



Faculté des Sciences de L'Ingéniorat

Département d'Electrotechnique

## **THESE**

*Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en sciences*

## **THEME**

*Etude Comparée des Différentes Techniques  
de Commande de la Machine Asynchrone*

**Option :**

**Commande électrique**

**Présentée par :**

**Mr.BENHENICHE Abdelhak**

**Devant le jury :**

|                             |                         |            |                                 |
|-----------------------------|-------------------------|------------|---------------------------------|
| <b>Président :</b>          | <b>OMEIRI Amar</b>      | <b>Pr</b>  | <b>Université de Annaba</b>     |
| <b>Directeur de thèse :</b> | <b>BENSAKER Bachir</b>  | <b>Pr</b>  | <b>Université de Annaba</b>     |
| <b>Examineur :</b>          | <b>SAAD Salah</b>       | <b>Pr</b>  | <b>Université de Annaba</b>     |
| <b>Examineur :</b>          | <b>AOUZELLAG Djamel</b> | <b>Pr</b>  | <b>Université de Bejaïa</b>     |
| <b>Examineur :</b>          | <b>SAIT Belkacem</b>    | <b>MCA</b> | <b>Université de Sétif 1</b>    |
| <b>Examineur :</b>          | <b>TOUFOUTI Riad</b>    | <b>MCA</b> | <b>Université de Souk Ahras</b> |



# *Dédicace*

*A ma mère Helima et mon père Abdellah dont l'amour m'est si précieux ;*

*À ma très chère épouse Hiba ;*

*A mon adorable enfant Mohamed Louai ;*

*A mes frères, sœurs, neveux et nièces ;*

*A mes beaux parents pour leurs soutiens inconditionnels tout au long de ces dernières années ;*

*A mes beaux frères et belles sœurs et leurs enfants ;*

*A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir ;*

*A tous ceux qui portent le nom BENCHENICHE et BENABID ;*

*À tous ceux qui comptent pour moi ;*

*Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs ;*

*Je dédie ce travail.*

## Remerciements

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements à **Mr. Bachir BENSAKER**, Professeur à l'Université Mokhtar BADJI d'Annaba. Je le remercie pour m'avoir proposé un sujet de thèse si intéressant et pour avoir spontanément encouragé. Je profite de ces quelques lignes pour le remercier pour l'ensemble de ces années d'encadrement passionné avec grand professionnalisme, rigueur et gentillesse, en tant qu'enseignant d'abord, en tant que précieux conseiller lors de mes études, pour ses grandes qualités pédagogiques, scientifiques et humaines ainsi que ses remarques judicieuses, son soutien, et sa disponibilité.

Je tiens également à adresser ma sincère et profonde reconnaissance à **Mr. Amar OMEIRI**, Professeur à l'Université Mokhtar BADJI d'Annaba, pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse.

Je souhaite remercier **Mr. Salah SAAD**, Professeur à l'Université Mokhtar BADJI d'Annaba, d'avoir accepté d'examiner mon travail ainsi de participer au jury.

Je remercie vivement **Mr. Djamel AOUZELLAG** Professeur à l'Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, d'avoir accepté de juger ce travail et de faire part de jury.

J'exprime ma profonde gratitude à **Mr. Belkacem SAIT**, Maitre de conférences à l'Université Ferhat ABBAS de Sétif 1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner cette thèse et en participant à mon jury.

Je suis particulièrement reconnaissant envers **Mr. Riad TOUFOUTI**, Maitre de conférences à l'Université Mohamed-Chérif Messaadia de Souk Ahras, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde sympathie à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail. Je remercie particulièrement tous les doctorants avec qui j'ai partagé ces années de thèse, sans oublier personne.

Il y a tellement de gens à qui je dois des remerciements pour être arrivé à ce stade qu'il m'est vraiment difficile de pouvoir citer intégralement tout le monde. Ainsi, je remercie d'une manière générale tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, m'ont aidé durant ces années de thèse.

## ملخص

من المعروف أن المحرك اللاتزامني هو واحد من أكثر الآلات الكهربائية المستخدمة على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية. نظرا لموثوقيتها العالية وتكلفتها المنخفضة نسبيا، وقلة صيانتها. ولكن من المعروف أيضا عن المحرك اللاتزامني هو نظام غير خطي معقد و هذا بسبب التداخل الموجود بين التدفق و عزم الدوران. التحكم الشعاعي للمحرك اللاتزامني يجعله مثل آلة التيار المستمر التي يكون التحكم فيها بشكل منفصل بين التدفق و العزم.

الجزء الأول من هذا البحث يعالج دراسة مقارنة بين انظمة التحكم اللاخطية با المجس الميكانيكي وذلك للتوصل إلى أداء ديناميكي أعلى باستعمال ثلاثة أنواع من التقنيات ألا و هم خطية المداخل - المخارج , النمط الانزلاقي و Backstepping التي تعتمد على نظرية ليابونوف (Lyapunov). الجزء الثاني من البحث يهتم با التحكم من دون اللاقط الميكانيكي و ذلك للتوصل إلى أداء ديناميكي أعلى باستعمال نوعين من المراقبات الغير الخطية ( ذي المكاسب العالية و مراقب ذي المعيار الدائري). وللتحقق من صحة الأساليب المقترحة قد تم تنفيذ عمليات المحاكاة الافتراضية في MATLAB/ SIMULINK

**الكلمات المفتاحية:** المحرك اللاتزامني ,خطية المداخل - المخارج , النمط الانزلاقي, Backstepping, مراقب ذي مكاسب عالية , مراقب ذي المعيار الدائري , التحكم من دون اللاقط .

## *Abstract*

It is well known that induction motor is one of the most widely used machines in industrial applications. This is due to its high reliability, relatively low cost, and less maintenance requirements. However, induction motor is also known as a complex non linear system highly coupled. Induction motor, when driven by a field oriented controller behaves like a separately excited dc machine, where torque and flux are naturally decoupled and are controlled independently; and this control strategy allows high performance to be achieved from it. However, conventional vector control is affected by rotor resistance, whose unknown variation during the operation causes incorrect decoupling of flux and torque which leads to deterioration of drive performance. The work presented in this thesis aims to contribute to the control and observation of the induction machines. Several algorithms have been developed and simulated; robustness tests of these controls against parameters variations of the motor and the load torque are performed. The second part of thesis is devoted to the comparative study of the observation of machine states specifically the rotor flux, electromechanical torque and mechanical speed using two nonlinear observers (high gain and circle criterion observer). Secondly, a circle criterion observer is designed to estimate unmeasurable state variables of the machine involved in the controller design step. The observer gain matrices are computed as a solution of LMI conditions that ensure the stability of state estimation error dynamics, in the sense of Lyapunov; Combined with the Backstepping control, we conducted a non-linear sensorless control applied to the asynchronous machine. Numerical simulations on Matlab / Simulink have been implemented to validate the proposed methods.

**Keywords:** Induction motor, input-output linearization, sliding mode control, nonlinear Backstepping control, nonlinear observer, high gain, circle criterion, LMI, Lyapunov stability, sensorless control.

## *Résumé*

La machine asynchrone est le choix par excellence pour plusieurs applications industrielles vues sa fiabilité, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas. Cependant elle présente des difficultés au niveau de la commande à cause de sa forte non linéarité due au couplage entre le flux et le couple. Une machine asynchrone pilotée par un contrôleur vectoriel se comporte comme une machine à courant continu à excitation séparée, où le couple et le flux sont découplés et contrôlés indépendamment. Cependant, la commande vectorielle fait intervenir la résistance du rotor, et la variation de ce paramètre pourrait fausser le découplage entre le flux et le couple et, par le fait même, entraînerait la détérioration des performances. Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande et d'observation des machines asynchrones destinées à l'entraînement électrique. Dans la première partie, plusieurs algorithmes ont été développés, simulés puis comparés. Des tests de robustesse de ces commandes vis-à-vis des variations paramétriques du moteur et le couple de charge sont effectués. Une deuxième partie est consacrée à l'observation du vecteur d'état du moteur asynchrone, basé sur l'observateur à grand gain et un observateur non linéaire basé sur des structures de critère circulaire (Luenberger généralisé) qui utilise des approches LMI, et qui constitue donc une contribution majeure au domaine des entraînements à vitesse variable sans capteur pour les moteurs asynchrones. Les résultats obtenus s'avèrent très satisfaisants tant en régime transitoire qu'en régime permanent.

**Mots clés :** Moteur Asynchrone, Linéarisation entrée-sortie, Mode glissant, Backstepping, Théorie de Lyapunov, Observateur à Grand gain, Observateur Circulaire, Commande sans Capteur.

# Table des matières

## *Introduction générale*

### ***Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone triphasée***

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Introduction  | 7  |
| 1.2. Principe de fonctionnement                            | 7  |
| 1.3. Modélisation de la machine asynchrone                 | 8  |
| 1.3.1. Hypothèses simplificatrices                         | 8  |
| 1.3.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone           | 9  |
| 1.3.3. La mise en équation du moteur asynchrone            | 10 |
| 1.4. Transformation triphasée – diphasée                   | 12 |
| 1.4.1. Transformation de Concordia                         | 12 |
| 1.4.2. Opérateur de rotation                               | 13 |
| 1.4.3. Transformation de Park                              | 14 |
| 1.5. Choix du référentiel                                  | 16 |
| 1.5.1. Référentiel lié au stator                           | 16 |
| 1.5.2. Référentiel lié au rotor                            | 16 |
| 1.5.3. Référentiel lié au champ tournant                   | 17 |
| 1.6. Représentation d'état de la Machine Asynchrone        | 17 |
| 1.7. Modélisation de l'onduleur de tension                 | 19 |
| 1.8. Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI | 21 |
| 1.7. Conclusion  | 22 |

### ***Chapitre 2 : Lois de commande non linéaires***

|  |    |
|--|----|
| 2.1. Introduction  | 23 |
| 2.2. Théorie de linéarisation                                    | 23 |
| 2.2.1. Outils mathématiques                                      | 24 |
| 2.2.2. Principe de la technique de linéarisation au sens des E/S | 31 |



|  |    |
|--|----|
| 2.3. Application de la commande par linéarisation entrée-sortie au MAS | 38 |
| 2.3.1. Modèle d'état du moteur asynchrone                              | 38 |
| 2.3.2. Reconstruction de flux rotorique dans le repère                 | 42 |
| 2.4. Commande à structure variable                                     | 44 |
| 2.4.1. Bases théoriques de la commande par mode glissant               | 45 |
| 2.4.2. Calcul de la commande   | 50 |
| 2.5. Application de la commande par mode glissant au MAS               | 54 |
| 2.5.1. Le choix des surfaces de glissement                             | 55 |
| 2.5.2. Condition de convergence et d'invariance                        | 56 |
| 2.6. Commande Backstepping   | 62 |
| 2.6.1. Principe  | 62 |
| 2.6.2. Méthodes de Lyapunov  | 63 |
| 2.6.3. Méthode générale de synthèse par Backstepping                   | 64 |
| 2.7. Application de la commande par Backstepping au MAS                | 68 |
| 2.8. Conclusion  | 73 |
| <br><b><i>Chapitre 3 : Commande sans capteur du MAS</i></b>            |    |
| 3.1. Introduction  | 74 |
| 3.2. Observabilité et observateurs                                     | 75 |
| 3.2.1. Observabilité des systèmes linéaires                            | 75 |
| 3.2.2. Observabilité des systèmes non linéaires                        | 76 |
| 3.3. Etat de l'art pour différents types d'observateurs                | 81 |
| 3.3.1. Principe de fonctionnement de l'observateur                     | 82 |
| 3.3.2. Observateur à grand gain  | 83 |
| 3.3.3. Observateurs à critère circulaire                               | 86 |
| 3.4. Commande sans capteur   | 91 |
| 3.5. Conclusion  | 92 |

***Chapitre 4 : Simulation numérique***

|  |     |
|--|-----|
| 4.1. Introduction                          | 93  |
| 4.2. Résultats de simulation du chapitre 2 | 93  |
| 4.2.1. Commande entrée-sortie              | 93  |
| 4.2.2. Commande par mode glissant          | 97  |
| 4.2.3. Commande Backstepping               | 100 |
| 4.3. Comparaison de lois de commande       | 103 |
| 4.4. Résultats de simulation du chapitre 3 | 105 |
| 4.4. Conclusion                            | 111 |

***Conclusion générale***

***Annexes***

|  |     |
|--|-----|
| Annexe A   | I   |
| Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation    | I   |
| Annexe B   | I   |
| Commande vectorielle indirecte                                     | I   |
| B.1. Principe  | I   |
| B.2. Structure   | III |
| B.3. Boucles de régulations des courants                           | IV  |
| B.4. Calcul des régulateurs  | VI  |
| B.5. Calcul de l'angle d'orientation du flux rotorique: $\theta_s$ | IX  |
| B.6. Résultats de simulation                                       | X   |

## Liste des figures

|                   |   |     |
|-------------------|---|-----|
| <b>Fig. 1.1.</b>  | Représentation de la MAS en régime quelconque                         | 9   |
| <b>Fig. 1.2.</b>  | Rotation du système $\alpha\beta$ vers le système $dq$                | 14  |
| <b>Fig. 1.3.</b>  | Représentation simplifiée de l'onduleur                               | 20  |
| <b>Fig. 1.4.</b>  | La modulation sinus-triangulaire pour une phase                       | 22  |
| <b>Fig. 2.1.</b>  | Représentation d'état   | 28  |
| <b>Fig. 2.2.</b>  | Schéma bloc système linéarisé   | 33  |
| <b>Fig. 2.3.</b>  | Dynamique du système linéarisé  | 34  |
| <b>Fig. 2.4.</b>  | Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée                     | 37  |
| <b>Fig. 2.5.</b>  | Structure de la commande non-linéaire (linearisation entree-sortie)   | 42  |
| <b>Fig. 2.6.</b>  | Structure de la commande non-linéaire avec estimateur de flux         | 43  |
| <b>Fig. 2.7.</b>  | Différentes modes pour la trajectoire                                 | 45  |
| <b>Fig. 2.8.</b>  | Linéarisation exacte de l'écart                                       | 47  |
| <b>Fig. 2.9.</b>  | Définition de la fonction <b>signe</b>                                | 52  |
| <b>Fig. 2.10.</b> | Commande adoucie « <b>sat</b> »                                       | 53  |
| <b>Fig. 2.11.</b> | Commande intégrale  | 54  |
| <b>Fig. 2.12.</b> | Structure du schéma bloc de la commande par mode glissant             | 62  |
| <b>Fig. 2.13.</b> | Schéma de principe du contrôle par Backstepping                       | 68  |
| <b>Fig. 2.14.</b> | Structure du schéma bloc de la commande par Backstepping              | 72  |
| <b>Fig. 3.1.</b>  | Schéma fonctionnel d'un observateur d'état                            | 82  |
| <b>Fig. 3.2.</b>  | Schéma synoptique de l'observation des flux et de la vitesse          | 91  |
| <b>Fig. 3.3.</b>  | Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur Circulaire | 92  |
| <b>Fig. 4.1.</b>  | Profils de simulation pour le premier test                            | 94  |
| <b>Fig. 4.2.</b>  | Profils de simulation pour le deuxième test                           | 94  |
| <b>Fig. 4.3.</b>  | Résultats de simulation de la commande linearisante entrée-sortie     | 95  |
| <b>Fig. 4.4.</b>  | Résultats de simulation de la commande linearisante entrée-sortie     | 96  |
| <b>Fig. 4.5.</b>  | Résultats de simulation de la commande par mode glissant (SM)         | 98  |
| <b>Fig. 4.6.</b>  | Résultats de simulation de la commande par mode glissant (SM)         | 99  |
| <b>Fig. 4.7.</b>  | Résultats de simulation de la commande par Backstepping               | 101 |
| <b>Fig. 4.8.</b>  | Résultats de simulation de la commande par Backstepping               | 102 |
| <b>Fig. 4.9.</b>  | Profils de simulation pour comparer les deux observateurs             | 106 |

|                   |  |      |
|-------------------|--|------|
| <b>Fig. 4.10.</b> | Résultats de simulation avec l'observateur à grand gain  | 107  |
| <b>Fig. 4.11.</b> | Résultats de simulation avec l'observateur à critère circulaire  | 108  |
| <b>Fig. 4.12.</b> | Profils de simulation pour la commande sans capteur  | 109  |
| <b>Fig. 4.13.</b> | Résultats de simulation de la commande sans capteur avec l'observateur à critère circulaire                                      | 110  |
| <b>Fig. B.1.</b>  | Orientation du flux rotorique  | II   |
| <b>Fig. B.2.</b>  | Schéma global de la commande vectorielle   | IV   |
| <b>Fig. B.3.</b>  | Termes de couplages dans les équations statoriques   | V    |
| <b>Fig. B.4.</b>  | Compensation des termes de couplage  | VI   |
| <b>Fig. B.5.</b>  | Boucle de régulation du courant direct   | VII  |
| <b>Fig. B.6.</b>  | Boucle de régulation de la vitesse   | VIII |
| <b>Fig. B.7.</b>  | Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à vide  | X    |
| <b>Fig. B.8.</b>  | Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte sous la variation de la résistance rotorique et le couple de charge | XI   |

## Liste des Acronymes et Symboles

### Acronymes

|       |   |
|-------|---|
| FOC   | : Field Oriented Control (Commande Vectorielle à Flux Orienté)                              |
| IRFOC | : Indirect Field Oriented Control (Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté) |
| MAS   | : Machine Asynchrone  |
| MCC   | : Machine à Courant Continue  |
| PI    | : Régulateur proportionnel intégral   |
| SMC   | : Commande par mode glissant  |
| VSC   | : Commande à structure variable   |
| MIMO  | : Multivariable Input Multivariable Output (Multi-entrée Multi-sortie)                      |
| SISO  | : Single Input Single Output (Mono-entrée Mono-sortie)                                      |
| I/O   | : Input-Output (entrée-sortie)  |
| PD    | : Proportionnel Dérivée   |
| LMI   | : Linear Matrix Inequalities (inégalités matricielles linéaires)                            |

### Symboles

|                             |  |
|-----------------------------|--|
| $\mathfrak{R}$              | : Ensemble des nombres réels                               |
| $\mathfrak{R}^+$            | : Ensemble des nombres positifs réels                      |
| $\mathfrak{R}^{n \times m}$ | : Ensemble des matrices réelles de dimension $n \times m$  |
| $I_n$                       | : Matrice identité de dimension $n \times n$ (appropriées) |
| $0_{n \times m}$            | : Matrice nulle de dimension $n \times m$ (appropriées)    |
| $t$                         | : Variable temporelle                                      |
| $V$                         | : Tension  |
| $i$                         | : Courant  |
| $L_s$                       | : Inductance cyclique statorique                           |
| $L_r$                       | : Inductance cyclique rotorique                            |

|                                     |   |
|-------------------------------------|---|
| $M$                                 | : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor                |
| $\omega_s, \omega$ et $\omega_r$    | : Pulsations statorique, rotorique, et de glissement                |
| $\Omega$                            | : La vitesse mécanique ( $p\Omega = \omega$ )                       |
| $p(\theta_s, \theta$ et $\theta_r)$ | : Angles électriques statorique, rotorique, et de glissement        |
| $C_e$                               | : Couple électromagnétique  |
| $C_r$                               | : Couple résistant  |
| $f$                                 | : Coefficient de frottement visqueux                                |
| $J$                                 | : Moment d'inertie  |
| $p$                                 | : Nombre de paires de pôles   |
| $\sigma$                            | : Coefficient de dispersion ou (de Blondel)                         |
| $\rho$                              | : Position angulaire du repère tournant ( $dq$ )                    |
| $[T(\rho)]$                         | : Matrice de transformation de PARK                                 |
| $dq$                                | : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant          |
| $x_d, x_q$                          | : Composantes des vecteurs dans le repère ( $dq$ )                  |
| $\alpha\beta$                       | : Axes correspondant au référentiel lié au stator                   |
| $x_\alpha, x_\beta$                 | : Composantes des vecteurs dans le repère ( $\alpha\beta$ )         |
| $x_*$                               | : Grandeur de référence   |
| $x$                                 | : Vecteur d'état de dimension $n \times n$                          |
| $u$                                 | : Vecteur d'entrée (La commande)                                    |
| $y$                                 | : Vecteur de sortie (La mesure)                                     |
| $\hat{x}$                           | : Vecteur d'état observé (estimé)                                   |
| $S(x)$                              | : La surface de glissement  |
| $e$                                 | : L'écart de la variable à réguler                                  |
| $K$                                 | : Constante positive de la bande passante de contrôleur MG          |
| $r$                                 | : Degré relatif   |
| $L_f h$                             | : Opérateur de Lie de la fonction $h$ dans la direction $f$ .       |
| $u_{eq}$                            | : Commande équivalente  |
| $u_n$                               | : Commande de convergence   |
| $K$                                 | : Gain de réglage par MG  |
| $K_i$                               | : Paramètre de conception du régulateur Backstepping de l'étape $i$ |
| $\theta$                            | : Paramètre de réglage de l'observateur à grand gain                |

# *Introduction générale*

## *Introduction générale*

Dans l'industrie, particulièrement dans les pays développés, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Il est bien connu que la machine à courant continu a occupée la place d'honneur dans les applications concernant les systèmes à haute performance dynamique. Ceci est dû essentiellement à la simplicité de la commande de cette machine. Cette simplicité s'explique par le découplage naturel des champs magnétiques d'excitation et d'armature, ce qui rend possible le contrôle du couple de la machine simplement par le courant d'armature (induit) indépendamment du courant d'excitation (inducteur). Néanmoins, l'inconvénient majeur dans l'utilisation de cette machine réside dans la complexité de sa fabrication et de son coût élevé. Cependant, la présence du système bagues-balais constituait un frein au développement de ces machines notamment pour des applications dans des environnements sévères. Ce qui rend cette machine fragile et exige beaucoup d'entretien. L'absence du collecteur mécanique dans les moteurs synchrones à aimant permanent conduit à une utilisation de plus en plus grande dans les entraînements électriques de puissance relativement réduite. L'utilisation des aimants au rotor augmente le coût de ce type de machine et trouve ses limites dans des conditions d'utilisation sévères : température élevée ou surcharges importantes. A ces inconvénients s'ajoute aussi le phénomène encore mal connu du vieillissement des aimants permanents utilisés dans les machines synchrones. D'autre part, la machine asynchrone était la plus couramment utilisée dans le domaine des applications à vitesse constante en raison des nombreux avantages qu'elle présente par rapport aux autres machines :

- De sa simplicité mécanique résulte sa facilité de construction.
- Elle possède des propriétés mécaniques qui la rende très robuste. Elle n'exige alors qu'un entretien limité.
- L'absence de collecteur élimine les inconvénients qui lui sont liés lorsque la puissance ou la vitesse augmente.



- Son coût déjà plus faible que celui des autres actionneurs est encore diminué si le domaine de puissance est suffisamment faible pour autoriser l'utilisation d'une cage métallique à la place des enroulements rotoriques.

Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénient. La machine asynchrone est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commande robustes. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et l'électronique numérique (microcalculateurs) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexes à moindres coûts. Grâce à ces avancées technologiques la machine asynchrone est aujourd'hui, de plus en plus présente dans les applications industrielles ou la haute précision de régulation et hautes performances, en couple sont requises.

Les techniques de commandes scalaires basées sur le contrôle du module du vecteur flux magnétique dans la machine ont été largement exploitées en industrie ou pendant longtemps les applications étaient au contrôle du couple à flux constant [1], [2], [14]. Les progrès au niveau de l'analyse numérique des signaux et au niveau des microprocesseurs ont vite permis de concevoir des microcontrôleurs qui, (étant des systèmes très performants et souples à programmer), ont remplacé les automates programmables conçus avec la logique séquentielle. Ces poussés technologiques ont ouvert des portes au niveau des industries à des applications plus rigoureuses et précises, ou le fait maintenir le module du flux constant n'était plus satisfaisant. Il a fallu alors contrôler, en plus du modules de flux, sa phase d'où la notation de commande vectorielle [128], [130].

La commande à flux orienté ou commande vectorielle fut introduite à la fin des années 1960 et le début des années 1970, par deux chercheurs allemands. Felix Blashke (1972 et 1973) a réalisé dans les laboratoires de la compagnie Siemens en Allemagne de l'Ouest, la première commande vectorielle directe. Cette réalisation a fait l'objet d'une première communication, publiée dans la revue siemens [131]. Cette technique d'orientation directe consiste à appliquer la méthode de deux vecteurs orthogonaux au moteur asynchrone à cage en séparant les courants statoriques en deux composantes: une composante directe produisant

le flux et une composante en quadrature produisant le couple. L'idée de base de cette technique est la connaissance de l'angle du vecteur flux rotorique par rapport au vecteur courant statorique.

La méthode vectorielle indirecte, quant à elle, fut proposée par Karl Hasse (1969). Cette technique de commande est la plus largement utilisée aujourd'hui, puisqu'elle permet une implantation plus générale [130]. Elle est basée sur l'estimation du flux à partir du modèle de la machine et donc ne nécessite aucune modification de celle-ci. Seulement un capteur de vitesse électrique du rotor est nécessaire. Cette vitesse est additionnée à une consigne de glissement, calculée par le régulateur vectoriel. L'intégration de cette somme fournit la position du flux.

Du point de vue de l'automatique, la machine asynchrone est un système dynamique qui pose un certain nombre de problèmes de commande à cause de ses caractéristiques : système non linéaire, multivariable et fortement couplé, dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge. De plus, certaines variables ne sont pas mesurables, notamment les flux rotoriques, ce qui implique l'utilisation d'observateurs pour la commande [12], [9]. Plusieurs techniques de commandes non linéaires ont été étudiées pour piloter cette machine. Elles ont été développées afin de remplacer le contrôle vectoriel, tout en assurant à la fois une commande séparée du flux et du couple et une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques. Parmi les techniques appliquées à la commande de la machine asynchrone, on peut néanmoins citer quelques approches significatives dans cette voie en commençant par celles qui se basent sur des concepts et méthodes en géométrie différentielles telles celles de linéarisation entrée-état ainsi que linéarisation entrée-sortie (Isidori) qui par difféomorphisme (transformations non linéaires régulières) visent à établir des classes d'équivalence entre représentations non linéaires et représentations linéaires. Dans la même classe il est possible de citer l'approche par "platitude" (Fliess) qui par transformations dynamiques non linéaires propose d'établir certaines classes d'équivalence entre systèmes dynamiques non linéaires et systèmes statiques ; Son inconvénient majeur est la non robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. L'autre approche se base sur les systèmes à structure variable (Slotine, Utkin, ...); Cette loi de commande est définie de manière à forcer le système à atteindre un voisinage de la surface de glissement et à y rester, pour tous les modèles de la classe d'incertitudes considérée. Cette commande a deux principaux avantages. Premièrement, le comportement

dynamique du système une fois atteint le voisinage de la surface de glissement est essentiellement conditionné par cette dernière. On dit que le système est en régime glissant. Deuxièmement, ce comportement est non seulement robuste, mais même insensible à la classe d'incertitudes pour laquelle la commande a été réglée. Cependant, la discontinuité de la commande engendre des oscillations de fréquence élevée une fois atteint le régime glissant, phénomène connu sous le nom de broutement (*chattering*). Ce phénomène est le plus grand défaut des commandes par modes glissants, car il peut causer une perte de précision, et surtout une usure prématurée des actionneurs ou du système, en plus de générer un bruit sur des systèmes mécaniques. On peut y remédier en changeant la loi de commande maintenant le système sur la surface de glissement pour supprimer les discontinuités, ou tout au moins réduire leur amplitude. Dans ce domaine d'approches "algébriques" il faut également citer celles qui de près ou de loin s'inspirent ou utilisent la théorie de Lyapunov et l'outil fonctions de Lyapunov. C'est le cas de nombre d'approches par passivité (Willems, Ortega...) qui par utilisation de fonctions scalaires (*supply rate*) visent à spécifier la propriété de dissipativité, son degré et ainsi caractériser la stabilité de systèmes dynamiques non linéaires. Egalement, peut être citée dans cette classe d'approches la technique de *Backstepping* qui, s'appuyant sur une structuration chaînée série, propose une analyse et une synthèse séquentielle par utilisation de fonctions de Lyapunov locales. Ces méthodes algébriques présentent sans conteste des contributions importantes du point de vue recherche mais sont encore loin d'avoir obtenu une notoriété indiscutable au plan des applications industrielles.

Souvent, les lois de commande nécessitent la connaissance totale ou partielle de l'état du système à commander. Ceci n'est pas toujours possible à cause de l'inaccessibilité de l'état et/ou le manque des capteurs. En plus les mesures des capteurs sont souvent entachées de bruit, ce qui limite les performances d'une boucle de commande. Pour ces différentes raisons, nous faisons alors appel à la théorie de l'observation pour reconstituer l'état de notre système.

Dans la littérature, il existe deux approches basiques pour synthétiser les observateurs.

La première approche est l'approche sans modèle parmi lesquelles nous pouvons citer :

L'approche heuristique proche de l'intelligence artificielle (réseau de neurones, logique floue et algorithmes génétiques).

La seconde approche est basée sur un modèle dynamique de la machine asynchrone. Cette approche utilise les outils d'automatique pour synthétiser des observateurs linéaires ou non linéaires.

Il existe dans la littérature plusieurs catégories d'observateur utilisant cette approche :

Observateurs étendus : Dans ce cas, le calcul du gain de l'observateur se fait à partir du modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement. Cependant, ce type souffre d'un majeur inconvénient en termes d'absence d'une preuve complète de sa convergence (ne peuvent garantir que la convergence locale). C'est par exemple le cas du filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu [136], [132], ....

Observateurs à grand gain : Ce type est basée sur la conception des observateurs pour une classe canonique observable des systèmes non linéaires. Est utilisé en général pour les systèmes lipchitziens. La principale caractéristique de l'observateur à grand gain, proposé dans [84], est sa simplicité d'implémentation puisque l'observateur est une recopie de la dynamique du système avec un gain dont son expression peut être explicitement calculée. De plus, le réglage de l'observateur peut être achevé via le choix d'un seul paramètre de synthèse. L'efficacité de ce type d'observateurs est prouvée par plusieurs applications industrielles [90], [89]. Cependant, l'observateur à grand gain souffre d'un inconvénient majeur qui se résume dans la détermination de son unique paramètre de synthèse. En effet, quelques essais sont nécessaires pour un choix judicieux d'un gain assurant le compromis entre la vitesse de convergence et la robustesse vis-à-vis des bruits de mesure. Son nom est dû au fait que le gain de l'observateur choisi est suffisamment grand pour compenser la non-linéarité du système.

Observateur à critère circulaire : Récemment, une nouvelle conception d'observateurs d'état a été établie (Observateur à critère circulaire). Cette conception consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième gain dans la partie non linéaire du système. Cependant, il se base sur l'exploitation des techniques des Inégalités Matricielles Linéaires (LMI) en combinaison avec les équations de Lyapunov ou de Ricatti. Plus précisément, le gain de l'observateur est obtenu en résolvant un problème des inégalités matricielles et par suite l'observateur existe si ce système des LMI(s) admet une solution [95], [112]. Comme il est mentionné dans [93], la faisabilité d'un tel problème des LMI(s) est considérée généralement non connue a priori. C'est principalement dans cette dernière direction que mon

travail de thèse s'est orienté pour l'observation de la machine asynchrone sans capteur mécanique.

Le mémoire de thèse est organisé de la façon suivante :

**Le premier chapitre** est consacré à la description de la machine asynchrone. Les différents modèles d'état non linéaires de cette machine, dans le repère fixe ( $\alpha - \beta$ ) et dans le repère tournant de Park ( $d - q$ ), sont traités.

Dans **le deuxième chapitre** nous présentons une étude théorique détaillée sur les lois de commande non linéaire utilisées en prenant dans notre cas trois lois de commande (Linéarisation entrée-sortie, la commande par mode glissant et la commande par Backstepping) puis l'application des ces lois de commande sur la machine asynchrone.

Nous intéressons dans **le chapitre trois** au fonctionnement de la machine asynchrone sans capteur. La première partie, porte essentiellement sur les rappels des notions de base d'observabilités des systèmes linéaires et non linéaires ainsi qu'à la présentation, en particulier, de synthèses d'observabilités quand le problème des entrées pour le systèmes non linéaire est posé (observabilité non uniforme) et la notion d'observabilité uniforme. Ensuite nous nous intéresserons plus spécifiquement au problème de l'observation. Une deuxième partie est consacrée à l'application des observateurs non linéaire (Grand gain et Circulaire) sur la machine asynchrone.

**Le chapitre quatre** est consacrée en premier lieu à la présentation d'un bilan de résultats de simulation comparatifs pour différents techniques de commande afin de montrer l'efficacité des algorithmes proposés. En second des résultats de simulation obtenus de la commande sans capteur sur différents profils seront donnés et commentés.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous rappelons la contribution apportée, ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.

# **Chapitre : 1**

## ***Modélisation de la machine***

### ***asynchrone triphasée***

## 1.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande et de l'observation de son état interne. L'étude des comportements statiques et dynamiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, décrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique [3]. Dans un souci de commande, nous présentons le modèle mathématique utilisé pour la machine asynchrone en vue de la synthèse d'observateurs et de lois de commande d'enveloppées tout au long de cette thèse. Pour plus de détails sur la modélisation de la machine asynchrone, nous suggérons au lecteur de consulter les références suivantes : [4-7], [9-12].

La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation diphasée équivalente, réduisant ainsi sa complexité du modèle.

Ce chapitre est organisé en deux parties principales. La première partie est consacrée à la description sommaire du principe de fonctionnement de la machine, puis présentant la transformation triphasée-diphasée qui permet d'obtenir un modèle simplifié (réduit) de la machine et en terminant cette partie en donnant le modèle non linéaire sous forme équations d'état qui sera exploité pour la commande et l'observation. La deuxième partie de ce chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur qui sera exploité dans la commande.

## 1.2. Principe de fonctionnement

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages décalés de  $\frac{2\pi}{3}$  et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence  $f$ .

---

Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme  $\frac{\omega_s}{p}$  ou  $\frac{2\pi f}{p}$  qui se répartit sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation synchrone du champ magnétique tournant en  $\frac{tr}{s}$  est  $\frac{f}{p}$ .  $p$  étant le nombre de paires de pôles.

Dans le cas d'une machine asynchrone a cage d'écureuil, le rotor est constitué par un ensemble de barres longitudinales court-circuitées par deux anneaux et n'est pas accessible de l'extérieur. Ce fait explique sa robustesse par rapport aux autres machines électriques, mais aussi les difficultés rencontrées pour la commander. Par la suite, on considère que le rotor en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé. Quand le rotor tourne à la vitesse  $\Omega$ , les courants rotoriques ont pour pulsation  $\omega_s - \omega$ .

Si  $\omega = \omega_s$ , le rotor sera soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. On parle alors de synchronisme. Ainsi la vitesse du rotor  $\Omega$  est nécessairement inférieure à  $\frac{\omega_s}{p}$  en fonctionnement normal. La différence  $\omega_s - \omega$  est appelé pulsation de glissement et donne une image du couple.

### 1.3. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique d'un système, c'est une étape primordiale dans l'étude des machines électriques. Les phénomènes électromagnétiques dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques est difficile, la mise en équation d'une machine est basée sur les outils mathématiques simplificateurs représentés par la transformation de Park, Clark et Concordia.

Dans notre étude nous utiliserons la transformation de Concordia pour sa simplicité et la facilité de son modèle.

#### 1.3.1. Hypothèses simplificatrices

Dans ce qui suit la machine asynchrone est considérée fonctionner en moteur ; ce dernier avec la répartition de ses enroulements et son organisation complexes des phénomènes difficile à contrôler qui se manifestent dedans tel la saturation, l'hystérésis, les courant de Foucault et d'autres ; alors certaines hypothèses simplificatrices négligent ses phénomène sont à prendre en considération afin d'aboutir à des résultats suffisamment satisfaisants.



Ces hypothèses sont :

- Parfaite symétrie de la machine (symétrie axiale, enroulement triphasés équilibrés).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices est supposée sinusoïdale le long de l'entrefer.
- La saturation dans le circuit magnétique est négligée.
- Phénomène d'hystérésis négligée.
- Le rotor à cage est décrit par un enroulement triphasé équilibré.

### 1.3.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil étudié dans notre cas est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques est donnée dans la figure (1.1).

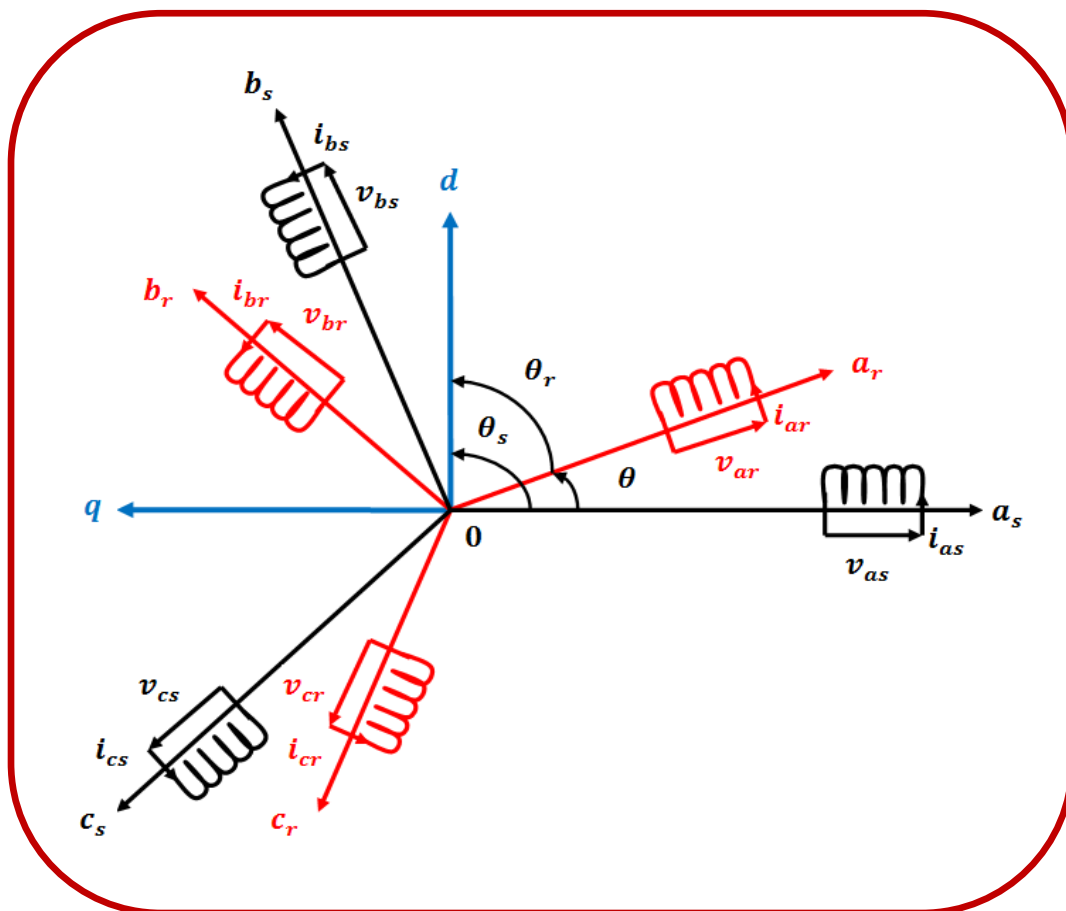


Fig. 1.1. Représentation de la MAS en régime quelconque

Le référentiel lié au stator est noté  $(abc)_s$ , celui lié au rotor est noté  $(abc)_r$ . Le repère rotorique fait un angle électrique  $p\theta$  par rapport au repère statorique. Dans ce cas,  $p$  représente le nombre de paires de pôles et  $\theta$  la position du rotor.

### 1.3.3. La mise en équation du moteur asynchrone

Beaucoup de représentation sont adoptées pour cette mise en équation selon le référentiel choisi pour repérer les enroulements statoriques et rotoriques, le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations :

- Equations électriques ;
- Equations magnétiques ;
- Equations mécaniques ;

#### ✚ Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions appliquées sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages comme suit :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.1)$$

Avec les hypothèses citées ci-dessus les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \end{aligned} \quad (1.2)$$

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$  est le vecteur des tensions statoriques ;

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$  est le vecteur des courants statoriques ;

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$  est le vecteur des flux statoriques ;

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$  est le vecteur des courants rotoriques ;

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$  est le vecteur des flux rotoriques ;

L'écriture développée de l'équation (1.2) est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \\ R_s \\ R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} R_s \\ R_s \\ R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \\ R_r \\ R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} R_r \\ R_r \\ R_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

### Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre), Les équations des flux en fonctions des courants sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Avec  $\varphi_{sabc}$  et  $\varphi_{rabc}$  sont les flux totalisés respectivement au stator et au rotor.

Les matrices d'inductances au stator et au rotor sont données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & L_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & M_{sa} & L_{sa} \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ra} & M_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & L_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & M_{ra} & L_{ra} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice d'inductance mutuelle entre une phase statorique et une autre rotorique est donnée par :

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Remarquons que la matrice  $[L_{sr}]$  dépend de  $[M_{sr}]$ , valeur maximale des inductances mutuelles entre une phases statoriques et rotoriques, et de  $\theta$  : position du rotor.

La matrice inductance mutuelle entre une phase rotorique et statorique sera obtenue en transposant la matrice (1.7). Elle sera ainsi donnée par :  $[L_{sr}] = [L_{rs}]^T$

### 🚧 Equations mécaniques

Quand la machine asynchrone est chargée son fonctionnement est régi par l'équation fondamentale suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f\Omega \quad (1.8)$$

## 1.4. Transformation triphasée – diphasée

Le but de cette transformation est de passer d'un système triphasé  $(a, b, c)$  vers un système diphasé  $(\alpha, \beta)$ , il existe principalement deux transformation : Clarke et Concordia

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2) tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

### 1.4.1. Transformation de Concordia

La transformée de Concordia, notée  $T_{(\alpha\beta 0)}$ , permet de réduire le nombre d'équations électriques de six à quatre. Le système de coordonnées  $(a, b, c)$  est ainsi transformé en un système de coordonnées orthogonales  $(\alpha, \beta)$ . Cette transformation est réalisée grâce à la matrice de transformation  $[T_{(\alpha\beta 0)}]$ . Le choix d'une transformation normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie. Nous allons utiliser dans la modélisation de la machine asynchrone la transformation de Concordia qui nous permet d'écrire :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][X_{abc}] \text{ avec } T_{(\alpha\beta 0)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Ou  $[X_{abc}]$  Représente les grandeurs de chaque phase de la machine. la matrice de transformation inverse est donnée par  $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = [T_{\alpha\beta 0}]^T$ , à cause de l'orthonormalité de  $[T_{(\alpha\beta 0)}]$ .

Comme l'alimentation triphasé symétrique impose  $\sum i = 0$ , on peut vérifier que d'après l'équation (1.9),  $i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c)$ . par conséquent, le courant et donc le flux s'annulent sur l'axe homopolaire. Ceci nous permet de simplifier la matrice de transformation en supprimant la dernière ligne de  $[T_{(\alpha\beta 0)}]$

$$T_{(\alpha\beta)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$X_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} X_{abc} \quad (1.11)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$X_{abc} = T_{\alpha\beta}^T X_{\alpha\beta} \quad (1.12)$$

### 1.4.2. Opérateur de rotation

Afin d'établir un modèle indépendant de la position du rotor, nous exprimons toutes les grandeurs dans un seul repère. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère généralisé  $(d, q)$ , qui est décalé d'un angle  $\rho$  par rapport au repère fixe  $(\alpha, \beta)$  comme l'indique la figure (1.2). Cette transformation se fait à l'aide de la matrice de rotation  $T_{(dq)}(\rho)$ , définie par :

$$T_{(dq)}(\rho) = \begin{bmatrix} \cos\rho & \sin\rho \\ -\sin\rho & \cos\rho \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Et la relation suivante est vérifiée :  $X_{\alpha\beta} = T_{(dq)}(\rho) X_{dq}$

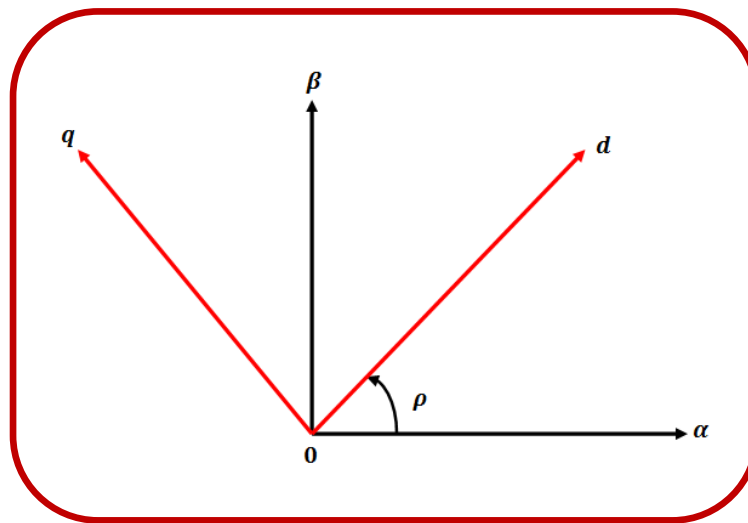


Fig. 1.2. Rotation du système  $\alpha\beta$  vers le système  $dq$

### 1.4.3. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $(abc)$  vers le repère  $(\alpha\beta)$  puis vers le repère  $(dq)$ . Le repère  $(\alpha\beta)$  est toujours fixe par rapport au repère  $(abc)$ , par contre le repère  $(dq)$  est mobile, il forme avec le repère fixe  $(\alpha\beta)$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park  $\rho$ . Ou l'angle  $\rho$  est donné par  $\rho = \theta_a$  pour les grandeurs statoriques et  $\rho = \theta_a - \theta$  pour les grandeurs rotoriques ;

La matrice de Park est donnée par :

$$T(\rho) = T_{(\alpha\beta)} T_{(dq)}(\rho) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

En appliquant la transformation de Park aux équations (1.3) à (1.5), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_a \varphi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_a \varphi_{ds} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega) \varphi_{qr} \\
0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega) \varphi_{dr}
\end{aligned} \tag{1.15}$$

La transformation les relations entre les flux et les courants sont :

$$\begin{aligned}
\varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
\varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
\varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
\varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
\end{aligned} \tag{1.16}$$

Avec  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  ou  $\frac{d\theta}{dt}$  est pulsation angulaire du rotor et  $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  ou  $\theta_a$  est l'angle de changement de repère. La différence entre  $\omega_a$  et  $\omega$  est la pulsation de glissement  $\omega_{slip} = \omega_a - \omega$

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel du flux  $\vec{\varphi}_r$  et du courant  $\vec{i}_s$  et s'exprime par la relation suivante :  $C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\vec{\varphi}_r \wedge \vec{i}_s)$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \tag{1.17}$$

On remarque que d'autres formulations du couple sont possible cependant, elles restent toujours des expressions non linéaires. La façon d'exprimer le couple dépend de la stratégie de commande adoptée. Afin de concevoir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique.

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_{em} - f\Omega - C_r) \tag{1.18}$$

Ou  $J$  représente l'inertie totale du moteur avec la charge,  $f$  le coefficient de frottement visqueux, et  $C_r$  le couple de charge. Les équations (1.15), (1.16), (1.17) et (1.18) constituent donc le modèle de base de la machine asynchrone.

## 1.5. Choix du référentiel

Le problème à étudier nous exige un choix judicieux du référentiel à utiliser. Cependant, nous pouvons simplifier encore les équations des tensions statoriques et rotoriques en choisissant un référentiel particulier pour  $(dq)$ . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

### 1.5.1. Référentiel lié au stator

Noté  $(\alpha\beta)$ ; il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0 \Rightarrow \omega_{slip} = -\omega = -p\Omega \quad (1.19)$$

Le système (1.15) devient :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega\varphi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega\varphi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (1.20)$$

### 1.5.2. Référentiel lié au rotor

Noté  $(xy)$ ; il est utilisé dans le cas où l'on considère la vitesse de rotation constante.

$$\omega_{slip} = \frac{d\theta_{slip}}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0 \Rightarrow \omega_a = \omega = p\Omega \quad (1.21)$$

Le système (1.15) devient :

$$\begin{aligned} V_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega_a \varphi_{sy} \\ V_{sy} &= R_s i_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega_a \varphi_{sx} \\ 0 &= R_r i_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{aligned} \quad (1.22)$$



### 1.5.3. Référentiel lié au champ tournant

Noté ( $dq$ ) ; il tourne à la vitesse de synchronisme, ce référentiel est utilisé dans le cas de petite variation de la fréquence d'alimentation de la machine.

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_s = \omega + \omega_r = p\Omega + \omega_r \quad (1.23)$$

Le système (1.15) devient :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (1.24)$$

## 1.6. Représentation d'état de la Machine Asynchrone

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. Cette représentation permet de donner une description plus détaillée d'un système.

En reprenant les équations (1.15), (1.16) et (1.18) on obtient le modèle non linéaire de la machine sous forme de représentation d'état :

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (1.25)$$

$$y = h(x) \quad (1.26)$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq} \quad \Omega]^T \quad u = [u_{sd} \quad u_{sq}]^T \quad y = h(x) = [\Omega \quad \|\varphi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} \varphi_{rd} + K\omega \varphi_{rq} \\ -\omega_a i_{sd} - \gamma i_{sq} - K\omega \varphi_{rd} + \frac{K}{T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_a - \omega) \varphi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{j} \Omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix}, \quad g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega$$

Les sorties considérées ici sont la vitesse du rotor et la norme au carré du flux rotorique et les entrées sont les tensions statoriques.

Le modèle de la machine dans le repère  $(q, d)$  est le plus général. Cependant il faut connaître de façon exacte la position de ce repère. Le modèle du repère  $(\alpha, \beta)$  permet de surmonter ce problème, il peut être obtenu du modèle précédent en prenant  $\omega_a = 0$ .

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (1.27)$$

$$y = h(x) \quad (1.28)$$

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \Omega]^T \quad u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad y = h(x) = [\Omega \quad \|\varphi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + K\omega \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - K\omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{j} \Omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix}, \quad g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega$$

Une représentation alternative du modèle diphasé de la machine asynchrone dans le repère  $(dq)$  est donnée par :

$$\frac{d}{dt} i_s = -[\gamma J_2 + \omega_a J_2] i_s + \left[ \frac{K}{T_r} I_2 - K\omega J \right] \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \quad (1.29)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_s = \frac{M}{T_r} i_s - \left[ \frac{1}{T_r} I_2 + (\omega_a - \omega) J \right] \varphi_r \quad (1.30)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - f\Omega - C_r) \quad (1.31)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} i_s^T J \varphi_r \quad (1.32)$$

Avec le vecteurs des courant statorique  $i_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$ , le vecteur des flux rotoriques  $\varphi_r = [\varphi_{rd} \ \varphi_{rq}]^T$ , le vecteur des tensions statoriques  $u = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$ ,  $I_2$  est la matrice identité  $2 \times 2$  et  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ .

### Choix des sorties

Les sorties du modèle dépendent de l'objectif considérée : commande ou observation.

Les sorties à commander sont la vitesse ou le couple de la machine et la norme (ou la norme au carré) du flux, i.e.

$$y_c = \begin{bmatrix} \Omega \\ \|\varphi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad \text{ou bien} \quad y_c = \begin{bmatrix} C_{em} \\ \|\varphi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Normalement, il est préférable de contrôler le couple électromagnétique pour assurer le maintien en sécurité de l'onduleur. Pour l'observation, les sorties (états mesurables sont les courants statoriques et la vitesse dans le cas standard :

$$y_0 = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Omega]^T \quad (1.34)$$

### I.7. Modélisation de l'onduleur de tension

Dans notre travail nous allons choisir l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du moteur asynchrone. Du fait que les constantes de

temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. La figure (1.3) représente le schéma de cet onduleur et son modèle. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur.

Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut un (1) si l'interrupteur est fermé et zéro (0) s'il est ouvert.

Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i \text{ est fermé et } S'_i \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } S_i \text{ est ouvert et } S'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{avec } i = 1,2,3 \quad (1.35)$$

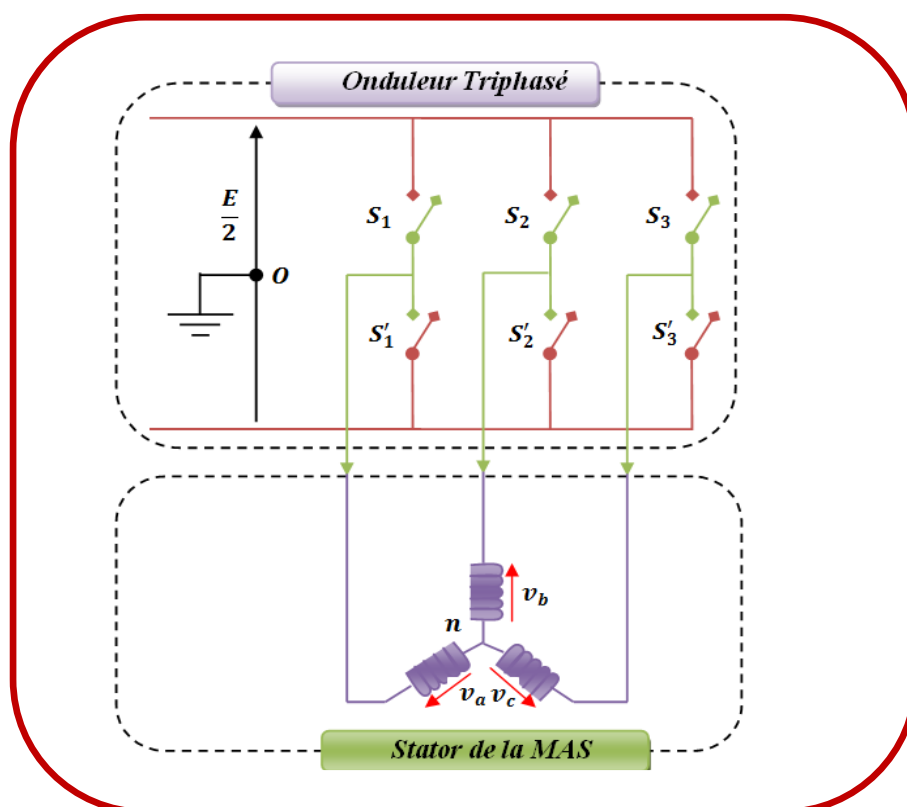


Fig. 1.3. Représentation simplifiée de l'onduleur.

Les tensions de sortie sont obtenues par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$$\text{Avec } v_{on} = -\frac{1}{2}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})$$

En utilisant les fonctions de connexion, les tensions composées de l'onduleur sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} &= v_{cn} - v_{an} \end{aligned} \quad (1.37)$$

Les tensions de branches  $v_{ao}, v_{bo}, v_{co}$  peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques  $F_i$  par :

$$\begin{aligned} v_{ao} &= \frac{1}{2}EF_1 \\ v_{bo} &= \frac{1}{2}EF_2 \\ v_{co} &= \frac{1}{2}EF_3 \end{aligned} \quad (1.38)$$

En remplaçant  $v_{ao}, v_{bo}, v_{co}$  dans la relation (1.36) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

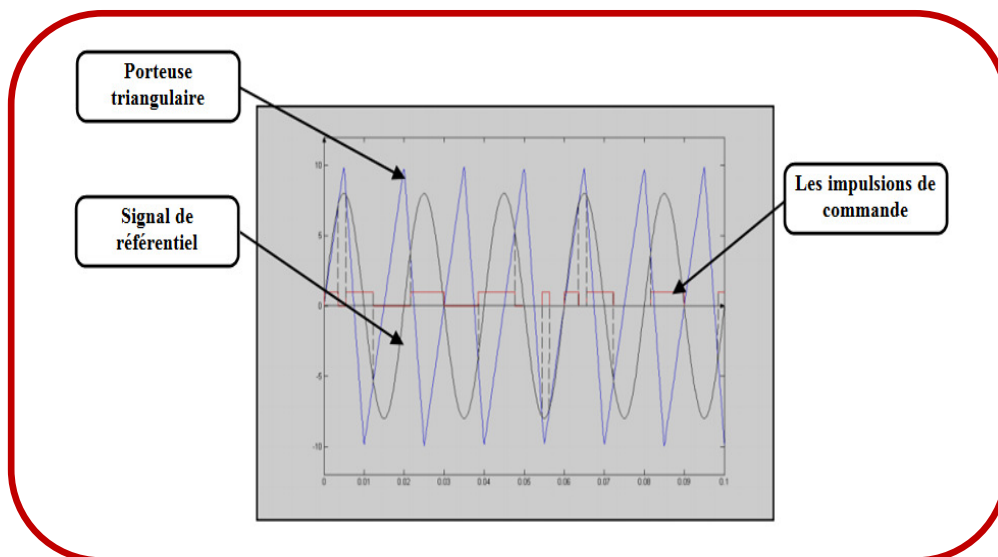
## 1.8. Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Le principe de cette stratégie est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et

de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. Pour un entraînement à courant alternatif performant, on préfère une stratégie de commande évoluée.

### Stratégie de la MLI Intersective (sinus-triangle)

C'est la modulation la plus classique, les ordres de commande des interrupteurs de puissance sont générés à partir de la comparaison des signaux de références sinusoïdales appelées modulantes, de fréquence égale à  $f$  (50Hz), et du signal de modulation triangulaire appelé porteuse de haute fréquence  $f_c$ . La figure (1.4) illustre le principe de ce type de modulation qui sera utilisé pour la simulation pour la suite de travail.



**Fig.1.4.** La modulation sinus-triangulaire pour une phase

## 1.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons élaboré, les modèles de la machine asynchrone utilisés de façon standard dans la littérature de la commande des machines à courant alternatif et que nous utiliserons par la suite. Les modèles obtenus ne sont pas linéaires. Il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé diphasé permettent d'obtenir une première simplification de l'écriture de l'équation d'état. Ceci implique que le choix en ce qui concerne le type de commande à appliquer, dépendra bien évidemment du repère dans lequel on décidera de travailler.

# **Chapitre : 2**

## **Lois de commande**

### **non lineaires**

## 2.1. Introduction

Le premier but de la commande d'un système, qu'il soit linéaire ou non, est de lui donner un comportement stable, c'est à dire que le système revienne spontanément au comportement qui lui a été assigné lors qu'une perturbation l'en a écarté, et robuste au sens où le comportement qualitatif du système reste le même lorsque les paramètres du système varient, que la dynamique n'est connu qu'approximativement, ou que la loi de bouclage appliquée n'est pas exactement celle que l'on a calculée. Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en termes de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, des techniques très apprivoisées par les chercheurs. En premier lieu, nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de la commande par linéarisation au sens des entrées-sorties des systèmes non linéaires, en deuxième lieu, des notions de bases de la commande par mode glissant seront abordées, enfin, nous abordons la théorie de la technique de la commande par Backstepping.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on concevra un contrôleur non linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone. En plus on utilise des régulateurs en mode glissant ; pour avoir des résultats plus performant et rendre le système linéaire découplé, et on termine par le troisième régulateur dit « backstepping ».

## 2.2. Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [20], [24], [25], [28] ...

L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaires (complètement ou en parties) en linéaires, afin que les techniques du contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique

---



d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées [21].

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle, parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximations linéaires de la dynamique.

Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles que notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

### 2.2.1. Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Où l'état  $x \in \mathfrak{R}^n$ , l'entrée  $u \in \mathfrak{R}^m$ , la sortie  $y \in \mathfrak{R}^p$ , et les entiers de  $f, g$  et  $h$  sont des fonctions

**Gradient :** On définit le gradient d'une fonction scalaire  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le vecteur ligne  $\nabla h(x)$ , défini par :

$$\nabla h(x) = \frac{\partial h}{\partial x_i} \quad (2.2)$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur  $f(x)$  est défini par le Jacobin de  $f$

(matrice de  $(nxn)$ ) comme suit:

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (2.3)$$

## Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)

### ➤ Dérivées de Lie

**Définition :** Soit  $h(x)$  une fonction de classe  $C^1$  de  $\mathfrak{R}^n$  dans  $\mathfrak{R}$  et  $f(x)$  est un champs de vecteurs  $f(x) = [f_1(x) \ f_2(x) \ \dots \ f_n(x)]$ . On appelle dérivée de Lie de  $h$  dans la direction  $f$ , notée  $L_f h$ , la dérivée de  $h$  le long de la courbe intégrale de  $f$  en  $x=0$ , donc on note :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (2.4)$$

Par cette formule, un champ de vecteurs  $f$  quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (2.5)$$

### ➤ Crochets de Lie

Soient :  $f$  et  $g$  deux champs de vecteurs dans  $\mathfrak{R}^n$ . Le crochet de Lie des champs de vecteurs  $f$  et  $g$  est le champ de vecteurs défini par :

$$[f, g](x) = \nabla g f - \nabla f g \quad (2.6)$$

On utilise la notation  $[f, g] = ad_f g$  ou :

$$[f, g] = ad_f g = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) + \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (2.7)$$

Ou:

$$\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$$

sont des matrices Jakobiennes. L'application des crochets de Lie successives donnent :

$$\begin{aligned}
ad_f^0 g(x) &= g(x) \\
ad_f^1 g(x) &= [f, g](x) \\
&\vdots \\
ad_f^k g(x) &= [f, ad_f^{k-1} g](x), k = 1, 2, \dots
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Les crochets de lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente [34] :

Distributivité :

$$[a_1 f_1 + a_2 f_2, g] = a_1 [f_1, g] + a_2 [f_2, g], [g, a_1 g_1 + a_2 g_2] = a_1 [f, g_1] + a_2 [f, g_2]$$

Anti-commutativité :  $[f, g] = -[g, f]$

Identité de Jacobi :

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

$$L_{ad_f g} h = L_f L_g h - L_g L_f h$$

**Difféomorphisme :** La fonction différentielle  $\Phi: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$  définie dans une région  $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$  est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes :

- $\Phi$ : Est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction  $\Phi^{-1}$  telle que :  $\Phi^{-1}(\Phi(x)) = x$  pour toute  $x \in \Omega \subset \mathfrak{R}^n$ .
- $\Phi^{-1}$  et  $\Phi$  sont des fonctions lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme :

$$z = \Phi(x) \Rightarrow \dot{z} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \tag{2.9}$$

Où  $\Phi(x)$  représente  $n$  variables :

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \vdots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A noter que si  $\Phi^{-1}(z)$  (transformation inverse) existe pour tout  $z \in \mathfrak{R}^n$ , le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région  $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ .

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

**Degré relatif :** D'après [29], [30], le degré relatif ( $r$ ) de la sortie  $y$ , est le nombre de fois qu'il faut dériver  $y$  par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée  $u$  dans les dérivés de  $y$ . D'après cette définition littéraire on peut dire que :

Le système de la forme (2.1) est dit de degré relatif ( $r$ ) dans une région  $\Omega$  au voisinage d'un point  $x_0$  si [33] :

- $L_g L_f^i h(x) = 0 \quad \text{telque } \forall x \in \mathfrak{R}^n \quad 0 \leq i \leq r - 2$
- $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \quad \forall x \in \mathfrak{R}^n$

En effet, si on applique cette définition au système (2.1), nous obtenons :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (2.11)$$

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (2.12)$$

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (2.13)$$

Si  $L_g h(x) = 0$ , nous continuons la dérivation de la sortie  $y$  pour la deuxième fois, pour tout  $x$  au voisinage de  $x_0$ , donc :

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (2.14)$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f^1 h(x)u = L_f^2 h(x) \text{ Si } L_g L_f^1 h(x)u = 0 \text{ pour un degré relatif } r > 2$$

Nous continuons la dérivation de la sortie  $y$  jusqu'à l'apparition de  $u$  pour la première fois, pour un degré relatif égale à  $r$ , nous obtenons :

$$\begin{cases} y = h(x) = L_f^0 h(x) \\ \dot{y} = L_f^1 h(x) + L_g h(x) = L_f^1 h(x) & \text{avec } L_g h(x) = 0 \\ \ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f^1 h(x) = L_f^2 h(x) & \text{avec } L_g L_f^1 h(x) = 0 \\ \vdots \\ y^{(r)} = L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x)u & \text{avec } L_g L_f^{(r-1)} h(x)u \neq 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Si  $L_g L_f^i h(x)u = 0, \forall x \in \mathbb{R}^n, \forall i \geq 0$  on dit que  $r = \infty$

Donc,  $r$  est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de  $u$  n'est pas zéro sur l'espace où nous voulons contrôler le système [24].

Soient :

$$\alpha(x) = L_f^{(r)} h(x) \quad (2.16)$$

$$\beta(x) = L_g L_f^{(r-1)} h(x) \quad (2.17)$$

Donc :  $y^{(r)} = L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v$  ou  $\beta(x) \neq 0$

Où  $v$  est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique. Donc pour  $y^{(r)} = v$ , nous le représentons par :

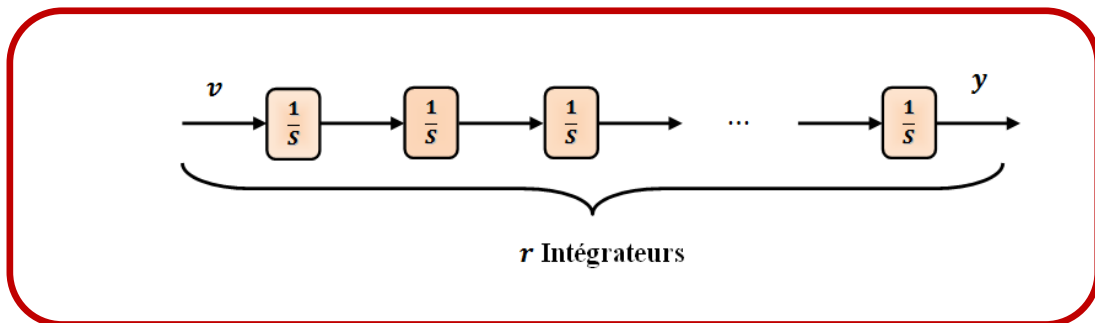


Fig. 2.1. Représentation d'état

Nous avons  $r$  intégrateurs, on obtient un système linéaire de la forme:

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r} \quad (2.18)$$

Donc, nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaires. Nous avons  $v(x) = \alpha(x) + \beta(x)u$ . Le contrôleur qui est implémenté est obtenu par:

$$u = \beta^{-1}(x)[- \alpha(x) + v] \quad (2.19)$$

Par exemple, la loi de commande est définie par:

$$v = \sum_{i=0}^{n-1} K_i L_f^i(h) = -K_0 y - K_1 \dot{y} - K_2 \ddot{y} - \dots - K_r y^{(r)} \quad (2.20)$$

Le choix des  $K_i$  est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par  $s^r + k_{r-1}s^{r-1} + \dots + k_1 s + k_0$  (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est à dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant (2-19), la forme finale de la loi de commande, par linéarisation entrée-sortie, devient :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} \left[ -L_f^{(r)} h(x) - K_{r-1} y^{(r-1)} - \dots - K_1 \dot{y} - K_0 y \right] \quad (2.21)$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée.

Si on considère  $y_d$  comme une sortie désirée (référence), l'erreur de poursuite  $e_p$  est donnée par :

$$e_p = y - y_d \quad (2.22)$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = y_d^{(r)} - K_{n-1}e_p^{(r-1)} - \dots - K_2\dot{e}_p - K_1e_p \quad (2.23)$$

**Remarque:**

- Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie  $y$  pour faire apparaître explicitement l'entrée  $u$ , ne peut pas dépasser l'ordre  $n$  du système, c'est à dire que  $r \leq n$ . Si l'entrée  $u$  n'apparaît pas après  $n$  dérivation, le système est non contrôlable.
- Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par équations d'état (2.24) et (2.25) :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.24)$$

$$y = h(x) \quad (2.25)$$

Par analogie, celle de système non linéaire, on a :

$$f(x) = Ax, g(x) = B \text{ et } h(x) = Cx \quad (2.26)$$

Donc, par application la dérivée de Lie prédéfinie précédemment, on trouve :

$$L_f^{(r)} h(x) = CA^k x \quad (2.27)$$

Et donc :

$$L_g L_f^{(k)} h(x) = CA^k B x \quad (2.28)$$

Ainsi l'entier  $r$  qui satisfait les conditions :

$$\begin{aligned} CA^k x &= 0 \\ CA^{r-1} x &= 0 \end{aligned} \quad \text{pour } k \leq r - 1 \quad (2.29)$$

Est alors égal à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donnée par [33] :

$$G(s) = C(SI - A)^{-1}B \quad (2.30)$$

### 2.2.2. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles [20], [25], [28], [34].

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie  $y$  et une nouvelle entrée  $v$ , en effectuant un bon choix de la loi linearisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes Linéaires classiques.

Avant tout, on considère que le système non-linéaire à  $p$  entrées et  $q$  sorties a pour forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \end{cases} \quad (2.31)$$

Ou  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T \in \mathfrak{R}^m$  est le vecteur des commandes et  $y = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T \in \mathfrak{R}^p$  représente le vecteur des sorties.  $g, f$  ; sont des champs de vecteurs lisses et  $h_i, p = 1, 2, \dots, i$  est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} \left( L_f^{(r_j-1)} h_j(x) \right) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (2.32)$$

$L_f^i h_j$  et  $L_g^i h_j$  sont les  $i^{\text{ème}}$  dérivées de Lie de  $h_j$  respectivement dans la direction de  $f$  et  $g$ .



$r_j$  est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (2.32) et est connue sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie  $y_j$ .

Le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (2.32) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :

$$r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n \quad (2.33)$$

On dit que le système (2.32) a pour degré relatif ( $r$ ) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 \leq k \leq r_{j-1}, 1 \leq j \leq q, 1 \leq i \leq p \quad (2.34)$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0, k = r_j - 1 \quad (2.35)$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linearisante  $u$  qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (2.32) sous forme matricielle:

$$\left[ y_1^{(r_1)}, y_2^{(r_2)}, \dots, y_p^{(r_p)} \right] = \alpha(x) + \beta(x)u \quad (2.36)$$

Ou

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Et

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Où

$\beta(x)$  est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que  $\beta(x)$  n'est pas singulière, la loi de commande linearisante a pour forme:

$$u = \beta^{-1}(x)[- \alpha(x) + v] \quad (2.39)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage  $\beta(x)$  est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (2.2).

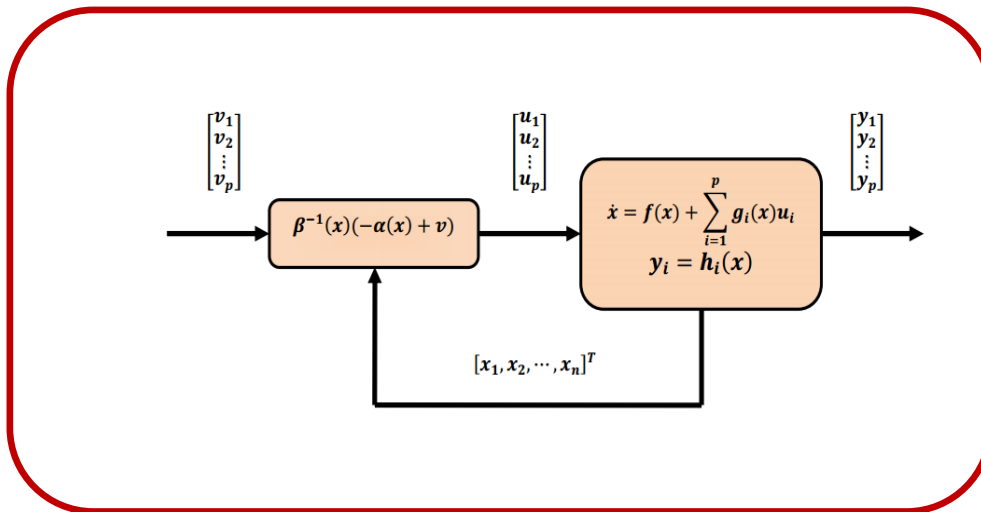


Fig. 2.2. Schéma bloc système linéarisé

En remplaçant (2.39) dans (2.36), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_1^{(r_j)} = v_i \quad (2.40)$$

Ou plus explicitement par :

$$\left[ y_1^{(r_1)}, y_2^{(r_2)}, \dots, y_p^{(r_p)} \right]^T = \left[ v_1, v_2, \dots, v_p \right]^T \quad (2.41)$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée  $v = [v_1, v_2, \dots, v_p]^T$ .

Remarquons que l'expression (2.41) représente  $p$  intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure (2.3)).

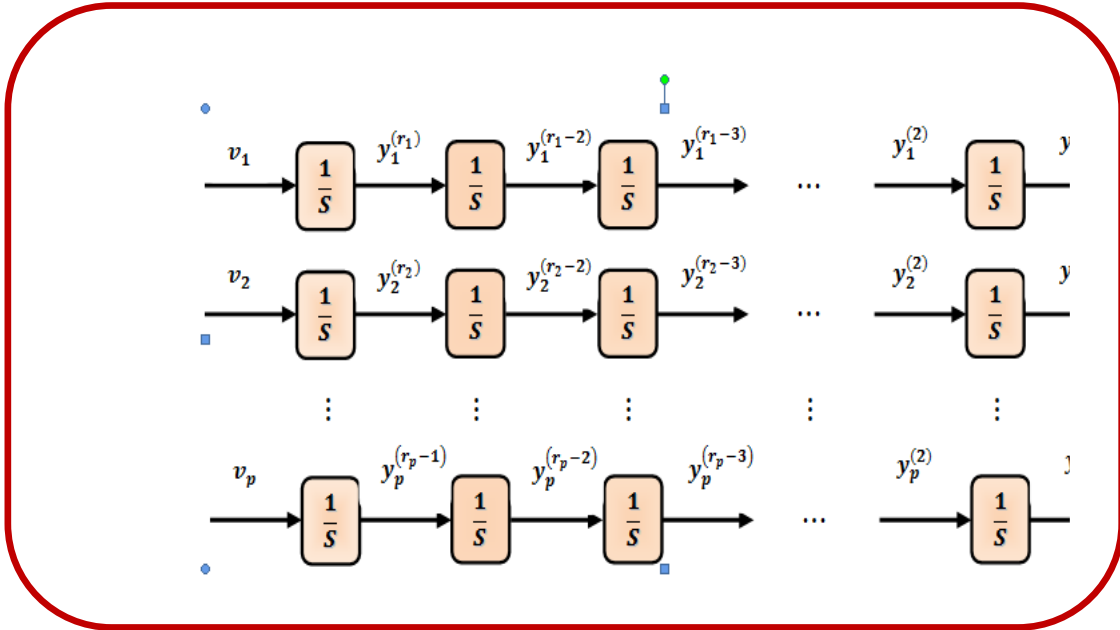


Fig. 2.3. Dynamique du système linéarisé.

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété citée ci-dessus.

### Mise sous forme canonique

Supposons que le système (2.31) à des degrés relatifs  $[r_1, r_2, \dots, r_p]$  et que  $r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$  où  $n$  est l'ordre du système. On définit  $r$  fonctions  $[\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_p]$  qui permettent d'écrire :

$$z = [\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r] \tag{2.42}$$

$$z = [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1, h_2, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_2, h_p, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_p] \tag{2.43}$$

Selon la valeur de  $[r_1, r_2, \dots, r_p]$ . On peut distinguer deux cas possibles :

➤ **Cas 1**

$$\left( r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n \right)$$

Dans ce cas, l'ensemble des fonctions  $L_f^{k-1}h_i$  avec  $1 \leq k \leq r_i$  et  $1 \leq i \leq p$  définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \vdots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1]^T \\ [h_2, L_f h_2, \dots, L_f^{(r_1-2)} h_2]^T \\ \vdots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{(r_1-p)} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

➤ **Cas 2**

$$\left( r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n \right).$$

Dans ce cas, il est possible de trouver  $(n - r)$  autres fonctions  $\Phi^k$ ,  $(r + 1 \leq k \leq n)$  pour que  $\Phi^k$ ,  $1 \leq k \leq n$  soit de rang  $n$ . On introduit un vecteur de variables complémentaires  $\eta$  de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \vdots \\ \Phi_n \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (2.43) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_{r_1-1} &= z_{r_1} \\
 \dot{z}_{r_1} &= L_f^{(r_1)} h_p + \sum_{i=1}^p L_{g_i}^{(r_1-1)} h_p u_i \\
 \dot{z}_{r_1+1} &= z_{r_1+2} \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_r &= L_f^{(r_p)} h_p + \sum_{i=1}^p L_{g_i}^{(r_p-1)} h_p u_i
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

Pour les  $(n - r)$  autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par  $\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$ . En ce qui concerne la sortie, le vecteur  $[y_1, y_2, \dots, y_p]^T$  peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned}
 y_1 &= z_1 \\
 y_2 &= z_{r_1+1} \\
 &\vdots \\
 y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1}
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

En appliquant la loi linearisante (2.39) au système (2.46) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \tag{2.48}$$

$\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$  avec

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i \times r_i} \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i} \quad C_{r_i} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

Et pour la sortie :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix}$$

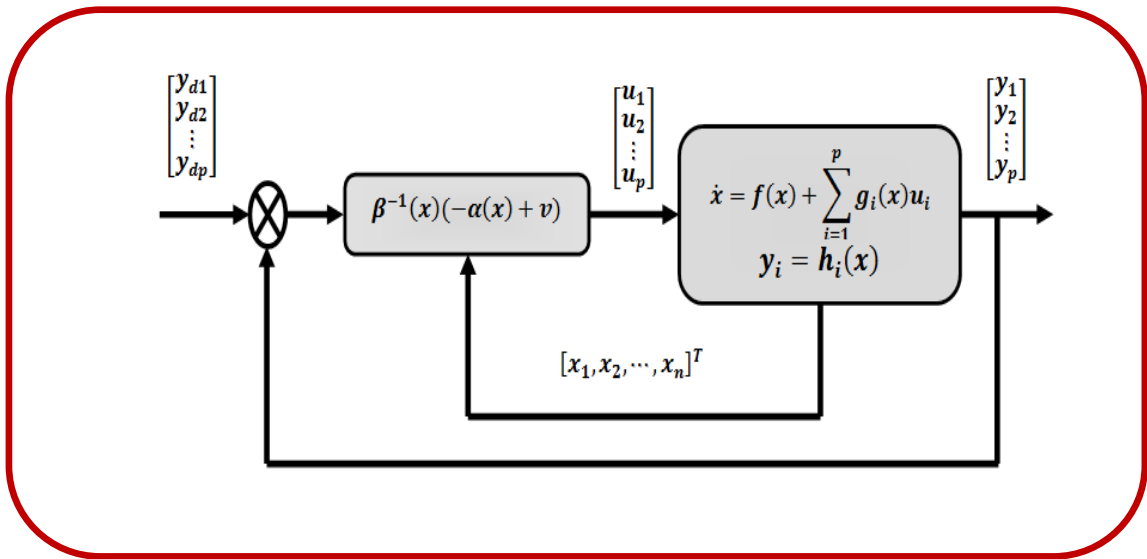
**Conception du nouveau vecteur de commande**

Le vecteur  $v$  est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{dj}^{(r_j)} + (y_{dj}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{dj} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (2.49)$$

Ou les vecteurs  $[y_{dj}^{(0)}, y_{dj}^{(1)}, \dots, y_{dj}^{(r_j-1)}, y_{dj}^{(r_j)}]$  définissent les trajectoires de références imposées pour les différentes sorties. Si les  $K_i$  sont choisis de façon à ce que le polynôme  $s^{r_i} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$  soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives). Alors on peut montrer que l'erreur  $e_j(t) = y_{dj}(t) - y_j(t)$  satisfait  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure suivante :



**Fig. 2.4.** Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

### 2.3. Application de la commande par linéarisation entrée-sortie au moteur asynchrone (Vitesse – Flux)

Considérons le modèle de la machine précédent. La vitesse désirée du rotor  $\Omega$  est une fonction bornée avec dérivée première connue et bornée, la norme au carré du flux rotorique désirée  $\|\varphi_r\|^2$  est bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées.

Les sorties à commander sont la vitesse rotorique et la norme au carré du flux rotorique.

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \|\varphi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

En dérivant les sorties jusqu'à l'apparitions des entrées :

#### 2.3.1. Modèle d'état du moteur asynchrone

En reprenant les équations (1.16), (1.17) et (1.20) on obtient le modèle non linéaire de la machine sous forme de représentation d'état :

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (2.51)$$

$$y = h(x)$$

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \Omega]^T \quad u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad y = h(x) = [\Omega \quad \|\varphi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + K\omega \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - K\omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{j} \Omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix},$$

$$g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \text{ et } \omega = p\Omega$$

### Régulation de la vitesse $\Omega$

$$y_1 = L_g^0 h_1(x) = h_1(x) = \Omega \quad (2.52)$$

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) \quad (2.53)$$

$$\ddot{y}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \quad (2.54)$$

$$L_f h_1(x) = \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{c_r}{j} \quad (2.55)$$

$$L_f^2 h_1(x) = -\frac{pM}{jL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) + p\Omega (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta} + K(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) \right] \quad (2.56)$$

$$L_g h_1(x) = \frac{pK}{j} [-\varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}] \quad (2.57)$$

### Régulation de la norme au carré du flux $\|\varphi_r\|^2$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (norme au carré du flux), nous obtiendrons un degré relatif égale à 2, nous pouvons donc écrire:

$$\|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (2.58)$$

$$y_2 = L_g^0 h_2(x) = h_2(x) = \|\varphi_r\|^2 \quad (2.59)$$

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) = \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} f(x) \quad (2.60)$$

$$\ddot{y}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \quad (2.61)$$



$$L_f h_2(x) = \frac{2}{T_r} \left[ M(\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) - (\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2) \right] \quad (2.62)$$

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{2}{T_r} \left[ Mp\Omega(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - M \left( \gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] + \frac{2}{T_r^2} \left[ (MK + )(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + M^2(i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \right] \quad (2.63)$$

$$L_g L_f h_2(x) = [2R_r K \varphi_{r\alpha} \quad 2R_r \varphi_{r\beta}] \quad (2.64)$$

On observe qu'après deux derivations nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (2.65) que nous écrivons

$$\begin{aligned} \ddot{y}_1(x) &= L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \\ \ddot{y}_2(x) &= L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$[y_1 \quad y_2]^T = [h_1 \quad h_2]^T = [\Omega \quad \|\varphi_r\|^2]^T$$

Si on considère le système d'équations (2.65), les commandes  $u_{s\alpha}$ , et  $u_{s\beta}$  peuvent être déterminées si la matrice de découplage  $D(x)$  définie ci-dessous n'est pas singulière

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -pK \varphi_{r\alpha} & pK \varphi_{r\beta} \\ 2R_r K \varphi_{r\alpha} & 2R_r \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Pour  $\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \neq 0$ , la matrice  $D(x)$  est inversible. ce qui définit la commande non-linéaire

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$\text{Ou } v = [v_1 \quad v_2] = [\ddot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]$$

Cette transformation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties  $h_1$  et  $h_2$  d'être linéaires et découplées et vue des nouvelles commandes  $v_1$  et  $v_2$

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= \dot{y}_1 = L_f h_1(x) = z_2 \\
\dot{z}_2 &= \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x) u_{s\beta} = v_1 \\
\dot{z}_3 &= \dot{y}_2 = L_f h_2(x) = z_4 \\
\dot{z}_4 &= \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) u_{s\beta} = v_2
\end{aligned} \tag{2.68}$$

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les equations (2.67) et (2.68) avec des équations différentielles "désirées" effectivement réalisable que nous écrivons comme:

$$\begin{aligned}
v_1 &= \ddot{\Omega}_* + k_{\Omega 1}(\dot{\Omega}_* - \dot{\Omega}) + k_{\Omega 2}(\Omega_* - \Omega) \\
v_2 &= \|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 + k_{\varphi 1}(\|\dot{\varphi}_r\|_*^2 + \|\dot{\varphi}_r\|^2) + k_{\varphi 2}(\|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2)
\end{aligned} \tag{2.69}$$

Dans ces conditions on cherche à asservir  $\Omega$  à la vitesse de référence  $\Omega_*$  et  $\|\varphi_r\|^2$  au norme au carré de flux de référence  $\|\varphi_r\|_*^2$  avec une dynamique imposée.

les erreurs de poursuite sont définies par :

$$e_\Omega = \Omega_* - \Omega \text{ et } e_\varphi = \|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2:$$

$$\begin{aligned}
\dot{e}_\Omega + k_{\Omega 1} e_\Omega + k_{\Omega 2} e_\Omega &= 0 \\
\dot{e}_\varphi + k_{\varphi 1} e_\varphi + k_{\varphi 2} e_\varphi &= 0
\end{aligned} \tag{2.70}$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en  $e_\Omega$  et  $e_\varphi$  ont leurs racine sur le côté gauche du plan complexe. La détermination des paramètres  $k_{\Omega 1}$ ,  $k_{\Omega 2}$ ,  $k_{\varphi 1}$  et  $k_{\varphi 2}$  peut se faire de différentes manières. Nous citons en particulier la méthode par placement de pôles. Dans ce cas on choisit les pôles de notre système et on détermine par la suite les paramètres, ou bien on peut les déterminer en fixant les performances désirées (dépassement, erreurs en régime permanent, temps de réponse, ...) dans un cahier de charge.

Un choix approprié de ces gains permet d'assurer la convergence exponentielle des erreurs de poursuite  $e_\Omega$  et  $e_\varphi$ .

La figure ci-dessous présente le schéma bloc de la commande non linéaire linearisante

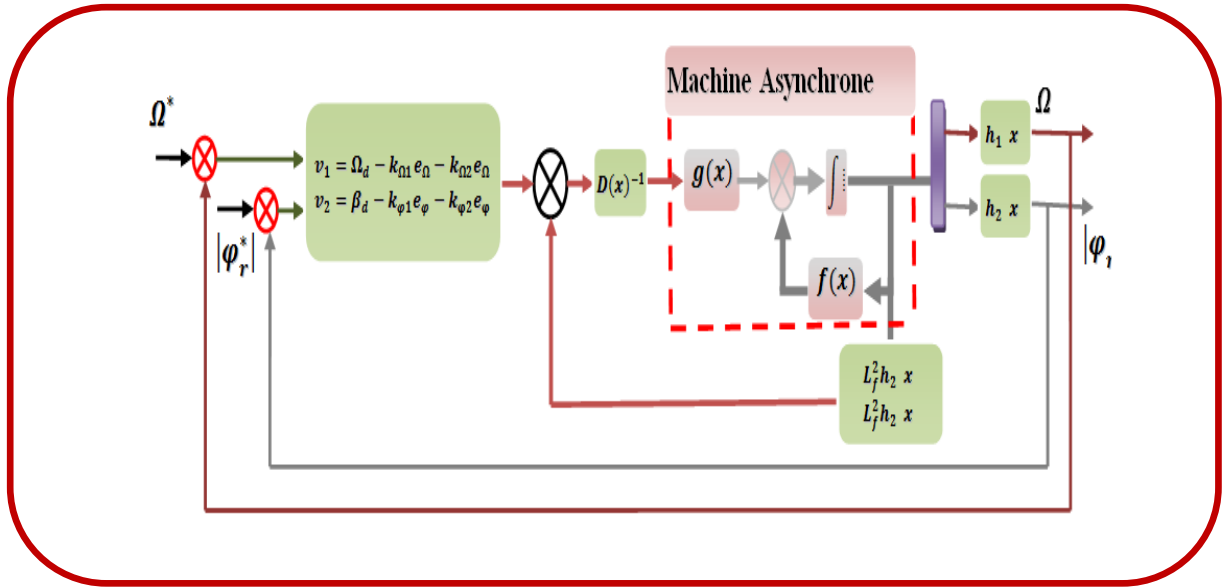


Fig. 2.5. Structure de la commande non-linéaire (linéarisation entrée-sortie)

### 2.3.2. Reconstruction de flux rotorique dans le repère

Dans cette partie, nous reconstruisons le flux à partir des équations rotoriques (tension et flux) de notre modèle, par mesure directe des courants statoriques; qui sont des grandeurs accessibles, ainsi que la vitesse mesurée par l'utilisation d'un tachymètre (capteur mécanique) [70].

D'après les équations rotoriques données au chapitre 1 :

$$\begin{aligned} v_{r\alpha} = 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (2.71)$$

Ainsi celles des flux rotorique :

$$\begin{aligned} \varphi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.72)$$

En tirant les courants rotorique de cette dernier expression on aura :

$$\begin{aligned}
 i_{r\alpha} &= \frac{1}{L_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\
 i_{r\beta} &= \frac{1}{L_r} \varphi_{r\beta} + \frac{M}{L_r} i_{s\beta}
 \end{aligned}
 \tag{2.73}$$

On les injecte dans les équations des tensions rotorique on obtient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \omega \hat{\varphi}_{r\beta} \\
 \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\beta} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} - \omega \hat{\varphi}_{r\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{2.74}$$

Cet estimateur reconstruit le flux à partir de la mesure des courants statoriques qui sont accessible et de la vitesse de rotation par l'utilisation d'un capteur mécanique. L'estimateur sera exploité dans la simulation.

La figure ci-dessous présente le schéma bloc de la simulation de l'ensemble (commande non lineaire linearisante - onduleur de tension – machine asynchrone ).

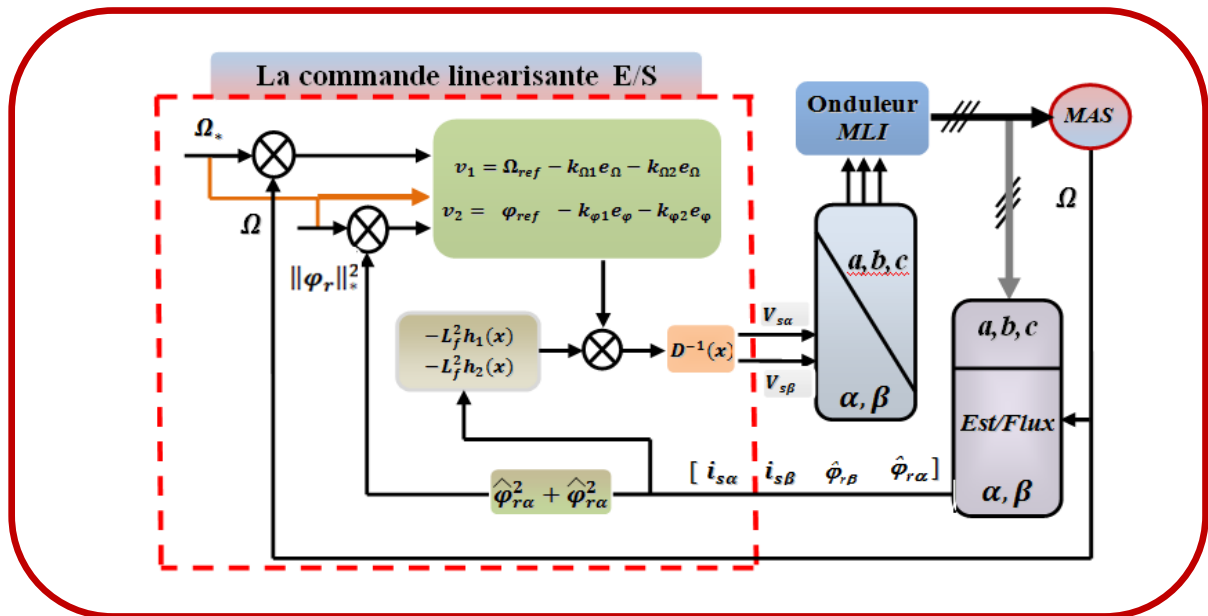


Fig. 2.6. Structure de la commande non-linéaire avec estimateur de flux

## 2.4. Commande à structure variable

Le «système à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé où ils changent d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures [133]. Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :  $\frac{dx}{dt} = f(x, t)$ ,  $x$  est un vecteur de dimension  $n$ .

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes Les circuits de conversion de l'énergie constitue un exemple pratique de système à structure variable. En effet, pour chaque changement d'état, le système est gouverné par un système d'équation différentielle.

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se base sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissement (ou hyper surface), dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [55], [57], [48].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations provoqués par les commutations de la commande donnant naissance à un phénomène de broutement (Chattering) et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations telles que l'augmentation de la fréquence de commutation [48], la commande continue dans une bande autour de la surface de glissement [57] ou la décomposition la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence [42], [60].

### 2.4.1. Bases théoriques de la commande par mode glissant

La technique de la commande par mode glissant (MG) consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [56]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (Figure (2.7)).

**Le mode de convergence (MC):** durant le quel la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial et tend vers la surface de commutation  $S(x) = 0$  caractérisé par le critère de convergence.

**Le mode de glissement (MG) :** durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement caractérisé par le choix de la surface de glissement.

**Le mode de régime permanent (MRP) :** il est nécessaire pour l'étude de comportement du système autour du point d'équilibre.

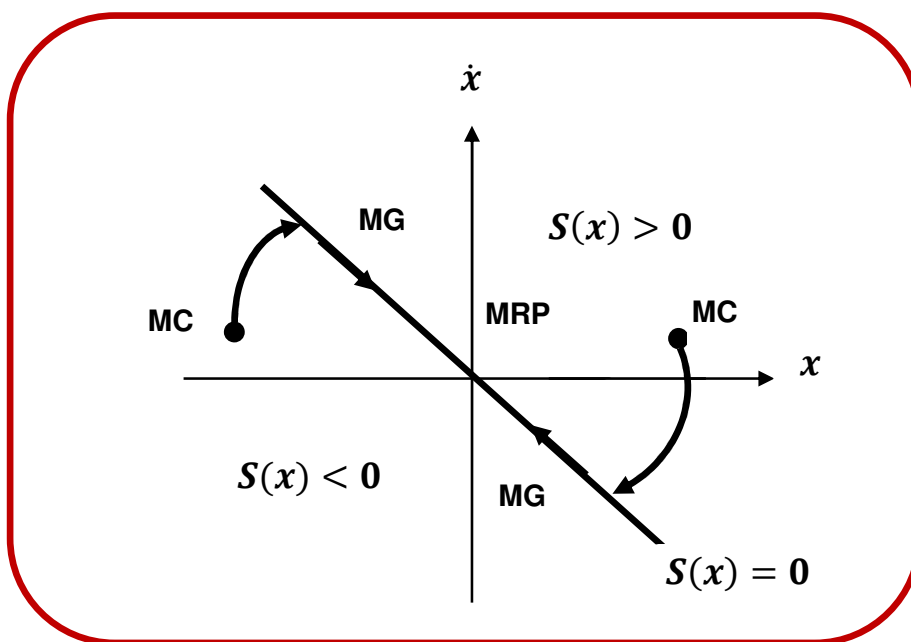


Fig. 2.7. Différentes modes pour la trajectoire

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique (régulation, poursuite de trajectoires et poursuite de modèles).

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [53], [54]:

- Le choix de la surface ;
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- La détermination de la loi de commande ;

### Le choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire des surfaces, mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système d'état décrit par l'équation d'état suivante (2.75):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + gu \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{2.75}$$

Il faut choisir  $p$  surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension  $p$ . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on utilise la méthode dite loi de commutation par contre réaction d'état [48] où on utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas de traitement dans le plan de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [47], [51], [56] (C'est-à-dire convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée (2.76) [57]:

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \tag{2.76}$$

Avec :

$e(x)$ : l'écart de la variable à régler;  $e(x) = x_* - x$ .

$\lambda_x$ : Une constante positive qui interprète la bande passante de contrôle désirée

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

Pour  $r = 1$   $S(x) = e(x)$

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

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

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  égale à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart de la variable à régler en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart entre sa référence et la sortie à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' $r$ ' comme le montre la Figure (2.8).

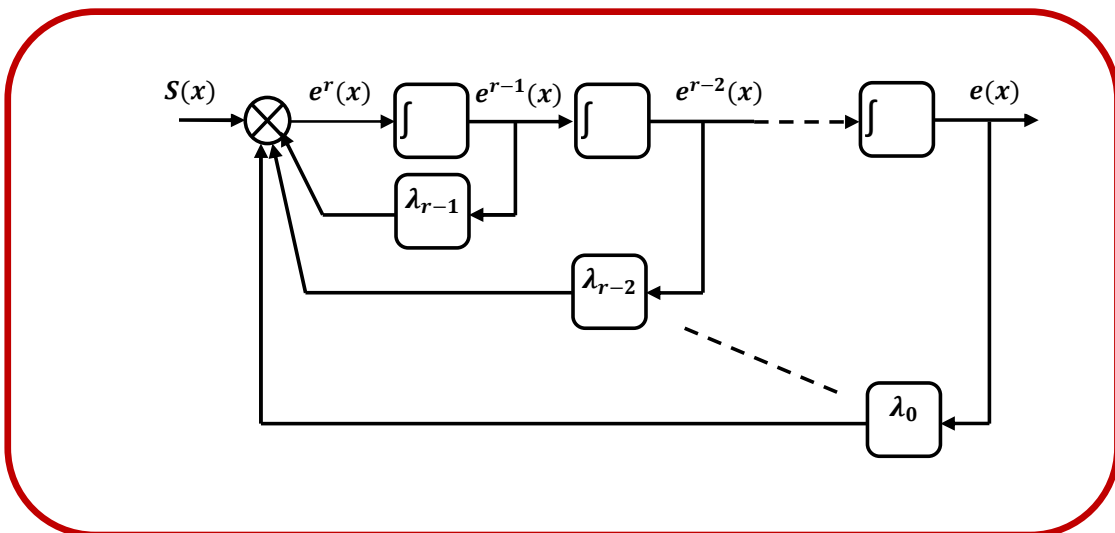


Fig. 2.8. Linéarisation exacte de l'écart



### Condition de convergence

Les conditions de convergence sont réalisées afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire de converger vers les surfaces de glissement.

Nous retenons de la littérature deux conditions, celles correspondent au mode de convergence de l'état du système décrites ci-dessous.

La première condition de convergence ; elle est proposée par Emilianov et Utkin [55]. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{Si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{Si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (2.77)$$

Ces deux inégalités peuvent être formulées par la condition suffisante suivante :

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (2.78)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$  les valeurs justes à gauches et à droites de commutation. Elle est équivalente à exiger à  $S(x)$  de changer de signe lorsqu'on passe d'un coté à l'autre de la droite. Ceci s'exprime par :

$$\text{signe } S(x, V_{max}) = -\text{signe } S(x, V_{min}) \quad (2.79)$$

La formule d'une fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ ) pour les variables d'états du système, est de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $V(x) < 0$ ). Cette fonction est utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{avec } V(x) > 0 \quad (2.80)$$

On définit la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.81)$$

Sa dérivée :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (2.82)$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.83)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface mesurée par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant ainsi la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotées. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

Dans le cas pratique cette condition prend la forme suivante :

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} (x)^2 = -\eta |S(x)| \quad (2.84)$$

Où  $\eta$  est une constante positive définissant le temps de convergence vers la surface de glissement. La satisfaction de la condition (2.84) garantit que si la condition  $x(t = 0)$  n'est pas vérifiée exactement, ce qui revient à supposer que  $x(t = 0)$  soit en dehors de  $x_{ref}(t = 0)$ , la surface sera atteinte en un temps  $T_r$  fini plus petit tel que :

$$T_r = \frac{S(x) \text{ à } (t = 0)}{\eta} \quad (2.85)$$

L'idée est de choisir une fonction de l'erreur de poursuite, ensuite de sélectionner une loi de commande telle que  $S^2(x)$  reste une fonction de Lyapunov pour le système en boucle fermée.

### 2.4.2. Calcul de la commande

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

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est compensée de deux thèmes  $u_{eq}$  et  $u_n$  [39], [61]:

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.86)$$

$u_{eq}$  est nommée commande équivalente proposée par Filipov et Utkin [51], [55], considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est utilisée lorsque l'état du système entre dans le mode de glissement et pour but de composer les dynamiques indésirables. Cette commande est déduite en posant la surface  $\dot{S}(x) = 0$ .

La commande  $u_n$  est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres et le modèle.

On considère un système d'état défini par l'équation (2.85). Le but est de chercher une expression de la commande  $u$ .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (2.87)$$

Par substitution, nous obtenons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u_n) \quad (2.88)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et en régime permanent, la dérivée et la partie discontinue  $u_n$  sont aussi nulles [133]:

$$\begin{aligned} u_n &= 0 \\ \dot{S}(x) &= 0 \end{aligned} \quad (2.89)$$

L'expression de la commande équivalente peut être donnée par :

$$u_{eq} = \left( \frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} (f(x)) \quad (2.90)$$

Avec la condition que:  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \neq 0$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression (2.90) dans (2.88), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface  $\dot{S}(x)$  :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n \quad (2.91)$$

Le problème revient à trouver  $u_n$  tel que:

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n < 0 \quad (2.92)$$

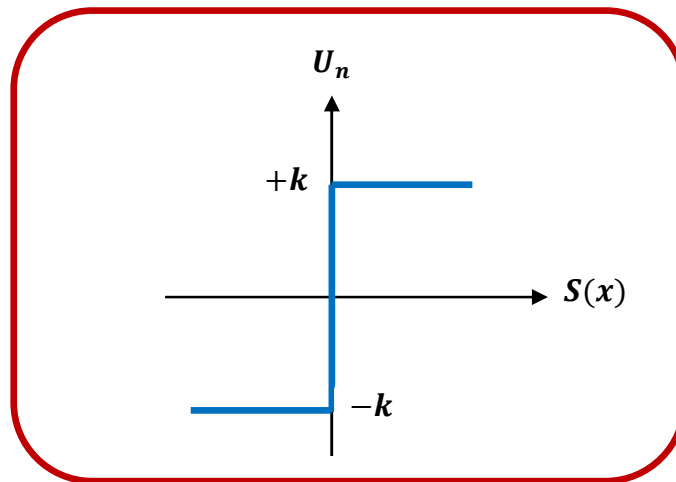
La forme la plus simple que peut prendre la commande  $u_n$  est :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (2.93)$$

Où  $S(x)$  est la fonction définie par :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.94)$$

L'utilisation de la fonction Signe signifie que la commande  $u_n$  commute entre deux valeurs  $\pm k$  avec une fréquence théoriquement infinie. Si le gain  $k$  est très petit, le temps de réponse sera long, si  $k$  est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées Chattering) sur les réponses en régime permanent. Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (2.9).



**Fig. 2.9.** Définition de la fonction **signe**

Ainsi, la commande est commutée à fréquence élevée entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$

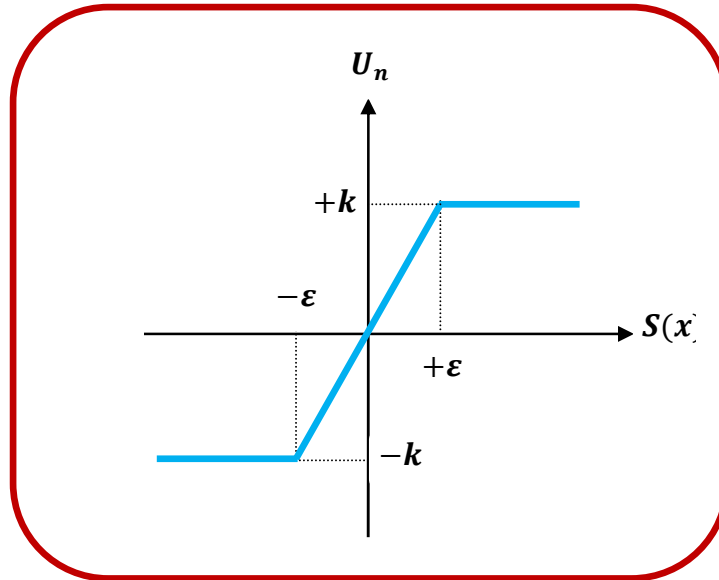
La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections, la fréquence de commutation devient alors finie et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement  $S$ , ces derniers auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes. Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (Chattering en anglais). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue signe, est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement [45].

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène [38] dont on cite :

Commande adoucie dite aussi douce à un seul seuil, elle est donnée par le système (2.95) et représentée sur la figure (2.10).

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \text{ sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (2.95)$$

Cette fonction est connue aussi par, la fonction saturation « **sat** ».



**Fig.2.10.** Commande adoucie « sat »

Dans [62], il a utilisé une commande intégrale compensée par un terme  $> 0$ , elle est définie comme suit:

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} + \eta \quad (2.96)$$

Avec :

$$\delta = \begin{cases} \delta_0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \delta_0 + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \xi \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

Où:  $\varepsilon, \xi, \gamma, \eta$  et  $\delta$  sont des constantes positives.

La commande est illustrée à la figure (2.11):

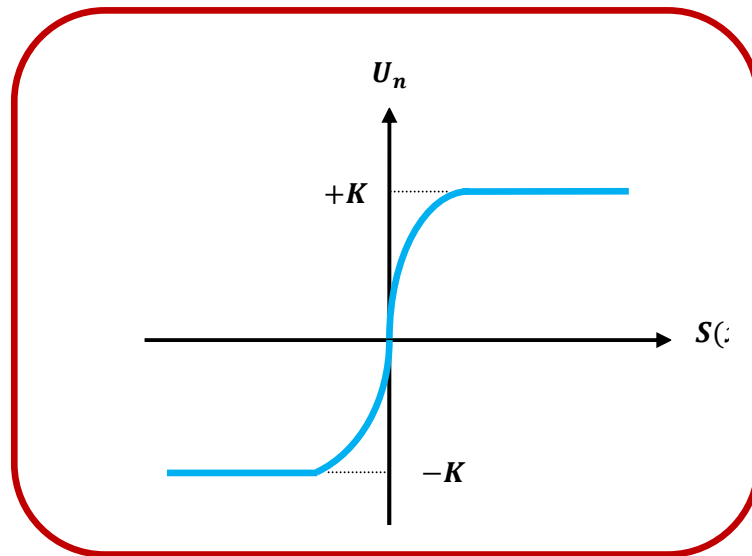


Fig.2.11. Commande intégrale

## 2.5. Application de la commande par mode glissant au moteur asynchrone (Vitesse – Flux)

La commande par mode glissant exige la détermination de sa commande équivalente et attractive et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification des conditions d'existence de convergence et d'invariance, le modèle qui sera utilisé est celui du moteur asynchrone exprimé dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, avec la représentation d'état présenté dans le premier chapitre, rappelons ce modèle :

$$\dot{x} = f(x) + gu \tag{2.97}$$

$$y = h(x)$$

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \Omega]^T \quad u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad y = h(x) = [\Omega \quad \|\varphi_r\|^2]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + K\omega\varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - K\omega\varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{j} \Omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix},$$

$$g = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et } \omega = p\Omega$$

### 2.5.1. Le choix des surfaces de glissement

Pour pouvoir commander la machine asynchrone alimentée en tension on doit assurer le contrôle de vitesse  $\Omega$  et la norme au carré du flux  $\|\varphi_r\|^2$  (la dynamique de la vitesse est plus lente que celle de flux ) alors on choisie deux surfaces de glissement, l'une pour la vitesse  $S_1$  et l'autre pour la norme au carré du flux  $S_2$  , puis on ramène ses surfaces au voisinage de zéro.

#### Régulation de la vitesse $\Omega$

L'erreur sur la vitesse est donné par :

$$e_1 = \Omega_* - \Omega \tag{2.98}$$

$\Omega_*$  : la vitesse de référence

D'où la surface de glissement pour la vitesse peut être donnée sous la forme :

$$S_1 = k_1 e_1 + \dot{e}_1 = k_1 (\Omega_* - \Omega) + (\dot{\Omega}_* - \dot{\Omega}) \tag{2.99}$$



### Régulation de la norme au carré du flux $\|\varphi_r\|^2$

L'erreur sur la norme au carré du flux est donné par :

$$e_2 = \|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2 \quad (2.100)$$

$\|\varphi_r\|_*^2$  : la norme au carré du flux de référence ; Avec  $\|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2$

La surface pour la norme au carré du flux est donnée par :

$$S_2 = k_2 e_2 + \dot{e}_2 = k_2 (\|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2) + (\|\dot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\dot{\varphi}_r\|^2) \quad (2.101)$$

Avec  $K_1, K_2$  : des gains positifs.

### 2.5.2. Condition de convergence et d'invariance

Pour réaliser un control par le mode glissant on doit satisfaire la condition de convergence en sorte que les variables choisies (vitesse et norme au carré du flux) convergent vers leurs valeurs de référence, alors les surfaces de glissement devront être nulles ( $S_1 = 0$ ), ( $S_2 = 0$ ), de cette façon la vitesse mécanique et la norme au carré du flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs valeurs de référence.

Pour l'attractivité il faut vérifier la relation d'attractivité de Lyapunov :

$$S_i \dot{S}_i < 0 \text{ et celle d'invariance } \dot{S}_i = 0 \quad (2.102)$$

On cherche ici une loi et une formulation de  $[u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]$  qui va vérifier les conditions de convergence et d'invariance ( $S_i \dot{S}_i < 0, \dot{S}_i = 0$ )

On considère la relation de la norme au carré du flux rotorique suivante:

$$\|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (2.103)$$

On aura par dérivée :

$$\|\dot{\varphi}_r\|^2 = 2\varphi_{r\alpha}\dot{\varphi}_{r\alpha} + 2\varphi_{r\beta}\dot{\varphi}_{r\beta} \quad (2.104)$$

Les surfaces de glissements sont :

$$S_1 = k_1 e_1 + \dot{e}_1 = k_1(\Omega_* - \Omega) + (\dot{\Omega}_* - \dot{\Omega}) \quad (2.105)$$

$$S_2 = k_2 e_2 + \dot{e}_2 = k_2(\|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2) + (\|\dot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\dot{\varphi}_r\|^2) \quad (2.106)$$

On aura par dérivée :

$$\dot{S}_1 = k_1 \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 = k_1(\dot{\Omega}_* - \dot{\Omega}) + (\ddot{\Omega}_* - \ddot{\Omega}) \quad (2.107)$$

$$\dot{S}_2 = k_2 \dot{e}_2 + \ddot{e}_2 = k_2(\|\dot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\dot{\varphi}_r\|^2) + (\|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\ddot{\varphi}_r\|^2) \quad (2.108)$$

En utilisant le modèle précédent, et avec la dérivée on aura

$$\dot{\Omega} = \frac{pM}{jL_r}(\varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\alpha}) - \frac{c_r}{j} \quad (2.109)$$

$$\dot{\Omega} = \frac{pM}{jL_r}(\dot{\varphi}_{r\alpha}\dot{i}_{s\beta} + \varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\beta} - \dot{\varphi}_{r\beta}\dot{i}_{s\alpha} - \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\alpha}) \quad (2.110)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\Omega} = \frac{pM}{jL_r} & \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\alpha}) + p\Omega (\varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\beta} + K(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) + \right. \\ & \left. \frac{1}{\sigma L_s} (\varphi_{r\beta}u_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha}u_{s\beta}) \right] \end{aligned} \quad (2.111)$$

$$\|\dot{\varphi}_r\|^2 = 2\varphi_{r\alpha}\dot{\varphi}_{r\alpha} + 2\varphi_{r\beta}\dot{\varphi}_{r\beta} \quad (2.112)$$

$$\|\ddot{\varphi}_r\|^2 = \frac{2}{T_r} \left[ Mp\Omega(\varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\alpha}) - M \left( \gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha}\dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta}\dot{i}_{s\beta}) + \right. \\ \left. + \frac{1}{T_r} (MK + 2)(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \frac{M^2}{T_r} (\dot{i}_{r\alpha}^2 + \dot{i}_{r\beta}^2) \right] \quad (2.113)$$

Après simplification de calcul des dérivées des surfaces s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{pK}{jL_r}\varphi_{r\beta} & \frac{pK}{jL_r}\varphi_{r\alpha} \\ 2KR_r\varphi_{r\alpha} & 2KR_r\varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.114)$$

$$\dot{S}_1 = k_1 \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 = k_1(\dot{\Omega}_* - \dot{\Omega}) + (\ddot{\Omega}_* - \ddot{\Omega}) \quad (2.115)$$

$$F_1 = \frac{pM}{jL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} - k_1 \right) f_1 + p\Omega(f_2 + K\|\varphi_r\|^2) + k_1\dot{\Omega}_* + \ddot{\Omega}_* \right] \quad (2.116)$$

$$F_2 = \left( \frac{2}{T_r} + k_2 \right) \|\dot{\varphi}_r\|^2 - \frac{2M}{T_r} \left[ \frac{M}{T_r} f_3 - \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) f_2 + \frac{K}{T_r} \|\varphi_r\|^2 + p\Omega f_1 \right] + k_2 \|\dot{\varphi}_r\|_*^2 + \|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 \quad (2.117)$$

$$f_1 = \varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha} ; \quad f_2 = \varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta} ; \quad \|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 ; \quad f_3 = i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2 ; \\ \|\dot{\varphi}_r\|^2 = \frac{2}{T_r} \left[ M(\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) - \|\varphi_r\|^2 \right] \quad (2.118)$$

$$\dot{S}_1 = K_1 \dot{\Omega}_* - K_1 \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - K_1 \frac{C_r}{j} + \dot{\Omega}_* - \frac{pM}{jL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \right. \\ \left. p\Omega (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta} + K(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) + \frac{1}{\sigma L_s} (\varphi_{r\beta} u_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} u_{s\beta}) \right] \quad (2.119)$$

$$\dot{S}_2 = K_2 \dot{e}_2 + \ddot{e}_2 = K_2 (\|\dot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\dot{\varphi}_r\|^2) + (\|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 - \|\ddot{\varphi}_r\|^2) \quad (2.120)$$

$$\dot{S}_2 = \left( \frac{2}{T_r} + k_2 \right) \|\dot{\varphi}_r\|^2 - \frac{2M}{T_r} \left[ \frac{M}{T_r} f_3 - \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) f_2 + \frac{K}{T_r} \|\varphi_r\|^2 + p\Omega f_1 \right] + k_2 \|\dot{\varphi}_r\|_*^2 + \|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 + \\ 2KR_r (\varphi_{r\alpha} u_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} u_{s\beta}) \quad (2.121)$$

$$F_1 = \frac{pM}{jL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} - k_1 \right) f_1 + p\Omega(f_2 + K\|\varphi_r\|^2) + k_1\dot{\Omega}_* + \ddot{\Omega}_* \right] \quad (2.122)$$

$$F_2 = \left( \frac{2}{T_r} + k_2 \right) \|\dot{\varphi}_r\|^2 - \frac{2M}{T_r} \left[ \frac{M}{T_r} f_3 - \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) f_2 + \frac{K}{T_r} \|\varphi_r\|^2 + p\Omega f_1 \right] + k_2 \|\dot{\varphi}_r\|_*^2 + \|\ddot{\varphi}_r\|_*^2 \quad (2.123)$$

$$f_1 = \varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha} ; \quad f_2 = \varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta} ; \quad \|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 ; \quad f_3 = i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2 ; \\ \|\dot{\varphi}_r\|^2 = \frac{2}{T_r} \left[ M(\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) - \|\varphi_r\|^2 \right] \quad (2.124)$$

Donc

$$\dot{S} = F + Du \quad \text{et} \quad F = [F_1 \quad F_2]^T \quad (2.125)$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{pK}{jL_r} \varphi_{r\beta} & \frac{pK}{jL_r} \varphi_{r\alpha} \\ 2KR_r \varphi_{r\alpha} & 2KR_r \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.126)$$

Choisissons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (2.127)$$

La dérivée de  $V$  le long des trajectoires de (2.125) est :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T (F + Du) \quad (2.128)$$

Supposons que la matrice  $D$  est inversible (ce qui est le cas quand la norme du flux rotorique  $\|\varphi_r\|^2$  est non nulle)

$$D^{-1} = \frac{1}{\|\varphi_r\|^2} \begin{bmatrix} -\frac{pK}{jL_r} \varphi_{r\beta} & \frac{1}{2KR_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{pK}{jL_r} \varphi_{r\alpha} & \frac{1}{2KR_r} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{tq } \|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (2.129)$$

et considérant la loi de commande suivante :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.130)$$

### La commande équivalente

Il s'agit de calculer la commande équivalente  $u_{eq}$ , qui permet d'apparaître le phénomène de glissement en ramenant l'état du système vers la surface définie par  $S = 0$ , ainsi la dynamique du glissement est gouvernée par

$$u_{eq} = -D^{-1}F \quad (2.131)$$

### La commande robuste

Si les états du système n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite commande robuste définie par :

$$u_n = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \text{sign}(S_1) \\ v_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (2.132)$$

Avec  $v_1, v_2 > 0$  et  $\text{sign}(\cdot)$  est la fonction signe classique.

L'application de la commande précédente sur (2.128) donne :

$$\dot{V} = -S^T \begin{bmatrix} v_1 \text{sign}(S_1) \\ v_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} = -v_1 S_1 \text{sign}(S_1) - v_2 S_2 \text{sign}(S_2) < 0 \quad (2.133)$$

Ainsi, la surface de glissement  $S = 0$  est attractive.

La commande ( $u_{eq}$ ) est appelé « commande équivalente » et elle est obtenue par les conditions d'invariances de la surface  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$  [56]. La loi par modes glissants est donc constituée d'une partie continue et une autre discontinue ( $u_n$ ) qui assure la convergence vers la surface.

En pratique, le phénomène de broutement (chattering) impose certaines restrictions à l'application de la commande par modes glissants. Ce phénomène conduit à un nombre élevé d'oscillations de la trajectoire du système autour de la surface de glissement entraînant des oscillations excessives des actionneurs. Pour résoudre ce problème, nous pouvons remplacer la fonction  $\text{sign}(S)$  par une fonction continue au voisinage de l'origine :

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} \text{sign}(S_i) & \text{pour } |S_i| > \lambda_i \\ \frac{S_i}{\lambda_i} & \text{pour } |S_i| \leq \lambda_i \end{cases} \quad \lambda_i > 0 \quad (2.134)$$

D'autres fonctions sont également possibles pour que la commande ( $u_n$ ) réponde moins rapidement [74], [75]. Il est à noter que d'autres techniques ont aussi été proposées dans la littérature comme les modes glissants d'ordre supérieurs [76] pour remédier à ce problème.

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \end{bmatrix} \quad (2.135)$$

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (2.136)$$

Pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov il faut avoir :

$$\dot{S} = -V \text{sat}(S) \quad (2.137)$$

Des expressions précédentes on peut tirer  $u$  :

$$u = -D^{-1}F - D^{-1}Vsat(s) \quad (2.138)$$

La commande globale assurant à la fois ( $S_i \dot{S}_i < 0, \dot{S}_i = 0$ ) est :

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \end{bmatrix} \quad (2.139)$$

La loi de commande équivalente est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (2.140)$$

La loi de commande attractive est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{n\alpha} \\ u_{n\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} sat(S_1) \\ sat(S_2) \end{bmatrix} \quad (2.141)$$

Pour que la loi de commutation intervienne dans la loi de commande globale, il faut choisir  $v_1, v_2$  suffisamment grand tel que :

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (2.142)$$

La figure ci-dessous présente le schéma bloc de la simulation de l'ensemble (commande non linéaire mode glissant - onduleur de tension – machine asynchrone )

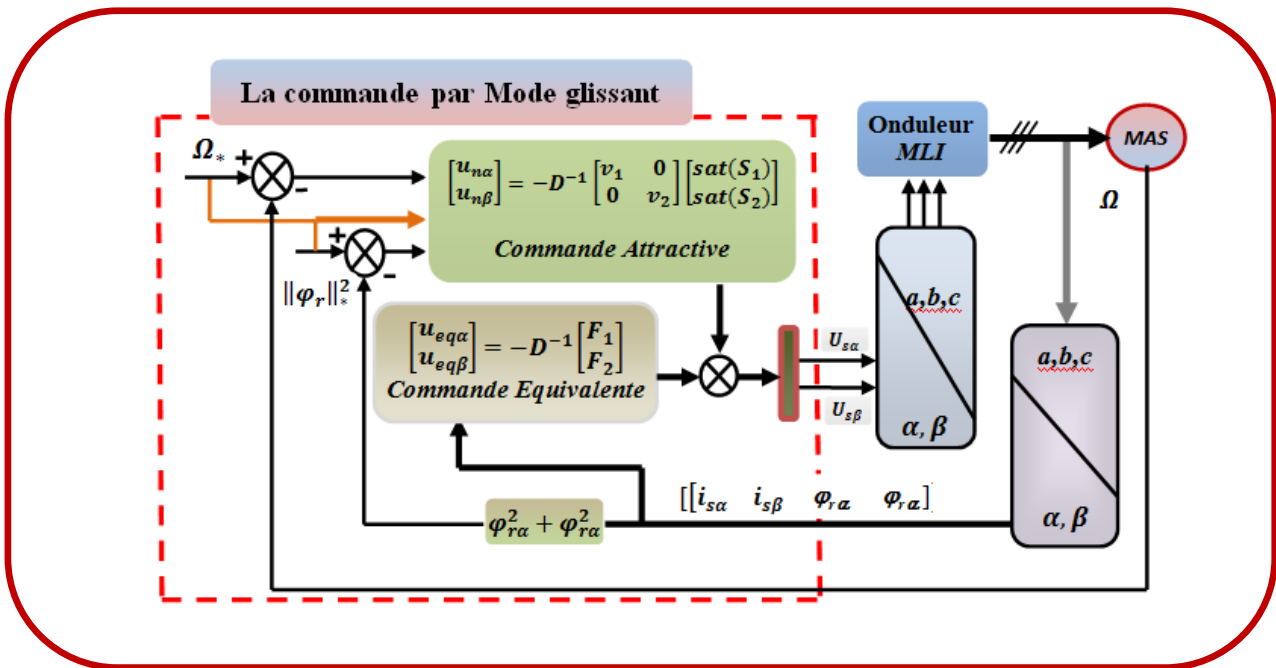


Fig. 2.12. Structure du schéma bloc de la commande par mode glissant

## 2.6. Commande Backstepping

### 2.6.1. Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [67], [68], [65], [64]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF).

### 2.6.2. Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé.

La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

#### Première méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global [66]. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

#### Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.



L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état  $x$  consiste alors à chercher une fonction  $V(x)$  (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée  $dV/dt$  est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

### 2.6.3. Méthode générale de synthèse par Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\tag{2.143}$$

Avec  $x = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^T \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}^m$ .

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système  $y = x_1$  désire suivre le signal de référence  $y_*$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes.

- **Etape 1**

On commence par la première équation du système (2.143), où  $x_2$  sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_*\tag{2.144}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0\tag{2.145}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\tag{2.146}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (2.147)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (2.148)$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendrait  $\dot{V}_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (2.146). Pour cela, prenons :  $x_2 = \alpha_1$  telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (2.149)$$

$k_1 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (2.146) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (2.150)$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (2.151)$$

- **Etape 2**

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (2.146):

$$(x_2)_* = \alpha_1 \quad (2.152)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2.153)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (2.154)$$

Pour le système (2.154), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \quad (2.155)$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 = -k_1e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (2.156)$$

Le choix de  $x_3$  qui stabilisera la dynamique du système (2.154), et rendra  $\dot{V}_2$  négative est :

$$x_3 = \alpha_2 \quad (2.157)$$

Telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2e_2^2 \quad (2.158)$$

$k_2 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (2.154) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (2.159)$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1\dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (2.160)$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \leq 0 \quad (2.161)$$

- **Etape n :**

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_* = \alpha_{n-1} \quad (2.162)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (2.163)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (2.164)$$

Pour le système (2.164), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2] \quad (2.165)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dots + e_n \dot{e}_n = \\ &= -k_1 e_1^2 - k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (2.166)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (2.167)$$

Où  $k_2 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (2.168)$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \tag{2.169}$$

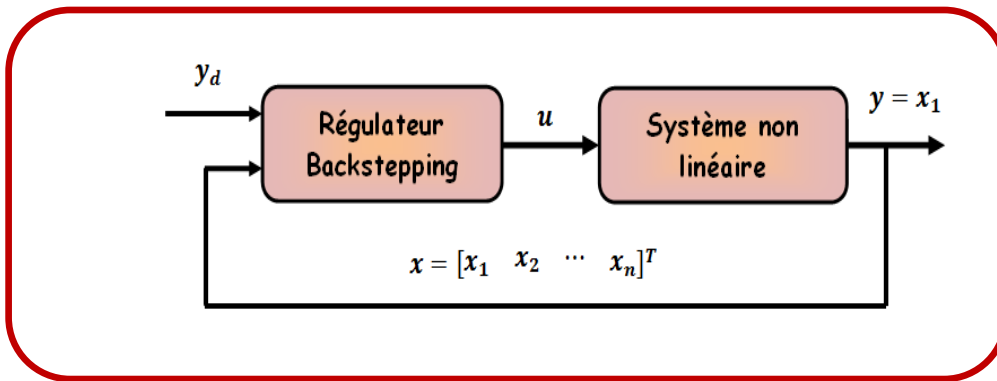


Fig. 2.13. Schéma de principe du contrôle par Backstepping

### 2.7. Application de la commande par Backstepping au moteur asynchrone

Le modèle précédent du moteur asynchrone montre que sa dynamique est non linéaire, ce qui rend la commande difficile à concevoir, afin de surmonter cette difficulté on utilise la technique de Backstepping.

Dans ce type de technique, la commande du système produit en traitant morceau par morceau progressivement à partir des sorties back-step sur la « commandes virtuelle » à la commande réelle (tensions statoriques).

La stabilité asymptotique du système en boucle fermée résultant est garantie selon le théorème de stabilité de Lyapunov.

#### Etape 1 :

Dans la première étape, il est nécessaire que le système puisse suivre une trajectoire donnée.

On définit une trajectoire de référence,  $y_{réf} = (\Omega_{réf}, \varphi_{réf}^2)$ , où  $\Omega_{réf}$  et  $\varphi_{réf}^2$  sont la vitesse et le flux rotorique de trajectoires de référence.

L'erreur de la vitesse de poursuite  $e_{1\Omega}$  et l'erreur de l'amplitude de flux de poursuite  $e_{1\varphi}$  sont définis comme suit:

$$e_{1\Omega} = \Omega_* - \Omega \tag{2.170}$$

$$e_{1\varphi} = \|\varphi_r\|_*^2 - \|\varphi_r\|^2 \tag{2.171}$$

Avec :

$$\|\varphi_r\|^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (2.172)$$

Les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\dot{e}_{1\Omega} = \dot{\Omega}_* - \left[ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{j} \Omega - \frac{T_l}{j} \right] \quad (2.173)$$

$$\dot{e}_{1\varphi} = \frac{d}{dt} (\|\varphi_r\|_*^2) - \left[ \frac{2M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] + \frac{2}{T_r} \|\varphi_r\|^2 \quad (2.174)$$

En définissant les expressions de commandes virtuelles ci-dessous:

$$\alpha_1 = \left[ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \quad (2.175)$$

$$\beta_1 = \left[ \frac{2M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (2.176)$$

Nous pouvons écrire les équations (2.173) et (2.174) sous la forme suivante :

$$\dot{e}_{1\Omega} = \dot{\Omega}_* - \alpha_1 + \frac{T_l}{j} + \frac{f}{j} \Omega \quad (2.177)$$

$$\dot{e}_{1\varphi} = \frac{d}{dt} (\|\varphi_r\|_*^2) - \beta_1 + \frac{2}{T_r} \|\varphi_r\|^2 \quad (2.178)$$

Pour vérifier la stabilité d'erreur de poursuite, en choisissant la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$v_1 = \frac{1}{2} [e_{1\Omega}^2 + e_{1\varphi}^2] \quad (2.179)$$

La dérivée temporelle de cette fonction nous donne

$$\dot{v}_1 = e_{1\Omega} \dot{e}_{1\Omega} + e_{1\varphi} \dot{e}_{1\varphi} \quad (2.180)$$

Prenons la référence de commande virtuelle suivante, qui stabilise l'erreur de poursuite  $e_{1\Omega}$  et  $e_{1\varphi}$  où :

$$\alpha_1 = c_1 e_{1\Omega} + \dot{\Omega}_* + \frac{T_l}{j} + \frac{f}{j} \Omega \quad (2.181)$$

$$\beta_1 = d_1 e_{1\varphi} + \frac{d}{dt} (\|\varphi_r\|_*^2) + \frac{2}{T_r} (\|\varphi_r\|_*^2 - e_{1\varphi}) \quad (2.182)$$

Où  $c_1$  et  $d_1$  sont des gains positifs qui déterminent la dynamique en boucle fermée.

En substituant  $\alpha_1$  et  $\beta_1$ , et par compensation de (2.181) et (2.182) dans (2.177) et (2.178) nous obtenons :

$$\dot{e}_{1\Omega} = -c_1 e_{1\Omega} \quad (2.183)$$

$$\dot{e}_{1\varphi} = -d_1 e_{1\varphi} \quad (2.184)$$

Et la dérivée temporelle de l'équation (2.179) devient :

$$\dot{v}_1 = -c_1 e_{1\Omega}^2 - d_1 e_{1\varphi}^2 \quad (2.185)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov est évidemment définie négative, de sorte que l'erreur de poursuite  $e_{1\Omega}$ , et  $e_{1\varphi}$  peut être stabilisé.

## Etape 2

Les références précédentes, choisies pour assurer une dynamique stable de vitesse et de flux les erreurs de poursuite, ne peuvent être imposées aux commandes virtuelles sans tenir compte des erreurs entre eux.

On définissons les erreurs suivantes:

$$e_{2\Omega} = \alpha_1 - \left[ \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \quad (2.186)$$

$$e_{2\varphi} = \beta_1 - \left[ \frac{2M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (2.187)$$

La nouvelle dynamique des erreurs  $e_{1\Omega}$  et  $e_{1\varphi}$  est exprimée maintenant en fonction de  $e_{2\Omega}$  et  $e_{2\varphi}$

$$\dot{e}_{1\Omega} = -c_1 e_{1\Omega} + e_{2\Omega} \quad (2.188)$$

$$\dot{e}_{1\varphi} = -d_1 e_{1\varphi} + e_{2\varphi} \quad (2.189)$$

De (2.186) et (2.187), nous obtenons les équations de la dynamique des erreurs suivantes :

$$\dot{e}_{2\Omega} = \alpha_2 - \left[ \frac{pK}{j} (\varphi_{r\alpha} u_{s\beta} - \varphi_{r\beta} u_{s\alpha}) \right] \quad (2.190)$$

$$\dot{e}_{2\varphi} = \beta_2 - [2KR_r (\varphi_{r\alpha} u_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} u_{s\beta})] \quad (2.191)$$

Où

$$\alpha_2 = \dot{\alpha}_1 + \frac{pM}{jL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] + \frac{pM}{jL_r} \left[ p\Omega [(\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) + K \|\varphi_r\|^2] \right]$$

$$\begin{aligned} \beta_2 = \dot{\beta}_1 + \frac{2M}{T_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{K}{T_r} \|\varphi_r\|^2 \right] \\ - \frac{2M}{T_r} \left[ p\Omega (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{M}{T_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \right] \end{aligned}$$

Maintenant, les variables de la commande réelle ont apparu, nous mettons maintenant la fonction candidate de Lyapunov comme suit:

$$v_2 = \frac{1}{2} [e_{1\Omega}^2 + e_{1\varphi}^2 + e_{2\Omega}^2 + e_{2\varphi}^2] \quad (2.192)$$

Donc, le dérivé de cette fonction candidate de Lyapunov est déterminé ci-dessous, en utilisant (2.188), (2.189), (2.190) et (2.191):

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = -c_1 e_{1\Omega}^2 + e_{1\Omega} e_{2\Omega} - d_1 e_{1\varphi}^2 + e_{1\varphi} e_{2\varphi} - c_2 e_{2\Omega}^2 - d_2 e_{2\varphi}^2 + e_{2\Omega} [c_2 e_{2\Omega} + \alpha_2 - \\ \frac{pK}{j} (\varphi_{r\alpha} u_{s\beta} - \varphi_{r\beta} u_{s\alpha})] + e_{2\varphi} [d_2 e_{2\varphi} + \beta_2 - 2KR_r (\varphi_{r\alpha} u_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} u_{s\beta})] \end{aligned} \quad (2.193)$$

Où  $c_2$  et  $d_2$ , sont des gains positifs qui déterminent la dynamique en la boucle fermée.

Afin de rendre la dérivé de la fonction candidate de Lyapunov définie négative comme:

$$\dot{v}_2 = -c_1 e_{1\Omega}^2 - d_1 e_{1\varphi}^2 - c_2 e_{2\Omega}^2 - d_2 e_{2\varphi}^2 \leq 0 \quad (2.194)$$



On choisit la commande de tension comme suit:

$$e_{1\Omega} + c_2 e_{2\Omega} + \alpha_2 + \frac{pK}{j} (\varphi_{r\alpha} u_{s\beta} - \varphi_{r\beta} u_{s\alpha}) = 0 \tag{2.195}$$

$$e_{1\varphi} + d_2 e_{2\varphi} + \beta_2 - 2KR_r (\varphi_{r\alpha} u_{s\beta} + \varphi_{r\beta} u_{s\alpha}) = 0 \tag{2.196}$$

Ceci conduit à l'expression de commandes suivantes:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{\|\varphi_r\|^2} \left[ \frac{(\beta_2 + e_{1\varphi} + d_2 e_{2\varphi})}{2KR_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{j}{pK} [\alpha_2 + e_{1\Omega} + c_2 e_{2\Omega}] \varphi_{r\beta} \right] \tag{2.197}$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\|\varphi_r\|^2} \left[ \frac{j}{pK} [\alpha_2 + e_{1\Omega} + c_2 e_{2\Omega}] \varphi_{r\alpha} - \frac{(\beta_2 + e_{1\varphi} + d_2 e_{2\varphi})}{2KR_r} \varphi_{r\beta} \right] \tag{2.198}$$

La figure ci-dessous présente le schéma bloc de la simulation de l'ensemble (commande nonlinéaire Backstepping - onduleur de tension – machine asynchrone )

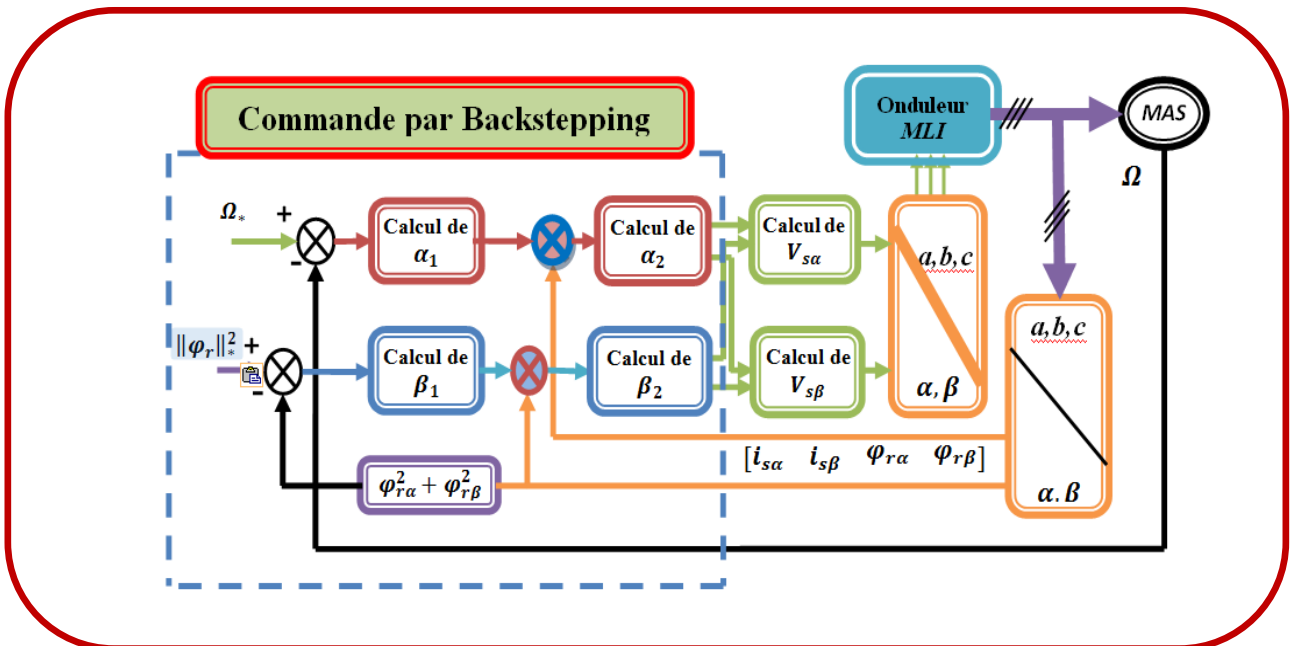


Fig. 2.14. Structure du schéma bloc de la commande par Backstepping

## **2.8. Conclusion**

Les principes théoriques des commandes non linéaires à savoir linéarisation entrée-sortie, à structure variable et Backstepping puis ses applications sur le moteur asynchrone ont été décrits dans ce chapitre. Nous avons vu que La technique de la linéarisation non-linéaire au sens des entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état. Par contre le système à structure variable est un système pouvant changer de structure, sa commande est commutée entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique. Alors que l'idée principale de la commande par Backstepping repose sur la construction d'un algorithme qui permet en premier lieu de concevoir simultanément, pour un sous système, la loi de la commande passive (virtuelle), la dynamique d'adaptation ainsi que la fonction de Lyapunov qui garantie la stabilité ; et ainsi de suite selon l'ordre du système. Enfin en dernier lieu, on obtient l'expression de la commande qui garantie la stabilité globale et les performances du système. Le pas suivant consiste à la mise en œuvre des observateurs non linéaires appliqués à la commande de la machine asynchrone.

# **Chapitre : 3**

## ***Commande sans capteur***

### ***Chapitre 3*** ***Commande sans capteur*** ***de la MAS***

### 3.1. Introduction

Les problèmes d'observation et de commande des systèmes non linéaires ont attiré une attention particulière de plusieurs chercheurs tout au long des dernières décennies. Un effort considérable a été consacré à l'analyse des propriétés structurelles pour mieux appréhender les concepts de commandabilité et d'observabilité des systèmes non linéaires. Plusieurs méthodes ont été développées pour la synthèse de systèmes de commande et d'observation à partir des techniques de linéarisation, de platitude, de grand gain, de modes glissants et de Backstepping. Les contributions se distinguent particulièrement par la classe des systèmes non linéaires considérée, et donc les hypothèses de modélisation faites, et de la nature des résultats de stabilité et de performances réalisées aussi bien en régulation qu'en poursuite (asservissement). Une attention particulière a été rattachée aux lois de commande avec retour d'état incorporant un observateur dont la synthèse est conforme au théorème de séparation comme dans le cas des systèmes linéaires. Cette recherche a permis d'étendre des concepts bien établis pour les systèmes linéaires au cas des systèmes non linéaires, notamment la compensation robuste des perturbations en incorporant une action intégrale dans la synthèse du système de commande.

La commande sans capteur de la machine asynchrone nécessite la conception de capteurs logiciels pour l'estimation (observation) des variables physiques non accessibles à la mesure ou dont la mesure requiert des capteurs relativement coûteux par rapport à l'objectif de l'application envisagée, notamment les flux rotoriques, les résistances et les inductances rotoriques et statoriques. La conception de tels capteurs logiciels est principalement basée sur la synthèse d'observateurs ou des méthodes adaptatives permettant l'identification paramétrique pour la commande sans capteur de la machine asynchrone.

Ce chapitre sera scindé en trois parties : la première étudie l'observabilité des systèmes que se soient linéaires ou non linéaires, la deuxième dédiée pour la synthèse d'observateurs et la troisième sert pour l'application de ces derniers à la commande sans capteur du moteur asynchrone.

## 3.2. Observabilité et observateurs

L'observabilité d'un processus est un concept très important en Automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non. En général, pour des raisons de réalisabilité technique, de coût,... etc. La dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. Ceci entraîne qu'à l'instant donné  $t$ , l'état  $x(t)$  ne peut pas être déduit algébriquement de la sortie  $y(t)$  à cet instant. Par contre, sous des conditions d'observabilité qui seront explicitées plus loin, cet état peut être déduit de la connaissance des entrées et sorties sur un intervalle de temps passé :  $u([0, t]), y([0, t])$ .

Le problème fondamental de l'analyse d'observabilité d'un système physique est de pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties. Dans l'affirmative, la théorie de l'estimation fournit alors des outils pour reconstruire cet état ; nous rappelons que la connaissance des composantes de l'état non mesurées est en général nécessaire pour régler un système ou pour détecter des fautes du système. La valeur initiale de l'état d'un système est, en général, inconnue. On peut alors se poser la question : sous quelles conditions l'état du système peut-il être déterminé à partir des sorties et des entrées ? Ce problème est appelé problème d'observabilité.

Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et sorties passées. Cette estimation doit être obtenue en temps réel, l'observateur revêt usuellement la forme d'un système dynamique à observer. Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Nous discutons dans cette partie de l'observabilité des systèmes linéaires.

### 3.2.1. Observabilité des systèmes linéaires

Le critère d'observabilité d'un système linéaire a été introduit par Kalman [123], [124] et est décrit dans de nombreuses références [126], [135], ... etc. Nous présenterons uniquement ceux concernant les systèmes linéaires certains et réguliers. Considérons le système dynamique linéaire :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Avec  $x \in \mathfrak{R}^n$  le vecteur d'état,  $u \in \mathfrak{R}^m$  le vecteur d'entrée et  $y \in \mathfrak{R}^p$  le vecteur de sortie. Les matrices  $A, B$  et  $C$  ont des dimensions appropriées. On appelle observabilité d'un système, la possibilité d'évaluer le vecteur d'état  $x$  à partir de mesures effectuées sur le système. On dit que le système (3.1) est observable à l'instant  $t_1$  si à partir de la connaissance du vecteur de sortie  $y$  et du vecteur d'entrée  $u$ , il est possible en un temps fini  $t_2 > t_1$  de déterminer l'état  $x(t_1)$ . Le critère d'observabilité de Kalman est donné par la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

L'observabilité du système (3.1) est garantie si le rang de la matrice d'observabilité  $\mathcal{O}$  est égal à l'ordre du système  $n$  [123], [124]. O'Reilly [135] a présenté un deuxième critère ; le système (3.1) est complètement observable si :

$$\text{rang} \begin{pmatrix} sI - A \\ C \end{pmatrix} = n \quad (3.3)$$

Pour tout  $s$  complexe. Si un système linéaire est complètement observable, il est globalement observable, c'est-à-dire que toutes les composantes du vecteur d'état du système sont observables, et donc peuvent être reconstruites par un observateur. Si le système est non linéaire, nous devons distinguer l'observabilité globale de l'observabilité locale.

### 3.2.2. Observabilité des systèmes non linéaires

Avant d'entamer une procédure de conception d'observateur pour un système dynamique, il est important et nécessaire de s'assurer que l'état de ce dernier peut être estimé à partir des informations sur l'entrée et la sortie. L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrée et de sortie. Dans le cas des systèmes non linéaires, la notion d'observabilité est liée aux entrées et aux conditions initiales. Pour donner plus de détails sur les différents types de définitions sur l'observabilité des systèmes non linéaires, nous renvoyons le lecteur à [97],

[101-102], [83] et [125-127]...ect. Dans cette section, une définition plus précise d'observabilité sera donnée dans le cas des systèmes à temps continu de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (3.4)$$

Avec  $f: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^m \rightarrow \mathfrak{R}^n$  et  $h: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^m \rightarrow \mathfrak{R}^p$

**Définition 3.2.1.** [83] (**Indistinguabilité**) Soient  $y_u^0(t), t \geq 0$  et  $y_u^1(t), t \geq 0$  deux signaux de sortie générés par l'application du signal d'entrée  $u(t), t \geq 0$  au système (3.4) avec les conditions initiales  $x^0$  et  $x^1$ , respectivement. On dit que  $x^0$  et  $x^1$  sont indistinguables (indiscernables) si les sorties qui en résultent sont égales  $y_u^0(t) = y_u^1(t), \forall t \geq 0$  pour tout entrée  $u$ . Dans le cas contraire, on dit que  $x^0$  et  $x^1$  sont distinguables.

**Définition 3.2.2.** (**Observabilité**) Le système (3.4) est dit observable en  $x^0$  si  $x^0$  est distinguable de tout  $\in \mathfrak{R}^n$ . En outre, le système (3.4) est observable si  $\forall x^0 \in \mathfrak{R}^n$ ,  $x^0$  est distinguable.

Si nous supposons que  $u$  et  $y$  sont connus, les dérivées de  $u$  et  $y$  peuvent être évaluées. Dans ce cas, le concept d'observabilité peut être interprété de manière claire. Pour un système mono entrée - mono sortie (SISO), nous définissons

$$y'(t) = [y(t) \quad \dot{y}(t) \quad \ddot{y}(t) \quad \dots \quad y^{(n-1)}(t)]^T \quad (3.5)$$

$$u'(t) = [u(t) \quad \dot{u}(t) \quad \ddot{u}(t) \quad \dots \quad u^{(n-1)}(t)]^T \quad (3.6)$$

Chaque dérivée  $y^{(i)}(t)$  est une fonction de  $x(t)$  et  $u(t)$   $\dot{u}(t)$   $\ddot{u}(t)$   $\dots$   $u^{(i)}(t)$ , et donc aussi une fonction de  $x(t)$  et  $u'(t)$  si  $i \leq n - 1$ .

Soit  $\psi_i$  une fonction définie par

$$y^{(i)}(t) = \psi_i(x(t), u'(t)) \quad (3.7)$$

La dérivée de  $y^{(i)}(t)$  est alors donnée par :

$$y^{(i+1)}(t) = \left[ \frac{\partial \psi_i(x(t), u'(t))}{\partial x(t)} \right] f(x(t), u(t)) + \left[ \frac{\partial \psi_i(x(t), u'(t))}{\partial u'(t)} \right] \frac{du'(t)}{dt} \quad (3.8)$$

ce qui est, par définition,  $\psi_{i+1}(x(t), u'(t))$  si  $i + 1 \leq n - 1$ . En définissant l'opérateur linéaire  $\mathcal{M}_f$

$$(\mathcal{M}_f \psi)(x(t), u'(t)) = \left[ \frac{\partial \psi_i(x(t), u'(t))}{\partial x(t)} \right] f(x(t), u(t)) + \left[ \frac{\partial \psi_i(x(t), u'(t))}{\partial u'(t)} \right] \frac{du'(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Alors  $y'(t)$  s'écrit :

$$y'(t) = \omega(x(t), u'(t)) \quad (3.10)$$

$$\text{Ou } \omega(x(t), u'(t)) = \begin{bmatrix} h(x(t), u(t)) \\ (\mathcal{M}_f h)(x(t), u(t)) \\ \vdots \\ (\mathcal{M}_f^{n-1} h)(x(t), u(t)) \end{bmatrix} \text{ Est la matrice d'observabilité.}$$

Si la matrice d'observabilité (3.10) est inversible, i.e : il existe  $\omega^{-1}$  telle que  $x(t) = \omega^{-1}(y'(t), u'(t))$  Alors le système correspondant est observable. En outre, si la jacobéenne de la matrice d'observabilité,

$$\Omega(x(t), u'(t)) = \frac{\partial \omega(x(t), u'(t))}{\partial x(t)} \quad (3.11)$$

Est inversible en  $x^0$ , alors il existe un voisinage  $\mathcal{V}_{x^0}$  de  $x^0$  sur lequel  $\omega$  est inversible. Dans ce cas, le système correspondant est localement observable, ce qui signifie que  $x^0$  est distinguable de tous les points de  $\mathcal{V}_{x^0}$ .

Pour les systèmes multi-sorties, c'est-à-dire  $y \in \mathfrak{R}^p$ ,  $p > 1$ , la notion d'observabilité peut être investiguée d'une manière similaire.

$$\text{Soit } N = [n_1 \quad n_2 \quad n_3 \quad \cdots \quad n_p]^T$$

Un vecteur d'entiers positifs, avec

$$\sum_{i=1}^{i=p} n_i = n \quad (3.12)$$

$$\text{Définissons } y(t) = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad y_3(t) \quad \cdots \quad y_p(t)]^T$$



Et  $h(x, u) = [h_1(x(t), u(t)) \quad h_2(x(t), u(t)) \quad h_3(x(t), u(t)) \quad \dots \quad h_p(x(t), u(t))]^T$

$$\text{En posant } \omega_j(x(t), u'(t)) = \begin{bmatrix} h_j(x(t), u(t)) \\ (\mathcal{M}_f h_j)(x(t), u(t)) \\ \vdots \\ (\mathcal{M}_f^{n_j-1} h_j)(x(t), u(t)) \end{bmatrix}$$

Les dérivées de  $y^j$  jusqu'à l'ordre  $n_j$  sont

$$[y_j(t) \quad \dot{y}_j(t) \quad \ddot{y}_j(t) \quad \dots \quad y_j^{(n_j-1)}(t)]^T = \omega_j(x(t), u'(t)) \quad (3.13)$$

La matrice d'observabilité pour les systèmes multi-sorties est alors définie par :

$$\omega_N(x(t), u'(t)) = \begin{bmatrix} \omega_1(x(t), u'(t)) \\ \omega_2(x(t), u'(t)) \\ \vdots \\ \omega_q(x(t), u'(t)) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

S'il existe  $N$  tel que  $\omega_N(x(t), u'(t))$  soit inversible, alors l'état  $x$  peut être déterminé à partir de  $u'$ ,  $y$ , et les dérivées de chaque  $y_j$  jusqu'à l'ordre  $n_j$ . De ce fait, le système correspondant est observable.

Cependant, une notion d'observabilité locale faible a été introduite dans [97] et peut être caractérisée par une condition du rang équivalente au cas linéaire.

**Définition 3.2.3** [97] : le système décrit par (3.4) est dit localement observable (ou observable au sens du rang), si pour un voisinage de  $x^0$  il existe des entiers non négatifs  $l_1, l_2 \dots l_p$  avec  $l_1 + l_2 + \dots + l_p = n$  tels que dans  $\mathfrak{R}^n$ , la matrice suivante

$$\mathbb{O} = \begin{bmatrix} L_f^0 \left( \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left( \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_1-1} \left( \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^0 \left( \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left( \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_2-1} \left( \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^0 \left( \frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left( \frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_p-1} \left( \frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Est non singulière.

Nous rappelons l'opérateur dérivée de lie d'une fonction  $h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$  le long d'un champs de vecteurs  $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)]$  et  $L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$ . De façon récursive, nous définissons  $L_f^p h(x) = L_f \left( L_f^{p-1} h(x) \right)$  avec  $L_f^0 h(x) = h(x)$ .

### Observabilité du moteur asynchrone

Appliquons la définition 3.2.3 au système (3.4) lorsque la sortie  $y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Omega]^T$ . On ne rencontre pas de difficulté pour trouver les entiers non négatifs par exemple  $\{l_1, l_2, l_3\} = \{2, 2, 1\}$ . On obtient ainsi la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathbb{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K\omega & pK\varphi_{r\beta} \\ 0 & -\gamma & K\omega & \frac{K}{T_r} & -pK\varphi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Le déterminant de cette matrice est  $= \frac{K^2}{T_r^2} + K^2\omega^2$ . Le rang de la matrice  $\mathbb{O}$  est égale à l'ordre du système ( $n = 5$ ) et ceci indépendamment de la vitesse. Le système est donc uniformément localement observable.

Les observateurs de flux pour machine asynchrone forment un sujet qui a été très largement étudiés dans la littérature [116-122].

### 3.3. Etat de l'art pour différents types d'observateurs

Initialement les systèmes abordés ont été les systèmes linéaires, pour lesquels les observateurs de Kalman et Luenberger ont donné de bons résultats. Le filtre de Kalman est utilisé dans le cas des systèmes stochastiques en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, et l'observateur de Luenberger a été utilisé pour les systèmes linéaires déterministes. Dans le cas des systèmes non linéaires, l'observation d'état est un peu plus délicate et il n'existe pas, à l'heure actuelle, de méthode universelle pour la synthèse d'observateurs. Les approches envisageables sont soit une extension des algorithmes linéaires, soit des algorithmes non linéaires spécifiques. Dans le premier cas, l'extension est basée sur une linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement. Pour le cas d'algorithmes non linéaires spécifiques, les nombreuses recherches menées sur ce sujet (voir [103], [99]) ont donné naissance à de nombreux algorithmes d'observation. Nous présenterons ces algorithmes dans la suite de ce chapitre.

**1. Observateurs étendus :** Dans ce cas, le calcul du gain de l'observateur se fait à partir du modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement. C'est par exemple le cas du filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu.

**2. Observateurs à grand gain :** Ce type d'observateurs est utilisé en général pour les systèmes lipchitziens. Son nom est dû au fait que le gain de l'observateur choisi est suffisamment grand pour compenser la non-linéarité du système.

**3. Observateurs à critère circulaire:** C'est un nouveau type d'observateurs qui a été proposé récemment pour la classe des systèmes monotones. Cette nouvelle conception consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième gain à l'intérieur de la partie non linéaire du système.

### 3.3.1. Principe de fonctionnement de l'observateur

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la figure (3.1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $L$  permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée  $u$  du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état  $x$  constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (courants et tensions statoriques dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain  $L$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain  $L$  tel que les valeurs propres de la matrice  $A - LC$  soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

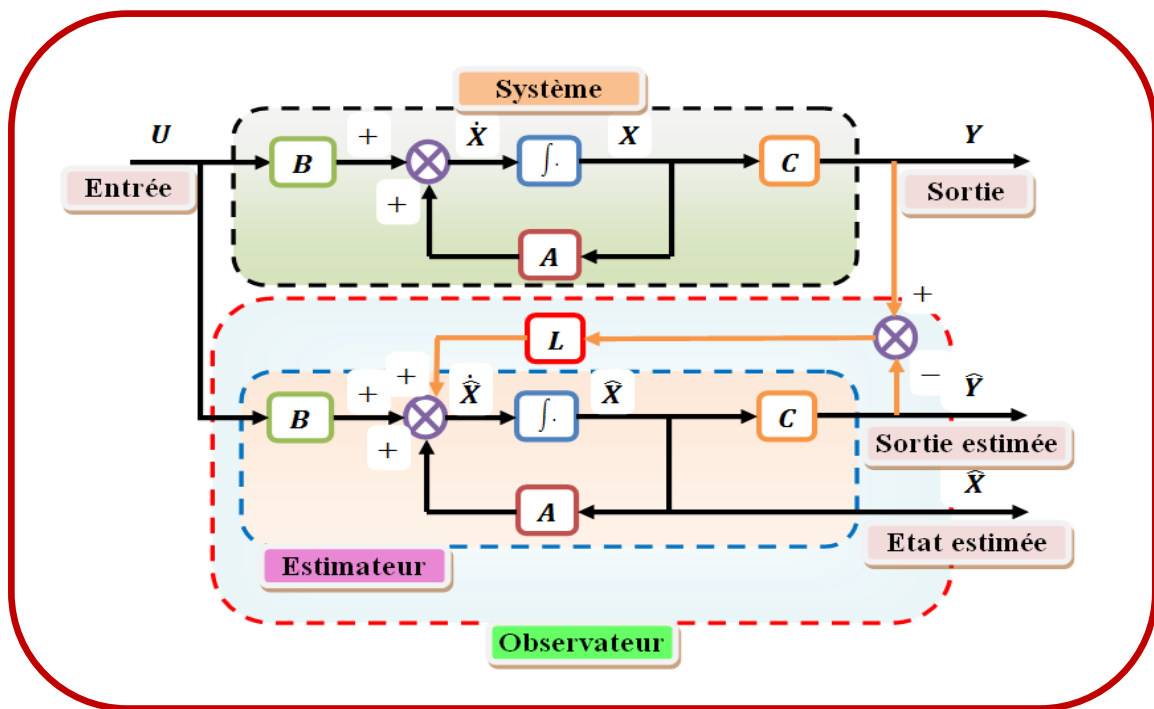


Fig. 3.1. Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

### 3.3.2. Observateur à grand gain

L'observateur à grand gain [88], [84] est utilisé dans le cas des systèmes uniformément observables [85]. Ce type d'observateur est intéressant car il peut s'appliquer à une large classe de systèmes dont fait partie le système électromécanique étudié et est relativement aisé à mettre en œuvre [88], [84], [83].

Soit le système non linéaire supposé uniformément observable

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x) + g(x)u \\ y(t) &= h(x) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Avec  $x \in X \subset \mathbb{R}^n$   $u \in \mathbb{R}^m \subset \mathbb{U}$  et  $y \in \mathbb{R}^p$  ou  $p$  est la dimension du vecteur de sortie,  $m$  est la dimension du vecteur d'entrée et  $n$  est la dimension du vecteur d'état. Il existe alors un changement de coordonnées d'état  $\xi = \varphi(x)$  tel que le système (3.17) soit localement équivalent à

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= A\xi(t) + \varphi(\xi(t), u(t)) \\ y(t) &= C\xi(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

La matrice  $A$  de dimension  $n \times n$  est la matrice anti-décalage par blocs :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0_p & I_p & 0_p & \cdots & 0_p \\ 0_p & 0_p & I_p & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0_p & 0_p & \cdots & 0_p & I_p \\ 0_p & 0_p & \cdots & 0_p & 0_p \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

La matrice d'observation  $C$  a la structure particulière suivante :

$$C = [I_p \ 0_p \ \cdots \ 0_p] \quad (3.20)$$

Hypothèse : La fonction  $\varphi$  est globalement Lipschitz par rapport à  $\xi$  et uniformément par rapport à  $u$ .

- **Equation de l'observateur**

Un observateur à grand gain pour le système (3.18) peut être décrit par le système dynamique suivant :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + \varphi(u(t), \hat{x}(t)) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.21)$$

Où :

- $\theta \geq 1$  est le paramètre de réglage de l'observateur.
- $S$  est l'unique solution de l'équation algébrique de Lyapunov :

$$S + A^T S + S A - C^T C = 0 \quad (3.22)$$

- $\Delta_\theta$  est la matrice diagonale par blocs suivante :

$$\Delta_\theta = \text{diag} \left[ I_p \quad \frac{1}{\theta} I_p \quad \dots \quad \frac{1}{\theta^{q-1}} I_p \right] \quad (3.23)$$

Il est clair que la solution  $S$  de l'équation (3.22) ainsi que le vecteur  $S^{-1} C^T$  peuvent s'exprimer comme suit :

$$S^{-1} C^T = \begin{pmatrix} C_q^1 I_p \\ C_q^2 I_p \\ \vdots \\ C_q^q I_p \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

Dans ce contexte, on énonce le résultat suivant :

**Théorème. 3.3.1 :** Sous l'hypothèse précédente, le système (3.21) est un observateur exponentiel pour le système (3.18), c'est-à-dire, l'erreur d'observation converge exponentiellement vers zéro pour des valeurs assez élevées du paramètre de synthèse  $\theta$ .

Dans le théorème précédent, l'expression  $\Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T$  peut être remplacée par :

$$\begin{bmatrix} K_1 \theta I_p \\ K_2 \theta^2 I_p \\ \vdots \\ K_q \theta^q I_p \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Où  $K_1, \dots, K_q$  sont des constantes telles que les valeurs propres de la matrice  $(A - KC)$  sont à parties réelles négatives, ou bien  $(A - KC)$  soit Hurwitz

### Application de l'observateur grand gain sur le MAS

La synthèse des observateurs pour les machines asynchrones a été effectuée à partir d'une description de son comportement dynamique dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (modèle du moteur (1.27) et (1.28)) qui peut se mettre sans aucune transformation sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{i}_s &= -\gamma i_s + KF(\Omega) \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \\ \dot{\varphi}_r &= \frac{M}{T_r} i_s - F(\Omega) \varphi_r \\ \dot{\Omega} &= \frac{pM}{JL_r} i_s^T J_2 \varphi_r - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \end{aligned} \quad (3.2)$$

Où  $i_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$ ;  $\varphi_r = \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}$ ;  $u_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$ ;  $\Omega$  et  $C_r$  : désignent respectivement les courants statoriques, les flux rotoriques, les tensions d'alimentation statoriques, la vitesse mécanique du moteur et le couple de charge.

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } F(\Omega) = \begin{bmatrix} 1/T_r & p\Omega \\ -p\Omega & 1/T_r \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r} I_2 - p\Omega J_2$$

Pour apprécier que les équations du moteur (3.17) constituent bien un modèle d'observation, il suffit de remarquer qu'elles peuvent se récrire sous la forme :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_s + KF(\Omega) \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \\ \frac{M}{T_r} i_s - F(\Omega) \varphi_r \\ \frac{pM}{JL_r} i_s^T J_2 \varphi_r - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} u_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, h(x) = [I_2 \ 0 \ 0] \quad (3.27)$$

C'est le modèle qui sera utilisé pour la conception d'un observateur pour le moteur asynchrone.

### 3.3.3. Observateurs à critère circulaire

Récemment, une nouvelle conception d'observateurs a été proposée dans [92] et [95]. La classe des systèmes concernés par cette nouvelle conception consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième retour de sortie linéaire à l'intérieur de la partie non linéaire du système. Cette approche concerne les systèmes décrits par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + \phi[u(t), y(t)] + Gf[H \cdot x(t)] \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (3.28)$$

Où  $A$ ,  $C$  et  $G$  sont des matrices constantes connues avec des dimensions appropriées. La paire  $(A, C)$  est supposé observable. Le terme  $\phi[u(t), y(t)]$  est un vecteur de valeur réelle arbitraire qui ne dépend que des entrées et des sorties du système. La partie non linéaire du système est modélisé par l'expression qui est une fonction vectorielle variant dans le temps et vérifiée la propriété du secteur.

L'observateur d'état proposé pour le système (4.28) a la structure suivante :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + \phi[u(t), y(t)] + Gf[H \cdot \hat{x}(t) - K(y - C\hat{x}(t))] + L(y - C\hat{x}(t)) \\ y(t) &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\quad (3.29)$$

Des conditions de convergence de l'observateur (3.29) ont été établies dans [92] et [94]. Ce résultat concerne les systèmes pour lesquels la fonction non linéaire  $\gamma$  satisfait les hypothèses suivantes :

1. chaque composante  $f_i$  est une fonction scalaire à variable scalaire, i.e :

$$f_i = f_i \left( \sum_{j=1}^n H_{ij} x_j \right), i = 1, \dots, r \quad (3.30)$$

2. Toutes les composantes de  $f$  sont des fonctions non décroissantes, i.e:

$$0 \leq \frac{f_i(v_1, t) - f_i(v_2, t)}{v_1 - v_2}, \forall v_1 \neq v_2 \in \mathfrak{R}^+ \text{ (Sector property)} \quad (3.31)$$



Ou  $v_1 - v_2 = z$  et  $f(v_1, t) - f(v_2, t) = f(z, t)$ , avec  $v_1$  et  $v_2$  sont des nombres positifs réels.

Relation (3.31) précise que la fonction non linéaire est une fonction non décroissante. D'autre part, si est une fonction continûment différentiable la relation ci-dessus est aussi équivalente à la suivante [92], [94]:

$$\frac{d}{dz}f(z, t) \geq 0 \quad \forall z \in \mathbb{R} \quad (3.32)$$

Si la fonction ne satisfait pas la condition de positivité (3.31), on peut introduire une fonction  $g(z, t)$  telle que:

$$g(z, t) = f(z, t) + \rho z, \rho > \left\| \frac{d}{dz}f(z, t) \right\| \quad \forall z \in \mathbb{R} \quad (3.33)$$

On peut voir que:

$$\frac{d}{dz}g(z, t) = \frac{d}{dz}f(z, t) + \rho \geq 0 \quad \forall z \in \mathbb{R} \quad (3.34)$$

La conception d'observateur non linéaire basé sur des critères du cercle peut être effectuée pour une classe de système non linéaire qui peut être décomposée en une partie linéaire et non linéaire partie comme suit [92], [94], [96], [107]:

En utilisant (3.28) et (3.29), la dynamique de l'erreur d'estimation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$  s'écrit :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + Gf[H \cdot x(t) - H \cdot \hat{x}(t) + K(y - C\hat{x}(t))] \quad (3.35)$$

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + G(f(v_1, t) - f(v_2, t)) \quad (3.36)$$

$$v_1 = Hx(t), v_2 = H \cdot \hat{x}(t) - K(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (3.37)$$

En fixant  $z = v_1 - v_2 = (H - KC)e(t)$  et  $f(v_1, t) - f(v_2, t) = f(z, t)$  En tenant compte du résultat ci-dessus, la dynamique d'erreur dans (4.35) peut être réécrite comme suite:

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= (A - LC)e(t) + G(f(z, t)) \\ z &= (H - KC)e(t) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Ces conditions de convergence sont illustrées dans le théorème suivant :

**Théorème 3.3.3.1.** L'erreur d'estimation (3.35) est exponentiellement stable à l'origine s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$ , une constante  $\varepsilon > 0$  et une matrice diagonal  $\Lambda > 0$  tel que l'inégalité

$$\begin{bmatrix} (A - LC)^T P + P(A - LC) + \varepsilon I_n & PG + (H - KC)^T \Lambda \\ G^T P + \Lambda(H - KC) & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (3.39)$$

Soit satisfaite.

Cette technique a été étendue dans [95] au cas des systèmes monotones multi-variables. Des conditions de convergence analogues ont été obtenues. De nouvelles conditions suffisantes de synthèse des gains  $K$  et  $L$  ont été proposées dans [93] pour une classe de systèmes dont la non-linéarité est une fonction scalaire à variable scalaire. Ce résultat est plus général que le précédent, puisqu'il prend en compte les bornes du terme  $\frac{f_i(v_1, t) - f_i(v_2, t)}{v_1 - v_2}$  quand elles existent, c'est à dire quand la non-linéarité satisfait la condition

$$0 \leq \frac{f_i(v_1, t) - f_i(v_2, t)}{v_1 - v_2} \leq b, \forall v_1 \neq v_2 \in \mathfrak{R}^+ \quad (3.40)$$

Dans ce cas, en exploitant la condition (3.40), les auteurs ont établi le théorème suivant :

**Théorème 3.3.3.2.** L'observateur d'état (3.28) converge exponentiellement s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$ , une constante  $\varepsilon > 0$  et une matrice diagonale  $\Lambda > 0$  telles que l'inégalité

$$\begin{bmatrix} (A - LC)^T P + P(A - LC) + \varepsilon I_n & PG + (H - KC)^T \Lambda \\ G^T P + \Lambda(H - KC) & -\frac{2}{b} \end{bmatrix} \leq 0 \quad (3.41)$$

Soit satisfaite.

Cette dernière inégalité est moins restrictive que (3.39). En effet, dans (3.39) il est nécessaire d'avoir  $PG + (H - KC)^T \Lambda = 0$  à cause de la présence d'un zéro sur la diagonale. Ceci rend l'inégalité (3.39) contraignante. Cependant, dans (3.41), le zéro sur la

diagonale est remplacé par  $-\frac{2}{b}$ , ce qui n'impose pas à  $PG + (H - KC)^T$  d'être nul. Notons qu'en particulier, pour  $b = +\infty$ , nous retrouvons l'inégalité (3.39).

### Application de l'observateur circulaire sur le MAS

Les systèmes non linéaires bornés constituent une grande classe de système qui comprend des systèmes de machines électriques. Les modèles électriques de machines impliquent que les flux magnétiques comme état variable clé et borné qui est combiné avec d'autres variables d'état de la machine, comme vitesse angulaire rotorique, conduit à la partie non linéaire du modèle de la machine. Cela est dû à l'effet de la propriété magnétique de saturation du matériau qui est similaire à la non-linéarité du secteur.

Pour satisfaire les conditions du secteur (3.31)-(3.34) non-linéarités du modèle de machine (1.27)-(1.28) sont fonction de la variable de flux d'état qui est une variable d'état borné. Les non-linéarités du modèle sont de la forme qui peut être exprimée comme suit:

$$\omega \varphi_{r\alpha} = (\omega \varphi_{r\alpha} + \rho \omega) - \rho \omega \quad (3.42)$$

On peut vérifier que:

$$\frac{\partial}{\partial \omega} (\omega \varphi_{r\alpha} + \rho \omega) = \varphi_{r\alpha} + \rho \geq 0 \quad (3.43)$$

Avec  $\|\varphi_r\| \leq 1$ , alors on peut choisir  $\rho = 1$ .

Une fois de plus le système non-linéaire est décomposé en une partie non-linéaire satisfaisant la propriété du secteur ajoutés a une partie linéaire du moteur asynchrone.

Afin d'illustrer les performances de l'observateur étudié nous proposons une série de simulations.

La fonction d'entrée-sortie est définie comme  $\phi[u(t), y(t)] = Bu(t)$  ou  $u(t) = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta} \ C_r]^T$  est l'entrée de la machine asynchrone. Prenant en compte les valeurs numériques des différents paramètres de la machine figurant dans l'annexe, on peut facilement obtenir les matrices des modèles numériques suivantes:

$$A = \begin{bmatrix} -2647163 & 0 & 4209129 & 0 & -606204 \\ 0 & -2647163 & 0 & 4209129 & 606204 \\ 35828 & 0 & -138869 & 0 & 2 \\ 0 & 35828 & 0 & -138869 & -2 \\ 242994 & -242994 & 0 & 0 & -00366 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 32.1898 & 0 & 0 \\ 0 & 32.1898 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -64.5161 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 30.3102 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -30.3102 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 121.4970 \end{bmatrix}, \quad G_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -121.4970 \end{bmatrix},$$

$$H_1 = H_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], \quad H_3 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0], \quad H_4 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

La première étape de la simulation consiste en la résolution des conditions de l'inégalité matricielle linéaire (LMI), la relation (3.39), en utilisant la boîte d'outils LMI du logiciel Matlab. Les matrices de gain d'observateur non linéaire obtenues sont les suivantes:

$$L = \begin{bmatrix} -1323581 & -0.0000 \\ 0.0000 & -1323581 \\ 1.7914 & -0.0000 \\ 0.0000 & 1.7914 \\ -0.0000 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = [5.4133 \ -3.0149], \quad K_2 = [3.0149 \ -5.4133], \quad K_3 = [-4.0085 \ 5.0085], \quad K_4 = [5.0085 \ -4.0085]$$

La matrice de Lyapunov correspondant LMI faisabilité pour ce test, avec  $\varepsilon = 0.04$  est :

$$P = \begin{bmatrix} 0.1787 & -0.0995 & 0.0029 & -0.0003 & -0.0330 \\ -0.0995 & 0.1787 & -0.0003 & 0.0029 & 0.0330 \\ 0.0029 & -0.0003 & 0.0871 & -0.0080 & -0.0000 \\ -0.0003 & 0.0029 & -0.0080 & 0.0871 & 0.0000 \\ -0.0330 & 0.0330 & 0.0000 & -0.0000 & -0.0000 \end{bmatrix}$$

La deuxième étape de la simulation consiste à injecter les valeurs numériques des matrices et des vecteurs de gain obtenues dans l'expression de l'observateur, la relation (3.29), dans lequel le terme de non-linéarité prend la forme suivante:

$$Gf[H\hat{x}(t) + K_o(y(t) - \hat{y}(t))] = \sum_{i=1}^4 G_i f_i [H_i \hat{x}(t) + K_i(y(t) - \hat{y}(t))] \quad (4.44)$$

Ou le vecteur des paramètres  $G_i$  and  $H_i$  sont définies comme ci-dessus, ainsi que les matrices  $A, B$  et  $C$

La figure suivante montre le schéma synoptique pour l'observation du vecteur d'état du moteur asynchrone sous une commande non linéaire en utilisant deux observateurs.

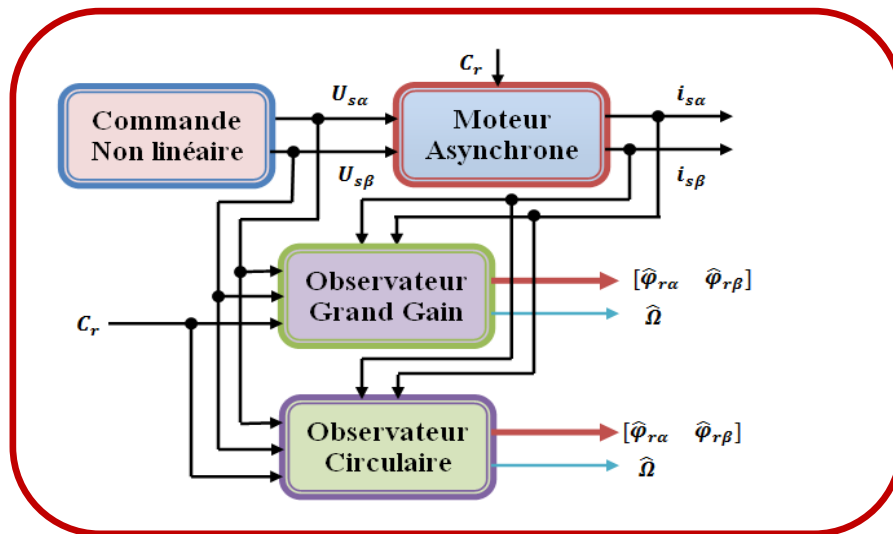


Fig. 3.2. Schéma synoptique de l'observation des flux et de la vitesse

### 3.4. Commande sans capteur

Dans ce cas on a remplacé le vecteur d'état mesuré  $x = [i_s \ \varphi_r \ \Omega]^T$  par son estimation  $\hat{x} = [\hat{i}_s \ \hat{\varphi}_r \ \hat{\Omega}]^T$  ; ce vecteur d'état (les courant statoriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique), sont estimés par l'observateurs de type non linéaire à critère circulaire développé dans la section (3.3.3). Il est à préciser que dans la structure de commande proposée tout le vecteur d'état est estimé.

La figure 4.5 montre le schéma bloc de la commande par Backstepping sans capteur utilisant l'observateur non linéaire issue du critère circulaire

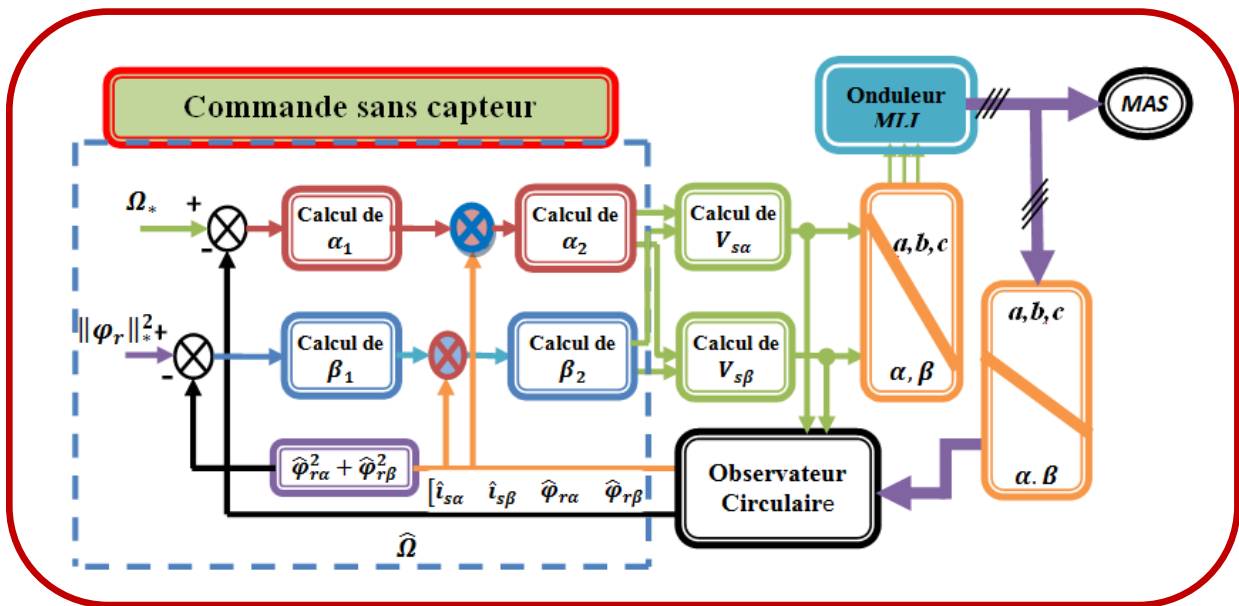


Fig. 3.3. Schéma bloc de la commande sans capteur avec l'observateur Circulaire

### 3.5. Conclusion

Ce chapitre propose une vision d'ensemble du problème d'observation et donne des critères d'observabilité et des synthèses d'observateurs pour un système non linéaire, en traitant de l'observation du vecteur d'état du modèle du moteur asynchrone utilisant deux observateurs non linéaires à savoir l'observateur à grand gain et à critère circulaire. Au premier lieu nous avons présenté la synthèse de l'observateur à grand gain pour une classe de systèmes non linéaires puis l'appliqué sur le moteur asynchrone. La détermination du gain de ce type d'observateurs n'exige pas la résolution de systèmes dynamiques supplémentaires et il est, de ce fait explicitement donné, au deuxième lieu on a utilisé une nouvelle structure d'observation. Cette structure, de type circulaire, permet d'obtenir des conditions de synthèse applicables à une classe plus large de systèmes, à savoir les systèmes non lipschitziens. Toutes les conditions de synthèse présentées dans ce chapitre sont exprimées sous forme d'inégalités matricielles que l'on peut rendre linéaires (LMI) en fixant a priori une variable scalaire positive. Les simulations de ces algorithmes seront illustrées dans la deuxième partie du chapitre suivant.

# **Chapitre : 4**

## ***Simulation numérique***

## **4.1. Introduction**

Dans le deuxième chapitre, on a conçu un contrôleur non linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse du moteur asynchrone. En plus on a utilisé un régulateur en mode glissant ; pour avoir des résultats plus performant et rendre le système linéaire découplé, et on a terminé par le troisième régulateur dit « Backstepping ». Par contre dans le troisième chapitre on a remplacé le capteur matériel par un observateur puis inséré dans la commande du moteur asynchrone.

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le Matlab. Parmi les premiers logiciels utilisés on trouve le Matlab qui est un outil de calcul très répondeu adapté pour les problèmes scientifiques. L'extension graphique de Matlab, s'appelle Simulink, permet de travailler avec des diagrammes et d'utiliser des fonctions prêtes ou personnalisées en blocs. Le but de cette partie est de bien manipuler le module Dspace lorsqu'on commande notre moteur à temps réel qui sera l'objectif de notre future étude. Pour la validation de ces techniques de commande en simulation, des testes ont été réalisés sous Matlab/Simulink.

## **4.2. Résultats de simulation du chapitre 2**

Pour réaliser la simulation de la commande du moteur asynchrone, nous avons utilisé des références de la vitesse, du flux et du couple semblables pour les trois techniques étudiés précédemment à savoir linéarisation entrée-sortie, mode de glissement et Backstepping (figure 4.1) et (figure 4.2). Dans le deuxième profil, un couple de charge nominal est appliqué sur les trois méthodes de commande présentées précédemment afin de pouvoir faire une comparaison au niveau des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de la vitesse (mode accélération, décélération, basse et haute vitesse) ainsi la variation de la résistance rotorique. Ces tests ont été vérifiés sur le plan simulation sur un moteur asynchrone à cage de 0.75 KVA dont les paramètres sont fournis à l'annexe.



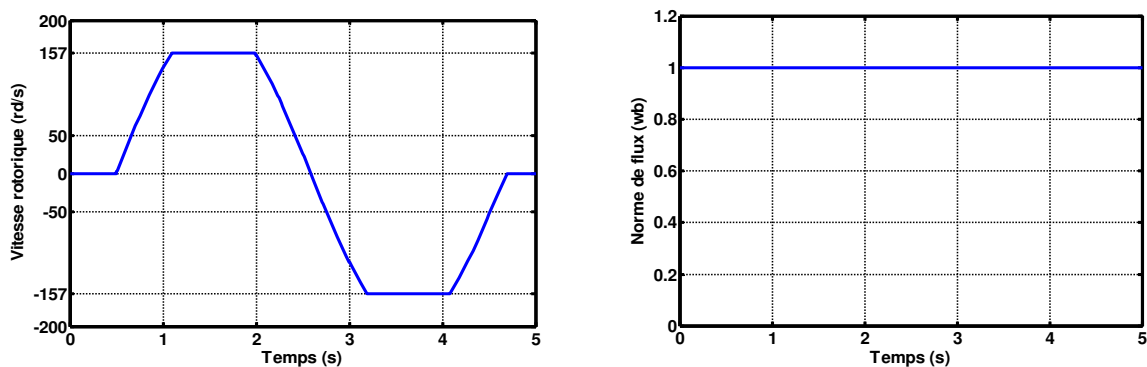


Fig. 4.1. Profils de simulation pour le premier test

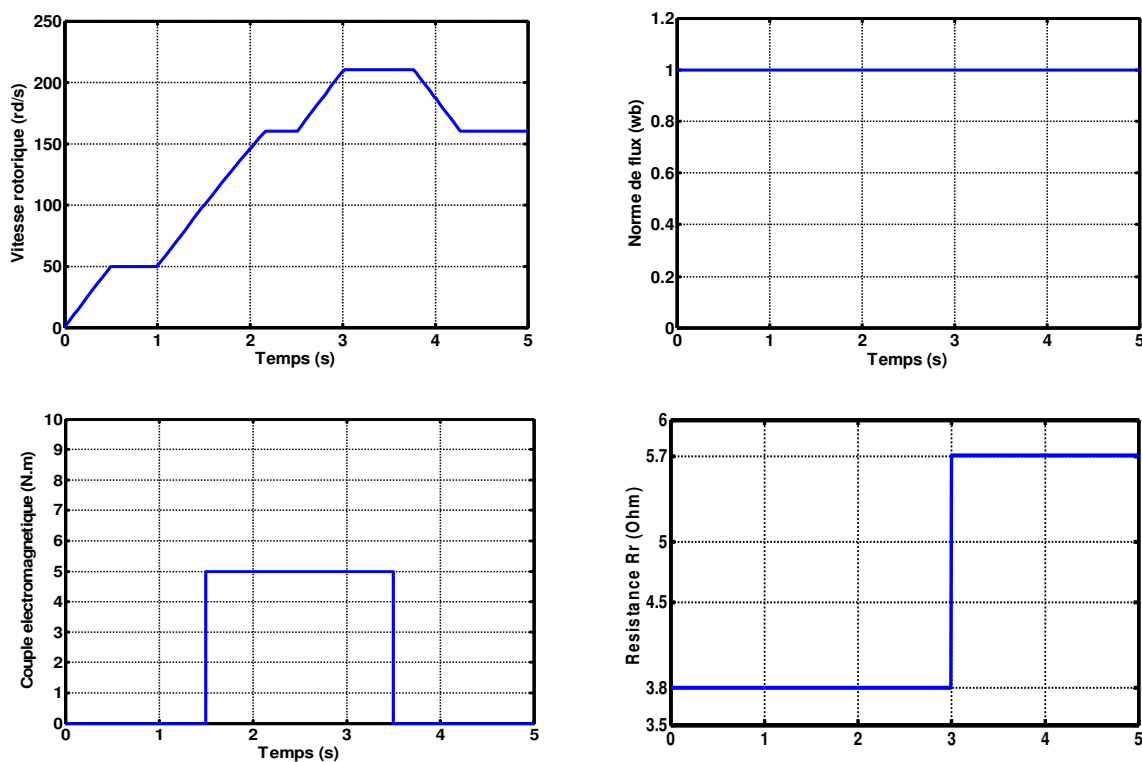


Fig. 4.2. Profils de simulation pour le deuxième test

### 4.2.1. Commande entrée-sortie

Pour évaluer la capacité de régulation de notre contrôleur, nous avons effectué deux essais de simulations de poursuite de trajectoire de la vitesse. Un essai en mode accélération et décélération est effectué à vide et à vitesse inversée pour observer les performances de cette technique durant ce mode, le deuxième test effectué est un essai assez sévère de la poursuite de la vitesse (basse et haute vitesse) combiné avec variation du couple et de la résistance

rotorique pour tester la robustesse vis-à-vis la variation du couple de charge et le changement paramétriques.

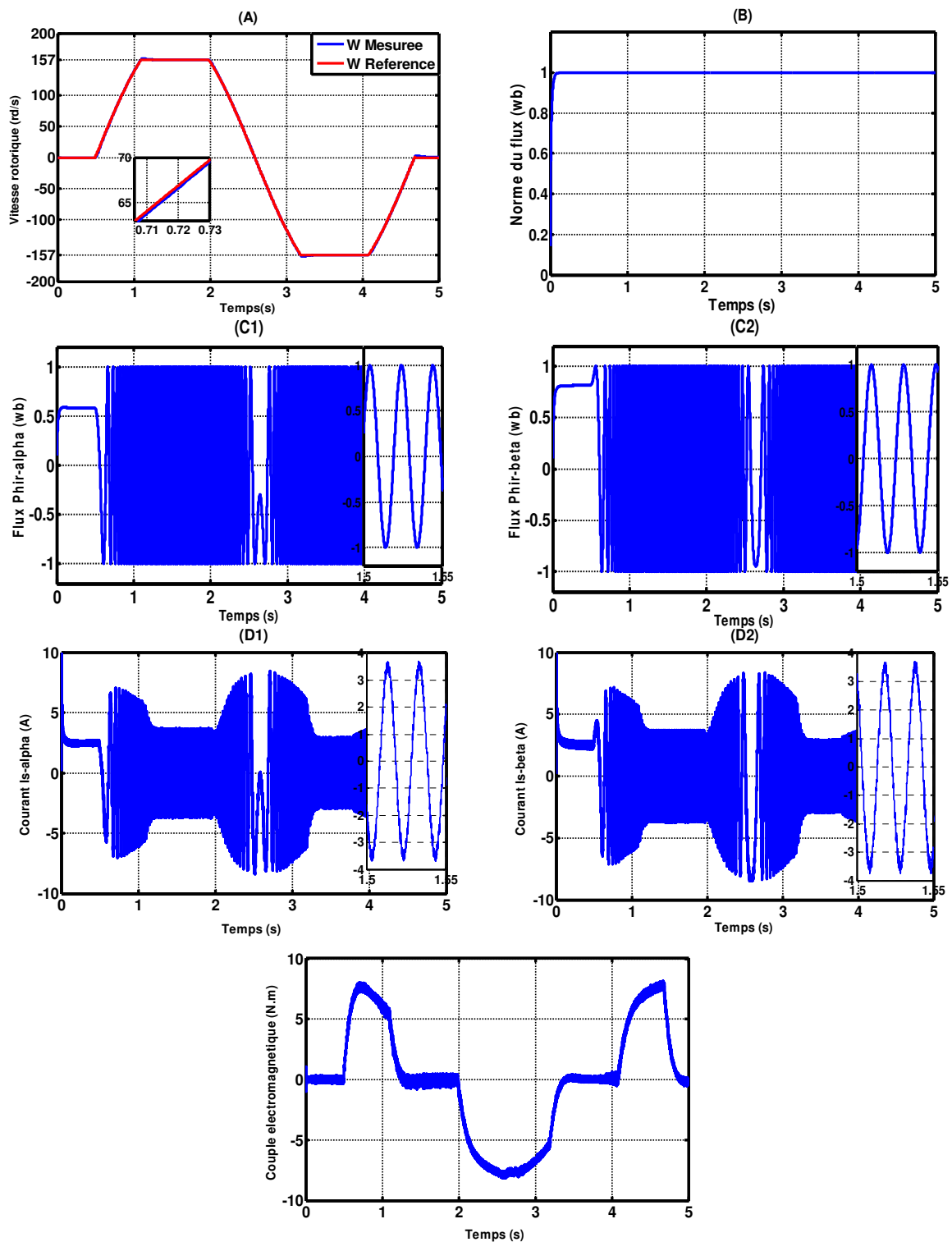


Fig. 4.3. Résultats de simulation de la commande linearisante entrée-sortie (I/O)

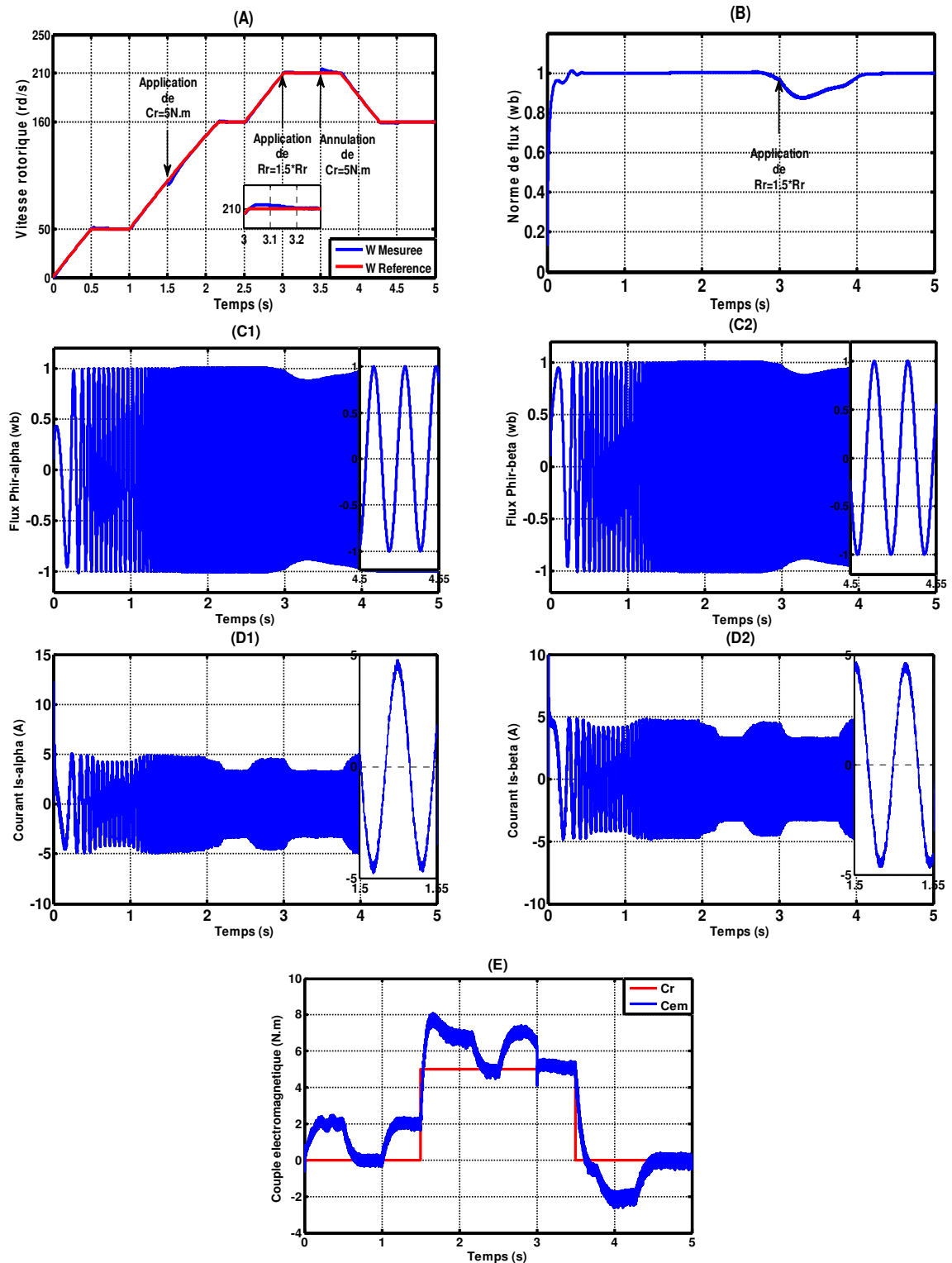


Fig. 4.4. Résultats de simulation de la commande linearisante entrée-sortie

---

## Interprétation des résultats

- **Pour le premier test**

D'après les résultats de simulation montrés sur les figures ci-dessus, on peut constater que :

La vitesse réelle suit assez parfaitement la vitesse de commande (de référence).

Un temps de réponse assez court est obtenu en raison de la bonne approximation des pôles comme illustré par la figure (4.3-A).

Le flux rotorique est insensible aux variations de la vitesse. Ceci confirme la capacité de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de découpler l'aimantation de la machine asynchrone et sa vitesse (figure (4.3-A, B)). L'erreur statique est nulle par contre l'erreur de traînage assez faible est elle est inférieure à 2% de la vitesse nominale mais reste acceptable dans plusieurs applications à grandes performances (figure (4.3-A)).

- **Pour le deuxième test**

Nous avons simulé le comportement de la machine à l'impact de charge suite à un couple de 5 N.m, appliqué à l'instant 1.5s pendant une durée de 2 seconde ainsi une variation de la résistance rotorique de 50% de sa valeur à l'instant 3s, les résultats relevés montrent une chute maximale de la vitesse de rotation inférieure à 10% de la vitesse nominale lors de l'application de la charge pendant un petit temps puis retrouve sa valeur initiale, on remarque aussi que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge (figure (4.4-E)), ainsi un découplage parfait même dans la variation du couple et le transitoire du flux rotorique et une grande performance dynamique et parfaite poursuite de trajectoire, mais ce dernier est affecté par la variation de la résistance rotorique (figure (4.4-B)).

### 4.2.2. Commande par mode glissant

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation utilisant le principe du mode de glissement, nous allons appliquer les mêmes critères que ceux utilisés pour la commande Linearisante. Le cycle de vitesse présente un mode accélération et décélération à vide puis un mode assez sévère qu'il se compose de plusieurs zones de fonctionnement suivi par une application d'un couple de charge et variation de la résistance rotorique.

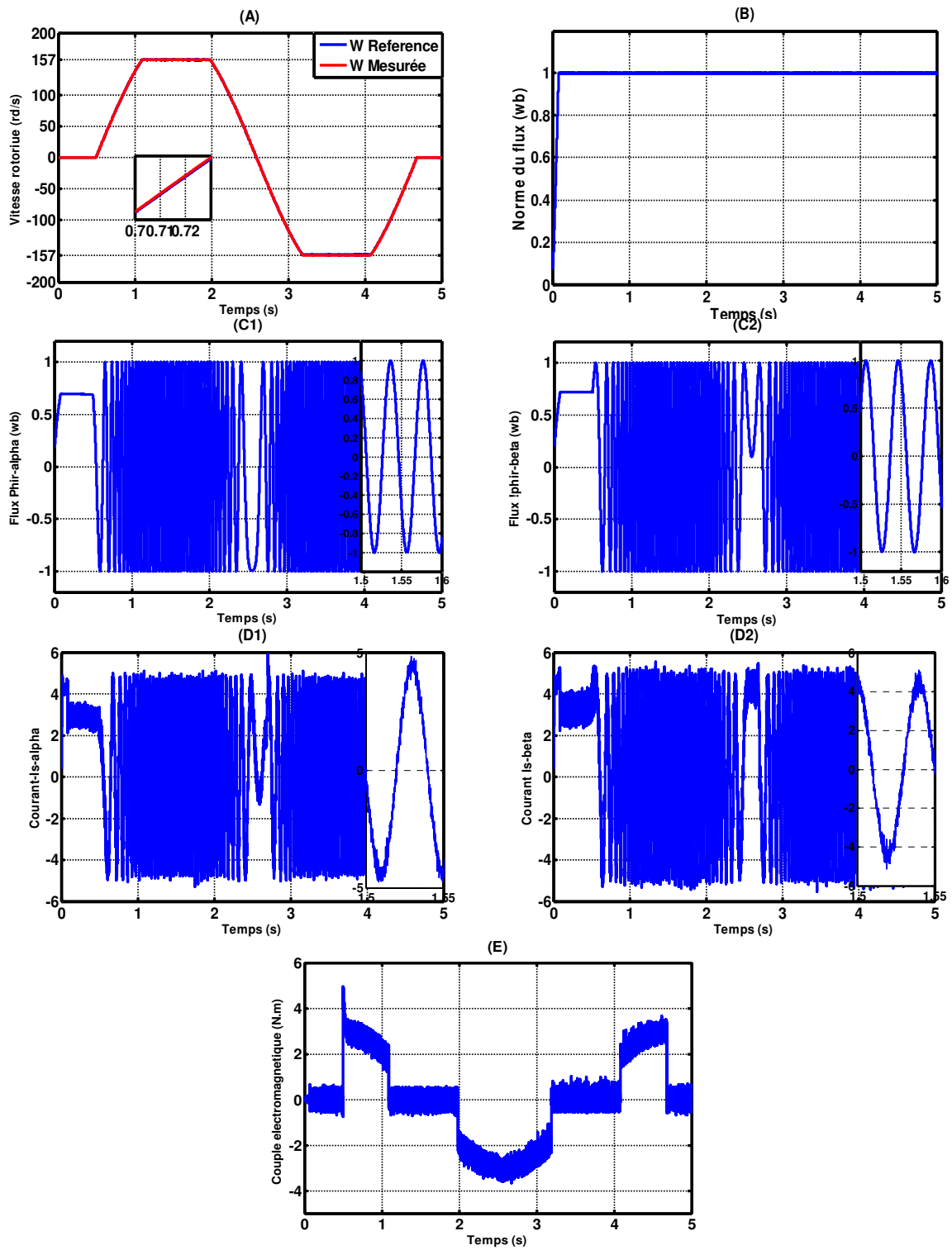


Fig. 4.5. Résultats de simulation de la commande par mode glissant (SM)

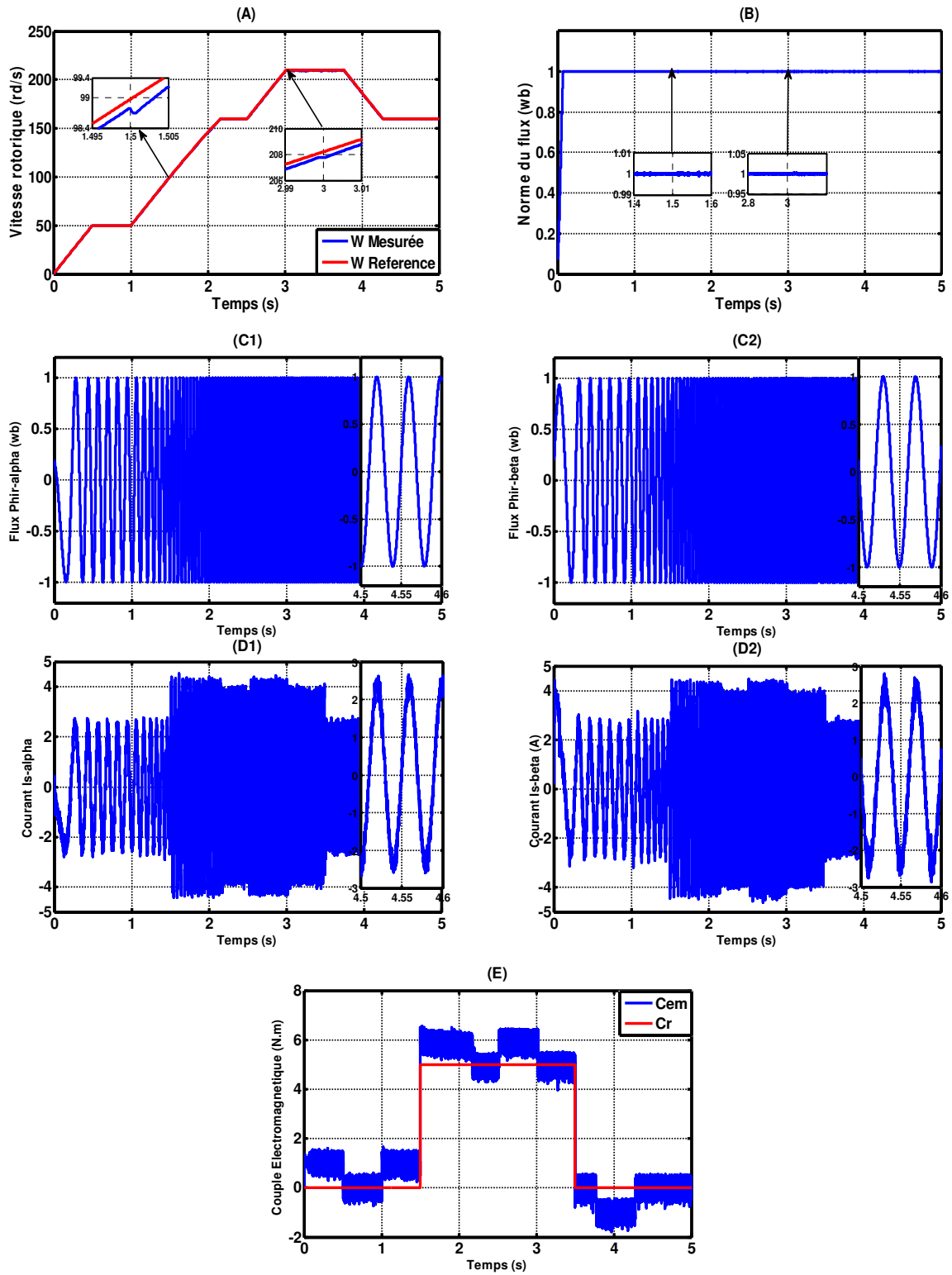


Fig. 4. 6. Résultats de simulation de la commande par mode glissant (SM)

## Interprétation des résultats

- **Pour le premier test**

D'après les résultats de simulation montrés sur les figures ci-dessus, on peut constater que :

Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique en vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps négligeable (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas linearisante entrée-sortie).

Le flux rotorique est toujours insensible aux variations de la vitesse. Comme on peut remarquer dans cette technique que l'erreur de traînage est presque nulle ce qui favorise son utilisation dans plusieurs applications à grandes performances. L'effet de broutement (Chattering) apparaît sur la courbe du couple et des courant malgré l'adoucissement de la fonction « *sat* »

- **Pour le deuxième test**

Les résultats obtenus ci-dessus relatifs à l'application de la commande par mode de glissement, montrent une nette amélioration des performances. Cette amélioration se manifeste au niveau de la qualité du signal de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique, ainsi qu'au niveau du rejet quasi-total de la perturbation (couple de charge) en présence d'un couple de charge de (5 N.m), que celui appliqué dans le cas de la commande linearisante entrée-sortie.

### 4.2.3. Commande Backstepping

Pour améliorer les performances de la commande du moteur asynchrone nous passons à l'application du régulateur Backstepping, nous allons appliquer les mêmes critères que ceux utilisés pour la commande Linearisante. Le cycle de vitesse présente un mode accélération et décélération à vide puis un mode assez sévère qu'il se compose de plusieurs zones de fonctionnement suivi par une application d'un couple de charge et variation de la résistance rotorique:

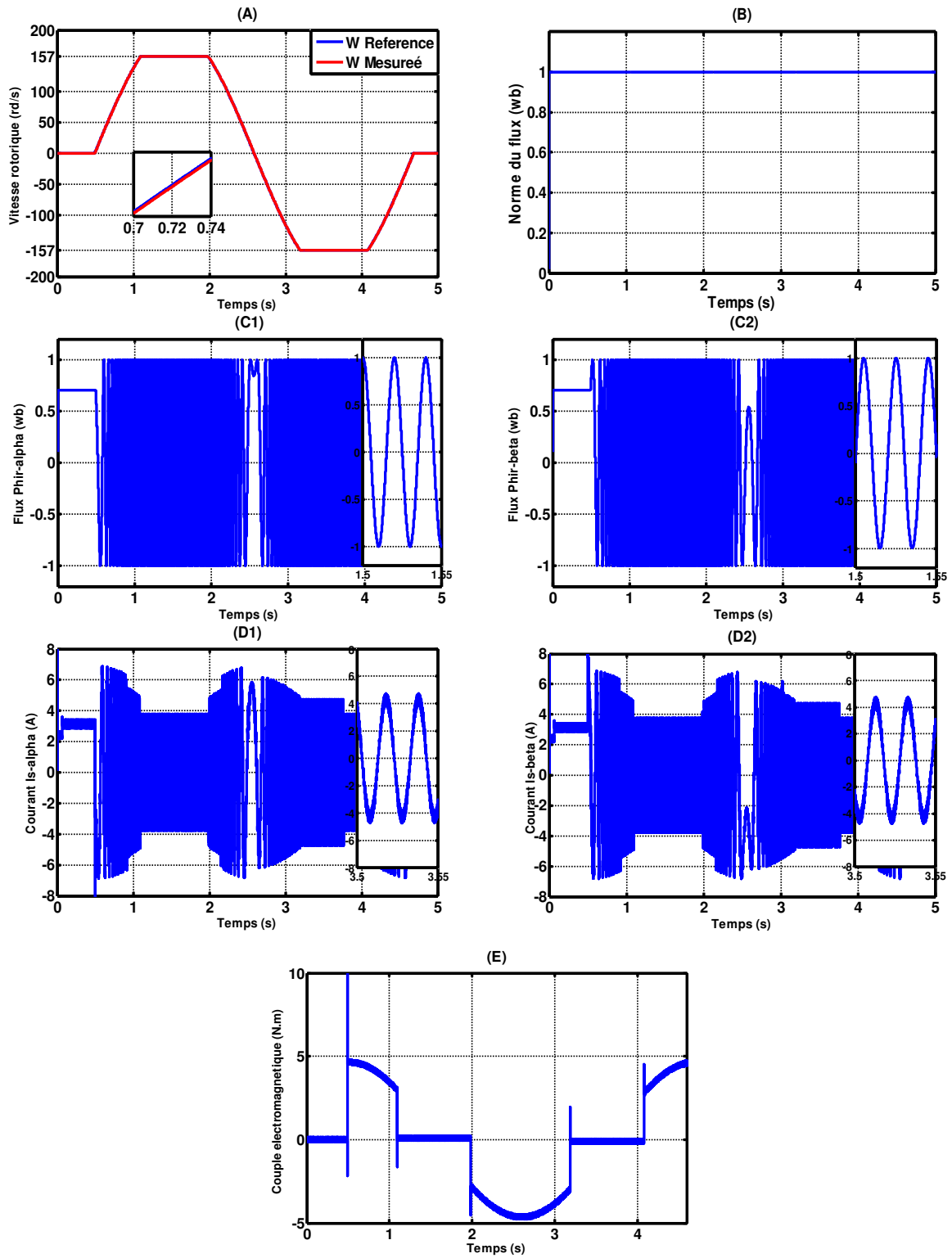


Fig. 4.7. Résultats de simulation de la commande par Backstepping



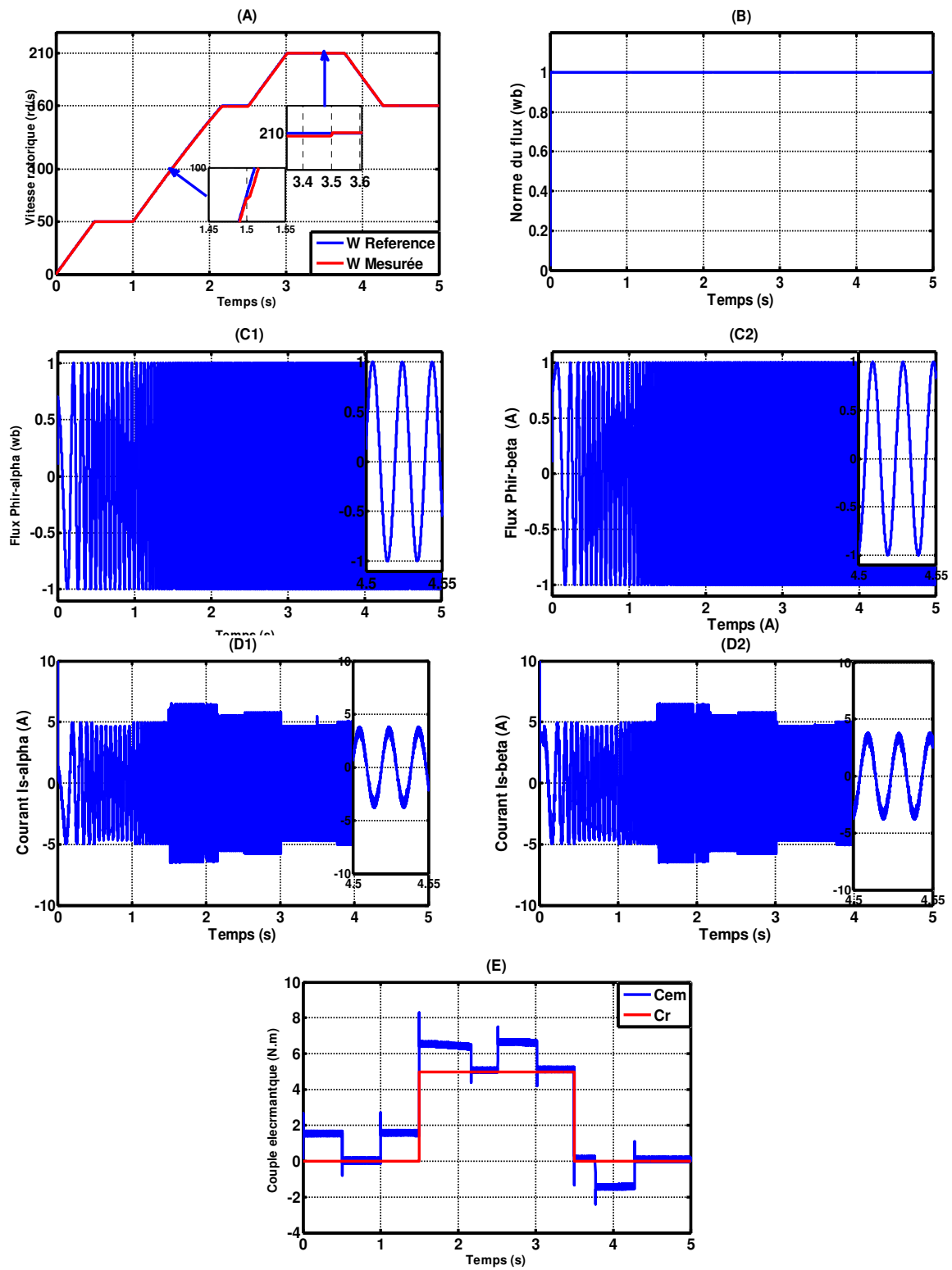


Fig. 4.8. Résultats de simulation de la commande par Backstepping

---

## Interprétation des résultats

- **Pour le premier test**

A partir des résultats ci-dessus, nous pouvons constater que les performances sont très satisfaisantes. Les figures (4.7) montrent les performances de l'algorithme avec le même profil de la vitesse appliqué précédemment. La vitesse et le flux convergent très rapidement vers leurs références (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans les deux premiers cas linearisante entrée-sortie et mode glissant). On remarque aussi que L'erreur statique et l'erreur de traînage sont nulles.

- **Pour le deuxième test**

Pour des profils de vitesses plus complexes Les mêmes performances ont été maintenues. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge. Par contre la réponse de la vitesse suite à une variation de charge est meilleure et dont la réponse est plus rapide que celle remarquée dans les deux techniques précédentes. On remarque aussi une erreur de trainage et statique appariaient dues principalement au caractère du régulateur Backstepping qui est de nature Proportionnel – dérivatif (PD). On constate que la variation de la résistance rotorique  $R_r$  n'influe pas sur la dynamique de la vitesse lorsqu'on utilise un régulateur de type Backstepping. Ceci est du principalement au caractère récursif de ce dernier qui permet de considérer le système global en sous système en cascade, à stabiliser au fur et à mesure.

### 4.3. Comparaison de lois de commande

Trois approches de commande, dédiées au pilotage de la machine asynchrone ont été proposées dans ce chapitre. Du point de vue conceptuel, on peut remarquer que la commande Backstepping est la meilleure, et présente des propriétés de stabilité globale très intéressantes.

Les résultats de simulation, nous ont permis de mettre en évidence les capacités des trois algorithmes proposés en terme de régulation, poursuite, et rejet de perturbation.

Par simulation nous avons montré que la commande par linéarisation entrée-sortie assure à priori une linéarisation parfaite quelque soit les profils de trajectoires physiquement admissibles imposés au moteur asynchrone. De grandes performances souhaitées sont

---

obtenues en basse vitesse et en survitesse. Mais elle est peu robuste au sens où elle nécessite une connaissance exacte des paramètres pour garantir les performances escomptées. Elle exige des observateurs de flux eux même sensibles aux variations des paramètres incertains de la machine et plus particulièrement la résistance du rotor.

Pour la deuxième technique, on conclut, que la réponse en vitesse obtenue avec la commande par Mode Glissant est plus rapide que celle obtenue avec la commande Linearisante entrée-sortie, l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément, tandis que celle de la commande Linearisante E/S ne l'est qu'après un certain temps. Le système commandé par la commande par Mode Glissant est plus robuste vis-à-vis des perturbations de charge, et aux variations des paramètres du moteur. Notons que les gains de la commande discontinue  $V_i$ , sont très délicats à manipuler car, des valeurs trop petites entraînent une dynamique du système lente, tandis que des valeurs trop grandes amplifient le phénomène du Chatterions (le réglage des paramètres  $\lambda_i$  est un compromis entre la précision de la poursuite des références et le niveau de broutement sur la commande).

Pour la troisième technique, on conclut que les réponses avec régulateur Backstepping sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de la charge par rapport aux deux autres techniques. Le test effectué en présence de variations des paramètres du moteur ( $R_r$ ) montre aussi que le système contrôlé par Backstepping est très peu sensible vis-à-vis des variations de la résistance rotorique, ce qui confirme la supériorité de la commande par Backstepping.

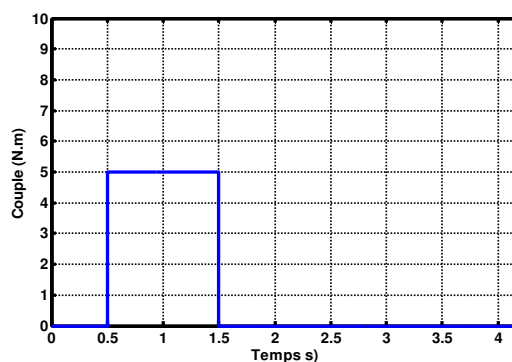
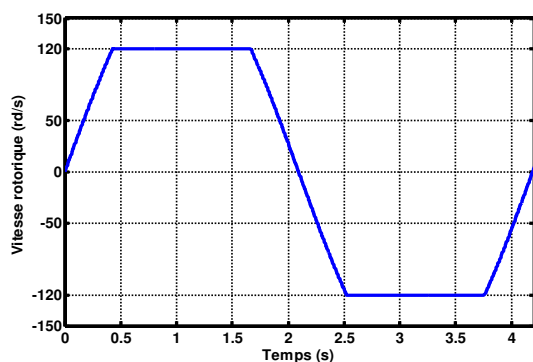
Enfin, après avoir fait les essais comparatifs concernant les différentes techniques étudiées, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau suivant, où le signe " + " correspond à un meilleur comportement par rapport au critère indiqué et un signe " - " indique un comportement peu satisfaisant.

| Critères de comparaison           | Lois de commande |      |     |     |
|-----------------------------------|------------------|------|-----|-----|
|                                   | IFOC             | CLES | CMG | CB  |
| Réponse transitoire               | +                | +    | ++  | +++ |
| Réponse permanent                 | ++               | ++   | ++  | +   |
| Robustesse vis-a-vis variation Rr | -                | -    | +   | +   |
| Comportement à basse vitesse      | +                | +    | +   | +   |
| Comportement à haute vitesse      | -                | +    | +   | +   |
| Facilité de réglage               | +                | -    | -   | -   |

Tableau comparatif des lois de commande

### 4.4. Résultats de simulation du chapitre 3

Pour réaliser la simulation des observateurs pour moteur asynchrone, nous avons utilisé des références de la vitesse, du flux et du couple semblables pour les deux observateurs étudiés précédemment à savoir l'observateur à grand gain et l'observateur à critère circulaire (figure 4.9) afin de pouvoir faire une comparaison au niveau des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de la vitesse (mode accélération, décélération). Dans le deuxième profil (figure 4.12) sert pour la commande sans capteur utilisant l'observateur à critère circulaire.



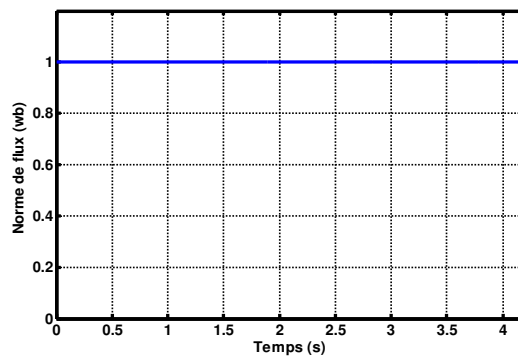
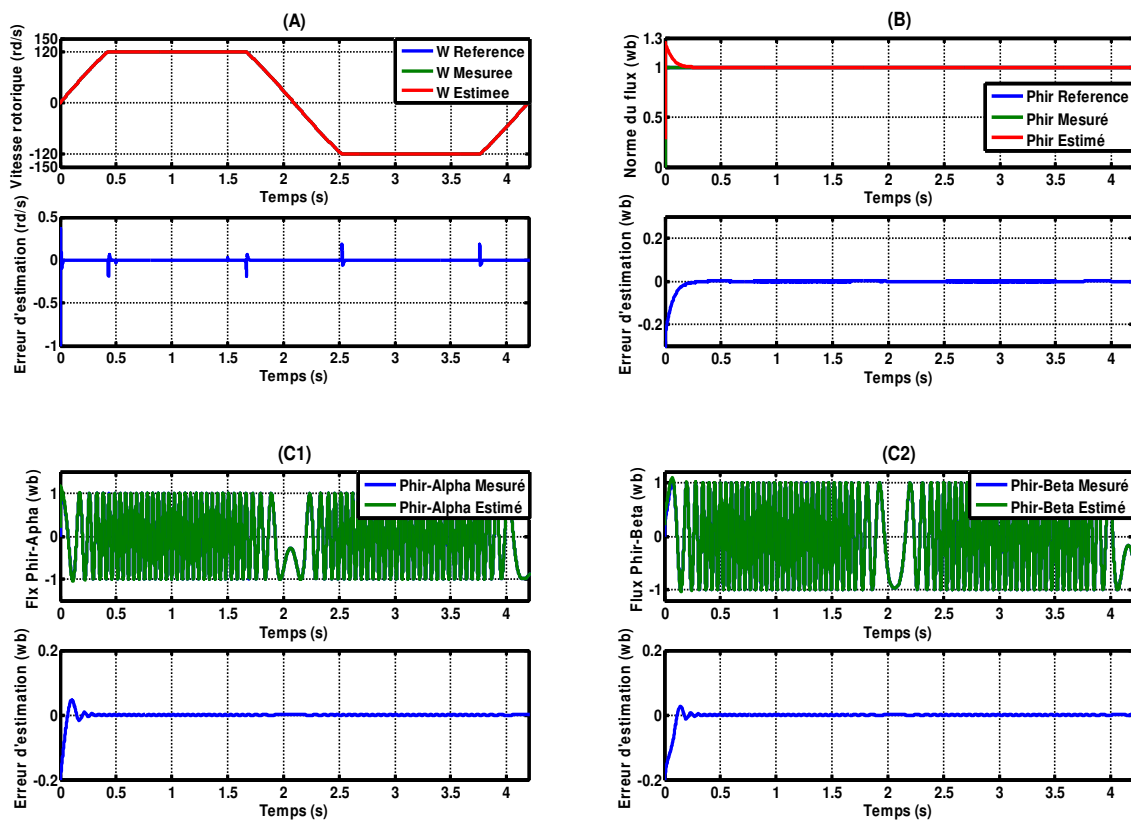


Fig. 4.9. Profils de simulation pour comparer les deux observateurs

Afin de montrer les performances des observateurs étudiés nous proposons une série de simulations illustrés dans la figure suivant :



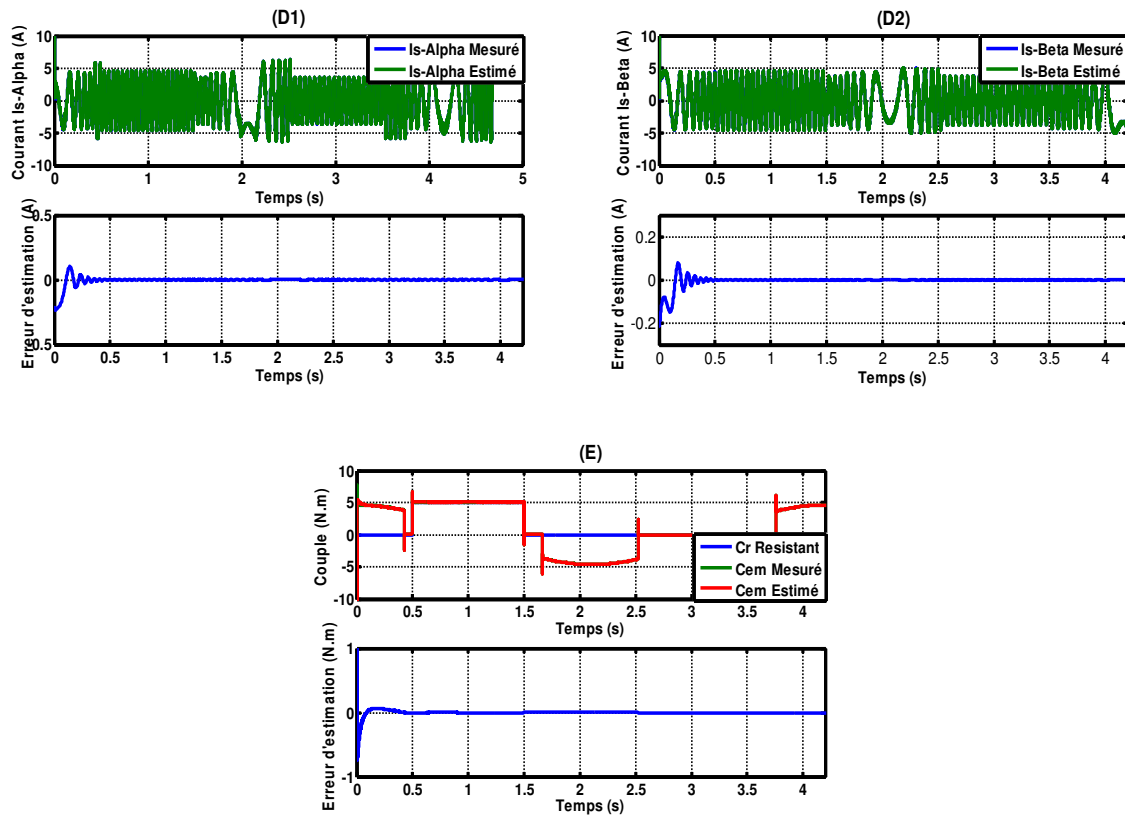
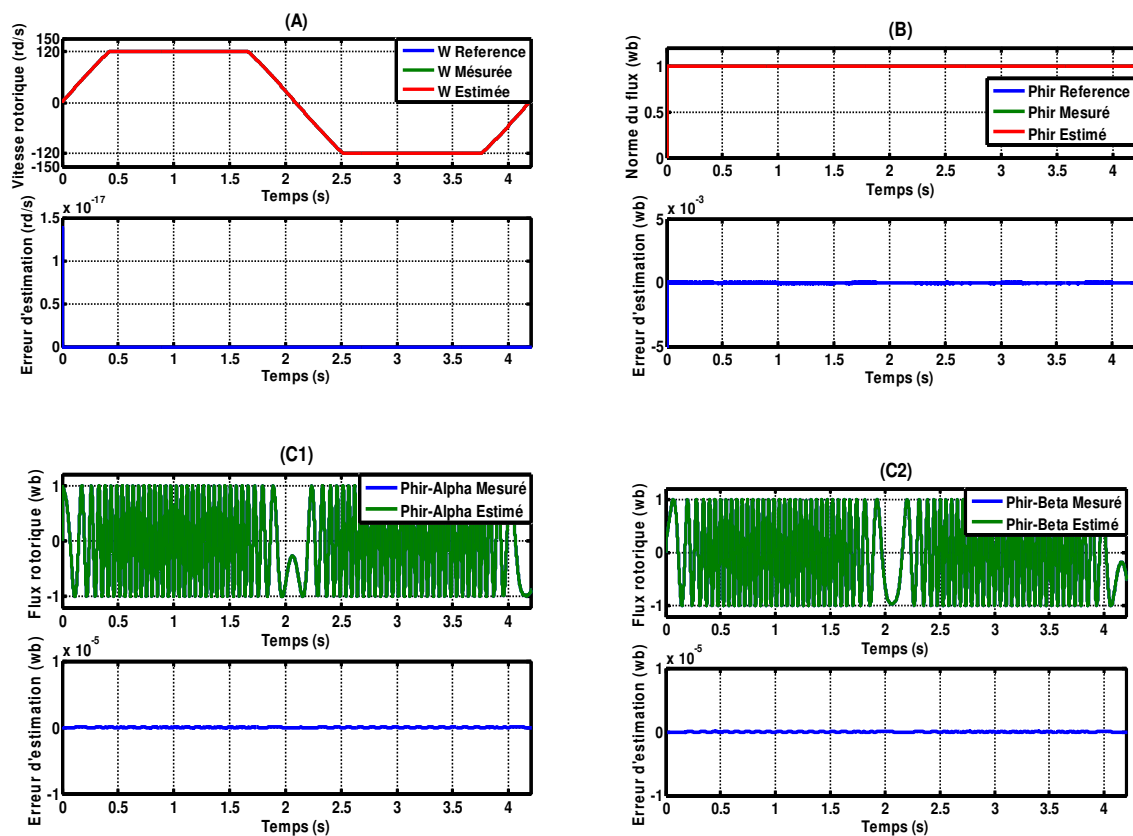


Fig. 4.10. Résultats de simulation avec l'observateur à grand gain



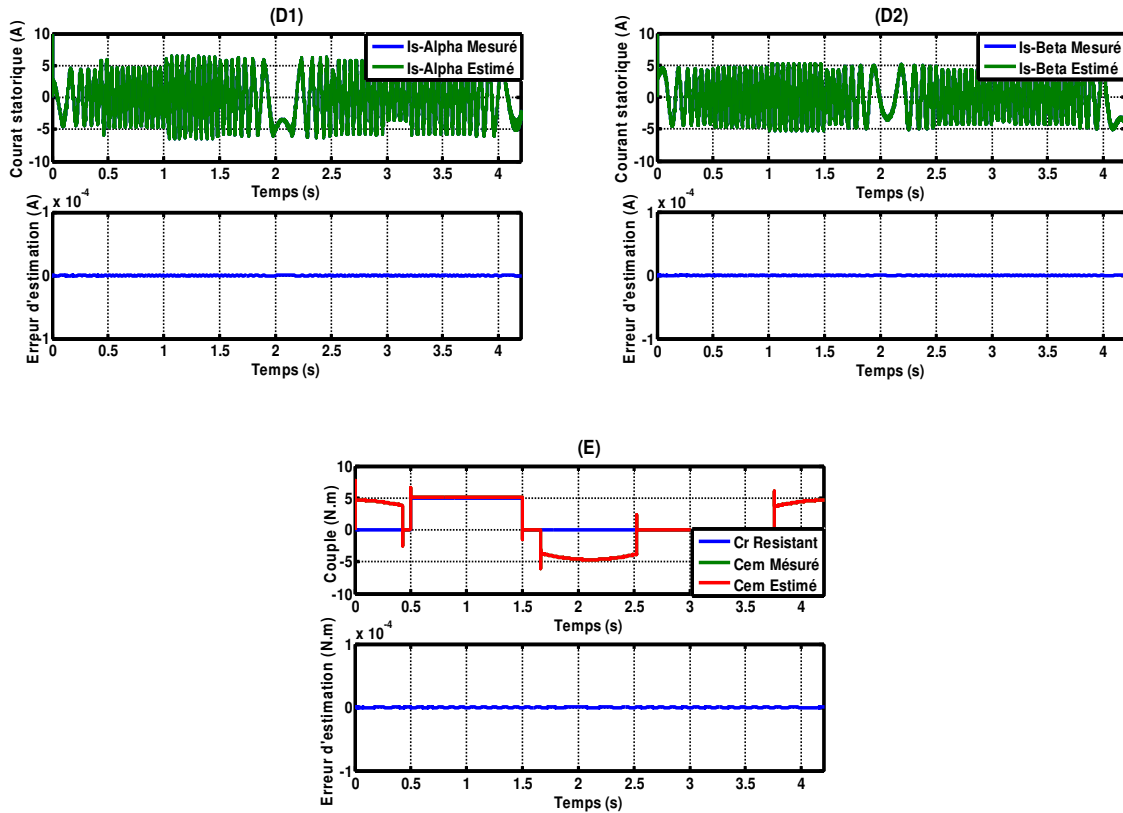


Fig. 4.11. Résultats de simulation avec l’observateur à critère circulaire

### Interprétation des résultats

Pour la poursuite on a fixé comme trajectoire admissible pour la vitesse des rampes  $\mp 300 \text{ rd/s}$ . Les figures (A, B et E) montrent la poursuite des grandeurs mécaniques (vitesse rotorique et couple électromécanique) et magnétique (flux) ainsi leurs erreurs d’estimation, sous la commande par Backstepping sans capteur utilisant les observateurs à grand gain et à critère circulaire. Cette poursuite est obtenue avec des performances très satisfaisantes pour l’observateur à grand gain et quasi parfaite pour l’observateur à critère circulaire malgré l’application de couple de charge, dans les deux cas, grâce au correcteur de vitesse. Les figures (B) montrent la poursuite en flux (norme) ; les résultats sont donnés par rapport aux estimés des grandeurs, revenant à cette figure on remarque que le flux estimé par l’observateur grand gain présente un dépassement et cela dû au choix du gain, on note aussi le découplage parfait entre le flux et le couple malgré le profil de la vitesse et le couple de charge appliqué. Les figures (D) présentent les grandeurs électriques, d’une part le courant direct (alpha) et d’autre part le courant en quadrature (beta) ainsi leurs erreurs d’estimation ;

on note que le meilleur contrôle est réalisé par l'algorithme avec l'observateur à critère circulaire car il ne fait apparaître moine pic de courant ; pour les figures (E) on remarque une meilleure estimation pour le couple électromagnétique ce qui marquer par une erreur d'estimation presque nulle.

### Résultats de simulation de la commande sans capteur

Pour évaluer la capacité de notre système étudié (commande-moteur-observateur), nous avons effectué un test de simulations de poursuite de trajectoire de la vitesse assez sévère contenant les modes accélération et décélération ainsi le mode basse et survitesse combiné avec variation du couple de charge.

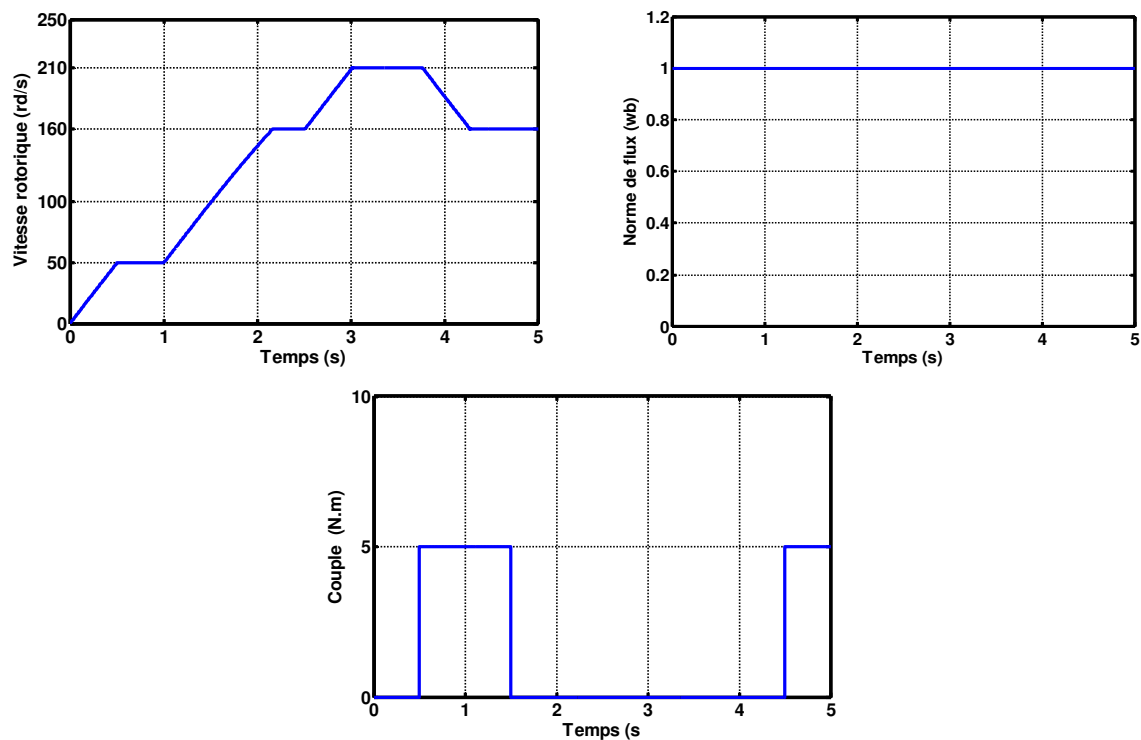


Fig. 4.12. Profils de simulation pour la commande sans capteur



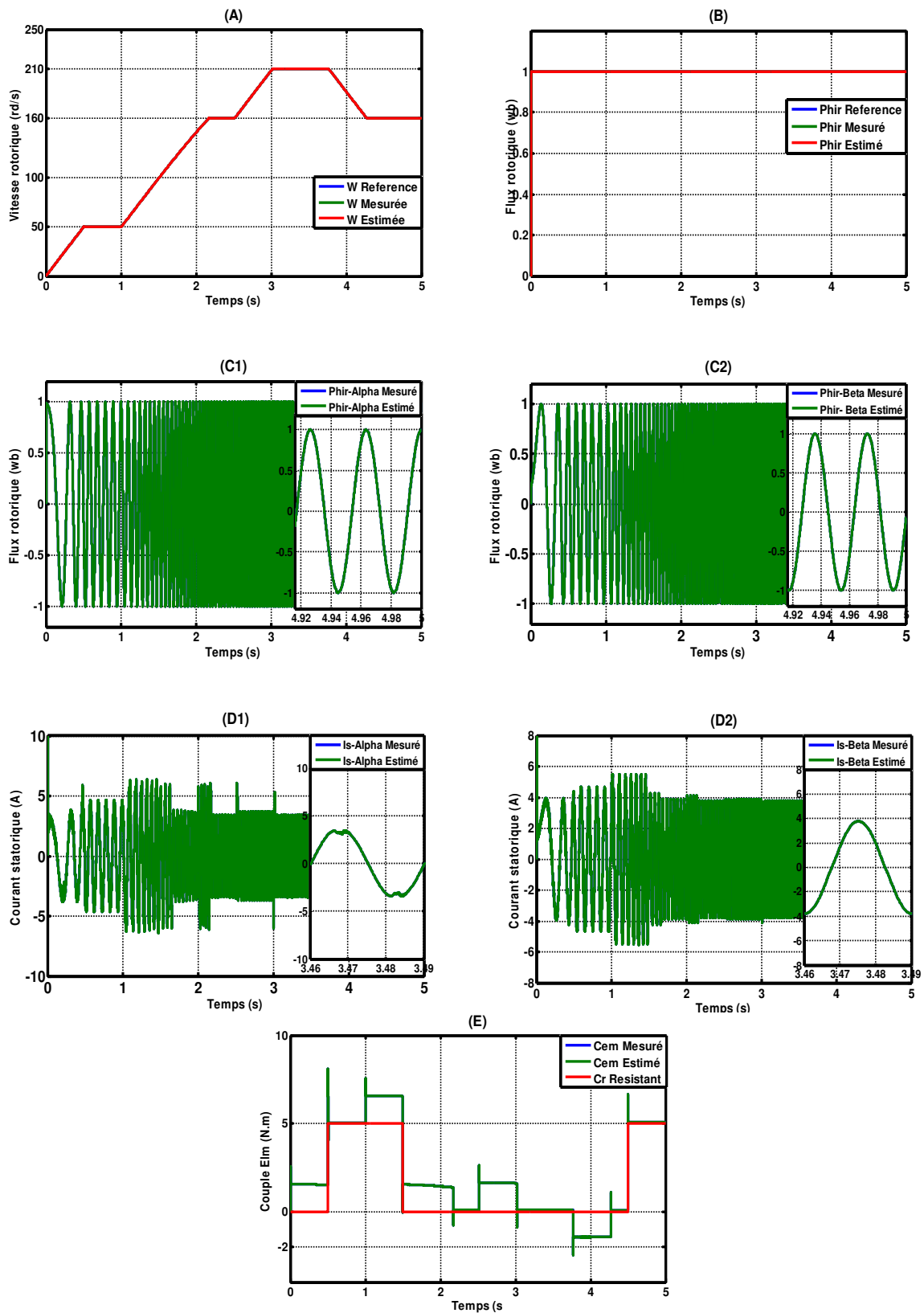


Fig. 4.13. Résultats de simulation de la commande sans capteur avec l'observateur à critère circulaire

## **Interpretation du resultats**

Les résultats de simulation obtenus montrent une superposition parfaite des trajectoires des courbes de vitesse et de la norme du flux, une bonne poursuite du couple mais avec certain pics causé par l'injection de l'observateur et mêmes aussi pour les courants statoriques, tout en gardant le découplage entre le couple et le flux.

## **4.5. Conclusion**

Différentes consignes ont été appliquées au système afin de comparer les performances des régulateurs étudiés. Les réponses en présence de différentes charges et de variations paramétriques ont été également analysées. On conclut que les réponses avec régulateur Backstepping sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de la charge. Les tests effectués en présence de variations des paramètres résistifs du moteur montrent aussi que le système contrôlé par Backstepping est meilleur.

La relative faiblesse de ces commandes réside dans la nécessité de connaître tout ou une partie du vecteur d'état. Néanmoins, l'utilisation d'un observateur de flux plutôt qu'un simple estimateur, bien qu'elle accroisse la complexité des algorithmes d'estimation vis-à-vis des variations paramétriques, notamment du type résistif. Tout ca nous a poussé de concevoir des observateurs pour remplacer le capteur matériel pour réaliser une commande sans capteur.

Les simulations de la deuxième partie montrent clairement que l'observateur à critère circulaire est plus efficace que l'observateur à grand gain. Les résultats, tant sur le plan de l'efficacité numérique que sur le plan de la robustesse de la méthode sont très satisfaisants.

# *Conclusion générale*

The text "Conclusion générale" is written in a bold, italicized, sans-serif font. The letters are a golden-yellow color with a dark brown outline. Below the text is a shadow effect consisting of multiple horizontal lines that create a sense of depth and perspective, making the text appear to float above a surface.

## *Conclusion générale*

Dans cette contribution, nous nous sommes intéressés au développement et l'analyse de diverses lois de commande et d'observateurs pour la machine asynchrone. La recherche effectuée menée dans un cadre multidisciplinaire, présente un caractère méthodologique et appliqué qui fait appel conjointement aux domaines de l'automatique et de l'électrotechnique. Les machines asynchrones forment une classe de procédés qui présentent un intérêt particulier pour l'électrotechnique et l'automatique : ils sont en effet non linéaires multi-variables avec des états en générale non accessibles à la mesures, ce qui rendent ses commandes plus complexes et imposent des commandes sans capteur, dont les objectifs fixés étaient les suivants :

- Proposer des lois de commande robustes qui garantissent de hautes performances statiques et dynamiques sur une grande plage de variation de vitesse.
- Réduire les coûts de mise en œuvre de la commande en réduisant le nombre de capteurs et leur maintenance en utilisant des observateurs qui estiment le vecteur d'état.

Pour répondre à ces objectifs notre travail s'est axé sur deux volets :

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'étude théorique de l'ensemble de lois de commande non linéaires puis on a appliqué ces lois sur le moteur asynchrone.

Pour cela nous avons établi le modèle mathématique du moteur asynchrone dans les différents repères triphasé, fixe ( $\alpha\beta$ ) et tournant ( $dq$ ) en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices adoptées en littérature.

Sur le plan théorique l'expérience était très enrichissante et nous a permis de développer plusieurs techniques de commande appliquées au moteur asynchrone.

La commande vectorielle indirecte à flux orienté a été étudiée et pris comme une commande référence du moteur asynchrone, les résultats de simulation sont donnés à l'annexe.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques de cette technique, nous avons fait appel aux régulateurs non linéaires.

Le fait que le découplage soit asymptotique constitue un handicap majeur de la méthode vectorielle conventionnelle, particulièrement quand des performances élevées sont souhaitées. La commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie est une autre alternative pour commander le moteur asynchrone tout en assurant un découplage complet par opposition au découplage asymptotique dans le cas de la commande vectorielle.

Le problème de la robustesse paramétrique a été résolu par des algorithmes de commande à structure variable tel que le mode glissant. Dans ce type de commande, l'approche non linéaire a été traitée et présente l'avantage de se rapprocher du système réel sans passer nécessairement par le modèle linéaire ; Cette commande a donné des résultats intéressants concernant la poursuite de consigne et la robustesse vis à vis des variations paramétriques. Mais cette technique présente un inconvénient lié au phénomène de broutement (Chattering) qu'on a pu minimiser en remplaçant à la loi de commande de type « *sign* » par le type adouci « *sat* ».

Un autre commande non linéaire a été proposée à savoir un régulateur de type Backstepping. Ce régulateur est basé sur une récente méthodologie faisant appel à la fonction de Lyapunov. La synthèse a conduit à un contrôleur non linéaire globalement asymptotiquement stable. Le régulateur Backstepping dont la conception et de type PD présente l'inconvénient de la persistante de l'erreur statique. Ce régulateur a donné des résultats meilleurs en termes de performances dynamiques et mêmes résultats en termes statiques et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques qu'une commande avec des régulateurs de type mode glissant tout en éliminant les inconvénients liés à ce dernier.

Le deuxième volet du travail concerne l'étude de la commande sans capteur mécanique du moteur asynchrone. Dans cette partie, on a jugé utile de présenter une étude théorique sur les conditions d'observabilité des systèmes non linéaire puis appliquer une sur le moteur asynchrone. Cette étude nous a permis de conclure que le moteur asynchrone est observable au sens du rang. Afin de commander la machine sans capteur, deux observateurs non linéaires ont été proposé représentant la principale contribution de nos travaux. Ces observateurs estiment toutes les variables d'état à partir des mesures électriques disponibles, courants statoriques et tensions statoriques.

La première technique d'observation est basée sur l'observateur à grand gain et la deuxième s'appuie sur l'observateur à critère circulaire.

L'observateur à grand gain possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Il faut noter qu'il présente une faible robustesse d'observation lors du bruit de mesure et cela résume dans la détermination de son unique paramètre de synthèse. Ce qui nous a menés à proposer un autre observateur afin de palier cet inconvénient.

La contribution majeure consiste à élaborer un observateur qui est l'observateur à critère circulaire (Luenberger généralisé) dont les résultats de simulations ont permis de valider ces structures du point de vue des performances statiques et dynamiques. Il nous a été possible aussi de vérifier la robustesse de la commande non linéaire avec un réglage de type Backstepping associé à cet observateur vis-à-vis la variation du couple de charge.

Ces travaux de thèse nous ont permis de conclure que la commande du moteur asynchrone sans capteur sur une large plage de vitesse reste un champ d'investigation ouvert et que d'autres techniques que ça soit de commande ou d'observation peuvent être utilisées et exploitées. Plusieurs suggestions et perspectives peuvent être l'objet d'une étude future :

Validation en temps réel de ces lois de commande basé sur les observateurs proposés, nous projetons en perspectives l'implémentation de ces techniques sur un prototype réel afin de voir le véritable comportement de ce système dans la réalité et de montrer la faisabilité du travail de recherche réalisé sur le terrain.

# ***Annexes***

---

## Annexe A

### Paramètres de la machine asynchrone utilisée pour la simulation :

|                     |                                 |
|---------------------|---------------------------------|
| $P_n = 1.5 kW$      | : Puissance nominale            |
| $F = 50Hz$          | : Fréquence nominale            |
| $U_n = 380/220V$    | : Tension nominale              |
| $R_s = 4.850\Omega$ | : Résistance statorique         |
| $R_r = 3.805\Omega$ | : Résistance rotorique          |
| $L_s = 0.274H$      | : Inductance statorique         |
| $L_r = 0.274H$      | : Inductance rotorique          |
| $M = 0.258H$        | : Inductance mutuelle           |
| $p = 2$             | : Nombre de paires pôles        |
| $N_n = 1420 tr/min$ | : Vitesse nominale              |
| $f = 0.00114N.s/rd$ | : Coefficient de frottement     |
| $\sigma = 0.114$    | : Coefficient de fuites totales |
| $J = 0.031Kg^2/s$   | : Moment d'inertie              |
| $C_n = 10 N.m$      | : Couple nominal                |

## Annexe B

### Commande vectorielle indirecte

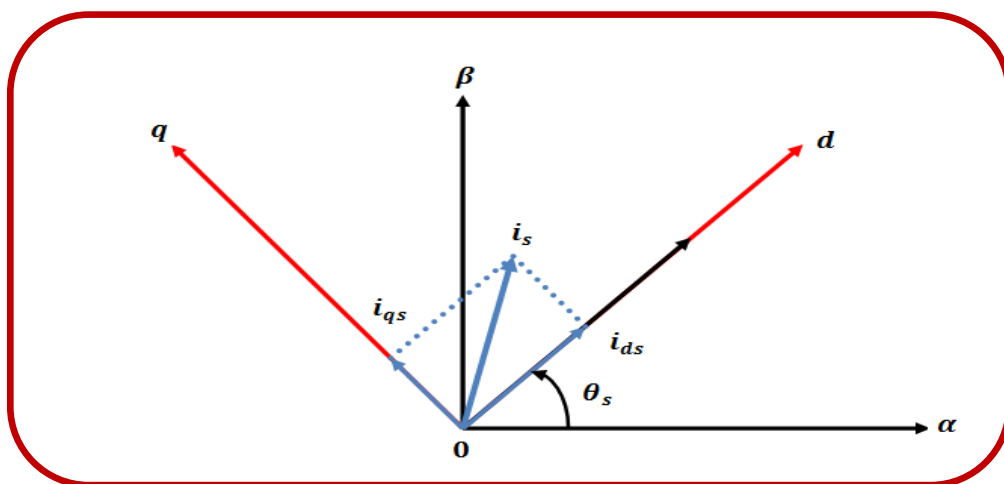
#### B.1. Principe

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par le produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont naturellement orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, la machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.



L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe  $d$  du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe  $q$  joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » elle est basée sur un choix judicieux du repère  $(d q)$ , Ce dernier orienté de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux désiré.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique ( $i_{qs}$ ) et contrôlé par celle-ci.



**Fig. B.1.** Orientation du flux rotorique

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants. Elle permet à partir de consignes de flux et de couple, donc d'une amplitude et une orientation donnée du courant statorique dans le référentiel tournant  $(d q)$ , d'imposer une amplitude et une orientation correctes du courant dans le référentiel fixe. Cette structure nécessite la connaissance de la position du référentiel  $(d q)$ , en d'autres termes la position du flux rotorique.

Dans le cadre de notre travail, Nous allons nous limiter à étudier la version indirecte de la commande vectorielle [12], [82]. Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,..). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques.

## **B.2. Structure**

Le principe de la commande vectorielle est de contrôler les deux composantes ( $i_d, i_q$ ) du courant, selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension.

L'alimentation contrôlée en tension, consiste à imposer les tensions de références qui conviennent pour réguler les courants. En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants des trois phases de la machine, c'est à dire que le contrôle des courants de phases, par l'intermédiaire du contrôle des composantes  $d$  et  $q$ , impose en fait de contrôler les composantes  $d$  et  $q$  par les tensions de phases. On peut alors définir les principales fonctions que doit remplir une structure de commande vectorielle (contrôlée en tension) pour assurer un découplage entre flux et couple, et un contrôle dynamique des deux grandeurs : vitesse et flux.

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré sur la figure suivante.

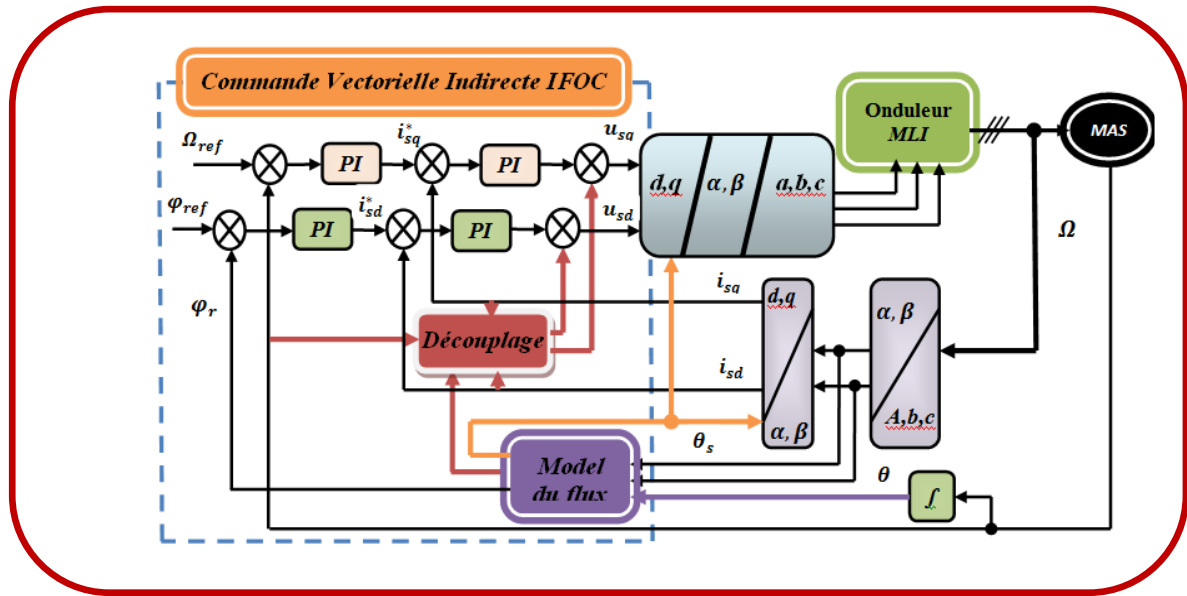


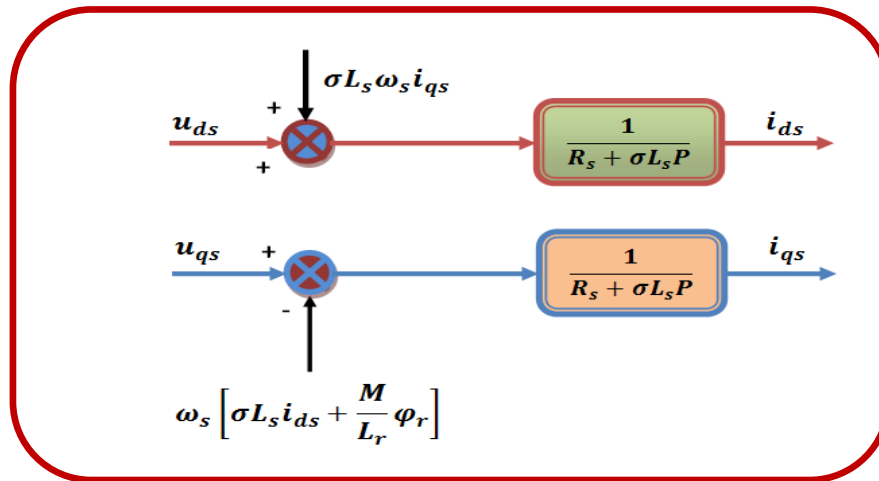
Fig. B.2. Schéma global de la commande vectorielle

### B.3. Boucles de régulations des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques d'axes  $d$  et  $q$ . Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système d'équations statoriques issues du modèle de la machine.

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, le système précédent se réduit à des équations différentielles de premier ordre, représentées schématiquement par la figure suivante.



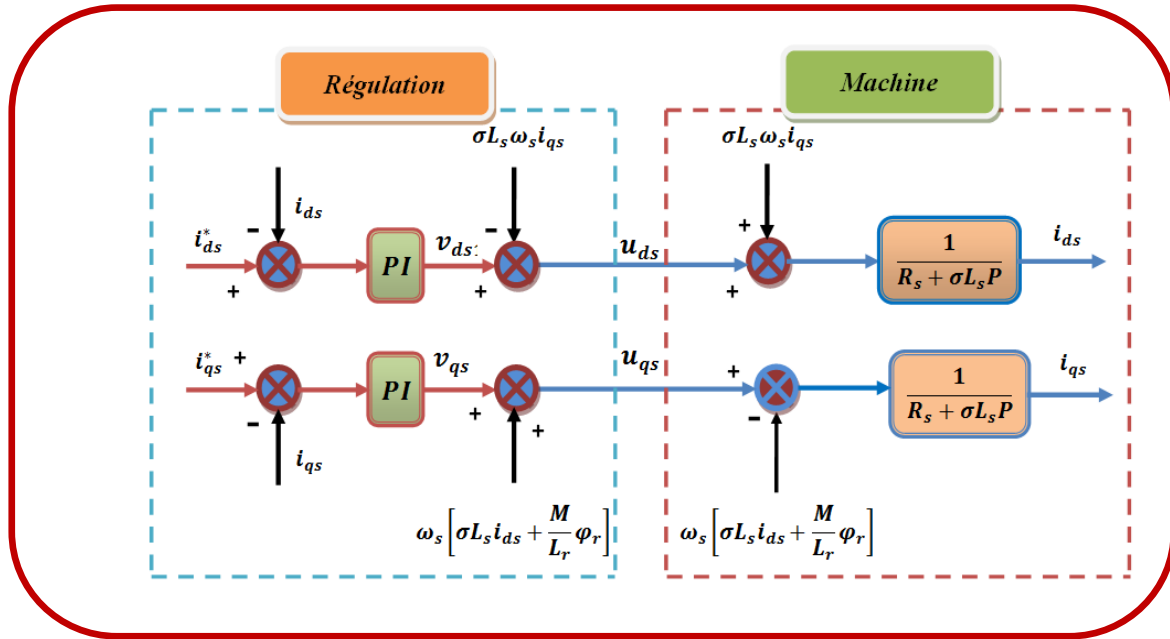
**Fig. B.3.** Termes de couplages dans les équations

Le couplage évoqué plus haut constitue souvent l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle. Il peut être supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation. Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  augmentées des termes de découplage avec des signes opposés selon le schéma de la figure (B.4).

$$\begin{aligned} u_{ds} &= v_{ds1} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ u_{qs} &= v_{qs1} + \omega_s \left( \frac{M}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s i_{ds} \right) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

La mise en œuvre de la régulation peut alors se faire sur le nouveau système découplé selon le schéma ci- dessous :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs1} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$



**Fig. B.4.** Compensation des termes de couplage

Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi nous avons préféré utiliser les courants de références pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème.

#### B.4. Calcul des régulateurs

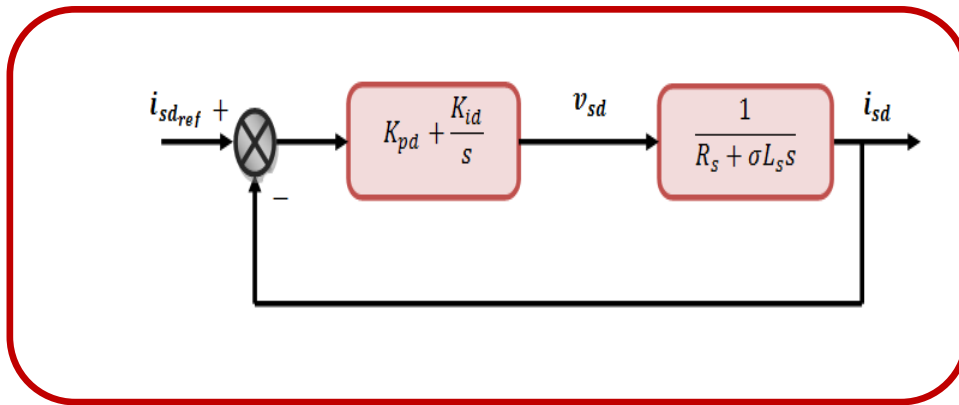
Nous nous contenterons de régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI) sous la forme suivante :

$$C(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) = \frac{K_{reg}(1 + T_{reg}s)}{T_{reg}s} \quad (\text{B.4})$$

Ces derniers seront réglés de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité des boucles de courants et de la vitesse. Les gains du régulateur sont obtenus par identification avec un modèle de référence en choisissant le coefficient d'amortissement  $\xi$  et la pulsation naturelle  $\omega_n$ .

- **Régulateur de courant**

On peut donc utiliser une approche basée sur les fonctions de transfert pour la synthèse des régulateurs. Le fait de pouvoir séparer les modes électriques et mécaniques permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible et donc avoir une boucle externe et une boucle interne (imbriquée) pour la synthèse des régulateurs aisée. Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la MAS, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (et donc le couple) et la vitesse  $\Omega$ . La synthèse est faite sur l'axe d et les résultats obtenus peuvent être étendus à l'axe q par simple changement d'indices.



**Fig. B.5.** Boucle de régulation du courant direct

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$FTBO = C(s).G(s) = \frac{K_{reg}(1 + T_{reg}s)}{T_{reg}s} \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{B. 5})$$

On désire, en boucle fermée une dynamique du premier ordre de constante de temps  $T_{od}$ .

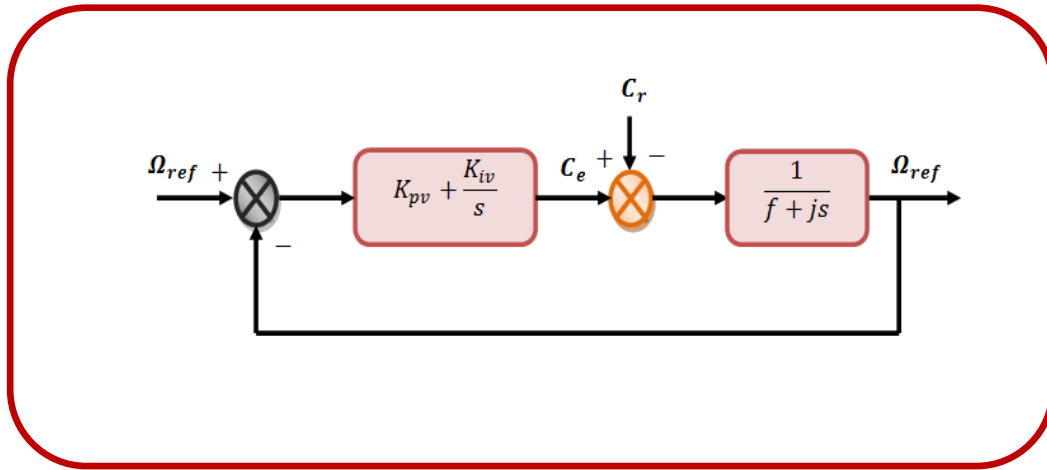
Le zéro introduit par le correcteur sera utilisé pour compenser le pôle du système, soit :

$$T_{reg} = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (\text{B. 6})$$

Le gain  $K_{reg}$  sera déterminé de sorte que la réponse du courant soit la plus rapide sans dépassement.

- **Régulation de la vitesse**

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par le schéma fonctionnel ci-dessous :



**Fig. B.6.** Boucle de régulation de la vitesse

Pour calculer un régulateur *PI* nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Comme le temps de réponse de la boucle de courant (mode électrique) est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse (mode mécanique), nous considérons que la réponse des courants ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) vis-à-vis de leurs valeurs de référence est quasi -instantanée par rapport à la partie mécanique.

La fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

$$\Omega = \frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{js + f} C_r \quad (\text{B. 7})$$

La fonction de transfert en vitesse est donnée par :

$$\frac{\Omega_{BF}}{\Omega_{refBF}} = \frac{\frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}{1 + \frac{1}{js + f} \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)} \quad (\text{B. 8})$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{\Omega_{BF}}{\Omega_{refBF}} = 1 + \left( \tau_v + \frac{f}{k_{iv}} \right) s + \frac{j}{k_{iv}} s^2 \quad (B.9)$$

Tel que :  $\tau_v = \frac{k_{pv}}{k_{iv}}$

Donc par identification à l'équation caractéristique du système de second ordre :

$$\begin{cases} \frac{j}{k_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \Rightarrow k_{iv} = j\omega_n^2 \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_{pv} + f}{K_{iv}} \Rightarrow K_{pv} = 2\zeta j\omega_n - f \end{cases} \quad (B.10)$$

Avec

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

$\omega_n$  : Pulsation propre non amortie.

Pour un coefficient d'amortissement  $\zeta = 1$ , nous avons  $t_r \times \omega_n = 4.8$  avec  $t_r$  représente le temps choisi pour la réponse du système

### B.5. Calcul de l'angle d'orientation du flux rotorique: $\theta_s$

L'application de la transformation de Park et de la transformation de Park inverse nécessite la connaissance de l'angle  $\theta_s$ . Ce dernier peut être calculé de la manière suivante :

La pulsation statorique s'écrit par le résultat de l'autopilotage:

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_s + \omega \\ \omega &= p\Omega \end{aligned} \quad (B.11)$$

Le flux rotorique étant orienté selon l'axe  $\mathbf{d}$ , sa composante selon l'axe  $\mathbf{q}$  s'annule, ainsi que sa dérivée, et par suite les équations (1.16) et (1.24) deviennent respectivement :

$$\begin{aligned} -\omega_r \varphi_r - R_r i_{qr} &= 0 \\ L_r i_{qr} + M i_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (B.12)$$



Par simple remplacement, on aura :

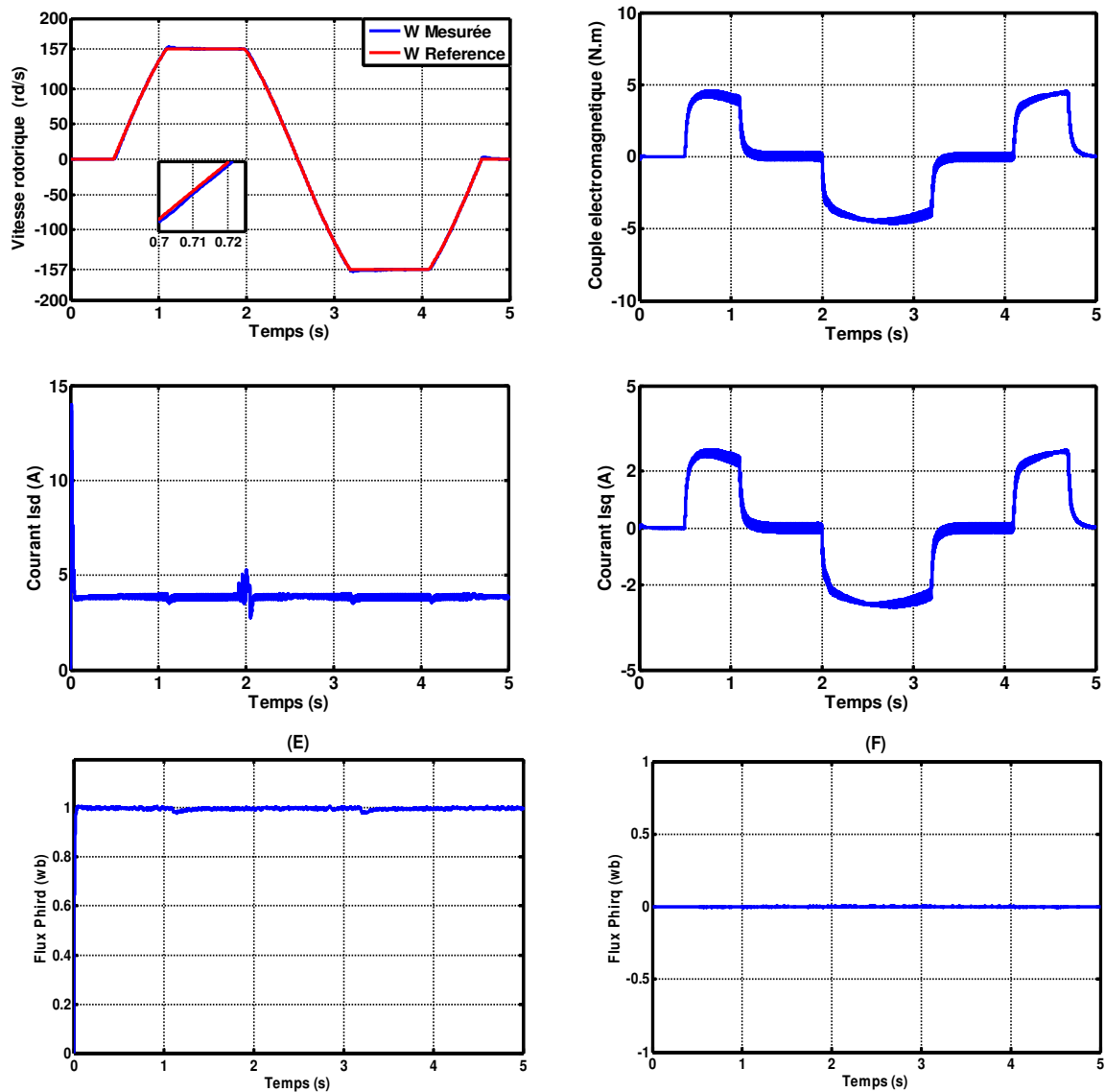
$$\omega_r = \frac{M}{\hat{\varphi}_r} \left( \frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (\text{B.13})$$

Ce qui implique :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left( p\Omega + \frac{M R_r}{\hat{\varphi}_r L_r} \right) dt \quad (\text{B.14})$$

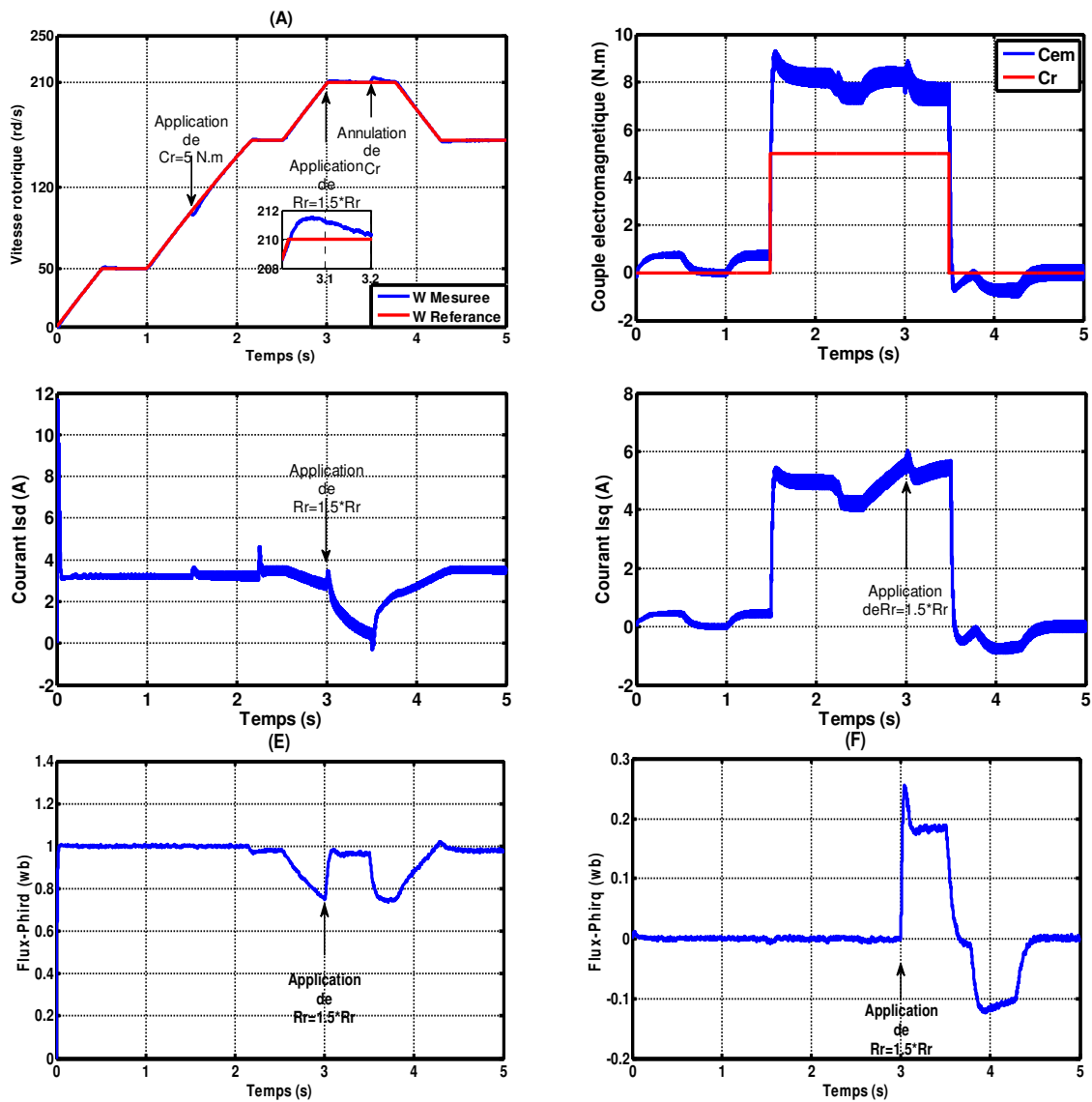
## B.6. Résultats de simulation

### 1<sup>er</sup> Test :



**Fig. B.7.** Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à vide

## 2eme Test :



**Fig. B.8.** Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte sous la variation de la résistance rotorique et le couple de charge

# *Références bibliographiques*

## *Références bibliographiques*

- [1] G. Seguer et J. Bonal. “Entrainement électriques à vitesse variable.”, Volume 2, TEC et DOC, 1998.
- [2] G. Seguer et J. Bonal. “Entrainement électriques à vitesse variable.”, Volume3, TEC et DOC, 2000.
- [3] L. Mutrel. “Le moteur asynchrone régimes statique et dynamique. Ellipses, Paris. 1999.
- [4] J. P. Caron and J. P. Hautier. “Modélisation et commande de la machine asynchrone.”, Technip, Paris. 1995.
- [5] C. C. Wit. “Modélisation et contrôle vectoriel et DTC. ”, Germes, Paris. 1992.
- [6] E. Delaleau, J. P. Louis and R. Ortega. “Modeling and control of inductions motors.” , Int. J. Appl. Math. Comput. Sci, 11(1): pp. 105-129, 2001.
- [7] J. Lesenne, F. Notelet and G. Séguier. “Introduction à l'électrotechnique approfondie.”, Technique et Documentation, Paris, 1981.
- [8] G.Grellet, G.Clerc. “Actionneur électriques.”, editions Eyrolles, 1997
- [9] C. Canudas. “Commande des moteurs asynchrones.”, volume 1 et 2. Hermès, 2000.
- [10] J. Chatelain. “Machines électriques.”, Presses polytechnique Romandes, 1990.
- [11] P.C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff. “Analysis of electric Machinery.”, McGraw Hill, 1987.
- [12] W. Leonhard. “Control of electrical drives.”, Springer, Verlag, 2nd edition, 1996.
- [13] R. A. Salas. “Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone.”, Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [14] M. Zerbo. “Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage.”, thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à Trois-Rivières, 2008.
- [15] H. M. Kojabadi and L. Chang. “Comparative study of pole placement method in adaptive flux observers.”, control engineering practice 13, pp. 749-757, 2005.
- [16] H. M. Kojabadi. “Simulation and experimental studies of model reference adaptive system for sensorless induction motor drive.”, Simulation Modeling Practice and Theory 13, pp. 451-464, 2005.
- [17] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano. “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor.”, IEEE Trans. Ind. Appl. 29, pp. 344-348. 1993.

- [18] D. P. Marcetic and S. N. Vukasavic. "Speed-Sensorless AC Drive With the Rotor Time Constant Parameter Update.", *IEEE Trans on industrial electronics*, Vol. 54, N0. 5, October 2007.
- [19] J. Boker. "State of the Art of Induction Motor Control.", IEEE, Shashidhar Mathapati University Peterborn, Warburger Str. 100 D-33098 Pederborn, Germany (2007).M. Ale
- [20] G. Conte, H. M. Claude and A. M. Perdon. "Algebraic methods for nonlinear control systems.", *Theory and application*, 2nd edition, Springer, 2006.
- [21] A. Kheldoun. "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté.", Thèse doctorat, Université de Boumerdès, Algérie, 2007.
- [22] M. S. Zaki, M. Khater, H. Yasin and S.S. Shokralla. "Very low speed and zero speed estimations of sensorless induction motor drives.", *Electric Power Systems Research* 80, pp. 143-151, 2010.
- [23] M. S. Zaki. "A stable adaptive flux observer for a very low speed-sensorless induction motor drives insensitive to stator resistance variations.", *Ain Shams Engineering Journal*, Elsevier, pp.1-20, 2011.
- [24] J. K. Hedrick and A. Girard. "Feedback Linearization.", *Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications*, 2005.
- [25] B. Jakubczyk and W. Respondek. "On linearization of control systems.", *bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math*, vol. 28, no. 9-10, pp. 517-522, 1980.
- [26] A. Bouhenna, C. Chaigne, N. Bensiali and E. Etien. "Design of speed adaptation law in sensorless control of induction motor in regenerating mode.", *Simulation Modeling Practice and Theory* 15, pp. 847-863, 2007.
- [27] A. Paladugu and B. H. Chowdhury. "Sensorless control of inverter-fed induction motor drives.", *Electric Power Systems Research*, 77, pp. 619-629, 2007.
- [28] J. Lévine. "Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires.", *Centre Automatique et Systèmes*, école des Mines de Paris, 2004.
- [29] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi. "Adaptive input-output linearizing control of induction motors.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [30] E. D. Sontag. "Mathematical control theory deterministic finite dimensional systems.", Springer-Verlag, 1990.

- [31] A. J. Fossard et D. Normand-Cyrot. "Systemes non linéaires. Tome 3: Commande.", Ouvrage collectif réalisé dans le cadre du groupe non linéaire, DRET/AF CET, Editions Masson, 1993.
- [32] A. Isidori. "Nonlinear Control System: an Introduction.", Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [33] A. Isidori. "Nonlinear control systems: communication and control.", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2nd edition, 1989.
- [34] M. Tarbouchi. "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé.", thèse Ph.D, Université de Laval Québec, 1997.
- [35] S. Y. Singh and W. J. Rugh. "Decoupling in a class of nonlinear Systems by state variable feedback.", J. Dyn. syst. measure. and control, Trans. ASME, vol. 94, pp. 323-329, 1972.
- [36] B. Charlet. "Sur quelques problèmes de stabilisation robuste des systèmes non linéaires.", thèse Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, 1989
- [37] N. Kabache. "Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone a cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels.", thèse de doctorat, université de Boumerdes, 2007.
- [38] B. K. Bose. "Sliding mode control for induction motor.", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 479-486. 1985.
- [39] H. Buhler. "Réglage par mode de glissement, Presse polytechnique et Universitaires.", Romande, 1988.
- [40] M. Butzberger. "Etude et comparaison de différentes stratégies de réglage et de commande de servomoteurs asynchrone.", Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 1995.
- [41] H. Ebrahimirad, S. V. Zadeh and M. J. Kharaajoo. "Robust sliding mode control applied to speed control of PM synchronous motors.", International Symposium on Signals, Circuits and Systems, Vol. 1, pp. 317-320, 2003.
- [42] A. Gayed. "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents.", Thèse de doctorat Nantes, 1996.
- [43] F. Harashima, H. Hashimoto and K. Maruyama. "Practical robust control of robot arm using variable structure systems.", Proc. IEEE, Int. Conf. on Robotics And Automation San Francisco, pp. 532-538, 1986.

- [44] S. Hassaine, S. Moreau, C. Ogab and B. Mazari. "Robust Speed Control of PMSM using Predictive Generalised and Sliding Mode Control System Based on Reference Model.", *International Review of Electrical Engineering*, Vol. 1, N°2, pp. 286-294, 2006.
- [45] J. C. Hung. "Chattering Handling for Variable Structure Control Systems.", *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1993. *Proceedings of the IECON apos, 93, International Conference on* vol. 3, pp. 1968-1972, November 1993.
- [46] S. Laghrouche, F. Plestan and A. Glumineau. "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode.", *Automatica*, Vol. 43, pp. 531-537, 2007.
- [47] M. Mahmoudi. "Cascade sliding mode of a field oriented induction machine drive.", *EDP sciences*, 1999.
- [48] A. Nouri. "Généralisation du régime glissant et de la commande à structure variable - application aux actionneurs classiques et à muscles artificielles.", *Thèse de l'INSA de Toulouse*, 1994.
- [49] K. Kendouci, M.R. Benhadria and B. Mazari. "Variable Structures Theory using to Speed Control of Permanent Magnetic Synchronous Machine.", *International Conference on Electrical and Electronics Engineering Univ. TURKEY*, 2005.
- [50] B. L. Pioufle. "Comparaison de stratégies pour la commande numérique de servomoteurs synchrones, algorithmes linéaires et non linéaires, robustesse, implantation.", *Thèse de l'Université Paris- Sud.11eme*, 1991.
- [51] J.J. Slotine. "Adaptative Sliding controller synthesis for nolinear systems.", *International Journal of Control*, Vol 43, N° 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [52] J. J Slotine. "Applied nonlinear control.", *Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall*, 1991.
- [53] V. I. Utkin. "Variable structure systems with sliding mode.", *IEEE Trans. On Auto. Cont*, 26 (2), pp. 212-222, 1977.
- [54] V. I. Utkin. "Sliding modes and their application in variable structure systems.", *Edition MIR, Moscou*, 1978.
- [55] V. I. Utkin. "Discontinuous control system: State of art in theory and application.", *Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou*, 1978.
- [56] V. I. Utkin. "Sliding modes in control optimization.", *Springer-Verlag, Berlin*, 1992.
- [57] V. I. Utkin. "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives.", *IEEE Trans. on Indus Elect*, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, Febuary 1993.
- [58] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi. "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.", *New York, Taylor & Francis*, 1999.

- [59] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo. "Mofset converter fed position servo system with sliding mode control.", *IEEE Trans. Idust. Elect.*, Vol.32, N°.3, pp. 238-244, 1985.
- [60] F. Harashima, H. Hashimoto and K. Maruyam. "Sliding Mode Control of Manipulator with Time-Varying Switching Surfaes.", *Trans. of the Society of Instrument and Control Engineers* Vol.22, No 3, Mar. 1986.
- [61] T. Zaharieva. "Commande par mode glissant d'une machine synchrone.", thèse de doctorat LESIA / INSA, 2000.
- [62] D. Mitzova, C. Mira and B. Fornel. "Speed Control of an Asynchronous Motor by Using Variable Structure Control.", *Systems Engineering in the Service of Humans apos, Conference Proceedings*, vol.4. pp. 447-452, Oct 1993.
- [63] P. Vaclavek and P. Blaha. "Lyapunov-Function-based flux and speed observer for AC Induction Motor sensorless control and parameters estimation.", *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 53, No. 1, February 2006.
- [64] L. Praly. "An introduction to some Lyapunov designs of global asymptotic stabilizers.", Part 1, Lecture notes, Hycon-Eeci Graduate School on Control, Supelec, France, January 26-30, 2009.
- [65] M. Krstic, I. Kannellakopoulos and P. Kokotovic. "Nonlinear and Adaptive Control Design.", Wiley and Sons Inc, New York, 1995.
- [66] A. R. Benaskeur. "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires.", These Ph.D, Université de Laval, 2000.
- [67] A. R. Freeman and P. Kokotovic. "Tools and procedures for robust Control of Nonlinear systems.", In *proceeding of IEnde control*, pp. 3458-3463, 1994.
- [68] A. R. Freeman and P. Kokotovic. "Robust integral Control for a class of uncertain Nonlinear systems.", *Proceeding of the 34th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2245-2250, 1995.
- [69] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic and A. S. Morse. "Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 36, Issue 11, pp. 1241-1253, November 1991.
- [70] H. Mickaël. "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes.", Thèse doctorat, Université de Nantes, Novembre 2001.
- [71] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi. "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, No. 2, pp. 208-221, 1993.



- [72] T.V. Raumer, J. M. Dion and L. Dugard. "Adaptive non linear speed control of IM.", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol.7, pp. 435-455, 1993.
- [73] A. Isidori, A. J. Krener, C. G. Giorgi and S. Monaco. "Nonlinear decoupling via feedback: a differentia geometric approach.", *UEEE Truns. Automut. Contr.*, vol. AC-26. pp. 331-345, 1981.
- [74] A. Glumineau, M. Hamy, C. Linier and C. H. Moog. "Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques.", *International Journal of Control*, Vol. 58(5), pp. 979-990, 1993.
- [75] A. Glumineau, L. C. De Souza and L. Boisliveau. "Robust control of a brushless servo motor : A benchmark experimental test.", *International School in Automatic Control of Lille*. Lille France, pp. 349-371, Septembre 1999.
- [76] T. Floquet. "Contribution a la Commande par Mode Glissant d'ordre Supérieur.", thèse de doctorat. Université de science de technologie de Lille, décembre 2000.
- [77] P. V. Kokotovic. "Bode lecture: The joy of feedback.", *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 12, Issue 3, pp. 7-17, June 1992.
- [78] M. Krstic, I. Kannellakopoulos and P. Kokotovic. "Nonlinear and Adaptive Control Design.", Wiley and Sons Inc., New York, 1995.
- [79] Y. Jun-hua, W. Jie and H. Yue-ming. "Backstepping method and its applicatons to nonlinear robust control.", *Control and Decision*, Vol. 17, pp. 641-653, 2002.
- [80] M. R. Jovanovic and B. Bamieh. "Architecture Induced by Distributed Backstepping Design.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 52, Issue 1, pp. 108-113, January 2007.
- [81] F. Ikhouane and M. Krstic. "Adaptive Backstepping with parameter projection: robustness and asymptotic performance.", *Automatica*, vol. 34, pp. 429-435, 1998.
- [82] F. Mehazzem. "Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique.", Thèse de Doctorat en cotutelle, Université de Constantine et Université de Paris-Est, 2010.
- [83] A. J. Fossard and D. Normand-Cyrot. "Systèmes non linéaires .", Tome 1. Modélisation - Estimation. Masson, Paris, 1993.
- [84] J.P. Gauthier, H. Hammouri and S. Othman. "A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37(6), pp. 875-880, 1992.

- [85] G. Conte, C.H. Moog and A.M. Perdon. "Nonlinear Control System-An Algebraic Setting.", Springer-Verlag, London, 1999.
- [86] A. N. Atassi and H. K. Khalil. "Separation results for the stabilization of nonlinear systems using different high-gain observer designs.", *Systems & Control Letters*. Vol. 39, pp. 183-191, 2000.
- [87] N. Boizot, E. Busvelle and J. P. Gauthier, "An adaptive high-gain observer for nonlinear systems", *Automatica*, Vol. 46, pp. 1483-1488, 2010.
- [88] G. Bornard and H. Hammouri. "A high gain observer for a class of uniformly observable systems.", *International Conference on Decision and Control CDC'91*, pp. 1494-1496, Broughton, Angleterre, 1991.
- [89] H. Hammouri, K. Busawon, A. Yahoui and G. Grellet. "A Nonlinear Observer for Induction Motors.", *The European Physical Journal-Applied Physics*, vol.15 : pp. 181-188, 2001.
- [90] M. Farza, H. Hammouri, C. Jallut and J. Liéto. "State Observation of a Nonlinear system : Application to (bio)Chemical Processes.", *AIChE Journal*, vol. 45 : pp. 93-106, 1999.
- [91] M. Arcak. "A global separation theorem for a new class of nonlinear observers.", In *41th IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, Nevada, USA, December 2002.
- [92] M. Arcak and P. Kokotovic. "Nonlinear observers : A circle criterion design.", In *38th IEEE Conference on Decision and Control CDC 1999*, Phoenix, Arizona, USA, December 1999.
- [93] M. Arcak and P. Kokotovic. "Observer-based control of systems with slope-restricted nonlinearities.", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 46(7), pp. 1-5, 2001.
- [94] M. Arcak and P. Kokotovic. "Nonlinear observers : A circle criterion design and robustness analysis. *Automatica*, Vol. 37(12), pp. 1923-1930, 2001.
- [95] X. Fan and M Arcak. "Observer design for systems with multivariable monotone nonlinearities.", *Systems and Control Letters*, Vol. 50, pp. 319-330, 2003.
- [96] W. Bourbia, F. Berrezzek and B. Bensaker. "A Circle-criterion based nonlinear observer design for sensorless induction motor control.", *International Journal of Automation and Computing*, DOI: 10.1007/s11633-014-0842-1, 2014.
- [97] R. Herman and J. Krener. "Nonlinear controllability and observability.", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 22(5), pp. 728-740, 1977.

- [98] J. P. Gauthier, and G. Bornard. "Observability for any  $u(t)$  of a class of nonlinear systems.", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 26(4), pp. 922-926, 1994.
- [99] E. A. Misawa and J. K. Hedrick. "Nonlinear observers-a state of the art survey.", *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 111, pp. 344-352, 1989.
- [100] H. Nijmeijer. "Observability of autonomous discrete-time nonlinear systems: a geometric approach.", *International Journal of Control*, Vol. 36, pp. 862-874, 1982.
- [101] H. Nijmeijer and A. J. Van der Schaft. "Nonlinear dynamical control systems.", Springer-Verlag, 1990.
- [102] E. D. Sontag. "A concept of local observability.", *Systems and Control Letters*, Vol. 5(1), pp. 41-47, 1984.
- [103] B. L. Walcott, M. J. Corless and S. H. Zak. "Comparative study of nonlinear state observation techniques.", *International Journal of Control*, Vol. 45(6), pp. 2109-2132, 1987.
- [104] O. Bernard and J. L. Gouzé. "State estimation for bioprocesses.", In *lecture notes: Mathematical Control Theory, Trieste, ICTP, 2002*.
- [105] C. C. De Wit, A. Youssef, J.P. Barbot, Ph. Martin and F. Maltrait. "Observability conditions of induction motors at low frequencies.", In *Proc. 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sidney, Australia, 2000*.
- [106] S. Ibarra-Rojas, J. Moreno and G. Espinosa-Perez. "Global observability analysis of sensorless induction motors.", *Automatica*, Vol. 40, pp. 1079-1085, 2004.
- [107] S. Ibrir. "Circle-criterion approach to discrete-time nonlinear observer design.", *Automatica*, Vol. 43(8), pp. 1432-1441. 2007.
- [108] D. Luenberger. "An introduction to observers.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 16, pp. 596-602, 1971.
- [109] F. Thau. "Observing the state of non-linear dynamic systems.", *International Journal of Control*, Vol. 18, pp. 471-479. 1973.
- [110] J. Tsinias. "Further results on the observer design problem.", *Systems & Control Letters*, Vol. 14(5), pp. 411-418. 1990.
- [111] K. Adjallah, D. Maquin and J. Ragot. "Non-linear observer-based fault detection.", In *3rd IEEE Conference on Control Applications, Glasgow, UK. 1994*.
- [112] R. Rajamani. "Observers for Lipschitz nonlinear systems.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, pp. 397-401. 1998.

- [113] A. Pertew, H. Marquez and Q. Zhao. "H $\infty$  observer design for lipschitz nonlinear systems.", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 51, pp. 1211-1216, 2006.
- [114] A. Pertew, H. Marquez and Q. Zhao. "Design of unknown input observers for lipschitz nonlinear systems.", In American Control Conference, Oregon, USA. 2005.
- [115] S. Raghavan and J. K. Hedrick. "Observer design for a class of nonlinear systems. Inter-national Journal of Control, Vol. 59(2), pp. 515-528. 1994.
- [116] A. Bellini, G. Figali and G. Ulivi. "Analysis and design of a microcomputer-based observer for an induction machine.", Automatica, Vol. 24(4), pp. 549-555, 1988.
- [117] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet and M. Tadjine. "Real time sliding mode observer and control of an induction motor." , IEEE Transaction on industrial Electronics, Vol. 46(1), pp. 128-138, February 1999.
- [118] K. Busawon, M. Farza and H. Hammouri. "Observer design for a class of non linear systems.", International Journal of control, Vol. 71(3), pp. 405-418, 1998.
- [119] G. Garcia-Soto, E. Mendes and A. Rezek. "Adaptive variable structure rotor flux observer for an induction motor.", Power electronics and variable speed drive conference (PEVD), London, U.K, pp. 318-323, September 1998.
- [120] G. Garcia-Soto, E. Mendes and A. Rezek. "Reduced order observer for rotor flux , rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives used extended Kalman filter technique.", IEE Proc. Electr. Appl. Vol. 146(3), pp. 282-288, May 1999.
- [121] P. Martin and P. Rouchon. "Two remarks on induction motors.", IMACS Multi-conferences Lille, France, pp. 76-79, 1996.
- [122] G. Verghese and S. Sanders. "Observer for flux estimation in induction machines", IEEE, Transaction on industrial Electronics, Vol. 35(1), pp. 85-94, February 1988.
- [123] R. E. Kalman and J. E. Betram. "Control system analysis and design via the second method of Lyapunov: Continuous-time system.", ASME journal of Basic Engineering, Vol. 82, pp. 371-393, 1960.
- [124] R. E. Kalman. "Mathematical description of linear dynamical systems.", SIAM Journal of Control and Optimization Vol. 1, pp. 152-192, 1963.
- [125] A. Birouche. "Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides .", Thèse doctorat, Ecole doctorale IAEM Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.

- [126] A. Akhenak. "Conception d'observateurs non linéaires par approche multi-modèle : application au diagnostic.", Thèse doctorat, Ecole doctorale IAEM Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [127] A. Zemouche. "Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaire.", Thèse doctorat, l'Université Louis Pasteur Strasbourg I, 2007.
- [128] G. Grellet and G. Clerc. "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande.", Edition Eyrolles, Paris, 1996.
- [129] J. S. Thongam. "Commande de haute performance sans capteur d'une machine asynchrone.", Thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à Chicoutimi, 2006.
- [130] P. Vas. "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [131] F. Blaschke. "The principle of field orientation as applied to the new Trans-vector closed loop control system for rotating field machines.", Siemens Review, Vol.34, pp. 217-220, 1972.
- [132] T. Saheb. "Commande Sans Capteur Mécanique de la Machine Asynchrone.", thèse de doctorat, Université de Nantes, IREENA, Octobre 2004.
- [133] Kh. Kendouci. "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents.", thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [134] T. Benmiloud. "Commande du Moteur Asynchrone Avec Compensation des Effets des Variations Paramétriques.", thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Décembre 2012.
- [135] J. O'Reilly. "Observer for linear system.", Richard Bellman, Mathematics in Science and Engineering, Vol. 140, Academic Press, New York, 1983.
- [136] I. Zein. "Application du filtre de Kalman et du filtre de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone. " , thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Septembre 2000.