 02a] [Jia 04] [Kon 04] [Kon 06] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03] [Son 04]

Supposons que le système à commander soit décrit par un ensemble d'équations non linéaires de la forme suivante :

$$\dot{X} = f(X, u, t) \quad (3.2)$$

Où $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ est le vecteur d'état de dimension n ,

$u = (u_1, u_2, \dots, u_m)$ le vecteur de commande de dimension m .

$f(\cdot)$ une fonction non linéaire et continue dans le temps.

a) La première étape dans la conception d'une commande synergétique réside dans la formation des macro-variables définies en fonction des variables d'état du système sous forme des relations algébriques entre ces variables qui reflètent les caractéristiques des exigences de la conception. Dans le cas simple, ces macrovariables peuvent être définies sous forme de combinaisons linéaires de ces variables d'état.

Ces macro-variables déterminent les propriétés du mouvement du système (3.2) à partir d'un état initial quelconque à un état d'équilibre désiré. Le nombre de macrovariables n'excède pas le nombre de variables à contrôler.

$$\Psi_s = \Psi_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad s=1,2,\dots,m \quad (3.3)$$

Chaque manifold présente une nouvelle contrainte sur le système dans son espace d'état en réduisant son ordre d'une unité, et en le forçant à se déplacer vers une stabilité globale à l'état désiré. Par conséquent, la commande forcera le système à opérer sur l'intersection des manifolds (l'intersection des tous les $\Psi_s = 0$) [San 03] [Kol 02c].

Le concepteur peut choisir les caractéristiques de ces macro-variables selon des exigences ou des limitations sur quelques unes des variables d'état.

b) La fixation de l'évolution dynamique des macrovariables (3.3) vers les manifolds ($\Psi_s = 0$) par une équation, appelée dans la littérature de la théorie de la commande synergétique, l'équation fonctionnelle, qui a la forme générale suivante :

$$T_s \cdot \dot{\Psi}_s + \varphi(\Psi_s) = 0 \quad s = 1,2,\dots,m \quad T_s > 0 \quad (3.4)$$

La fonction φ doit satisfaire, afin de garantir la stabilité de cette équation fonctionnelle, les conditions suivantes:

$$\varphi_s(0) = 0, \quad (3.5)$$

$$\varphi_s(\Psi_s) \Psi_s > 0, \text{ pour tous } \Psi_s \neq 0.$$

Cette équation d'évolution (3.4), peut être définie de différentes manières par le choix de la fonction φ et du paramètre T_s [Kol 04].

La forme simple suivante de cette équation, où $\varphi(\Psi_s) = \Psi_s$, est couramment utilisée dans la commande synergétique [San 03] [Kol 02a] [Kol 02c]. Nous l'avons adoptée dans notre travail.

$$T_s \cdot \dot{\Psi}_s + \Psi_s = 0 \quad s = 1, 2, \dots, m \quad T_s > 0 \quad (3.6)$$

Le paramètre de conception T_s définit la vitesse de la convergence des macro-variables vers l'intersection de manifolds $\Psi_s = 0$. La vitesse de la convergence se règle par la valeur de ce paramètre [Kol 04].

c) Les expressions des composantes du vecteur de commande sont trouvées, en fonction des variables d'état du système et en fonction de ses paramètres.

$$u_s = u_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad s = 1, 2, \dots, m \quad T_s > 0 \quad (3.7)$$

Et ceci en faisant résoudre le système composé par la substitution des équations du système (3.2) dans l'équation fonctionnelle (3.4), les lois de commande obtenues (3.7) assurent la stabilité asymptotique de la convergence vers et le long de l'intersection des manifolds présentés (3.3) [Kol 02a] [Kon 04] [Kon 06].

Cette commande assure les propriétés spécifiques et décompose le système par contraction de son espace d'état. L'ordre du système après l'introduction des manifolds devient égal à n-m.

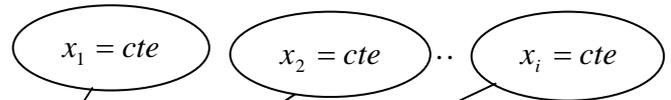
Les données originales :

Le modèle du système

$$\dot{X} = f(X, u, t)$$

$\dim X = n$
 $\dim u = m$

L'ensemble d'invariants



Les étapes de la procédure :

1) formation des manifolds invariants

$$\Psi_s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$$

2) solution de l'équation fonctionnelle

$\dot{x}_i(t)$

$$T_s \cdot \dot{\Psi}_s(t) + \varphi(\Psi_s) = 0$$

3) expression de la loi de contrôle

$$u_s = u_s(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

Fig. 3.5. Organigramme de la procédure générale de contrôle synergétique.

Le procédé récapitulé ici peut être facilement mis en application comme programme machine pour la synthèse automatique de la loi de commande ou il peut être exécuté analogiquement, pour des systèmes simples qui ont un nombre restreint de variables d'état (tel que le convertisseur de poussée) [Kol 02c] [San 03].

Le procédé de la commande synergétique, qui exige un modèle mathématique du système (3.2), peut être sensible à l'incertitude de paramètres du système.

Une solution possible consiste en la détermination de paramètres par l'utilisation des observateurs sophistiqués, mais ceci peut rendre le coût de la commande considérablement élevé, il peut être employé dans les cas où le coût n'est pas un souci (par exemple dans les applications de grandes puissances ou de haute tension).

Si, le coût de la commande est contraint, le problème de la sensibilité aux variations des paramètres peut être résolu par des choix appropriés de macrovariables de la commande [Kol 02c] [San 03].

La théorie de la commande synergétique garantit la stabilité globale sur les manifolds: ceci signifie qu'une fois que nous atteignons les manifolds, le système est censé y rester stable même pour une grande variation de la charge. Cette condition s'assure que le système gardera la caractéristique réduite d'ordre mais ne garantit pas la stabilité globale du système elle-même. Il appartient au concepteur de choisir un manifold approprié de sorte que le nouveau système restreint ait les caractéristiques exigées de stabilité [Kol 02c] [San 03].

La commande synergétique est bien adaptée aux systèmes non linéaires, le concepteur n'a besoin de faire aucune simplification du modèle de processus pour obtenir un autre modèle linéaire comme il est nécessaire pour l'application de la théorie de commandes classiques [Kol 02c] [San 03].

Par le choix des macro-variables appropriées le concepteur peut obtenir des caractéristiques intéressantes pour le système comme:

- Stabilité globale de système;
- Insensibilité aux variations de paramètres;
- Réduction ou suppression du bruit.

3.4. La fonctionnelle optimisée associée à l'équation fonctionnelle

Comme nous avons déjà vu précédemment, nous considérons que le mouvement de points représentants du système à commander doit satisfaire le système d'équations fonctionnelles principales suivantes [Kol 04] :

$$T_s \dot{\Psi}_s(t) + \varphi_s(\Psi_s) = 0 \quad s = 1, 2, \dots, m \quad T_s > 0 \quad (3.8)$$

Où $\Psi(x_1, \dots, x_n, \omega_1, \dots, \omega_\mu)$ -une certaine macrovariable agrégat.

Les fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ doivent vérifier les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \varphi_s(0) &= 0 \\ \varphi_s(\Psi_s) \Psi_s &> 0 \quad \text{Pour tous } \Psi_s \neq 0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

C'est-à-dire, elle est égale à zéro seulement sur les manifolds $\Psi_s = 0$, autour duquel le système (3.8) est asymptotiquement stable en globale.

Les fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ sont de plus, pour garantir la stabilité asymptotique du système d'équations (3.8), choisies de manière à fournir des indices désirés de qualité du mouvement de points représentants du système synthétisé vers le manifold attractif :

$$\Psi_s(x_1, \dots, x_n, \omega_1, \dots, \omega_\mu) = 0, \quad s = 1, 2, \dots, m \quad (3.10)$$

Egalement à garantir les propriétés dynamiques nécessaires à la décomposition en (n-m) équations du système lors du mouvement de ses points représentant le long de l'intersection $\Psi_s = 0$ vers un état final désiré.

Il est important de souligner que seulement les Ψ_s reflètent les propriétés synergétiques du système à commander.

Au choix des fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ peut s'avérer utile d'utiliser les régularités physiques connues, les régularités écologiques avec les autres systèmes. Parmi ces régularités se manifeste clairement, les propriétés de corrélation et des actions communes du système à commander avec son environnement, par exemple, la minimisation de sa consommation de l'énergie.

L'approche synergétique peut être énoncée en termes de la commande optimale. En utilisant les méthodes standards de calcul variationnel, on peut démontrer que l'équation fonctionnelle principale (3.8) n'est que l'équation d'Euler- Lagrange qui optimise la fonctionnelle généralisée suivante [Kol 04] [Wit 00a] :

$$J_{\Sigma} = \int_0^{\infty} \left[\sum_{s=1}^m \varphi_s^2(\Psi_s) + \sum_{s=1}^m T_s^2 \dot{\Psi}_s^2(t) \right] dt \quad (3.11)$$

Où m est la dimension du vecteur de commande.

Ce critère de qualité (J_{Σ}) est appelé dans la théorie de l'approche synergétique: la fonctionnelle correspondante d'optimisation (FCO).

Il est évident mathématiquement que l'équation (3.8) donne une stabilité extrême, en assurant la minimisation de la fonctionnelle (3.11).

Pour l'intégration de l'expression (3.8), les fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ doivent satisfaire les conditions suivantes :

- a) la continuité et la différentiabilité pour tout Ψ_s ;
- b) $\varphi_s(0) = 0$;
- c) $\varphi_s(\Psi_s)\Psi_s > 0$ Pour tous $\Psi_s \neq 0$

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{\partial \Psi_s(x_1, \dots, x_n)}{\partial x_k} \dot{x}_k(t) \quad (3.13)$$

En substituant l'expression de $\dot{x}_k(t)$ dans le système initial d'équations différentielles non linéaires de l'objet, en particulier avec une commande scalaire ($m = 1$) :

$$\begin{aligned}\dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_n) & i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n) + u\end{aligned}\quad (3.14)$$

Nous obtenons maintenant :

$$\frac{d\Psi}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{\partial \Psi(x_1, \dots, x_n)}{\partial x_k} f_k(x_1, \dots, x_n) + \frac{\partial \Psi}{\partial x_n} u \quad (3.15)$$

Alors, (3.11) deviendra :

$$J_{\Sigma} = \int_0^{\infty} \left[\varphi^2(\Psi) + T^2 \left(\sum_{k=1}^n \frac{\partial \Psi}{\partial x_k} f_k + \frac{\partial \Psi}{\partial x_n} u \right)^2 \right] dt \quad (3.16)$$

Évidemment que cette forme de (FCO), en général, reflète les propriétés initiales de l'objet, ainsi que celles de son système de commande [Kol 04]. Ceci signifie que, dans la méthode considérée de l'approche synergétique, le critère à minimiser n'est pas strictement supposé auparavant, comme dans le cas de la commande optimale [Kol 04] [Wit 00a].

Dans la commande optimale, il est très difficile d'introduire les contraintes de la commande dans la fonctionnelle à optimiser (critère de qualité), parce que cette introduction vient en amont de la formation de la fonctionnelle [Wit 00a].

Cependant dans l'approche synergétique, la fonctionnelle est construite après le choix des Ψ_s , qui inclut les contraintes de la commande, et des fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ correspondantes, et en faisant appel aux équations de l'objet.

Telle approche permet, dans ces mesures, de tenir compte des propriétés initiales de l'objet [Kol 04]. Le critère imposé de l'extérieur avec ignorance de propriétés de l'objet peut amener une contre nature ou même des contradictions inacceptables pour les systèmes non linéaires.

La difficulté de formation de la fonctionnelle (FCO), consiste en la formation des macrovariables Ψ_s constituées avec certains choix agrégats sur les coordonnées du vecteur d'état.

La tâche de synthèse de régulateurs sur la base de minimisation de (3.11) et avec l'utilisation des macrovariables agrégats, dont l'évolution est gérée par l'équation fonctionnelle (3.8) est appelée : Conception Analytique des Régulateurs Agrégats (Analytical Design of Aggregated Regulators: ADAR).

Les macrovariables agrégats Ψ_s et les fonctions $\varphi_s(\Psi_s)$ peuvent être choisies sur des considérations diverses liées aux régimes des trajets de transition de l'objet vers un état final désiré: l'attraction dans l'espace d'état du système.

Nous pouvons avoir divers critères de qualité, facilement par le changement de la structure de (FCO) qui peut être modifiée de deux manières : par modification de Ψ_s ou par modification de φ_s .

En examinant la formule de la (FCO) de forme généralisée (3.11), une interprétation synergétique peut être donnée [Kol 04] :

L'introduction rationnelle de la composante carrée $\varphi_s^2(\Psi_s)$ dans la formule de la (FCO), reflète les mesures des actions macroscopiques du système à commander. Et pour l'efficacité du système, du point de vue synergétique, la rapidité de changement des mesures des actions macroscopiques est reflétée par l'introduction de la composante $\dot{\Psi}_s$ dans la fonctionnelle (FCO).

3.5. Synthèse synergétique des régulateurs scalaires

Nous passons à la concrétisation de la généralité et de la régularité de la méthode ADAR basée sur l'introduction consécutive de manifolds invariants –attractrice, dans l'espace d'états du système à commander [Kol 04].

Nous passons à la description mathématique de la procédure énoncée de synthèse de commandes d'un système non-linéaire sur la base de l'introduction consécutives des manifolds attracteurs.

Supposons que le mouvement de l'objet soit décrit par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i &= 1, 2, \dots, p; \\ \dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1} & j &= p+1, \dots, n-1; \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n) + u \end{aligned} \quad (3.17)$$

Où x_1, \dots, x_n sont les coordonnées du vecteur d'état de l'objet, u est la commande.

$f_{i,j,n}(\cdot)$ sont des fonctions continues et différentiables par rapport à leurs arguments.

$$f_i(0, \dots, 0) = 0, \quad f_j(0, \dots, 0) = 0.$$

Malgré les spécifications de ce système d'équations différentielles (3.17), il peut représenter diverses classes pratiques importantes d'objets [Kol 04]. Nous prenons par exemple, un cas particulier ($p=0$) du système (3.17) :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= f_1(x_1) + a_2 x_2 \\
&\vdots \\
&\vdots \\
\dot{x}_{n-1}(t) &= f_{n-1}(x_{n-1}) + a_n x_n \\
\dot{x}_n(t) &= f_n(x_n) + u
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Ce cas particulier décrit diverses classes d'objets largement répandus dans différents domaines : chimiques, thermiques, hydrauliques, électriques, électroniques...etc.

Nous appliquons, dans ce qui suit la méthode ADAR au système non linéaire (3.17). Pour cela, nous utilisons un ensemble de manifolds d'invariants (attracteurs), successivement introduits dans ce système d'équations.

Considérons la première macrovariable suivante [Kol 04] :

$$\Psi_1 = \sum_{k=1}^n \beta_{1,k} x_k + \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1}) \tag{3.19}$$

La tâche suivante consiste à trouver la commande qui fait mouvoir l'objet (3.17) à partir d'un état initial arbitraire aux environs du manifold (3.19).

Alors, selon la méthode ADAR, nous utilisons pour résoudre cette tâche l'équation fonctionnelle suivante [Kol 04] :

$$T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1(t) = 0 \tag{3.20}$$

Soit :

$$\left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_1}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \Psi_1}{\partial x_n} \dot{x}_n \right) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0 \tag{3.21}$$

Et en utilisant l'équation (3.19), nous obtenons :

$$\left(\left(\beta_{1,1} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_1} \right) \dot{x}_1 + \dots + \left(\beta_{1,n-1} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_{n-1}} \right) \dot{x}_{n-1} + \beta_{1,n} \dot{x}_n \right) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0 \tag{3.22}$$

Et en tenant compte des équations du système (3.17) nous obtenons :

$$\begin{aligned}
&\sum_{i=1}^p \left(\beta_{1,i} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_i} \right) f_i(x_1, \dots, x_p) + \sum_{j=p+1}^{n-1} \left(\beta_{1,j} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\
&+ \beta_{1,n} (f_n(x_1, \dots, x_n) + u) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Nous obtenons alors, la commande (u) comme suit :

$$\begin{aligned}
u = & \frac{-1}{\beta_{1,n}} \sum_{i=1}^p \left(\beta_{1,i} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_i} \right) f(x_1, \dots, x_p)_i - \frac{1}{\beta_{1,n}} \sum_{j=p+1}^{n-1} \left(\beta_{1,j} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\
& - \frac{1}{\beta_{1,n} T_1} \Psi_1 - f_n(x_1, \dots, x_n)
\end{aligned} \tag{3.24}$$

La commande $u(x_1, \dots, x_n)$ (3.24) fait mouvoir les points représentant du système à commander (3.17) au manifold $\Psi_1 = 0$ (3.19).

Nous remarquons que par le choix des coefficients $\beta_{1,k}$ et de la fonction $\varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1})$, la commande va être bien déterminée.

Les coefficients $\beta_{1,k}$ peuvent être choisis arbitrairement. Et, afin de déterminer convenablement, le choix de $\varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1})$ en fonction des conditions exigées de fonctionnement du système, nous suivons la procédure d'opérations séquentielles suivantes :

Nous tirons l'expression de x_n à partir de l'équation $\Psi_1 = 0$ (3.19), soit :

$$x_n = \frac{-1}{\beta_{1,n}} \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{1,k} x_k - \frac{1}{\beta_{1,n}} \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1}) \tag{3.25}$$

Nous obtenons le système décomposé d'équations différentielles, qui décrit le mouvement de l'objet le long de sa trajectoire, en introduisant (3.25) dans (3.17), comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i = 1, 2, \dots, p; \\
\dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1} & j = p+1, \dots, n-2; \\
\dot{x}_{n-1}(t) &= f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) - \frac{a_n}{\beta_{1,n}} \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{1,k} x_k - \frac{a_n}{\beta_{1,n}} \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1})
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Nous posons :

$$u_1 = \frac{a_n}{\beta_{1,n}} \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1}) \tag{3.27}$$

Que nous désignons comme étant la première commande interne [Kol 04].

Nous voulons par cette commande interne faire mouvoir les points représentant du système sur un second manifold Ψ_2 de la forme suivante [Kol 04] :

$$\Psi_2 = \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{2,k} x_k + \varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2}) \tag{3.28}$$

Le degré de Ψ_2 (3.28) est moins d'une unité que le degré du manifold Ψ_1 (3.19).

Nous imposons alors, ce deuxième manifold (3.28) au système décomposé (3.26), par l'utilisation d'une deuxième équation fonctionnelle :

$$T_2 \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2(t) = 0 \quad (3.29)$$

Soit :

$$\left(\frac{\partial \Psi_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_{n-1}} \dot{x}_{n-1} \right) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \quad (3.30)$$

Et, en utilisant l'équation (3.28) nous obtenons :

$$\left(\left(\beta_{2,1} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_1} \right) \dot{x}_1 + \dots + \left(\beta_{2,n-2} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_{n-2}} \right) \dot{x}_{n-2} + \beta_{2,n-1} \dot{x}_{n-1} \right) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \quad (3.31)$$

Et en tenant compte des équations du système (3.26), nous obtenons :

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^p \left(\beta_{2,i} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_i} \right) f_i(x_1, \dots, x_p) + \sum_{j=p+1}^{n-2} \left(\beta_{2,j} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\ & + \beta_{2,n-1} \left(f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) - \frac{a_n}{\beta_{1,n}} \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{1,k} x_k - u_2 \right) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Nous obtenons alors la première commande interne $u_1(x_1, \dots, x_{n-1})$ comme suit :

$$\begin{aligned} u_1 = & \frac{1}{\beta_{2,n-1}} \sum_{i=1}^p \left(\beta_{2,i} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_i} \right) f_i(x_1, \dots, x_p) + \frac{1}{\beta_{2,n-1}} \sum_{j=p+1}^{n-2} \left(\beta_{2,j} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\ & - \frac{a_n}{\beta_{1,n}} \sum_{k=1}^{n-1} \beta_{1,k} x_k + \frac{1}{\beta_{2,n-1} T_2} \Psi_2 + f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Cette première commande interne $u_1(x_1, \dots, x_{n-1})$ assure la translation des points représentants du système aux environs du manifold Ψ_2 (3.28).

Les deux équations (3.27) et (3.33), montrent que φ_1 peut être donnée en fonction de φ_2 , par l'introduction de Ψ_2 dans l'espace d'états du système.

Nous tirons maintenant, l'expression de x_{n-1} à partir de l'équation $\Psi_2 = 0$ (3.28), soit :

$$x_{n-1} = \frac{-1}{\beta_{2,n-1}} \sum_{k=1}^{n-2} \beta_{2,k} x_k - \frac{1}{\beta_{2,n-1}} \varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2}) \quad (3.34)$$

En introduisant cette expression de x_{n-1} (3.34) dans (3.26), nous obtenons le système décomposé d'équations différentielles, qui décrit le mouvement de ces points le long de l'intersection des manifolds Ψ_1 et Ψ_2 , comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i &= 1, 2, \dots, p; \\ \dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1} & j &= p+1, \dots, n-3; \\ \dot{x}_{n-2}(t) &= f_{n-2}(x_1, \dots, x_{n-2}) - \frac{a_{n-1}}{\beta_{2,n-1}} \sum_{k=1}^{n-2} \beta_{2,k} x_k - \frac{a_{n-1}}{\beta_{2,n-1}} \varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2}) \end{aligned} \quad (3.35)$$

Nous posons :

$$u_2 = \frac{a_{n-1}}{\beta_{2,n-1}} \varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2}) \quad (3.36)$$

Que nous désignons comme étant la deuxième commande interne [Kol 04].

On peut trouver cette commande $u_2(x_1, \dots, x_{n-2})$, par l'imposition d'un manifold $\Psi_3 = 0$ de la forme (3.37), au système décomposé (3.35) [Kol 04]:

$$\Psi_3 = \sum_{k=1}^{n-2} \beta_{3,k} x_k + \varphi_3(x_1, \dots, x_{n-3}) = 0 \quad (3.37)$$

D'une manière analogue, les points représentants du système peuvent être successivement portés aux environs des manifolds $\Psi_4 = 0$, $\Psi_5 = 0$ etc...., jusqu'à un certain manifold $\Psi_l = 0$.

Ainsi des commandes internes sont successivement déterminées, soient :

$$u_{l-1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) = \frac{a_{n-l+2}}{\beta_{l-1,n-l+2}} \varphi_{l-1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) \quad l = 1, 2, \dots, n \quad (3.38)$$

Pour déterminer u_{l-1} , nous posons un $l^{\text{ième}}$ manifold de la forme suivante [Kol 04] :

$$\Psi_l = \sum_{k=1}^{n-l+1} \beta_{l,k} x_k + \varphi_l(x_1, \dots, x_{n-l}) = 0 \quad (3.39)$$

Et, nous imposons ce manifold, au système décomposé (3.40):

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i &= 1, 2, \dots, p \\ \dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1} & j &= p+1, \dots, n-l \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\dot{x}_{n-l+1}(t) = f_{n-l+1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) - \frac{a_{n-l+2}}{\beta_{l-1,n-l+2}} \sum_{k=1}^{n-l+1} \beta_{l-1,k} x_k - \frac{a_{n-l+2}}{\beta_{l-1,n-l+2}} \varphi_{l-1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) \quad l=1, r.. r \leq n$$

Pour cela, nous utilisons une $l^{\text{ième}}$ équation fonctionnelle :

$$T_l \dot{\Psi}_l(t) + \Psi_l(t) = 0 \quad (3.41)$$

Soit :

$$\left(\frac{\partial \Psi_l}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_l}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \Psi_l}{\partial x_{n-l+1}} \dot{x}_{n-l+1} \right) + \frac{\Psi_l}{T_l} = 0 \quad (3.42)$$

Et en utilisant l'équation (3.39) nous obtenons :

$$\left(\left(\beta_{l,1} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_1} \right) \dot{x}_1 + \dots + \left(\beta_{l,n-l} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_{n-l}} \right) \dot{x}_{n-l} + \beta_{l,n-l+1} \dot{x}_{n-l+1} \right) + \frac{\Psi_l}{T_l} = 0 \quad (3.43)$$

Et en tenant compte des équations du système (3.40), nous obtenons :

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^p \left(\beta_{l,i} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_i} \right) f_i(x_1, \dots, x_p) + \sum_{j=p+1}^{n-l} \left(\beta_{l,j} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\ & + \beta_{l,n-l+1} \left(f_{n-l+1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) - \frac{a_{n-l+2}}{\beta_{l-1,n-l+2}} \sum_{k=1}^{n-l+1} \beta_{l-1,k} x_k - u_{l-1} \right) + \frac{\Psi_l}{T_l} = 0 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Nous obtenons alors, la commande interne $u_{l-1}(x_1, \dots, x_{n-l+1})$ comme suit :

$$\begin{aligned} u_{l-1} &= \frac{1}{\beta_{l,n-l+1}} \sum_{i=1}^p \left(\beta_{l,i} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_i} \right) f_i(x_1, \dots, x_p) + \frac{1}{\beta_{l,n-l+1}} \sum_{j=p+1}^{n-l} \left(\beta_{l,j} + \frac{\partial \varphi_l}{\partial x_j} \right) (f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1} x_{j+1}) \\ & - \frac{a_{n-l+2}}{\beta_{l-1,n-l+2}} \sum_{k=1}^{n-l+1} \beta_{l-1,k} x_k + \frac{1}{\beta_{l,n-l+1} T_l} \Psi_l + f_{n-l+1}(x_1, \dots, x_{n-l+1}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

La commande interne u_{l-1} (3.45), assure le mouvement des points représentants du système au manifold $\Psi_l = 0$ (3.37).

Les équations (3.38), (3.39) et (3.45), montre que φ_{l-1} peut être donnée en fonction de φ_l , par l'imposition de la macrovariable Ψ_l au système (3.40).

La procédure citée ci- dessus est répétée jusqu'à ce qu'on puisse bien déterminer une certaine fonction $\varphi_r(x_1, \dots, x_{n-r})$ ($r \leq n-1$), en fonction seulement de coordonnées x_1, \dots, x_{n-r} qui sont visées par l'objectif de la commande. Ceci par la position d'un certain manifold $\Psi_r = 0$, qui est en fonction directe de l'état désiré de fonctionnement du système, de la forme suivante :

$$\Psi_r = \sum_{k=1}^{n-r+1} \beta_{r,k} x_k + \varphi_r(x_1, \dots, x_{n-r}) = 0 \quad (3.46)$$

A ce stade, puisque $\varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1})$ est donnée en fonction de $\varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2})$, et $\varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2})$ en fonction de $\varphi_3(x_1, \dots, x_{n-3})$...etc. jusqu'à $\varphi_r(x_1, \dots, x_{n-r})$, la commande $u_1(x_1, \dots, x_n)$ sera déterminée en fonction seulement de coordonnées du système, en assurant les propriétés dynamiques désirées du système à commander et avec aussi une stabilité asymptotique.

Cette procédure peut être schématisée par la figure qui suit, fig. (3.6).

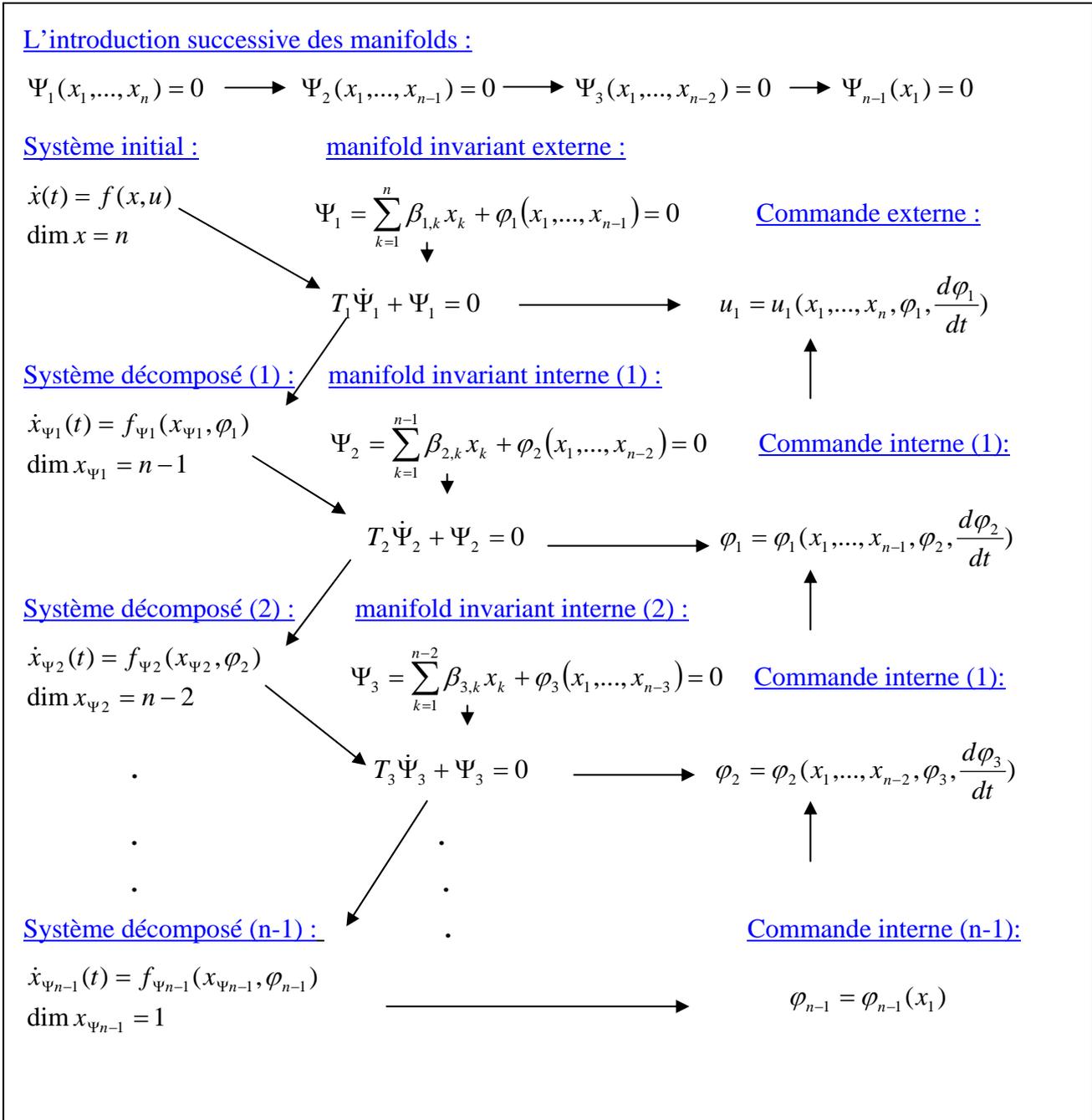


Fig. 3.6. Schématisation de la méthode synergétique (ADAR) de synthèse d'une commande (scalaire).

3.6. Synthèse synergétique des régulateurs vectoriels

Dans le cas des régulateurs vectoriels, la méthode ADAR se base sur l'idée de l'introduction successive et parallèle d'un ensemble de manifolds attracteurs qui représentent le mieux possible les propriétés (énergétiques, mécaniques, ...) de l'objet et les exigences de sa commande [Kol 04].

Supposons, que le mouvement de l'objet est décrit par le système d'équations différentielles suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i &= 1, 2, \dots, p; \\
\dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1}x_{j+1} & j &= p+1, \dots, \mu; \\
\dot{x}_k(t) &= f_k(x_1, \dots, x_n) + b_{k-\mu}u_{k-\mu} & k &= \mu+1, \dots, n.
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Où x_1, \dots, x_n -les coordonnées du vecteur d'état de l'objet.

$f_{i,j,k}(\cdot)$ -des fonctions continues et différentiables par rapport à leurs arguments.

Nous présentons ici la procédure de synthèse des lois de commandes $u_k(x_1, \dots, x_n)$.

Premièrement nous synthétisons les commandes <<internes >> $u_k(x_1, \dots, x_n)$ d'une manière méthodique. Pour cela nous sélectionnons les macrovariables agrégats de forme [Kol 04] :

$$\Psi_s = \sum_{k=1}^n \beta_{sk} x_k + \varphi_s(x_1, \dots, x_\mu), \quad s = 1, 2, \dots, m; \quad m = n - \mu. \tag{3.48}$$

Alors le vecteur de commande $u_s(x_1, \dots, x_n)$ peut assurer la transition des points représentantants du système d'un état initial arbitraire dans l'espace d'état aux environs de l'intersection des manifolds $\Psi_s = 0$. Cette intersection peut être représentée par :

$$\Psi_{1,2,\dots,m} = \sum_{k=1}^{\mu+1} \alpha_{0k} x_k + b_{\mu 0} \varphi_{\mu,0}(x_1, \dots, x_\mu) = 0 \tag{3.49}$$

Où m -est la dimension du vecteur de commande.

Le mouvement le long de cette intersection est décrit par le système décomposé d'équations suivantes :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_i(t) &= f_i(x_1, \dots, x_p) & i &= 1, 2, \dots, p; \\
\dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1}x_{j+1} & j &= p+1, \dots, \mu-1;
\end{aligned} \tag{3.50}$$

$$\dot{x}_\mu(t) = f_\mu(x_1, \dots, x_\mu) - \frac{a_{\mu+1}}{\alpha_{0\mu+1}} \sum_{k=1}^{\mu} \alpha_{0k} x_k - \frac{b_{\mu 0} a_{\mu+1}}{\alpha_{0\mu+1}} \varphi_{\mu,0}(x_1, \dots, x_\mu).$$

La dimension du système (3.50) est égale à μ .

Nous posons une première commande interne par la grandeur suivante :

$$u_{\mu,1} = \frac{b_{\mu 0} a_{\mu+1}}{\alpha_{0\mu+1}} \varphi_{\mu,0}(x_1, \dots, x_\mu) \tag{3.51}$$

En imposant un sous manifold attracteur de la forme suivante [Kol 04] :

$$\Psi_{\mu,1} = \sum_{k=1}^{\mu} \alpha_{1k} x_k + \varphi_{\mu,1}(x_1, \dots, x_{\mu-1}) = 0 \tag{3.52}$$

Par la méthode ADAR, on peut, synthétiser alors, la commande interne $u_{\mu,1}(x_1, \dots, x_\mu)$, qui porte les points représentants du système à ce sous manifold attracteur.

Le degré du sous-manifold $\Psi_{\mu,1}$ est moins d'une unité que le degré de l'intersection de manifolds $\Psi_{1,2,\dots,m}$.

Nous désignons ensuite, la deuxième commande interne par la grandeur suivante:

$$u_{\mu,2} = \frac{a_\mu}{\alpha_{1\mu}} \varphi_{\mu,1}(x_1, \dots, x_{\mu-1}) \quad (3.53)$$

En imposant ainsi, un sous manifold attracteur de la forme suivante [Kol 04] :

$$\Psi_{\mu,2} = \sum_{k=1}^{\mu-1} \alpha_{2k} x_k + \varphi_{\mu,2}(x_1, \dots, x_{\mu-2}) = 0 \quad (3.54)$$

On peut ainsi par la méthode ADAR, synthétiser la loi de commande interne $u_{\mu,2}(x_1, \dots, x_{\mu-1})$, qui assure la translation des points représentants du système à ce sous manifold.

Nous continuons ainsi de suite l'introduction successive des manifolds [Kol 04] :

$$\Psi_{\mu,\mu-p} = \sum_{k=1}^{p+1} \alpha_{\mu-p,k} x_k + \varphi_{\mu,\mu-p}(x_1, \dots, x_p) = 0 \quad (3.55)$$

On arrête cette procédure d'imposition de manifolds, comme dans la synthèse de la commande scalaire, quand on arrive à déterminer la fonction $\varphi_{\mu,\dots}$, en fonction seulement des coordonnées visées par l'objectif de la commande du système.

Sur les manifolds $\Psi_{1,2,\dots,m} = 0, \Psi_{\mu,1} = 0, \Psi_{\mu,2} = 0, \dots, \Psi_{\mu,\mu-p} = 0$, les coordonnées $x_\mu, x_{\mu-1}, \dots, x_{p+1}$ sont alors précisées, et le mouvement de l'objet sera décrit seulement par le sous système suivant :

$$\dot{x}_i(t) = f_i(x_1, \dots, x_p) \quad i = 1, 2, \dots, p. \quad (3.56)$$

Par des choix convenables des fonctions $\varphi_s, \varphi_{\mu,1}, \varphi_{\mu,2}, \dots, \varphi_{\mu,\mu-p}$ et des coefficients $\beta_{sk}, \alpha_{1k}, \dots, \alpha_{\mu-p,k}$, on peut assurer les propriétés dynamiques désirées du système à commander avec aussi une stabilité asymptotique.

D'une manière générale, cette méthode analytique de conception des régulateurs vectoriels se divise en deux étapes principales :

- 1) Synthèse des lois de commandes externes $u_s(x_1, x_2, \dots, x_n)$, qui porte le système à l'intersection des manifolds $\Psi_s = 0$, représentée par $\Psi_{1,2,\dots,m} = 0$, par l'introduction parallèle de ces (s) manifolds dans l'espace d'états du système.

- 2) Synthèse des lois de commandes internes $u_{\mu,1}(x_1, x_2, \dots, x_\mu), \dots, u_{\mu, \mu-p}(x_1, x_2, \dots, x_p)$, par l'introduction successive des $(\mu - p)$, par exemple, manifolds dans l'espace d'états du système. Commençant de $\Psi_{\mu,1} = 0$, puis $\Psi_{\mu,2} = 0$, etc...

Nous détaillons dans ce qui suit, la synthèse de la commande synergétique pour le cas de l'objet (3.47) avec $(p=0)$ et avec un vecteur de commande à deux composantes :

$$\begin{aligned}\dot{x}_j(t) &= f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1}x_{j+1} & j = 1, 2, \dots, \mu = n - 2; \\ \dot{x}_{n-1}(t) &= f_{n-1}(x_1, \dots, x_n) + b_1u_1 \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n) + b_2u_2\end{aligned}\tag{3.57}$$

Nous choisissons pour les deux manifolds à imposer, les formes suivantes [Kol 04]:

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= \sum_{k=1}^n \beta_{1,k} x_k + \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-2}) = 0 \\ \Psi_2 &= \sum_{k=1}^n \beta_{2,k} x_k = 0\end{aligned}\tag{3.58}$$

Nous utilisons en parallèle, les deux équations fonctionnelles suivantes [Kol 04]:

$$\begin{aligned}T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1(t) &= 0 \\ T_2 \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2(t) &= 0\end{aligned}\tag{3.59}$$

Soit, pour la première équation fonctionnelle de (3.59) :

$$\left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_1}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \Psi_1}{\partial x_{n-1}} \dot{x}_{n-1} + \frac{\partial \Psi_1}{\partial x_n} \dot{x}_n \right) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0\tag{3.60}$$

A partir de la première équation de (3.58), nous obtenons :

$$\left(\left(\beta_{1,1} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_1} \right) \dot{x}_1 + \left(\beta_{1,2} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_2} \right) \dot{x}_2 + \dots + \left(\beta_{1,n-2} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_{n-2}} \right) \dot{x}_{n-2} + \beta_{1,n-1} \dot{x}_{n-1} + \beta_{1,n} \dot{x}_n \right) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0\tag{3.61}$$

Et en tenant compte du système d'équations (3.57), nous obtenons :

$$\begin{aligned}\sum_{k=1}^{n-2} \left(\beta_{1,k} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_k} \right) (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1}x_{k+1}) + \beta_{1,n-1} (f_{n-1}(x_1, \dots, x_n) + b_1u_1) \\ + \beta_{1,n} (f_n(x_1, \dots, x_n) + b_2u_2) + \frac{\Psi_1}{T_1} = 0\end{aligned}\tag{3.62}$$

Et pour la deuxième équation fonctionnelle de (3.59):

$$\left(\frac{\partial \Psi_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_{n-1}} \dot{x}_{n-1} + \frac{\partial \Psi_2}{\partial x_n} \dot{x}_n \right) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \quad (3.63)$$

A partir de la deuxième équation de (3.58), nous obtenons :

$$(\beta_{2,1} \dot{x}_1 + \beta_{2,2} \dot{x}_2 + \dots + \beta_{2,n-1} \dot{x}_{n-1} + \beta_{2,n} \dot{x}_n) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \quad (3.64)$$

Et en tenant compte du système d'équations (3.57), nous obtenons :

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{n-2} \beta_{2,k} (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1} x_{k+1}) + \beta_{2,n-1} (f_{n-1}(x_1, \dots, x_n) + b_1 u_1) \\ & + \beta_{2,n} (f_n(x_1, \dots, x_n) + b_2 u_2) + \frac{\Psi_2}{T_2} = 0 \end{aligned} \quad (3.65)$$

La résolution du système d'équations (3.62), (3.65) donne la première composante du vecteur de commande par :

$$\begin{aligned} u_1 = & \frac{\beta_{1,n}}{b_1 (\beta_{1,n-1} \beta_{2,n} - \beta_{1,n} \beta_{2,n-1})} \left(\sum_{k=1}^{n-2} \beta_{2,k} (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1} x_{k+1}) + \beta_{2,n-1} f_{n-1}(x_1, \dots, x_n) + \frac{\Psi_2}{T_2} \right. \\ & \left. - \frac{\beta_{2,n}}{\beta_{1,n}} \sum_{k=1}^{n-2} (\beta_{1,k} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_k}) (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1} x_{k+1}) - \frac{\beta_{1,n-1} \beta_{2,n}}{\beta_{1,n}} f_{n-1}(x_1, \dots, x_n) - \frac{\beta_{2,n}}{\beta_{1,n}} \frac{\Psi_1}{T_1} \right) \end{aligned} \quad (3.66)$$

Et la deuxième composante du vecteur de commande par :

$$\begin{aligned} u_2 = & \frac{\beta_{1,n-1}}{b_2 (\beta_{2,n-1} \beta_{1,n} - \beta_{2,n} \beta_{1,n-1})} \left(\sum_{k=1}^{n-2} \beta_{2,k} (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1} x_{k+1}) + \beta_{2,n} f_n(x_1, \dots, x_n) + \frac{\Psi_2}{T_2} \right. \\ & \left. - \frac{\beta_{2,n-1}}{\beta_{1,n-1}} \sum_{k=1}^{n-2} (\beta_{1,k} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial x_k}) (f_k(x_1, \dots, x_k) + a_{k+1} x_{k+1}) - \frac{\beta_{2,n-1} \beta_{1,n}}{\beta_{1,n-1}} f_n(x_1, \dots, x_n) - \frac{\beta_{2,n-1}}{\beta_{1,n-1}} \frac{\Psi_1}{T_1} \right) \end{aligned} \quad (3.67)$$

L'intersection de deux manifolds $\Psi_1 = \Psi_2 = 0$, est représentée par :

$$\Psi_{1,2} = \sum_{k=1}^n (\beta_{1,k} - \frac{\beta_{1,n} \beta_{2,k}}{\beta_{2,n}}) x_k + \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-2}) = 0. \quad (3.68)$$

Sur cette intersection des manifolds, nous obtenons :

$$\dot{x}_{n-1} = \frac{1}{\beta_{1,n} \beta_{2,n-1} - \beta_{1,n-1}} \left(\sum_{k=1}^{n-2} (\beta_{1,k} - \beta_{1,n} \beta_{2,k}) x_k + \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-2}) \right) \quad (3.69)$$

Le mouvement le long de cette intersection est décrit par le système décomposé d'équations suivantes :

$$\dot{x}_j(t) = f_j(x_1, \dots, x_j) + a_{j+1}x_{j+1} \quad j = 1, 2, \dots, \mu = n - 2; \quad (3.70)$$

$$\dot{x}_{n-2}(t) = f_{n-2}(x_1, \dots, x_{n-2}) + \frac{a_{n-1}}{\beta_{1,n}\beta_{2,n-1} - \beta_{1,n-1}} \sum_{k=1}^{n-2} (\beta_{1k} - \beta_{1,n}\beta_{2,k})x_k + \frac{a_{n-1}}{\beta_{1,n}\beta_{2,n-1} - \beta_{1,n-1}} \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-2})$$

La dimension du sous- système (3.70) est moins de deux unités que la dimension du système initial (3.57).

Nous désignons maintenant, $u_{\mu 1} = \frac{a_{n-1}}{\beta_{1,n}\beta_{2,n-1} - \beta_{1,n-1}} \varphi_1(x_1, \dots, x_{n-2})$ comme première

commande interne.

En imposant une macrovariable de la forme suivante :

$$\Psi_{\mu,1} = \sum_{k=1}^{n-2} \alpha_{1k}x_k + \varphi_2(x_1, \dots, x_{n-3}) = 0 \quad (3.71)$$

Nous pouvons déterminer la première commande interne φ_1 .

Nous continuons le processus d'imposition des macrovariables successivement, jusqu' à une certaine macrovariable :

$$\Psi_{\mu,n-3} = \alpha_{n-3,1}x_1 + \alpha_{n-3,2}x_2 + \varphi_{n-2}(x_1) = 0 \quad (3.72)$$

La procédure citée ci- dessus est répétée jusqu' à ce qu' on arrive à la fonction $\varphi_{n-2}(x_1)$ donnée en fonction de la coordonnée x_1 visée, par exemple, par l'objectif de la commande. Et ceci par la position du manifold $\Psi_{\mu,n-3} = 0$, qui est en fonction directe de l'état désiré de fonctionnement du système.

A ce stade, puisque $\varphi_1(x_1, \dots, x_{n-1})$ est donnée en fonction de $\varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2})$, et $\varphi_2(x_1, \dots, x_{n-2})$ en fonction de $\varphi_3(x_1, \dots, x_{n-3})$...etc. jusqu' à $\varphi_{n-2}(x_1)$, les commandes $u_s(x_1, \dots, x_n)$ seront déterminée en fonction seulement de coordonnées du système, en assurant les propriétés dynamiques désirées du système à commander et avec aussi une stabilité asymptotique.

3.7. Synthèse synergétique des régulateurs adaptatifs [Kol 04]

La théorie synergétique permet de résoudre efficacement les tâches de la commande adaptative. En outre, à la différence des méthodes connues de systèmes adaptatifs, la structure de la commande n'est pas placée, ni introduite dans le système à partir de l'extérieur, mais elle est réalisée afin de résoudre des tâches de la commande par

l'identification selon le procédé de la méthode ADAR. Une telle approche peut être appelée l'adaptation non linéaire sur des manifolds.

La solution efficace des tâches de commande pour de tels systèmes est possible si nous utilisons des observateurs asymptotiques des paramètres du système et de l'influence de perturbation externe.

Considérons le système dynamique

$$\dot{y}(t) = g(y, v, u) \quad (3.73)$$

Où y - vecteur d'état de dimension n ;

v - vecteur de paramètres et de perturbation de dimension m ;

u - vecteur de commande; $g(\cdot)$ - fonction continue et non linéaire de vecteurs.

Considérons que nous savons les lois de changement des paramètres de l'objet et des perturbations externes.

$$\dot{v}(t) = h(y, v) \quad (3.74)$$

Où $h(\cdot)$ – fonction continue et non linéaire de vecteurs.

L'équation (3.73) et (3.74) forment le nouveau système étendu d'équations différentielles décrivant à la fois, le comportement de l'objet et l'influence de changement de ses paramètres et des perturbations externes.

$$\dot{y}(t) = g(y, v, u) \quad (3.75)$$

$$\dot{v}(t) = h(y, v)$$

La tâche est de construire une estimation asymptotique du vecteur (v) en utilisant les valeurs mesurables du vecteur (y) et en utilisant le vecteur (u) comme une fonction connue du temps.

3.7.1. Équations de l'observateur

Introduisons un vecteur $\Psi(t)$ de dimension (m) défini comme suit :

$$\Psi(t) = \varphi(y, v) - \hat{\varphi}(t) \quad (3.76)$$

Où φ et $\hat{\varphi}$ doivent satisfaire les conditions suivantes :

- a) $\varphi(y, v)$ et $\hat{\varphi}(t)$ sont continues et différentiables par leurs arguments;
- b) sont solutions de l'équation :

$$\varphi(y, v) - \hat{\varphi}(t) = 0 \quad (3.77)$$

Étant donné, que Ψ est une fonction du temps, elle doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$\dot{\Psi}(t) = L(y)\Psi \quad (3.78)$$

Où $L(y)$, est une matrice de dimension m.m.

La solution évidente $\Psi = 0$, est asymptotiquement stable en global.

Dans le cas le plus simple $L(y)$, est une matrice numérique stable.

A partir des équations (3.76) et (3.75), l'équation (3.78) prend la forme suivante :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial y} g(y, v, u) + \frac{\partial \varphi}{\partial v} h(y, v) - \dot{\hat{\varphi}} = L(y)\varphi(y, v) - L(y)\hat{\varphi} \quad (3.79)$$

Supposons que pour les fonctions $g(y, v, u)$ et $h(y, v)$, il existe un vecteur $\gamma(y, u)$ et une matrice $\Gamma(y)$ indépendante de v , de telle manière que l'égalité suivante :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial y} g(y, v, u) + \frac{\partial \varphi}{\partial v} h(y, v) - L(y)\varphi(y, v) = \Gamma(y)g(y, v, u) + \gamma(y, u) \quad (3.80)$$

Soit satisfaite.

Alors avec l'équation (3.79), l'équation (3.80) prendra la forme suivante :

$$\Gamma(y)\dot{y} - \dot{\hat{\varphi}} + \gamma(y, u) + L(y)\hat{\varphi} = 0 \quad (3.81)$$

Ou:

$$\dot{z}(t) = L(y)z - L(y)\int_0^y \Gamma(y)dy - \gamma(y, u) \quad (3.82)$$

Où

$$z = \int_0^y \Gamma(y)dy - \hat{\varphi} \quad (3.83)$$

Ici, suivant l'équation (3.76) et (3.83) le vecteur Ψ , sera donné par :

$$\Psi = \varphi(y, v) - \int_0^y \Gamma(y)dy + z \quad (3.84)$$

La solution de l'équation (3.77) $\Psi = 0$ est asymptotiquement stable en global.

L'estimation asymptotique \hat{v} du vecteur non mesurable (v), peut être obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\varphi(y, \hat{v}) = \int_0^y \Gamma(y)dy - z \quad (3.85)$$

Qui, selon la condition (3.77), a une solution unique avec la considération de \widehat{v} pour tous $y \in \mathfrak{R}^n$.

Les équations (3.81) et (3.84) forment les équations d'un observateur asymptotique du vecteur (v) .

À partir de l'équation (3.78) les composantes du vecteur Ψ défini par l'équation (3.83) sont des manifolds invariants formés dans l'espace d'état du système (3.73) et (3.74).

La tâche de synthèse de l'observateur devient celle de trouver les fonctions $\varphi(y, v)$, $L(y)$, $\Gamma(y)$ et $\gamma(y)$ satisfaisant l'équation (3.80).

La fonction $\varphi(y, v)$, doit satisfaire les exigences mentionnées ci-dessus, (conditions a et b), et la matrice $L(y)$ doit assurer la stabilité asymptotique du système (3.78).

3.7.2. Les critères d'observabilité

Prenons le cas particulier du système (3.75), quand g et h sont des fonctions linéaires du vecteur v :

$$\begin{aligned} g(y, v, u) &= g_0(y, u) + G_1(y)v \\ h(y, v) &= h_0(y) + H_1(y)v \end{aligned} \quad (3.86)$$

Alors, on peut poser:

$$\varphi(y, v) = Fv \quad (3.87)$$

Où F - une matrice numérique stable.

En substituant l'équation (3.86) et l'équation (3.87) en (3.80), nous obtenons le système suivant d'équation pour $\Gamma(y)$, $L(y)$, F et $\gamma(y)$:

$$\begin{aligned} FH_1(y) - L(y)F &= \Gamma(y)G_1(y) \\ Fh_0(y) - \Gamma(y)g_0(y, u) &= \gamma(y, u) \end{aligned} \quad (3.88)$$

Supposons $L(y) = L$ une matrice numérique et écrivons la première équation du système (3.87) dans la forme suivante :

$$H_1^T(y) - G_1^T(y)(F^{-1}\Gamma(y))^T = (F^{-1}LF)^T \quad (3.89)$$

Ici, nous voyons que les valeurs propres de la matrice L déterminant la dynamique de l'observateur peuvent être choisies arbitrairement si :

$$\text{rang} \left| G_1^T(y); H_1^T(y)G_1^T(y); \dots; (H_1^T(y))^{m-1}G_1^T(y) \right| = m, \quad \forall y \in \mathfrak{R}^n \quad (3.90)$$

La matrice F peut être sélectionnée n'importe comment.

Prenons F=I une matrice d'unité. Alors (3.88) se transformera en :

$$H_1^T(y) - G_1^T(y)\Gamma^T(y) = L^T \quad (3.91)$$

La matrice $\Gamma(y)$ peut être trouvée à partir de ça en utilisant les méthodes connues de contrôle.

Nous obtenons cette matrice à partir de (3.87), en tenant compte de l'égalité F=I, nous obtenons:

$$\gamma(y, u) = h_0(y) - \Gamma(y)g_0(y, u) \quad (3.92)$$

Si les conditions (3.85) et (3.89) sont satisfaites, l'équation de l'observateur pour le système (3.75) prendra la forme suivante :

$$\dot{z}(t) = Lz - L \int_0^y \Gamma(y) dy - h_0(y) + \Gamma(y)g_0(y, u) \quad (3.93)$$

$$\hat{v} = \int_0^y \Gamma(y) dy - z$$

Où la matrice $\Gamma(y)$ est trouvée à partir de l'équation (3.90), pour l'ensemble du spectre de la matrice L.

La condition (3.89) peut être utilisée comme un critère d'observabilité pour les systèmes de la forme (3.75), (3.85).

La tâche est de synthétiser un régulateur dynamique dans la forme suivante :

$$\dot{z}(t) = R(y, z) \quad (3.94)$$

$$u = u(y, z)$$

Où z – vecteur d'état assurant la stabilité asymptotique du système (3.75) et de (3.94)

Pour la solution de cette tâche supposons que tous les paramètres du système sont constants et que le système (3.75) est contrôlable.

La commande exigée peut s'avérer employer la méthode d'ADAR.

Alors en utilisant la méthode discutée précédemment, nous construisons l'observateur formant l'évaluation du vecteur (v) qui peut être choisi parmi l'équation (3.84).

L'observateur assure la surveillance asymptotique du vecteur (v) . La seule exception est le cas quand les solutions du système (3.75) tendent à l'infini dans un temps limité. De telles situations dégénérées ne sont pas considérées ici. Dans le reste des cas la méthode garantit la stabilité asymptotique du système en boucle fermée avec un régulateur dynamique construit selon la procédure expliquée.

3.8. Conclusion

Ce chapitre, nous a permis de voir, une présentation de la synergétique comme étant un nouveau champ de recherche qui trouve son application dans le domaine de contrôle des processus. Le procédé de conception d'une commande par la méthode synergétique a été présenté.

La propriété commune d'optimisation entre la commande optimale et la commande synergétique a été discutée.

Ensuite, une certaine généralisation de la procédure de synthèse des régulateurs a été présentée, dans le cas d'une commande à une seule composante et dans le cas d'une commande à plusieurs composantes.

Enfin, les régulateurs adaptatifs selon la théorie de la commande synergétique ont été introduits.

Chapitre 4

Application de théorie de la commande Synergétique au moteur asynchrone

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous montrons l'application de la théorie de la commande (de contrôle : la régulation) synergétique au moteur asynchrone .nous appliquons cette méthode aux deux modèles complets différents de ce moteur alimenté en tension, il s'agit de son modèle avec flux rotoriques, courants statoriques et vitesse comme composantes de son vecteur d'état et son modèle avec celui dont flux statoriques, courants statoriques et vitesse comme composantes.

Dans les deux cas, nous démontrons l'expression de vecteur régulateur avec deux manières différentes de sélection d'invariants manifolds. Puis nous faisons une simulation des résultats, une comparaison de ces résultats avec celles obtenus par la commande vectorielle avec les régulateurs PI.P, puis on aboutie à une conclusion.

4.2. Application de théorie de la commande synergétique au modèle complet $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$

En reprenant la représentation d'état du moteur asynchrone, avec considération de $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$ comme vecteur d'état, le moteur asynchrone sera décrit donc, par le système suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} (x_2 x_5 - x_3 x_4) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\
 \dot{x}_2(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{L_m R_r}{L_r} x_4 + \omega_r x_3 \\
 \dot{x}_3(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_3 + \frac{L_m R_r}{L_r} x_5 - \omega_r x_2 \\
 \dot{x}_4(t) &= \left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 + \omega_r x_5 + x_1 x_5 + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_2 + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_3 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\
 \dot{x}_5(t) &= \left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 - \omega_r x_4 - x_1 x_4 + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_3 - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Avec : $x_1 = \omega_e$, $x_2 = \Phi_{rd}$, $x_3 = \varphi_{rq}$, $x_4 = i_{sd}$, $x_5 = i_{sq}$.

L'objectif est de synthétiser en fonction seulement des variables d'état du système, une loi de commande qui assure la régulation de la vitesse et du flux rotorique.

La sélection d'un certain ensemble de macrovariables est l'étape la plus importante pour la solution de cette tâche par la théorie de la commande synergétique.

Nous avons trois composantes ω_r, v_{sd}, v_{sq} , ce qui nous permet d'imposer les invariants suivants : technologique ($x_1 = \text{constante}$) et électromagnétique ($x_2 = \text{constante}, x_3 = \text{constante}$).

4.2.1. Expressions des lois de commandes

Selon la méthode suivie dans la commande synergétique, nous introduisons le premier groupe de macrovariables [Bas 04] [Jia 04] [Kol 04] [Kon 06] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03] [Son 04]:

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= x_3 - x_{3_{ref}} = x_3 - 0 = x_3 \\ \Psi_2 &= x_4 - \phi_1(x_1, x_2) \\ \Psi_3 &= x_5 - \phi_2(x_1, x_2)\end{aligned}\tag{4.2}$$

Ψ_1, Ψ_2 et Ψ_3 doivent satisfaire les équations différentielles homogènes suivantes :

$$\begin{aligned}T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 &= 0 \\ T_2 \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2 &= 0 \\ T_3 \dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 &= 0\end{aligned}\tag{4.3}$$

Les coefficients T_1, T_2, T_3 correspondent aux conditions de la stabilité asymptotique des solutions des équations (4.3). $T_1 > 0, T_2 > 0, T_3 > 0$

La dérivation de Ψ_1 donne :

$$\dot{\Psi}_1 = \dot{x}_3\tag{4.4}$$

Alors, de la première équation fonctionnelle de (4.3), nous obtenons :

$$T_1 \dot{x}_3 + \Psi_1 = 0\tag{4.5}$$

En remplaçant \dot{x}_3 par son expression dans le système initial (4.1), nous obtenons :

$$\omega_r = \left(\frac{1}{T_1} - \frac{R_r}{L_r}\right) \frac{x_3}{x_2} + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{x_5}{x_2}\tag{4.6}$$

La dérivation de Ψ_2 donne :

$$\dot{\Psi}_2 = \dot{x}_4 - \dot{\phi}_1\tag{4.7}$$

Alors, de la deuxième équation fonctionnelle de (4.3), nous obtenons :

$$T_2 (\dot{x}_4 - \dot{\phi}_1) + \Psi_2 = 0\tag{4.8}$$

En remplaçant \dot{x}_4 par son expression dans le système initial (4.1), nous obtenons :

$$T_2 \left(\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 + \omega_r x_5 + x_1 x_5 + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_2 + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_3 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \dot{\phi}_1 \right) + x_4 - \phi_1 = 0\tag{4.9}$$

En remplaçant ω_r par son expression en (4.6), nous obtenons:

$$v_{sd} = \sigma L_s \left(-\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 - \left(\left(\frac{1}{T_1} - \frac{R_r}{L_r} \right) \frac{x_3}{x_2} + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{x_5}{x_2} \right) x_5 - x_1 x_5 - \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_2 - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_3 \right. \\ \left. + \dot{\phi}_1 - \frac{x_4}{T_2} + \frac{\phi_1}{T_2} \right) \quad (4.10)$$

La dérivation de Ψ_3 donne :

$$\dot{\Psi}_3 = \dot{x}_5 - \dot{\phi}_2 \quad (4.11)$$

Alors, de la troisième équation fonctionnelle de (4.3), nous obtenons :

$$T_3(\dot{x}_5 - \dot{\phi}_2) + \Psi_3 = 0 \quad (4.12)$$

En remplaçant \dot{x}_5 par son expression dans le système initial (4.1), nous obtenons :

$$T_3 \left(\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 - \omega_r x_4 - x_1 x_4 + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_3 - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \dot{\phi}_2 \right) + x_5 - \phi_2 = 0 \quad (4.13)$$

En remplaçant ω_r par son expression en (4.6), nous obtenons:

$$v_{sq} = \sigma L_s \left(-\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 + \left(\left(\frac{1}{T_1} - \frac{R_r}{L_r} \right) \frac{x_3}{x_2} + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{x_5}{x_2} \right) x_4 + x_1 x_4 - \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} x_3 + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 \right. \\ \left. + \dot{\phi}_2 - \frac{x_5}{T_3} + \frac{\phi_2}{T_3} \right) \quad (4.14)$$

Les commandes internes, comme elles sont appelées dans la théorie de la commande synergétique ϕ_1 , ϕ_2 et par conséquence $\dot{\phi}_1$, $\dot{\phi}_2$ vont être spécifiées par un deuxième groupe de macrovariables posées [Kol 04]. La formation de ces macrovariables peut se faire de différentes manières.

Alors, selon le principe de compression dynamique d'états, la trajectoire de points représentant du moteur asynchrone sur les manifolds $\Psi_1 = \Psi_2 = \Psi_3 = 0$, sera décrit par le système décomposé suivant [Kol 04] :

$$\dot{x}_1(t) = \frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \phi_2 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1, \quad \dot{x}_2(t) = -\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \phi_1 \quad (4.15)$$

Pour ce système décomposé (4.15), nous introduisons des manifolds Ψ_4, Ψ_5 pour imposer les références souhaitées.

4.2.2. Loi synergétique de base

Cette loi correspond à choisir une forme simple de macrovariables, soient [Bas 04] [Jia 04] [Kol 04] [Kon 06] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03] [Son 04] :

$$\Psi_4 = k_1(x_1 - x_{1ref}) + k_2(x_2 - x_{2ref}) \quad (4.16)$$

$$\Psi_5 = k_3(x_1 - x_{1ref}) + k_4(x_2 - x_{2ref})$$

Les coefficients k_1, k_2, k_3, k_4 , permettent une combinaison linéaire entre les erreurs.

Ψ_4, Ψ_5 doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 = 0 \quad (4.17)$$

$$T_5 \dot{\Psi}_5(t) + \Psi_5 = 0$$

Les coefficients T_4, T_5 correspondent aux conditions de la stabilité asymptotique des solutions des équations (4.17). $T_4 > 0$, $T_5 > 0$

$$\dot{\Psi}_4 = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 \quad \dot{\Psi}_5 = k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2 \quad (4.18)$$

Alors, (4.17) s'écrira sous la forme :

$$T_4(k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) + \Psi_4 = 0 \quad (4.19)$$

$$T_5(k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) + \Psi_5 = 0$$

En remplaçant \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système décomposé (4.15) nous obtenons :

$$T_4(k_1(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_2(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1)) + \Psi_4 = 0 \quad (4.20)$$

$$T_5(k_3(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_4(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1)) + \Psi_5 = 0$$

En résolvant ce système, nous obtenons les commandes internes φ_1 et φ_2 en fonction de différentes variables d'état et de références :

$$\varphi_1 = \frac{L_r}{R_r L_m} \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \left(\frac{k_3}{T_4} \Psi_4 - \frac{k_1}{T_5} \Psi_5 \right) + \frac{1}{L_m} x_2. \quad (4.21)$$

$$\varphi_2 = \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \left(\frac{-k_4}{T_4} \Psi_4 + \frac{k_2}{T_5} \Psi_5 \right) + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1 \right).$$

Par dérivation :

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \cdot \left(\frac{k_3}{T_4} \cdot (k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) - \frac{k_1}{T_5} \cdot (k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) \right) + \frac{1}{L_m} \dot{x}_2 \quad (4.22)$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{k_2}{(k_1 k_4 - k_2 k_3) T_5} \cdot (k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) - \frac{k_4}{(k_1 k_4 - k_2 k_3) T_4} \cdot (k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) + \frac{f_r}{J} \dot{x}_1 \right)$$

\dot{x}_1, \dot{x}_2 se substituent par leurs expressions dans le système initial (4.1). Alors, en remplaçant φ_1, φ_2 en (4.21) et $\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2$ en (4.22) dans (4.10) et (4.14), les expressions de v_{sd}, v_{sq} sont ainsi déterminées en fonction seulement de variables d'état et de références, la vitesse de rotation et le flux rotorique.

4.2.3. Loi synergétique améliorée

Afin de réduire l'erreur statique, nous ajoutons un terme intégral de l'erreur sur x_1 en Ψ_1 et sur x_2 en Ψ_2 [Bas 04] [Jia 04] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03] :

$$\begin{aligned}\Psi_4 &= k_1(x_1 - x_{1ref}) + k_2(x_2 - x_{2ref}) + k_3 \int (x_1 - x_{1ref}) dt \\ \Psi_5 &= k_4(x_1 - x_{1ref}) + k_5(x_2 - x_{2ref}) + k_6 \int (x_2 - x_{2ref}) dt\end{aligned}\quad (4.23)$$

Qui doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$\begin{aligned}T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 &= 0 \\ T_5 \dot{\Psi}_5(t) + \Psi_5 &= 0\end{aligned}\quad (4.24)$$

Les coefficients T_4, T_5 correspondent aux conditions de la stabilité asymptotique des solutions des équations (4.24). $T_4 > 0, T_5 > 0$

$$\begin{aligned}\dot{\Psi}_4 &= k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3(x_1 - x_{1ref}) \\ \dot{\Psi}_5 &= k_4 \dot{x}_1 + k_5 \dot{x}_2 + k_6(x_2 - x_{2ref})\end{aligned}\quad (4.25)$$

Alors (4.24) s'écrira sous la forme :

$$\begin{aligned}T_4(k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3(x_1 - x_{1ref})) + \Psi_4 &= 0 \\ T_5(k_4 \dot{x}_1 + k_5 \dot{x}_2 + k_6(x_2 - x_{2ref})) + \Psi_5 &= 0\end{aligned}\quad (4.26)$$

En remplaçant \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système décomposé nous obtenons :

$$\begin{aligned}T_4(k_1(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_2(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1) + k_3(x_1 - x_{1ref})) + \Psi_4 &= 0 \\ T_5(k_4(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_5(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1) + k_6(x_2 - x_{2ref})) + \Psi_5 &= 0\end{aligned}\quad (4.27)$$

En résolvant ce système, nous obtenons les commandes internes φ_1 et φ_2 en fonction de différentes variables d'état et de références :

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\frac{k_5}{T_4} \Psi_4 - \frac{k_1}{T_5} \Psi_5 + k_5 k_3 (x_1 - x_{1ref}) - k_1 k_6 (x_2 - x_{2ref}) \right) + \frac{1}{L_m} x_2. \\ \varphi_2 &= \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\frac{-k_4}{T_4} \Psi_4 + \frac{k_2}{T_5} \Psi_5 + k_2 k_6 (x_2 - x_{2ref}) - k_4 k_3 (x_1 - x_{1ref}) \right) \right) + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1.\end{aligned}\quad (4.28)$$

Ψ_4, Ψ_5 se substituent par leurs expressions (4.23) :

Par dérivation :

$$\begin{aligned}\dot{\varphi}_1 &= \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\dot{x}_1 \cdot \left(\frac{k_5 k_1}{T_4} - \frac{k_1 k_5}{T_5} + k_5 k_3 \right) + \dot{x}_2 \cdot \left(\frac{k_5 k_2}{T_4} - \frac{k_1 k_4}{T_5} - k_1 k_6 \right) + \frac{k_5 k_3}{T_4} (x_1 - x_{1ref}) \right) \\ &\quad - \frac{k_1 k_6}{T_5} (x_2 - x_{2ref}) + \frac{1}{L_m} x_2. \\ \dot{\varphi}_2 &= \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\dot{x}_1 \cdot \left(-\frac{k_4 k_1}{T_4} + \frac{k_2 k_5}{T_5} - k_1 k_4 \right) + \dot{x}_2 \cdot \left(-\frac{k_4 k_2}{T_4} + \frac{k_2 k_4}{T_5} + k_2 k_6 \right) - \frac{k_4 k_3}{T_4} (x_1 - x_{1ref}) \right) \right) \\ &\quad + \frac{k_2 k_6}{T_5} (x_2 - x_{2ref}) + \frac{f_r}{J} \dot{x}_1 - \frac{J L_r \dot{x}_2}{p^2 L_m x_2^2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\frac{-k_4}{T_4} \Psi_4 + \frac{k_2}{T_5} \Psi_5 + k_2 k_6 (x_2 - x_{2ref}) - k_4 k_3 (x_1 - x_{1ref}) \right) \right) \\ &\quad + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1.\end{aligned}\quad (4.29)$$

En substituant Ψ_4, Ψ_5 (4.23) et \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système initial (4.1), et en remplaçant φ_1, φ_2 en (4.28) et $\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2$ en (4.29), dans (4.10) et (4.14), les expressions de v_{sd}, v_{sq} sont ainsi déterminées en fonction seulement des variables d'état, de la vitesse de rotation et du flux rotorique désirés.

4.2.4. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la commande synergétique au moteur asynchrone à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$. avec les deux possibilités de commande, loi synergétique de base et loi synergétique améliorée.

Nous avons attaqué le système par deux entrées de références :

Une vitesse de rotation de référence $\Omega = 100$ rd/s, et un flux rotorique de référence $\Phi_{rd} = 1$ wb. Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3$ s et $t=6$ s pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de ces deux possibilités de commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie plus, lors de fonctionnement du moteur.

4.2.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base

a) cas idéal R_r (réelle) = R_r

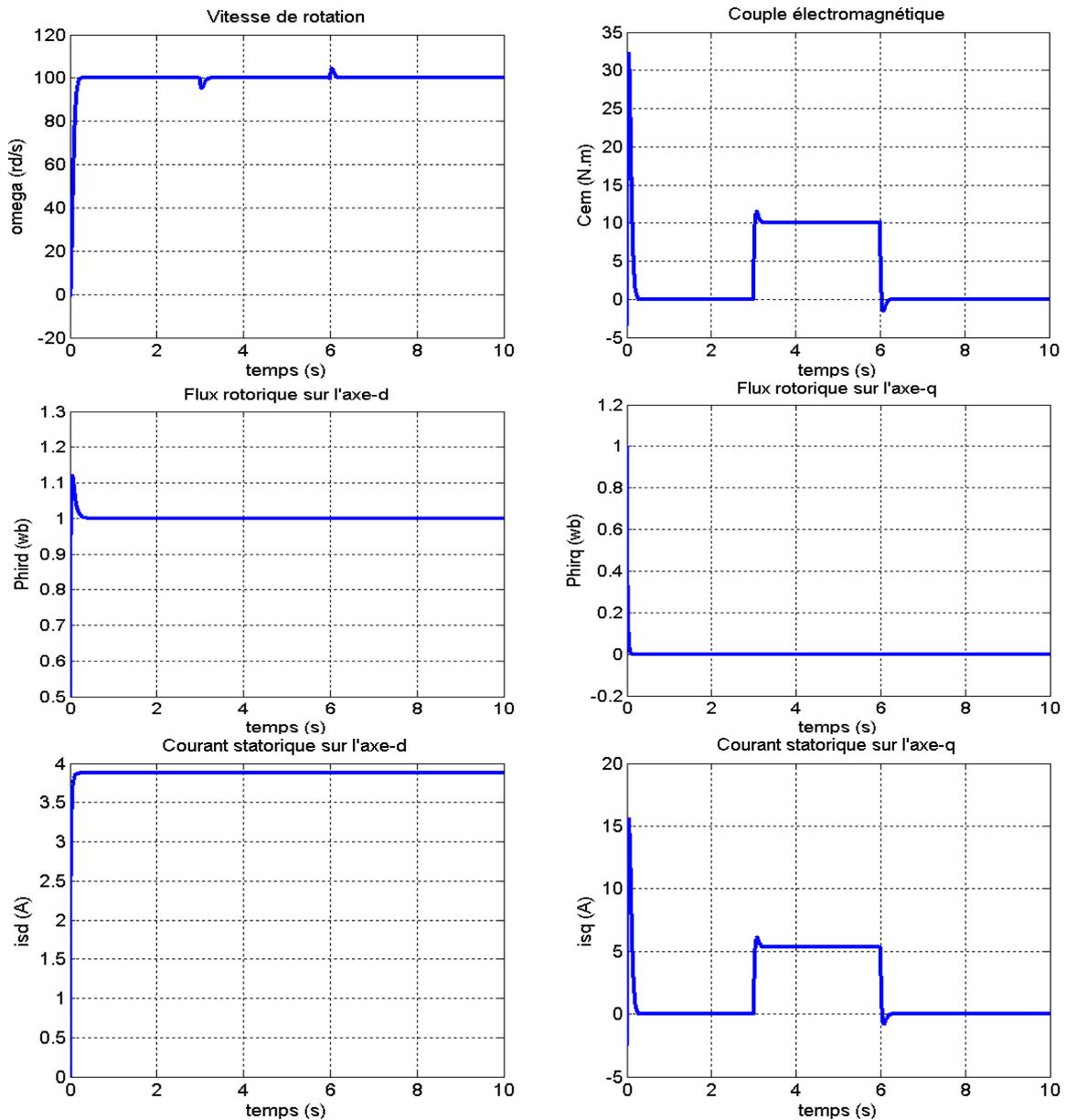
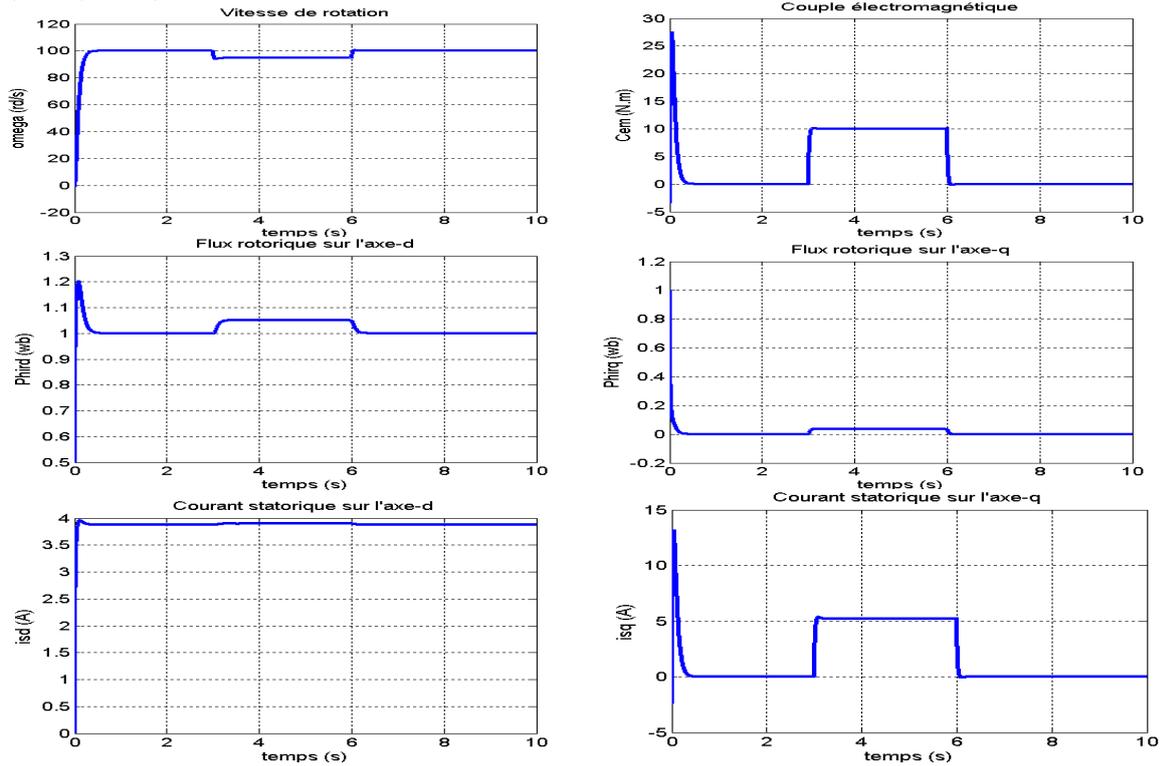


Fig. 4.1. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. Les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=2$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=2$, $k_6=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5=0.0666$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

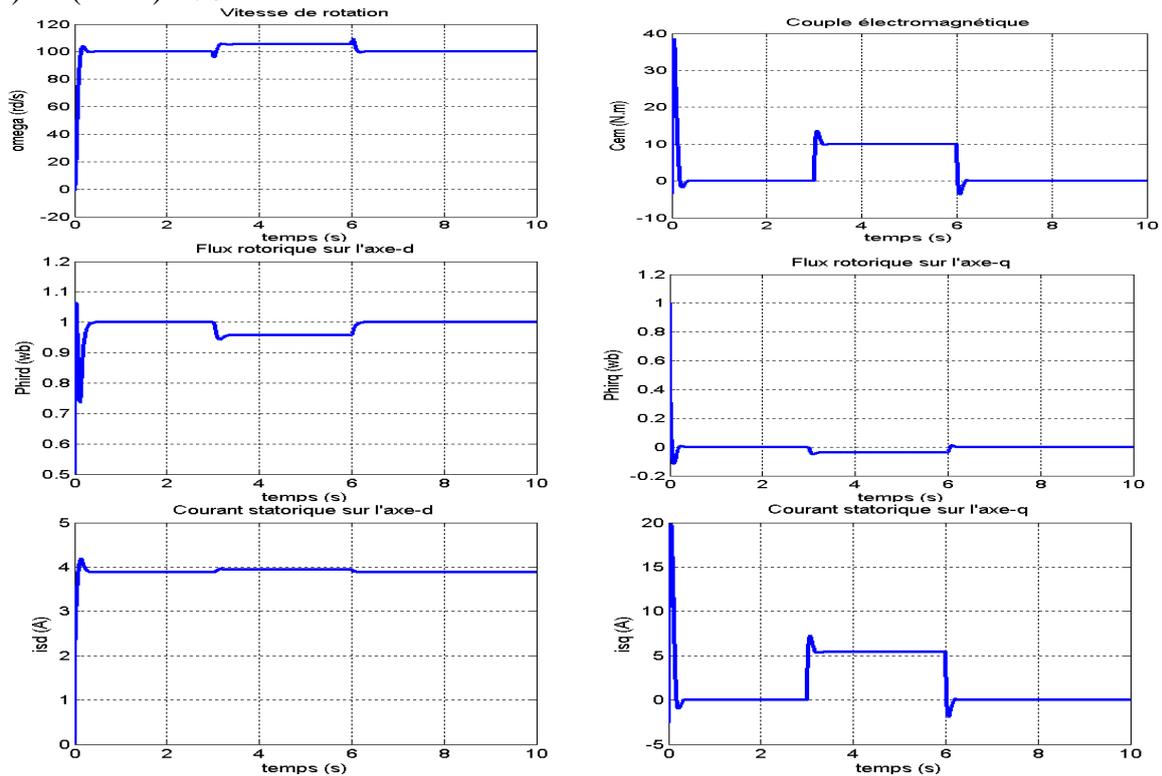


Fig. 4.2. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. Les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=2$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=2$, $k_6=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5=0.0666$ s.

4.2.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée

a) cas idéal R_r (réelle) = R_r

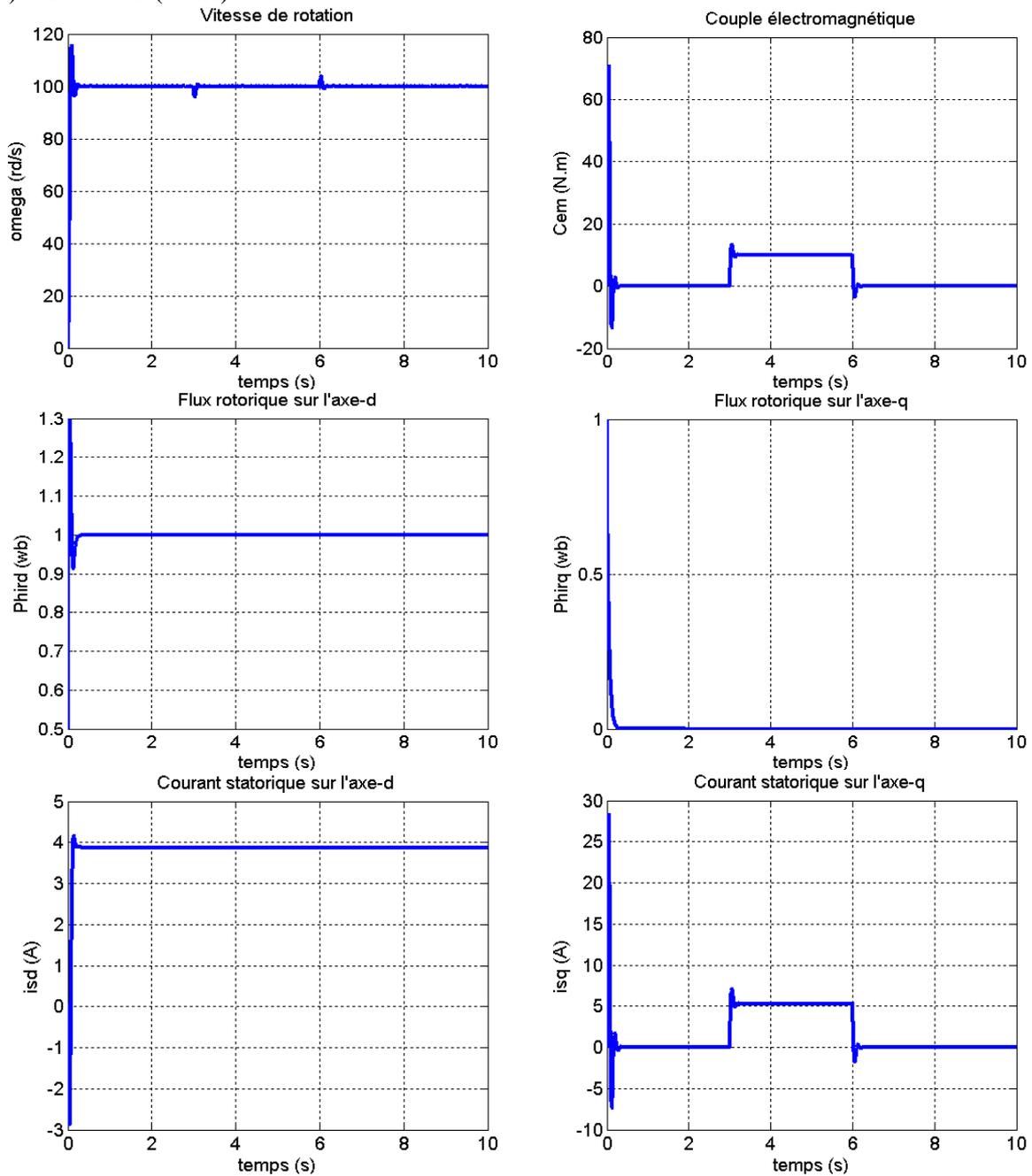
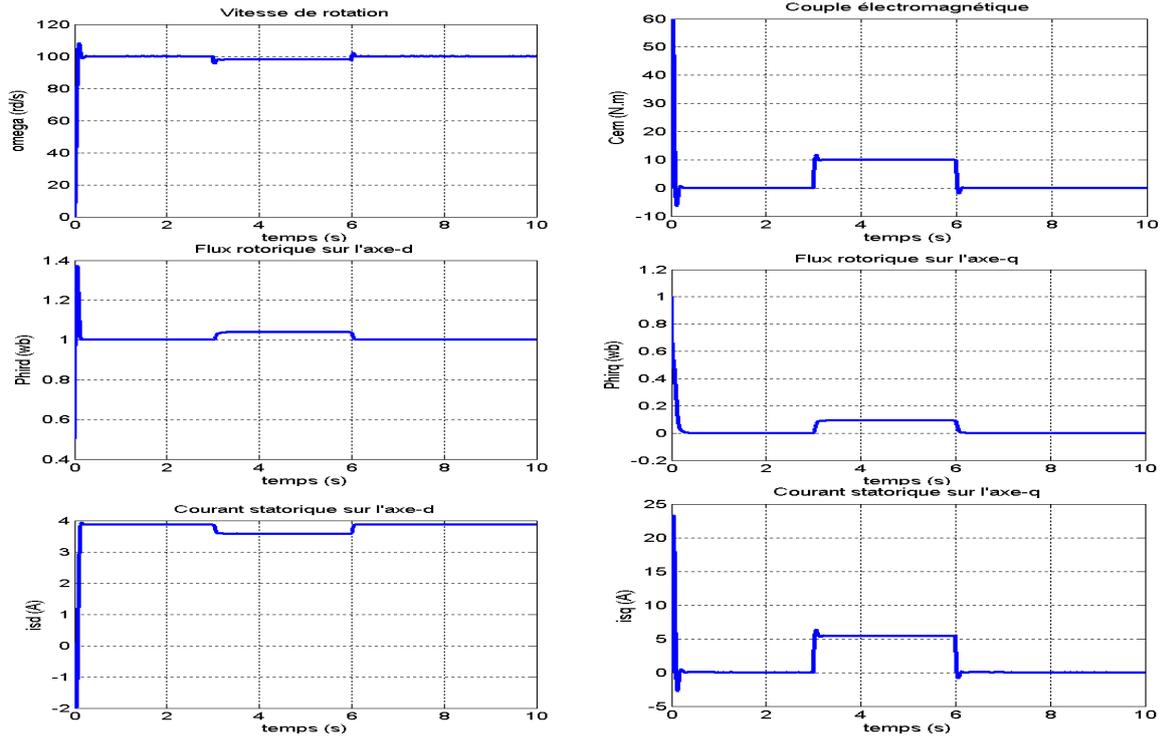


Fig. 4.3. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. Les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=50$, $k_4=1$, $k_5=0$, $k_6=50$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2=0.05$ s, $T_3 = 0.025$ s, $T_4=T_5=0.5$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

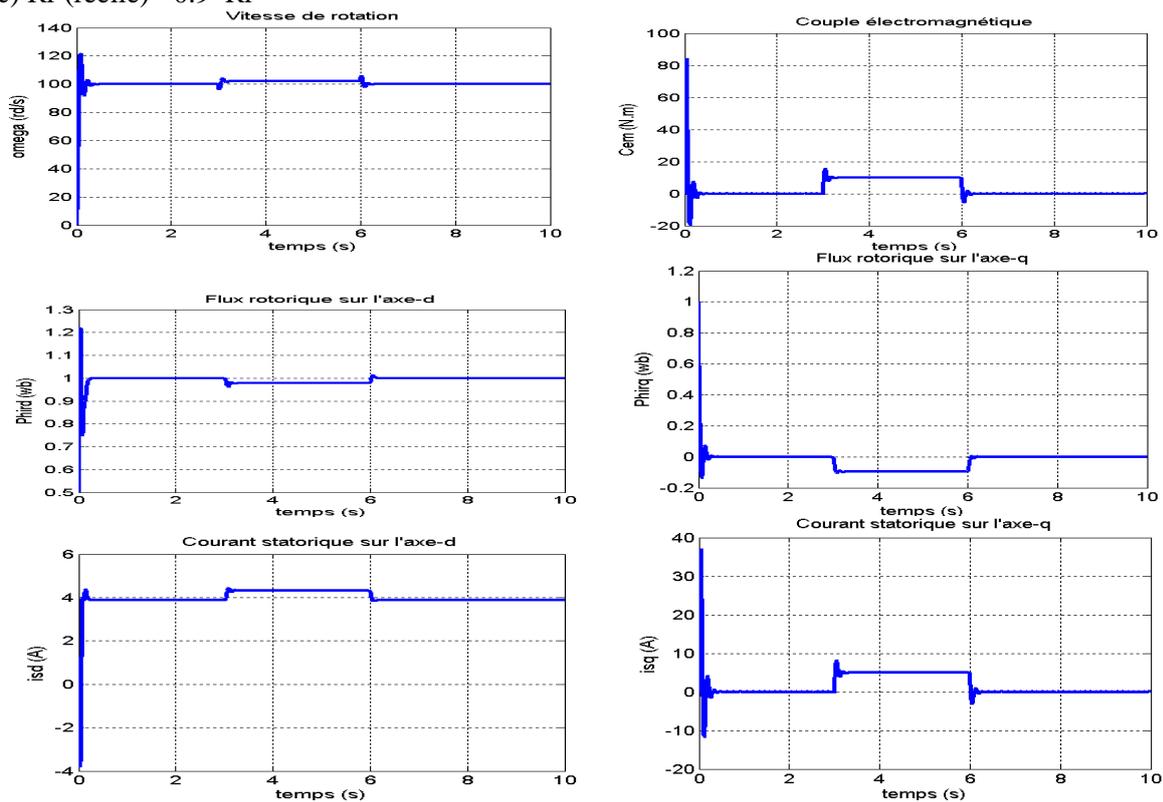


Fig. 4.4. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. Les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=50$, $k_4=1$, $k_5=0$, $k_6=50$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2=0.05$ s, $T_3 = 0.025$ s, $T_4=T_5=0.5$ s.

4.2.5. Interprétation des résultats

La commande synergétique avec une loi de base appliquée au moteur asynchrone, à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$, a donné des bons résultats de régulation de la vitesse et du flux rotorique. Mais, pendant la période de l'introduction de la perturbation externe du couple résistant, cette régulation vient être sensible à la variation de la résistance rotorique. Ce problème a pu être résolu par l'introduction d'un terme intégral dans les expressions des macrovariables pour une loi améliorée. Ce cas dernier présente l'inconvénient des dépassements considérables des tous les états du moteur pendant la phase de transition.

4.2.6. Proposition d'un schéma d'implantation

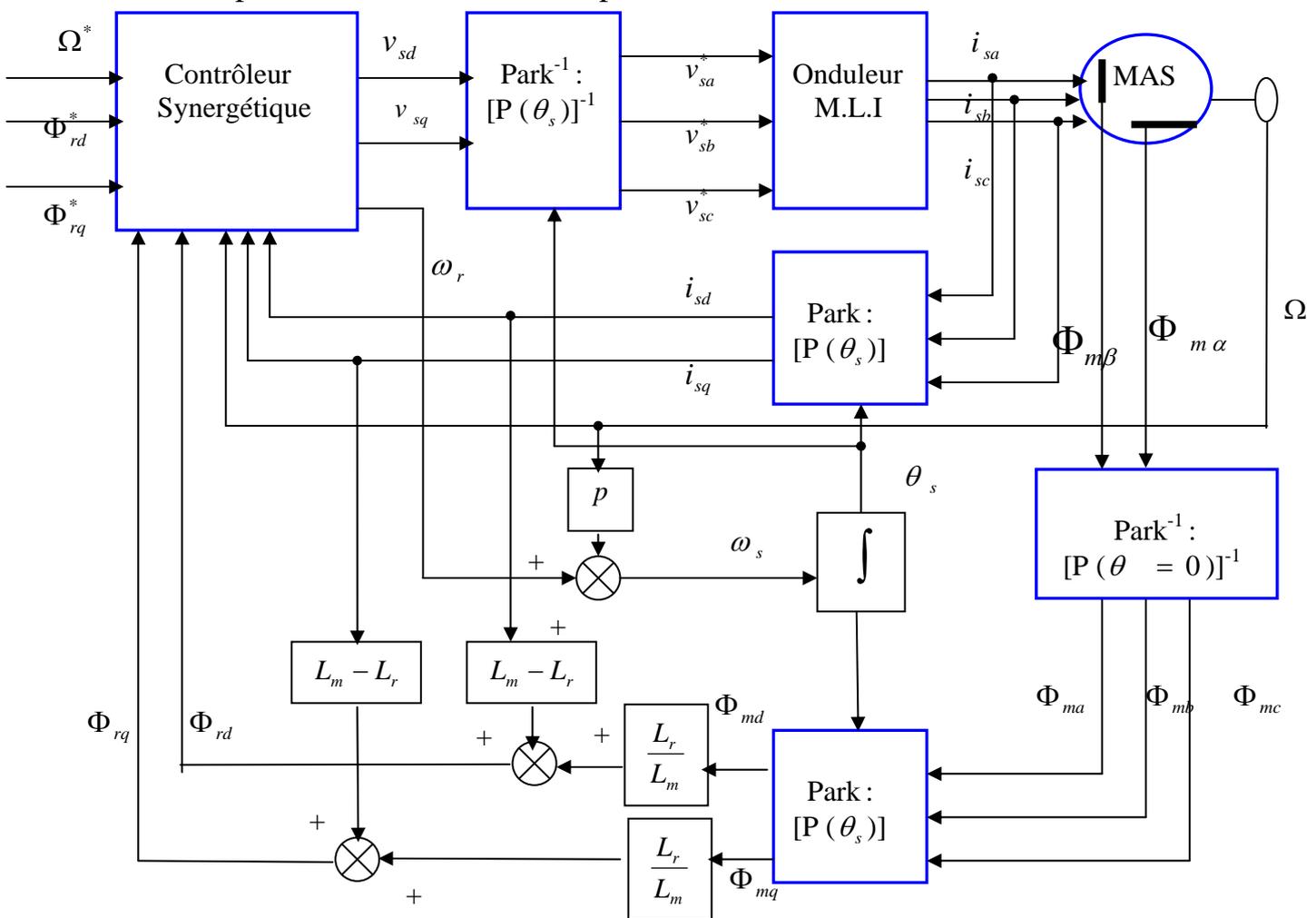


Fig. 4.5. Proposition d'un schéma fonctionnel globale de la commande synergétique avec le modèle rotorique.

Cette proposition fait appel à un captage du flux de l'entrefer suivant les axes d'un référentiel fixe par rapport au stator $\Phi_{m\alpha}$ et $\Phi_{m\beta}$. Nous avons donc utilisé la transformation de Park inverse $[P(\theta = 0)]^{-1}$, qui correspond à la transformation de Concordia inverse [Bag 95].

4.3. Application de théorie de la commande synergétique au modèle complet $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$

En reprenant la représentation d'état du moteur asynchrone, avec considération de $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$ comme vecteur d'état, et en posant : $x_1 = \omega_e$, $x_2 = \Phi_{sd}$, $x_3 = \varphi_{sq}$, $x_4 = i_{sq}$, $x_5 = i_{sd}$. Le moteur asynchrone sera donc décrit, par le système suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= \frac{p^2}{J}(x_2x_4 - x_3x_5) - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J}x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -R_sx_5 + \omega_sx_3 + v_{sd}\end{aligned}\tag{4.30}$$

$$\dot{x}_3(t) = -R_sx_4 - \omega_sx_2 + v_{sq}$$

$$\dot{x}_4(t) = \left(\frac{-R_sL_r - R_rL_s}{\sigma L_sL_r}\right)x_4 - \omega_sx_5 + x_1x_5 + \frac{R_r}{\sigma L_sL_r}x_3 - \frac{1}{\sigma L_s}x_1x_2 + \frac{1}{\sigma L_s}v_{sq}$$

$$\dot{x}_5(t) = \left(\frac{-R_sL_r - R_rL_s}{\sigma L_sL_r}\right)x_5 + \omega_sx_4 - x_1x_4 + \frac{R_r}{\sigma L_sL_r}x_2 + \frac{1}{\sigma L_s}x_1x_3 + \frac{1}{\sigma L_s}v_{sd}$$

Dans ce cas l'objectif de contrôle est de réguler la vitesse de rotation avec un état optimal du flux statorique du moteur asynchrone.

4.3.1. Expressions des lois des commandes

Nous suivons la même démarche de la commande précédente. Nous introduisons le premier groupe de macrovariables:

$$\Psi_1 = x_2 - x_{2ref}\tag{4.31}$$

$$\Psi_2 = x_3 - x_{3ref} = x_3 - 0 = x_3$$

$$\Psi_3 = x_4 - \varphi(x_1)$$

Ψ_1 , Ψ_2 et Ψ_3 doivent satisfaire les équations différentielles homogènes suivantes :

$$\begin{aligned}T_1\dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 &= 0 \\ T_2\dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2 &= 0 \\ T_3\dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 &= 0\end{aligned}\tag{4.32}$$

Les coefficients T_1, T_2, T_3 correspondent aux conditions de la stabilité asymptotique des solutions des équations (4.32). $T_1 > 0$, $T_2 > 0$, $T_3 > 0$.

La dérivation de Ψ_1 donne :

$$\dot{\Psi}_1 = \dot{x}_2\tag{4.33}$$

Alors, de la première équation fonctionnelle de (4.32), nous obtenons :

$$T_1 \dot{x}_2 + x_2 - x_{2\text{ref}} = 0 \quad (4.34)$$

En remplaçant \dot{x}_2 par son expression dans le système initial (4.30), nous obtenons :

$$v_{sd} = \frac{x_{2\text{ref}} - x_2}{T_1} + R_s x_5 - \omega_s x_3 \quad (4.35)$$

La dérivation de Ψ_2 donne :

$$\dot{\Psi}_2 = \dot{x}_3 \quad (4.36)$$

Alors, de la deuxième équation fonctionnelle de (4.32), nous obtenons :

$$T_2 \dot{x}_3 + x_3 = 0 \quad (4.37)$$

En remplaçant \dot{x}_3 par son expression dans le système initial (4.30), nous obtenons :

$$v_{sq} = \frac{-x_3}{T_2} + R_s x_4 + \omega_s x_2 \quad (4.38)$$

La dérivation de Ψ_3 donne :

$$\dot{\Psi}_3 = \dot{x}_4 - \dot{\varphi} \quad (4.39)$$

Alors, de la troisième équation fonctionnelle de (4.32), nous obtenons :

$$T_3 (\dot{x}_4 - \dot{\varphi}) + x_4 - \varphi = 0 \quad (4.40)$$

En remplaçant \dot{x}_4 par son expression dans le système initial (4.30), nous obtenons :

$$T_3 \left(\left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 - \omega_s x_5 + x_1 x_5 + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} x_3 - \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \dot{\varphi} \right) + x_4 - \varphi = 0 \quad (4.41)$$

En remplaçant v_{sq} par son expression en (4.38), nous obtenons :

$$\omega_s = \frac{1}{\sigma L_s x_5 - x_2} \left(\sigma L_s \left(\left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 + x_1 x_5 + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} x_3 - \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 - \dot{\varphi} + \frac{x_4}{T_3} - \frac{\varphi}{T_3} \right) - \frac{x_3}{T_2} + R_s x_4 \right). \quad (4.42)$$

En retournant aux expressions de v_{sd} en (4.35) et v_{sq} en (4.38), nous obtenons, pour v_{sd} :

$$v_{sd} = \frac{x_{2\text{ref}} - x_2}{T_1} + R_s x_5 - \frac{x_3}{\sigma L_s x_5 - x_2} \cdot \left(\sigma L_s \left(\left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 + x_1 x_5 + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} x_3 - \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 - \dot{\varphi} + \frac{x_4}{T_3} - \frac{\varphi}{T_3} \right) - \frac{x_3}{T_2} + R_s x_4 \right). \quad (4.43)$$

Et pour v_{sq} :

$$v_{sq} = \frac{-x_3}{T_2} + R_s x_4 + \frac{x_2}{\sigma L_s x_5 - x_2} \cdot (\sigma L_s \left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 + x_1 x_5 + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} x_3 - \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 - \dot{\varphi} + \frac{x_4}{T_3} - \frac{\varphi}{T_3}) - \frac{x_3}{T_2} + R_s x_4). \quad (4.44)$$

La commande interne φ , et par conséquent $\dot{\varphi}$, va être spécifiée par un deuxième groupe d'une seule macrovariable posée. La formation de cette macrovariable peut se faire de différentes manières.

Alors, selon le principe de compression dynamique d'états, le trajectoire de points représentants du moteur asynchrone sur les manifolds $\Psi_1 = 0, \Psi_2 = 0, \Psi_3 = 0$ sera décrit par le système décomposé suivant :

$$\dot{x}_1(t) = \frac{p^2}{J} x_{2ref} \varphi - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \quad (4.45)$$

Pour ce système décomposé (4.45), nous introduisons une macrovariable Ψ_4 afin d'imposer les références souhaitées.

4.3.2. Loi synergétique de base

Comme nous avons déjà vue dans la commande précédente, la loi synergétique de base correspond à des choix simples des expressions des macrovariables. Nous choisissons donc une quatrième macrovariable Ψ_4 de forme simple comme nous avons fait avec Ψ_1 , comme suit :

$$\Psi_4 = x_1 - x_{1ref} \quad (4.46)$$

Ψ_4 Doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 = 0 \quad (4.47)$$

Le coefficient T_4 correspond à la condition de la stabilité asymptotique de la solution de l'équation (4.47). $T_4 > 0$.

$$\dot{\Psi}_4 = \dot{x}_1 \quad (4.48)$$

Alors l'équation (4.47) s'écrira sous la forme:

$$T_4 \dot{x}_1 + x_1 - x_{1ref} = 0 \quad (4.49)$$

En remplaçant \dot{x}_1 par son expression dans le système décomposé (4.45), nous obtenons :

$$T_4 \left(\frac{p^2}{J} x_{2ref} \varphi - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \right) + x_1 - x_{1ref} = 0 \quad (4.50)$$

D'où :

$$\varphi = \frac{J}{p^2 x_{2ref}} \left(\frac{x_{1ref} - x_1}{T_4} + \frac{p}{J} C_r + \frac{f_r}{J} x_1 \right), \quad \dot{\varphi} = \frac{J}{p^2 x_{2ref}} \left(\frac{-1}{T_4} + \frac{f_r}{J} \right) \dot{x}_1 \quad (4.51)$$

En remplaçant par \dot{x}_1 son expression dans le système initial (4.30), nous obtenons :

$$\dot{\varphi} = \frac{J}{p^2 x_{2ref}} \left(\frac{-1}{T_4} + \frac{f_r}{J} \right) \left(\frac{p^2}{J} (x_2 x_4 - x_3 x_5) - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) \quad (4.52)$$

Finalement, les commandes sont trouvées en fonction seulement des variables d'état et de leurs références.

4.3.3. Loi synergétique améliorée

Nous changeons l'expression de la macrovariable Ψ_1 en ajoutant un terme intégral de l'erreur sur x_2 , et cela afin d'éliminer l'erreur statique sur cette grandeur à réguler [San 03], soit :

$$\Psi_1 = k_1 (x_2 - x_{2ref}) + k_2 (x_1 - x_{1ref}) + k_3 \int (x_2 - x_{2ref}) dt \quad (4.53)$$

Nous laissons Ψ_2, Ψ_3 sans changement.

Ψ_1 doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 = 0 \quad (4.54)$$

Le coefficient T_1 correspond à la condition de la stabilité asymptotique de la solution de l'équation (4.54). $T_1 > 0$.

$$\dot{\Psi}_1 = k_1 \dot{x}_2 + k_2 \dot{x}_1 + k_3 (x_2 - x_{2ref}) \quad (4.55)$$

Alors, l'équation (4.54) s'écrira sous la forme:

$$T_1 (k_1 \dot{x}_2 + k_2 \dot{x}_1 + k_3 (x_2 - x_{2ref})) + \Psi_1 = 0 \quad (4.56)$$

En remplaçant \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système initial (4.30), nous obtenons :

$$T_1 (k_1 (-R_s x_5 + \omega_s x_3 + v_{sd}) + k_2 \left(\frac{p^2}{J} (x_2 x_4 - x_3 x_5) - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) + k_3 (x_2 - x_{2ref})) + \Psi_1 = 0 \quad (4.57)$$

D'où :

$$v_{sd} = R_s x_5 - \omega_s x_3 - \frac{k_2}{k_1} \left(\frac{p^2}{J} (x_2 x_4 - x_3 x_5) - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) - \frac{k_3}{k_1} (x_2 - x_{2ref}) - \frac{\Psi_1}{k_1 T_1} \quad (4.58)$$

En substituant Ψ_1 par son expression (4.53) :

$$v_{sd} = R_s x_5 - \omega_s x_3 - \frac{k_2}{k_1} \left(\frac{p^2}{J} (x_2 x_4 - x_3 x_5) - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) - \frac{k_3}{k_1} (x_2 - x_{2ref}) - \frac{\Psi_1}{k_1 T_1} \quad (4.59)$$

Sur les manifolds $\Psi_1 = 0, \Psi_2 = 0, \Psi_3 = 0$ nous obtenons le système décomposé de la forme suivante:

$$\dot{x}_1(t) = \frac{p^2}{J}(x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1}(x_1 - x_{1ref}) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt) \cdot \varphi - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \quad (4.60)$$

Pour déterminer φ , nous introduisons sur ce système décomposé, une macrovariable Ψ_4 changée incluant un terme intégral de l'erreur sur x_1 et cela à fin d'éliminer l'erreur statique sur cette grandeur à réguler, soit :

$$\Psi_4 = k_4(x_1 - x_{1ref}) + k_5 \int (x_1 - x_{1ref}) dt \quad (4.61)$$

Ψ_4 doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 = 0 \quad (4.62)$$

Le coefficient T_4 correspond à la condition de la stabilité asymptotique de la solution de l'équation (4.62). $T_4 > 0$.

$$\dot{\Psi}_4 = k_4 \dot{x}_1 + k_5(x_1 - x_{1ref}) \quad (4.63)$$

Alors, l'équation (4.62) s'écrira sous la forme:

$$T_4(k_4 \dot{x}_1 + k_5(x_1 - x_{1ref})) + \Psi_4 = 0 \quad (4.64)$$

En remplaçant \dot{x}_1 par son expression dans le système décomposé (4.45), nous obtenons :

$$T_4(k_4(\frac{p^2}{J}(x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1}(x_1 - x_{1ref}) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt) \cdot \varphi - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_5(x_1 - x_{1ref})) + \Psi_4 = 0 \quad (4.65)$$

Alors :

$$\varphi = \frac{J}{p^2(x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1}(x_1 - x_{1ref}) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt)} (\frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 - \frac{k_3}{k_1}(x_1 - x_{1ref}) - \frac{\Psi_4}{k_1 T_4}) \quad (4.66)$$

Finalement, les commandes sont trouvées en fonction seulement des variables d'état et de leurs références.

4.3.4. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la commande synergétique au moteur asynchrone à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$. avec les deux possibilités de commande, loi synergétique de base et loi synergétique améliorée. Nous avons attaqué le système par deux entrées de références :

Une vitesse de rotation de référence $\Omega = 100$ rd/s, et un flux rotorique de référence $\Phi_{rd} = 1$ wb. Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3$ s et $t=6$ s pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de ces deux possibilités de commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie le plus, lors de fonctionnement du moteur.

4.3.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base

a) cas idéal R_r (réelle) = R_r

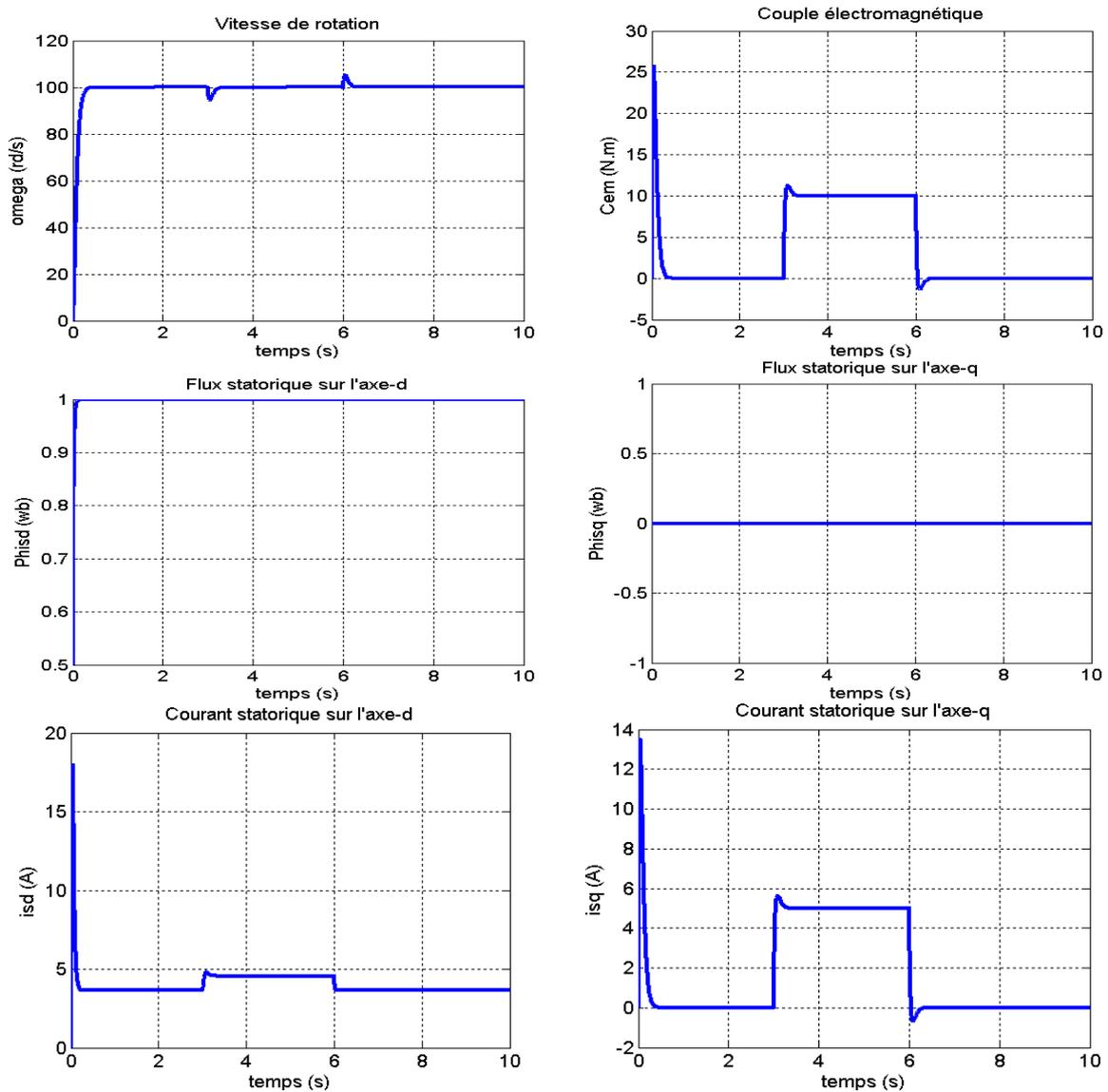
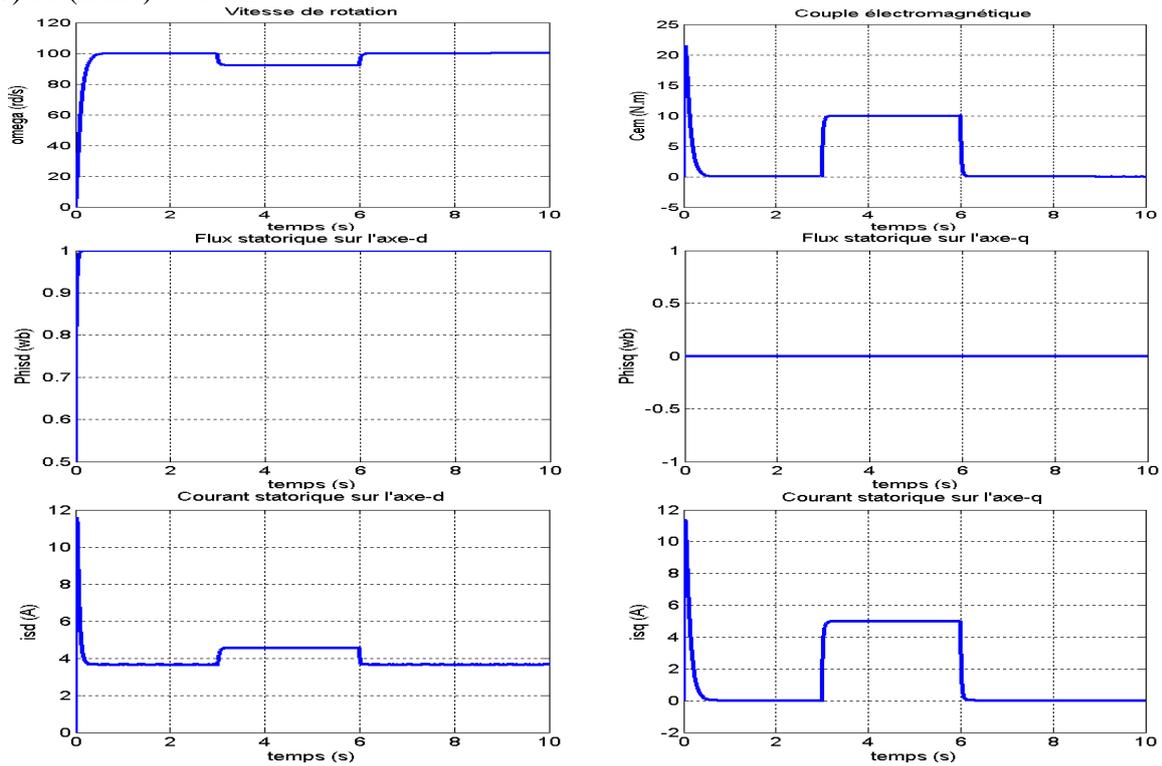


Fig. 4.6. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= 0.02$ s, $T_3=0.04$ s, $T_4= 0.05$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

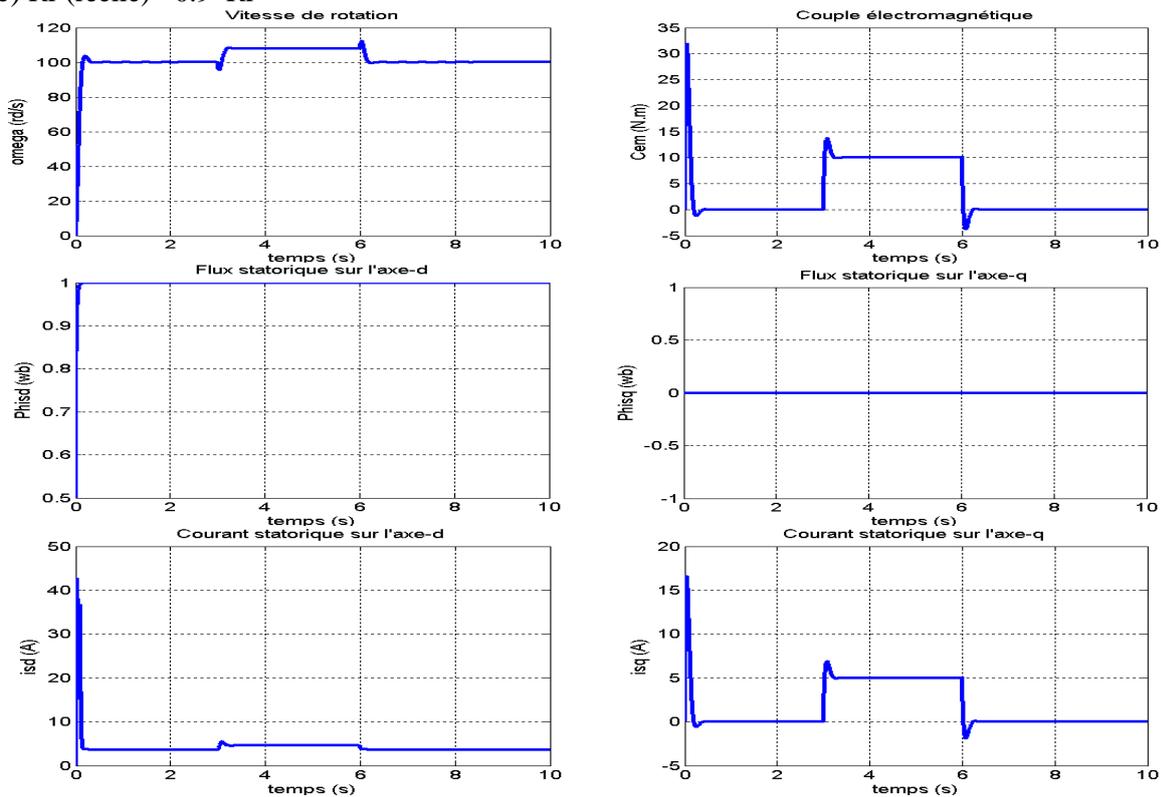


Fig. 4.7. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t = 3$ s et $t = 6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1, k_2=0, k_3=0, k_4=1, k_5=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2=0.02$ s, $T_3=0.04$ s, $T_4=0.05$ s.

4.3.4.2. Simulation de loi de commande synergétique amélioré

a) cas idéal R_r (réelle) = R_r

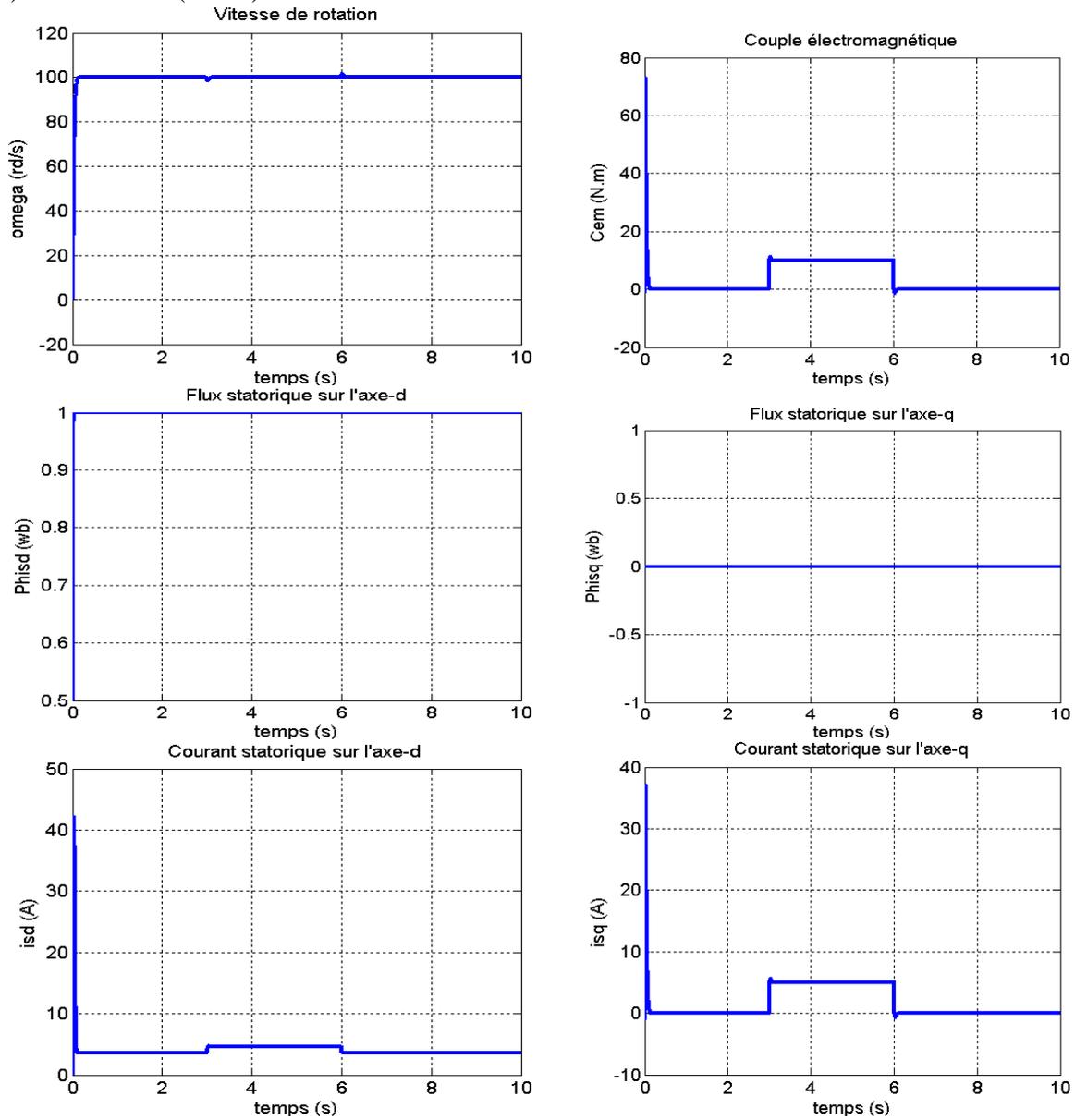
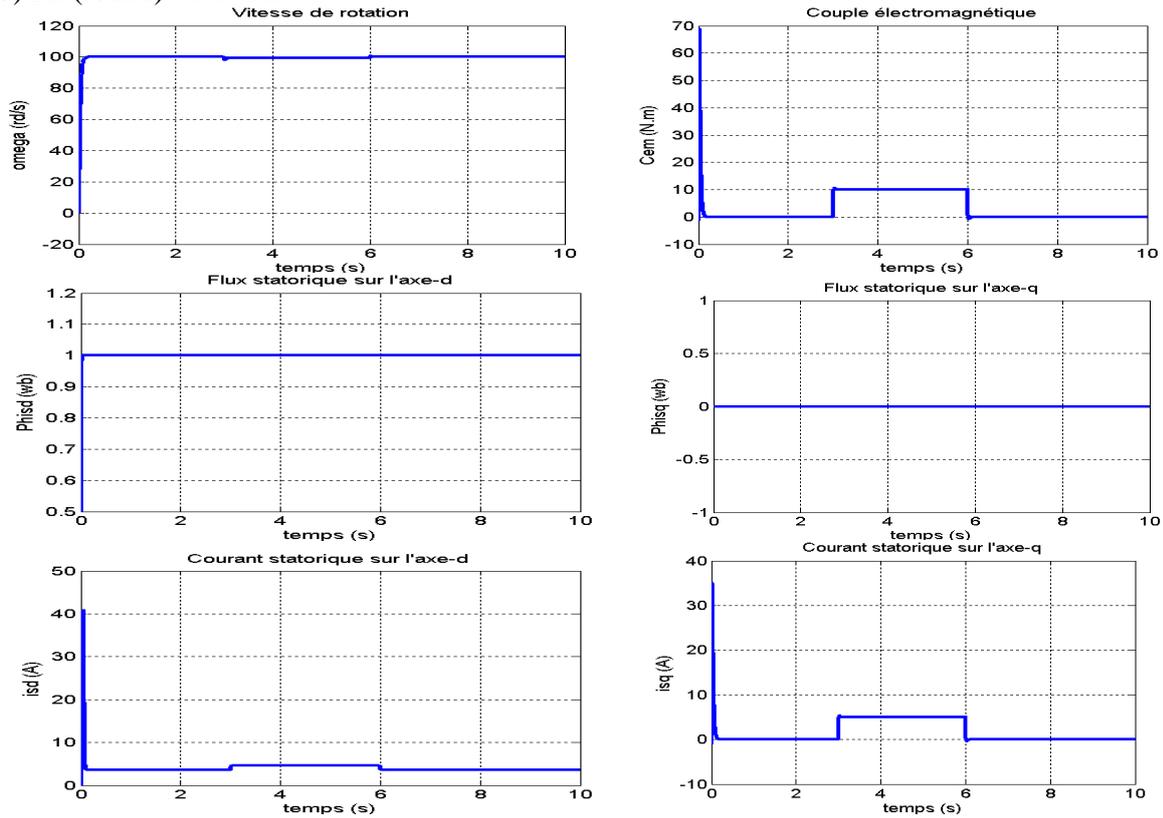


Fig. 4.8. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=100$, $k_4=1$, $k_5=100$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= 0.02$ s, $T_3= 0.04$ s, $T_4= 0.05$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

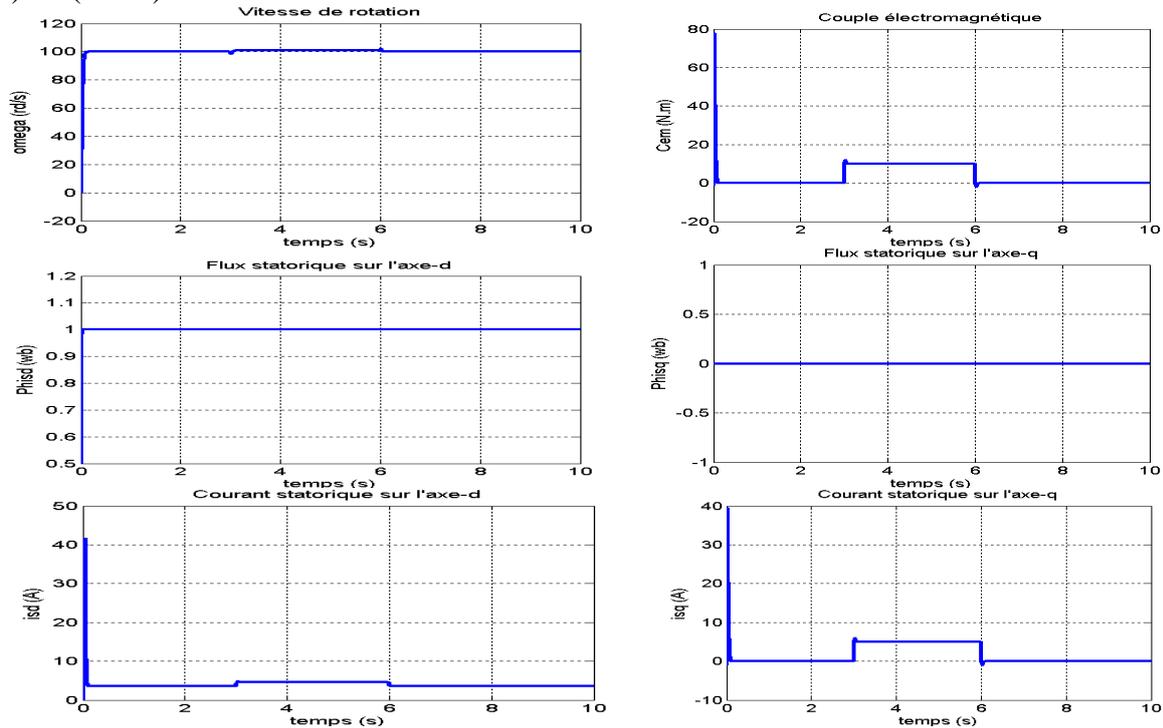


Fig. 4.9. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=100$, $k_4=1$, $k_5=100$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= 0.02$ s, $T_3= 0.04$ s, $T_4= 0.05$ s.

4.3.5. Interprétation des résultats

La commande synergétique avec une loi de base appliquée au moteur asynchrone, à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$, a donné des bons résultats de régulation de la vitesse avec une sensibilité à la variation à la résistance rotorique pendant la période de la perturbation externe de l'introduction du couple résistant, et du flux statorique sans évidemment aucune sensibilité, ni à la perturbation externe, ni à la variation de la résistance rotorique. Cependant, ce problème de sensibilité a pu être résolu par l'introduction d'un terme intégral dans les expressions des macrovariables. Nous ne remarquons pas dans ce type de commande, des dépassements de la vitesse ou du flux du moteur pendant la phase de la transition, donc un avantage par rapport la commande synergétique avec orientation du flux rotorique.

4.3.6. Proposition d'un schéma d'implantation

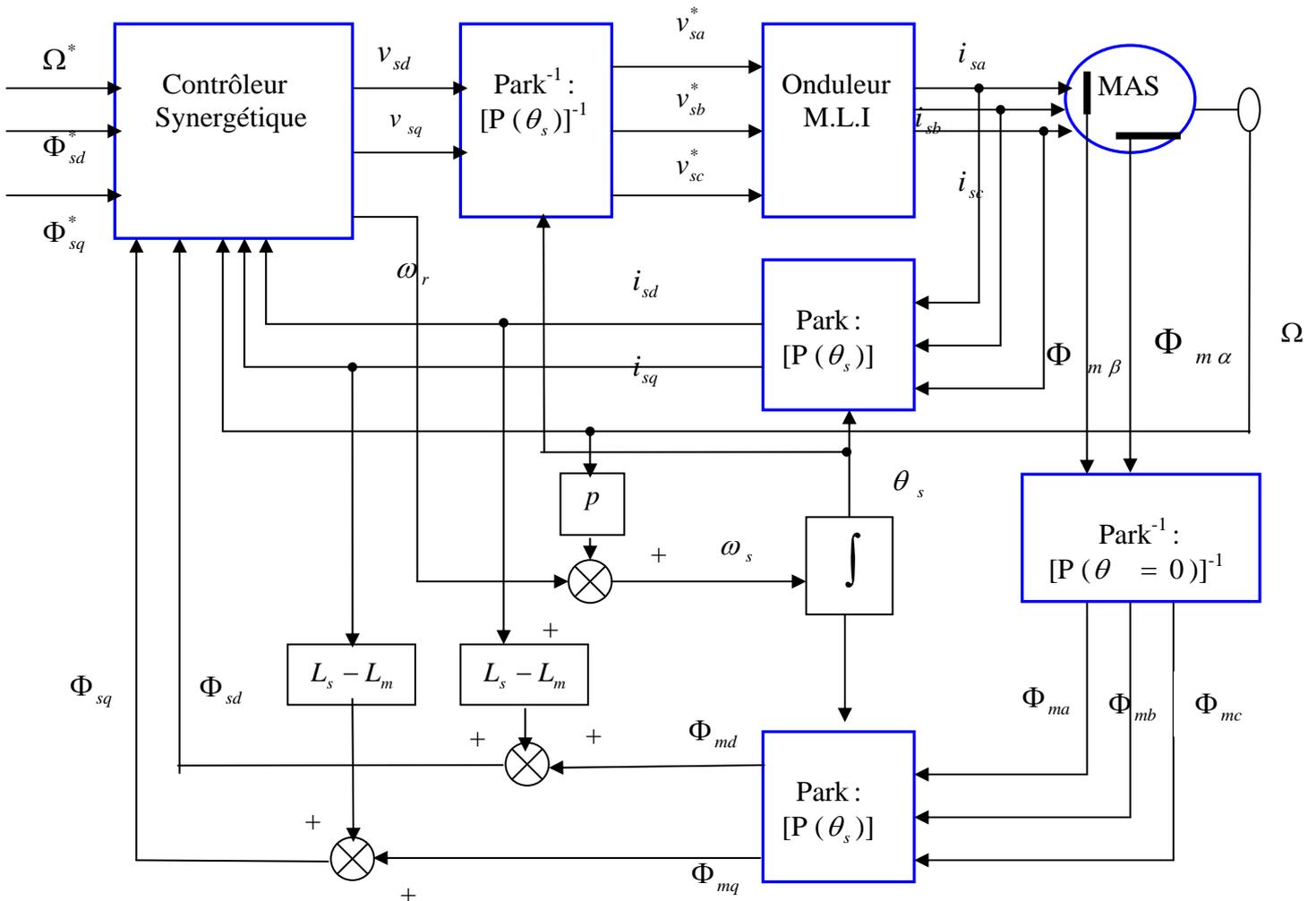


Fig. 4.10. Proposition d'un schéma fonctionnel globale de la commande synergétique avec le modèle statorique.

4.4. Conclusion

Ce chapitre a présenté deux stratégies différentes de l'application de la théorie de la commande synergétique au moteur asynchrone, en appliquant cette théorie aux deux modèles différents du moteur afin de trouver les meilleurs résultats de la commande.

La stratégie de la commande appliquée au modèle avec les courants et flux statoriques, comme vecteur d'état a donné des résultats meilleurs que celle appliquée au modèle avec les courants statoriques et flux rotoriques.

Les simulations ont montré l'efficacité de la commande synergétique des moteurs asynchrones.

Après analyse et simulation de chaque stratégie de commande, un schéma fonctionnel a été proposé.

Chapitre 5

Commande combinée vectorielle- synergétique appliquée au moteur asynchrone

5.1. Introduction

Dans ce chapitre nous proposons une commande combinée vectorielle- synergétique où ω_r ou ω_s sont déterminés selon le principe de la commande vectorielle.

5.2. Application de la combinaison vectorielle-synergétique au modèle

$$[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$$

L'application du principe de la commande vectorielle sur le modèle complet (4.1) ou avec l'orientation du flux rotorique, nous permet d'obtenir :

$$x_3 = 0, \quad \omega_r = \frac{R_r L_m x_5}{L_r x_2} \quad (5.1)$$

Nous obtenons dans ces conditions, le modèle simplifié suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 x_5 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} x_4 \\ \dot{x}_3(t) &= 0 \\ \dot{x}_4(t) &= \left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 + x_1 x_5 + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_5^2}{x_2} + \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \dot{x}_5(t) &= \left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 - x_1 x_4 - \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_4 x_5}{x_2} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Avec : $x_1 = \omega_e$, $x_2 = \Phi_{rd}$, $x_3 = \Phi_{rq}$, $x_4 = i_{sd}$, $x_5 = i_{sq}$.

Sur ce modèle, nous faisons le calcul de v_{sd} , v_{sq} par l'application des techniques de la commande synergétique. Ce modèle n'est que pour le calcul de la commande. Après avoir fait ça, la simulation se fait en tenant compte du modèle complet (4.1).

5.2.1. Expressions des lois des commandes

Nous avons dans ce modèle (5.2) deux composantes de commande, nous introduisons alors seulement deux manifolds, soient [Kol 04]:

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= x_4 - \varphi_1(x_1, x_2) \\ \Psi_2 &= x_5 - \varphi_2(x_1, x_2)\end{aligned}\tag{5.3}$$

Ψ_1 et Ψ_2 doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$\begin{aligned}T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 &= 0 \\ T_2 \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2 &= 0 \quad T_1 > 0, T_2 > 0\end{aligned}\tag{5.4}$$

La dérivation de Ψ_1 donne :

$$\dot{\Psi}_1 = \dot{x}_4 - \dot{\varphi}_1\tag{5.5}$$

Alors, de la première équation fonctionnelle de (5.4), nous obtenons :

$$T_1(\dot{x}_4 - \dot{\varphi}_1) + \Psi_1 = 0\tag{5.6}$$

En remplaçant \dot{x}_4 par son expression dans le système initial (5.2), nous obtenons :

$$T_1 \left(\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 + x_1 x_5 + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_5^2}{x_2} + \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \dot{\varphi}_1 \right) + x_4 - \varphi_1 = 0\tag{5.7}$$

D'où :

$$v_{sd} = \sigma L_s \left(\left(\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_4 - x_1 x_5 - \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_5^2}{x_2} - \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} x_2 + \dot{\varphi}_1 - \frac{x_4}{T_1} + \frac{\varphi_1}{T_1} \right)\tag{5.8}$$

La dérivation de Ψ_2 donne :

$$\dot{\Psi}_2 = \dot{x}_5 - \dot{\varphi}_2\tag{5.9}$$

Alors, de la deuxième équation fonctionnelle de (5.4), nous obtenons :

$$T_2(\dot{x}_5 - \dot{\varphi}_2) + \Psi_2 = 0\tag{5.10}$$

En remplaçant \dot{x}_5 par son expression dans le système initial (5.2), nous obtenons :

$$T_2 \left(\left(\frac{-R_s L_r^2 - R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 - x_1 x_4 - \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_4 x_5}{x_2} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \dot{\varphi}_2 \right) + x_5 - \varphi_2 = 0\tag{5.11}$$

D'où :

$$v_{sq} = \sigma L_s \left(\left(\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) x_5 + x_1 x_4 + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{x_4 x_5}{x_2} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} x_1 x_2 + \dot{\varphi}_2 - \frac{x_5}{T_2} + \frac{\varphi_2}{T_2} \right)\tag{5.12}$$

Les commandes internes $\varphi_1(x_1, x_2)$, $\varphi_2(x_1, x_2)$ et par conséquent $\dot{\varphi}_1$, $\dot{\varphi}_2$ vont être spécifiées par un deuxième groupe de macrovariables posées.

Alors, la trajectoire de points représentant du moteur asynchrone sur les manifolds $\Psi_1 = \Psi_2 = 0$, sera décrite par le système décomposé suivant [Kol 04]:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= \frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1\end{aligned}\quad (5.13)$$

Pour ce système décomposé (5.13), nous introduisons des multiformes Ψ_3, Ψ_4 pour imposer les références souhaitées.

5.2.2. Loi synergétique de base

Nous posons des macrovariables de la forme suivante [Bas 04] [Jia 04] [Kol 04] [Kon 06] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03] [Son 04]:

$$\Psi_3 = k_1(x_1 - x_{1ref}) + k_2(x_2 - x_{2ref}) \quad (5.14)$$

$$\Psi_4 = k_3(x_1 - x_{1ref}) + k_4(x_2 - x_{2ref})$$

Qui doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$T_3 \dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 = 0 \quad (5.15)$$

$$T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 = 0, T_3 > 0, T_4 > 0$$

Par dérivation :

$$\dot{\Psi}_3 = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 \quad (5.16)$$

$$\dot{\Psi}_4 = k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2$$

Alors, (5.15) s'écrira :

$$T_3(k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) + \Psi_3 = 0 \quad (5.17)$$

$$T_4(k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) + \Psi_4 = 0$$

En remplaçant \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système décomposé (5.13), nous obtenons :

$$T_3(k_1(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_2(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1)) + \Psi_3 = 0 \quad (5.18)$$

$$T_4(k_3(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_4(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1)) + \Psi_4 = 0$$

En résolvant ce système, nous obtenons les commandes internes φ_1 et φ_2 en fonction de différentes variables d'état et de références :

$$\varphi_1 = \frac{L_r}{R_r L_m} \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \left(\frac{k_3}{T_3} \Psi_3 - \frac{k_1}{T_4} \Psi_4 \right) + \frac{1}{L_m} x_2. \quad (5.19)$$

$$\varphi_2 = \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \left(-\frac{k_4}{T_3} \Psi_3 + \frac{k_2}{T_4} \Psi_4 \right) + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1 \right).$$

Ψ_3, Ψ_4 se substituant par leurs expressions (5.14) :

Par dérivation :

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_3} \cdot \left(\frac{k_3}{T_3} \cdot (k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) - \frac{k_1}{T_4} \cdot (k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) \right) + \frac{1}{L_m} \dot{x}_2 \quad (5.20)$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{k_2}{(k_1 k_4 - k_2 k_3) T_4} \cdot (k_3 \dot{x}_1 + k_4 \dot{x}_2) - \frac{k_4}{(k_1 k_4 - k_2 k_3) T_3} \cdot (k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2) + \frac{f_r}{J} \dot{x}_1 \right)$$

En remplaçant φ_1, φ_2 en (5.19) et $\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2$ en (5.20) dans (5.8) et (5.12), les expressions de v_{sd}, v_{sq} sont ainsi déterminées en fonction de variables d'état et de références, la vitesse de rotation et le flux rotorique,

5.2.3. Loi synergétique améliorée

Nous posons des macrovariables de la forme suivante [Bas 04] [Jia 04] [Lid 05] [Mon 03a] [San 03]:

$$\Psi_3 = k_1 (x_1 - x_{1ref}) + k_2 (x_2 - x_{2ref}) + k_3 \int (x_1 - x_{1ref}) dt \quad (5.21)$$

$$\Psi_4 = k_4 (x_1 - x_{1ref}) + k_5 (x_2 - x_{2ref}) + k_6 \int (x_2 - x_{2ref}) dt$$

Qui doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$T_3 \dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 = 0, \quad (5.22)$$

$$T_4 \dot{\Psi}_4(t) + \Psi_4 = 0, T_3 > 0, T_4 > 0$$

Par dérivation :

$$\dot{\Psi}_3 = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3 (x_1 - x_{1ref}) \quad (5.23)$$

$$\dot{\Psi}_4 = k_4 \dot{x}_1 + k_5 \dot{x}_2 + k_6 (x_2 - x_{2ref})$$

Alors, (5.22) s'écrira :

$$T_3 (k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3 (x_1 - x_{1ref})) + \Psi_3 = 0 \quad (5.24)$$

$$T_4 (k_4 \dot{x}_1 + k_5 \dot{x}_2 + k_6 (x_2 - x_{2ref})) + \Psi_4 = 0$$

En remplaçant \dot{x}_1, \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système décomposé (5.13) nous obtenons :

$$\begin{aligned}
T_3(k_1(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_2(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1) + k_3(x_1 - x_{1ref})) + \Psi_3 &= 0 \\
T_4(k_4(\frac{p^2 L_m}{J L_r} x_2 \varphi_2 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1) + k_5(-\frac{R_r}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r} \varphi_1) + k_6(x_2 - x_{2ref})) + \Psi_4 &= 0
\end{aligned} \tag{5.25}$$

En résolvant ce système, nous obtenons les commandes internes φ_1 et φ_2 en fonction de différentes variables d'état et de références :

$$\begin{aligned}
\varphi_1 &= \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\frac{k_5}{T_3} \Psi_3 - \frac{k_1}{T_4} \Psi_4 + k_5 k_3 (x_1 - x_{1ref}) - k_1 k_6 (x_2 - x_{2ref}) \right) + \frac{1}{L_m} x_2. \\
\varphi_2 &= \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(-\frac{k_4}{T_3} \Psi_3 + \frac{k_2}{T_4} \Psi_4 + k_2 k_6 (x_2 - x_{2ref}) - k_4 k_3 (x_1 - x_{1ref}) \right) + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1 \right).
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Ψ_3, Ψ_4 se substituent par leurs expressions (5.21) :

Par dérivation :

$$\begin{aligned}
\dot{\varphi}_1 &= \frac{L_r}{R_r L_m} \cdot \frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\dot{x}_1 \cdot \left(\frac{k_5 k_1}{T_3} - \frac{k_1 k_5}{T_4} + k_5 k_3 \right) + \dot{x}_2 \cdot \left(\frac{k_5 k_2}{T_3} - \frac{k_1 k_4}{T_4} - k_1 k_6 \right) + \frac{k_5 k_3}{T_3} (x_1 - x_{1ref}) \right. \\
&\quad \left. - \frac{k_1 k_6}{T_4} (x_2 - x_{2ref}) \right) + \frac{1}{L_m} x_2.
\end{aligned} \tag{5.27}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\varphi}_2 &= \frac{J L_r}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(\dot{x}_1 \cdot \left(-\frac{k_4 k_1}{T_3} + \frac{k_2 k_5}{T_4} - k_1 k_4 \right) + \dot{x}_2 \cdot \left(-\frac{k_4 k_2}{T_3} + \frac{k_2 k_4}{T_4} + k_2 k_6 \right) - \frac{k_4 k_3}{T_3} (x_1 - x_{1ref}) \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{k_2 k_6}{T_4} (x_2 - x_{2ref}) + \frac{f_r}{J} \dot{x}_1 \right) - \frac{J L_r \dot{x}_2}{p^2 L_m x_2} \left(\frac{1}{k_1 k_4 - k_2 k_5} \left(-\frac{k_4}{T_3} \Psi_3 + \frac{k_2}{T_4} \Psi_4 + k_2 k_6 (x_2 - x_{2ref}) - k_4 k_3 (x_1 - x_{1ref}) \right) \right) \\
&\quad + \frac{p C_r}{J} + \frac{f_r}{J} x_1.
\end{aligned}$$

En remplaçant φ_1, φ_2 en (5.26) et $\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2$ en (5.27), dans (5.8) et (5.12), les expressions de v_{sd}, v_{sq} sont ainsi déterminées en fonction de variables d'état et de références, la vitesse de rotation et le flux rotorique.

5.2.4. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la combinaison de la commande vectorielle avec la commande synergétique, au moteur asynchrone à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$. avec les deux possibilités de commande, loi synergétique de base et loi synergétique améliorée. Nous avons attaqué le système par deux entrées de références :

Une vitesse de rotation de référence $\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{\omega}{2} = 100$ rd/s, et un flux rotorique de référence $\Phi_{rd} = 1$ wb. Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3$ s et $t=6$ s pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de ces deux possibilités de commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie plus, lors de fonctionnement du moteur.

$\Phi_{rd} = 1$ wb. Nous introduisons un couple résistant $C_r = 10$ N.m, entre les instants $t=3$ s et $t=6$ s pour voir l'influence de la charge sur la commande. Nous testons aussi la robustesse de ces deux possibilités de commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique, qui est le paramètre qui varie plus, lors de fonctionnement du moteur.

5.2.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base

a) cas idéal

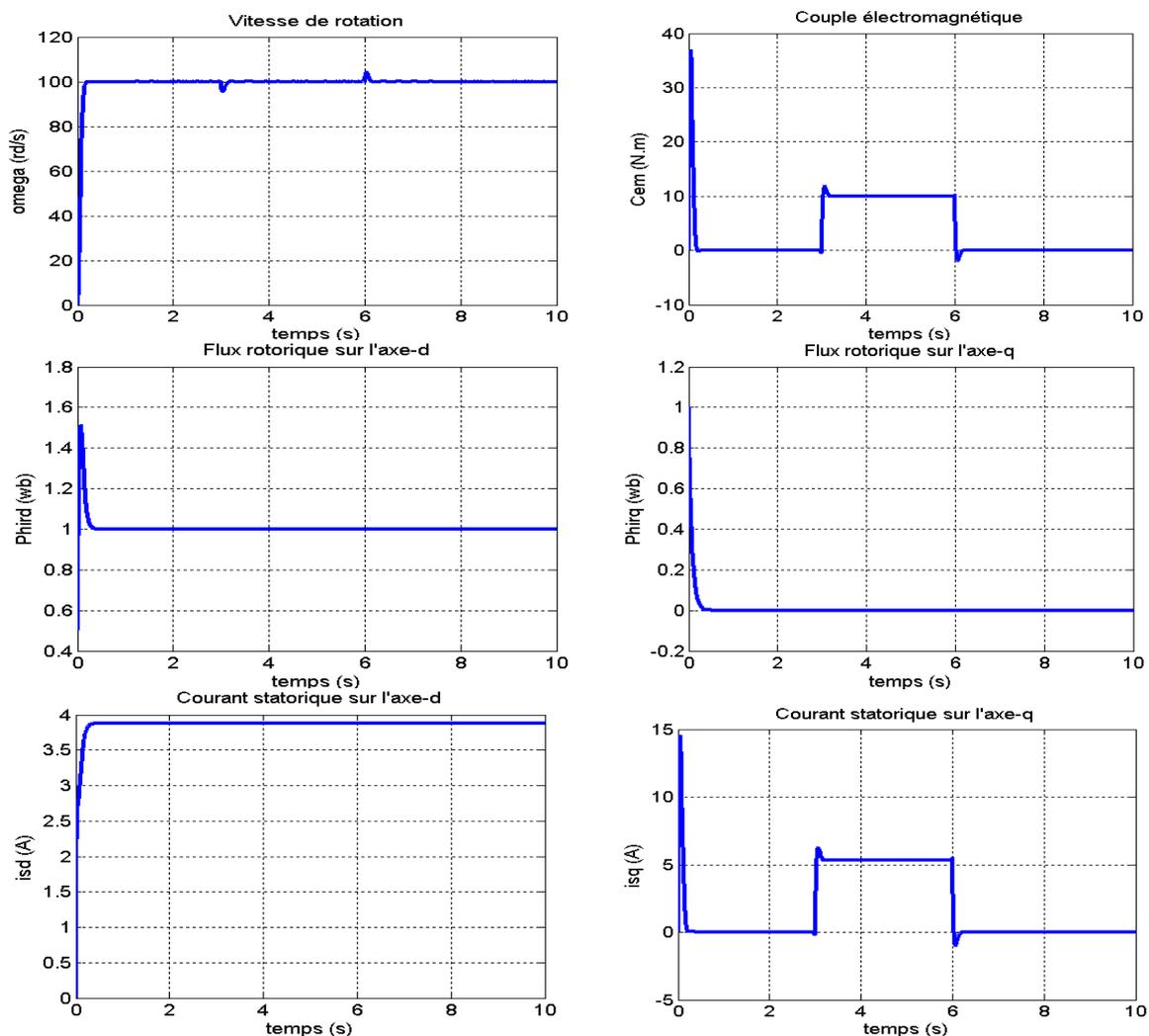
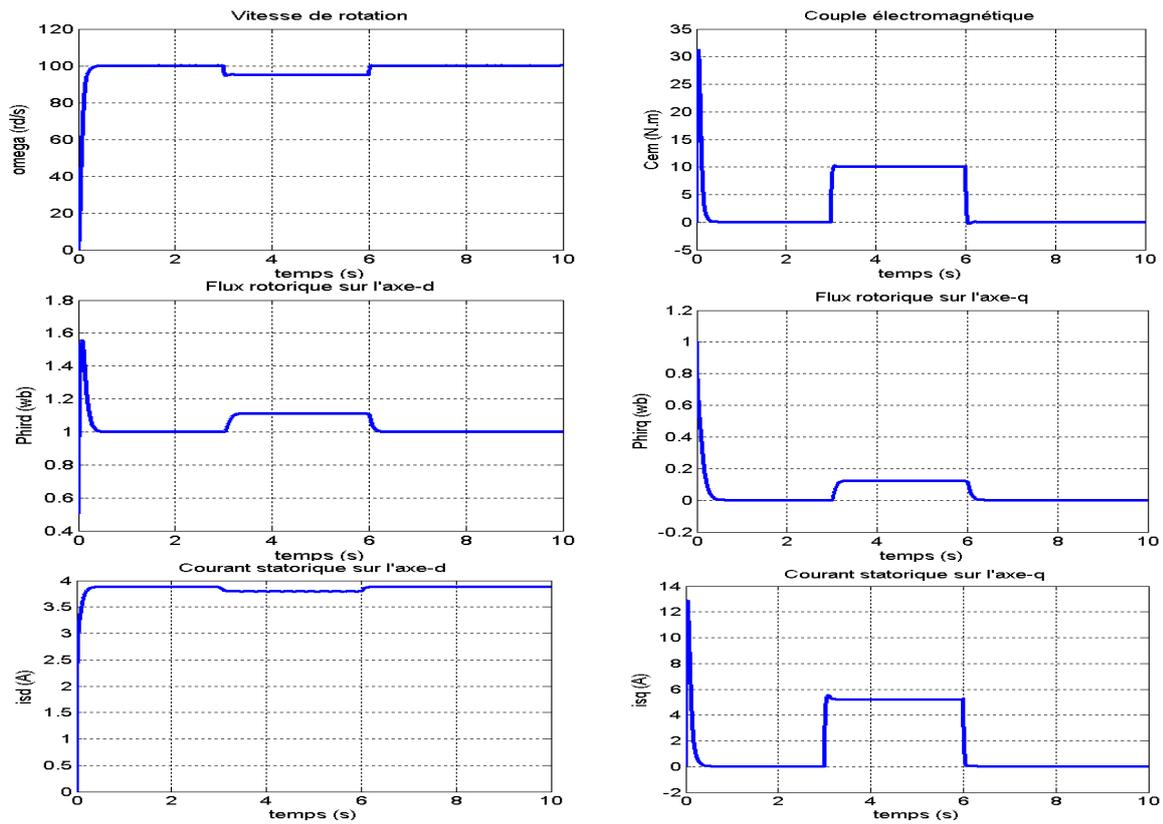


Fig. 5.1. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=2$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=2$, $k_6=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5=0.05$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

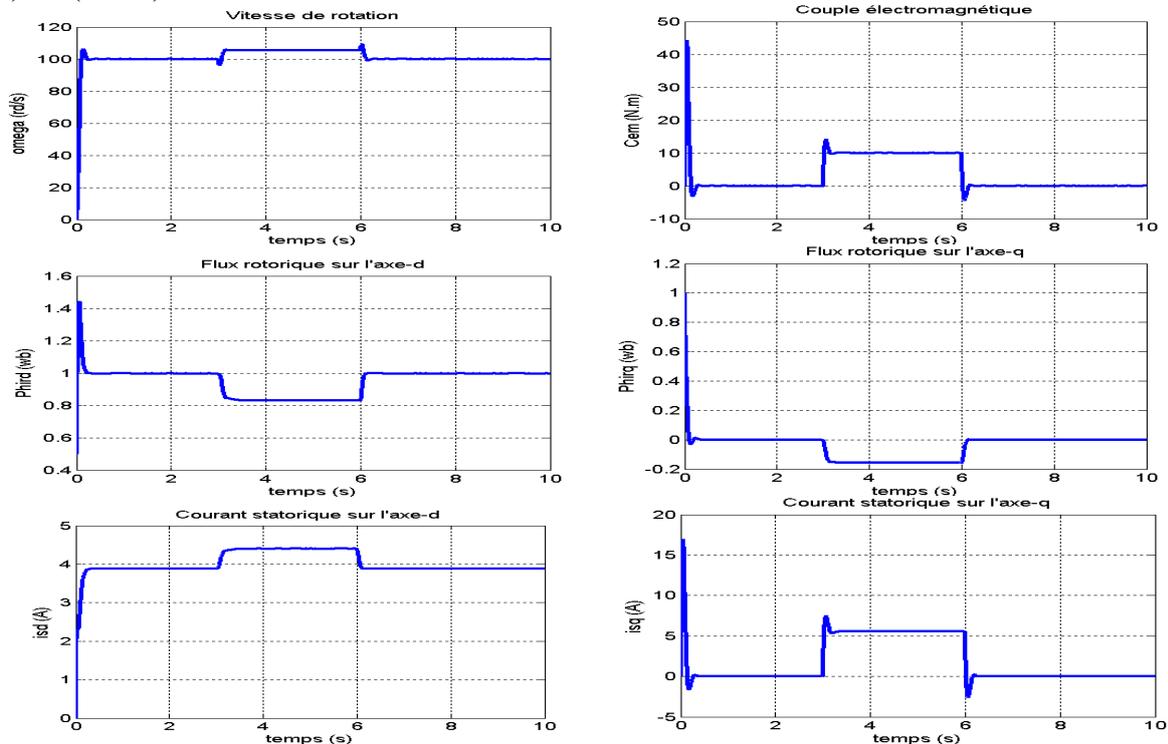


Fig. 5.2. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=2$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=2$, $k_6=0$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5=0.05$ s.

5.2.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée

a) cas idéal

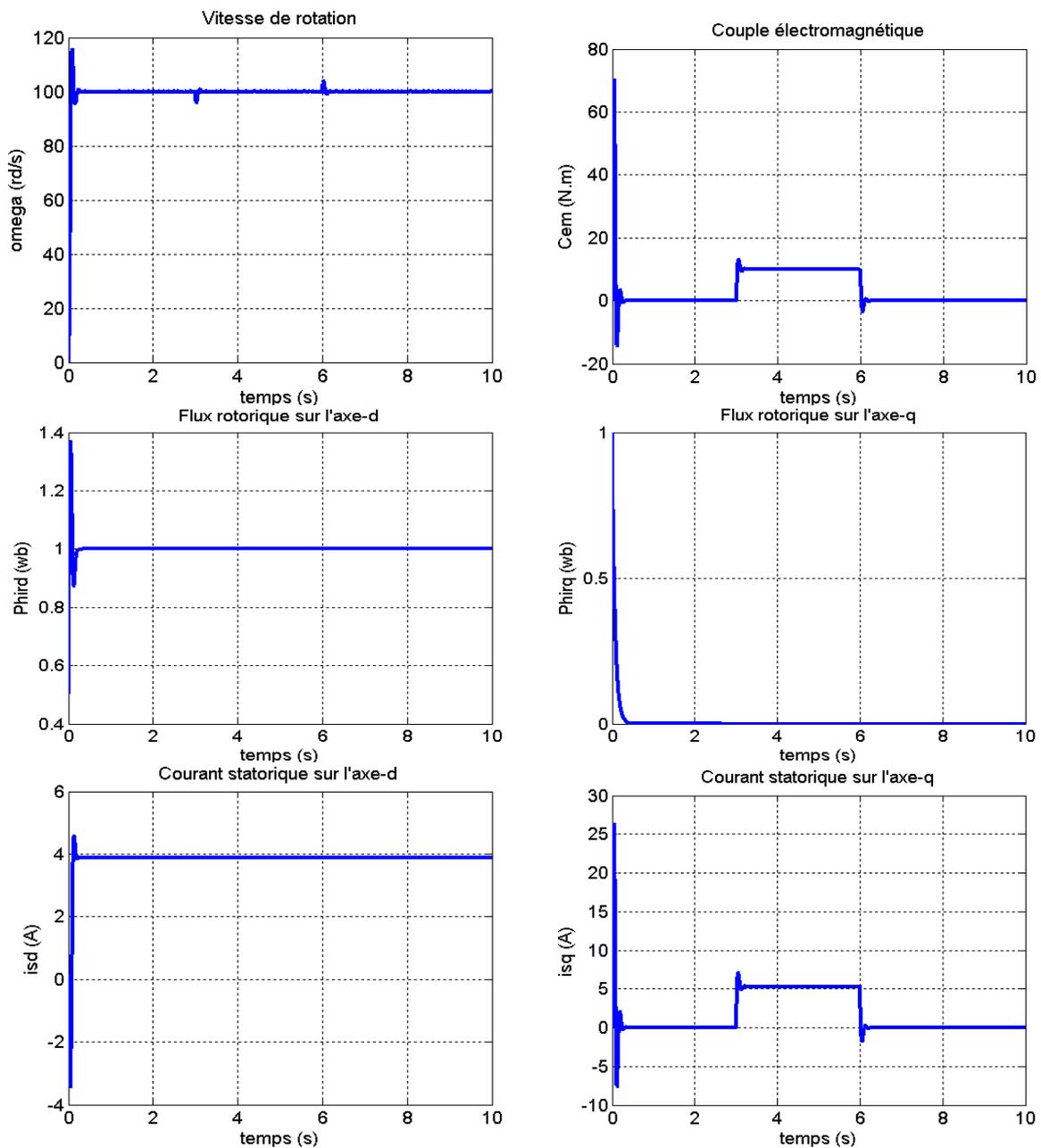
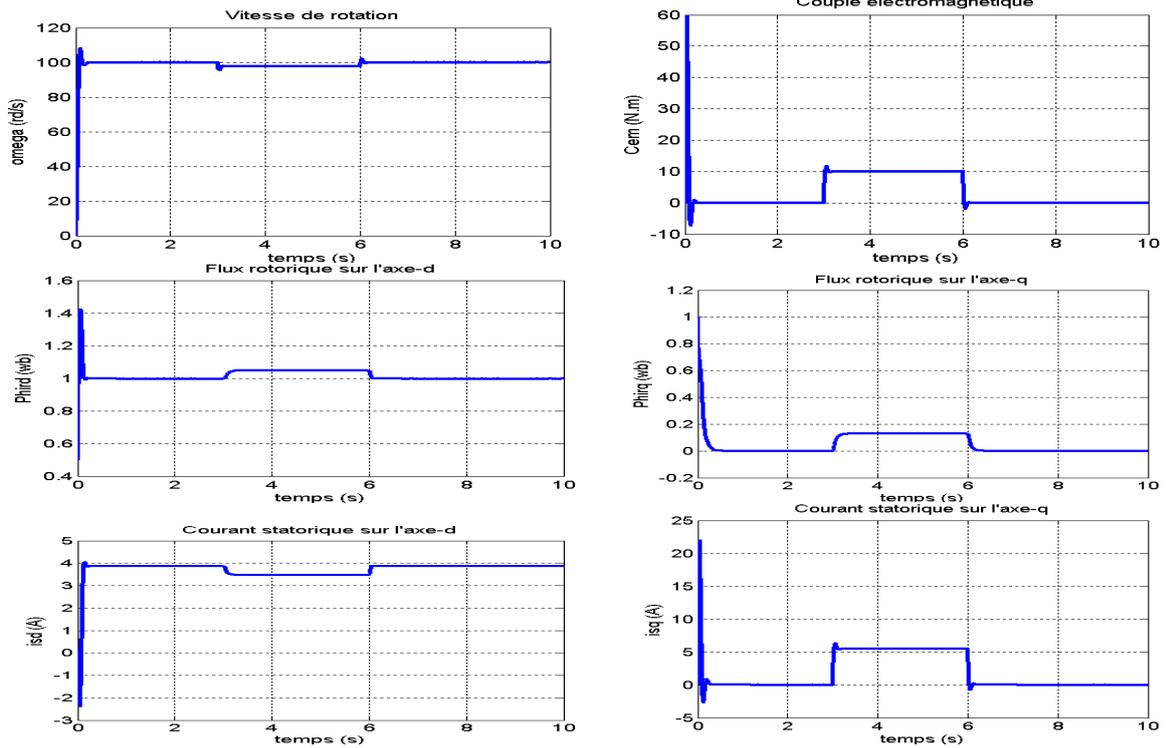


Fig. 5.3. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=0.1$, $k_4=1$, $k_5=0$, $k_6=0.1$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2= T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5= 0.05$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

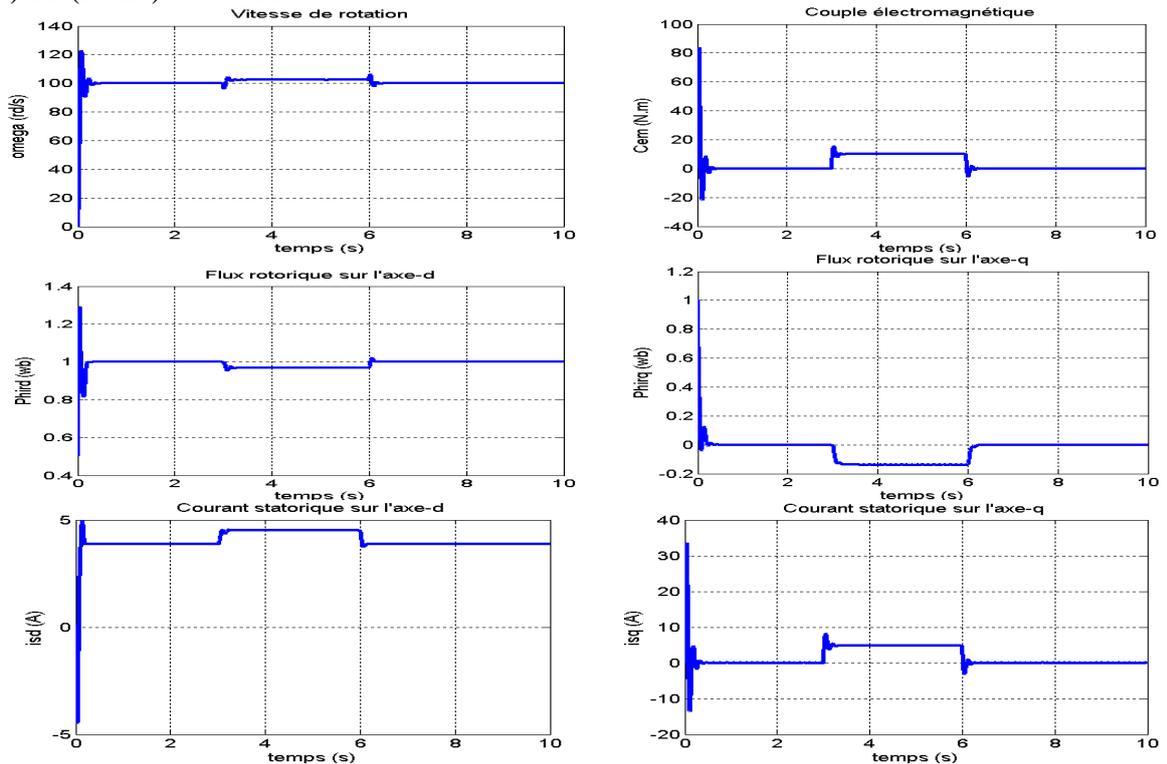


Fig. 5.4. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1, k_2=0, k_3=0.1, k_4=1, k_5=0, k_6=0.1$. et avec les temps de convergence : $T_1=T_2=T_3 = 0.02$ s, $T_4=T_5 = 0.05$ s.

5.2.5. Interprétation des résultats

La commande combinée vectorielle-synergétique avec une loi de base appliquée au moteur asynchrone, à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]$, a donné des bons résultats, avec peu moins de performance que la commande synergétique seule, de régulation de la vitesse et du flux rotorique, mais elle est sensible pendant la période de la perturbation externe du couple résistant, à la variation à la résistance rotorique. Ce problème a pu être résolu par l'introduction d'un terme intégral dans les expressions des macrovariables. L'avantage de cette technique est qu'elle réduit le programme de calcul de la commande par rapport la commande synergétique seule appliquée au même modèle.

5.2.6. Proposition d'un schéma d'implantation

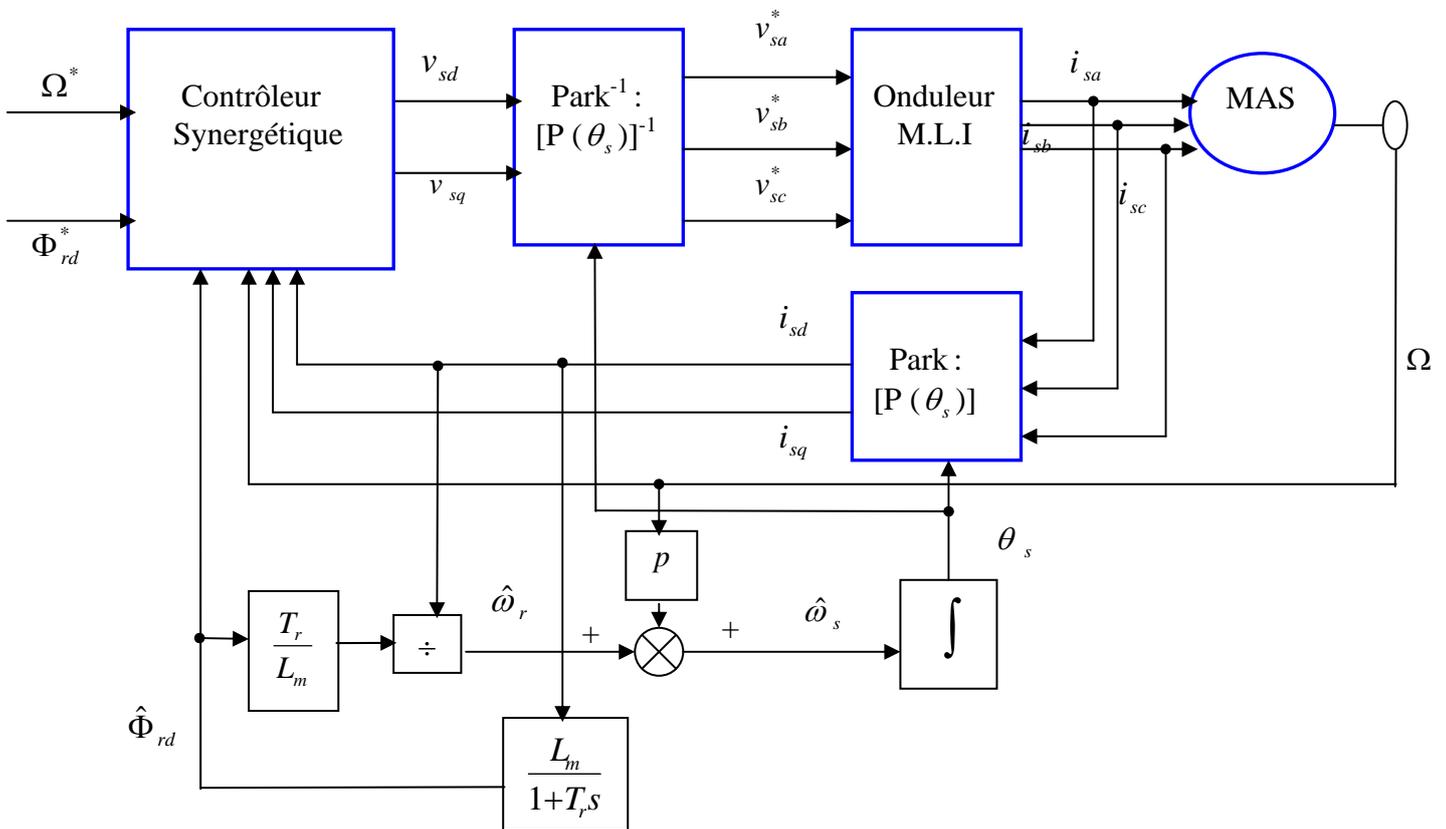


Fig. 5.5. Proposition d'un schéma fonctionnel globale de la commande combinée synergétique vectorielle avec le modèle rotorique.

5.3. Application de la combinaison vectorielle-synergétique au modèle

$$[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$$

Comme nous avons déjà vu dans le deuxième chapitre. L'application du principe de la commande vectorielle sur le modèle complet du moteur asynchrone, donne :

$$\varphi_{sq} = 0, \text{ soit } x_3 = 0, \text{ et } \omega_s = \frac{v_{sq} - R_s i_{sq}}{\Phi_{sd}}, \text{ soit } \omega_s = \frac{v_{sq} - R_s x_4}{x_2} \quad (5.28)$$

Nous obtenons dans ces conditions le modèle simplifié suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{p^2}{J} x_2 x_4 - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \\ \dot{x}_2(t) &= -R_s x_5 + v_{sd} \\ \dot{x}_3(t) &= 0 \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$\dot{x}_4(t) = \left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 + R_s \frac{x_4 x_5}{x_2} + x_1 x_5 - \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 + \left(\frac{1}{\sigma L_s} - \frac{x_5}{x_2} \right) v_{sq}$$

$$\dot{x}_5(t) = \left(\frac{-R_s L_r - R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_5 + \omega_s x_4 - x_1 x_4 + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} x_2 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd}$$

Avec : $x_1 = \omega_e$, $x_2 = \Phi_{sd}$, $x_3 = \varphi_{sq}$, $x_4 = i_{sq}$, $x_5 = i_{sd}$.

Sur ce modèle, nous faisons le calcul de v_{sd} , v_{sq} par l'application des techniques de la commande synergétique. Mais ce modèle n'est que pour accomplir le calcul des commandes. Après avoir fait ça, la simulation se fait sur le modèle complet du moteur (4.30).

5.3.1. Expressions des lois des commandes

On a dans ce dernier modèle (5.29) deux composantes de commande, nous introduisons alors seulement deux manifolds, soient :

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= x_2 - x_{2ref} \\ \Psi_2 &= x_4 - \varphi(x_1) \end{aligned} \quad (5.30)$$

Ψ_1 et Ψ_2 doivent satisfaire les deux équations différentielles homogènes suivantes :

$$\begin{aligned} T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 &= 0 \\ T_2 \dot{\Psi}_2(t) + \Psi_2 &= 0 \quad T_1 > 0, \quad T_2 > 0 \end{aligned} \quad (5.31)$$

La dérivation de Ψ_1 donne:

$$\dot{\Psi}_1 = \dot{x}_2 \quad (5.32)$$

Alors:

$$T_1 \dot{x}_2 + x_2 - x_{2\text{ref}} = 0 \quad (5.33)$$

En remplaçant \dot{x}_2 par son expression dans le système initial (5.29), nous obtenons :

$$v_{sd} = \frac{x_{2\text{ref}} - x_2}{T_1} + R_s x_5 \quad (5.34)$$

La dérivation de Ψ_2 donne:

$$\dot{\Psi}_2 = \dot{x}_4 - \dot{\phi} \quad (5.35)$$

Alors :

$$T_2 (\dot{x}_4 - \dot{\phi}) + x_4 - \phi = 0 \quad (5.36)$$

En remplaçant \dot{x}_4 par son expression dans le système initial (5.29), nous obtenons :

$$v_{sq} = \frac{\sigma L_s x_2}{x_2 - \sigma L_s x_5} \left(\left(\frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \right) x_4 - R_s \frac{x_4 x_5}{x_2} - x_1 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} x_1 x_2 + \dot{\phi} - \frac{x_4}{T_2} + \frac{\phi}{T_2} \right) \quad (5.37)$$

La commande interne $\phi(x_1)$, et par conséquent $\dot{\phi}$, va être spécifiées par l'introduction d'un deuxième groupe d'une seule macrovariable posée sur le système décomposé (5.38). Alors, la trajectoire des points représentant du moteur asynchrone sur les manifolds $\Psi_1 = 0, \Psi_2 = 0$ sera décrit par :

$$\dot{x}_1(t) = \frac{p^2}{J} x_{2\text{ref}} \phi - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \quad (5.38)$$

Pour ce système décomposé (5.38), nous introduisons une macrovariable Ψ_3 afin d'imposer les références souhaitées.

5.3.2. Loi synergétique de base

Comme nous avons déjà choisi une forme simple de Ψ_1 , nous choisissons une troisième macrovariable aussi de forme simple comme suit :

$$\Psi_3 = x_1 - x_{1\text{ref}} \quad (5.39)$$

Ψ_3 doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_3 \dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 = 0, \quad T_3 > 0 \quad (5.40)$$

Par dérivation :

$$\dot{\Psi}_3 = \dot{x}_1 \quad (5.41)$$

Alors (5.41) s'écrira :

$$T_3 \dot{x}_1 + x_1 - x_{1\text{ref}} = 0 \quad (5.42)$$

En remplaçant \dot{x}_1 par son expression dans le système décomposé (5.38), nous obtenons :

$$T_3 \left(\frac{p^2}{J} x_{2\text{ref}} \varphi - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} x_1 \right) + x_1 - x_{1\text{ref}} = 0 \quad (5.43)$$

D'où :

$$\varphi = \frac{J}{p^2 x_{2\text{ref}}} \left(\frac{x_{1\text{ref}} - x_1}{T_4} + \frac{p}{J} C_r + \frac{f_r}{J} x_1 \right)$$

$$\text{Et, par dérivation : } \dot{\varphi} = \frac{J}{p^2 x_{2\text{ref}}} \left(\frac{-1}{T_4} + \frac{f_r}{J} \right) \dot{x}_1 \quad (5.44)$$

En remplaçant par \dot{x}_1 son expression dans le système initial (5.29), nous obtenons :

$$\dot{\varphi} = \frac{J}{p^2 x_{2\text{ref}}} \left(\frac{-1}{T_4} + \frac{f_r}{J} \right) \left(\frac{p^2}{J} x_2 x_4 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) \quad (5.45)$$

Finalement, les commandes sont trouvées en fonction seulement des variables d'état et de leurs références.

5.3.3. Loi synergétique améliorée

Nous modifions Ψ_1 en lui ajoutant un terme intégral de l'erreur sur x_2 et cela à fin d'éliminer l'erreur statique sur cette grandeur à réguler, soit :

$$\Psi_1 = k_1 (x_2 - x_{2\text{ref}}) + k_2 (x_1 - x_{1\text{ref}}) + k_3 \int (x_2 - x_{2\text{ref}}) dt \quad (5.46)$$

Nous laissons Ψ_2 sans changement.

Ψ_1 doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_1 \dot{\Psi}_1(t) + \Psi_1 = 0, \quad T_1 > 0 \quad (5.47)$$

Par dérivation :

$$\dot{\Psi}_1 = k_1 \dot{x}_2 + k_2 \dot{x}_1 + k_3 (x_2 - x_{2\text{ref}}) \quad (5.48)$$

Alors (5.47) s'écrira :

$$T_1 (k_1 \dot{x}_2 + k_2 \dot{x}_1 + k_3 (x_2 - x_{2\text{ref}})) + \Psi_1 = 0 \quad (5.49)$$

En remplaçant \dot{x}_1 , \dot{x}_2 par leurs expressions dans le système initial (5.29), nous obtenons :

$$T_1 (k_1 (-R_s x_5 + v_{sd}) + k_2 \left(\frac{p^2}{J} x_2 x_4 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) + k_3 (x_2 - x_{2\text{ref}})) + \Psi_1 = 0 \quad (5.50)$$

D'où :

$$v_{sd} = R_s x_5 - \frac{k_2}{k_1} \left(\frac{p^2}{J} x_2 x_4 - \frac{p C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) - \frac{k_3}{k_1} (x_2 - x_{2\text{ref}}) - \frac{\Psi_1}{k_1 T_1} \quad (5.51)$$

En substituant Ψ_1 par son expression (5.46) :

$$v_{sd} = R_s x_5 - \frac{k_2}{k_1} \left(\frac{p^2}{J} x_2 x_4 - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \right) - \frac{k_3}{k_1} (x_1 - x_{1ref}) - \frac{1}{T_1} (x_2 - x_{2ref} + \frac{k_2}{k_1} (x_1 - x_{1ref})) + \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt \quad (5.52)$$

Dans ces conditions, sur les manifolds $\Psi_1 = 0, \Psi_2 = 0$, nous obtenons le système décomposé de la forme suivante:

$$\dot{x}_1(t) = \frac{p^2}{J} (x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1} (x_1 - x_{1ref})) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt \cdot \varphi - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 \quad (5.53)$$

Pour déterminer φ , nous introduisons sur ce système décomposé, une macrovariable Ψ_3 modifiée en incluant un terme intégral de l'erreur sur x_1 et cela à fin d'éliminer l'erreur statique sur cette grandeur à réguler, Soit :

$$\Psi_3 = k_4 (x_1 - x_{1ref}) + k_5 \int (x_1 - x_{1ref}) dt \quad (5.54)$$

Ψ_3 doit satisfaire l'équation différentielle homogène suivante :

$$T_3 \dot{\Psi}_3(t) + \Psi_3 = 0, T_3 > 0 \quad (5.55)$$

$$\dot{\Psi}_3 = k_4 \dot{x}_1 + k_5 (x_1 - x_{1ref}) \quad (5.56)$$

Alors (5.55) s'écrira :

$$T_3 (k_4 \dot{x}_1 + k_5 (x_1 - x_{1ref})) + \Psi_3 = 0 \quad (5.57)$$

En remplaçant \dot{x}_1 par son expression dans le système décomposé (5.53), nous obtenons :

$$T_3 (k_4 (\frac{p^2}{J} (x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1} (x_1 - x_{1ref})) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt) \cdot \varphi - \frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 + k_5 (x_1 - x_{1ref})) + \Psi_3 = 0 \quad (5.58)$$

$$\text{Et : } \varphi = \frac{J}{p^2 (x_{2ref} - \frac{k_2}{k_1} (x_1 - x_{1ref})) - \frac{k_3}{k_1} \int (x_2 - x_{2ref}) dt} \left(\frac{pC_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_1 - \frac{k_3}{k_1} (x_1 - x_{1ref}) - \frac{\Psi_3}{k_1 T_3} \right) \quad (5.59)$$

Finalement, les commandes sont trouvées en fonction seulement des variables d'état et de leurs références.

5.3.4. Simulation

Dans ce qui suit, nous simulons l'application de la combinaison de la commande vectorielle avec la commande synergétique, au moteur asynchrone à son modèle avec vecteur d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$ avec les deux possibilités de commande, loi synergétique de base et

loi synergétique améliorée. Nous avons attaqué le système par deux entrées de références vitesse de rotation $\Omega = 100 \text{ rd/s}$, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1 \text{ wb}$. Avec l'introduction d'une charge $Cr = 10 \text{ N.m}$, entre $t=3\text{s}$ et $t=6\text{s}$.

5.3.4.1. Simulation de la loi de commande synergétique de base

a) cas idéal $R_r \text{ (réelle)} = R_r$

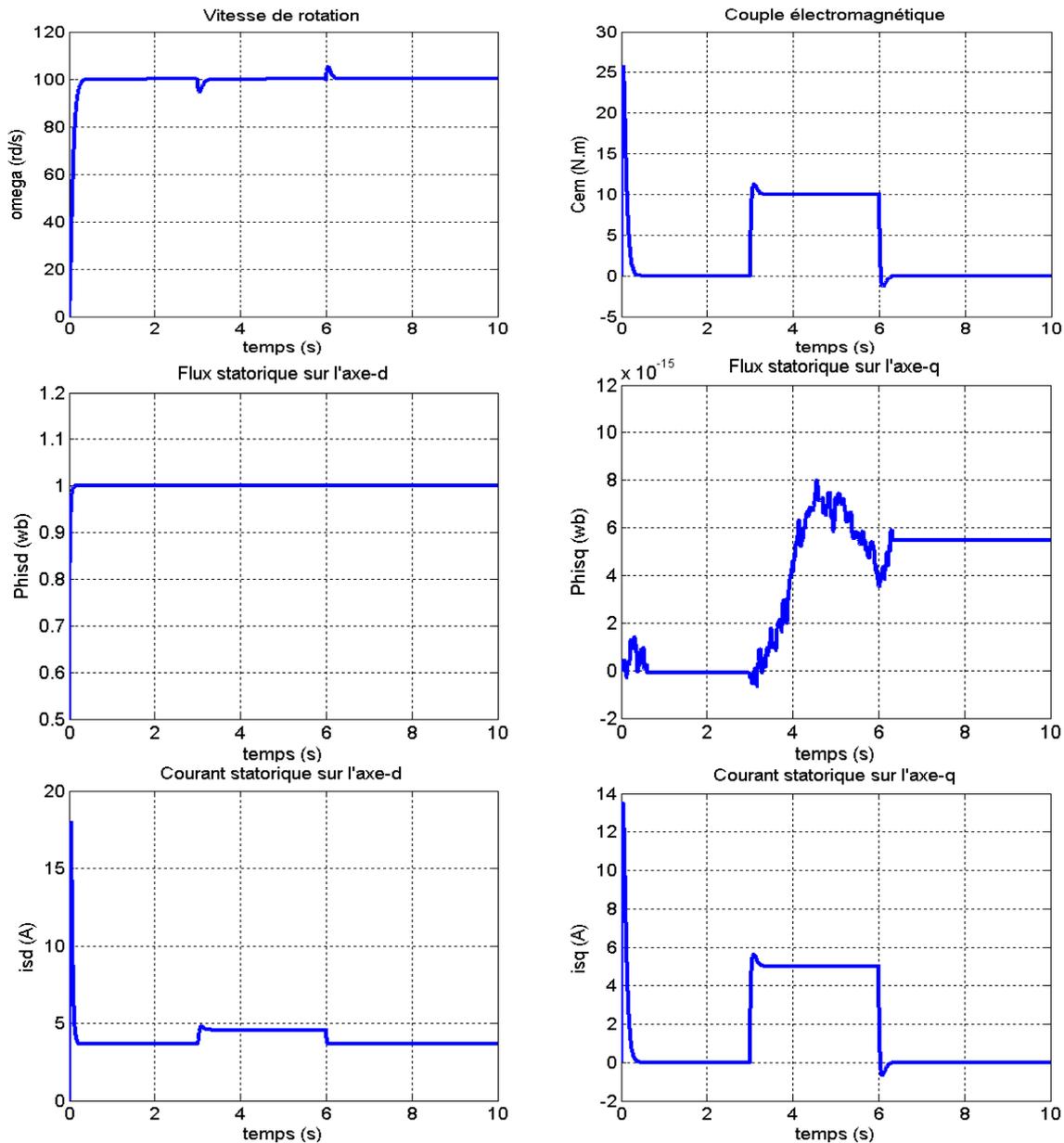
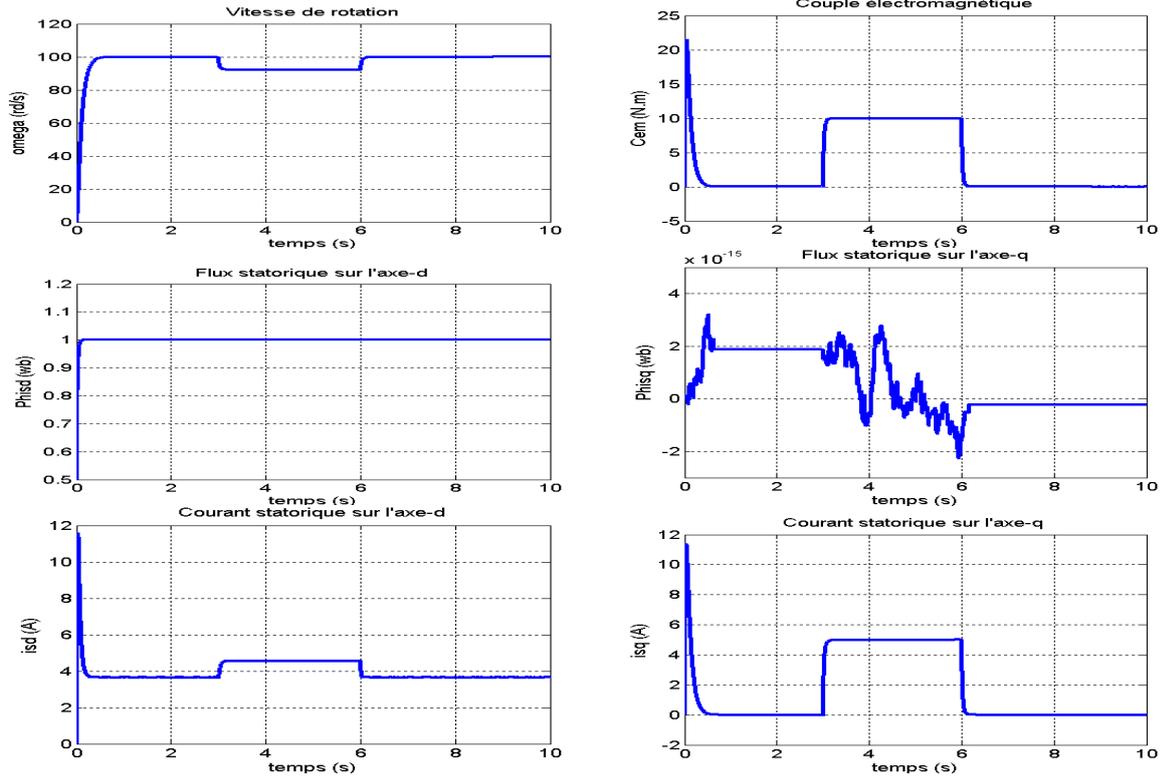


Fig. 5.6. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100 \text{ rd/s}$, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1 \text{ wb}$) avec l'introduction d'une charge $Cr = 10 \text{ N.m}$, entre $t=3\text{s}$ et $t=6\text{s}$. les paramètres de contrôle : $k_1=1, k_2=0, k_3=0, k_4=1, k_5=0$. et avec les temps de convergence : $T_1= 0.02\text{s}, T_2= 0.04\text{s}, T_3= 0.05\text{s}$.

b) R_r (réelle) = $1.1 * R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 * R_r$

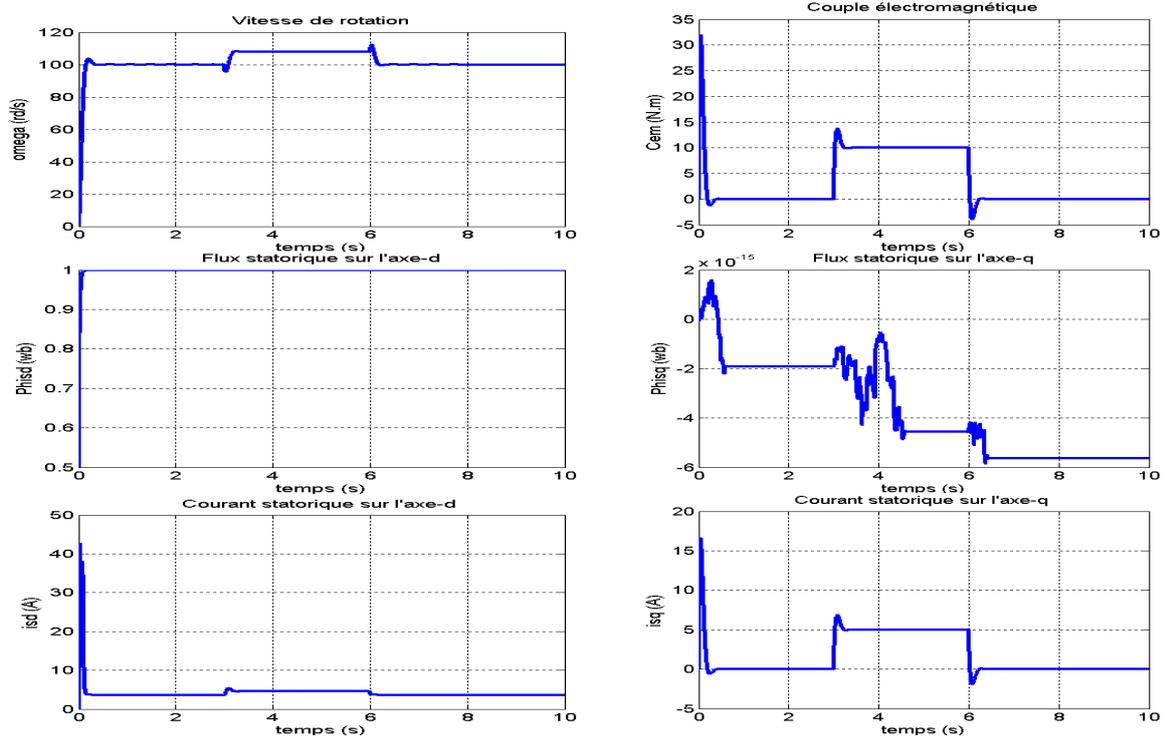


Fig. 5.7. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=0$, $k_4=1$, $k_5=0$. et avec les temps de convergence : $T_1 = 0.02$ s, $T_2 = 0.04$ s, $T_3 = 0.05$ s.

5.3.4.2. Simulation de la loi de commande synergétique améliorée

a) cas idéal

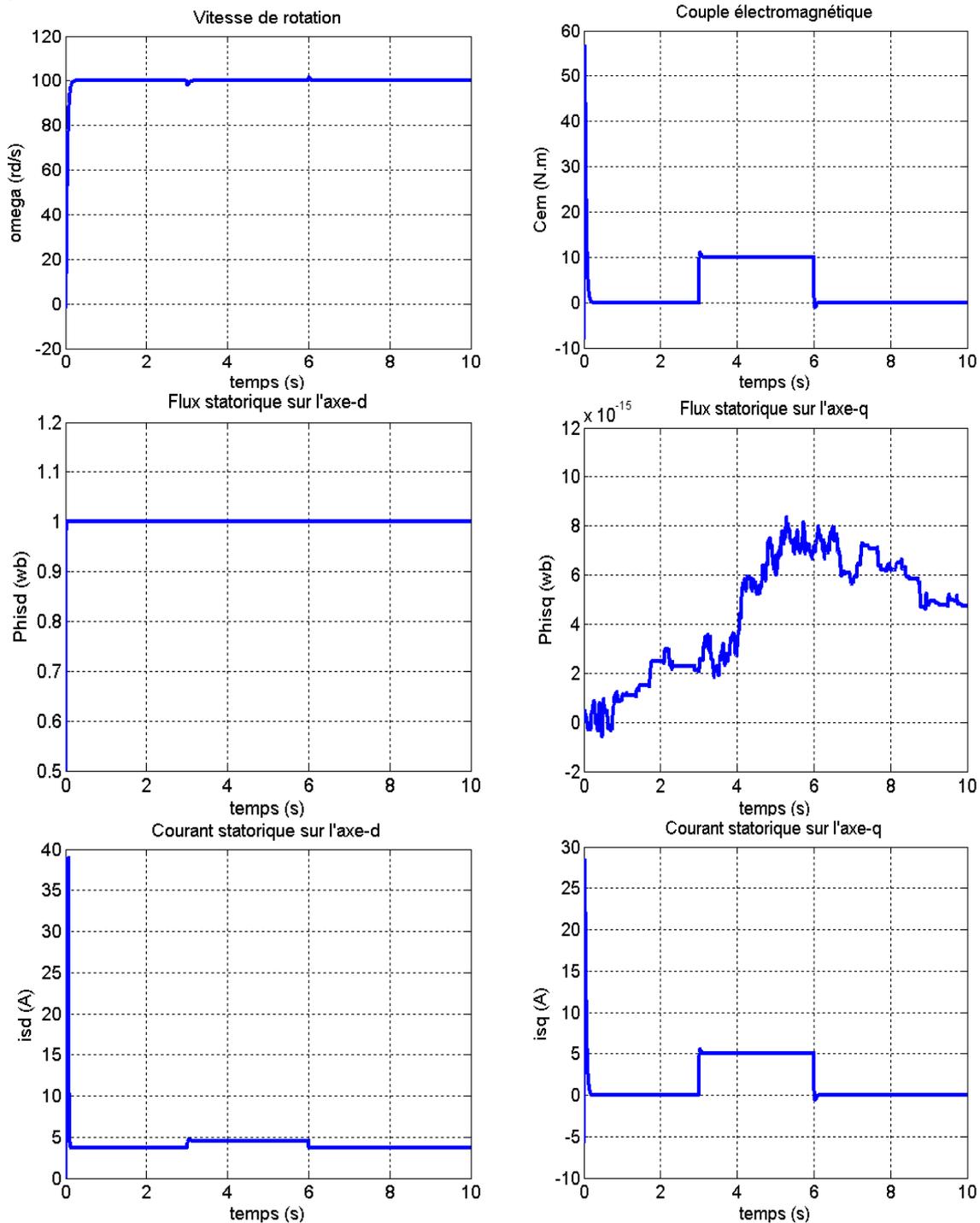
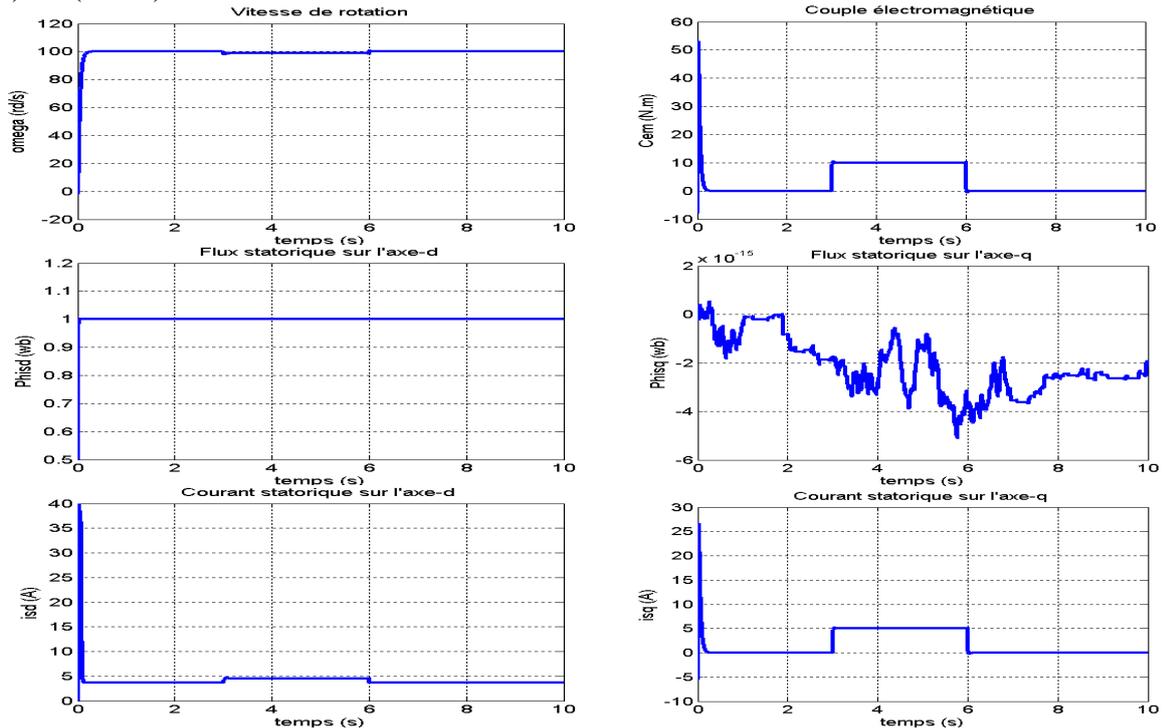


Fig. 5.8. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=100$, $k_4=1$, $k_5=100$. et avec les temps de convergence : $T_1 = 0.02$ s, $T_2 = T_3 = 0.0666$ s.

b) R_r (réelle) = $1.1 \cdot R_r$



c) R_r (réelle) = $0.9 \cdot R_r$

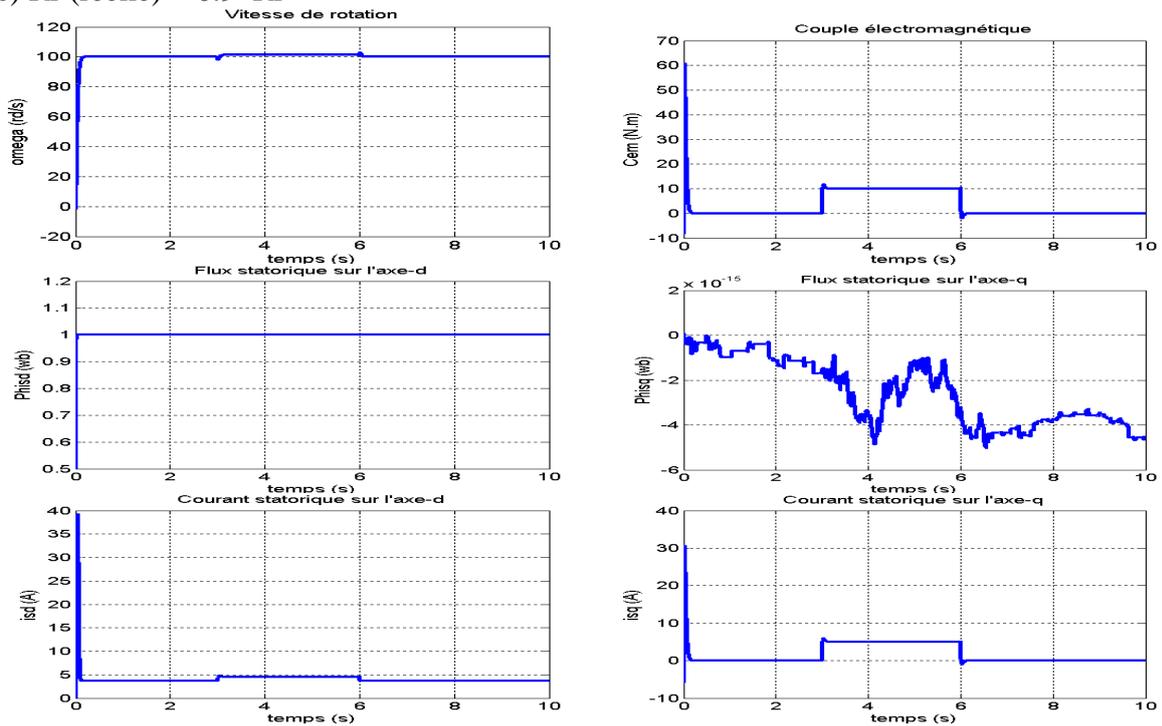


Fig. 5.9. Réponse du système aux références (vitesse de rotation $\Omega = 100$ rd/s, flux rotorique $\Phi_{rd} = 1$ wb) avec l'introduction d'une charge $C_r = 10$ N.m, entre $t=3$ s et $t=6$ s. les paramètres de contrôle : $k_1=1$, $k_2=0$, $k_3=100$, $k_4=1$, $k_5=100$. et avec les temps de convergence : $T_1 = 0.02$ s, $T_2 = T_3 = 0.0666$ s.

5.3.5. Interprétation des résultats

La commande combinée vectorielle-synergétique (c.v.s) avec une loi de base appliquée au modèle d'état $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$, a donné une régulation légèrement robuste de la vitesse. Cette perte en robustesse peut être compensée par l'introduction d'un terme intégral dans l'expression des macrovariables.

La (c.v.s) est moins performante que la commande synergétique seule, mais son avantage est qu'elle réduit le programme de calcul de la commande.

5.3.6. Proposition d'un schéma d'implantation

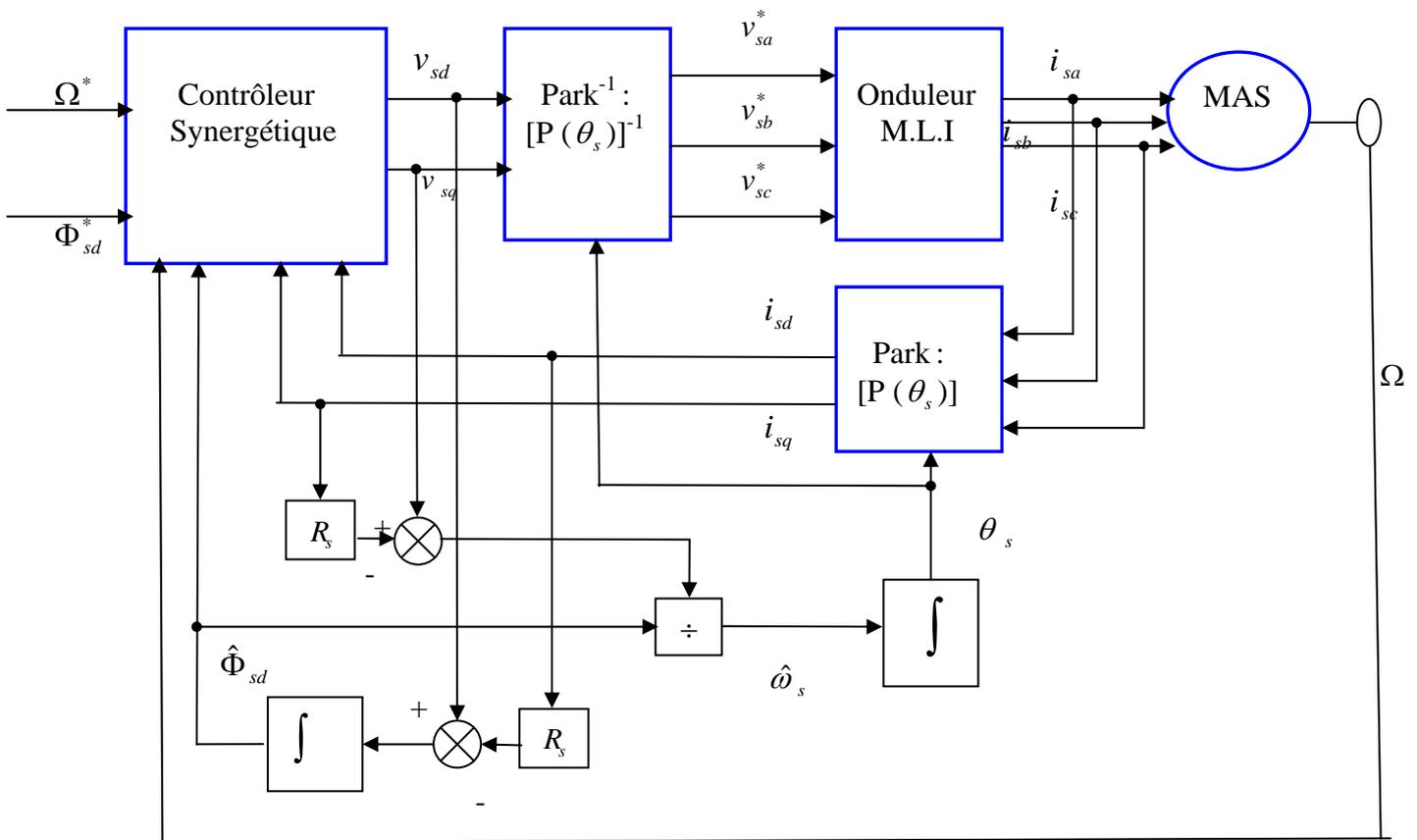


Fig. 5.10. Proposition d'un schéma fonctionnel globale de la commande combinée synergétique vectorielle avec le modèle statorique.

5.4. Conclusion

Ce chapitre a présenté deux autres stratégies, peu différentes de celles présentées au chapitre précédent, de l'application de la théorie de la commande synergétique au moteur asynchrone. Ceci en prenant en considération l'orientation du flux dans les deux cas : cas du flux rotorique et cas du flux statorique.

Les simulations ont montré des similitudes dans les résultats obtenus avec ces stratégies et ceux obtenus au chapitre précédent. Sauf qu'ici les programmes des calculs des commandes sont réduits. Ce qui présente un avantage pour la réalisation pratique. Ceci se manifeste clairement en voyant les schémas proposés des commandes.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude et l'application de la théorie de la commande synergétique au moteur asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de ce moteur dans le référentiel de Park, puis l'obtention de ses différentes représentations d'état.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté l'application des techniques de la commande vectorielle au moteur asynchrone. En effet, nous avons élaboré la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique et celle avec orientation du flux statorique. Nous avons testé la robustesse de ces commandes vis-à-vis des variations des paramètres internes du moteur et perturbations externes.

Les résultats de la simulation ont montré que cette commande est performante et insensible vis-à-vis du changement des paramètres lors de la régulation de la vitesse mais, que les réponses sont clairement affectées lors de la régulation du flux.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la théorie de la commande synergétique, ses concepts de base pour la synthèse des régulateurs synergétiques.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié l'application de la théorie de la commande synergétique au moteur asynchrone. Nous avons appliqué cette technique de commande aux mêmes modèles traités précédemment avec la commande vectorielle.

Nous avons étudié différentes expressions des lois des commandes, premièrement une expression simple, loi synergétique de base, qui a donné des bons résultats de régulation de la vitesse et du flux. Cependant, il s'avère que cette loi de commande est sensible aux variations des paramètres lors de l'application d'une charge. De plus, une loi synergétique améliorée par l'introduction des termes intégraux sur les erreurs des grandeurs à réguler a été introduite et a permis la diminution de la sensibilité de la commande aux variations des paramètres lors de la régulation de la vitesse et du flux.

Dans le cinquième chapitre, nous avons appliqué la combinaison de la commande synergétique avec celle vectorielle au moteur asynchrone. Ceci, en prenant en considération

l'orientation du flux rotorique pour le modèle $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}, \omega_e]$, et l'orientation du flux statorique pour le modèle $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \omega_e]$.

Nous avons ainsi élaboré les deux choix des lois synergétiques, loi synergétique de base et loi synergétique améliorée.

Nous résumons les résultats comme suit :

- La commande synergétique est très adaptée aux systèmes non linéaires. Elle n'a pas besoin d'aucune linéarisation.
- La commande synergétique permet de contrôler chaque sortie isolée indépendamment du contrôle des autres sorties. Elle n'a besoin d'aucun découplage comme dans la commande vectorielle.
- La commande synergétique a donné des bons résultats sur différents modèles, statorique et rotorique de la machine.
- La commande synergétique est sensible aux variations de paramètres du moteur. Mais cette sensibilité peut être réduite par des choix appropriés des structures des macrovariables introduites dans les lois de commandes. Par ailleurs, elle est peu sensible aux variations des paramètres dans le cas de la loi synergétique de base et quand on introduit un terme intégral dans les expressions des macrovariables, cette sensibilité diminue franchement.
- La commande synergétique a donné des résultats meilleurs quant elle est appliquée toute seule par rapport au cas où elle est combinée avec la commande vectorielle.
- La commande synergétique permet au concepteur de choisir librement des structures des macrovariables et par conséquent de former les lois des commandes convenables. Enfin, nous pouvons dire que ce type de commande est très prometteur.

La commande synergétique peut être appliquée à d'autres modèles du moteur asynchrone tels que ceux par exemple, à l'alimentation en courant, ou à commande hybride : synergétique conjuguée, avec d'autres commandes (modes glissants, logique floue etc.).

REFERENCES

Modélisation, commande vectorielle :

- [Alr 04] Imad AL-ROUH. "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Thèse Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. 2004.
- [Ama 05] S. Amamra. "Commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone avec linéarisation hybride". Thèse de magister, ENP, Alger 2005.
- [Azz 95] A. Azzi. "Modélisation de l'actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel, Thèse de magister, ENP, Alger 1995.
- [Bag 99] L. Baghli. "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux des neurones et des algorithmes génétiques". Université Henri Poincaré, Nancy-I. 1999.
- [Bag 95] L. Baghli. "Modélisation et commande de la machine asynchrone", notes de cours, IUFM de Lorraine UHP, 1995.
- [Bar 93] L. Barazane. "Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant, Thèse de magister, ENP, Alger 1993.
- [Bou 93] Tarek Boumegoura. "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic, Thèse Doctorat. Ecole centrale de Lyon. 2001.
- [Car 95] J.-P. Caron, J.-P. Hautier. "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technip, 1995, Paris.
- [Cha 95] Y-A- Chapuis, D. Roye et S. Courtine. "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique J. Phys. III France pp863-880 June 1995.
- [Chu 04] Tae-Won Chun, Meong-Kyu Choi, Bimal k. Bose. "A novel startup scheme of stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive without torque jerk. IEEE Transactions on industry application, Vol. 39, No3, pp776-782. May/juin 2003.
- [Den 02] Mouloud Azzedine Denai, Sid Ahmed Attia. Fuzzy and neural control of an induction motor. Int. J. Appl. Math. Comput. Sci. Vol.12, No.2, pp221-233. 2002.
- [Did 04] Gaetan Didier. "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances". Thèse Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. 2001.

- [Gau 04] Gautam Poddar, V. T. Ranganathan. "Sensorless Field-Oriented Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive". IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 51 No 5, pp1089-1096. October 2004.
- [Had 01] Djafar Hadiouche. "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure". Thèse Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. 2001.
- [Hau 95] J.-P. Hautier, J.-P. Caron. "Systèmes automatiques, tome 2 Commande des processus", Edition Ellipses, 1997, Paris.
- [Jeo 02] Seok Ho Jeon, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi. "Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors". IEEE Transactions on industrial electronics, VOL. 49, NO. 3, pp653-664. June 2002.
- [Lal 96] D. Lalili, D. Alliaoui. "Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension, Mémoire ingénieur, ENP, Alger 1996.
- [Man 04] Abdellah Mansoiri, Mohammed Chenafa, Abderrahmane Bouchenna, Eric Etien. "Powerful non linear observer associated with field-oriented control of an induction motor". Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 14, No. 2, pp209-220, 2004.
- [Mez 04] Smail Mezani. "Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace. Thèse Doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine. 2004.
- [Nib 94] M. Nibouche. "Application des commandes non linéaires au machine asynchrone, Thèse de magister, ENP, Alger 1995.
- [Our 93] T. Ourth. "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur J. Phys. III Franc- pp1123-1133. JUNE 1993.
- [Rob 96] B. Robyns, F. Labrique, H. Buyse. "Commande numérique simplifiée et robuste d'actionneurs asynchrones de faible puissance". J. Phys. III France. pp1039-1057 August 1996.
- [Sch 99] Emmanuel Schaeffer. "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts". Thèse Doctorat. Université de Nantes. 1999.
- [Sia 93] Patrick Siarry. "Automatique de base", Edition Berti, 1993, Alger.
- [Tar 97] Tarbouchi Mohammed. "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé". Thèse Ph.D. Université Laval Québec Septembre 1997.

- [Wit 00a] Carlos Canudas de Wit. "commande des moteurs asynchrones, volume 1. Modélisation, contrôle vectoriel et DTC.", Edition Hermes science, 2000, Paris.
- [Wit 00b] Carlos Canudas de Wit. "commande des moteurs asynchrones, volume 2. Optimisation, discrétisation et observation.", Edition Hermes science, 2000, Paris.
- [Cao 97] Minh Ta Cao. "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue". Thèse Ph.D. Université Laval Québec Septembre 1997.

Commande synergétique :

- [Bas 04] J. Bastos, A. Monti, E. Santi. "Design and Implementation of a Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor using the Synergetic approach to Control Theory". 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen. Germany, 2004.
- [Hak 07] Hermann Haken. "Synergetics". Scholarpedia, p.7017, 2007.
- [Jia 04] Zhenhua Jiang, Roger A. Dougal. "Synergetic Control of Power Converters for Pulse Current Charging of Advanced Batteries From a Fuel Cell Power Source". pp1140-1150. IEEE Transactions on power electronics, Vol. 19, No. 4, July 2004.
- [Kol 00] Anatoly Kolesnikov, Andy Popov, Gennady Veselov, Alex Kolesnikov, Andy Kuzm en ko, Roger A. Dougal, Igor Kondratiev. "A synergetic approach to the modeling of power electronic systems". 0-7803-6561 -5/00/\$10.00 © 2000 IEEE
- [Kol 02a] Anatoly Kolesnikov, Guennady E. Veselov, Andrey Popov, Alexander Kolesnikov, Mikhail Medvedev, Roger A. Dougal, Igor Kondratiev. "Synergetic Control for group of DC-DC Buck Converters". Proceedings of the Power system 2002 conference: Impact of distributed generation, March 13-15, 2002. Ramada Inn, Clemson, SC.
- [Kol 02b] Anatoly Kolesnikov, Guennady E. Veselov, Andrey Popov, Alexander Kolesnikov, Piter Kravtchnko, Mikhail Pogorelov, Roger Dougal, Igor Kondratiev. Synergetic synthesis of adaptative regulators for DC-DC Boost Converters. Proceedings of the Power system conference: Impact of distributed generation, Ramada Inn, Clemson, SC. March 13-15, 2002.
- [Kol 02c] A. Kolesnikov, F. Ponci, A. Monti, and E. Santi, "Synergetic synthesis of dc-dc boost converter controllers: Theory and experimental analysis," in Proc. IEEE APEC'02, Dallas, TX, Mar. 2002.
- [Kol 04] A. A. Kolesnikov. "Synergétique : processus d'autoorganisation et commande". (En Russe) Taganrog 2004, Russie.

- [Kon 04] I. Kondratiev, R. Dougal, E. Santi, G. Veselov. "Synergetic Control for DC-DC Buck Converters with Constant Power Load". 3rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [Kon 06] I. Kondratiev and R. Dougal. "General Synergetic Control Strategies for Arbitrary Number of Paralleled Buck Converters Feeding Constant Power Load: Implementation of Dynamic Current Sharing". IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada
- [Lid 05] A. Lidozzi, L. Solero, P. Taddia. "Synergetic Control for Axial-Flux PM Motor Drives" pp2561-2568. IAS 2005. 0-7803-9208-6/05/\$20.00 IEEE 2005.
- [Mon 03a] A. Monti, R. Dougal, E. Santi, D. Li, K. Proddutur. "Compensation for step-load variations when applying synergetic control," Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), pp. 334-340, Feb. 2003
- [Mon 03b] Antonello Monti, Enrico Santi, Roger A. Dougal, Marco Riva. "Rapid Prototyping of Digital Controls for Power Electronics". IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 18, NO. 3, pp 915-922. May 2003.
- [San 03] Enrico Santi, Antonello Monti, Donghong Li, Karthik Proddutur, and Roger A. Dougal, "Synergetic Control for DC-DC Boost Converter: Implementation Options". IEEE Transactions on industry applications. Vol. 39, NO. 6, pp1803-1813. Nov/Dec 2003
- [Son 04] Young-Dae Son, Tae-Won Heo, Enrico Santi, Antonello Monti. "Synergetic Control Approach for Induction Motor Speed Control". The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004, Busan, Korea.

Annexe :

Pour toute simulation dans ce mémoire, nous avons adoptés une machine asynchrone de puissance 1.5Kw dont les caractéristiques suivantes [Bar 03] :

- La tension nominale par phase : 220V.
- Fréquence du réseau : 50 Hz.
- Vitesse nominale : $N_n = 1420$ tr/mn.
- Nombre de paires de pôles : $p = 2$.
- Résistance statorique : $R_s = 4.85$ Ohm.
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.274$ H.
- Résistance rotorique : $R_r = 3.805$ Ohm.
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.274$ H
- Coefficient de dispersion : 0.1133.
- Moment d'inertie : 0.031kg.m^2 .
- Coefficient de frottement négligé.