

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REpubLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة الدكتور الطاهر مولاي  
سعيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : Boumaza Kamel Eddine et Dahmani Ali

### Sujet

**Commande directe du couple d'une machine asynchrone  
sans capteur mécanique**

Soutenue publiquement en 26/06/2024 devant le jury composé de :

|                              |             |            |
|------------------------------|-------------|------------|
| Dr. TERRAS Tahar             | Univ. Saida | Président  |
| Dr. CHERIFI Djamila          | Univ. Saida | Rapporteur |
| Pr. MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik | Univ. Saida | Examineur  |

Année universitaire 2023/2024

## ***Remerciements***

Avant tout, nous remercions le dieu, le tout puissant, de nous avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur **Dr. CHERIFI** pour sa disponibilité, ses conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt porté sur notre travail.

Nos remerciements vont également à tous les personnes qui nous ont aidées à réaliser ce travail.

Enfin, nous adressons nos vifs remerciements à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont assisté à notre formation.

# *Dédicace*

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

- A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père **LARBI**.
- A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère **ZOUBIDA**.
- Aux mes chères frères **ABD ELALIM ,MOHAMED**
- Aux mes chères sœurs **ALAA ,ISHRAK , MARYAM**
- A mes grands-mères, grands-pères, oncles et tantes. Dieu leur a donné une vie longue et heureuse et les morts, que Dieu ait pitié d'eux.
- A tous les cousins, les voisins et les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

Sans oublier mon binôme **DAHMANI ALI** pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet.

**BOUMAZA KAMEL EDDINE**

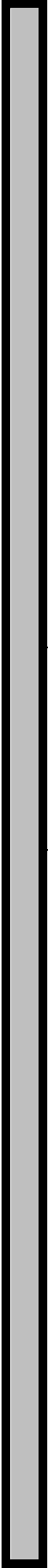
# *Dédicace*

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

- A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père **MOHAMMED**.
- A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère **KHADIJA**.
- A tous mes frères et sœurs
- A mes grands-mères, grands-pères, oncles et tantes. Dieu leur a donné une vie longue et heureuse et les morts, que Dieu ait pitié d'eux.
- A tous les cousins, les voisins et les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

Sans oublier mon binôme **Boumaza Kamel Eddine** pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet.

**DAHMANI ALI**



---

# **Sommaire**

---

# Sommaire

Sommaire

Avant propos

Liste des figures

Notation et Symbole

Introduction Générale ..... 1

## **Chapitre I : Modélisation du Système Onduleur- Machine Asynchrone**

**I.1. Introduction** ..... 03

**I.2. Hypothèses simplificatrices** ..... 03

**I.3. Modèle triphasé de la machine asynchrone** ..... 03

    I.3.1. Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique ..... 03

    I.3.2. Mise en équations de la machine asynchrone ..... 04

        I.3.2.1. Equations électriques ..... 04

        I.3.2.2. Equations magnétiques ..... 05

        I.3.2.3. Equation mécanique..... 06

**I.4. Modélisation diphasée de la machine asynchrone** ..... 07

    I.4.1. Transformation de Park ..... 07

    I.4.2. Équations électrique dans le repère de Park..... 09

    I.4.3. Choix du référentiel..... 10

        I.4.3.1. Dans un référentiel lié au stator ..... 10

        I.4.3.2. Dans un référentiel lié au rotor ..... 11

        I.4.3.3. Dans un référentiel lié au champ tournant..... 11

    I.4.4. Représentation d'état du système ..... 12

    I.4.5. Interprétations des résultats..... 13

**I.5. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions et de sa commande MLI** ..... 14

    I.5.1. Introduction..... 14

    I.5.2. Principe de l'onduleur à deux niveaux de tension..... 15

    I.5.3. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions ..... 15

    I.5.4. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion..... 17

        I.5.4.1. Commande MLI sinus- triangle..... 17

            I.5.4.1.1. Caractéristique de la MLI sinus triangle..... 17

            I.5.4.1.2. Modélisation de la commande MLI sinus-triangle..... 18

    I.5.5. Simulation de l'association MAS-Onduleur ..... 19

**I.8. Conclusion**..... 20

---

**Chapitre II : Commande Directe du Couple de la MAS**

|                                                                                 |           |
|---------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>II.1. Introduction .....</b>                                                 | <b>24</b> |
| <b>II.2. Modèle d'onduleur de source de tension a deux niveaux .....</b>        | <b>24</b> |
| <b>II.3. Principe d'un contrôle direct du couple.....</b>                       | <b>25</b> |
| <b>II.4. Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique .....</b>   | <b>26</b> |
| II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique .....                               | 26        |
| II.4.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique .....                  | 28        |
| <b>II.5. Choix du vecteur tension.....</b>                                      | <b>29</b> |
| <b>II.6. Conception de la commande .....</b>                                    | <b>30</b> |
| <b>II.7. Estimateurs.....</b>                                                   | <b>31</b> |
| II.7.1. Estimation du flux .....                                                | 31        |
| II.7.2. Estimation du couple électromagnétique .....                            | 33        |
| <b>II.8. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple .....</b>             | <b>33</b> |
| II.8.1. Contrôleur à hystérésis de flux.....                                    | 33        |
| II.8.2. Le correcteur de couple .....                                           | 34        |
| <b>II.9. Elaboration des tables de commutation.....</b>                         | <b>35</b> |
| <b>II.10. Réglage de la vitesse rotorique.....</b>                              | <b>35</b> |
| <b>II.11. Résultats de simulation .....</b>                                     | <b>37</b> |
| II.11.1. Fonctionnement à vitesse constante .....                               | 38        |
| II.11.1. Fonctionnement à vitesse variable (inversion su sens de rotation)..... | 39        |
| <b>II.11. Conclusion .....</b>                                                  | <b>40</b> |

**Chapitre III : Différentes Techniques de la Commande sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone**

|                                                                                                  |           |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>III.1. Introduction .....</b>                                                                 | <b>41</b> |
| <b>III.2. Classification des approches de la commande sans capteur de vitesse.....</b>           | <b>41</b> |
| III.2.1. Commande sans capteur de vitesse basée sur la modélisation dynamique .....              | 41        |
| III.2.1.1. Estimateur de vitesse en boucle ouverte .....                                         | 41        |
| III.2.1.2. Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) .....                       | 42        |
| III.2.1.3. Observateurs d'état .....                                                             | 44        |
| III.2.2. Commande sans capteur de vitesse sans modélisation dynamique.....                       | 49        |
| III.2.2.1. Estimation de la vitesse basée sur les saillances de la machine .....                 | 49        |
| III.2.2.2. Estimation de la vitesse basée sur les approches de l'intelligence artificielle ..... | 49        |
| <b>III.3. Conclusion.....</b>                                                                    | <b>50</b> |

---

**Chapitre IV : DTC de la MAS sans Capteur Mécanique par Filtre de Kalman Étendu  
(EKF)**

|                                                                              |           |
|------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| IV.1. Introduction .....                                                     | 50        |
| <b>IV.2. Principe de filtre de Kalman.....</b>                               | <b>50</b> |
| IV.2.1. Le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante ..... | 51        |
| IV.2.2. Choix des matrices de covariance R et Q.....                         | 53        |
| <b>IV.3. Filtre de Kalman étendu .....</b>                                   | <b>54</b> |
| <b>IV.4. Application du Filtre de Kalman étendu à la MAS.....</b>            | <b>57</b> |
| IV.4.1 Modèle d'état de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....        | 57        |
| <b>IV.5. Résultats de simulation et interprétations .....</b>                | <b>59</b> |
| IV.5.1. Influence de la variation du couple de charge .....                  | 59        |
| IV.5.2. Influence de l'inverse de sens de rotation.....                      | 61        |
| <b>IV.6. Conclusion.....</b>                                                 | <b>62</b> |
| Conclusion Générale .....                                                    | 67        |
| <b>Bibliographie .....</b>                                                   | <b>69</b> |
| <b>Annexes</b>                                                               |           |

---



---

## **Liste des figures**

---

## *Liste des figures*

### *Chapitre I*

|                      |                                                                                                                                                         |    |
|----------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (I.01)</b> | : Représentation schématisée d'une machine asynchrone triphasée.                                                                                        | 04 |
| <b>Figure (I.02)</b> | : Repérage angulaire du système d'axes $(d, q)$ associé au stator de la MAS                                                                             | 07 |
| <b>Figure (I.03)</b> | : Repérage angulaire du système d'axes $(d, q)$ associé au rotor de la MAS                                                                              | 08 |
| <b>Figure (I.04)</b> | : Démarrage de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge de 10 N.m à 0.5 s                                               | 16 |
| <b>Figure (I.05)</b> | : Schéma synoptique d'une MAS et de son alimentation                                                                                                    | 17 |
| <b>Figure (I.06)</b> | : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.                                                                                                          | 17 |
| <b>Figure (I.07)</b> | : principe de la STPWM                                                                                                                                  | 19 |
| <b>Figure (I.08)</b> | : Description de la commande M.L.I. sinus – triangle                                                                                                    | 21 |
| <b>Figure (I.09)</b> | : démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI (traingulo-sinusoïdale) avec application d'une charge de 10 N.m à 0.5 s | 22 |

### *Chapitre II*

|                       |                                                                                                                           |    |
|-----------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (II.01)</b> | : Machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension                                                       | 24 |
| <b>Figure (II.02)</b> | : Vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à deux niveaux                                                              | 25 |
| <b>Figure (II.03)</b> | : Evolution des extrémités des deux flux (statorique et rotorique).                                                       | 27 |
| <b>Figure (II.04)</b> | : Choix des vecteurs tensions                                                                                             | 28 |
| <b>Figure (II.05)</b> | : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension                                                | 29 |
| <b>Figure (II.06)</b> | : Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.                                                        | 31 |
| <b>Figure (II.07)</b> | : Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension                                                      | 32 |
| <b>Figure (II.08)</b> | : Sélection des tensions $\vec{v}_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\phi_s$ et Correcteur de flux à hystérésis | 33 |
| <b>Figure (II.09)</b> | : Contrôleur à hystérésis à trois                                                                                         | 34 |
| <b>Figure (II.10)</b> | : Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI                                       | 36 |
| <b>Figure (II.11)</b> | : Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur IP                                       | 36 |
| <b>Figure (II.12)</b> | : Principe de la commande DTC                                                                                             | 37 |
| <b>Figure (II.13)</b> | : Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MAS pour le test de fonctionnement à vitesse constante   | 38 |

|                       |                                                                                                                                              |    |
|-----------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (II.14)</b> | : Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MAS pour une variation du couple de charge et inversion du sens de rotation | 40 |
|-----------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|

### ***Chapitre III***

|                        |                                                                          |    |
|------------------------|--------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (III.01)</b> | : schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS | 42 |
| <b>Figure (III.02)</b> | : Schéma de principe de l'observateur de Luenberger                      | 44 |
| <b>Figure (III.03)</b> | : schéma de principe du filtre de Kalman                                 | 46 |
| <b>Figure (III.04)</b> | : schéma de principe de l'observateur a modes glissants                  | 48 |

### ***Chapitre IV***

|                       |                                                                                                                                                |    |
|-----------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (IV.01)</b> | : Différentes étapes du Filtre de Kalman                                                                                                       | 53 |
| <b>Figure (IV.02)</b> | : La structure globale de FKE                                                                                                                  | 55 |
| <b>Figure (IV.03)</b> | : Schéma de principe du filtre de Kalman étendu                                                                                                | 58 |
| <b>Figure (IV.04)</b> | : Bloc Simulink d'estimation de la vitesse par EKF                                                                                             | 59 |
| <b>Figure (IV.05)</b> | : Réponses de la commande DTC sans capteur basée sur l'observateur EFK                                                                         | 60 |
| <b>Figure (IV.06)</b> | : Réponses de la commande DTC sans capteur basée sur l'observateur EFK pour une variation du couple de charge et inversion du sens de rotation | 62 |



---

# **Notation et Symbole**

---

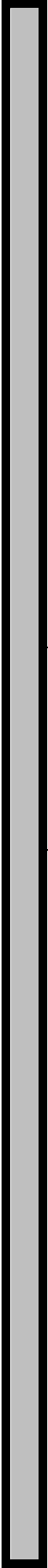
# Notation et Symbole

|                                     |                |                                                                      |
|-------------------------------------|----------------|----------------------------------------------------------------------|
| $R_s$                               | $(\Omega)$     | Résistance statorique par phase,                                     |
| $R_r$                               | $(\Omega)$     | Résistance rotorique par phase,                                      |
| $L_s$                               | $(H)$          | Inductance cyclique statorique,                                      |
| $L_r$                               | $(H)$          | Inductance cyclique rotorique,                                       |
| $L_m$                               | $(H)$          | Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),                |
| $\sigma$                            | $(-)$          | Coefficient de dispersion                                            |
| $p$                                 | $(-)$          | Nombre de paires de pôles,                                           |
| $J$                                 | $(kg.m^2)$     | Moment d'inertie,                                                    |
| $f$                                 | $(N.m.s / rd)$ | Coefficient de frottement visqueux,                                  |
| $C_{em}$                            | $(N.m)$        | Couple électromagnétique,                                            |
| $C_r$                               | $(N.m)$        | Couple de charge,                                                    |
| $T_s$                               | $(s)$          | Constante de temps statorique,                                       |
| $T_r$                               | $(s)$          | Constante de temps rotorique,                                        |
| $(\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c)$ |                | Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques,        |
| $(\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c)$ |                | Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,         |
| $(d, q)$                            |                | Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme), |
| $(\alpha, \beta)$                   |                | Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),    |
| $\theta$                            | $(rd)$         | Position angulaire du rotor par rapport au stator,                   |
| $\theta_s$                          | $(rd)$         | Position angulaire du stator par rapport à l'axe $(d)$ ,             |
| $\theta_r$                          | $(rd)$         | Position angulaire du rotor par rapport à l'axe $(d)$ ,              |
| $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$            | $(V)$          | Tensions statoriques triphasées,                                     |
| $v_{sd}, v_{sq}$                    | $(V)$          | Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,             |
| $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$           | $(V)$          | Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,    |
| $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$            | $(A)$          | Courants statoriques triphasées,                                     |
| $i_{sd}, i_{sq}$                    | $(A)$          | Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,             |
| $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$           | $(A)$          | Courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,    |
| $v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$            | $(V)$          | Tensions rotoriques triphasées,                                      |

---

|                                             |          |                                                                              |
|---------------------------------------------|----------|------------------------------------------------------------------------------|
| $v_{rd}, v_{rq}$                            | (V)      | Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(d,q)$ ,                       |
| $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$                    | (A)      | Courants rotoriques triphasés,                                               |
| $i_{rd}, i_{rq}$                            | (A)      | Courants rotoriques diphasés dans le repère $(d,q)$ ,                        |
| $\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$           | (Wb)     | Fux magnétiques au stator,                                                   |
| $\phi_{sd}, \phi_{sq}$                      | (Wb)     | Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d,q)$ ,                  |
| $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$             | (Wb)     | Flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha,\beta)$ ,                   |
| $\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$           | (Wb)     | Fux magnétiques au rotor,                                                    |
| $\phi_{rd}, \phi_{rq}$                      | (Wb)     | Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d,q)$ ,                   |
| $\omega_r$                                  | (rd / s) | Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,                |
| $\omega_s$                                  | (rd / s) | Pulsation électrique des grandeurs statoriques,                              |
| $\Omega$                                    | (rd / s) | Vitesse mécanique de rotation                                                |
| $K_p$                                       | ( - )    | Composante proportionnelle du correcteur PI,                                 |
| $K_i$                                       | ( - )    | Composante intégrale du correcteur PI,                                       |
| $\hat{\omega}_r$                            | (rd / s) | Estimation de la vitesse de rotation électrique,                             |
| $\hat{\phi}_{s\alpha}, \hat{\phi}_{s\beta}$ | (Wb)     | Estimation de flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha,\beta)$ ,     |
| $\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$       | (A)      | Estimation du courant statoriques diphasés dans le repère $(\alpha,\beta)$ , |
| MAS                                         | ( - )    | Machine asynchrone,                                                          |
| MI                                          | ( - )    | Machine à induction                                                          |
| MLI                                         | ( - )    | Modulation de Largeur d'Impulsion,                                           |
| DTC                                         | ( - )    | Direct Torque Control                                                        |
| MRAS                                        | ( - )    | Model Reference Adaptive System (en Anglais),                                |
| LO                                          | ( - )    | Luenberger Observer (en Anglais),                                            |
| OMG                                         | ( - )    | Observateur par Mode de Glissement (Sliding Mode Observer),                  |
| EFK                                         |          | Extended Kalman Filter (en Anglais).                                         |

---



---

# **Introduction Générale**

---

## Introduction Générale

La vitesse variable est devenue une nécessité recherchée dans tous les domaines, industriel. L'évolution récente des entraînements à vitesse variable conduit à remplacer petit à petit les machines à courant continu par des machines à courant alternatif associées à des convertisseurs statiques, [Zek-10].

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable dans des applications de faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en exergue des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu, [Ben-12].

Actuellement le contrôle de vitesse des machines alternatives s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme source de tension n'altérant pas celles-ci. Les commandes scalaires et vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles. Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques vécu par la commande vectorielle, on a considéré d'autres méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques, parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique et qui est introduite en 1985 par Takahashi et Depenbrock, [Bou-19].

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques ou mécanique, ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques. Pour aborder cette problématique, on opte pour une commande sans capteur mécanique qui se base sur la conception d'un capteurs logiciels pour l'estimation des variables inaccessibles à la

mesure ou dont la mesure requiert des capteurs relativement coûteux par rapport à l'objectif de l'application envisagée, telles que la vitesse de rotation, [Kri-16]

Le manuscrit de ce mémoire est organisé en quatre chapitres structurés de la façon suivante :

Le premier chapitre: sera consacré à la modélisation de la machine à induction s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande. On donne ensuite la modélisation de l'onduleur de tension triphasé, ce dernier est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'impulsions (*MLI*).

Au deuxième chapitre : on étudiera, la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux à base de régulateur IP de vitesse. Nous clôturerons par la présentation et l'interprétation des résultats de simulation obtenues.

Le troisième chapitre, sera consacré à la présentation de la problématique de reconstruction de la vitesse par différentes structures d'estimateurs et d'observateurs.

Le quatrième chapitre sera consacré à la mise en place d'un algorithme d'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone utilisant l'observateur de filtre de Kalman. Nous exposons, à la fin de ce chapitre des résultats de simulations pour montrer la performance de cette approche. Nous donnons enfin, une conclusion générale sur l'ensemble des travaux développés, ainsi que les perspectives envisagées dans des travaux futurs.



# **Chapitre I**

---

## **Modélisation du Système Onduleur – Machine Asynchrone**

---

## I.1. Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité, [Cha-20].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant ( $dq$ ), soit fixé au stator ( $\alpha\beta$ ), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates. Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthode de commande "MLI sinus-triangle".

## I.2. Hypothèses simplificatrices

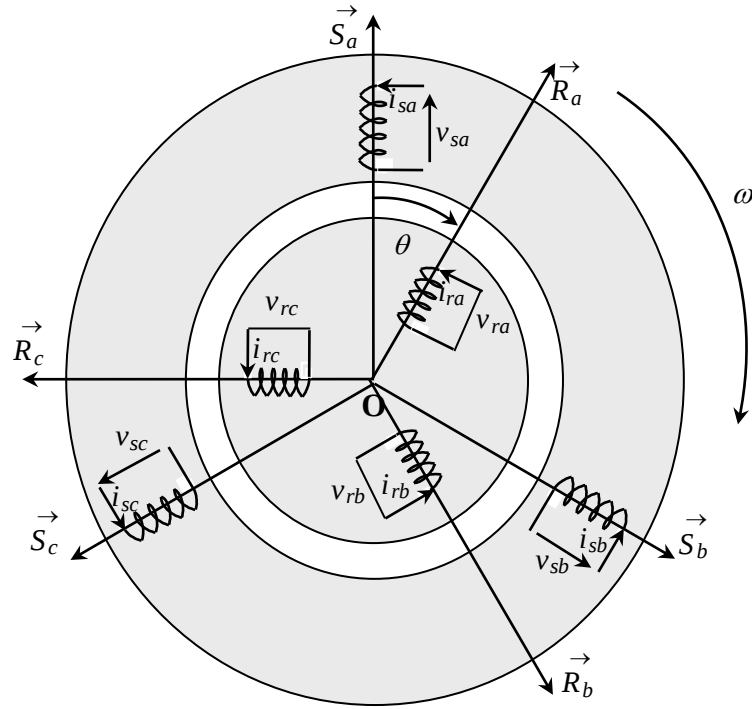
Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone nous supposons que, [Say-15] :

1. Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale,
2. La saturation du circuit magnétique est négligeable,
3. Les pertes d'hystérésis et par courants de Foucault seront négligées,
4. Les résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

## I.3. Modèle triphasé de la machine asynchrone

### I.3.1. Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique

La figure I.1 montre la structure de principe de la machine asynchrone triphasée. Elle comporte les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques; l'angle  $\theta$  repère la position de la phase rotorique ( $ORa$ ) par rapport celle de la phase statorique ( $OSa$ ), [Kri-16].



**Figure. I.1 :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### I .3.2. Mise en équations de la machine asynchrone

Le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations :

- Equations électriques,
- Equations magnétiques,
- Equation mécanique.

#### I .3.2.1. Equations électriques

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

❖ pour le stator

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

❖ et pour le rotor

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

Ce qui peut se résumer sous la forme matricielle par :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] &= 0 = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} V_s &= [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T & : \text{Tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ I_s &= [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T & : \text{Courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ \phi_s &= [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T & : \text{Flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques.} \\ V_r &= [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T & : \text{Tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ I_r &= [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T & : \text{Courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ \phi_r &= [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T & : \text{Flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques.} \\ R_s \text{ et } R_r & & : \text{Résistances d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.} \end{aligned}$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la MAS sont données par :

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

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

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

### I.3.2.2. Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & l_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & l_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$l_{ss}$  et  $l_{rr}$  : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

$m_{ss}$  et  $m_{rr}$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.

$m_{sr}$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique.

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \\ [0] = [R_r][I_r] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \} \end{cases} \quad (1.6)$$

### I.3.2.3. Equation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (I.7)$$

Avec  $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$

Où

$C_{em}$  : représente le couple moteur appliqué.

$C_r$  : représente le couple résistant.

$J$  : le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

$f$  : le coefficient de frottement.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (I.8)$$

Où  $S$  représente la variable de Laplace. Cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

Les équations, (I.5), (I.6) représentent deux inconvénients majeurs:

1. Un nombre important de variables couplées entre elles,
2. La dépendance des matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  de l'angle de rotation  $\theta$ .

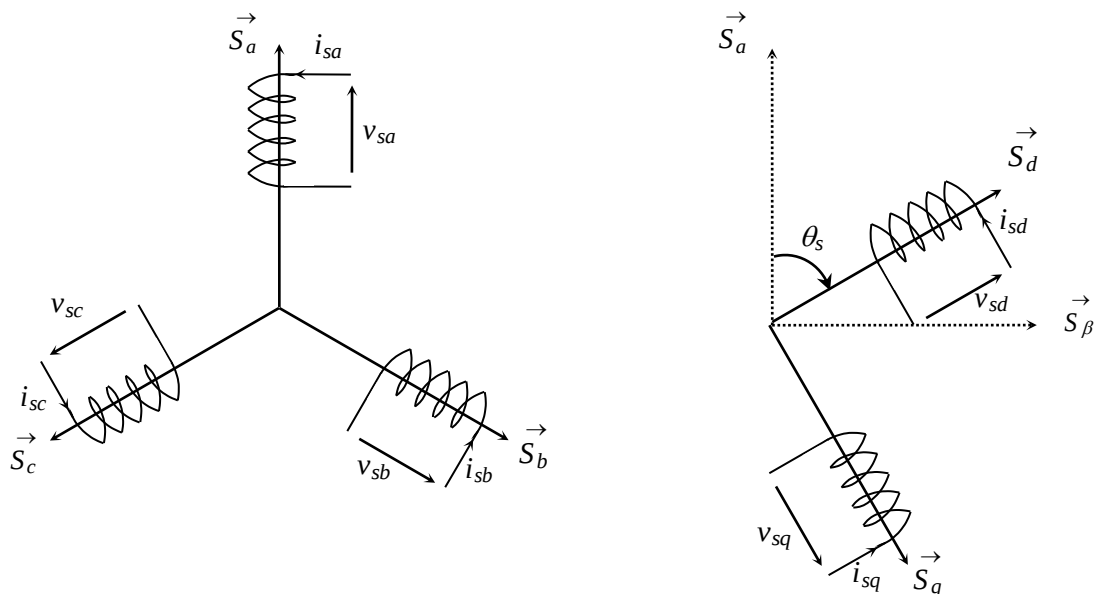
Pour palier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasés de la machine asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor.

## I.4. Modélisation diphasée de la machine asynchrone

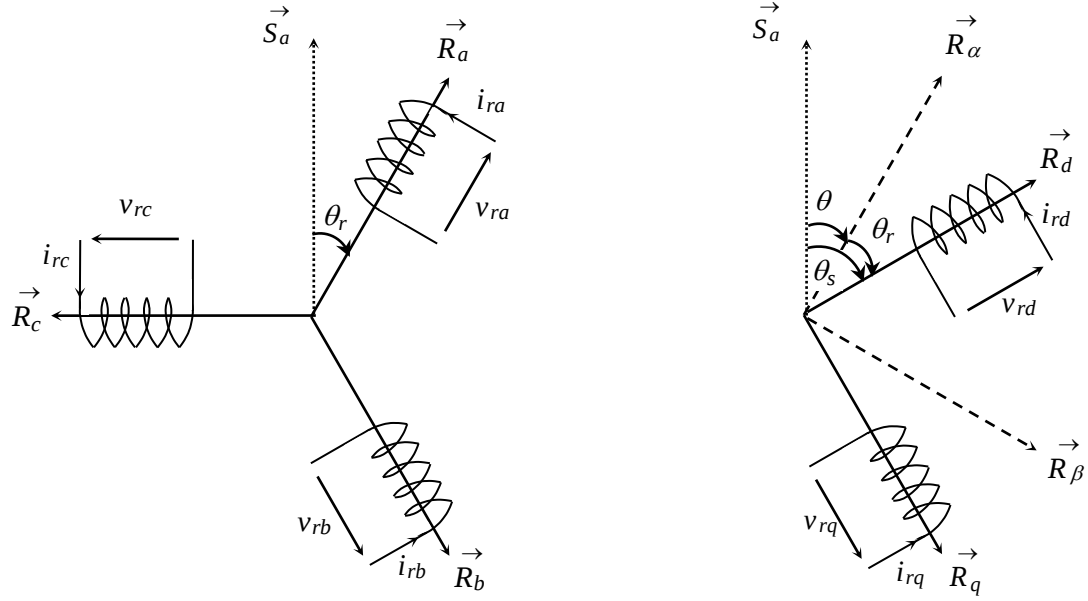
### I.4.1. Transformation de Park

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  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park* (1929). La figure.2 met en relief l'axe direct  $d$  du référentiel de *Park*, et l'axe en quadrature d'indice  $q$ , [Che-09].

Les deux figures (I-2) et (I-3) montrent le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.



**Figure.I.2 : Repérage angulaire du système d'axes  $(d,q)$  associé au stator de la MAS.**



**Figure.I.3 :** Repérage angulaire des systèmes d'axes  $(d,q)$  associé au rotor de la MAS.

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante [Kri-16] :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.9})$$

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Cette transformation permet en général, le passage du système triphasé  $a,b,c$  à un système diphasé  $d,q$  quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (flux, courant et tension).

Le changement de variables relatifs aux courants, aux tensions et aux flux est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\psi)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec :  $X = V, I, \phi$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\psi)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Pour un système triphasé équilibré, on a :

$$X_a + X_b + X_c = 0$$

Cela implique que la composante d'indice « o » (composante homopolaire) est nulle.

#### ***I.4.2. Équations électriques dans le repère de PARK***

Les équations statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

On applique la transformation de Park aux équations de flux et de courants (I.3), on trouve les relations électromagnétiques de la machine :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les expressions des courants en fonctions des flux sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq} \end{cases} \quad (I.16)$$

#### I.4.3. Choix du référentiel

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MAS, On peut trouver trois choix utiles pour le référentiel des deux axes [Say-15] :

1. Référentiel fixe au stator ( $\theta_s = 0$ ), (référentiel stationnaire  $d\theta_s/dt = 0$ ). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
2. Référentiel fixe au rotor ( $\theta_r = 0$ ), (référentiel tournant avec  $d\theta_s/dt = \omega = p\Omega$ ). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.
3. Référentiel fixe au champ tournant statorique (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique  $d\theta_s/dt = \omega_s$ ): axes désigné par  $(d, q)$ . Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

##### I.4.3.1. Dans un référentiel lié au stator

Ce référentiel est noté  $(\alpha, \beta)$ , il se traduit par les conditions  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$  ;

$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$ , D'où les équations électriques suivantes:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \left( \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \right) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \left( \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \right) \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \left( \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \right) + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \left( \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \right) - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.17)$$

#### I.4.3.2. Dans un référentiel lié au rotor

Ce référentiel est noté  $(X, Y)$ , il se traduit par les équations :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$ ,

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0.$$

d'où les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{sX} = R_s i_{sX} + \left( \frac{d\phi_{sX}}{dt} \right) - \omega \phi_{sY} \\ v_{sY} = R_s i_{sY} + \left( \frac{d\phi_{sY}}{dt} \right) + \omega \phi_{sX} \\ 0 = R_r i_{rX} + \left( \frac{d\phi_{rX}}{dt} \right) \\ 0 = R_r i_{rY} + \left( \frac{d\phi_{rY}}{dt} \right) \end{cases} \quad (I.18)$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante.

#### I.4.3.3. Dans un référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est noté  $(d, q)$ , il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega = p\Omega \quad (I.19)$$

d'où  $\frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_{gl}$  où  $\omega_{gl}$  est la pulsation de glissement.

Donc, les équations électriques (I.14) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \left( \frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \left( \frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \left( \frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) - \omega_{gl} \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \left( \frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) + \omega_{gl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.20)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

#### 1.4.4. Représentation d'état du système

Différentes possibilités sont offertes pour le choix du vecteur d'état. Parmi ces choix; citons :

$$X = (\phi_{ds} \ \phi_{qs} \ i_{ds} \ i_{qs})^t$$

$$X = (\phi_{ds} \ \phi_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr})^t$$

$$X = (\phi_{dr} \ \phi_{qr} \ i_{dr} \ i_{qr})^t$$

$$X = (\phi_{dr} \ \phi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs})^t$$

$$X = (\phi_{ds} \ \phi_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr})^t$$

$$X = (i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr})^t$$

Afin de réduire le nombre d'équations, nous utilisons la représentation biphasée, pour une meilleure représentation de la machine asynchrone, nous prenons comme variable d'état  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $\phi_{rd}$ ,  $\phi_{rq}$  et  $\omega_r$ . Le modèle de la machine dans un repère (d-q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme est:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \omega_{gl} \phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r;$$

$\sigma$  : Coefficient de dispersion,

Ainsi, l'équation de couple électromagnétique est définie par, [Rez-09]:

$$C_{em} = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.22)$$

p : nombre de paires de pôles.

Nous calculons les flux statoriques ( $\phi_{sd}, \phi_{sq}$ ) et les courants rotoriques ( $i_{rd}, i_{rq}$ ) par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \sigma L_s i_{sd} \\ \phi_{sq} = \frac{L_m}{L_r} \phi_{rq} + \sigma L_s i_{sq} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rq} - L_m i_{sq}) \\ i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rd} - L_m i_{sd}) \end{cases} \quad (I.23)$$

En identifiant le système (I.21) à la forme :  $\frac{dX}{dt} = A X + B U$ , on aura:

Le vecteur d'états  $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^t$ ,  $A$  la matrice dynamique du système, le vecteur de commande  $U = [v_{sd} \ v_{sq}]^t$ , et  $B$  la matrice d'application de commande, donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r}) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r}) & -\frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Où :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique.

#### I.4.5. Référentiel Lié au Stator (repère Stationnaire $\alpha\beta$ )

Cette transformation est appelée aussi transformation de *Clarke*, qui est en fait un cas particulier de la transformation de *Park*, elle est obtenue quand le repère  $dq$  est

confondu avec le repère  $\alpha\beta$ , ç-à-d en prenant  $\theta_s = 0$ , la transformation directe se fait alors comme suit, [Rez-09]:

$$\begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

où,  $x$  représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

À partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit:

$$\text{au stator:} \quad \begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

$$\text{au rotor:} \quad \begin{cases} v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme :  $\frac{dX}{dt} = A X + B U$ , on aura:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

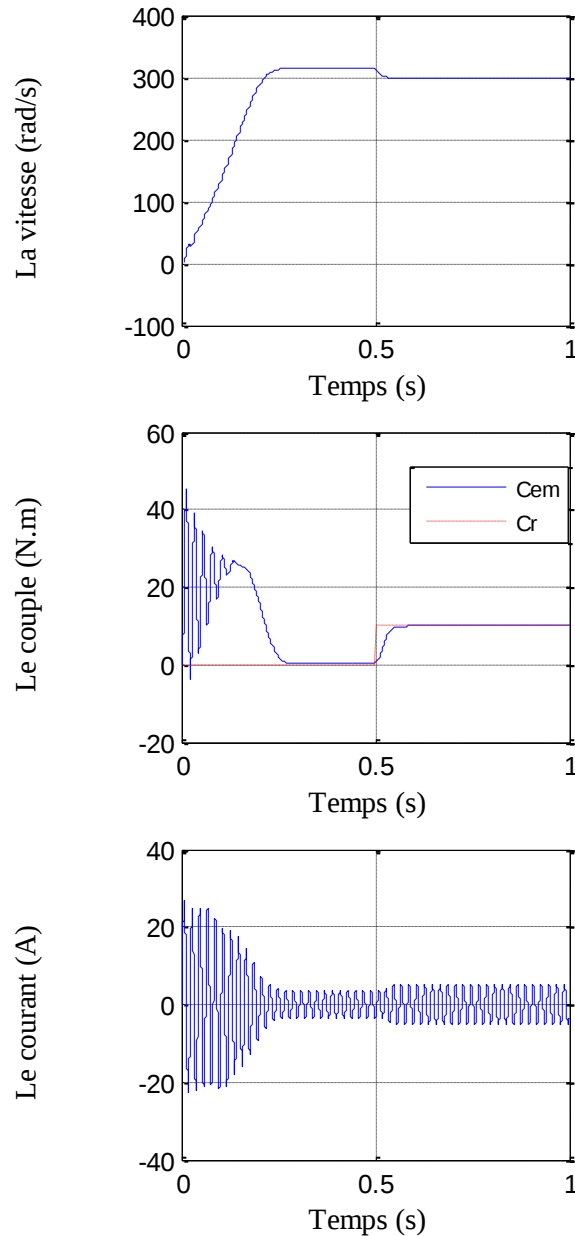
$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère  $\alpha\beta$  peut être donnée par, [Rez-09] :

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.32)$$

#### I.4.6. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation illustrés par les figures 1.4 montrent l'évolution de la vitesse, du couple et du courant lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension puis une application de la charge en régime statique à l'instant 0.5s. Le démarrage à vide sous pleine tension permet d'avoir un établissement rapide du régime permanent. Le transitoire du courant de phase a une durée équivalente au temps de démarrage avec une pointe de 25A. Lors de l'application d'un échelon de couple résistant de 10N.m. Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant. Le courant de ligne croît légèrement. Par contre, la vitesse subit une décroissance significative.



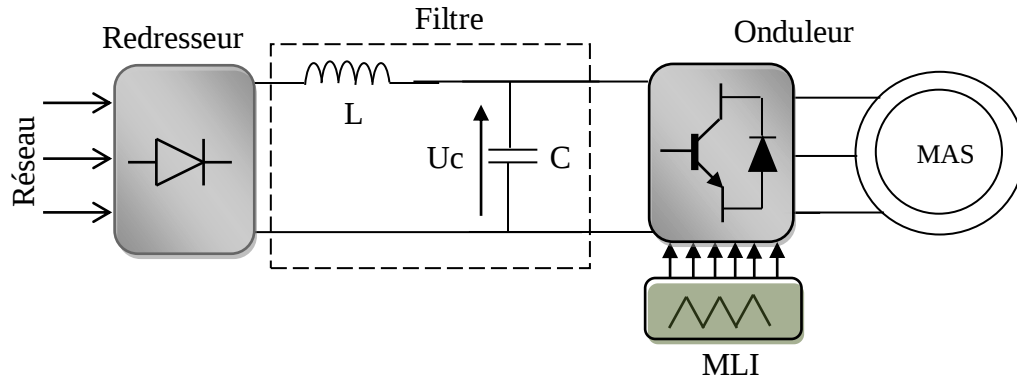
**Figure 1.4 :** Démarrage de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge de 10 N.m à 0.5 s

### ***1.5. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions et de sa commande MLI***

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables.

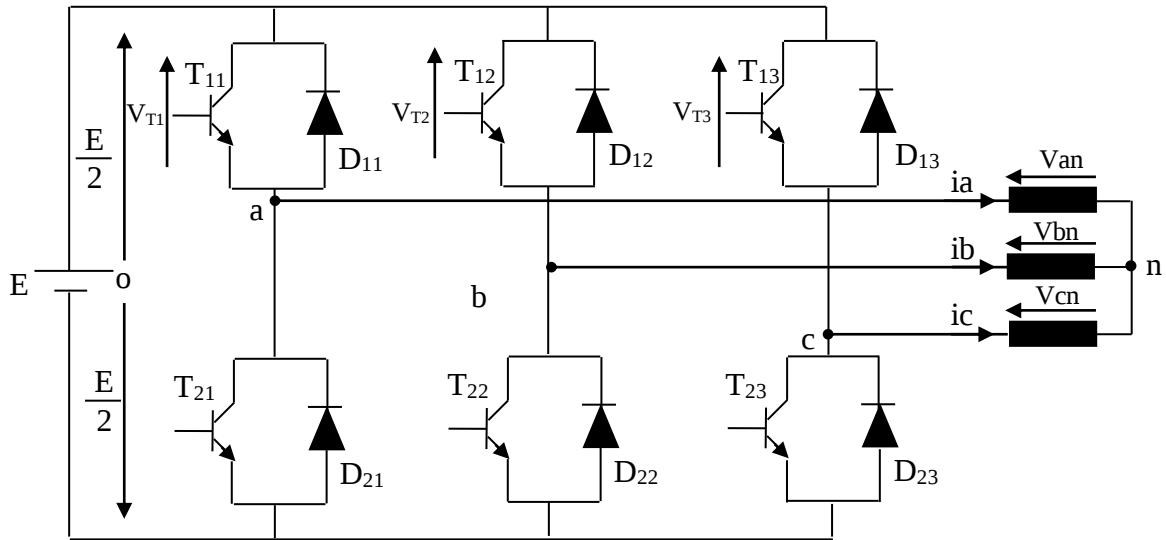
Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur dans les deux sens. L'onduleur de tension

alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs, [Che-14].



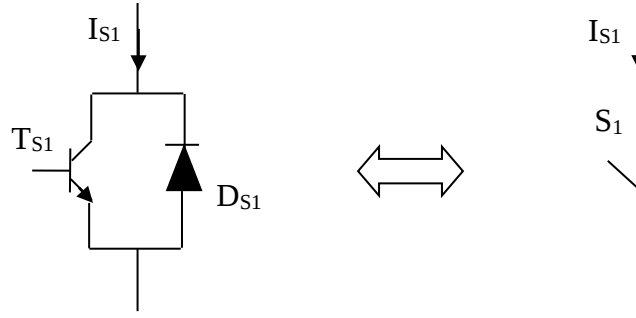
**Figure I.5 :** Schéma synoptique d'une MAS et de son alimentation

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels. Les couples d'interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.



**Figure I.6 :** Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche.



Représentation d'un interrupteur.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que, [Che-14]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile.

Sachant que dans un régime équilibré  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire, figure I.6 :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (I.33)$$

En faisant la somme des équations du système (I.33), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (I.34)$$

d'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (I.35)$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I.36)$$

En substituant l'équation (I.36) dans le système (I.33), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

Selon la condition des interrupteurs statiques ( $S_k$ ) de l'onduleur ( $S_k$  est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon, avec  $k = a, b, c$ ),

$$S_k = 1 \quad \text{Sinon} \quad S_k = 0 \quad (I.38)$$

Les tensions de branches  $v_{ko}$  peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs «  $S_k$  » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1).E/2 \quad (I.39)$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation I.40

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

### I.5.1. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion

La commande de l'onduleur par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de produire à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmoniques, [Che-14].

La technique de commande MLI sinus – triangle va être développées dans cette section.

#### I.5.1.1. Commande MLI sinus - triangle

Il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f_r$  combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$  de haute fréquence  $f_p$ , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure.I.7).

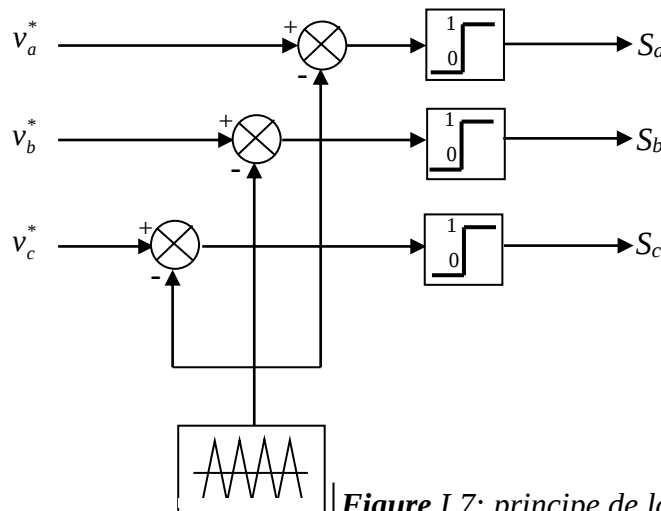


Figure I.7: principe de la STPWM

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\omega t) \\ V_b &= V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c &= V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (I.41)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{Tp} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{Tp}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{Tp} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{Tp}{2} \leq t \leq Tp \end{cases} \quad (I.42)$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation 1.34 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (I.43)$$

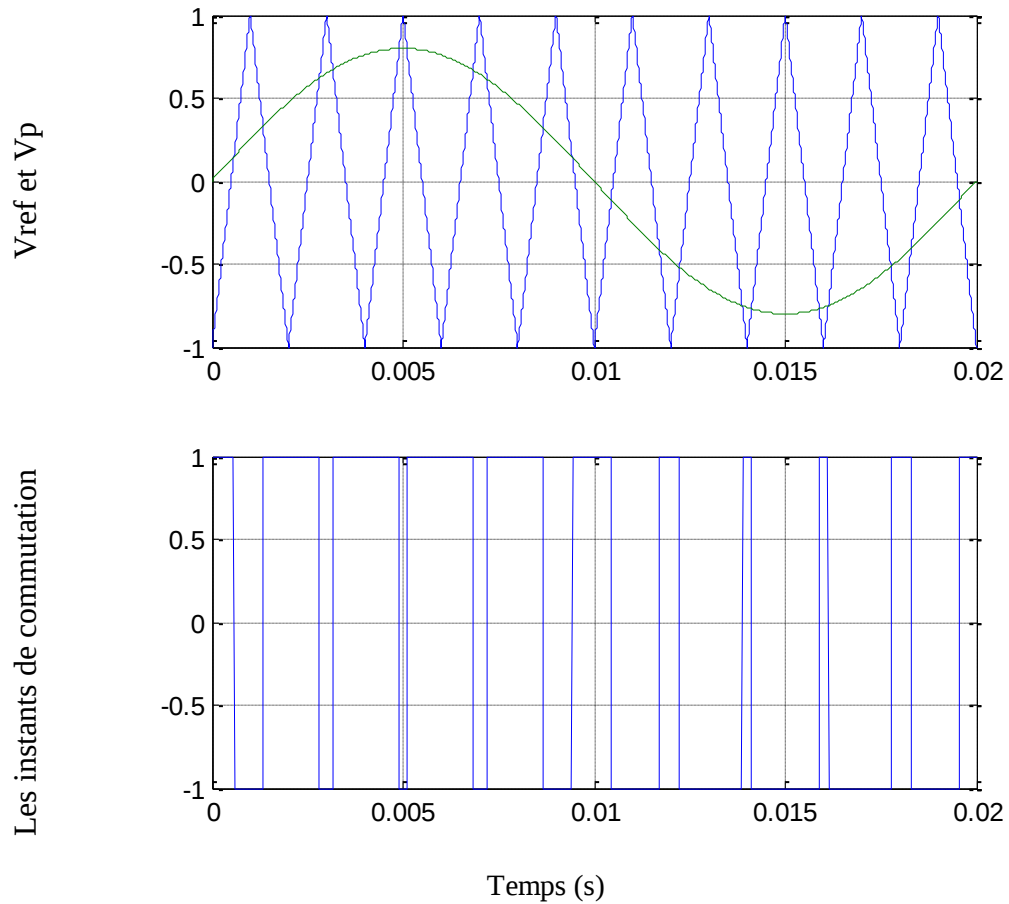
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1- L'indice de modulation «  $m$  » égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ )

sur la fréquence de référence ( $f_r$ ), ( $m = \frac{f_p}{f_r}$ ).

2- Le taux de modulation  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence

( $V_r$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_p$ ),  $r = \frac{V_r}{V_p}$ .

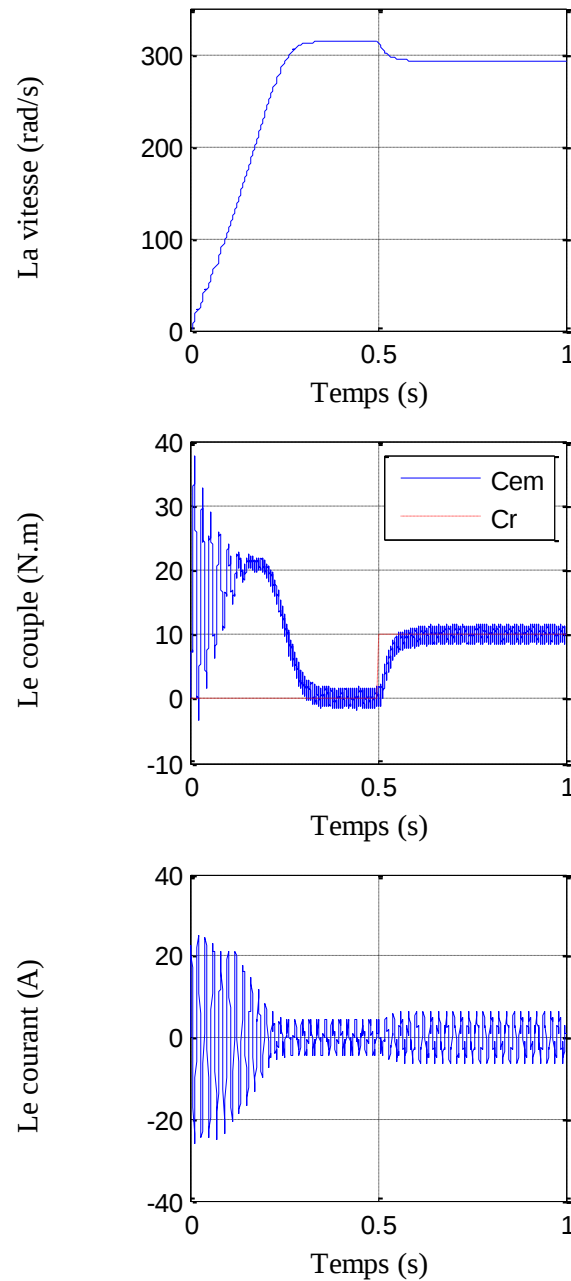


**Figure I.8 :** Description de la commande M.L.I. sinus – triangle

#### I.5.5. Simulation de l'association MAS - onduleur

Afin d'étudier les performances de l'association [moteur asynchrone + onduleur de tension], nous avons envisagé une série de simulation.

La courbe de variation du couple électromagnétique montre de forte pulsation de ce dernier au début du démarrage. La forme du courant de ligne absorbé est très rapprochée de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur.



**Figure (I.9):** démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI (traingulo - sinusoidale) avec application d'une charge de 10 N.m à 0.5 s

## I.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé une modélisation du moteur à l'aide de la transformation triphasée/diphasée, ceci en s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices, puis la modélisation du convertisseur continu-alternatif et de la commande MLI de type sinus-triangle associée. Afin de vérifier la proximité entre les

modèles obtenus et la réalité physique du comportement du moteur, une série de simulations a été envisagée.

La modélisation de la MAS et de son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande. Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.



## **Chapitre II**

---

### **Commande Directe du Couple de la MAS**

---

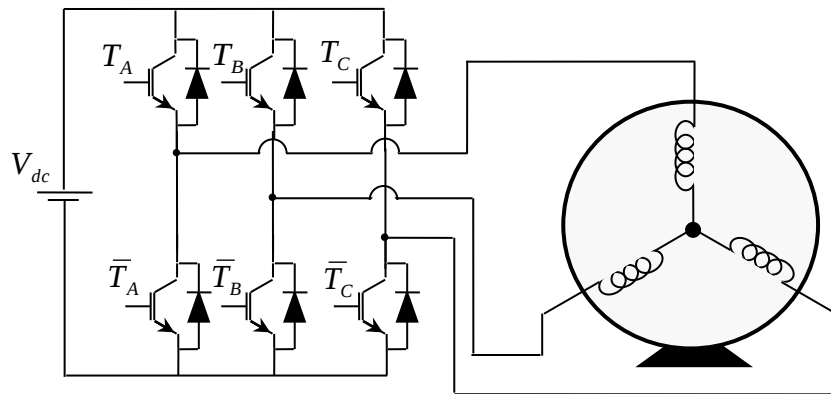
## II.1. Introduction

La technique du contrôle direct du couple (DTC : Direct Torque Control) a été proposée par Takahashi et Depenbrock pour le moteur asynchrone au milieu des années 80. Elle présente des performances dynamiques remarquables ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la machine. Le principe de cette commande est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension (états de commutation). Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et de deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du couple électromagnétique et du flux de la machine d'une façon découplée, [Oul-15], [Aro-19], [Bou-22].

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée à la MAS, on exposera les principes du contrôle direct du couple, puis on développera l'estimation des grandeurs utilisées tel que : le flux statorique et le couple électromagnétique de la MAS ainsi que les correcteurs à hystérésis. Ensuite, on introduit une boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP les résultats de simulations de la DTC alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux, seront présentés et discutés.

## II.2. Modèle d'onduleur de source de tension a deux niveaux

Avant de passer à l'algorithme de base de la DTC, nous devrions représenter le modèle d'onduleur de tension a deux niveau. La figure (II.1) montre un schéma simplifié de la topologie en pont de l'onduleur de source de tension a deux niveaux.



**Figure (II.1):** Machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension

Le moteur asynchrone est suppose comme une charge triphasée équilibré couplé en étoile. Le type des commutateurs utilisés dépend de la puissance de l'onduleur et de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les transistors IGBT avec diodes anti-parallèles sont très utiles. Les tensions de phases de sortie sont produites par une tension de liaison continue ( $V_{dc}=E$ ) qui est fournie par un redresseur ou une autre source de courant continu. Le contrôle de l'onduleur se base sur les valeurs logiques  $S_i$ ,

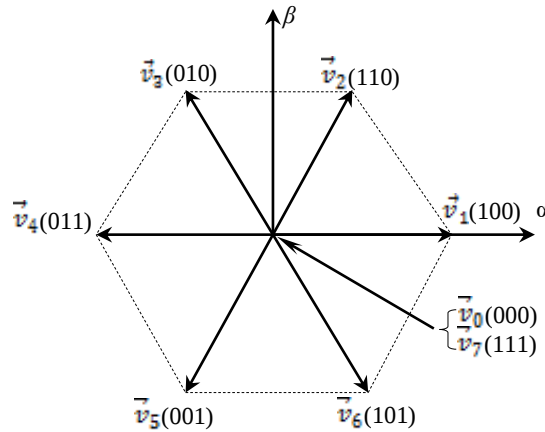
ou :

- Si  $S_i = 1$  alors  $T_i$  est passant et  $\bar{T}_i$  est bloqué.
- Si  $S_i = 0$  alors  $T_i$  est bloqué et  $\bar{T}_i$  est passant, avec  $i = A, B, \text{ ou } C$ .

Le vecteur de tension  $\bar{V}$  est généré par l'équation suivante :

$$\bar{V} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left[ S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

La combinaison des différents états de l'onduleur donne  $2^3=8$  cas possibles pour le vecteur de tension  $V$  dont deux vecteurs nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) et six vecteurs non nuls. La figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur  $V$  générés par un onduleur de tension à deux niveaux.



**Figure (II.2) :** Vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à deux niveaux

### II.3. Principe d'un contrôle direct du couple

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de d'hystérésis, un vecteur tension appropriée est

appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique, [Mou-23], [Sad-17], [Zem-17].

## II.4. Contrôle du flux *statorique* et du couple électromagnétique

### II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

A partir du modèle de la MAS dans un repère lié au stator et l'expression de la tension statorique, l'expression de flux de la MAS est obtenu par l'équation suivante, [Bou-14]:

$$\vec{\phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt + \vec{\phi}_{s0} \quad (\text{II.2})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire, [Bou-14] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (\text{II.3})$$

Lorsque on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$ , on aura :  $V_s \gg R_s I_s$  et donc on peut écrire l'équation (II.3) comme suit :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.4})$$

$\overline{\phi}_s(0)$ : est le vecteur flux à l'instant  $(t = 0)$ .

D'après l'équation (II.4) on aura

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_s(0) = V_s \cdot T_e \quad (\text{II.5})$$

Alors on peut écrire :

$$\vec{\phi}_{s(t_{n+1})} = \vec{\phi}_{s(t_n)} + T_e \cdot \vec{V}_{s(t_n)} \quad (\text{II.6})$$

D'après les équations (II.5 et II.6), le temps d'application de tension  $V_s$  est égal à  $T_e$ .

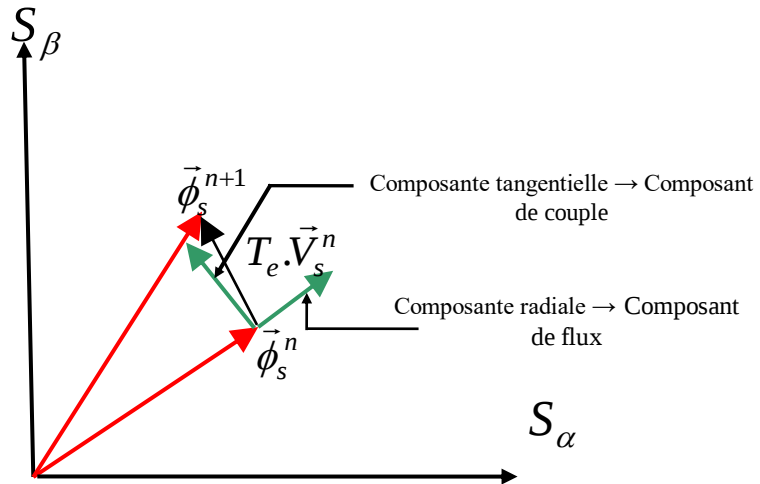
Alors la tension reste constante pendant cette période  $T_n$ ,  $T_{n+1}$  par conséquent l'équation (II.6) devienne :

$$\vec{\phi}_s^{n+1} = \vec{\phi}_s^n + T_e \cdot \vec{V}_s^n \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.7) implique que chaque extrémité de vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquées  $V_s$ . Les nouvelles valeurs (phase et amplitude) de vecteur de flux sont définies par :

- 1- la valeur de flux statorique au temps  $T_n$
- 2- la valeur de vecteur de tension appliqué  $V_s$  au temps  $T_n$

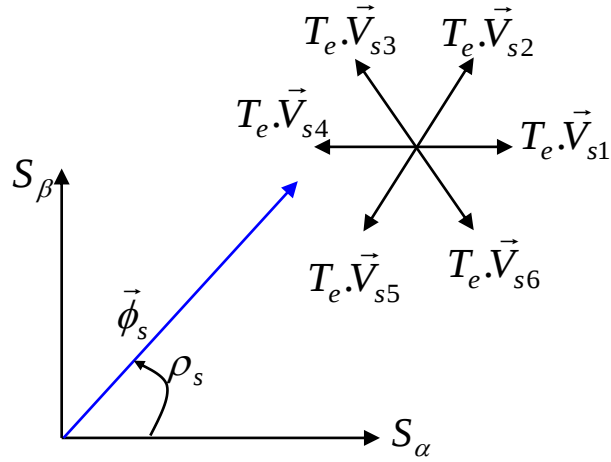
Chaque vecteur tension a deux composantes, la composante **radial** qui commande le **flux** et la composante **tangentielle** qui commande le **couple**. Dans les composantes du flux des vecteurs tensions, la composante radiale fait varier les amplitudes des flux, et la composante du couple fait varier les positions des flux, comme il est illustré par la figure (II.3), [Bou-14] :



**Figure (II.3):** Evolution des extrémités des deux flux (statorique et rotorique).

En choisissant une séquence adéquate de vecteur  $V_s$ , sur une période de commande  $T_e$ , il est donc possible de fonctionner avec le module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre aux extrémités de  $\phi_s$  une trajectoire presque circulaire si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux.

Lorsque le vecteur tensions  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de extrémité de flux est donnée par la dérivée  $\frac{d\phi_s}{dt}$ . Ainsi la vitesse de déplacement de extrémité de  $\phi_s$ , lorsqu'on néglige le terme  $R_s I_s$ , la vitesse est donnée par la vitesse de tension appliquée:  $V_s = \frac{d\phi_s}{dt}$ . La vitesse de rotation de flux  $\phi_s$  dépendent fortement de choix de tensions  $V_s$ ; la valeur devienne maximale pour le vecteur de tension perpendiculaire aux direction de flux, et nulle si on applique le vecteur nul.  $V_s$  est la valeur de tension à la sortie d'onduleur ; sa valeur peut être déduite de valeur estimative de flux statorique. Sur la figure suivante (II.4), on présente les vecteurs de tension statorique.



**Figure (II.4):** Choix des vecteurs tensions

#### II.4.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante, [Zel-16]:

$$C_{em} = K(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) = K|\bar{\phi}_s||\bar{\phi}_r|\sin(\gamma) \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$K$  : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$\bar{\phi}_s$  : représente le vecteur de flux statorique;

$\bar{\phi}_r$  : représente le vecteur de flux rotorique;

$\gamma$  : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique, et  $\gamma = \theta_s - \theta_r$

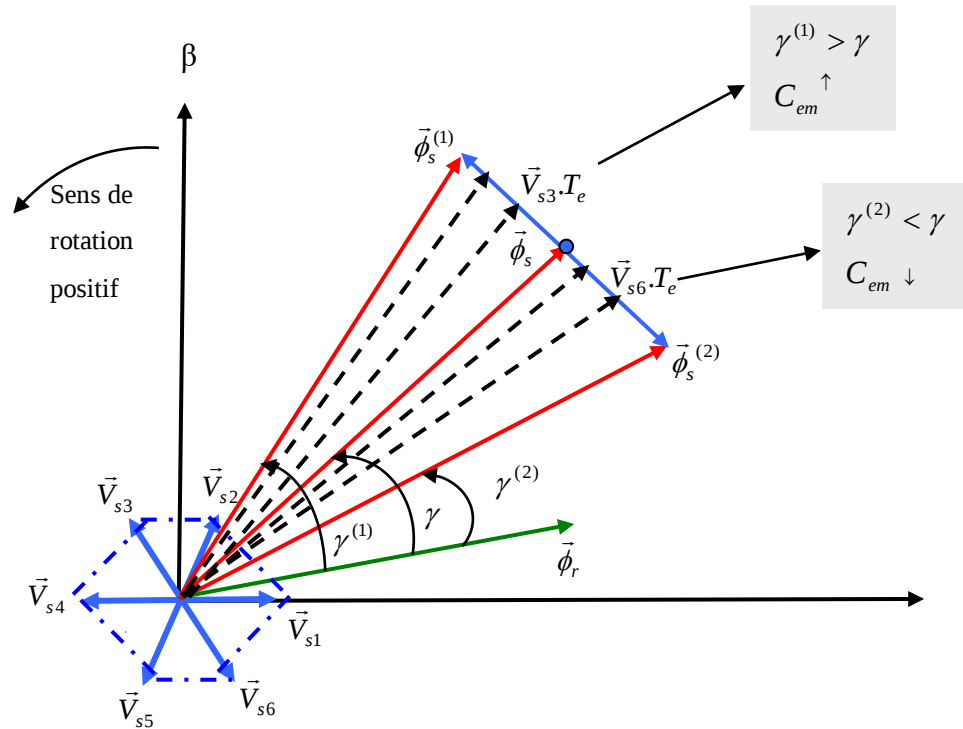
En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence, et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [Rez-09], l'expression (II.8) devient:

$$C_{em} = K \cdot \phi_{s-ref} \cdot \phi_r \cdot \sin(\gamma) \quad (\text{II.9})$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux statorique et rotorique et de la position relative  $\gamma$ . Lorsque les deux flux sont maintenus constants, par limitation des flux dans des bandes

d'hystérésis autour de ses consignes, le couple électromagnétique sera en fonction de l'angle de déphasage  $\gamma$  entre ces deux flux.

Afin d'augmenter rapidement l'angle  $\gamma$  et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig II.05), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard, [Zem-17].



**Figure (II.5):** Régulation du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension

## II.5. Choix du vecteur tension

Pour fixer les amplitudes de vecteur flux statorique, l'extrémité de ce vecteur doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité de flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude de vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. Par exemple pour la figure précédente (II.04), si on applique le vecteur  $V_{s1}$  l'amplitude de  $\phi_s$  augmente, tandis que la position angulaire  $\rho(s)$  de  $\phi_s$  diminue. Quand un vecteur tension est appliqué,

L'évolution de  $\rho(s)$  et l'amplitude de  $\phi_s$  peuvent varier en fonction de la valeur initiale de  $\rho(s)$  par conséquent, nous définissons six secteurs dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , [Bou-14].

## II.6. Conception de la commande

La sélection du vecteur tension  $V_{si}$  est faite de telle sorte que l'erreur entre  $|\phi_s|$  et  $|\phi_{sref}|$  doit être :

$$|\phi_{sref}| - \frac{\Delta|\phi_s|}{2} \leq |\phi_s| \leq |\phi_{sref}| + \frac{\Delta|\phi_s|}{2}$$

La sélection ne dépend pas seulement de l'erreur sur l'amplitude mais aussi de la direction de  $|\phi_s|$ , si pour cela il faut détecter la position angulaire du vecteur du flux  $|\phi_s|$  dans le référentiel pour pouvoir choisir la direction nécessaire du vecteur tension de commande. Le vecteur  $\phi_s$  est maintenu entre deux valeurs  $\phi_{s\max}$  et  $\phi_{s\min}$ , Le passage de l'une à l'autre est commandé par la tension  $V_s$  ; si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls,  $\phi_s$  évolue avec une vitesse constante, proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient  $\phi_s$  à peu près constant, et  $\phi_r$  aussi de la même manière, le couple ne dépend que de  $\gamma$ . Pour répondre à une demande de variation du couple, il suffit d'agir sur le déphasage  $\gamma$ .

Par exemple quand  $\phi_s$  atteint la valeur  $\phi_{s\max}$ , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de  $V_s$  entraîne une diminution du module de  $\phi_s$ . Et quant  $\phi_s$  chute à la valeur  $\phi_{s\min}$ , on demande la commutation suivante. Si on suppose que  $\phi_s$  est dans le secteur (2) alors  $V_{s3}$  et  $V_{s4}$  vont satisfaire les conditions de régulation. Alors si  $\phi_s$  atteint la limite supérieure imposée sur le flux, on doit sectionner  $V_{s4}$ , et si  $\phi_s$  atteint la limite inférieure imposée sur le flux, on doit sélectionner  $V_{s3}$ . L'application de cette technique rend la possibilité de l'existence d'un flux  $\phi_s$  constant en sélectionnant les tensions de commande appropriées. Donc le choix du vecteur  $V_s$  dépend, [Bou-14]:

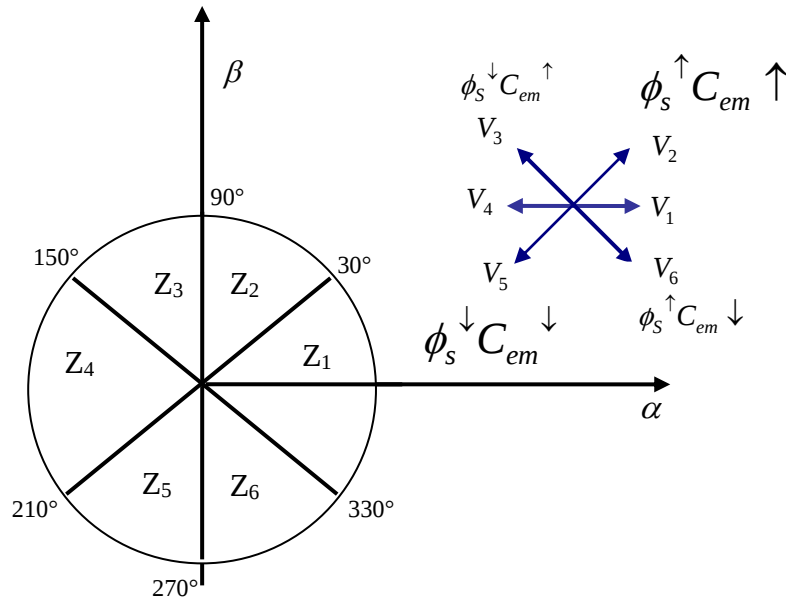
- du numéro de secteur;
- des variations souhaitées pour les modules des flux;
- les positions angulaires des flux;

Par exemple, lorsque le vecteur flux statorique  $\phi_s$  se trouve dans la zone numéro 1 ( $Z_1$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs des tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_5$  et  $V_6$  représentés sur la

figure (II.6). Sur toute cette zone, parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur de tension  $V_s$  sélectionné reste le même soit, [Dje-15] :

- Si  $V_2$  est appliqué alors  $\phi_s$  croît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_3$  est appliqué alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_5$  est appliqué alors  $\phi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_6$  est appliqué alors  $\phi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionné (vecteurs tension nuls) alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ .



**Figure (II.06):** Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.

## II.7. Estimateurs

### II.7.1. Estimation du flux

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures de courant et de la tension de la machine. A partir de l'équation, [Tam-17] :

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (II.10)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que:

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (II.11)$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Avec:} \begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases}$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  et sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesures.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On obtient les composantes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , après l'application de la transformation de Concordia sur les tensions d'entrée mesurées  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $E=V_{dc}$ , et des états de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ), soit:

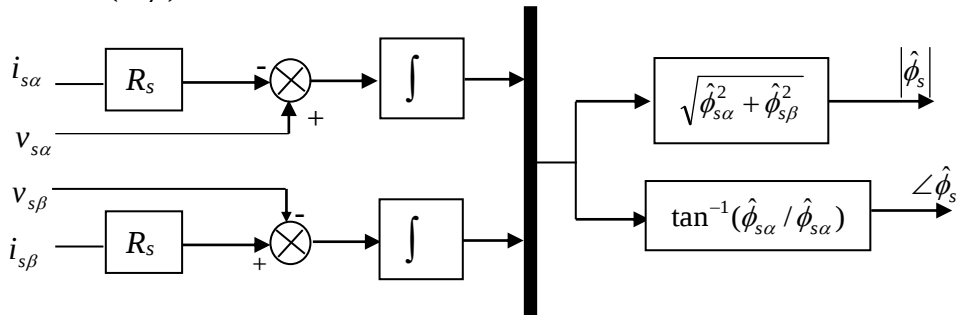
$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

L'angle  $\theta_s$ , entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$ , est égale:

$$\theta_s = \arctg \left( \frac{\hat{\phi}_{s\alpha}}{\hat{\phi}_{s\beta}} \right) \quad (\text{II.17})$$

La figure (II.07) montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées  $(\alpha, \beta)$ .



**Figure (II.07):** Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension 32

### II.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante, [Tam-17]:

$$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2} p.(\hat{\phi}_{s\alpha}.I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta}.I_{s\alpha}) \quad (II.18)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

## II.8. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

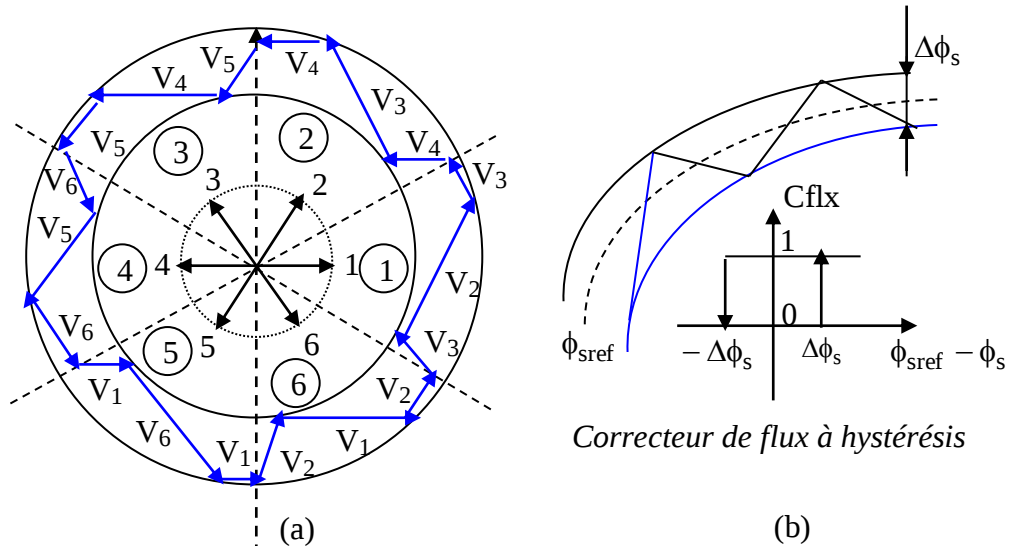
### II.8.1. Contrôleur à hystérésis de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.08).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $C_{flx}$ ) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $C_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir :  $|\phi_{ref} - \phi| \leq \Delta\phi$ , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant, [Tam-17].

Avec :  $\phi_{ref}$  : La consigne du flux ;  $\Delta\phi$  : La largeur d'hystérésis du correcteur.



**Figure (II.08):** Sélection des tensions  $\bar{V}_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\phi_s$  et Correcteur de flux à hystérésis

### II.8.2. Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $C_{em-ref} - C_{em} \leq \Delta C_{em}$  avec  $C_{em-ref}$  la référence de couple  $\Delta C_{em}$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude de contrôleur appliqué au couple, deux types de comparateur à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, [Tam-17], [Oui-18], soit :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

#### a. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone "i", il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [Tam-17], [Oui-18].

#### b. Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$  pour une consigne positive et  $C_{cpl} = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ), [Tam-17], [Oui-18]. La figure (II.9) Montre ce type de correcteur.

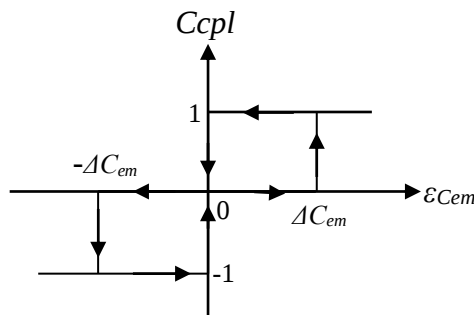


Figure (II.9): Contrôleur à hystérésis à trois

## II.9. Elaboration des tables de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables Cflx et Ccpl, et de la zone  $Z_i$  de position de  $\phi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante :

**Tableau (II.1) :** Table de commutation de la structure de DTC

| flux    | Couple  | La zone " $Z_i$ " |                |                |                |                |                | comparateur   |  |
|---------|---------|-------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|---------------|--|
|         |         | 1                 | 2              | 3              | 4              | 5              | 6              |               |  |
| Cflx =1 | Ccpl=1  | V <sub>2</sub>    | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | Deux          |  |
|         | Ccpl=0  | V <sub>7</sub>    | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | niveaux       |  |
|         | Ccpl=-1 | V <sub>6</sub>    | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | Trois niveaux |  |
| Cflx=0  | Ccpl=1  | V <sub>3</sub>    | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | Deux          |  |
|         | Ccpl=0  | V <sub>0</sub>    | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | niveaux       |  |
|         | Ccpl=-1 | V <sub>5</sub>    | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | Trois niveaux |  |

## II.10. Réglage de la vitesse rotorique

Nous proposons pour la boucle de régulation de la vitesse, un contrôleur classique de type PI (*Proportionnel et Intégrateur*). Ce type de correcteur est caractérisé par une action proportionnelle afin de régler la rapidité avec laquelle la régulation doit être effectuée, et une action intégrale dont le but est d'annuler l'erreur statique entre la vitesse régulée et la vitesse de référence. Le calcul de correcteur est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

La boucle externe de régulation de vitesse sera défini par les paramètres ( $K_{p\omega}, K_{i\omega}$ ). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

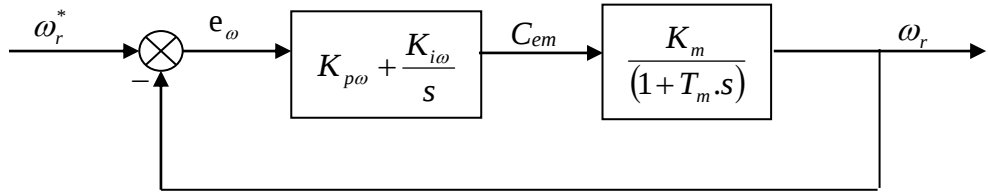
$$\frac{\omega_r}{C_{em}} = \frac{p}{(f_v + J.s)} \quad (II.19)$$

$$\frac{\omega_r}{C_{em}} = \frac{K_m}{(1 + T_m.s)} \quad (II.20)$$

Avec :

$$k_m = \frac{p}{f}, \quad T_m = \frac{J}{f}$$

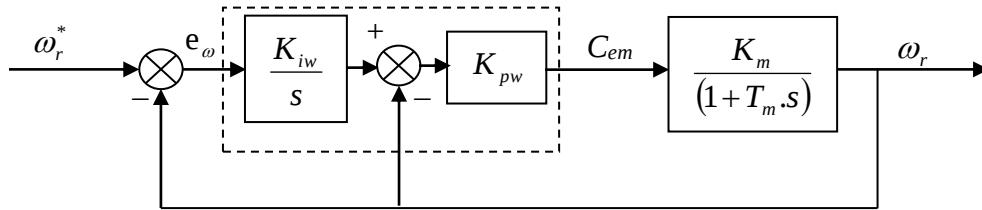
La figure (II.10) montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :



**Figure (II.10) :** Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs *PI* ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur *PI* se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur.

Pour remédier à ce problème consiste à remplacer le correcteur *PI* (de vitesse) par un correcteur *IP*, [Che-14]. Le schéma bloc d'un correcteur *IP* est donné par la figure (II.11).



**Figure (II.11) :** Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur IP

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{i\omega} \cdot K_{p\omega}}{T_m}}{s^2 + \frac{(1 + K_m \cdot K_{p\omega})}{T_m} s + \frac{K_m \cdot K_{i\omega} \cdot K_{p\omega}}{T_m}} \quad (\text{II.21})$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur *IP* :

|               |                                  |                                    |
|---------------|----------------------------------|------------------------------------|
|               | $K_{p\omega}$                    | $K_{i\omega}$                      |
| Correcteur IP | $(2\zeta\omega_0 T_m - 1) / K_m$ | $\omega_0^2 T_m / K_m K_{p\omega}$ |

## II.11. Résultats de simulation

La figure (II.12) représente le schéma-bloc de la commande directe du couple d'une machine asynchrone. Elle est constituée d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux et deux estimateur un pour le flux et l'autre pour le couple avec l'utilisation d'une table de commutation. Un bloc pour la régulation de la vitesse rotorique avec un correcteur IP.

La commande directe du couple de la MAS a été testée par simulation avec le logiciel Matlab-Simulink.

Les principales caractéristiques de simulation sont résumées comme suit :

- La fréquence d'échantillonnage est :  $f_s = 100$  kHz;
- Les largeurs des bandes d'hystérésis :

Bande d'hystérésis du couple :  $\Delta C_{em} = 0.01$  N.m

Bande d'hystérésis du flux statorique :  $\Delta \phi_s = 0.001$  Wb

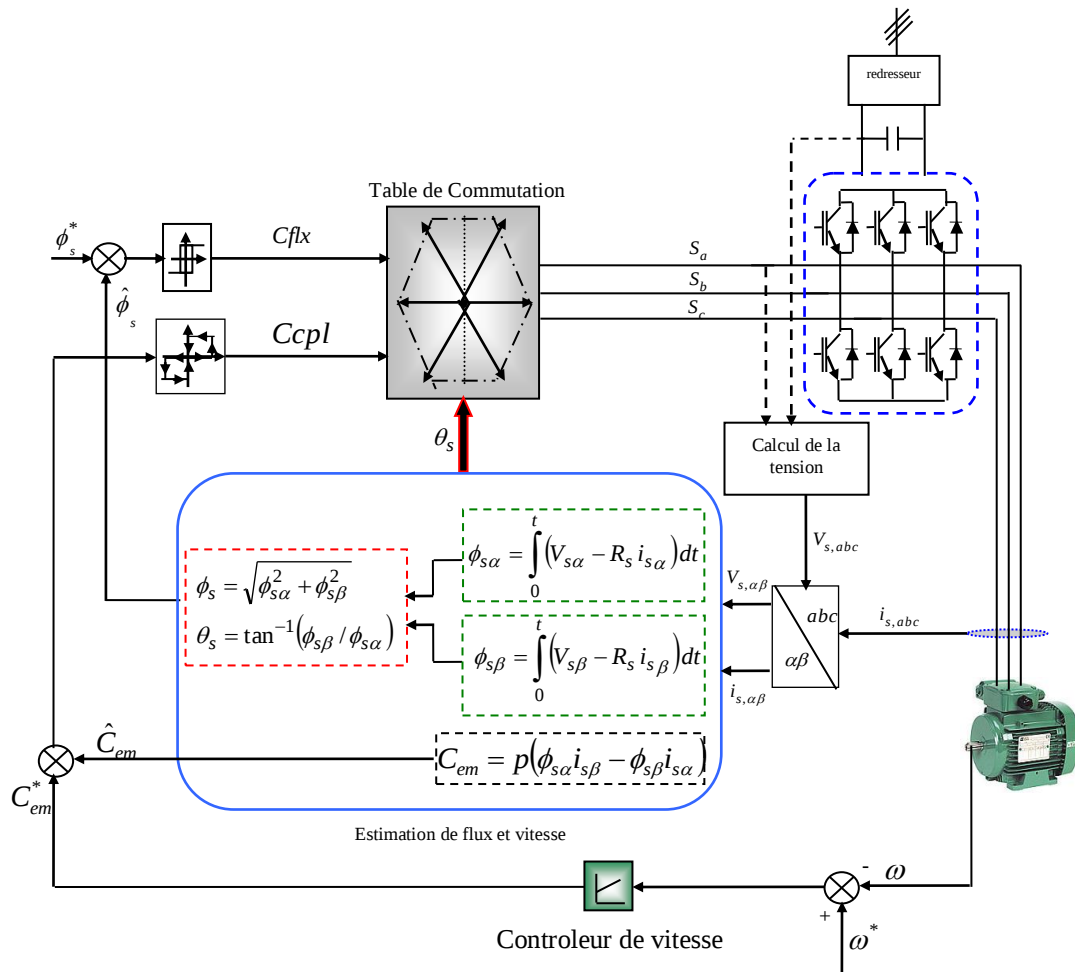
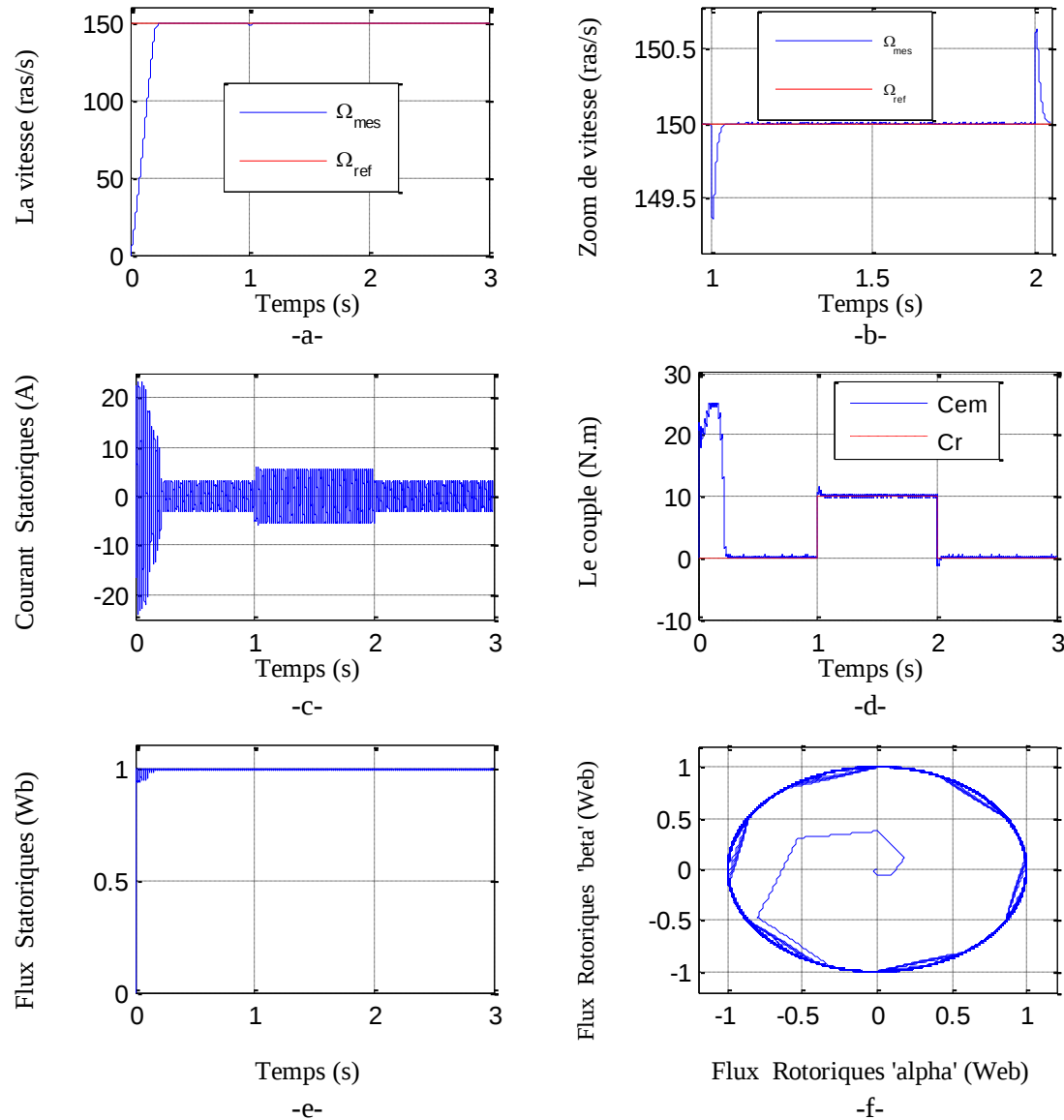


Figure (II.12): Principe de la commande DTC

### II.11.1. Fonctionnement à vitesse constante

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenus pour un échelon de vitesse de  $\Omega_{ref} = 150$  rad/s, avec une charge de 10N.m appliquée entre  $t_1=1$ s et  $t_2=2$ s.



**Figure (II.13) :** Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MAS pour le test de fonctionnement à vitesse constante

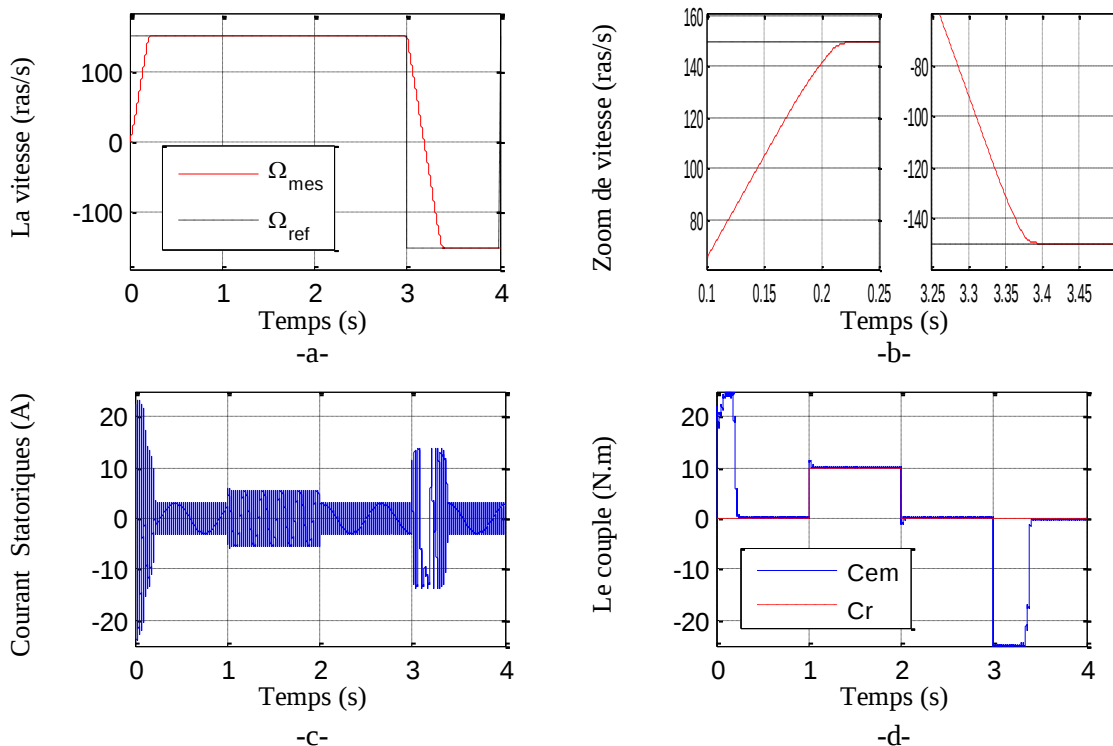
D'après ces résultats obtenus, nous pouvons remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement et rapidement la valeur de référence souhaitée, sans dépassement au démarrage et sans erreur statique, elle atteint la valeur de référence après  $t_{r(\Omega)}=0,26$ s. La figure (II.13-c) montre que le courant statoriques est d'une allure sinusoïdale, il répond bien aux variations imposées par le couple de charge. La figure (II.13-d) montre la

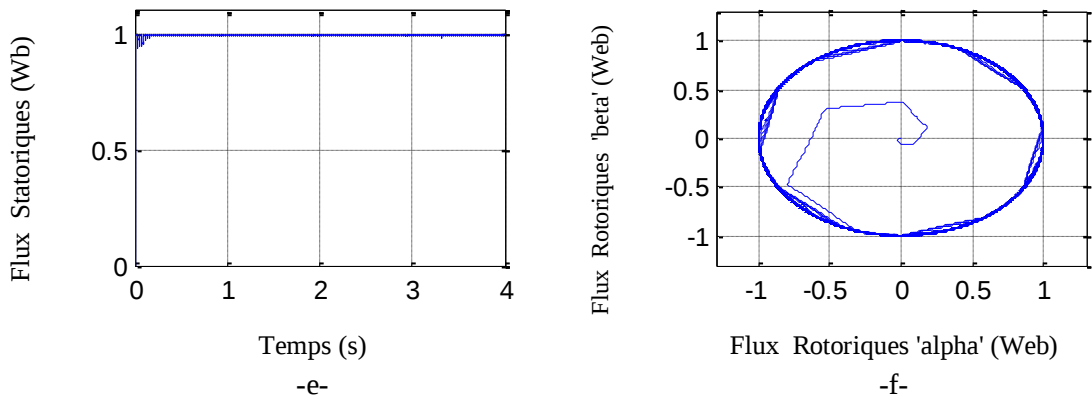
réponse du couple électromagnétique qui suit la référence imposée avec une dynamique très rapide. Au démarrage, le couple a un pic et s'est stabilisé à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. D'autre part, lorsqu'une application du couple de charge à  $t = 1\text{s}$ , il apparaît une chute de vitesse, le temps de rejet nécessaire pour éliminer l'effet de cette perturbation est très rapide, ce qui montre bien la robustesse de cette stratégie de contrôle contre les variations du couple de charge. Cependant, le couple électromagnétique présente des ondulations.

La figure (II.13-e) montre que le module de flux statorique suit parfaitement sa référence (1Wb). Mais, ils présentent également des ondulations à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Le flux statorique n'a pas affecté par l'application du couple de charge, ce qui montre que le découplage entre le couple et les flux est assuré. De plus, l'évolution de flux décrit une trajectoire circulaire d'un rayon constant égale à la référence comme le montre la figure (II.13-f).

### II.11.1. Fonctionnement à vitesse variable (inversion du sens de rotation)

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande à poursuivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (150rad/s), avec application d'un couple de charge égale à 10N.m appliquée entre  $t_1=1\text{s}$  et  $t_2=2\text{s}$ , suivi d'une inversion de la vitesse à (-150rad/s) à l'instant  $t=3\text{s}$ ,





**Figure (II.14) :** Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MAS pour une variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Les résultats de simulations de ce test montrent le bon comportement du moteur asynchrone malgré la variation du couple de charge et du sens de rotation. Ces résultats montrent aussi que le flux statorique est maintenu constant à sa référence, ainsi que l'évolution de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est bien circulaire, il n'a pas affecté par la variation du couple de charge et du sens de rotation, ce qui montre le bon découplage entre le couple et les flux.

## II.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un contrôle direct du couple (DTC) appliqué à la machine asynchrone. Après avoir développé le principe de la DTC, la technique de commande est alors introduite pour un fonctionnement de la MAS alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent les bonnes performances dynamiques et statiques du couple et du flux. Néanmoins, cette commande présente des oscillations au niveau de ces deux grandeurs à cause de la variation de la fréquence de commutation, l'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur les flux et le couple. Enfin, en analysant les différents résultats obtenus, la DTC abouti, globalement, à de meilleures performances.



## **Chapitre III**

---

### **Différentes Techniques de la Commande sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone**

---

### **III.1. Introduction**

La commande sans capteur devient de plus en plus attractif pour les industriels, elle permet d'éviter les inconvénients des capteurs mécaniques de la vitesse, qui font partie intégrante de l'ensemble alimentation - convertisseur – machine. En effet, l'emploi de ces capteurs génère une augmentation non négligeable du coût et parfois du volume du moteur. Pour le cas des moteurs de petite taille, la présence d'un tel capteur au niveau de l'arbre peut rendre ce dernier quasi-inaccessible. De nos jours, la commande avec capteur mécanique se voit remplacée par la commande sans capteur mécanique pour des raisons aussi bien d'ordre économique que technique, [Che-14].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes techniques d'estimation et d'observation de la vitesse de MI.

### **III.2. Différentes techniques de la commande sans capteur de vitesse de la MAS**

Dans la littérature, de nombreux travaux ont été effectués pour une commande sans capteur mécanique dédiée à la machine asynchrone. Ces travaux présentent plusieurs approches qui sont basées sur des techniques d'estimation et d'observation, généralement, elles peuvent être classées en deux catégories, [Say-15] :

La première catégorie concerne les approches basées sur un modèle de comportement de la machine, elles sont désignées sous le nom de méthodes avec modèle. Elles s'appuient sur les techniques d'estimations ou d'observation issues de l'automatique classique.

La seconde catégorie regroupe d'autres techniques, qualifiées de méthodes sans modèle, parmi lesquelles on peut distinguer :

- des approches basées sur des phénomènes parasites liés à la géométrie de la machine et introduisant des harmoniques fonctions de la vitesse du moteur,
- des approches fondées sur les algorithmes de l'intelligence artificielle.

#### **III.2.1 Commande sans capteur de vitesse basée sur la modélisation dynamique**

Ces techniques d'estimation consistent principalement en l'utilisation d'estimateurs ou d'observateurs d'état pour reconstituer la vitesse exclusivement à partir des courants et des tensions statoriques, mesurables.

##### **III.2.1.1. Estimateur de vitesse en boucle ouverte**

Le principe des estimateurs en boucle ouverte consiste en l'utilisation du modèle dynamique de la machine, ils nécessitent généralement la mesure des courants et des tensions d'alimentation et/ou l'estimation préalable du flux statorique ou rotorique.

Plusieurs variantes sont alors possibles et sont présentées dans les références. Malgré leur simplicité, ces estimateurs présentent des inconvénients limitant leur efficacité et donc leur emploi aux applications n'exigeant que de faibles performances. En effet, ils sont très sensibles aux variations des paramètres du moteur ce qui affecte la précision de la robustesse de leur estimation, [Kri-16], [Say-15].

### III.2.1.2. Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS)

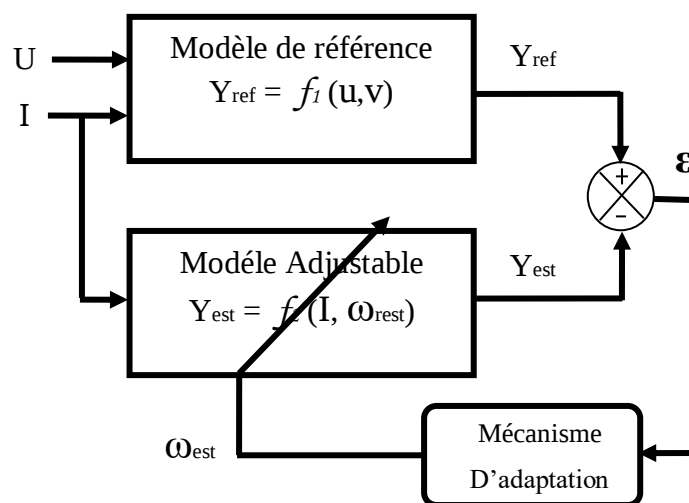
Les techniques de commande adaptatives ont connu des développements théoriques et pratiques importants et ont été largement utilisées dans le domaine de la commande des machines électriques. Parmi elles, des systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) ont été développés pour estimer la vitesse de rotation des machines asynchrones.

Ce type d'estimateurs se base sur la comparaison des flux, des courants, des forces électromotrices ou des puissances réactives instantanées. Chaque structure présente ses avantages et inconvénients dont les limitations majeures sont la variation paramétrique et la variation des charges mécaniques. Ces méthodes conduisent à des réalisations et des algorithmes simples et autorisent une grande rapidité d'adaptation.

Leur principe repose sur la comparaison des sorties estimée de deux modèles, un premier appelé de modèle de référence et un second qualifié d'adaptatif dans lequel s'ajustent les paramètres.

Pour minimiser l'erreur d'estimation, un mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une loi d'adaptation obtenue en appliquant la théorie de Lyapunov ou le critère de l'hyperstabilité de Popov [Pop-73].

Le schéma de principe d'un estimateur de vitesse MRAS est illustré par la figure III.1



**Figure (III.1) :** schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS

Parmi les méthodes à base de MRAS décrites dans la littérature, l'approche basée sur le flux rotorique est la plus citée. Elle a été initiée par C. Schauder [Sch-92] pour le contrôle sans capteur mécanique de vitesse du moteur asynchrone. Les modèles de référence et ajustable réalisent l'estimation du flux rotorique à partir des courants et tensions mesurés et exprimés dans le repère stationnaire lié au stator. L'auteur s'appuie sur le critère de Popov pour définir une loi d'adaptation de type proportionnelle et intégrale. Il présente des résultats expérimentaux et montre la validité de la méthode à haute et basse vitesse jusqu'à une fréquence d'excitation de 2 Hz. Toutefois, si le fonctionnement à vitesse nulle est autorisé pendant quelques secondes, les amplitudes des sorties des modèles du flux s'annulent et le contrôle de la vitesse est perdu.

L'approche basée les flux rotoriques souffre de sa dépendance vis-à-vis des variations de la résistance des enroulements statoriques et présente des difficultés dues à la présence d'intégration pure dans le modèle de référence. Ainsi, plusieurs auteurs ont proposé de nouvelles techniques pour résoudre ou réduire ces problèmes.

Parmi ces méthodes, la technique consistant à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive instantanée est une alternative intéressante [Key-10], [Mai-08], [Peng-94].

Peng et al ont donné une description de la méthode dans la référence [Peng-94], et montrent par la simulation et l'expérimentation que ses performances ne sont pas affectées par les variations thermiques de la résistance statorique. D'autre part, l'intégration pure de variables mesurées n'est pas nécessaire et l'estimation de la vitesse est effectuée dans une plage de fréquence plus large.

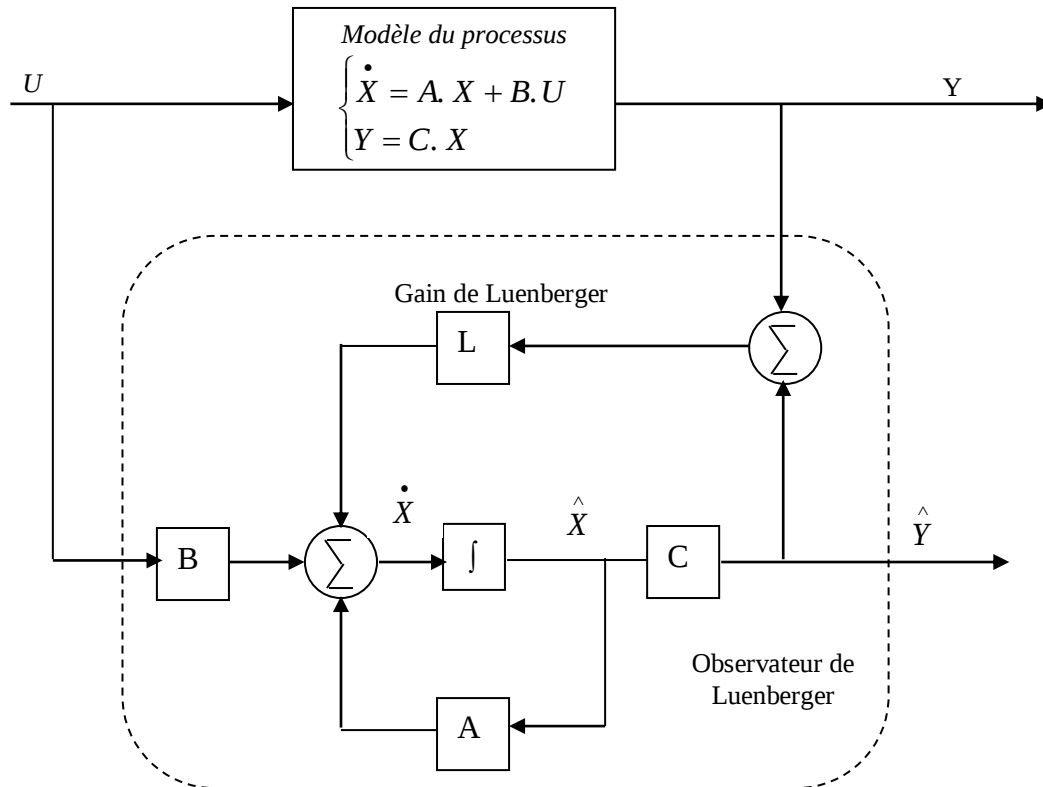
D'autres travaux [Dyb 09]-[Mar 97]-[Ras 04] suggèrent une autre approche exploitant les forces contre-électromotrice développées dans le moteur asynchrone. Dans [Ras 04], M. Rashed présente le principe de cette technique et montre qu'elle peut souffrir de problème d'instabilité en particulier dans les fonctionnements à basse vitesse et lors de variations de la résistance statorique. Une variante de la méthode, en vue d'estimer la vitesse et la résistance statorique, est proposée pour augmenter sa robustesse et assurer la stabilité des estimateurs utilisés par une procédure appropriée de placement de pôles en boucle fermée.

Les résultats expérimentaux sont exposés pour les régimes différentes conditions de fonctionnement afin de vérifier la stabilité des estimateurs mis en œuvre. L'analyse des performances prouve la validité de la méthode, mais également des insuffisances liées aux variations de paramètres et à la précision de l'estimation de la vitesse.

### III.2.1.3. Observateurs d'état

Dans la littérature technique, de nombreuses approches, basées sur les observateurs, ont été proposées pour la commande sans capteur de vitesse du moteur asynchrone. On y trouve généralement les catégories suivantes : l'observateur de Luenberger, l'observateur de Gopinath, le filtre de Kalman et les observateurs par modes glissants.

Les observateurs d'ordre complet tels que l'observateur de Luenberger [Kwo-05], [Yon-08] ou d'ordre réduit comme celui de Gopinath [Pic-08], sont de par leur nature déterministe, ils supposent un modèle de la machine asynchrone linéaire et invariant dans le temps, ils s'appuient donc sur la connaissance exacte des paramètres du moteur. La structure de principe de l'observateur de Luenberger est illustrée sur la figure III.2.



**Figure (III.2) :** Schéma de principe de l'observateur de Luenberger

Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées, mais leur implémentation matérielle a montré que leurs performances se détériorent fortement à basse vitesse, de plus ils nécessitent un grand nombre de calculs en temps réel.

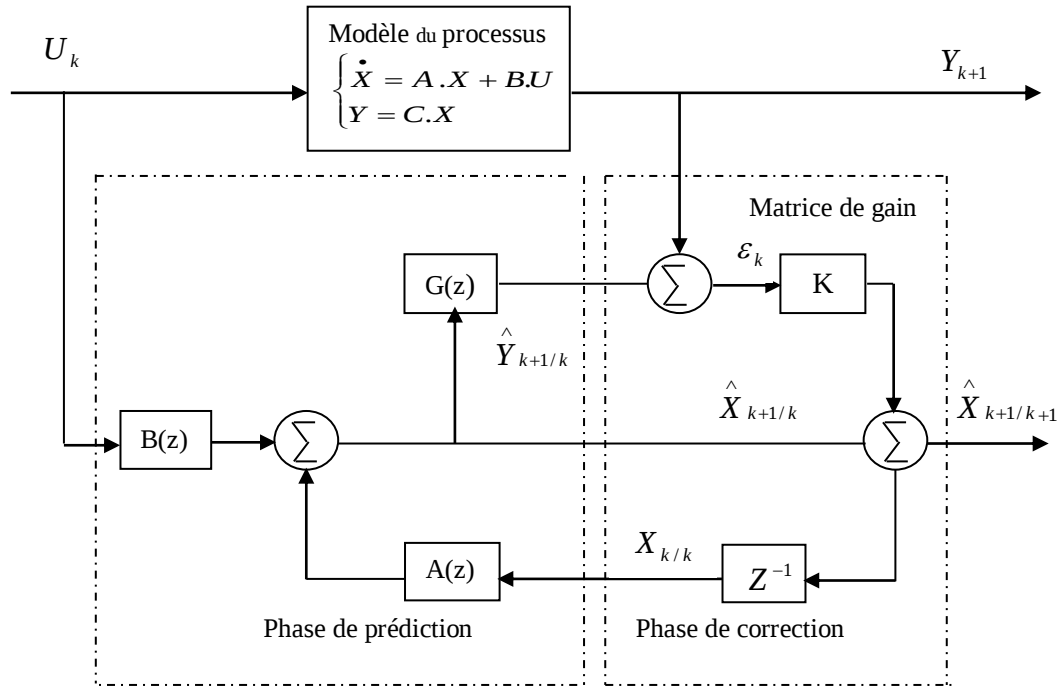
Dans [Kub-94], [Kub-02], [Mon-03], [Mon-06] des observateurs adaptatifs ont été proposés pour estimer la vitesse. H. Kubota, emploie un observateur déterministe pour obtenir les composantes du flux rotorique et du courant statorique exprimées dans le repère biphasé lié au stator. L'équation mécanique du moteur est négligée, ce qui revient à supposer que la vitesse de rotation est constante ou ne varie que très lentement. La théorie de la stabilité de Lyapunov est appliquée pour synthétiser une loi d'adaptation. La vitesse estimée est alors fournie par un régulateur PI minimisant l'erreur délivrée en sortie d'un mécanisme d'adaptation, lui-même réalisant le produit croisé entre l'erreur du vecteur courant et le vecteur flux. Cette méthode donne de bonnes performances en haute et moyenne vitesse, mais présente les mêmes insuffisances à basse vitesse que les approches précédentes.

**Le filtre de Kalman** est une autre technique capable de reconstruire des grandeurs non mesurées à partir du modèle dynamique d'un système observable et des mesures disponibles.

C'est un observateur donnant une estimation optimale, au sens d'un critère statistique, de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Pour cette raison, il a été largement utilisé pour la commande des moteurs électriques, et particulièrement le moteur asynchrone.

Le filtre de Kalman (FK) a été initialement proposé pour les systèmes linéaires, toutefois une extension de ce filtre, appelé **filtre de Kalman étendu** (FKE), a été développée pour les systèmes non-linéaires, permettant d'étendre l'estimation à tous les paramètres électriques et mécaniques du moteur. Cependant, si le filtre de Kalman est bien adapté aux systèmes affectés par des bruits de mesure, il présente souvent une grande complexité lors de sa conception résultant de l'absence de méthode de réglage spécifique.

La structure de principe de l'algorithme du filtre de Kalman est représentée sur la figure III.3.



**Figure (III.3) :** schéma de principe du filtre de Kalman

De nombreux travaux de recherche associant le filtre de Kalman aux commandes du moteur asynchrone concernent l'estimation du flux rotorique et celle de la vitesse [Cha-04]-[Kim-02]. Dans ces travaux, l'équation mécanique du système d'entraînement a été omise dans le modèle utilisé pour construire l'observateur, et la vitesse du moteur a été considérée comme un paramètre variant. Cette simplification introduit une erreur dans l'estimation de la vitesse lors des régimes transitoires et particulièrement lors des variations du couple de charge, bien que les performances soient améliorées en régime permanent. Une approche similaire a été proposée dans [Qio-00] où un filtre de Kalman étendu d'ordre réduit a été appliqué dans le but de diminuer le temps de calcul.

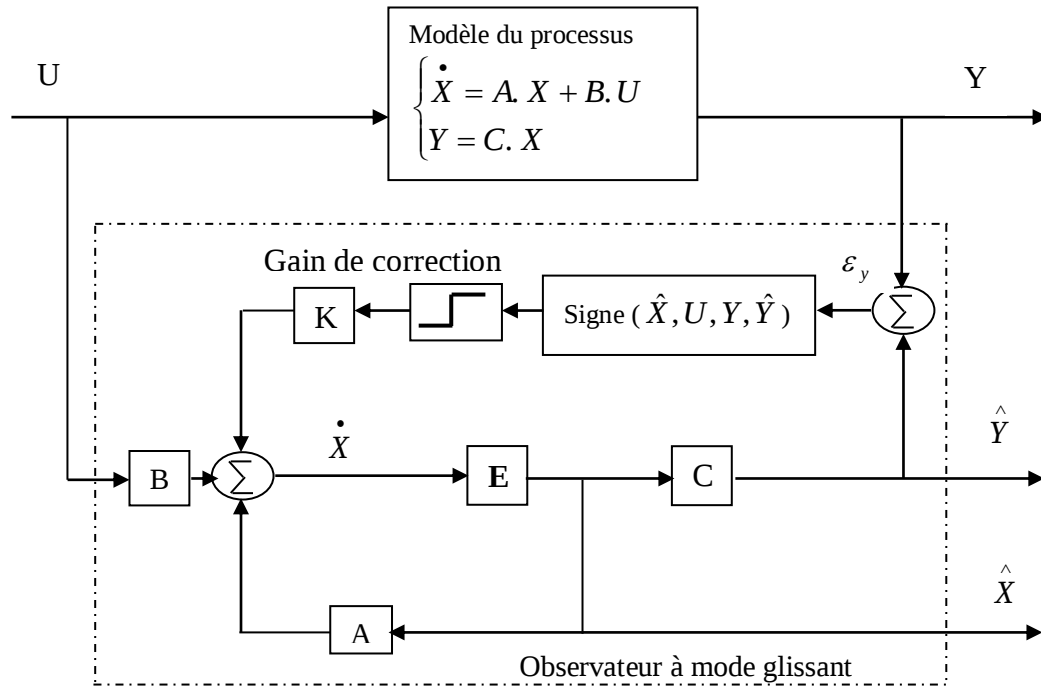
Dans [Ozs-10], les auteurs développent une autre approche qui consiste à estimer la vitesse du moteur en tenant compte de l'équation de la vitesse pour la conception d'un filtre de Kalman. Une version de ce filtre étendue à l'estimation de la résistance du rotor et du couple de charge est proposée, démontrant une amélioration des résultats sur une large plage de vitesse. Cependant, les performances sont sensibles aux variations de la résistance du stator, d'où la nécessité d'une identification de la résistance statorique. Les études concernant l'estimation simultanée des résistances du stator et du rotor pour la commande sans capteur de vitesse sont abondantes, mais elles mettent en évidence les difficultés liées à l'estimation des résistances lorsque la référence de vitesse est modifiée ou lors des variations de la charge.

Par conséquent, les solutions proposées pour le contrôle sans capteur de vitesse du moteur asynchrone basées sur le filtre de Kalman ne semblent attrayantes que pour les applications où une grande précision de l'estimation en régime permanent n'est pas indispensable et le fonctionnement sous charges élevées avec des vitesses faibles n'est pas une exigence.

En définitive, l'utilisation des filtres de Kalman, ou de ses variantes, dans les systèmes d'entraînements industriels actuels, mettant en œuvre des motorisations sans capteur de vitesse à base de moteur asynchrone n'est pas très répandue. Ceci pour deux raisons principales : la complexité de son algorithme par rapport aux autres techniques existantes et les contraintes dues à la charge de calcul et aux temps d'exécution nécessaires. Cependant, grâce à la disponibilité de nouveaux processeurs à faible coût, comme les DSP(s) à virgule flottante, destinés aux applications en temps réel, le filtre de Kalman est susceptible d'être de plus en plus employé dans les prochaines années.

***L'observateur à modes glissants*** utilise également la modélisation du moteur asynchrone pour estimer ses variables d'état, telles que le flux, la constante de temps rotorique ou la vitesse, à partir de la mesure des courants et des tensions de phase. Son appartenance aux méthodes de réglage non-linéaires est justifiée par le fait qu'il utilise une commutation à haute fréquence permettant d'attirer la trajectoire des erreurs d'observation vers une surface correspondant à une erreur d'estimation nulle et à y rester.

La figure III.4 présente la structure de principe de l'observateur basé sur les modes glissants



**Figure (III.4) :** schéma de principe de l'observateur a modes glissants

L'observateur à modes glissants est reconnu pour la rapidité de sa convergence, son immunité face aux bruits de mesure et aux perturbations de la charge entraînée. Mais c'est surtout pour sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres que ce type d'observateur a été utilisé pour estimer la vitesse dans la commande sans capteur du moteur asynchrone.

Ces avantages sont montrés dans plusieurs publications [Gha-09], [Mor-05], [Pro-07], le phénomène de broutement représente un grave problème lorsque l'état du système est proche de la surface de glissement. Aussi de nombreuses variantes ont été proposées pour réduire les oscillations à haute fréquence en découplant, et par conséquent améliorer les performances de l'estimation de la vitesse.

### **III.2.2. Commande sans capteur de vitesse sans modélisation dynamique**

Les techniques de commande sans capteur mécanique s'appuyant sur les modèles dynamiques du moteur asynchrone ayant montré leurs limites à faible vitesse, d'autres alternatives ont été développées. Ainsi, des travaux relativement récents se sont concentrés sur de nouvelles stratégies, dites sans modèle, pour s'affranchir des problèmes liés à cette modélisation.

### ***III.2.2.1. Estimation de la vitesse basée sur les saillances de la machine***

Ces méthodes sont basées sur l'existence de saillances magnétiques causées par la variation de l'entrefer dues à la présence des encoches et aux imprécisions de construction.

L'existence de ces saillances engendre une variation spatiale des flux traduite par l'introduction d'harmoniques d'espace dont les fréquences sont fonction de leur position et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la vitesse du moteur [Alr-04]. Plusieurs techniques ont été proposées [Alr-04], [Mor-05], [Wol-10] leur avantage principale en plus de s'affranchir des problèmes liés à la modélisation, est leur insensibilité aux variations des paramètres.

### ***III.2.2.2 Estimation de la vitesse basée sur les approches de l'intelligence artificielle***

Depuis ces dernières années, les méthodes de l'intelligence artificielle ont commencée à être utilisées pour l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone. Leur avantage principal étant de ne pas nécessiter de modélisation pour contrôler, estimer ou identifier les paramètres ou les variables de commande d'un processus linéaire ou non-linéaire, ces techniques ont semblé alors attractives pour concevoir des estimateurs ou des observateurs de vitesse.

Elles font appel à deux approches :

la première approche est basée essentiellement sur l'emploi de réseaux de neurones artificiels multicouches ; l'apprentissage effectué hors ligne exploite généralement en entrée les tensions et les courants statoriques

- et la vitesse de rotation est directement disponible en sortie du réseau.
- La deuxième approche s'inspire des méthodes avec modèle pour réaliser des estimateurs ou des observateurs de vitesse hybrides, mettant en œuvre aussi bien la logique floue que les réseaux de neurones artificiels.

## **III.3. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques des commandes sans capteur de vitesse de la MI, montrant deux groupes selon qu'elles exploitent ou pas le modèle mathématique de la machine. Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons au développement d'une DTC sans capteur de vitesse de la machine asynchrone basé sur l'observateur filtre de Kalman.



# **Chapitre IV**

---

**DTC de la MAS sans Capteur  
Mécanique par Filtre de Kalman  
Etendu (EKF)**

---

### IV.1. Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des MAS sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses, [Ben-12].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse d'une MI par filtre de Kalman, à la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation

### IV.2. Principe de filtre de Kalman

Le filtre de **Kalman** est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état.

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [Say-15]:

- Sélection du modèle de la machine.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = Ax + Bu + w(t) \\ y = Cx + v(t) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

$w(t)$  : bruits d'entrées (ou d'état)

$v(t)$  : bruits de sortie (ou de mesure)

#### - **Bruit d'entrées (ou d'état)**

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus

principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

**- Bruit de sortie (ou de mesure)**

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits.

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique, [Ben-12]

**- C'est deux bruits admettent les propriétés suivantes :**

- Leur valeur moyenne est nulle :

$$\begin{aligned} E[w(t)] &= 0 \\ E[v(t)] &= 0 \end{aligned} \quad (IV.2)$$

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre  $v(t)$  et  $w(t)$  [Khe-07] :

$$E\{v_i w_j^T\} = 0$$

- Et entre le bruit et l'état initial [Khe-07] :

$$E\{w(t) \cdot x_0(t)^T\} = 0, \quad E\{v(t) \cdot x_0(t)^T\} = 0$$

- On définit leurs matrices de covariance respectives par [Reu-13]:

$$\begin{aligned} E[w(t) \cdot w(t)^T] &= Q \\ E[v(t) \cdot v(t)^T] &= R \end{aligned} \quad (IV.3)$$

**IV.2.1. Le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante**

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état

d'un système dynamique. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement sous forme discrète. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande  $u(k)$  est constante entre les instants  $k t_e$  et  $(k + 1)t_e$

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ y(k+1) = C_d x(k+1) + v(k) \end{cases} \quad (IV.4)$$

$x(k)$  le vecteur d'état des variable discrètes de dimension  $n$ ,

$A_d$ ,  $B_d$  et  $C_d$  sont les matrices de transition d'état entre les instants  $k t_e$  et  $(k + 1)t_e$

Les deux matrices  $A_d$  et  $B_d$  sont représentées comme suit [Khe-07] :

$$\begin{aligned} A_d &\cong I + A t_e \\ B_d &\cong B t_e \\ C_d &\cong C \end{aligned} \quad (IV.5)$$

$I$  : matrice identité

$t_e$  : est la période discrétisation.

Soit  $x(k)$  l'état exact du système et  $\hat{x}(k/k)$  son estimation à l'instant  $k$ .

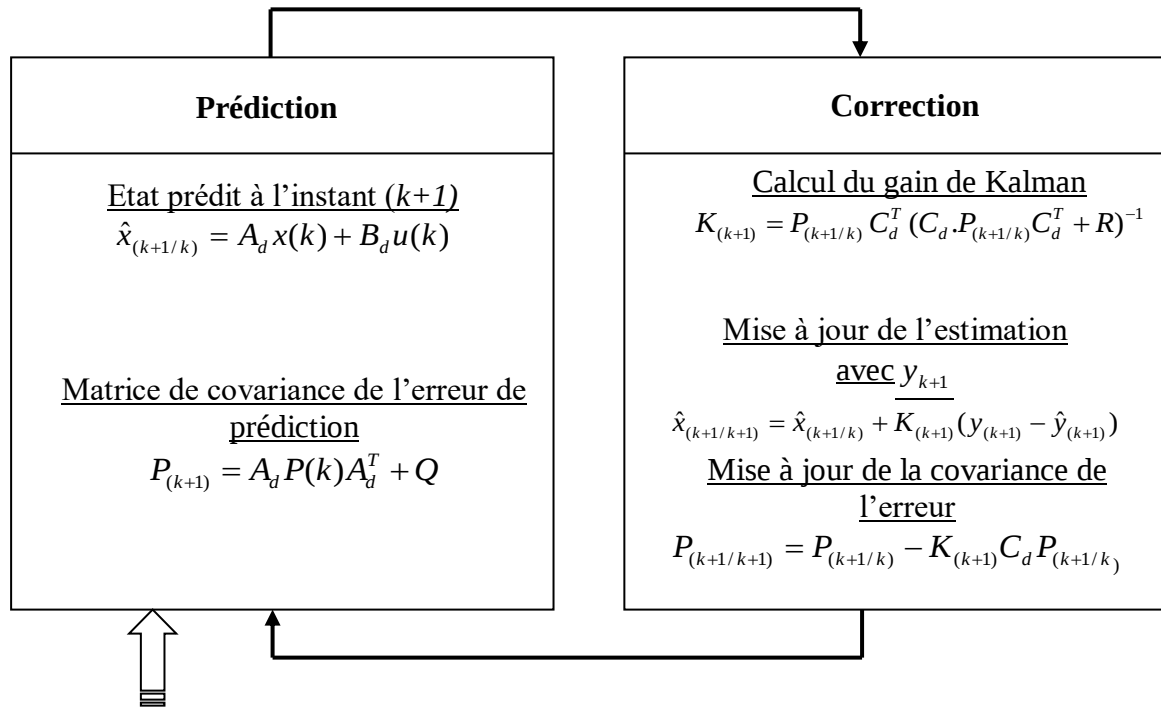
On définit l'erreur d'estimation à l'instant  $k$  par

$$e_k = x_k - \hat{x}_{k/k} \quad (IV.6)$$

Et la variance de l'erreur d'estimation par

$$P_{k/k} = E \{ e_k e_k^T \} \quad (IV.7)$$

L'algorithme de filtre de *Kalman*, peut être présenté en deux étapes à savoir

**Figure IV.1 : Différentes étapes du Filtre de Kalman**

Pour l'implémentation de cet algorithme les covariances des bruits de mesure et du système  $R$  et  $Q$  respectivement doivent être évaluées à l'avance. Elles sont généralement très difficiles à déterminer. La convergence du Filtre de Kalman dépend essentiellement de leurs choix.

#### IV.2.2. Choix des matrices de covariance $R$ et $Q$

La matrice de covariance  $Q$  est  $4 \times 4$ , celle de  $R$  est  $2 \times 2$ . Ceci nécessite 20 éléments à déterminer. Comme les bruits sont non corrélés et pour réduire les éléments, les matrices  $R$  et  $Q$  peuvent être diagonalisées [Say-15].

.

$$\begin{cases} Q = \text{dig}[q_{11} & q_{22} & q_{33} & q_{44}] \\ R = \text{dig}[r_{11} & r_{22}] \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Avec :

On note que  $q_{11} = q_{22}$ ;  $q_{33} = q_{44}$  ; et  $r_{11} = r_{22}$ , donc en tout, ces valeurs initiales sont nécessaires pour initialiser ces 2 matrices.

**Remarque [Say-15]:**

Ces valeurs initiales reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système.

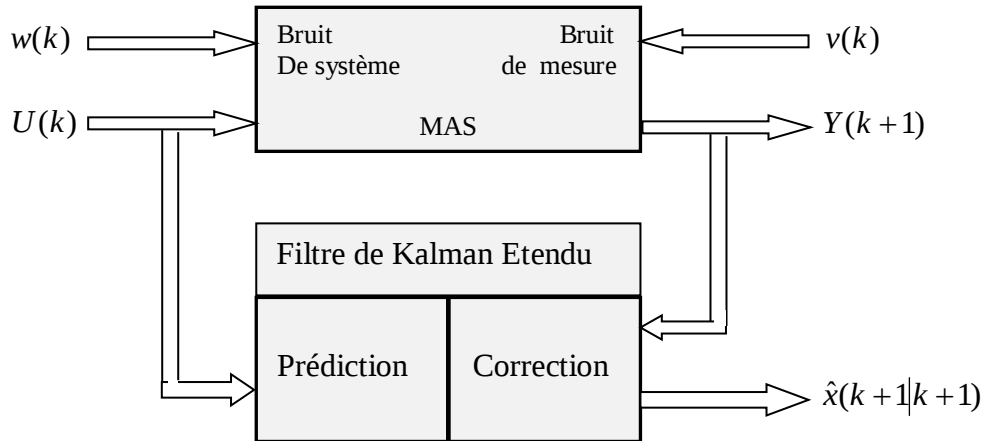
- Une grande valeur de  $P_0$  signifie une moindre information concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.
- La matrice  $Q$  liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de  $Q$  donne une forte valeur du gain  $K$  réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de  $Q$  peut cependant créer une instabilité de l'observateur
- La matrice  $R$  règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de  $R$ .

**IV.3. Filtre de Kalman étendu**

Le filtre de Kalman étendu: «Extended Kalman Filter » réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Dans le cas de la machine asynchrone ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge et les paramètres électriques.

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarisé autour d'un point de fonctionnement (vecteur d'état estimé ) actuel [Khe-07].

La **figure IV.2** représente la structure globale de filtre de *Kalman* étendu.



**Figure IV.2 :** La structure globale de FKE

Soit le modèle non linéaire du système à observer :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(x) + v(t) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

$f(\cdot)$ ,  $h(\cdot)$  : Fonctions non linéaires

Le modèle discret de (IV.9) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$k$  L'instant temporel,  
 $x(k)$  le vecteur d'état,  
 $u(k)$  le vecteur de commande,  
 $y(k)$  le vecteur de sortie,

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kte}^{(k+1)te} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{IV.11})$$

$$\int_{kte}^{(k+1)te} f(x(t), u(t), t) dt \cong ((k+1)t_e - kt_e) \cdot f(x) \quad (IV.12)$$

$$\cong t_e \cdot f(x)$$

Où:  $t_e$  est la période de discrétisation

L'implémentation du filtre de *Kalman* étendu dans le cas du système non linéaire donné par (IV.10) consiste en l'exécution des étapes suivantes [Khe-07]:

**Etape1 :** Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance

$$x(0), Q_0, R_0, P_0$$

**Etape2 :** Prédiction des états et de la mesure

$$\hat{x}(k+1), \quad \hat{y}(k+1)$$

$$\hat{x}(k+1/k) = f(x(k), u(k)) \quad (IV.13)$$

$$y(k+1/k) = h(x(k+1))$$

**Etape3 :** Prédiction de la matrice de covariance

$$P(k+1/k) = F(k) \cdot P(k) \cdot F(k)^T + Q \quad (IV.14)$$

$$\text{Avec : } F(x) = \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x} \Big|_{x = \hat{x}(k+1/k)} \quad (IV.15)$$

**Etape4 :** Calcul du gain de Kalman

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot H^T(k+1) [h(k+1) \cdot P(k+1/k) H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (IV.16)$$

La matrice gradient définie comme suit :

$$H(k+1) = \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x} \Big|_{x = \hat{x}(k+1/k)} \quad (IV.17)$$

**Etape5 :** Estimation du vecteur d'état

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1) [y_m(k+1) - y(k+1/k)] \quad (IV.18)$$

Avec :  $y_m(k+1)$  est le vecteur des états mesurés

**Etape6 :** Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) H(k+1) P(k+1/k) \quad (IV.19)$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (2) et ainsi de suite.

#### IV.4. Application du Filtre de Kalman étendu à la MAS.

##### IV.4.1 Modèle d'état de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$

A présent, nous allons procéder à la mise en équations d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur, il convient de prendre un repère d'axe lié au stator. Donc :

$$X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta}]^T; U = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Les équations d'état peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\lambda i_{s\alpha} + \omega_r i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{s\alpha} + \omega_r K \phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\omega_r i_{s\alpha} - \lambda i_{s\beta} - \omega_r K \phi_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.20)$$

$$\text{Ou : } T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \quad K = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad \lambda = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right)$$

##### IV.4.2. Le modèle d'état étendu de la MAS :

Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, nous utiliserons le modèle (I.30) obtenu au chapitre I, le modèle étendu de la machine dans le référentiel lié au stator s'écrit:

$$f = \begin{bmatrix} -\lambda x_1 + \omega_r x_2 + \frac{K}{T_r} x_3 + K \omega_r x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ -\omega_r x_1 - \lambda x_2 - K \omega_r x_3 + \frac{K}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ -R_s x_1 \\ -R_s x_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV.21)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \quad K = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad \lambda = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right)$$

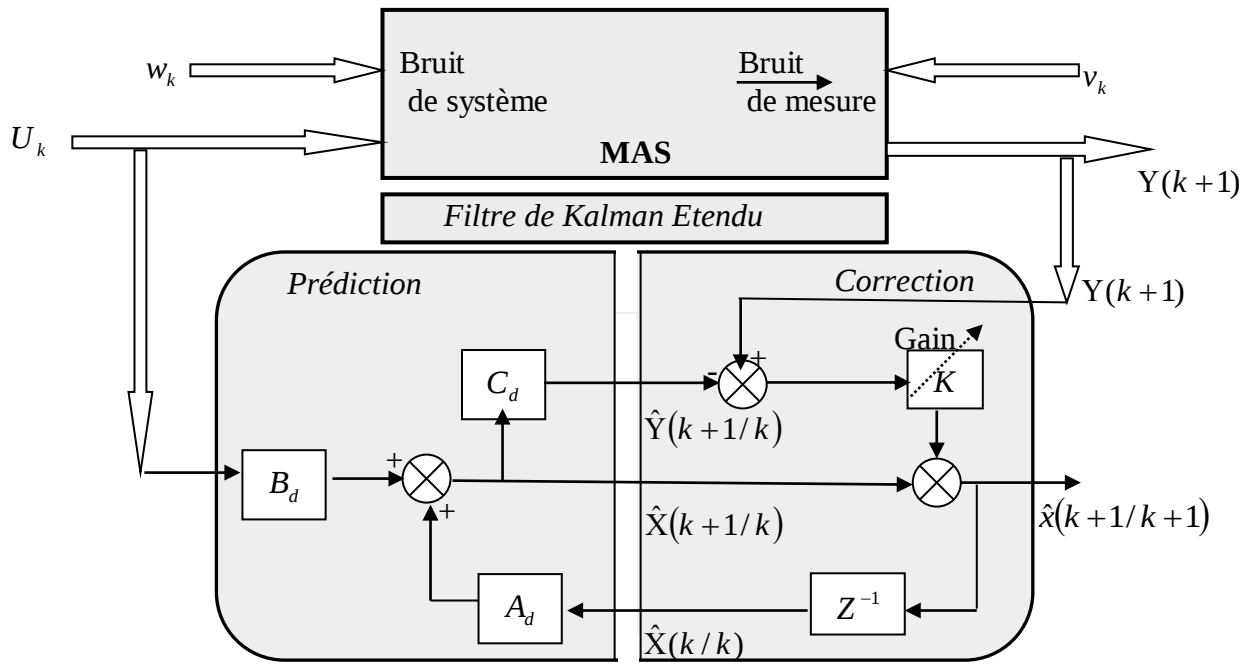
Les tensions statoriques et les états sont :

$$U = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T ;$$

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \\ = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta} \quad \omega_r]^T$$

La matrice Jacobienne  $F$  est déduite selon l'équation (IV.15). Par conséquent:

$$F = \begin{bmatrix} 1-t_e \cdot \lambda & t_e \cdot \omega_r & t_e \cdot \frac{K}{T_r} & t_e \cdot K \cdot \omega_r & t_e \cdot i_{s\beta} + t_e \cdot K \cdot \phi_{s\beta} \\ -t_e \cdot \omega_r & 1-t_e \cdot \lambda & -t_e \cdot K \cdot \omega_r & t_e \cdot \frac{K}{T_r} & -t_e \cdot i_{s\alpha} - t_e \cdot K \cdot \phi_{s\alpha} \\ -t_e \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -t_e \cdot R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

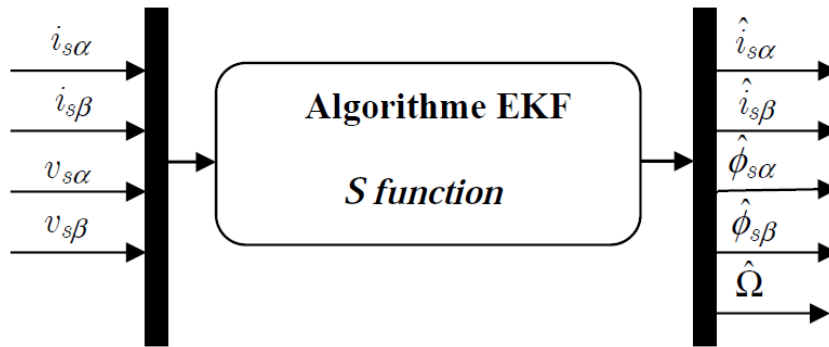


**Figure IV.3 :** Schéma de principe du filtre de Kalman étendu

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu d'ordre complet et par conséquent les performances de système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à deux tests de simulation, pour une commande DTC.

**Le FKE présente** un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté donc comme une *s-function* sous forme d'un bloc présenté par la

Figure (IV.4) .Il est inséré dans le schéma de simulation global de la MAS commandé par la DTC.



**Figure IV.4 :** Bloc Simulink d'estimation de la vitesse par EKF

#### IV.4. Résultats de simulation et interprétations

Pour montrer l'efficacité de l'algorithme d'estimation proposé, et incorporé dans un système de réglage de vitesse de la MAS commandé par la DTC, on a simulé deux cas qu'on présentera et discutera dans ce qui suit.

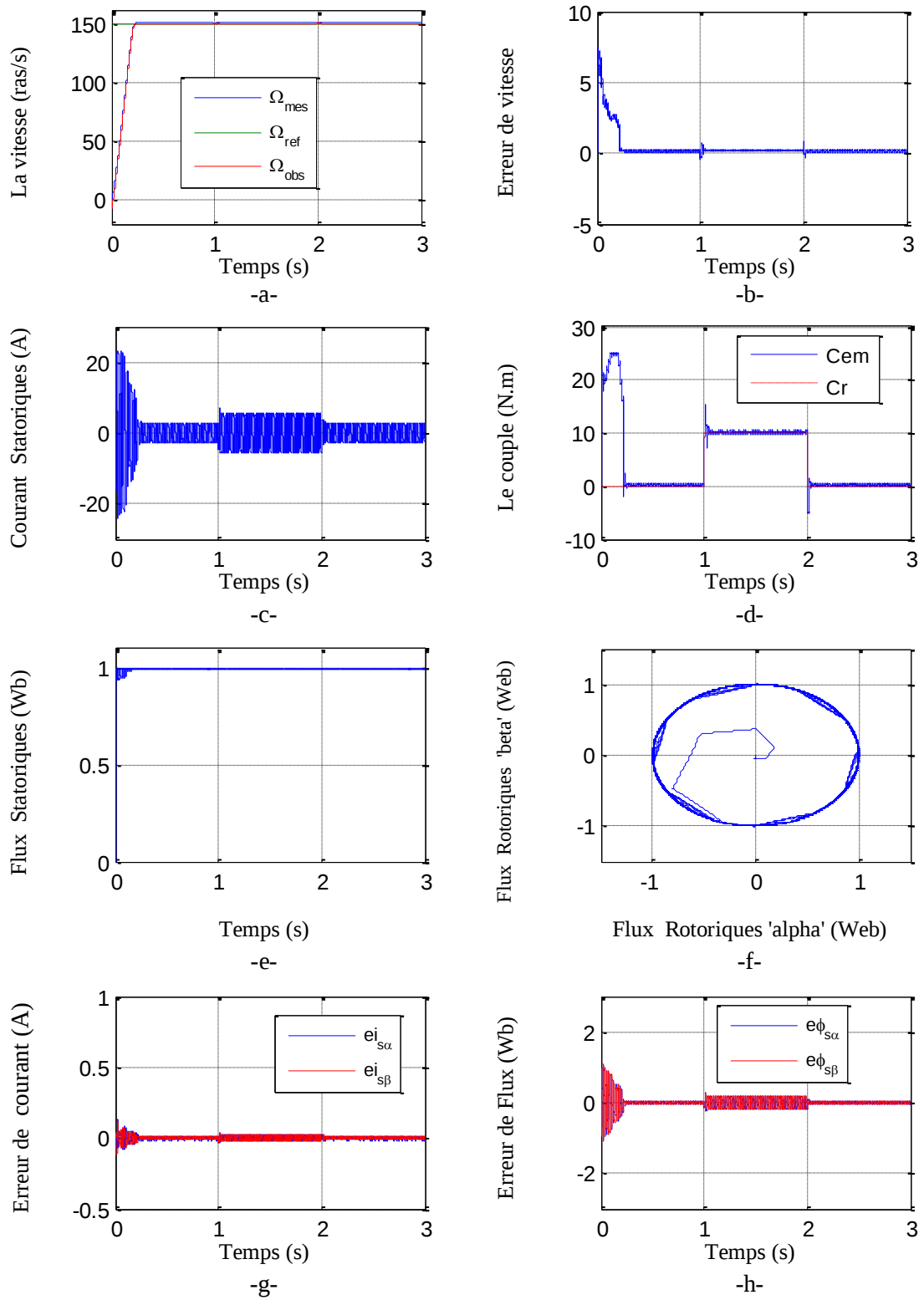
- Estimation de vitesse avec perturbations de charges et inversion du sens de rotation,
- Estimation de vitesse avec perturbations de charges et inversion du sens de rotation,

##### IV.4.1. Influence de la variation du couple de charge

Dans cette partie, nous avons simulé le système pour une consigne de vitesse de 150 rad/sec, avec application d'un couple de charge égale à 10 Nm entre les instants  $t = 1s$  et  $t = 2s$ . Nous obtenons les résultats de la *figure (IV.5)* :

Les résultats de simulation montrent que, la vitesse estimée suit parfaitement la référence sans aucune déformation avec un très bon rejet de perturbation de charge, on constate aussi que l'erreur d'estimation est acceptable. On remarque aussi que le flux statorique est bien orienté et le découplage entre le flux et le couple est assuré.

Ces résultats montrent que ce l'observateur filtre de Kalman est implanté avec succès dans le contrôle direct du couple sans capteur de vitesse vis-à-vis de la variation de charge.



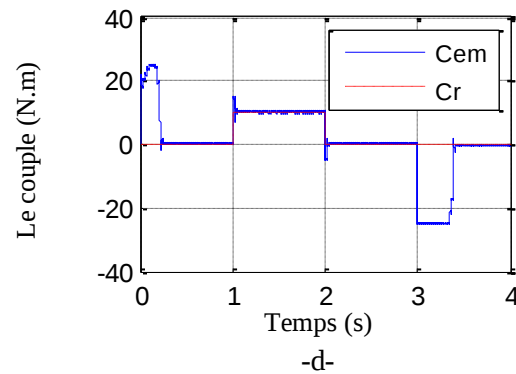
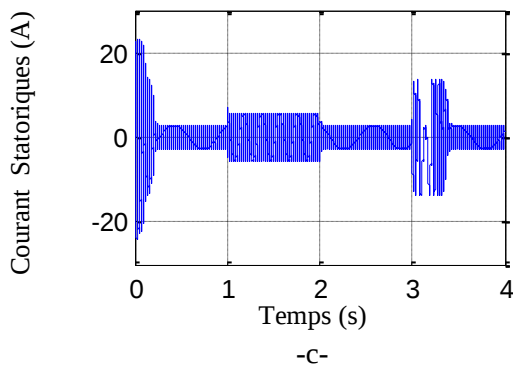
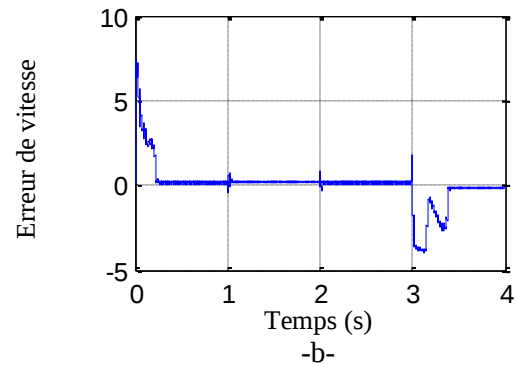
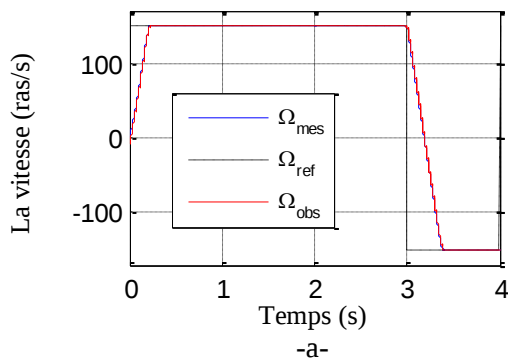
**Figure (IV.5) :** Réponses de la commande DTC sans capteur basée sur l'observateur EFK

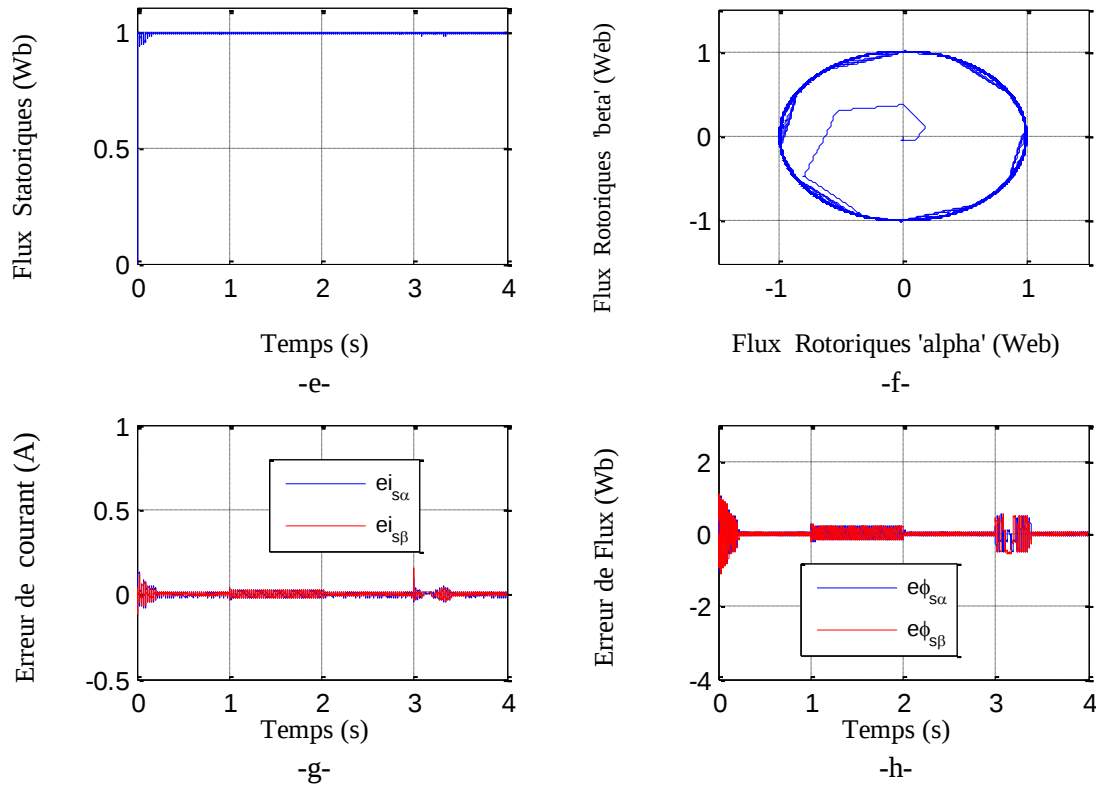
#### IV.4.1. Influence de l'inverse de sens de rotation

Afin de tester la robustesse de l'algorithme de commande associé à l'observateur FKE, on applique un changement de la consigne de vitesse de 150 rad/s à -150rad/s à partir de l'instant  $t=3s$ , sous l'application d'un couple de charge égal à 10 N.m entre les instants  $t_1= 1s$  et  $t_2 = 2s$  respectivement. Nous avons obtenu les résultats suivants :

On constate que l'estimation de la vitesse de rotation est presque parfaite. La vitesse estimée poursuit parfaitement la vitesse réelle avec une erreur statique presque nulle. On observe une très bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible.

On observe aussi une excellente orientation du flux statorique. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique. Pendant les évolutions des consignes, et en particulier lors de l'inversion de rotation le changement du sens du couple ne dégrade pas l'orientation du flux. On remarque aussi une parfaite poursuite des composantes du flux statoriques estimés à leurs composantes réelles correspondantes aussi une bonne estimation des courants statoriques.





**Figure (IV.5) :** Réponses de la commande DTC sans capteur basée sur l'observateur EKF pour une variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

#### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé une technique à base de filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, cette technique est exploitée dans la commande directe de couple afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone triphasée. Une simulation numérique dans l'environnement Matlab-Simulink a été effectuée pour valider ces performances.

Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse, stabilité et précision en régime permanent du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (démarrage à vide avec introduction de couple de charge, inversion du sens de rotation).



---

## **Conclusion Générale**

---

## Conclusion générale

Le présent travail a porté sur la commande directe du couple sans capteur mécanique, appliquée à la machine asynchrone par l'utilisation de l'observateur filtre de Kalman. Cette commande est basée sur la régulation séparée du flux et du couple électromagnétique à l'aide des contrôleurs à hystérésis et une table de commande permet de générer les ordres de commande de l'onduleur.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit :

Dans le premier chapitre, on a établi le modèle d'état de la MAS dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et le modèle de l'onduleur qui ont été validé par des simulations numériques. Malgré les hypothèses simplificatrices introduites et les transformations triphasés-biphasées utilisées, le modèle de la MAS est complexe (couplé, non linéaire et multi variable). La difficulté majeure, rencontrée dans cet actionneur, réside dans le fait que le couple électromagnétique et le flux sont des variables fortement couplées et c'est le rôle de la commande qui assure le découplage entre ces deux variables. Dans le deuxième chapitre, On a abordé l'étude de la commande directe du couple (DTC), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations. La commande DTC est caractérisée par sa simplicité, elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique, à la fin de cette partie nous avons discuté les résultats de simulations.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté des différentes techniques de commandes sans capteur mécanique de vitesse selon qu'elles exploitent ou non le modèle mathématique de la machine asynchrone.

Enfin le quatrième chapitre aborde une présentation de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone basée sur l'observateur filtre de Kalman. Nous avons clôturé ce chapitre par une série de simulation qui nous a permis de montrer la supériorité et l'efficacité de l'approche proposée. On remarque un bon résultat d'estimation des grandeurs de commande à travers les erreurs d'estimations.

Le travail réalisé au cours de ce mémoire ouvre un certain nombre de perspectives :

- L'application des régulateurs de l'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques pour augmenter les performances de la commande DTC.
- Exploiter l'observateur étudié dans ce mémoire à d'autres types de commandes et machines électriques



---

# **Bibliographie**

---

## Bibliographie

- [Ais-20] **AISSAT Radia, BELKASMI Zoulikha**, "Commande directe du couple de la machine asynchrone sans capteurs à courant alternatif", *Mémoire de Master, Université A.MIRA-BEJAIA*. 2020
- [Alr-04] **I.Alrouh**, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », *Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I* 2004
- [Aro-19] **R.Aroui, Y.Ait Mebrouk**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone », *Mémoire de Master, Université de Bejaia*. 2019.
- [Ben-12] **M.Benamor**, « Commande par DTC de la machine a induction sans capteur de vitesse. utilisation du filtre de kalman pour l'estimation de la vitesse », *Magister en Electrotechnique, Université de Batna*, 2012
- [Bou-19] **H. Bouakrif, B. Bouakrif**, «Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes», *Mémoire de Master, université Jijel*, 2019
- [Bou-22] **S.Boulhouche**, « Commande DTC d'une machine asynchrone double étoile », *Mémoire de Master, Université A.MIRA-BEJAIA*, 2022
- [Bou-14] **F. Boumaraf**, «Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle», *Thèse présentée pour obtenir le grade de Doctorat, université de BATNA* , 2014
- [Cha-20] **A. Chabane, M. Briki**, " Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA)", *Mémoire de Master, Université Dr. Moulay Tahar Saida*, 2020
- [Cha-04] **S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura**, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » *Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference*, 2004.
- [Che-09] **S. Chekroun**, « Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée », *Mémoire de Magister, ENSET d'Oran*. 2009.
- [Che-14] **S. Chekroun**, " Contribution à l'Analyse et à la Synthèse des Lois de Commande Adaptatives Neuro-Floues : Application à la Commande Sans Capteur d'une Machine Asynchrone Triphasée", *Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran*. 2014.
- [Che-14] **DJ. Cherifi**, " Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique ", *Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran*. 2014.
- [Dje-15] **Y. Djeriri**, «Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle», *Thèse de*

doctorat, université Djillali Liabes de SIDI-BEL-ABBES 2015.

- [Dyb 09] **M. Dybkowski, T. Kowalska** «self-tuning adaptive sensorless induction motor drive with the stator current-based MRAS speed estimator », *2009 IEEE*
- [Gha-09] **M, Ghane, G. Zheng**, « On sensorless induction motor drives: Sliding Mode Observer and Output Feedback Controller », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol, 56, N°. 9, September 2009.
- [Key-10] **H. Keyuan**, «A MRAS method for sensorless vector control of induction motor based on instantaneous reactive power », *International conference on electrical machines and systems, Japan, October 2010.*
- [Khe-07] **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*
- [Kim-02] **Y.R.Kim, S.K.Sul, M.H. Park**, "speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter", *IEEE Transactions on industry Application*, vol. 30, N°.5, pp. 1225-1233, September-October 1994
- [Kri-16] **S. Krim, S. Benhafian**, " Commande d'une Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique avec Observateur du Flux Rotorique par Mode Glissant", *Mémoire de Master, Université Dr. Moulay Tahar Saida, 2016*
- [Kub-94] **H. Kubota, K. Matsuse**, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications.*, vol. 30, issue 5, pp. 1219–1224, September/October 1994.
- [Kub-02] **H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, and Y. Hori**, "Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 38, NO. 4, JULY/AUGUST 2002
- [Kwo-05] **S. Kwon**, «Speed Sensorless Stator Flux-Oriented Control of Induction Motor in the Field Weakening Region Using Luenberger Observer » *IEEE, JULY 2005.*
- [Mai-08] **S. Maiti, C. Chakraborty**, «Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power » *IEEE, february 2008*
- [Mar 97] **M. Marwali, A. Keyhani**, «A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines » *New Orleans, Louisiana, 1997*
- [Mon-03] **M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli**, "Sensorless Indirect Field Oriented Control of Induction Motor via Adaptive Speed Observer", *2003 IEEE*
- [Mon-06] **M. Montanari, A. Tilli**, "Sensorless Control of Induction Motors based on High-

- Gain Speed Estimation and On-Line Stator Resistance Adaptation », 2006 IEEE
- [Mor-05] **F. Morand**, « Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrone », *Thèse doctorat. Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2005
- [Mou-23] **A. Moulay, A. Hadjadj**, "Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation", *Mémoire de Master, Université Dr. Moulay Tahar Saida*, 2023
- [Oui-18] **B. Ouiz, A. Tebaa**, "Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation", *Mémoire de Master, université de Bejaia*, 2018.
- [Oul-15] **S.M. Oul.Salem**, « Commande Directe du Couple(DTC) d'une Machine Asynchrone à Cage », *Mémoire de Master, Université de Ghardaïa*, 2015
- [Peng-94] **F.Z. Peng, T.Fukao**, « Robust Speed Identification for Speed- Sensorless Vector Control of Induction motors », *IEEE* 1994
- [Pop-73] **V.M. Popov**, "Hyperstability of automatic Control Systems", Springer-Verlag, New-York. 1973.
- [Pro-07] **A.B. Proca, A. keyhani**, "Sliding-Mode flux Observer with online Rotor Parameter Estimation for Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol, 54, N°. 2, pp. 716-723, April 2007.
- [Qio-00] **G. Qiongxuan, F. Zhiyue**, "Speed estimation for vector control of induction motor using reduced-order extended Kalman filter", *Proceeding of the third International Powr Electronics and motion Control Conference, (IPEMC 2000)*, Vol. 1, pp. 138-142, 2000.
- [Ras 04] **M. Rashed and A.F.Stronach** «A stable back-EMF MRAS-based sensorless lowspeed induction motor drive insensitive to stator resistance variation » *IEEE*, 2004.
- [Reu-13] **C. A. Reusser, C. A. Silva, P. Dominguez**, « Low frequency sensorless Field Oriented Control of an Induction Machine fed by a Direct Matrix Converter », 2013 IEEE
- [Rez-09] **S. Rezgui**, "COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS", *Mémoire de Magister, université Mentouri de Constantine* 2009.
- [Sad-17] **R. Sadouni**, "Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC", *Thèse de doctorat, Université de Djillali liabes de Sidi-bel-abbes*. 2017.
- [Say-15] **M. Sayah, A. Sebaibi**, " Commande sans capteur de vitesse d'une machine

- asynchrone triphasé : Utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse", *Mémoire de Master, Université Dr. Moulay Tahar Saida, 2015*
- [Sch-92] **C. Schauder**, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1054-1061, 1992.
- [Tam-17] **Z. Tamindjoute, A. Touati**, «Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », *Mémoire de Master, université de Bejaia, 2017*.
- [Wol-10] **T.M. Wolbank, M.K. Metwally**, „Spectral Overlap of Saliency Signal Components in Injection based Sensorless Controlled Induction Machines”, *IEEE 2010*.
- [Zek-10] **A.Zekour**, « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif », *Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2010*
- [Zel-16] **M.ZELACI**, «Commande Directe du Couple (DTC) du Moteur Asynchrone à Double Alimentation », *Mémoire de Master, université d'El Oued 2016*
- [Zem-17] **A. ZEMMIT**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», *Thèse de Doctorat 3ème Cycle LMD en Electrotechnique, Université Mohamed Boudiaf -Msila, 2017*.



---

# **Annexes**

---

## Annexe

### 1- Paramètres de la machine asynchrone utilisée dans la simulation

| Grandeurs nominales de la MAS                            |                                                       |
|----------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|
| Puissance nominale                                       | 1.5 kW                                                |
| Nombre de paires de pôles                                | $p = 2$                                               |
| Vitesse nominale                                         | $N_n = 1420 \text{ tr /mn}$                           |
| Tension nominale                                         | 220/380 V                                             |
| Intensité nominale                                       | 6,31 / 3,64 A                                         |
| <b>Paramètres électriques de la machine asynchrone :</b> |                                                       |
| Résistance statorique                                    | $R_s = 4.85 \Omega$                                   |
| Résistance rotorique                                     | $R_r = 3.805 \Omega$                                  |
| Inductance statorique                                    | $L_s = 0.274 \text{ H}$                               |
| Inductance rotorique                                     | $L_r = 0.274 \text{ H}$                               |
| Inductance mutuelle                                      | $M = 0.258 \text{ H}$                                 |
| <b>Paramètres mécaniques de la machine asynchrone :</b>  |                                                       |
| Moment d'inertie                                         | $J = 0.031 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$               |
| Coefficient de frottement                                | $f = 0.001136 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 / \text{s}$ |