



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par:

**MAAFA CHIHAB**

**LAICHE DJALEL EDDINE**

### THEME

*Commande Sans Capteur Mécanique  
D'un Moteur Asynchrone  
Basée Sur L'approche MRAS*

*Soutenu le 29-06-2019 devant la commission d'examen composée de :*

|                                |                                 |           |
|--------------------------------|---------------------------------|-----------|
| <b>Mr. BOURAS</b> Mostafa      | MAA à l'Université de Khenchela | Président |
| <b>Dr. KHEMIS</b> Abderrahmane | MCB à l'Université de Khenchela | Encadreur |
| <b>Mr. MENADI</b> abdelkarim   | MCB à l'Université de Khenchela | Examineur |

*Promotion 2018/2019*



# Remerciements



*Avant tout je tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a donné la faculté d'atteindre ce niveau.*

*Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable encadreur Monsieur Khemis Abderrahmane Enseignant à l'université de Khenchela qui, par son expérience et son efficacité n'a ménagé aucun effort pour mener à bien ce travail.*

*Mes remerciements s'adressent également à tous les enseignants et camarades du département d'électrotechnique qui ont assisté ma formation.*



## Dédicace :



*Avant tous, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail, avec l'expression de mon profond amour, aux personnes les plus chères du monde.*

*A mon père, aucun hommage ne pourra être à la mesure de ce qu'il mérite, je prie Dieu qu'il te fasse don de sa miséricorde et sa grâce.*

*A ma chère mère que Dieu la bénisse et lui pardonne inchallah.*

*Et toute ma famille pour leurs encouragements et leurs soutiens inconditionnel.*

*Et Je dédie Mes frères:*

*Nadir, Chahin*

*Ma sœur : bouchera*

*Je dédie aussi ce travail a tous mes amis surtout ceux qui m'ont apporté un soutien moral, une amitié inoubliable et précieuse et un dévouement qui fut particulièrement indispensable surtout à mon binôme djelel.*



## *Table de Matière*

|   |           |
|---|-----------|
| Remerciements   | 1         |
| Dédicaces   |           |
| Sommaire  |           |
| NOTATIONS ET SYMBOLES   |           |
| Liste des figures   |           |
| Introduction Générale.....  | 1         |
| <b>Bibliographies .....</b>   | <b>3</b>  |
| <br><b><i>CHAPITRE I : MODÉLISATION DE LA MACHINE</i></b><br><b><i>ASYNCHRONE</i></b><br> |           |
| I.1 <b>INTRODUCTION.....</b>  | <b>4</b>  |
| I.2    PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....                           | 5         |
| I.3    MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....  | 6         |
| I.3.1    Hypothèse simplificatrices.....  | 7         |
| I.3.2    Mise en équation de la machine asynchrone.....                                   | 7         |
| Équations électriques.....  | 8         |
| Équations magnétiques .....   | 9         |
| Équation mécanique.....   | 9         |
| I.4    MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q).....                                     | 10        |
| I.4.1    Transformation de PARK.....  | 11        |
| I.4.2    Choix du référentiel.....  | 12        |
| I.5    MODEL D’ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....   | 12        |
| I.6    MODELISATION DE L’ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....                      | 14        |
| I.6.1    Modélisation du redresseur .....   | 15        |
| I.6.2    Modélisation du filtre .....   | 16        |
| I.6.3    Modélisation de l’onduleur triphasé .....  | 16        |
| I.6.4    Modulation par largeur d’impulsions .....  | 19        |
| I.7 <b>CONCLUSION .....</b>   | <b>20</b> |
| <b>Bibliographies .....</b>   | <b>21</b> |

## **Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

|        |  |    |
|--------|--|----|
| II.1   | <b>Introduction</b> .....  | 22 |
| II.2   | Principe de la commande vectorielle .....                              | 22 |
| II.3   | Orientation du flux rotorique (FOC) .....                              | 23 |
| II.4   | Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique ..... | 25 |
|        | Principe du découplage par compensation .....                          | 27 |
| II.4.1 | Calcul des régulateurs .....   | 29 |
|        | Régulation du courant .....  | 30 |
|        | Régulation de la vitesse .....   | 31 |
| II.5   | SCHEMADE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE ..            | 33 |
| II.6   | RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE<br>INDIRECTE .....  | 33 |
|        | Interprétation des résultats .....                                     | 34 |
| II.7   | <b>CONCLUSION</b> .....  | 34 |
|        | <b>Bibliographies</b> .....  | 35 |

## **Chapitre III : COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR DE VITESSE**

|         |   |    |
|---------|---|----|
| III.1   | <b>Introduction</b> .....   | 36 |
| III.2   | Système adaptatif avec modèle de référence MRAS .....   | 37 |
| III.2.1 | MRAS BASE SUR L'ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE .....  | 39 |
| III.3   | ESTIMATION EN TEMPS REEL DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE<br>TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE MRAS ..... | 43 |
| III.4   | RESULTATS DE SIMULATION .....   | 46 |
| III.5   | <b>CONCLUSION</b> .....   | 49 |
|         | <b>Bibliographies</b> .....   | 50 |
|         | Conclusion Générale .....   | 53 |
|         | Annexes .....   | 54 |

*NOTATIONS ET SYMBOLES*

|                  |  |
|------------------|--|
| $\omega_s$       | Vitesse angulaire électrique statorique                              |
| $\omega_{gl}$    | Vitesse angulaire électrique de glissement.                          |
| $\omega$         | Vitesse angulaire électrique rotorique.                              |
| $p$              | Nombre de paires de pôles.   |
| $g$              | Glissement.  |
| $R_s$            | Résistance d'une phase statorique.                                   |
| $R_r$            | Résistance d'une phase rotorique.                                    |
| $[R_s]$          | Matrice des résistances statorique.                                  |
| $[R_r]$          | Matrice des résistances rotorique.                                   |
| $M_0$            | Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques. |
| $[L_{ss}]$       | Matrice d'inductances statoriques.                                   |
| $[L_{rr}]$       | Matrice d'inductances rotoriques.                                    |
| $[M_{sr}]$       | Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.                     |
| $V_{ds}, V_{qs}$ | Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)  |
| $V_{dr}, V_{qr}$ | Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)   |
| $C_{em}$         | Couple électromagnétique.  |
| $C_r$            | Couple de charge (résistant).  |
| $J$              | Inertie totale du système.   |
| $\Omega$         | Vitesse mécanique du rotor.  |
| $\theta_{OBS}$   | Angle de rotation lié au référentiel d'observation.                  |
| $\theta_s$       | Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator              |

|                                |   |
|--------------------------------|---|
| $\theta_r$                     | Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor                    |
| $\theta$                       | Angle de rotation du rotor par rapport au stator                          |
| $T_s = \frac{L_s}{R_s}$        | Constante de temps des courants statoriques.                              |
| $T_r = \frac{L_r}{R_r}$        | Constante de temps des courants rotoriques.                               |
| $\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$ | Coefficient de dispersion de Blondel.                                     |
| $s, r$                         | Indice du rotor, du stator  |
| $d, q$                         | Indices des composantes orthogonales directe et en quadrature             |
| $L_s, L_r$                     | Inductance cyclique propre statorique, rotorique                          |
| $T_s, T_r$                     | Constante de temps statorique, rotorique ( $T_{sr} = L_{s,r} / R_{s,r}$ ) |
| $\sigma$                       | Coefficient de dispersion total ( $\sigma = 1 - M^2 / L_r L_s$ )          |
| $M$                            | Inductance cyclique mutuelle stator-rotor                                 |
| $\omega_s$                     | Pulsation des courants statoriques  |
| $\omega_r$                     | Pulsation des courants rotoriques   |
| $réf$                          | Indice indiquant la référence (la consigne)                               |
| MRAS                           | Model Reference Adaptive System   |

## *Table des figures*

|                       |  |    |
|-----------------------|--|----|
| <b>Figure.I.1</b>     | Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone .....                        | 5  |
| <b>Figure.I.2</b>     | Modèle d'une machine asynchrone triphasée .....                                | 6  |
| <b>Figure.I.3</b>     | Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....            | 8  |
| <b>Figure.I.4</b>     | modèle de la machine dans le repère (d,q) .....                                | 10 |
| <b>Figure.I.5</b>     | Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente ..... | 12 |
| <b>Figure.I.6</b>     | Schéma d'ensemble convertisseur machine .....                                  | 15 |
| <b>Figure.I.7</b>     | Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes .....                       | 15 |
| <b>Figure.I.8</b>     | Filtre L-C .....   | 16 |
| <b>Figure.I.9</b>     | Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS .....  | 17 |
| <b>Figure.I.10</b>    | Principe de la modulation MLI type sinus-triangle .....                        | 19 |
| <b>Figure.I.11</b>    | Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte .....        | 20 |
|                       |  |    |
| <b>Figure.II.1</b>    | Principe de la commande vectorielle .....                                      | 24 |
| <b>Figure.II.2</b>    | Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte .....                         | 26 |
| <b>Figure.II.3</b>    | Reconstitution des tensions $V_{ds}^*$ et $V_{qs}^*$ .....                     | 28 |
| <b>Figure.II.4</b>    | Représentation du Modèle de la machine .....                                   | 29 |
| <b>Figure.II.5</b>    | Découplage par addition des termes de couplage .....                           | 29 |
| <b>Figure.II.6</b>    | Schéma fonctionnel de régulation de courant .....                              | 30 |
| <b>Figure.II.7</b>    | Schéma fonctionnel de régulation de vitesse .....                              | 31 |
| <b>Figure.II.8</b>    | Schéma de la commande découplée par orientation de flux                        | 32 |
| <b>Figure.II.9</b>    | Schéma bloc d'un commande vectorielle indirect .....                           | 33 |
| <b>Figure.II.10.a</b> | vitesse-ref-réel .....   | 33 |
| <b>Figure.II.10.b</b> | Couple Cr .....  | 33 |
| <b>Figure.II.10.c</b> | Flux (firdq) .....   | 34 |
| <b>Figure.II.10.d</b> | Couple Ce .....  | 34 |
| <b>Figure.II.10.e</b> | courant is .....   | 34 |
|                       |  |    |
| <b>Figure.III.1</b>   | Structure MRAS .....   | 38 |
| <b>Figure.III.2</b>   | Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique ..... | 43 |
| <b>Figure.III.3</b>   | Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS .... | 46 |

|                     |   |    |
|---------------------|---|----|
| <b>Figure.III.4</b> | Variation de Cr et de Rr .....          | 47 |
| <b>Figure.III.5</b> | Vitesse rotorique .....                 | 48 |
| <b>Figure.III-6</b> | Erreur d'estimation de la vitesse ..... | 48 |

## INTRODUCTION GENERALE

Le moteur à induction, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente, mais malheureusement sa commande est relativement complexe, à cause de non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Plusieurs stratégies de commande ont été développées par les chercheurs pour surmonter le problème de la complexité de sa commande. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple. En outre, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse entraîne une augmentation du coût de l'installation et une fragilisation du système d'entraînement. Par conséquent sa suppression et l'utilisation des techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avéré nécessaire [1]. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, i.e. estimateur ou observateur, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des terminaux électriques du stator de la machine [2].

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor [3],[4],[5].

Plusieurs systèmes adaptatifs avec modèles de références (MRAS) basé sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive et le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [6],[7] ont été proposés. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette, stratégie reste la plus citée dans la littérature[8],[9].

Cependant beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration des performances de cette méthode surtout pour la très faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques [10],[11].

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc.

- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.
- Dans le troisième chapitre, on donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System). Par la suite les étapes conduisant à la conception de cet estimateur de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps du rotor basé sur la technique MRAS.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale

## **Bibliographie**

- [1] **A.Khaldoun**,« Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse, de doctorat Université de Boumerdès, 2007.
- [2] **K.Katia**,« contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », Thèse, de doctorat Université de Batna, 2008.
- [3] **F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed**, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.
- [4] **Y. Miloud and A. Draou**, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966.
- [5] **B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham**, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 771-780, December 2005.
- [6] **F. Peng and T. Fukao**, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [7] **V. Verma, C.Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori** , "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013.
- [8] **C. Schauder**, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers," *C Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 493-499, 1989.
- [9] **C. Schauder**, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [10] **J. W. Finch and D. Giaouris**, "Controlled AC electrical drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [11] **B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham**, "An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.

# CHAPITRE I

## *MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE*

---

---

### **I.1. INTRODUCTION :**

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même ( *MAS* multi phases et à double étoile, *MAS* à double cage, et à cage profonde, *MAS* doublement alimentée, *MAS* utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la *MAS* se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toutefois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab (et bien d'autres) simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique. La résolution de l'équation d'état par la méthode de (Runge kutta) à chaque instant permet de déterminer les valeurs de la vitesse de rotation, les courants statorique et les flux rotoriques. [1].

## I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotorique. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux: loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.[2].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de  $120^\circ$ , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté dans cette **Figure.I.1**.

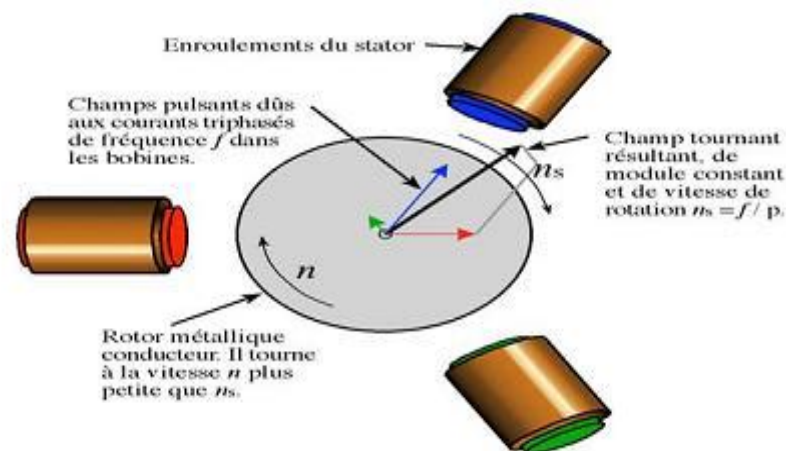


Figure.I.1:Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

L'application adéquate d'une tension de pulsation  $\omega_s$  aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s = \omega_s / p$ . Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique  $\Omega$  inférieure à la vitesse de synchronisme ( $\Omega < \Omega_s$ ). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative  $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$ .

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (I.1)$$

Alors,  $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$ , et donc :

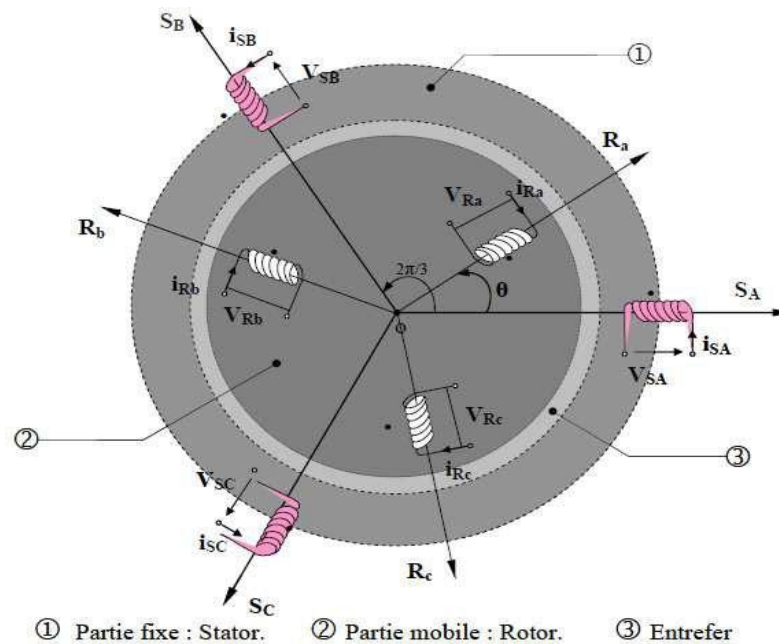
$$\omega_{gl} = g\omega_s \quad (I.2)$$

Avec :

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p\Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega$$

### I.3. MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la **Figure.I.2** les armatures statorique et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, trois enroulements du stator :  $S_A, S_B$  et  $S_C$  et trois enroulements du rotor :  $R_a, R_b$  et  $R_c$ , et  $\theta$  : angle entre l'axe de la phase statorique ( $S_A$ ) et ( $R_a$ )



**Figure.I.2:** Modèle d'une machine asynchrone triphasée

### **I.3.1. Hypothèses simplificatrices :**

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est nécessaire de disposer d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi. En effet, c'est une solution qui tient compte des hypothèses simplificatrices intrinsèques au système [3][4]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Le circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

### **I.3.2. Mise en équation de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la **Figure.I.3**. Elle est munie de six enroulements :[5]

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ , ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

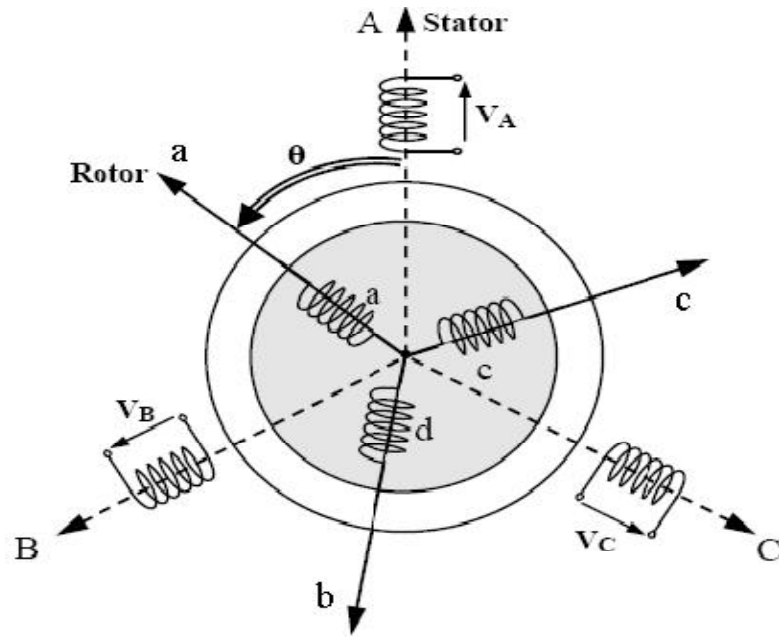


Figure.I.3 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

### ✓ Équations électriques :

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (I.3)$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.4)$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.5)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les trois enroulements rotoriques  $r_a$ ,  $r_b$  et  $r_c$  sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

### ✓ Équations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

### ✓ Équation mécanique :

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

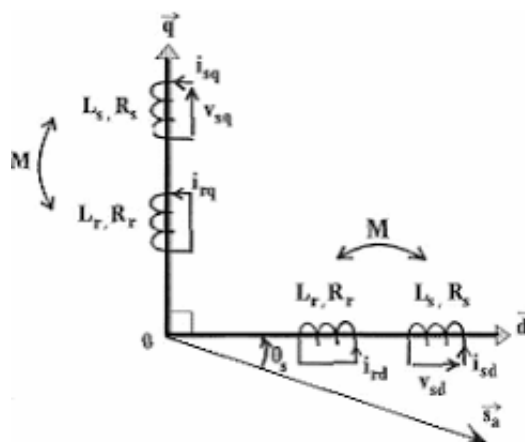
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.9)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position. [6].

#### I.4. MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q) :

La mise en équation des moteurs asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de Concordia ou de Park permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a, b, et c. Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a, b, et cet représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park ou la transformation de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de Park (d, q) est a priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park. Tandis que la transformation de Concordia conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance.

À un système triphasé quelconque (a, b, c) on associe un système biphasé (d, q), comme le montre la **Figure.I.4**.



**Figure.I.4** : modèle de la machine dans le repère (d,q)

### I.4.1. Transformation de PARK :

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929).[7]. La **figure.I.5** met en relief l'axe direct d du référentiel de Park et l'axe en quadrature d'indice **q**.

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est dite transformation de PARK, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec :

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

L'angle  $\theta_{obs}$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$  repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$  repère lié au rotor

La **Figure.I.5** représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

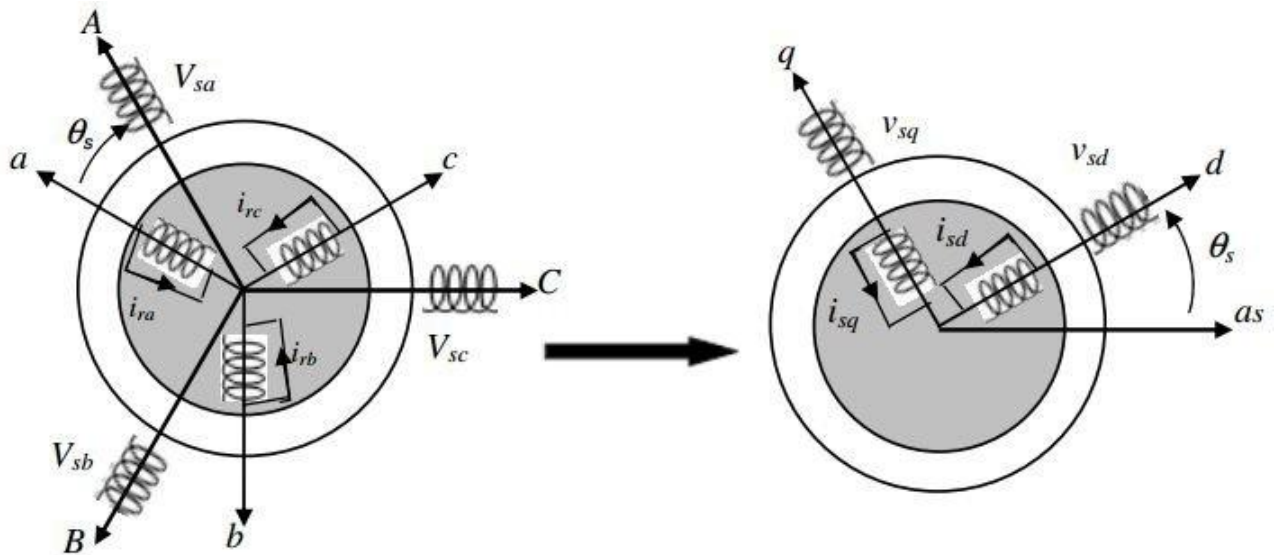


Figure.I.5 : Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

#### I.4.2. Choix du référentiel :

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{Et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.13})$$

#### I.5. MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [8] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.15)$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.16)$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (I.17)$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.18)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.19)$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre  $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$ . Les états utilisés sont ceux donnés au moins par une mesure d'état  $(I_s)$  tel que  $(I_s, I_r)$ ,  $(I_s, \Phi_s)$  et  $(I_s, \Phi_r)$ .

Pour un vecteur d'état  $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$  et une entrée de commande  $[V_{ds}, V_{qs}]^t$ , le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I. 20)$$

Avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

## I.6. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation par largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur.[9].

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la **Figure.I.6**, est constitué :

- d'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- d'un filtre de type passe-bas.
- d'un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

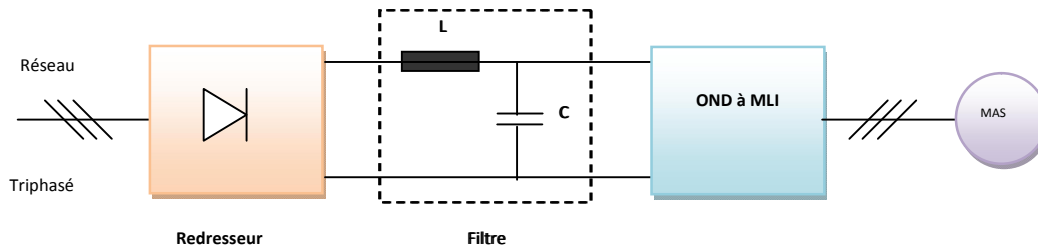


Figure.I.6 : Schéma d'ensemble convertisseur machine

### I.6.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est représenté par la **Figure.I.7**, c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes  $D_1, D_2, D_3$  assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes  $D_4, D_5, D_6$  assurant le retour du courant  $I_d$ . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

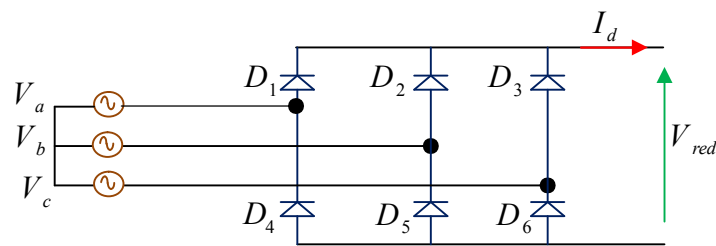


Figure.I.7 Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

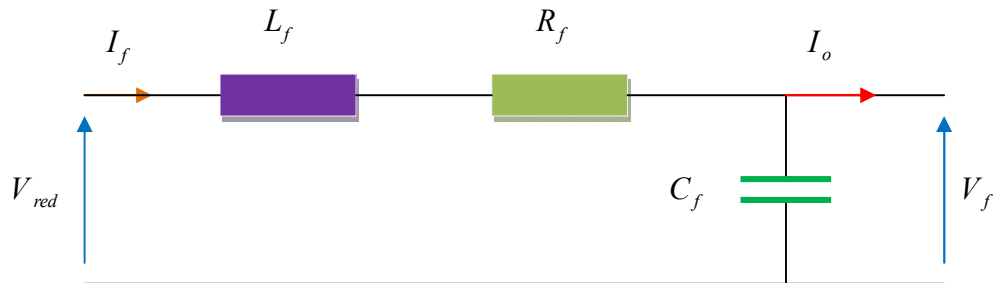
$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec,  $f_s$  la fréquence du réseau et  $V_{eff}$  la valeur efficace de la tension du réseau.

Le système de tension triphasé  $(V_a, V_b, V_c)$  ainsi que la tension redressée  $V_{red}$  sont représentés par la **figure.I.7**.

### I.6.2. Modélisation du filtre :

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC **Figure.I.8** dans le but de lisser ces ondulations.



**Figure.I.8** : Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt \end{cases} \quad (I.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (I.24)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.25)$$

L'opération de filtrage a été réalisée avec les paramètres  $R_f = 1\Omega$ ,  $L_f = 0.002H$  et  $C_f = 0.006F$ . Les résultats de simulation sont présentés sur la **Figure.I.8**.

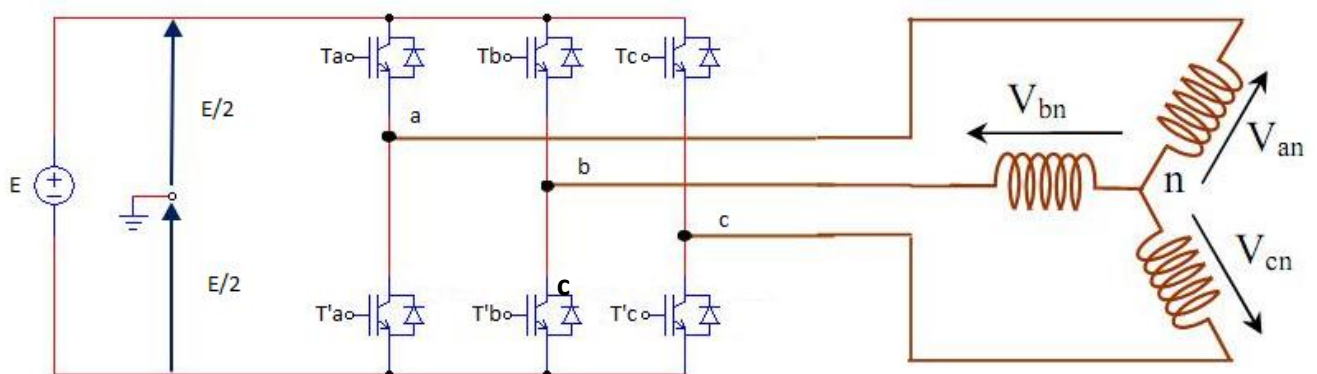
### I.6.3. Modélisation de l'onduleur triphasé :

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et

de fréquence réglable en valeurs instantanées. La **Figure.I.9** présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type M.L.I.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.



**Figure.I.9** : Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension de la **Figure.I.9**, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à  $E/2$  connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si  $S_i = 1$ ,  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert ;

Si  $S_i = 0$ ,  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant ;

Avec  $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu **Figure.I.9** et  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec,  $V_{no}$  la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.28)$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.29)$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

Avec  $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.30)$$

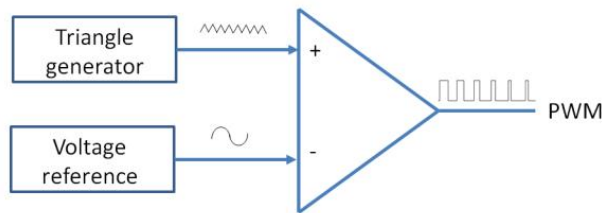
il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (\text{I. 31})$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 32})$$

Le principe de la commande MLI est présenté sur la **figure.I.10** :



**Figure.I.10** : Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

#### I.6.4. Modulation par largeur d'impulsions :

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice  $V_{ref}$  (référence), de fréquence  $f_m$  est comparée à une onde triangulaire  $V_p$  (porteuse) de fréquence  $f_p$  très élevée par rapport à  $f_m$ .

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la **Figure.I.11**:

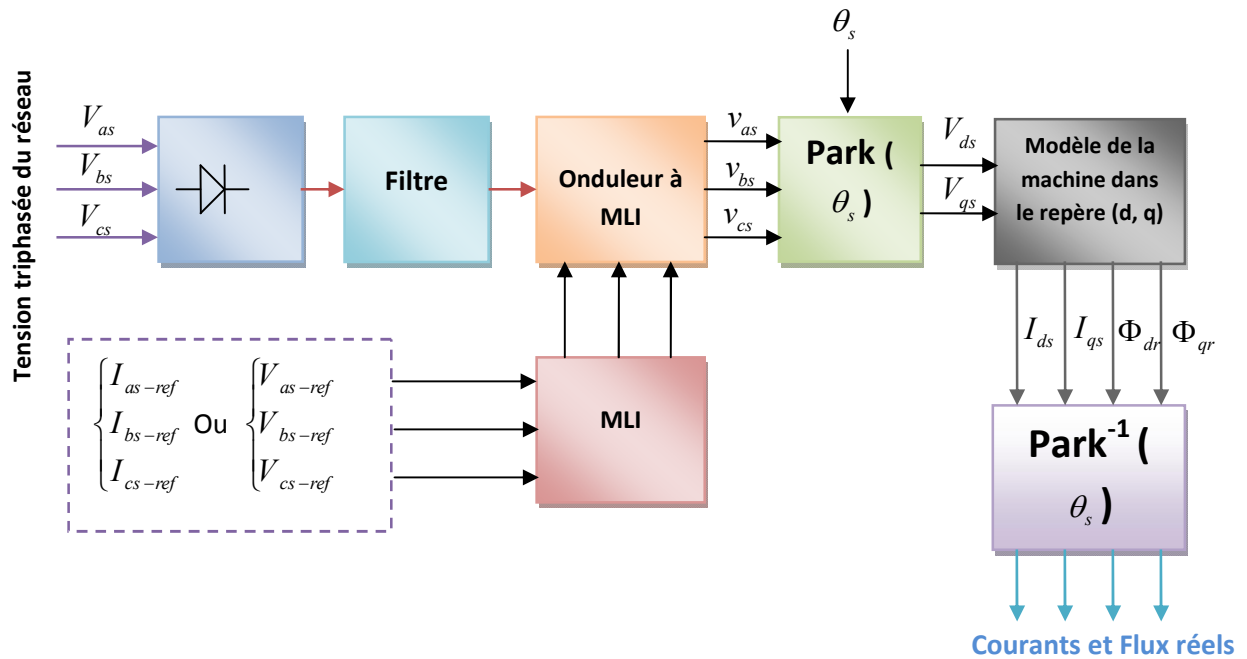


Figure.I.11 : Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

## I.7.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Le modèle triphasé obtenu sous certaines hypothèses simplificatrices se réduit en modèle biphasé à l'aide de la transformation de Park. Le choix des variables d'état dépend de l'objectif de la commande ou de l'observation. Le modèle d'état obtenu est linéaire dans les états électromagnétiques (flux et courants). Un modèle réduit est obtenu en négligeant la dynamique du stator.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation des largeurs d'impulsions (MLI) basée sur la stratégie de commande en courant.

Le modèle de la machine asynchrone montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part. Alors il nous faut une commande qui nous permet de ramener le comportement de ce système non linéaire et couplé au comportement d'un système linéaire et découplé qui sera l'objectif du chapitre suivant.

## **Bibliographie**

- [1] **C. Canudas de wit**, " *Modélisation control vectoriel et DTC-Commode des Moteurs asynchrone 1*," Hermis science publications Paris2000
- [2] **ZAIEM Mohamed Elkebir et NAAMI Hibât Alrahmen**"Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS"*mémoire d'ingénieur, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA*
- [3] **M. Pinard**, « *Commande Électronique des moteurs électriques* », éditions Dunos, Paris 2004.
- [4] **J.P Lois**, « *Modélisation des machines électriques en vue de leur commande* », Lavoisier, Paris 2004.
- [5] **L .Baghli**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [6] **S.Khelfa**, « *Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur* », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [7] **J.P.Caron, J.P.Hautier**"*Modélisation et commande de la Machine Asynchrone*"Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [8] **J.P Caron, J.P Hautie,r** « *Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle* », éditions techniques Paris 1995.
- [9] **R.Abdessamed, M .Kadjoujdj**, « *Modélisation des machines électriques* », Presses de L'Université de Batna 1997.

# **CHAPITRE II**

## ***COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

---

### **II.1. INTRODUCTION :**

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine.

Le but de ce chapitre est de présenter la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée commandée en tension.[1].

### **II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :**

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparable à celles des machines à courant-continu .

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée.[2].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

### II.3. ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. [3].

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple **Figure .II.1**.

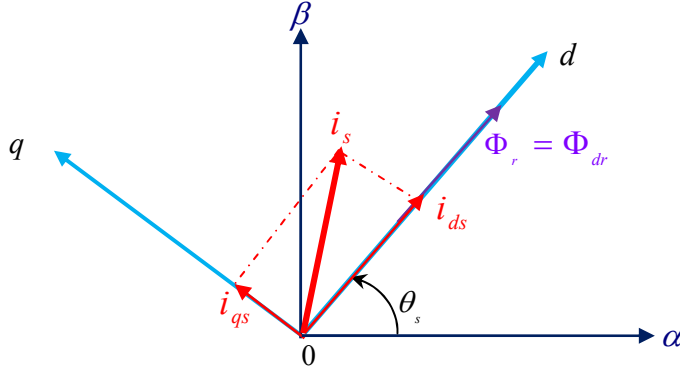


Figure.II.1. Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k.I_{ds}.I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Avec  $k = \frac{p^2}{L_r J}$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (II.5)$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

#### **II.4. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique:**

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la **Figure.II.2**.

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega$  telle que :

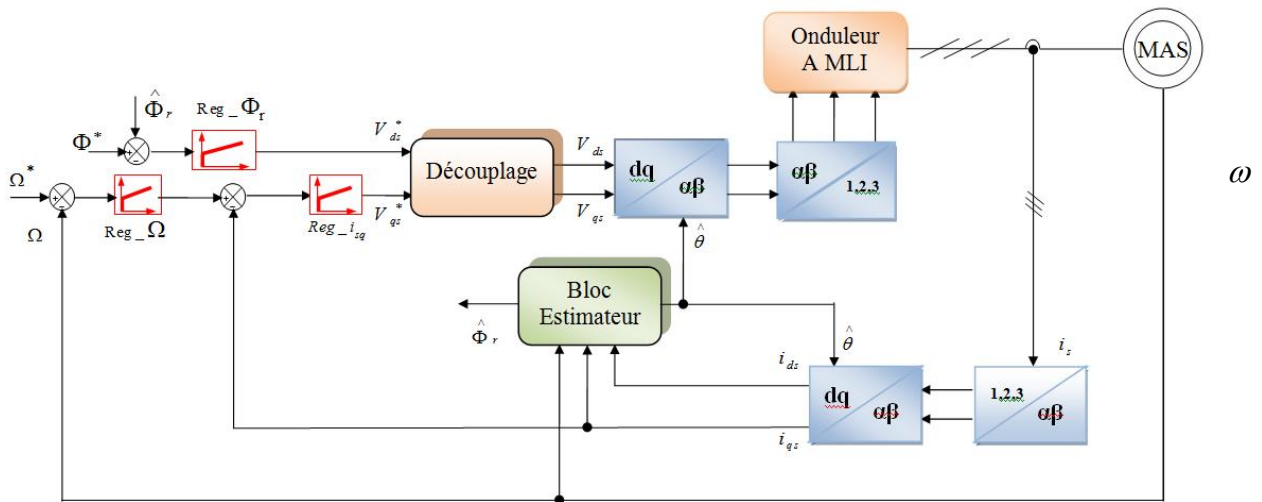
$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'o\grave{u} & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left( \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (II.6)$$

Le FOC (fieldoriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées ( $\Phi_r^*$  et  $C_{em}^*$ ) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur ( $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$  et  $\omega_s$ ). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux

à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{array} \right. \quad (II.7)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe  $I_{ds}$  et en quadrature  $I_{qs}$  du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.



**Figure. II.2.** Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  ou le courant de référence  $I_{qs}^*$  qui est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension

deréférence  $V_{qs}^*$  qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant  $I_{ds}$ . Le courant  $I_{ds}^*$  de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale. [4].

La sortie du régulateur du courant  $I_{ds}$  donne la tension  $V_{ds}$ . Les deux tensions de référence  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$  et  $V_{cs}$  [5][6].

### ✓ Principe du découplage par compensation :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.8)$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

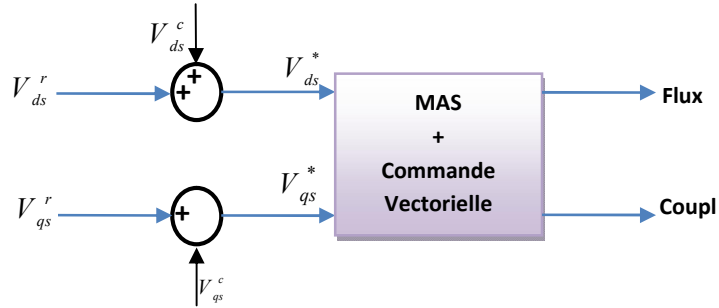
Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{ds}^r$  et  $V_{qs}^r$  **Figure.II.3**.



**Figure .II.3** Reconstitution des tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s \sigma L_s) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la **Figure.II.4** où nous schématisons en clair les termes de couplage  $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$ ,  $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$  et  $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$ .

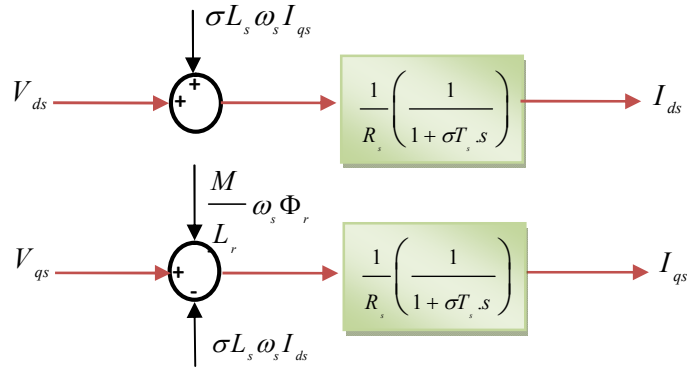


Figure II.4 Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure II.5.

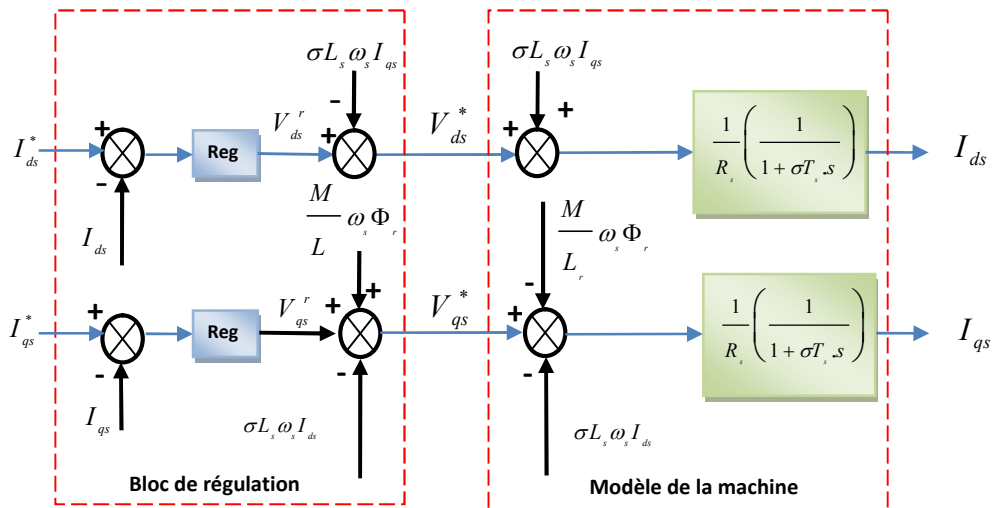


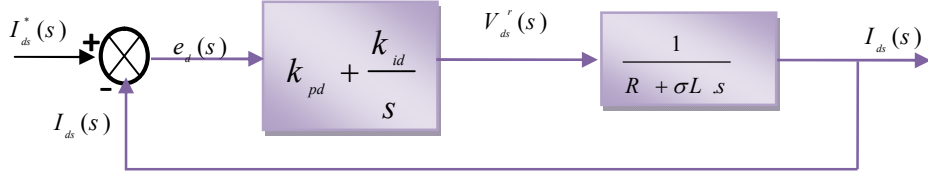
Figure. II.5 Découplage par addition des termes de couplage

### II.4.1. Calcul des régulateurs :

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcule la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives  $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ . [7].

✓ **Régulation du courant :**

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.



**Figure II.6.** Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie. [5].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension  $V_{ds}^r$ , nécessaire pour maintenir le flux de référence. [8].

A flux constant égal à  $\Phi_r^*$ , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.12})$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.13})$$

La fonction du transfert en boucle fermée de la **Figure.II.6** est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left( \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.14})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left( \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.15})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables  $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{II.16})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

✓ **Régulation de la vitesse :**

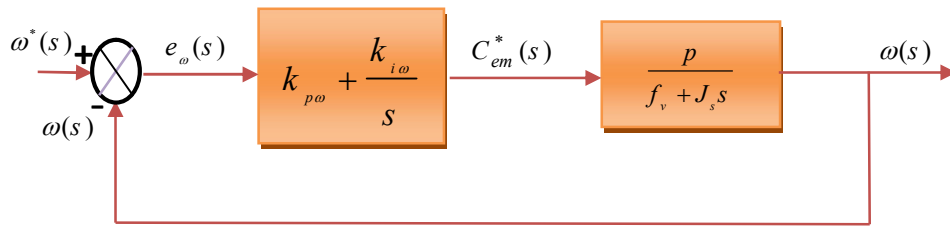
Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J_s s} \quad (\text{II.18})$$

Avec :  $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la **figure.II.7** :



**Figure II.7.** Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la **Figure.II.7** est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left( \frac{f_v + k_{p\omega}p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \quad (\text{II.19})$$

Le polynôme caractéristique est :

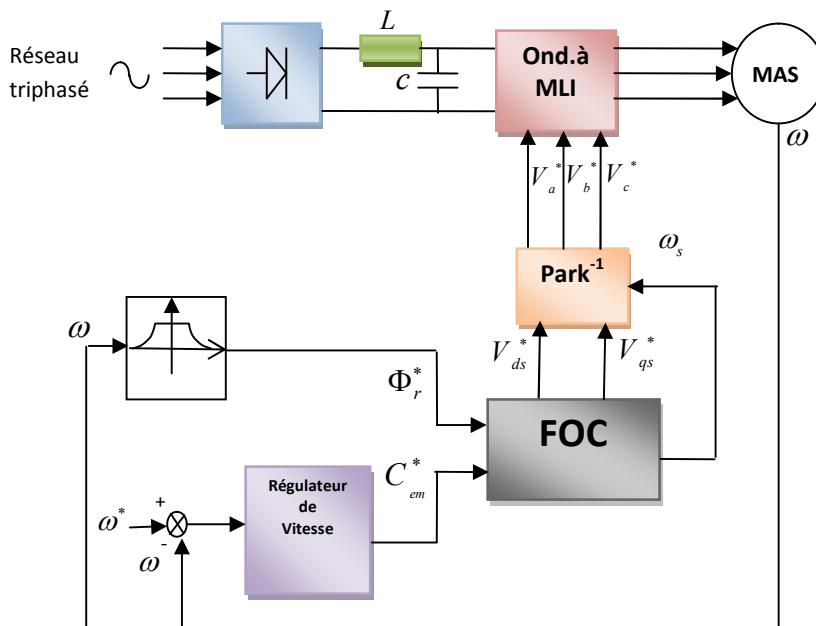
$$P(s) = s^2 + \left( \frac{f_v + k_{p\omega} p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega} p}{J} = 0 \quad (\text{II.20})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables  $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.21})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho J - f_v}{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$



**Figure II.8.** Schéma de la commande découplée par orientation de flux

II.5 SCHEMA DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

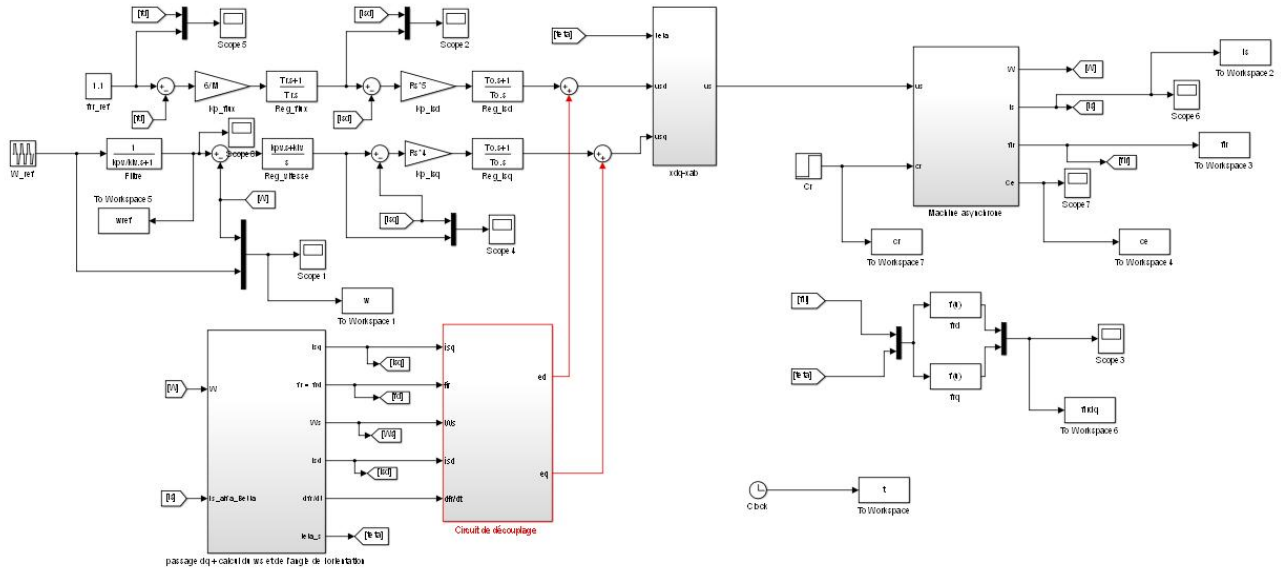
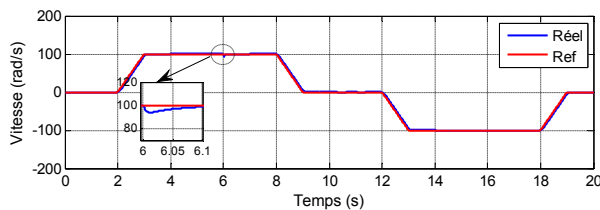


Fig. II.9: Schéma bloc d'un commande vectorielle indirect

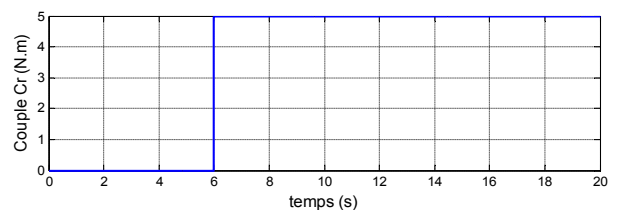
II.6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d’illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1Web). La **figureII.10** illustre le profile de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l’instant  $t= 9s$  on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à  $t=13s$  on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.



(a) - vitesse-ref-réel



(b) – Couple Cr

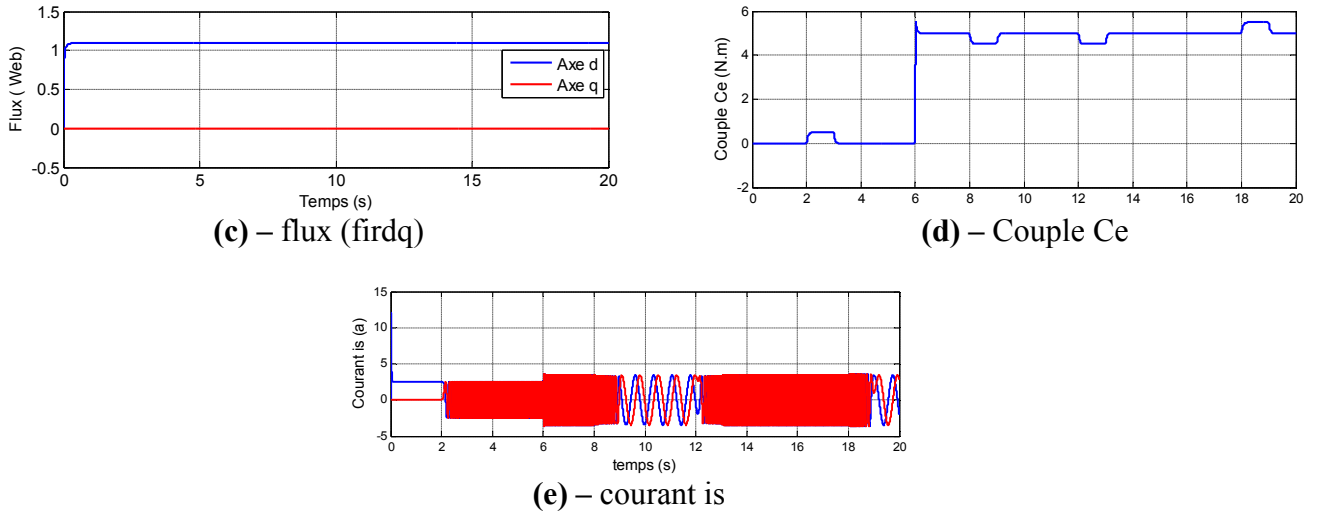


Figure.II.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte

## II.6. Interprétation des résultats :

La **Figure.II-10.a** montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la **Figure.II-10.b** montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La **Figure.II.10.c** illustre le courant  $i_{ds}$  image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la **Figure.II.10.a.**, on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

## II.7. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Deux types de commandes vectorielles ont été présentés, directe et indirecte. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables.

***Bibliographie***

- [1] **Chafik dass, ali ben bouali** "commande vectorielle d'une machine asynchrone "Mémoire d'ingénieur ; école militaire polytechnique, UER. Electrotechnique ,1999.
- [2] **B.TARK**«*Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST*»  
Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [3] **CHekima Djamel** ' ' *commande d'un moteur asynchrone par logique floue* "mémoire d'ingén  
université d'EL-Oued 2014.
- [4] **S.Barkati**, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [5] **L .Baghli**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [6] **A.Kheldoun**, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [7] **S.Chekroune**, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009.
- [8] **S.Barkati**, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.

## **CHAPITRE III**

### ***COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR DE VITESSE***

---

#### **III.1 INTRODUCTION :**

Les techniques de commande sans capteur pour les moteurs asynchrone ont été largement étudiées au cours des deux dernières décennies. Les grands avantages offerts par le contrôle sans capteur, y compris la compacité et la robustesse, le rendent attrayant pour de nombreuses applications industrielles, en particulier celles qui fonctionnent dans des environnements hostiles. Un tel contrôle réduit les coûts, la taille et les besoins de maintenance du variateur tout en augmentant la fiabilité, la robustesse et l'immunité au bruit du système [1][2].

Pour cela, les entraînements sans capteur ont été appliqués avec succès dans les régions à moyenne et grande vitesse, mais le fonctionnement à faible vitesse et zéro vitesse est toujours un problème critique spécialement pour les variateurs de vitesse des moteurs asynchrones [1]. En effet, certaines applications telles que les grues et les entraînements de traction sont nécessaires pour maintenir le couple désiré jusqu'à la vitesse nulle. De nombreux efforts de recherche récents visent à étendre les régions des entraînements sans capteur près de la fréquence zéro du stator [3], [4], [5].

Dans la littérature qui traite la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, plusieurs méthodes ont été proposées. En général, ces méthodes appartiennent à deux catégories principales : celles qui sont basées sur un modèle et celles qui sont basées sur un signal d'injection. Parmi les techniques utilisées dans la première catégorie nous citerons l'observateur de Luenberger adaptatif, le filtre de Kalman étendu et système adaptatif basé sur le modèle de référence. Les inconvénients majeurs de ces méthodes comme été déjà mentionné sont les mauvaises performances en basses vitesse, zéro vitesse et leur sensibilité vis à vis des variations paramétriques.

Pour surmonter ces problèmes, des méthodes basées sur l'injection d'un signal ont été développées [1][6]. Elles ont permis une estimation en basse vitesse mais au détriment d'une complexité de calcul et la nécessité d'un matériel extérieur pour l'injection du signal, ce qui peut provoquer la dégradation des performances de la machine. Par conséquent, en raison de leur simplicité, les méthodes basées sur la technique de la MRAS (modèles de références avec systèmes adaptatifs) sont toujours d'actualité et ils sont les schémas les plus populaires employés en raison de leur implémentation simple et de leur moindre effort de calcul. Cependant, ces schémas ne parviennent généralement pas à fournir une réponse satisfaisante à une fréquence de stator faible, d'où de nombreux travaux de recherche ont été consacrés à l'amélioration de la performance des systèmes basés sur le MRAS dans cette région d'opération

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de contrôle sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs du MRAS ont été introduits dans la littérature en se basant sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive ou sur le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [7], [8], [9]. La MRAS basée sur le flux du rotor, développée principalement par Schauder, est la stratégie MRAS la plus établie et beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration de ses performances [1], [10], [11].

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la méthode d'estimation de la vitesse à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS

### **III.2 SYSTÈME ADAPTATIF AVEC MODÈLE DE RÉFÉRENCE MRAS :**

Le contrôle adaptatif peut être défini comme un système de contrôle qui "peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du processus et le caractère des perturbations" [12]. La commande adaptatif peut être réalisée par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autoréglage ..... [12]. Le modèle de référence avec système adaptatif (MRAS) est l'une des techniques de contrôle adaptatif les plus attrayantes utilisées pour les applications de commande des moteurs et d'estimation d'état.

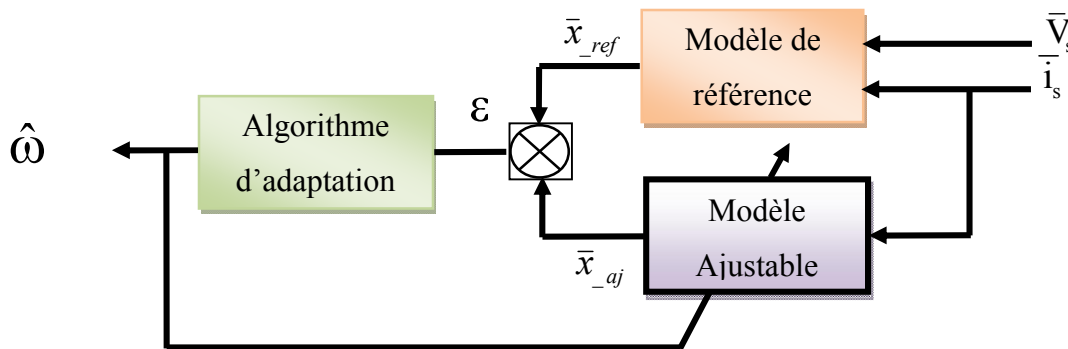
À l'origine, le MRAS a été proposé pour résoudre des problèmes de commande où les spécifications de performance souhaitées sont données par un modèle de référence qui fournit la réponse idéale pour une commande donnée. L'erreur entre la sortie du modèle de référence et la sortie du système est mise à zéro par un mécanisme de modification approprié qui ajuste

les paramètres du régulateur. Sur la base du même mécanisme, l'approche MRAS peut également être appliquée à l'estimation des paramètres et des états.

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de commande sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs MRAS ont été introduits dans la littérature sur la base du flux du rotor, de la force électromotrice et de la puissance réactive [12], [13], [14].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [13], est la stratégie MRAS la plus utilisée et beaucoup d'efforts ont visé à améliorer ses performances. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone proposée par Schauder [16] été basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptable (ou le modèle ajustable) (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La **figure.III.1** illustre la structure MRAS [17], [18], [19].



**Figure.III.1** Structure MRAS

Suivant le choix de la variable ( $\bar{x}$ ), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la **Figure. III.1** :  $\bar{x} = \bar{\varphi}_r$  (flux),  $\bar{e}_m$  (F.e.m),  $\bar{Q}_m$  (puissance réactive)

### III.2.1 MRAS BASE SUR L'ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE :

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dériver le vecteur de flux du rotor par rapport au temps, exprimé dans le référentiel fixe  $(\alpha, \beta)$ . Ils sont généralement désignés par le " modèle de tension " et le " modèle de courant ".

Soit  $\hat{\Phi}_r$  la valeur estimée de  $\bar{\Phi}_r$  et  $\hat{\omega}$  la valeur estimée  $\omega$ .

Dans le référence du stator  $(\alpha, \beta)$

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III-1})$$

b- pour le rotor

$$\mathbf{0} = \left( \frac{\mathbf{1}}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III-2})$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( \bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (\text{III-3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (\text{III-4})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left( -\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-5})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[ \left( -\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (\text{III-6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left( -\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-7})$$

Le flux estimé :

$$\hat{\bar{\Phi}}_r = \left( -\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\bar{\Phi}}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\bar{\Phi}}_r \quad (\text{III-9})$$

Alors L'équation dynamique de l'erreur d'estimation est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left( -\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\bar{\Phi}}_r \quad (\text{III-10})$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\bar{\Phi}} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{III-14})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{I}}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\omega r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-16})$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III-17})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable  $x = 0$  s'il existe une fonction de *Lyapunov*  $V(x)$  vérifiant les conditions ci-dessus [20] :

1. Définit positive.
2. La dérivée par rapport au temps définit négative.
3.  $V(x) \rightarrow \infty$  Pour  $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left( \frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III-18})$$

$\lambda$  Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left( \frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left( \frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{III-19})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + \varepsilon^T W + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-21})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta \omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.21) doit être définie négative.

Or le premier terme de (III.21) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (III.21) doit être nul :

$$2 \varepsilon^T W - 2 \Delta \omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 ; \quad 2 \varepsilon^T W = 2 \Delta \omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-22})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{III-24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-25})$$

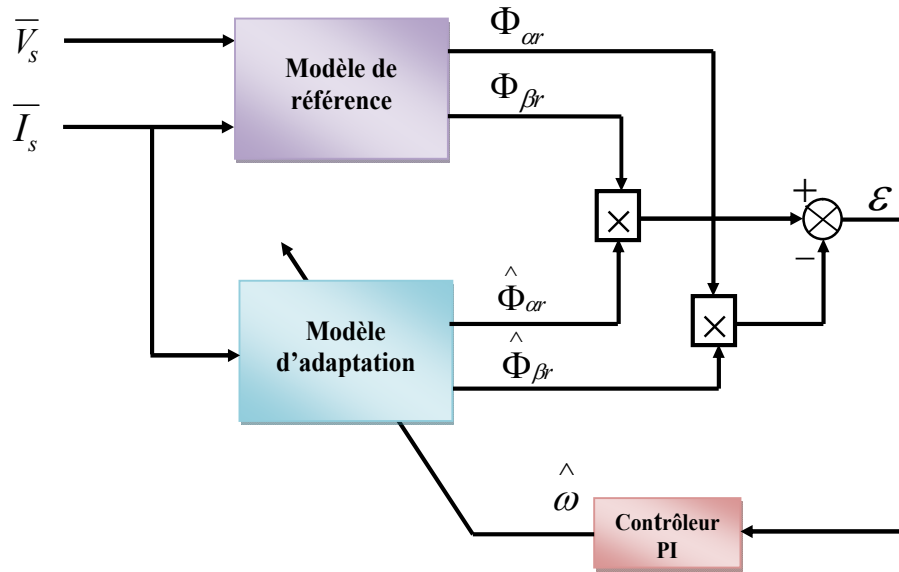
La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [21] et [22].

Alors (III.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-26})$$

Avec :  $K_p$  et  $K_i$  des constantes positive.

La **Figure.III.2** montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.



**Figure.III.2** Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

### III.3 ESTIMATION EN TEMPS RÉEL DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE MRAS :

La même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\bar{\Phi}} = \left( -\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III-27})$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left( -\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (\text{III-28})$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r}\bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r}\hat{\Phi}_r + j\omega(\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M\bar{i}_s\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{III-29})$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (III-29) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r}(\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r}\hat{\Phi}_r + j\omega\bar{\varepsilon} + M\bar{i}_s\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{III-30})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)\bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right)(M\bar{i}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{III-31})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III-32})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\varepsilon}}_\alpha \\ \dot{\bar{\varepsilon}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_\alpha \\ \bar{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \begin{bmatrix} M\bar{i}_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M\bar{i}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III-33})$$

Où

$W$  : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (III-31) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{III-34})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (\text{III-35})$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left( \frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left( \frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III-36})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-37})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-38})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III-38) doit être définie négative.

Le premier terme de (III-38) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (III-38) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = 0$$

$$2 \varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-39})$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III-40})$$

La loi d'adaptation est déduite comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{T}_r} \right) = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{III-41})$$

On obtient la valeur estimée  $1/\hat{T}_r$  donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \quad (\text{III-42})$$

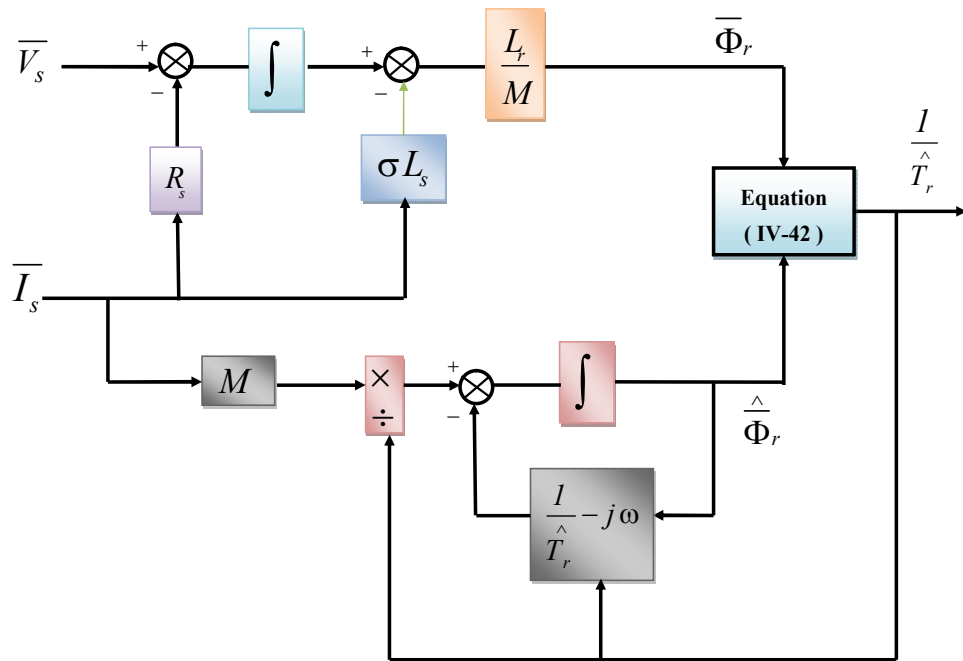


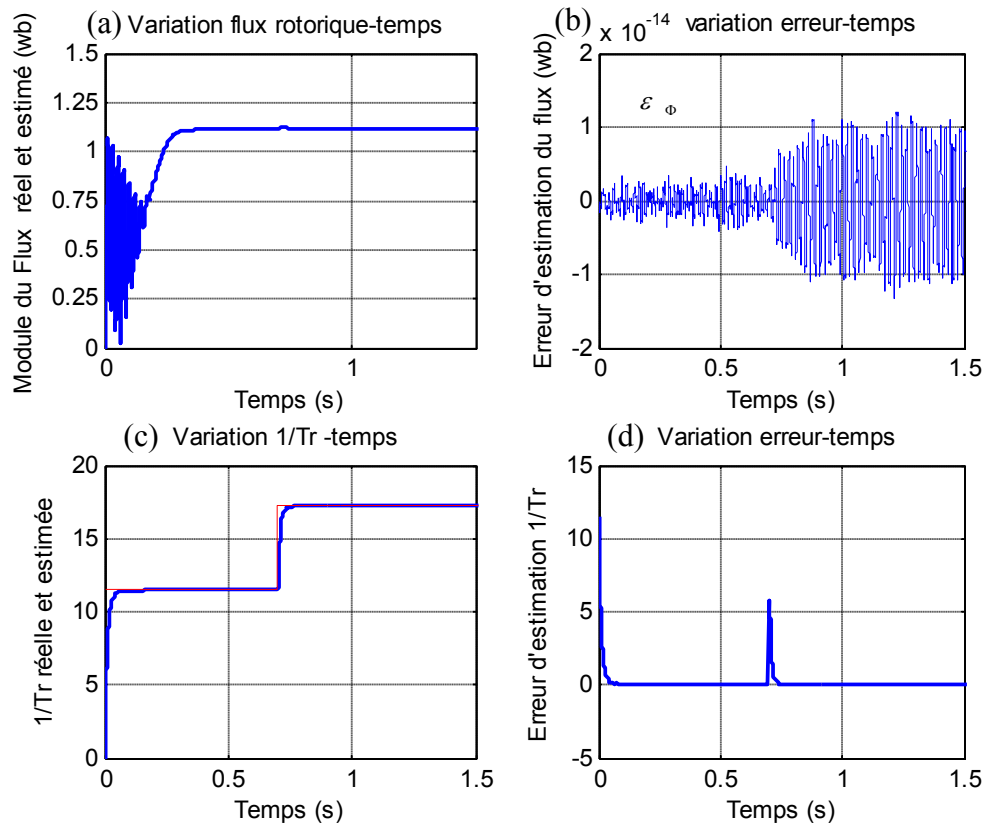
Figure.III.3 Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

### III.4 RÉSULTATS DE SIMULATION :

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS avec l'adaptation de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

Le moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé standard et tournant sous une charge nominale, Au début de la simulation tous les paramètres du moteur prennent leurs valeur nominale, A  $t=0.7s$ , un échelon d'inverse de la constante de temps rotorique est appliqué (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

La **Figure.III.4(a)** montre le module du flux rotorique estimé et la **Figure.III.4(c)** l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique, il est clair que l'inverse de la constante de temps converge bien vers sa valeur de référence avec une erreur pratiquement nulle, donc le bon comportement de l'estimateur *MRAS*.



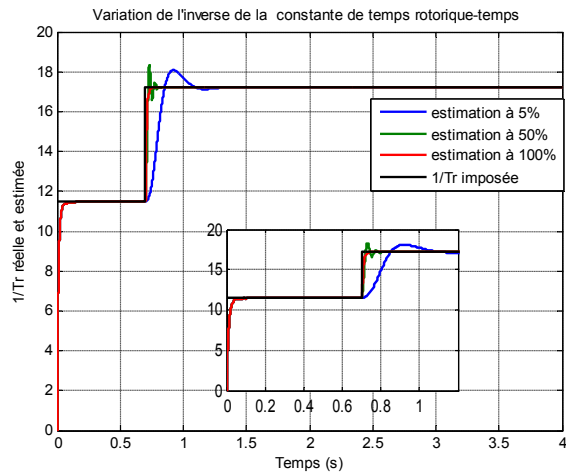
**Figure.III.4** Résultats de simulation d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS

Dans le but de tester les performances statiques et dynamique de l'observateur *MRAS* pour tout points de fonctionnement (à vide ou en charge).

On applique différents couples de charge au moteur (5%,50% et 100% du couple nominale).

Le moteur alimenté directement par le réseau triphasé standard, Au début de la simulation, la constante de temps du moteur est fixe à sa valeur nominale, après 0.7s un échelon d'inverse de la constante de temps est applique.

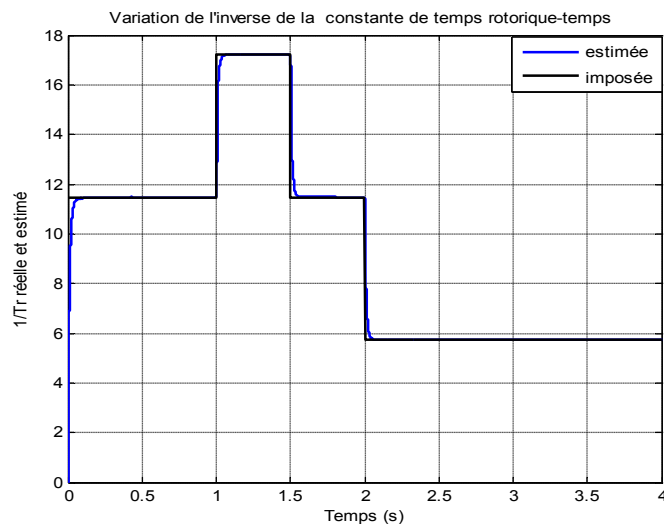
La **Figure.III.5** montre les performances de l'estimateur *MRAS*, on a constate que l'observateur donne des résultats peu acceptables pour les faible charges .En effet, il présente une dynamique lente et une erreur statique faibles. Au delà de 50% de la charge nominale l'estimateur *MRAS* est plus efficace.



**Figure.III.5** Résultats de simulation d'estimation  $1/Tr$  pour différentes charges (de 5%,50%et 100% du couple nominal) par MRAS

La simulation suivante représente le comportement de l'estimateur MRAS en présence d'une surestimation et d'une sous-estimation de l'inverse de la constante rotorique. Le moteur est alimenté directement par le réseau triphasé standard sous une charge nominale.

Il est clair d'après les résultats de simulation de la **Figure.III.6** que l'inverse de la constante de temps du rotor converge à la valeur imposée.



**Figure.III.6** Résultats de simulation d'estimation  $1/Tr$  surestimation et sous-estimation par MRAS

### **III.5 CONCLUSION :**

L'étude que nous venons de présenter dans ce chapitre, nous a permis de mettre en évidence une méthode pour estimer simultanément la résistance rotorique ou l'inverse de la constante de temps rotorique, le flux rotorique et la pulsation statorique. Cette approche est basée sur l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS d'une machine à induction alimentée en tension. Les résultats de simulation globale obtenus, montrent que cette technique d'estimation présente de bonnes performances lors des tests de variation de vitesse et de l'inverse de  $T_r$ , ainsi il apparaît un excellent découplage entre le couple et le flux.

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 1-11, February 2008.
- [2] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," Proc. of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, August 2002.
- [3] J. Holtz and J. Quan, " Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1052- 1 060, July/August 2003.
- [4] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, " Zero-speed tachless 1M torque control: simply a matter of stator voltage integration," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/August 1998.
- [5] M. Rashed and A. F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 151, no. 6, pp. 685-693, November 2004.
- [6] C. Caruana, G.M. Asher, M. Sumner, " Performance of high frequency signal injection techniques for zero-low-frequency vector control induction machines under sensorless conditions, " IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 53, no. 1, pp. 225–238, 2006.
- [7] F. Peng and T. Fukao, " Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [8] P. Vas, " Sensorless Vector and Direct Torque Control. " in New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [9] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , " Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor ", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013
- [10] C. Schauder, " Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [11] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [12] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive control. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.

- [13] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October 1992..
- [14] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October 1994..
- [15] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," IEE Proceedings Electric P Applications, vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March 1996.
- [16] Shauder, C., " Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.
- [17] Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu "The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive" Intelligent Control & Automation WCICA 2004 vol. 5 pp.4550-4553.
- [18] Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007, pp.1188-1192.
- [19] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli "Speed Sensorless Control of Indution Motor based on Indiret Field-Orientation" Indusry Application Conference, 2000 vol.3 pp. 1858-1865.
- [20] G.Garcia soto, " Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. " Thèse de doctorat université. paris XI, France, 05 Oct 1998.
- [21] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [22] C.Ilas,A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, "Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives. " in Proc.IECON'94, pp.1579-1588.
- [23] F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," IEEE Power Engineering Review, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.

- [24] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002, pp. 961 - 966.
- [25] B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 771-780, December 2005.
- [26] Idriss benlaloui, and al, "implementation of a new mras speed sensorless vector control for induction machine" IEEE Transactions on Energy conversion, Vol.30, No.2, pp. 588-595, 2015.
- [27] M. S. ZAKY, and all , "wide speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives, " IEEE Transactions on Industrial Electronics, volume 56, N°. 5, pp. 1699–1707, 2009 .
- [28] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002, pp. 961 - 966.

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'adaptation de l'état et des paramètres du moteur à induction en vue d'améliorer la performance de commande vectorielle par orientation du flux rotorique (*IFOC*).

Nous avons présenté en premier lieu, le modèle mathématique de la machine à induction dans le repère de *Park* associé à un onduleur de tension suivie par une représentation d'état de modèle de la machine.

La structure de contrôle considérée est une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (*IFOC*). Ensuite nous avons présentée les résultats de simulations de la commande vectorielle indirecte montrant de très hautes performances.

Cependant, cette structure dépend fortement de la variation des paramètres de la machine à induction provoquant la dégradation des performances de la commande. La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine à induction.

Une bonne maîtrise d'un processus passe généralement par des informations fiables sur ce processus. Ensuite, la connaissance des états à chaque instant est indispensable, par exemple, la synthèse de contrôle, le diagnostic et la détection de défauts de processus industriels. Cependant, la plupart des processus industriels ont des comportements non linéaires, ce qui a incité les chercheurs à développer des observateurs non linéaires. Jusqu'à présent, il n'y a pas de méthode générale qui caractérise la syntaxe des observateurs non linéaires, plusieurs techniques d'estimation sans capteur de vitesse sont présentées dans la littérature. L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance rotorique.

A travers les résultats obtenus, nous avons montré l'efficacité de cet observateur en présence des incertitudes (variation paramétrique et basse vitesse).

## Annexe

### Paramètres du moteur à induction (MAS)

#### A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

#### A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique :  $P = 1.5 \text{ KW}$  ;
- Résistance du stator :  $R_s = 5.72 \Omega$  ;
- Résistance du rotor :  $R_r = 4.2 \Omega$  ;
- Inductance du stator :  $L_s = 0.462 \text{ H}$  ;
- Inductance du rotor :  $L_r = 0.462 \text{ H}$  ;
- Inductance mutuelle :  $M = 0.4402 \text{ H}$  ;

#### A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie :  $J = 0.0049 \text{ kg.m}^2$  ;
- Coefficient de frottement :  $f = 0.003 \text{ SI}$  .

#### A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10 \text{ Nm}$       Couple électromagnétique