



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



N° Série :.....

## Mémoire de fin d'études

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

**Chitour Mohamed Raouf  
Tebib Hichem**

### THEME

**Commande vectorielle sans capteur mécanique  
d'un moteur synchrone a aimants permanents  
basée sur l'approche MRAS.**

*Soutenu le .../07/2022 devant la commission d'examen composée de :*

|                                |                                 |           |
|--------------------------------|---------------------------------|-----------|
| <b>Dr. BOUMAARAF Abdelali</b>  | MCB à l'Université de Khenchela | Président |
| <b>Dr. KHEMIS Abderrahmane</b> | MCB à l'Université de Khenchela | Encadreur |
| <b>Dr. LAGGOUN Louaness</b>    | MCB à l'Université de Khenchela | Examineur |

*Promotion 2021/2022*

# *Remerciements*

Avant tout, nous remercions dieu tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la patience afin d'accomplir ce Modeste travail

Nous tenons à remercier notre encadreur Dr Khemis Abderrahmane d'avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'ils a déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et corriger avec une grande gentillesse durant toute cette période.

Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Nous remercions tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Et enfin nous ne pourrons terminer ces remerciements sans oublier nos familles pour leurs aides, compréhension, encouragement et soutien, qu'elles nous ont apportées durant nos études et l'ensemble des collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.

## DEDICACES

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

*Je dédie ce modeste travail à : Les deux personnes les plus chers au monde que je ne peux les remercier jamais assez de : leur aide, encouragements, soutiens, sacrifices et leur patiences pendant toute ma vie mes parents.*

*A mes sœurs*

*A tout mes profs qu'ils m'ont appris durant toutes mes années d'étude*

*A mon binôme "Tebib Hichem"*

*A tous mes amis et mes collègues sans exception*

*Je vous remercie tous*

*Raouf*

*Dédicace*

*A Ma mère et mon père qui m'ont donné la vie et l'amour  
ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur  
soutien Moral et physique le long de mes années avant et  
après d'études.*

*Mes très chers frères et ma seule sœur .*

*Toute ma famille.*

*Tous mes amis.*

*Tous ceux que me sont chers*

*Je dédie ce travail...*

## ملخص :

شهدت آلات المغناطيس الدائم طفرة كبيرة في السنوات الأخيرة بفضل تحسين صفات المغناطيس الدائم (بشكل أكثر دقة باستخدام العناصر الأرضية النادرة)، وبتطوير الكترولنيات والطاقة وتطور تقنيات التحكم غير الخطي.

في هذه الأطروحة، نقدم نمذجة محرك المغناطيس الدائم المتزامن في الإطار المرجعي المرتبط بالحقل الدوار بهدف التحكم فيه. أولاً، ندرس التحكم باستخدام مستشعر السرعة لهذا الجهاز. في ذلك، يتم استخدام منظمات (تناسبي تكاملي) لتنظيم سرعة هذا المحرك والتيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه.

ثانياً، ندرس التحكم في السرعة من غير المستشعر باستخدام مراقب النظام المرجعي التكيفي الذي يراقب السرعة انطلاقاً من مقادير قابلة للقياس (الجهود و التيارات) ضمن التحكم الشعاعي.

**الكلمات المفتاحية:** المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه، التحكم في السرعة من غير المستشعر، مراقب النظام المرجعي التكيفي.

---

## **Résumé :**

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Dans ce mémoire, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande. Dans un premier temps, on étudie la commande avec capteur de vitesse de cette machine. Dans celle-ci, des régulateurs *PI* sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté.

Dans un second temps, on étudie la commande sans capteur de vitesse par l'utilisation d'un observateur MRAS à partir des grandeurs électriques mesurables (tension et courant) au sein de la commande vectorielle

**Mots clés :** MSAP, commande vectorielle à flux orienté, commande sans capteur de vitesse, observateur MRAS.



# Table de matières

---



Promotion 2022

# Table de Matières

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

|                             |   |
|-----------------------------|---|
| Introduction Générale ..... | 1 |
|-----------------------------|---|

## *CHAPITRE I: Modélisation de la Machine synchrone à aimants permanents*

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCTION :.....</b>  | <b>3</b>  |
| I.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT .....              | 4         |
| I.2 DIFFERENTES STRUCTURES DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ..... | 4         |
| <i>I.2.1 Structures sans pièces polaires « Pôles lisses ».....</i>            | <i>5</i>  |
| <i>I.2.2 Structures avec pièces polaires « Pôles saillants ».....</i>         | <i>6</i>  |
| <i>I.2.3 Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique.....</i>       | <i>8</i>  |
| <i>I.2.4 Structures à aimants internes.....</i>                               | <i>8</i>  |
| I.3 DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS [6] .....               | 9         |
| <i>I.3.1 Moteur à rotor intérieur .....</i>                                   | <i>9</i>  |
| <i>I.3.2 Moteur à rotor extérieur.....</i>                                    | <i>10</i> |
| <i>I.3.3 Moteurs à entrefer axial.....</i>                                    | <i>10</i> |
| I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE MSAP .....                                  | 11        |
| I.5 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MSAP .....                                   | 13        |
| I.6 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....            | 14        |
| I.7 MISE EN EQUATIONS DE LA MSAP DANS LE REPERE (A-B-C) .....                 | 15        |
| I.8 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK .....                               | 17        |
| I.9 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE CLARKE .....                             | 19        |
| I.10 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MSAP .....                 | 20        |
| I.11 SCHEMA BLOC DE SIMULATION DE MSAP DANS LE REFERENTIEL DQ .....           | 23        |
| I.12 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS.....                          | 23        |
| I.13 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MSAP - ONDULEUR DE TENSION .....           | 26        |
| <i>I.13.1 Modélisation du redresseur.....</i>                                 | <i>27</i> |
| <i>I.13.2 Modélisation du filtre .....</i>                                    | <i>27</i> |
| <i>I.13.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....</i>                        | <i>28</i> |
| <i>I.13.4 Modulation par largeur d'impulsions .....</i>                       | <i>31</i> |
| <i>I.13.5 Simulation du modèle machine-onduleur.....</i>                      | <i>32</i> |
| I.14 CONCLUSION .....   | 35        |

## **CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS**

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCTION .....</b>   | <b>36</b> |
| II.1 PRINCIPE DE L'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE .....                    | 36        |
| II.1.1 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP .....              | 37        |
| II.2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION : .....                                  | 39        |
| II.3 CONTROLE VECTORIELLE DIRECTE .....                                   | 42        |
| II.4 PRINCIPE DU CONTROLE VECTORIEL INDIRECT .....                        | 42        |
| II.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....          | 42        |
| II.5.1 Avantages de la commande vectorielle .....                         | 42        |
| II.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle .....                     | 43        |
| II.6 SYNTHÈSE DES DIFFÉRENTS RÉGULATEURS .....                            | 43        |
| II.6.1 Description du système global .....                                | 43        |
| II.6.2 Calcul des Régulateurs .....                                       | 44        |
| II.6.3 Dimensionnement des régulateurs .....                              | 46        |
| II.7 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE : ..... | 51        |
| II.8 CONCLUSION : .....   | 53        |

## **CHAPITRE III : Application de la Commande sans capteurs de vitesse à la machine synchrone a aimants permanents**

|  |           |
|--|-----------|
| <b>INTRODUCTION .....</b>  | <b>54</b> |
| III.1 PRINCIPE DE LA METHODE MRAS .....  | 54        |
| III.2 EQUATIONS DE L'OBSERVATEUR MRAS .....  | 55        |
| III.3 ETUDE DE STABILITE DE L'OBSERVATEUR MRAS .....   | 59        |
| III.4 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS .....   | 63        |
| III.4.1 Essai en charge ( $\Omega_{réf} = 157 \text{ rad/s}$ ) .....                           | 63        |
| III.4.2 Essai de l'inversion de sens de rotation ( $\Omega_{réf} = -100 \text{ rad/s}$ ) ..... | 64        |
| III.4.3 Essai de faible vitesse .....  | 65        |
| III.5 CONCLUSION .....   | 66        |
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b>   | <b>67</b> |
| <b>BIBLIOGRAPHIES .....</b>  | <b>68</b> |
| <b>ANNEXES .....</b>   | <b>72</b> |



# Notations et symboles

---



Promotion 2022

## Notations Et Symboles

| Symbole            | Signification                              |
|--------------------|--|
| $[\Phi_s]$         | : Vecteur des flux statoriques             |
| $[V_s]$            | : Vecteurs des tensions statoriques        |
| $[i_s]$            | : Vecteurs des courants statoriques        |
| $[R_s]$            | : Matrice des résistances statoriques      |
| $[L_{ss}]$         | : Matrice inductance du stator             |
| $[\Phi_{sf}]$      | : Vecteur flux engendré par l'aimant       |
| $\omega$           | : La pulsation électrique                  |
| $p$                | : Nombre de paire de pole                  |
| $\theta$           | : Position mécanique réelle du rotor       |
| $\Omega_r$         | : Vitesse angulaire du rotor.              |
| $\theta_r$         | : Angle de charge (position de rotor)      |
| $f$                | : Le coefficient de frottement visqueux    |
| $C_{em}$           | : Couple électromagnétique                 |
| $C_R$              | : Couple résistant                         |
| $J$                | : Moment d'inertie                         |
| $X_{a,b,c}$        | : Composante réel dans le repère abc       |
| $X_d$              | : Composante longitudinale suivant l'axe d |
| $X_q$              | : Composante transversale suivant l'axe q  |
| $[P(\theta)]$      | : Matrice directe de Park                  |
| $[P(\theta)]^{-1}$ | : Matrice inverse de Park                  |

|                            |  |
|----------------------------|--|
| $[X_{\alpha\beta_0}]$      | : représenté le vecteur diphasé qui correspond au vecteur $[X_{abc}]$ .          |
| $[C]$                      | : La Matrice directe de Clarke.  |
| $[C]^{-1}$                 | : La matrice inverse de Clarke   |
| $[R]$                      | : Matrice de passage $(\alpha,\beta)$ au $(d,q)$                                 |
| $L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}$   | : Inductances propres respectivement des phases a, b, c                          |
| (abc)                      | : Modèle réelle de la machine triphasé   |
| (dq)                       | : modèle de Park   |
| $(\alpha\beta)$            | : modèle de Clarck   |
| $L_d, L_q$                 | : Inductances d'axes directe et en quadrature.                                   |
| $V_d, V_q$                 | : Composantes de tension statoriques dans le repère dq                           |
| $I_d, I_q$                 | : Composantes de courant statoriques dans le repère dq                           |
| $e_d, e_q$                 | : Termes de découplages  |
| s                          | : Opérateur de Laplace.  |
| $K_p$                      | : Gain proportionnel   |
| $K_i$                      | : Gain intégral  |
| $\tau_q$                   | : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine                         |
| $\tau_d$                   | : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine                         |
| $\omega_0$                 | : Pulsation propre   |
| $\zeta$                    | : Coefficient d'amortissement.   |
| $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$ | : Coefficient de l'action proportionnelle et intégrale respectivement du vitesse |
| $[Y]$                      | : Vecteur de sortie  |
| $[A]$                      | : Matrice d'évolution  |

|  |   |
|--|---|
| [B]                                      | : Matrice de commande   |
| [C]                                      | : Matrice de sortie   |
| [U]                                      | : Vecteur de commande   |
| $L_d, L_q$                               | : Inductances d'axes directe et en quadrature.  |
| $K_{i\omega_r\_est}, K_{p\omega_r\_est}$ | : Gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle est estimée. |
| $[\varepsilon]$                          | : la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable                           |
| [W]                                      | : le bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire.                        |
| $K_1, K_2$                               | : Gains d'adaptation  |
| $\theta_{r0}$                            | : la condition initiale sur la position électrique estimée.                                   |
| MSAP                                     | : Machine synchrone à aimants permanents.   |
| MLI                                      | : Modulation de largeur d'impulsion.  |
| MRAS                                     | : Modèle Référence Adaptatif Système  |
| f.e.m                                    | : Force électromotrice  |
| FTBO                                     | : Fonction de transfert en boucle ouverte   |
| FTBF                                     | : Fonction de transfert en boucle fermée  |



# Liste des figures

## Liste des figures

|           |  |    |
|-----------|--|----|
| FIG.I.1:  | STRUCTURES D'UNE MACHINE A AIMANTS PERMANENTS SANS PIECES POLAIRES.....            | 6  |
| FIG.I.2:  | STRUCTURE DE ROTOR AVEC PIECES POLAIRES SANS CONCENTRATION DE FLUX .....           | 7  |
| FIG.I.3:  | STRUCTURE AVEC PIECES POLAIRES ET CONCENTRATION DE FLUX.....                       | 7  |
| FIG.I.4:  | STRUCTURE A AIMANTS INSERES DANS L'ARMATURE ROTORIQUE .....                        | 8  |
| FIG.I.5:  | STRUCTURE A AIMANTS INTERNES DANS L'ARMATURE ROTORIQUE .....                       | 8  |
| FIG.I.6:  | MOTEUR A ROTOR INTERIEUR .....   | 9  |
| FIG.I.7:  | MOTEUR A ROTOR EXTERIEUR.....  | 10 |
| FIG.I.8:  | MOTEUR A ENTREFER AXIAL.....   | 11 |
| FIG.I.9:  | EXEMPLES D'APPLICATIONS DE MOTEURS BRUSHLESS DE PETITE PUISSANCE .....             | 13 |
| FIG.I.10: | EXEMPLES D'APPLICATIONS DE MOTEURS BRUSHLESS DE MOYENNE PUISSANCE .....            | 13 |
| FIG.I.11: | EXEMPLES D'APPLICATIONS DE MOTEURS BRUSHLESS DE FORTE PUISSANCE .....              | 14 |
| FIG.I.12: | REPRESENTATION SYMBOLIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE .....                            | 15 |
| FIG.I.13: | REPRESENTATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK .....                                  | 17 |
| FIG.I.14: | SCHEMA EQUIVALENT DE LA MSAP DANS LE REPERE (D,Q). .....                           | 20 |
| FIG.I.15: | SCHEMA EQUIVALENT DE LA MSAP SELON LES DEUX AXES D ET Q. ....                      | 20 |
| FIG.I.16: | SCHEMA BLOC DE SIMULATION DE MSAP DANS LE REFERENTIEL DQ .....                     | 23 |
| FIG.I.17: | SCHEMA DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE. ....             | 23 |
| FIG.I.18: | RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE A VIDE.....    | 24 |
| •         | TEST EN CHARGE :.....  | 25 |
| FIG.I.19: | RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE EN CHARGE .... | 25 |
| FIG.I.20: | SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE .....                                      | 26 |
| FIG.I.21: | CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES .....                           | 27 |
| FIG.I.22: | FILTRE L-C .....   | 27 |
| FIG.I.23: | SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MSAP.....      | 29 |
| FIG.I.24: | PRINCIPE DE LA MLI SINUS-TRIANGLE.....   | 31 |
| FIG.I.25: | ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....             | 32 |
| FIG.I.26: | TENSION TRIPHASEE GENEREES PAR L'ONDULEUR MLI .....                                | 32 |
| FIG.I.27: | SCHEMA DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MLI- MSAP.....                      | 33 |

|                   |  |           |
|-------------------|--|-----------|
| <b>FIG.I.28:</b>  | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR ONDULEUR MLI A VIDE.....</b>   | <b>33</b> |
| <b>FIG.I.29:</b>  | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR ONDULEUR MLI EN CHARGE .....</b>   | <b>34</b> |
| <b>FIG.II.1:</b>  | <b>PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE. ....</b>   | <b>38</b> |
| <b>FIG.II.2:</b>  | <b>MODELE DE LA MSAP QUAND ID EST NUL .....</b>  | <b>38</b> |
| <b>FIG.II.3:</b>  | <b>DESCRIPTION DES COUPLAGES .....</b>   | <b>39</b> |
| <b>FIG.II.4:</b>  | <b>PRINCIPE DE DECOUPLAGE PAR COMPENSATION .....</b>   | <b>41</b> |
| <b>FIG.II.5:</b>  | <b>STRUCTURE GENERALE : (MACHINE-DECOUPLAGE PAR COMPENSATION).....</b>   | <b>41</b> |
| <b>FIG.II.6:</b>  | <b>SCHEMA BLOC D'UNE REGULATION DE VITESSE DE LA MSAP ALIMENTEE EN TENSION ET<br/>COMMANDEE PAR ORIENTATION DU FLUX [24] .....</b>   | <b>44</b> |
| <b>FIG.II.7:</b>  | <b>REGULATEUR PI .....</b>   | <b>45</b> |
| <b>FIG.II.8:</b>  | <b>BOUCLE DE REGULATION DE COURANT IQ.....</b>   | <b>46</b> |
| <b>FIG.II.9:</b>  | <b>BOUCLE DE REGULATION DU COURANT <math>I_D</math>.....</b>   | <b>47</b> |
| <b>FIG.II.10:</b> | <b>PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE .....</b>  | <b>52</b> |
| <b>FIG.II.11:</b> | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC LA COMMANDE<br/>VECTORIELLE .....</b>   | <b>52</b> |
| <b>FIG.III.1</b>  | <b>SCHEMA DU PRINCIPE DE L'ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE MRAS.....</b>   | <b>55</b> |
| <b>FIG.III.2</b>  | <b>SCHEMA EQUIVALENT DE LA MRAS SOUS LA FORME D'UN SYSTEME BOUCLE.....</b>   | <b>59</b> |
| <b>FIG.III.3</b>  | <b>SCHEMA-BLOC EN BOUCLE FERMEE DE L'ESTIMATION DE LA VITESSE ROTORIQUE.....</b>   | <b>61</b> |
| <b>FIG.III.4</b>  | <b>SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP PAR LA<br/>METHODE MRAS.....</b>   | <b>62</b> |
| <b>FIG.III.5</b>  | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP AVEC MRAS POUR UN DEMARRAGE A VIDE SUIVI D'UNE<br/>APPLICATION DE CHARGE ( <math>C_R= 3 \text{ N.M}</math>) A <math>T=0.9 \text{ S}</math> .....</b> | <b>63</b> |
| <b>FIG.III.6</b>  | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP AVEC MRAS POUR L'INVERSION DE SENS DE<br/>ROTATION.....</b>  | <b>64</b> |
| <b>FIG.III.7</b>  | <b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP AVEC MRAS POU FAIBLE VITESSE.....</b>  | <b>65</b> |



# **Introduction générale**

---



**Promotion 2022**

## **Introduction générale**

Aujourd'hui, grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs, les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans l'industrie, ou ils ont trouvé de larges applications dues à leur densité de puissance élevée, haute efficacité, facilité de la commande, rapport élevé du couple à l'inertie et leur fiabilité élevée.

La machine synchrone à aimants permanents est connue comme un actionneur électrique très robuste qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu, car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude, on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de la transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

Durant ces dernières années, plusieurs stratégies de commande ont été développées par les chercheurs pour surmonter le problème de la complexité de sa commande et d'assurer un réglage désiré. Le but de ces techniques de commandes est de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours du temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développements intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulations, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés.

En effet le contrôle sans capteur est défini comme étant, un système de commande où les paramètres mécaniques à savoir la vitesse et le couple ne sont pas directement mesurés mais estimés. L'information de vitesse peut être déduite du modèle de la machine synchrone en utilisant le critère de Lyapunov.

Cependant le contrôle sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eu avec capteur mécanique.

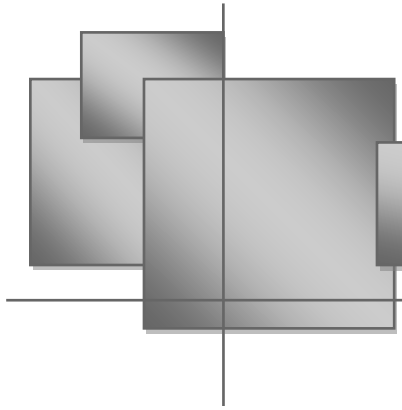
Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants.
- Estimateurs basée sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3) .
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).
- Utilisation de l'observateur adaptatif et filtre de Kalman étendu.
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels) .

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation paramétriques. Dans ce travail, nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).. Cette méthode sera exploitée pour l'étude d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse

Pour la réalisation de ce travail nous avons adopté le plan de travail suivant :

- **Le premier chapitre** sera consacré à la modélisation de la MSAP alimenté par un convertisseur commandée par la technique MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation de ce modèle sera effectuée.
- **Le second chapitre** présentera l'application du principe de la commande vectorielle à la MSAP. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés.
- **Le troisième chapitre** nous présenteront la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents basé sur la technique modèle de référence adaptatif ( MRAS), ce dernier permet d'estimer la position et la vitesse, afin de les introduire dans la commande non-linéaire pour l'asservissement de vitesse.



# Chapitre I

---

**INTRODUCTION :**

L'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, des dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance. Aussi, l'apparition des aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électrique à savoir :

- Une source d'excitation indépendante intégrée dans la machine.
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.
- Une faible inertie.
- Une fiabilité accrue dû à l'absence de contact glissant.

Des pertes rotoriques faibles.

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. La représentation de processus par les modèles mathématiques constitue une étape très importante dans l'asservissement des systèmes.

Afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse de la synthèse des structures de commande [1].

Dans ce chapitre, on commence d'abord par un rappel théorique sur les éléments essentiels des matériaux magnétiques utilisés dans l'excitation de certaines structures de machines synchrones. La deuxième partie de ce chapitre donne de manière très explicite le modèle mathématique (équations électriques et mécaniques) de la MSAP, dans son référentiel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système par une transformation dite de Park, cette transformation modélise la MSAP dans un nouveau référentiel biphasé.

L'ensemble étudié dans ce chapitre est constitué d'une MSAP à rotor lisse, alimentée par une source de tension triphasée, ensuite par un convertisseur statique constitué d'un redresseur, un filtre et un onduleur de tension.

Nous présentons la modélisation individuelle de chaque bloc constituant le convertisseur statique, ainsi que leurs mises sous forme d'équations d'état en vue de la simulation de tout l'ensemble. Nous terminerons par la simulation du système fonctionnant à vide et en charge alimenté par une source triphasée puis par le convertisseur statique.

Nous avons mise au point par simulation à l'aide du logiciel MATLAB-SIMULINK.

## **I.1 Description de la machine synchrone à aimant permanent**

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et éliminé les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit d'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée [2].

Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée.

Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines-outils et l'espace.

## **I.2 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents**

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires (pôles saillants) et l'autre sans pièces polaires (pôles lisses).

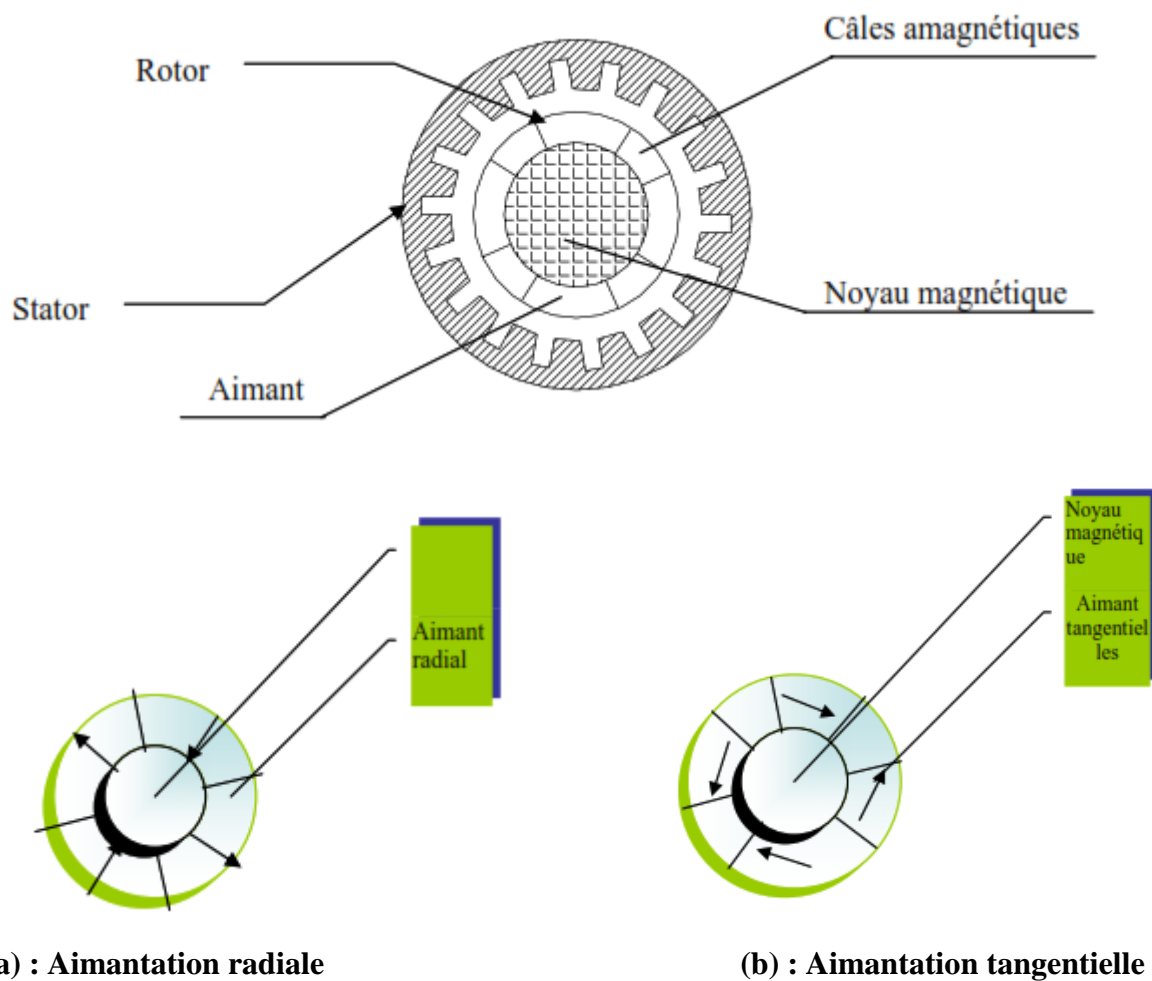
Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leurs dispositions au niveau du rotor [3].

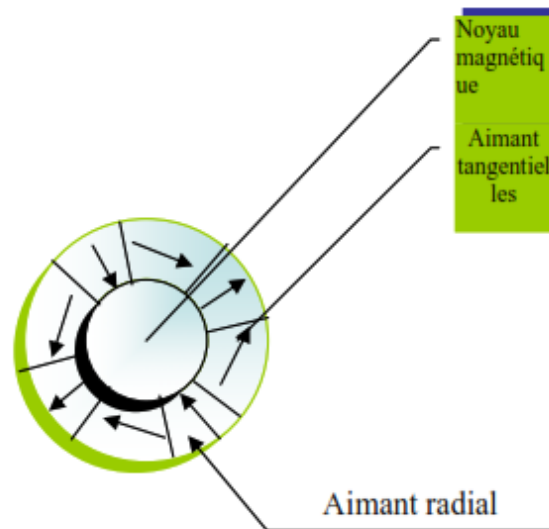
La différence entre les deux structures citées précédemment réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

### I.2.1 Structures sans pièces polaires « Pôles lisses »

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des ferrites (figure I-1). Le sens d'aimantation peut être radial (figure I-1.a), tangentiel (figure I-1.b) ou mixte (figure I-1.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la ferrite de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important.

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.





(c) : Alimentation mixte

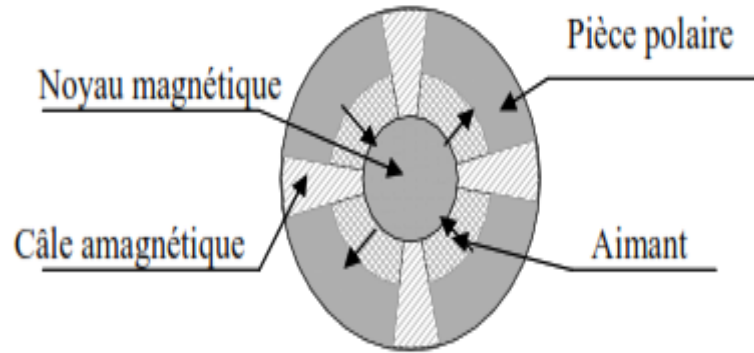
**Fig.I.1:** Structures d'une machine à aimants permanents sans pièces polaires

## I.2.2 Structures avec pièces polaires « Pôles saillants »

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants. [4]

### I.2.2.1 Structure avec pièces polaires sans concentration de flux

Généralement les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (Figure I.2), afin de diminuer l'entrefer magnétique dans le but d'améliorer les performances de la machine. Par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [5].

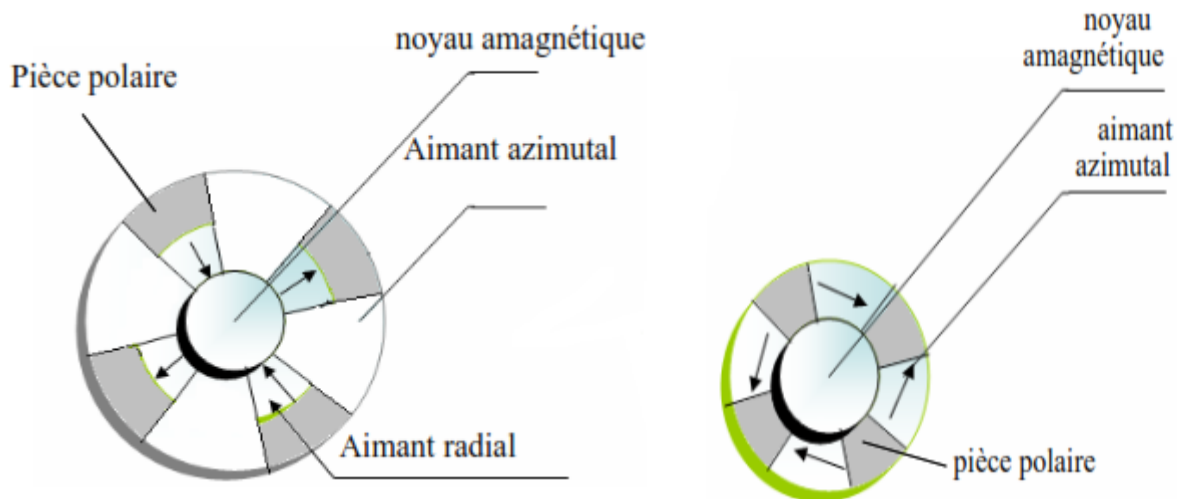


**Fig.I.2:** Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux

**I.2.2.2 Structure avec pièces polaires et concentration de flux**

Elles permettent d’améliorer, le niveau de l’induction dans l’entrefer, donc le flux à vide et par conséquent le couple, grâce aux pièces polaires surtout pour les moteurs constitués d’aimants présentant une faible induction rémanente ‘ferrite’ [3].

Il existe plusieurs catégories que l’on peut les distinguer par l’existence des pièces polaires et la disposition des aimants à l’intérieur du rotor (figure (I.3.a), figure (I.3.b)).



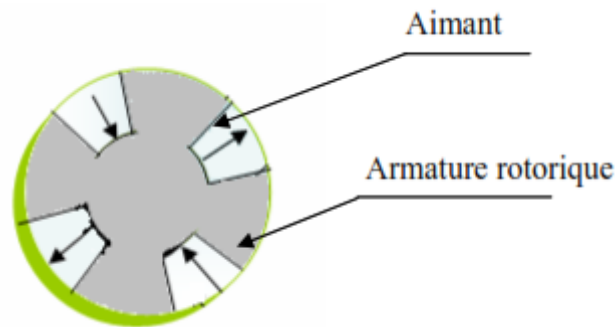
(a) : Structure à aimantation mixte

(b) : Structure à aimantation azimutal

**Fig.I.3:** Structure avec pièces polaires et concentration de flux

### I.2.3 Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques (figure I.4). En plus de la simplicité de leur réalisation. Ce type structure permet en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme il permet de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.



**Fig.I.4:** Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

### I.2.4 Structures à aimants internes

L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" appelées structures d'inducteurs à aimants internes (Figure I.5). Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toutefois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique [4].



**Fig.I.5:** Structure à aimants internes dans l'armature rotorique

### I.3 Différents types de machines à aimants permanents [6]

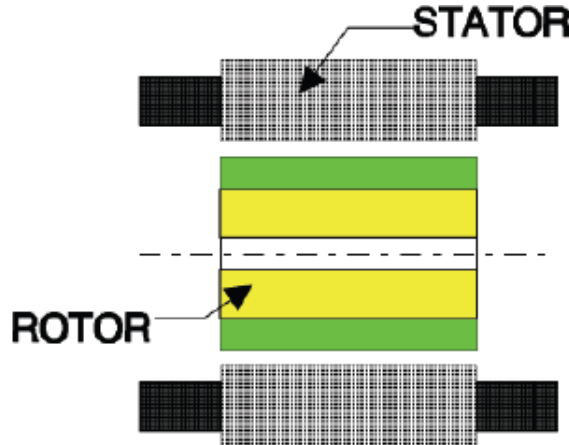
Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable.

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

#### I.3.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.6) montre un exemple de moteur à rotor intérieur [7].

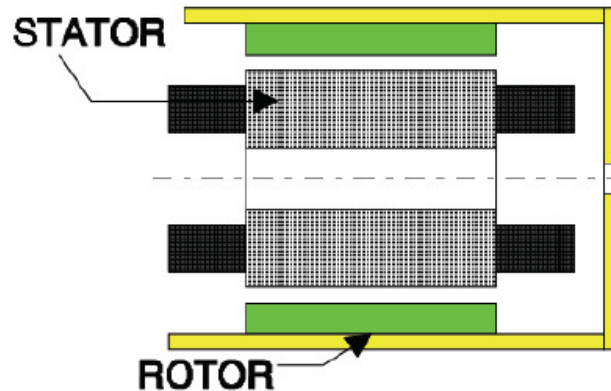


**Fig.I.6:** Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

### I.3.2 Moteur à rotor extérieur

La figure (I.7) présente la section d'un moteur à rotor extérieur.



**Fig.I.7:** Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section [8].

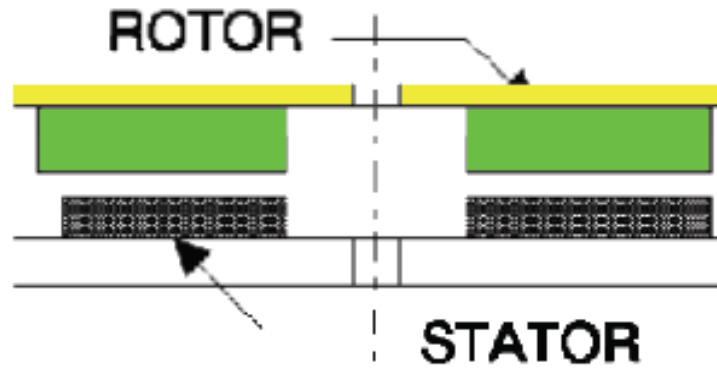
Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

### I.3.3 Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.8) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.



**Fig.I.8:** Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

#### **I.4 Avantages et inconvénients de MSAP**

##### **❖ Avantages**

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone à cage d'écureuil et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec les progrès actuels des aimants permanents, les moteurs synchrones à aimants sont de plus en plus utilisés dans les systèmes d'entraînements à vitesses variable à hautes performances [9]. Son choix dans ce domaine est attractif et concurrent par rapport à des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, on cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines [10].
- Compacité, occupe moins d'espace qu'un moteur asynchrone.
- Réduction de la consommation d'énergie.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

## ❖ Inconvénients

- Comme inconvénients de la MSAP on cite :
- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu [11].
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux. (La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple : capteur à effet hall) mais implique la présence de fortes pulsations de couple [11].
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant [11].
- Risque de désaimantation (irréversible) limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait.
- La commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillant [12] [13].

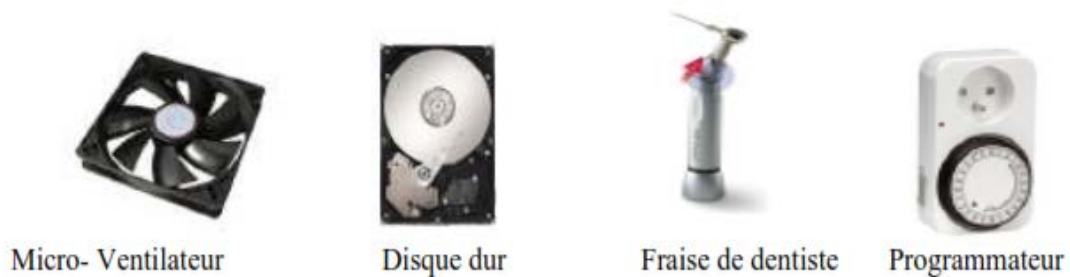
## I.5 Domaines d'application de la MSAP

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont utilisés dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watt (servomoteur) à plusieurs Mégawatt (système de propulsion des navires) ; dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable et la traction. Ils sont utilisés pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

On présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [14]

### ❖ Applications aux petites puissances ( $P < 600W$ ) :

- Micro ventilateur.
- Disque dur, fraise de dentiste.
- Programmeur mécanique.



**Fig.I.9:** Exemples d'applications de moteurs brushless de petite puissance

### ❖ Applications aux moyennes puissances ( $500W < P < 100W$ ) :

- Vélo à assistance, voiture électrique.
- Machine-outil.
- Robot industrie.



**Fig.I.10:** Exemples d'applications de moteurs brushless de moyenne puissance

**❖ Applications aux fortes puissances :**

- Traction ferroviaire.
- Propulsion navale.



Traction ferroviaire [AGV-Alstom ®]



Propulsion navale [Navire Legend of the seas]

**Fig.I.11:** Exemples d'applications de moteurs brushless de forte puissance**I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents**

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Le moteur synchrone à aimants permanents est beaucoup utilisée à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui de la machine asynchrone et du moteur synchrone classique. On peut modéliser la machine synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans cette partie du chapitre les modèles suivants :

- Le modèle en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Il est utilisé essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Le modèle issu de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents [15].

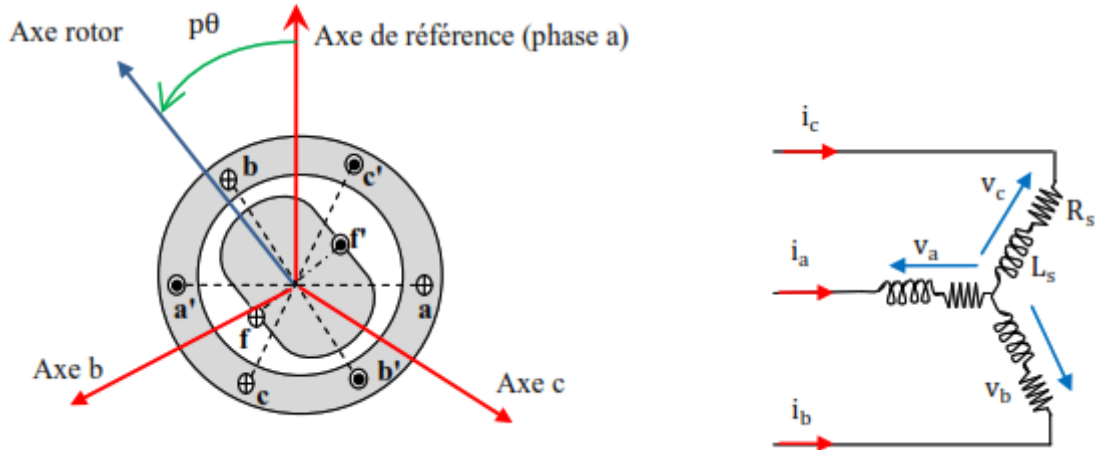
Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [16] :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale.
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable.

- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

### I.7 Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)

Le modèle de La machine est représenté dans la figure (I.9) par ses trois enroulements statoriques [17].



**Fig.I.12: Représentation symbolique de la machine synchrone**

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

#### ❖ Equations électriques :

A partir de la figure (I.12), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}$$

Où :

$[V_s]$  : Vecteur des tensions statoriques ;

$[i_s]$  : Vecteur des courant statoriques ;

$[\Phi_s]$  : Vecteur des flux statoriques ;

$[R_s]$  : Matrice des résistances statoriques.

❖ **Equations magnétiques :**

L'équation des flux statoriques (équation magnétique) peuvent être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (I.2)$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{av} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix}, \quad [\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{bmatrix}$$

Où :

$[L_{ss}]$  : Matrice inductance du stator

$[\Phi_{sf}]$  : Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$\theta_r$  : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega dt \quad (I.4)$$

Sachant que :  $\omega = P\Omega_r$  (I.5)

$\omega$  : Pulsation électrique.

$\Omega_r$  : La vitesse de rotor.

P : Nombre de paire de pôle.

### ❖ Equation mécanique :

L'application de la 2<sup>ème</sup> loi de Newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (I.6)$$

$J$  : Le moment d'inertie du moteur.

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique délivré par le moteur [N.m].

$C_r$  : Le couple résistant [N.m].

$f$  : Le coefficient de frottement visqueux.

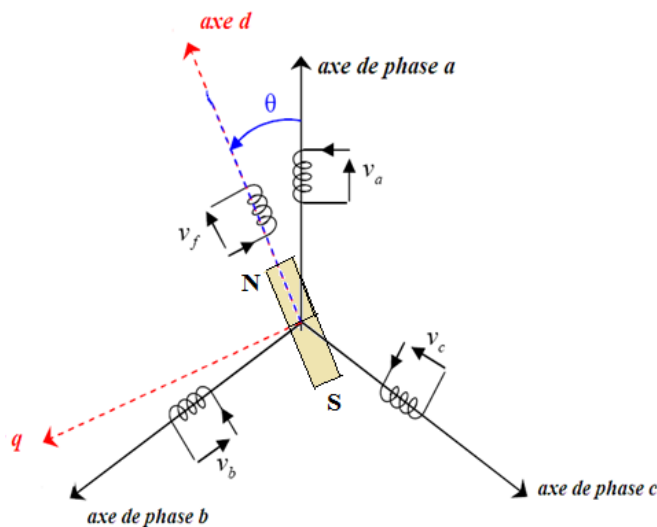
$\Omega_r$  : La vitesse angulaire mécanique du rotor.

## I.8 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $2\pi/3$  en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $\pi/2$  et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d. [18].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle  $\theta$  entre les deux repères est appelé angle Park

La figure (I.13) montre le principe de la transformation de Park



**Fig.I.13:** Représentation de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [X_{dq_0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \\ [X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dq_0}] \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

$[P(\theta)]$  et  $[P(\theta)]^{-1}$  sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Pour donner un sens physique à cette transformation, il faut assurer l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui conduit à leur équivalence, dans ce cas on utilise la matrice de Park modifiée :

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

Et

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

## I.9 Principe de la transformation de Clarke

La transformation directe de Clarke est déterminée par une matrice  $[C]$ , elle correspond les vecteurs des axes  $(abc)$  aux vecteurs des axes  $(\alpha\beta)$ , elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux,  $[V_{abc}], [i_{abc}], [\Phi_{abc}]$  aux  $[V_{\alpha\beta_0}], [i_{\alpha\beta_0}], [\Phi_{\alpha\beta_0}]$  respectivement.

Le vecteur  $X_0$ , représente la composante homopolaire. [19]

- Passage direct : triphasé au diphasé.

La transformation de Clarke est définie par :

$$[X_{\alpha\beta_0}] = [C][X_{abc}] \quad (\text{I.12})$$

$[X_{\alpha\beta_0}]$ : représenté le vecteur diphasé qui correspond au vecteur  $[X_{abc}]$ .

$[C]$  : La Matrice directe de Clarke.

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

### ❖ Passage inverse : diphasé au triphasé.

Le passage inverse de la transformation de Clarke est défini par :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta_0}]$$

$[C]^{-1}$  : La matrice inverse de Clarke (I.14)

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{I.15})$$

❖ **Passage du repère (α, β) au repère (d,q)**

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d,q) est donné par une matrice de rotation déterminé par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \tag{I.16}$$

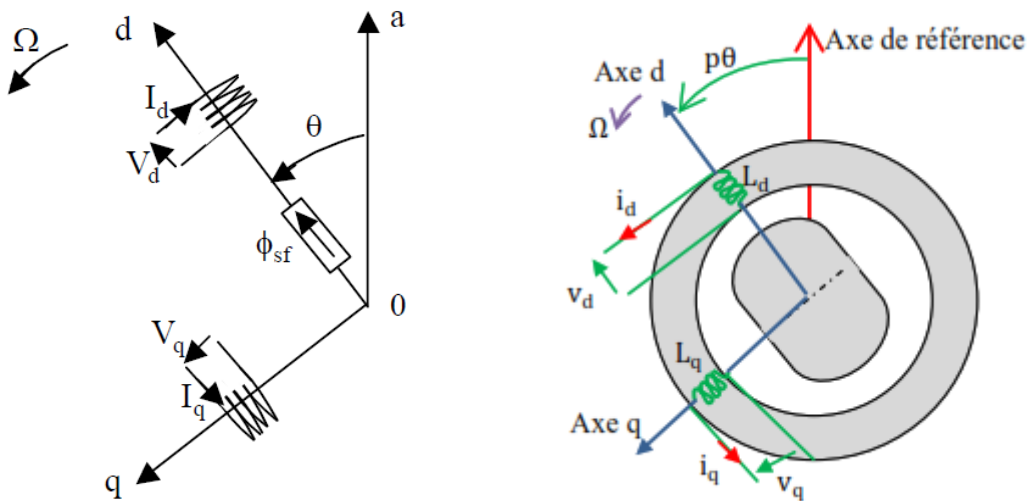
Avec :

[R]: Matrice de passage (α,β) au (d,q), défini par :

$$[R] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \tag{I.17}$$

**I.10 Application de la transformation de Park à la MSAP**

La figure (I.14) illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimants permanents, biphasée, équivalente, issue de la transformation de Park [20].

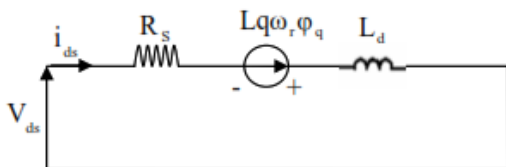


**Fig.I.14:** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

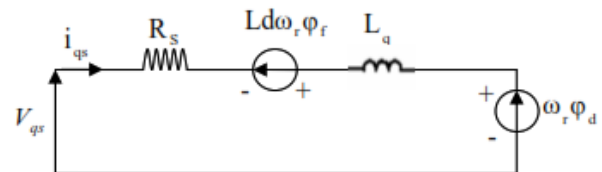
❖ **Les équations électriques :**

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I-15)

Selon l'axe d :



Selon l'axe q :



**Fig.I.15:** Schéma équivalent de la MSAP selon les deux axes d et q.

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (I.18)$$

D'après la relation (I.18), on a le couplage entre les axes "d" et "q".

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_{sf} \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (I.19)$$

$L_d, L_q$  : Inductances d'axes directe et en quadrature.

### ❖ Les équations mécaniques :

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \quad (I.20)$$

Ou :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} - \Phi_q i_{ds}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec :

$\frac{3}{2} P \Phi_f i_{qs}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m<sup>2</sup>).

$f$  : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

$C_r$  : Couple résistant (N.m).

$\omega_r$  : Vitesse mécanique (rad/s).

### ❖ L'équation électromagnétique

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines. Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$L_{sc}$  : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqo} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \varphi_{abc} \end{bmatrix}$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

En remplaçant les expressions des flux  $\phi_d$  et  $\phi_q$  dans le système (I.18) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_S i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$\phi_f$  : Flux dû aux aimants ;

$R_S$  : Résistance d'une phase statorique ;

$L_d$  : Inductance suivant l'axe d ;

$L_q$  : Inductance suivant l'axe q ;

$\omega_r$  : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

I.11 Schéma bloc de simulation de MSAP dans le référentiel dq

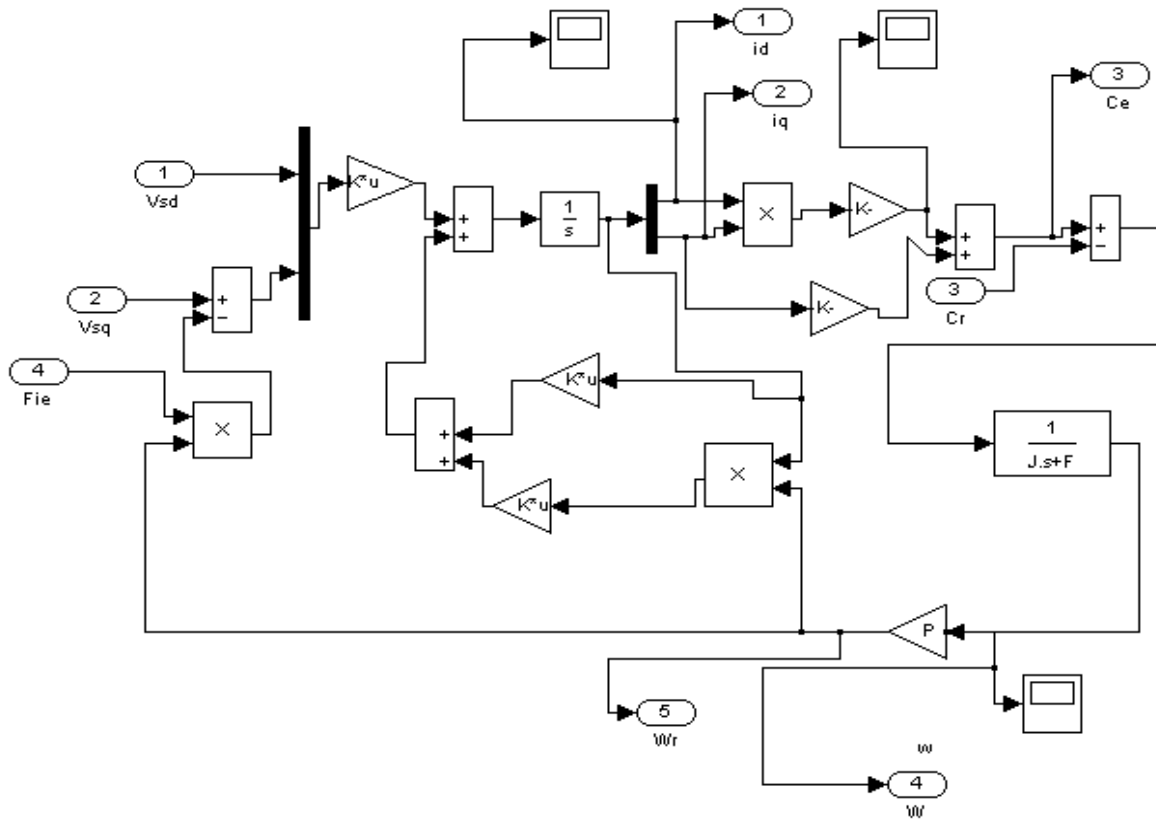


Fig.I.16: Schéma bloc de simulation de MSAP dans le référentiel dq

I.12 Simulation et interprétation des résultats

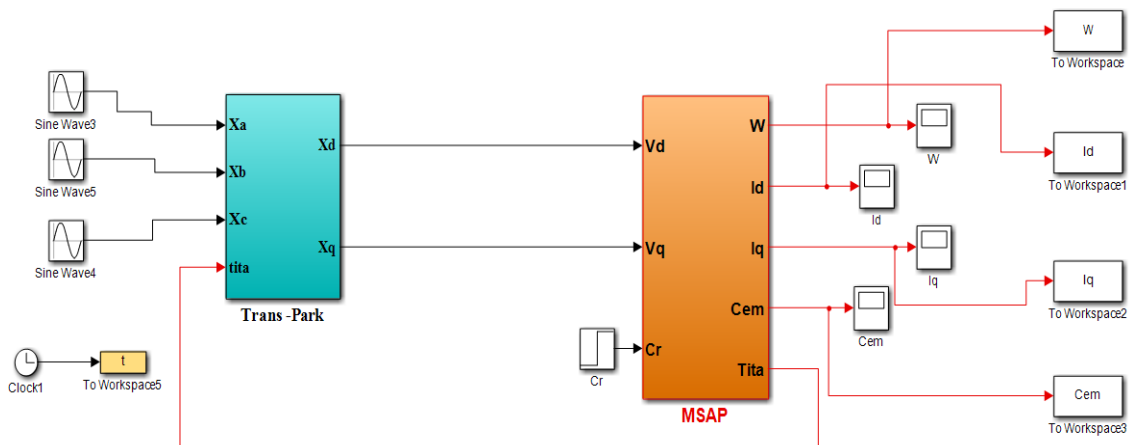
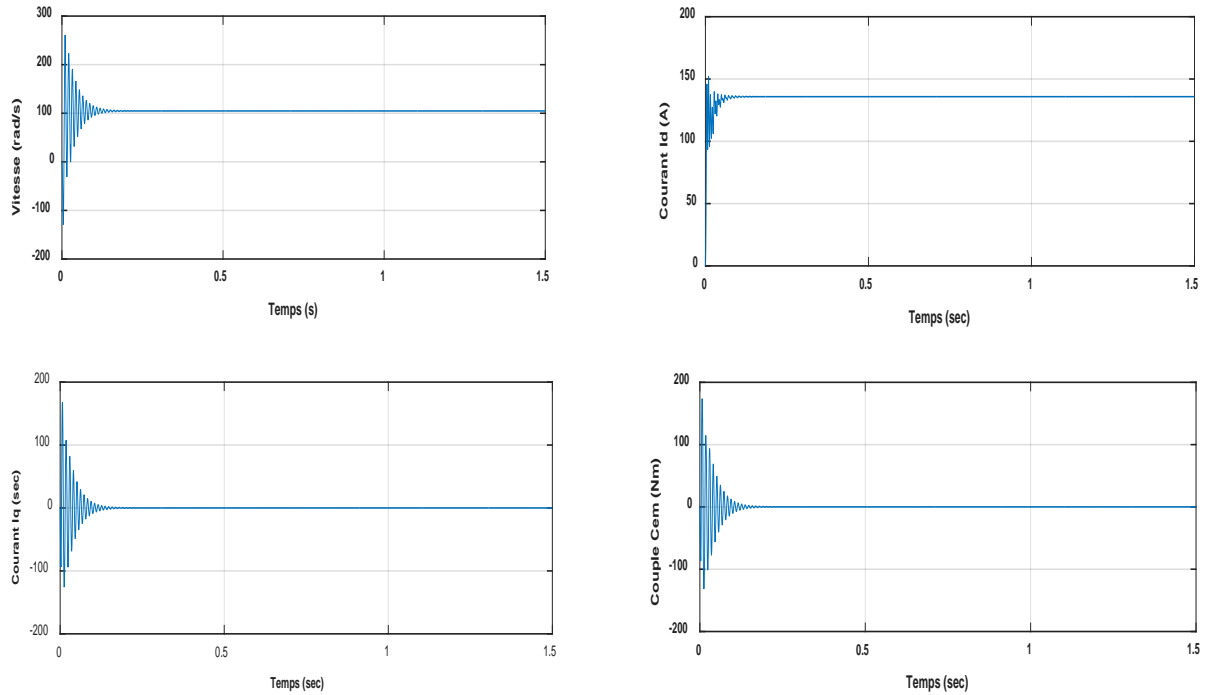


Fig.I.17: Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

La figure (I.17) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension  $V=220$  V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 10N.m à l'instant  $t = 1$ s.

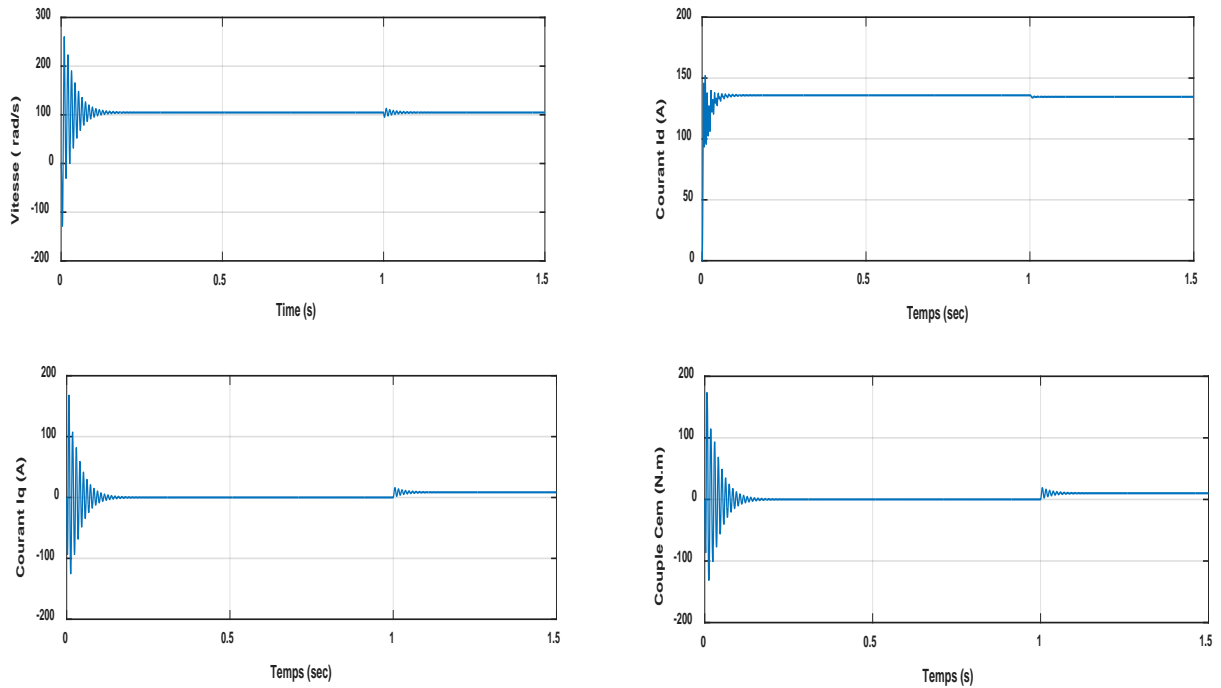
Les figures (I.18) et (I.19) illustrent les résultats obtenus pour un démarrage à vide et ceux du régime en charge ( $C_r = 10$  N.m) à l'instant  $t = 0.5$ s.

• Test à vide :



**Fig.I.18:** résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.

- Test en charge :



**Fig.I.19:** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge

On constate, d'après les courbes de la Fig. (I.17), que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, et elle se stabilise à une valeur proche de 105 tr/mn

Comme on remarque aussi au début de démarrage des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la F.C.E.M qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant  $I_q$  se réduit pour s'annuler.

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Cette valeur augmente à 10 N.m lorsque la charge est appliquée.

D'après les figures, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

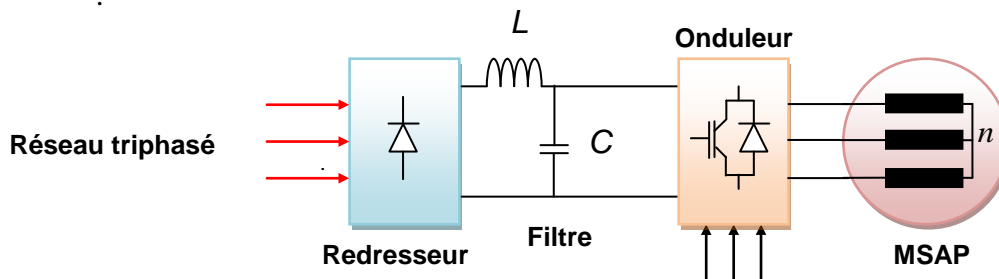
### I.13 Modélisation de l'association MSAP - Onduleur de tension

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Leur circuit de commande permet de transformé le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi les algorithmes SVM, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple.

L'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI [21]. .

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure(I.8), est constitué de :

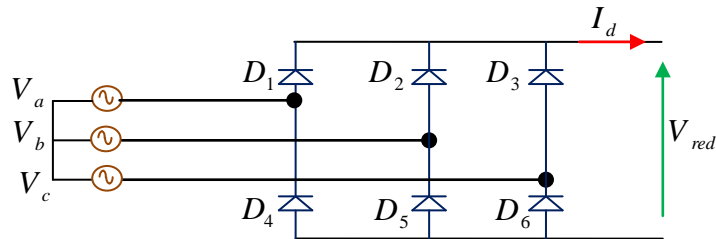
- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables



**Fig.I.20:** Schéma d'ensemble convertisseur machine

### I.13.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.21), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes  $D_1, D_2, D_3$  assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes  $D_4, D_5, D_6$  assurant le retour du courant  $I_d$ . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.



**Fig.I.21:** Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

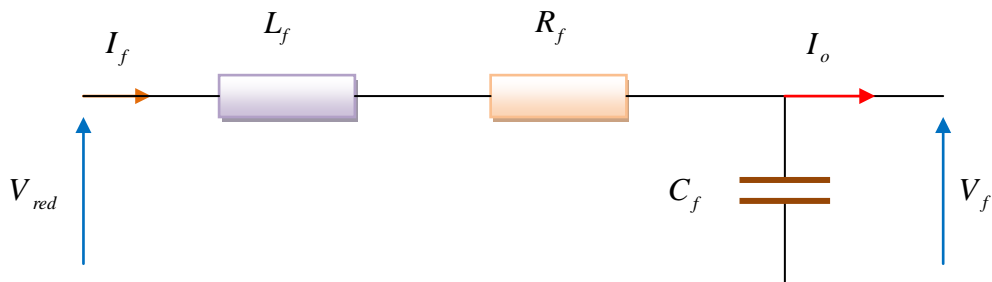
Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.25)$$

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

### I.13.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a menés à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.22) dans le but de lisser ces ondulations.



**Fig.I.22:** Filtre L-C

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

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad (I.26)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (I.27)$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.28)$$

### I.13.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine synchrone à aimants permanents se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.23) présente un système mettant en œuvre une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de type MLI.

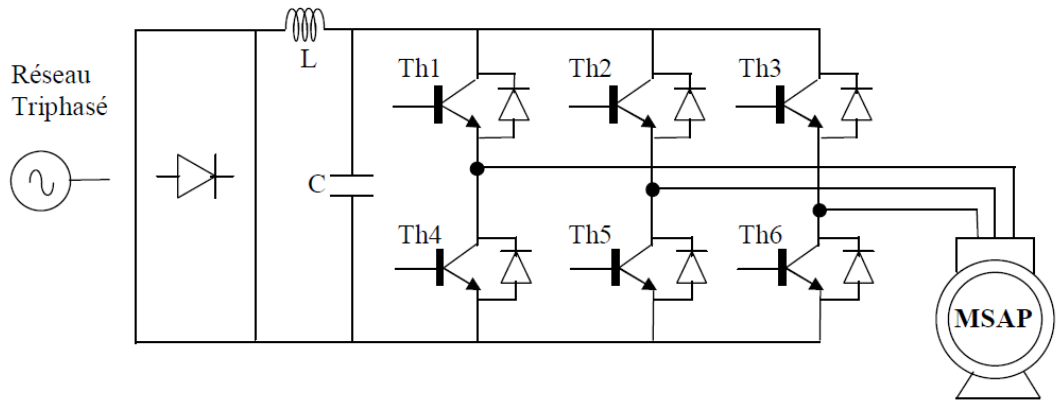
L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

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

L'onduleur de tension à MLI est toujours habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençage de  $180^\circ$  de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister

pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement [22].



**Fig.I.23:** Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MSAP

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à  $\frac{U_c}{2}$  connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $S_i$  et  $\bar{S}_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$\text{Si } S_i = 1, S_i \text{ st passant et } \bar{S}_i \text{ est ouvert ;}$$

$$\text{Si } S_i = 0, S_i \text{ est ouvert et } \bar{S}_i \text{ est passant ;}$$

Avec  $i = a, b, c$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

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

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

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

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

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.31})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Nous avons

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

Avec  $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

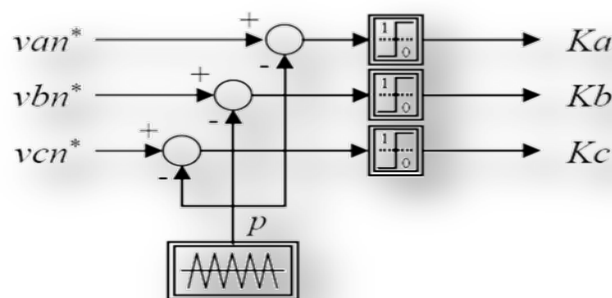
En remplaçant l'équation (I.32) dans l'équation (I.34), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 35})$$

### I.13.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe de base de la modulation par de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation) est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur.

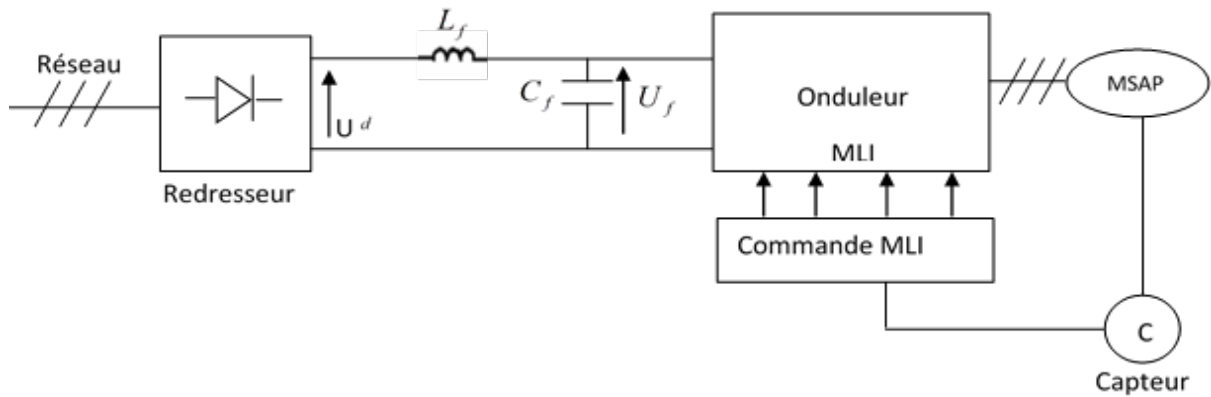
La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice  $V_{ref}$  (référence), de fréquence  $f_m$  est comparée à une onde triangulaire  $V_p$  (porteuse) de fréquence  $f_p$  très élevée par rapport à  $f_m$ . Le schéma de principe est donné par la figure (I-24).



**Fig.I.24:** Principe de la MLI Sinus-Triangle

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

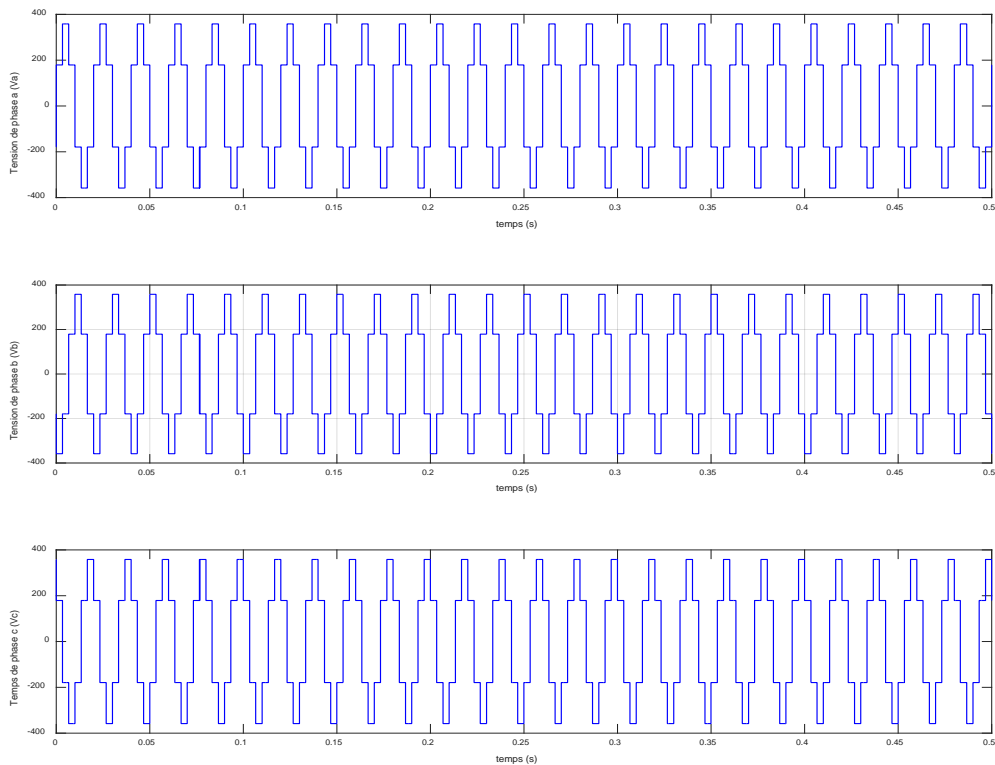
La figure (I.25) présente l’algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :



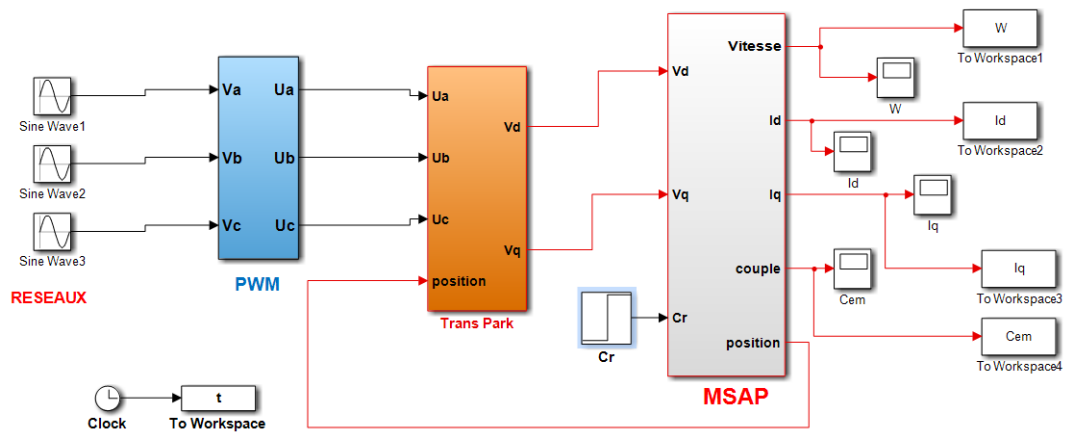
**Fig.I.25:** Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

**I.13.5 Simulation du modèle machine-onduleur**

Au modèle d’état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.24) on associe l’ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine synchrone à aimants permanents. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.26).



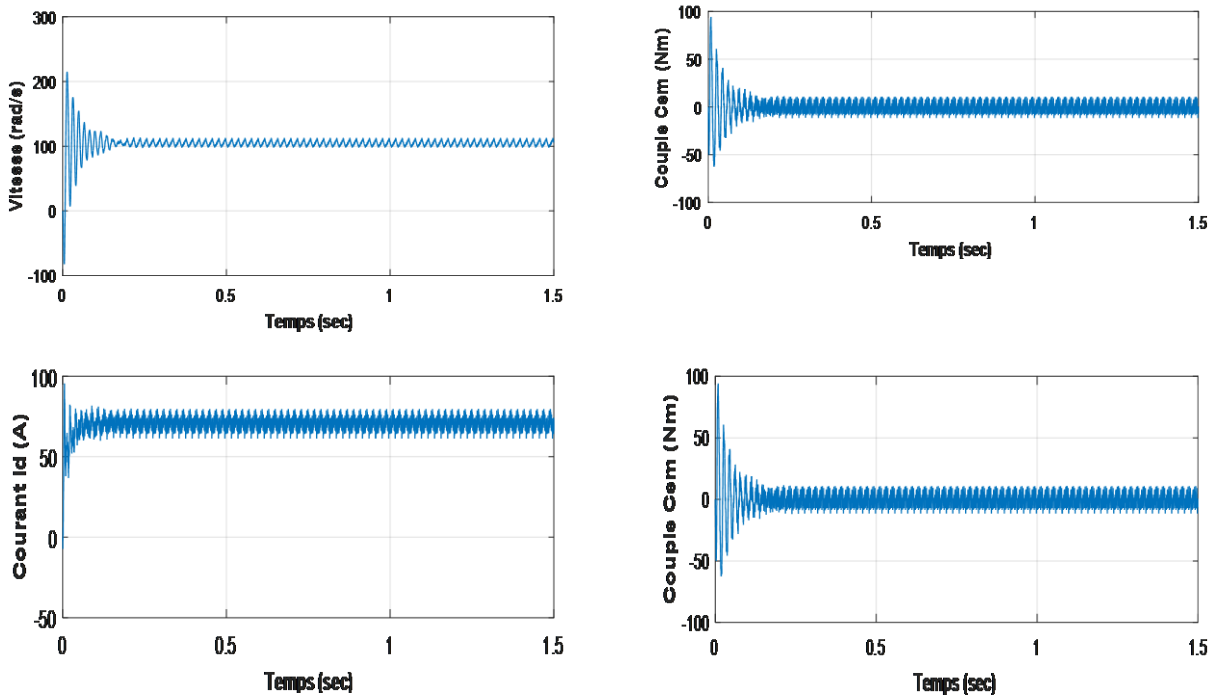
**Fig.I.26:** Tension triphasée générée par l’onduleur MLI



**Fig.I.27:** Schéma de simulation de l'association onduleur-MLI- MSAP.

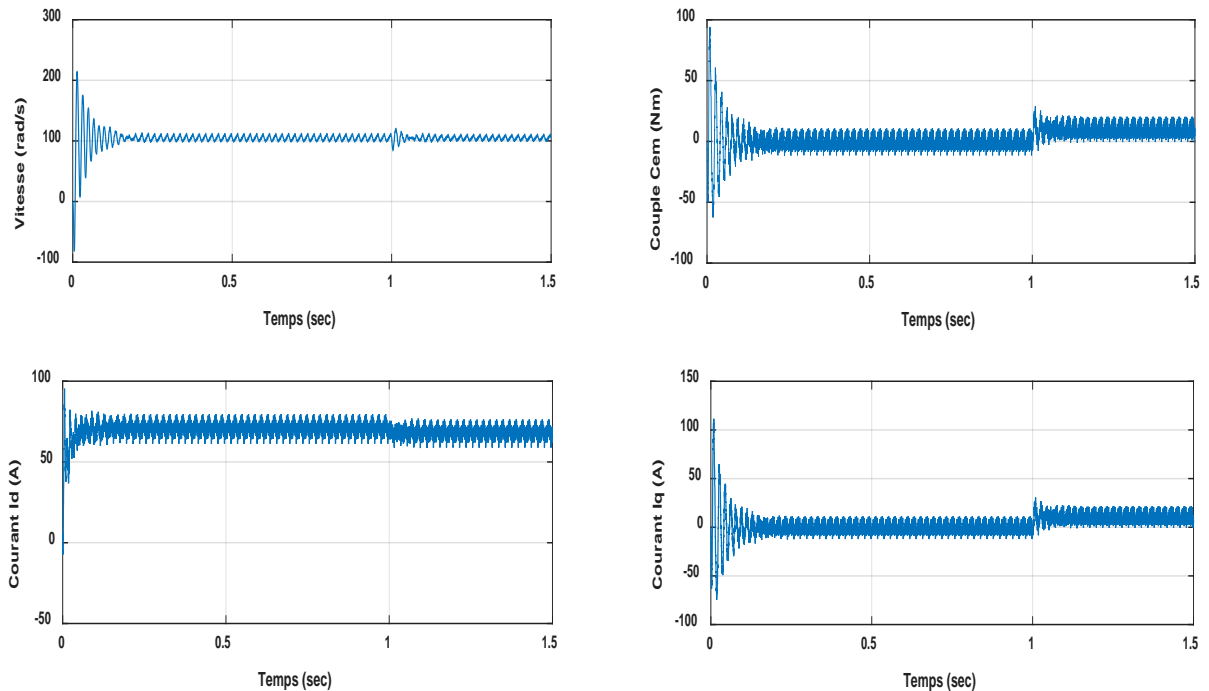
Nous allons simuler L'association : Onduleur de tension-MSAP, pour un fonctionnement en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoidale. Les figures (I.28), (I.29) présentent les caractéristiques dynamiques de l'ensemble Onduleur de tension-MSAP lors d'un démarrage à charge nulle, puis application d'un couple résistant  $C_r=10N.m$  à  $t=1s$ .

• Test en a vide:



**Fig.I.28:** résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI à vide.

- Test en charge :  $C_r = 10\text{N.m}$  à l'instant  $t = 1\text{s}$ .



**Fig.I.29:** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI en charge

Pour une alimentation par un onduleur on remarque des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine, ces ondulations sont dues à l'harmonique provenant de la nature non-linéaire de l'onduleur.

On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rd/s en régime permanent pour un couple nul. Le couple, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants ce qui implique une très grande demande de courant, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour les allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

La comparaison de ces résultats avec celles obtenues avec le modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales montre une ressemblance dans l'allure ; cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

## I.14 Conclusion

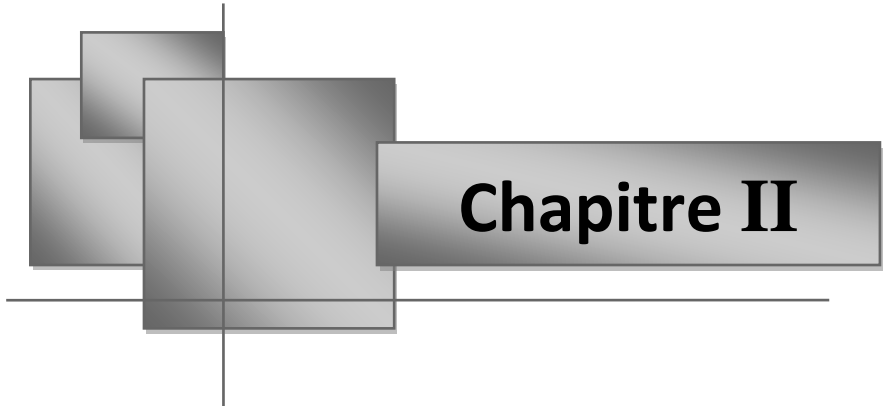
Ce chapitre s'intéresse d'une manière globale aux généralités sur la machine synchrone à aimants permanents, nous avons donné quelques aspects structurels de la MSAP, ses types, ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'applications.

Ensuite, nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasé et sa transformation dans un système biphasé. En choisissant la transformation de Park, il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé biphasé permettent d'obtenir une première de l'écriture des équations d'états.

Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoïdale.

D'après les résultats de simulation on note qu'il y a des résultats ne sont pas bonnes est à remarquer que l'influence de l'onduleur se manifeste sur les courants directs et en quadrature et sur le couple électromagnétique par les fortes ondulations.

Donc, il est nécessaire de trouver une technique pour améliorer les performances en régimes dynamiques et rendre leur contrôle indépendant, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine réponde aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.



# Chapitre II



Promotion 2022

## CHAPITRE II

# COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

### Introduction

La machine à courant continu (MCC) occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de Park est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, des chercheurs allemands Blashke et Hass ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC) [23][25]. La technique est connue sous le nom de commande vectorielle. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit.

### II.1 Principe de l'orientation du flux rotorique

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables  $I_d$  et  $I_q$ , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants  $I_d$  et  $I_q$ . Pour

simplifier la commande, on fixe souvent le courant  $I_d$  de manière que le couple soit proportionnel à  $I_q$  dans une plage de vitesse donnée. [25][26][27]

Dans les machines à rotor lisse ( $L_d = L_q$ ), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $C_{em} = p \cdot \varphi_{sf} \cdot I_q$ , la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ( $I_d = 0$ ).

Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

Il existe trois types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée.

### II.1.1 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega_r I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega_r I_d + \varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{II.1.}$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \quad \text{II.2.}$$

$$\text{Avec : } \omega = p \cdot \omega_r$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[ (L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q \right] \quad \text{II.3.}$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ( $I_s = I_q$ ). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure II.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.1) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega_r I_d + \phi_{sf} \omega \end{array} \right. \quad \text{II.4.}$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_{sf} I_q \quad \text{II.5.}$$

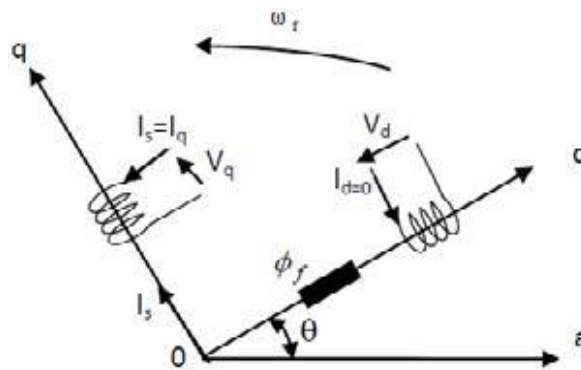


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle.

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle (II.4),(II.5) et l'équation mécanique (II.2) peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure (II.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

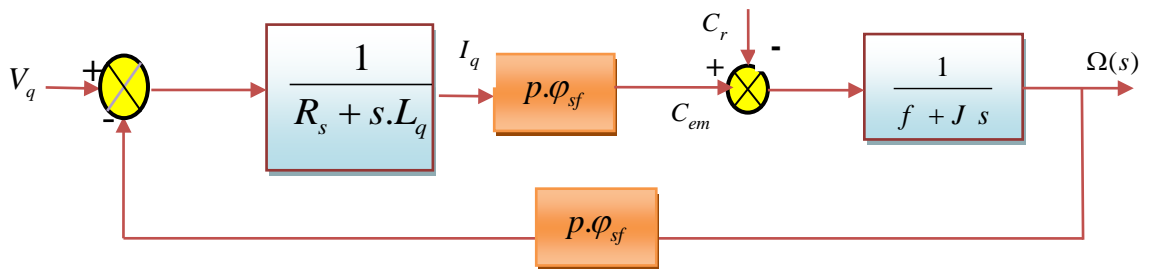


Fig.II.2: Modèle de la MSAP quand Id est nul

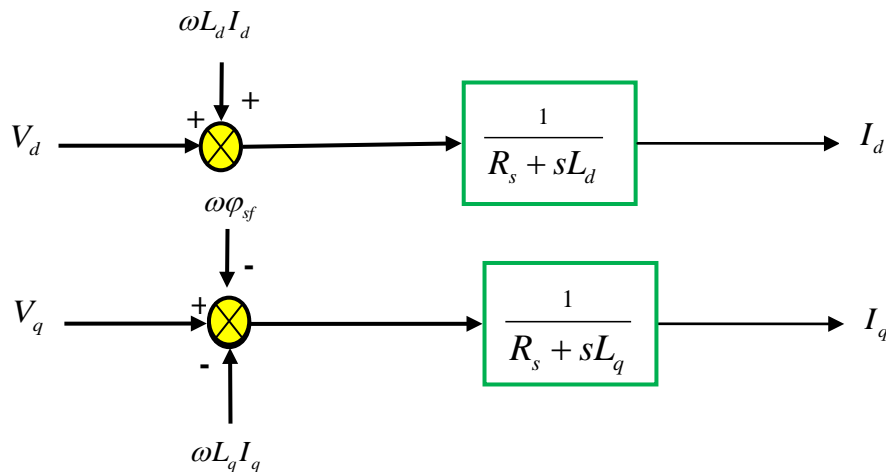
## II.2 Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q. [24]

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s) I_d - L_q \omega I_q \\ V_q = (R_s + L_q s) I_q + \omega(L_d I_d + \varphi_{sf}) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad \text{II.6.}$$

La figure (II.3) représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :



**Fig.II.3:** Description des couplages

Les tensions  $V_d$  et  $V_q$  dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q», on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires  $e_d$  et  $e_q$ .

Avec :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_q \\ e_q = L_d \omega I_d + \omega \varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{II.7.}$$

A partir de l'équation (II.6) et (II.7) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_{qs} = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad \text{II.8.}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + s.L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + s.L_q) I_q \end{cases} \quad \text{II.9.}$$

Et

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_q \\ e_q = L_d \omega I_d + \omega \varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{II.10.}$$

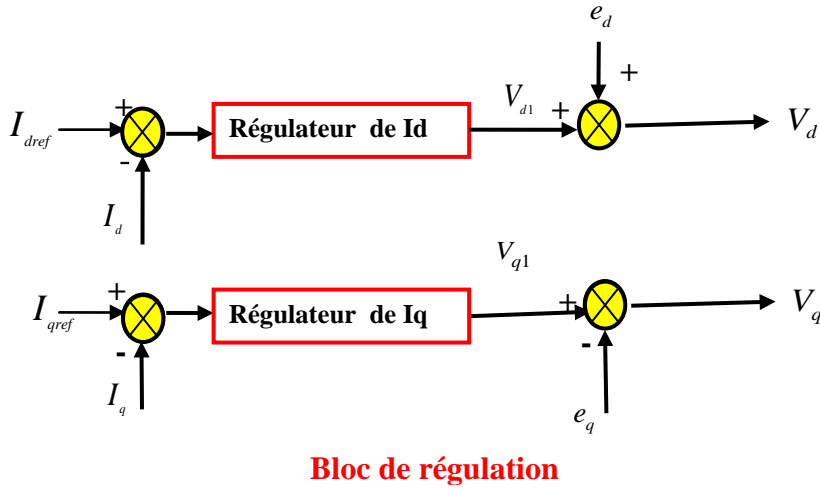
On a donc les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $I_q$  ne dépend que de  $V_{q1}$ , à partir de l'équation (II.9) les courants  $I_d$  et  $I_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{(R_s + s.L_d)} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{(R_s + s.L_q)} \end{cases} \quad \text{II.11.}$$

« S » : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous [26].



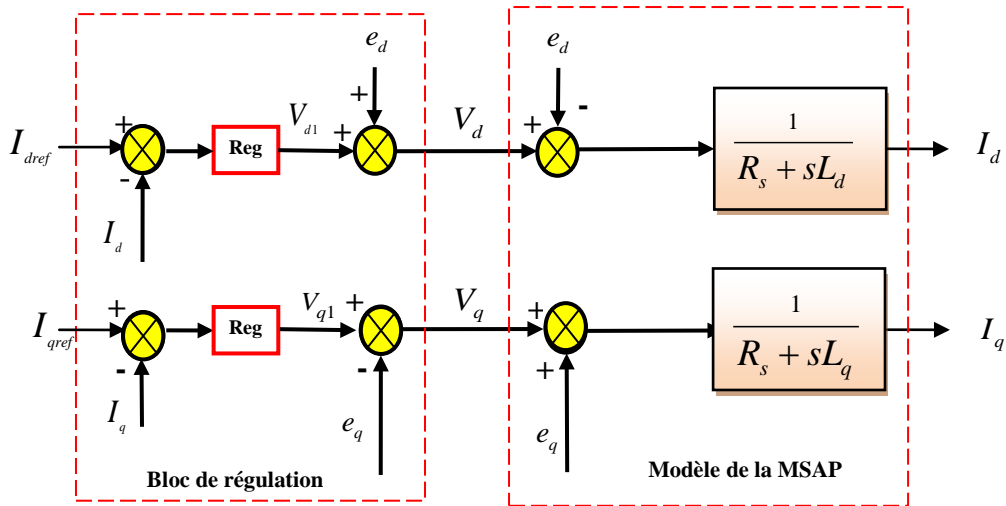
**Fig.II.4:** Principe de découplage par compensation

Avec :

$V_{d1}$  : La tension à la sortie de régulateur de courant  $I_d$ .

$V_{q1}$  : La tension à la sortie de régulateur de courant  $I_q$ .

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.5).



**Fig.II.5:** Structure générale : (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes «d» et «q» sont donc découplés et représentées par la figure (II.6) :

## II.3 Contrôle vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes  $\varphi_{r\beta}$  et  $\varphi_{r\alpha}$  de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

## II.4 Principe du contrôle vectoriel indirect

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse.

Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte. En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire  $R_r$ , qui intervient sur la définition de  $\omega_s$ .

## II.5 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle

### II.5.1 Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

## II.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

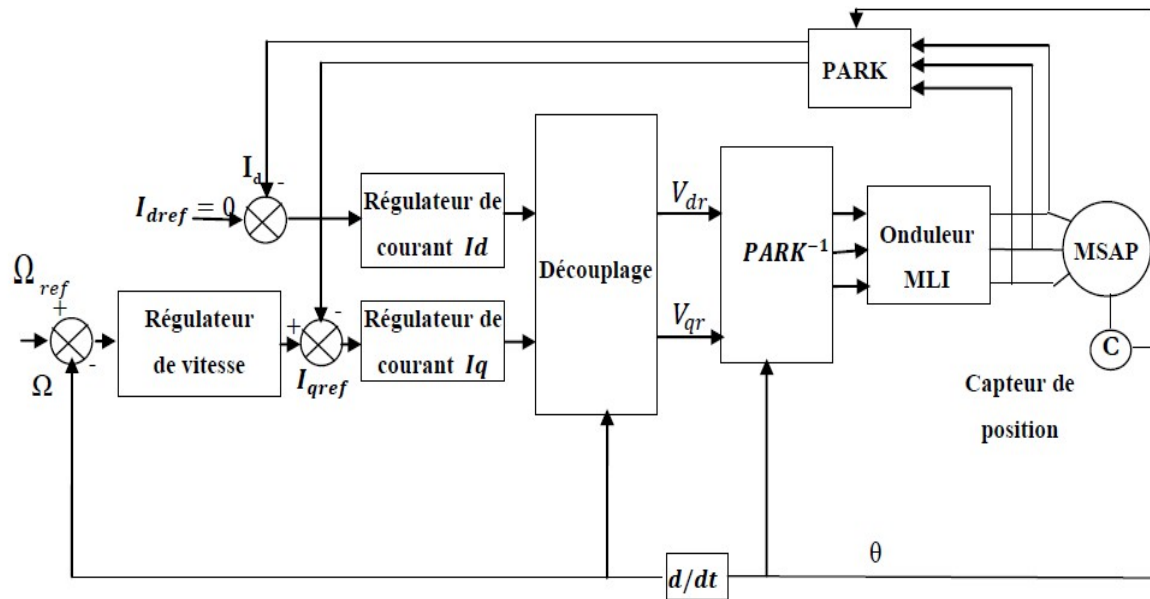
## II.6 Synthèse des différents régulateurs

### II.6.1 Description du système global

La référence du courant direct  $I_{d_{ref}}$  est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse  $I_{q_{ref}}$  constitue la consigne de couple  $C_{em}$ . Les références des courants  $I_{d_{ref}}$  et  $I_{q_{ref}}$  sont comparées séparément avec les courants réels de la machine  $I_d$  et  $I_q$ .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_{d_{ref}}$ ,  $V_{q_{ref}}$ .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_{q_{ref}}$ . Par contre, le courant  $I_{d_{ref}}$  est imposé nul.



**Fig.II.6:** Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux [24]

## II.6.2 Calcul des Régulateurs

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

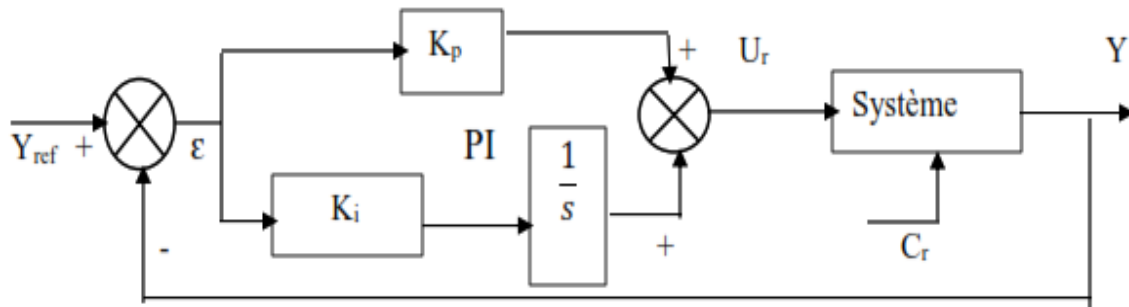
- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- ❖ Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir

lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (II.7).



**Fig.II.7:** Régulateur PI

La relation entre la sortie  $U_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{II.12.}$$

Ou :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.13.}$$

Avec :

$k_p$  : Gain proportionnel

$k_i$ : Gain intégral

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\varepsilon} = (k_p + \frac{k_i}{s}) \tag{II.14.}$$

On peut aussi écrire le régulateur sur la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \tag{II.15}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \rightarrow a \\ k_i = \frac{1}{T_2} \rightarrow b \end{cases} \tag{II.16}$$

### II.6.3 Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

#### II.6.3.1 Régulateur du courant I<sub>q</sub>

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants  $I_d$  et  $I_q$ , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence  $I_{qref}$ , le courant Id est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ( $\varepsilon = 0$ ).

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \tag{II.17}$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est :  $\frac{1 + sT_1}{sT_2}$  (équation (II.15)), on aboutit

au schéma de la figure (II.8) :

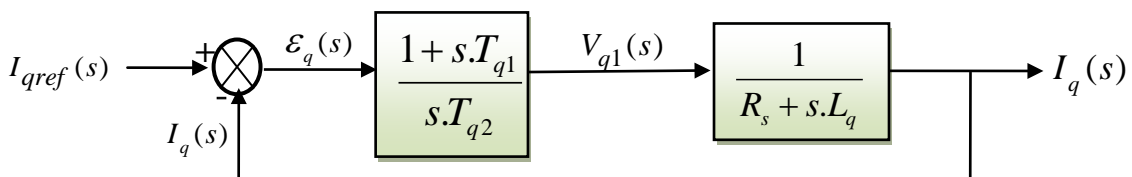


Fig.II.8: Boucle de régulation de courant Iq

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.8) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} \quad \text{II.18.}$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + \frac{sL_q}{R_s})} \quad \text{II.19.}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s}, \text{ ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad \text{II.20.}$$

Avec :

$$\frac{L_q}{R_s} : \text{ Constante de temps électrique.}$$

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (III.20) dans l'équation (III.18), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad \text{II.21.}$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad \text{II.22.}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} = \left( \frac{1}{1 + s\tau_q} \right) \quad \text{II.23.}$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \tag{II.24.}$$

En imposant le temps de référence :

$$t_r = 3\tau_q \text{ (Critère de } \pm 5\% \text{)} \tag{II.25.}$$

On a :

$$T_{2q} = \frac{t_r}{3R_s} \tag{II.26.}$$

$t_r$  : Temps de réponse imposé

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

On remplace l'équation (II.24) dans (II.16b), on obtient :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_q} \tag{II.27.}$$

Si on remplace l'équation (II.25) dans (II.27) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{t_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases} \tag{II.28.}$$

### II.6.3.2 Régulateur du courant $I_d$

Pour la régulation du courant  $I_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_q$ .

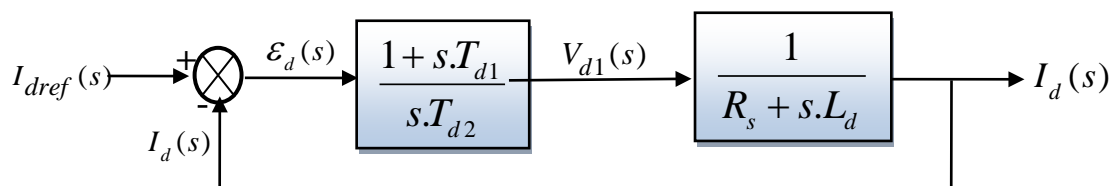


Fig.II.9: Boucle de régulation du courant  $I_d$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + \frac{sL_d}{R_s}\right)} \quad \text{II.29.}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} \quad \text{II.30.}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \quad \text{II.31.}$$

On impose :

$$t_r = 3\tau_d \quad \text{II.32.}$$

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad \text{II.33.}$$

On remplace l'équation (II.32) dans (II.33) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{t_r}{3R_s} \quad \text{II.34.}$$

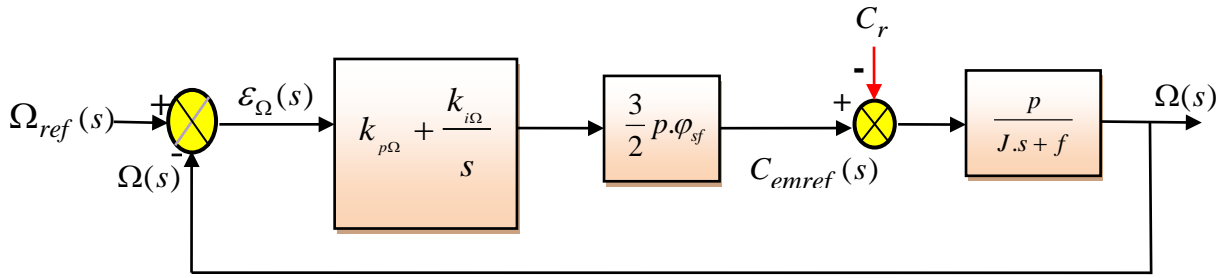
$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

### II.6.3.3 Régulation de la vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- ❖ Sous système du réglage de courant  $I_q$  donc du couple aussi.
- ❖ Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :



**Figure II.11 :** Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} = \frac{k_{p\Omega}}{s} \left( s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right) \tag{II.35.}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ( $C_r=0$ ) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{k_{p\Omega}}{s} \left( s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right) \frac{3p\phi_{sf}}{2} \frac{1}{Js + f} \tag{II.36.}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{3p\phi_{sf} \cdot k_{p\Omega} \left( s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right)}{2J \cdot s^2 + (2f_r + 3p\phi_{sf} \cdot k_{p\Omega})s + 3p\phi_{sf} \cdot k_{i\Omega}} \tag{II.37.}$$

Après le calcul on trouve :

La  $FTBF_{\Omega}$  possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$FTBF_{\omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left( \frac{2\zeta}{\omega_0} \right) s + 1 \tag{II.38.}$$

Avec:

$\omega_0$  : Pulsation propre du système.

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

Par identification des équations (II.37) et (II.38) on obtient :\*

$$\frac{2J}{3p\varphi_{sf}k_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega^2} \quad \text{II.39.}$$

$$\frac{3p\varphi_{sf}k_{p\Omega} + 2f_r}{3p\varphi_{sf}k_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \quad \text{II.40.}$$

On déduit  $k_i$  et  $k_p$  :

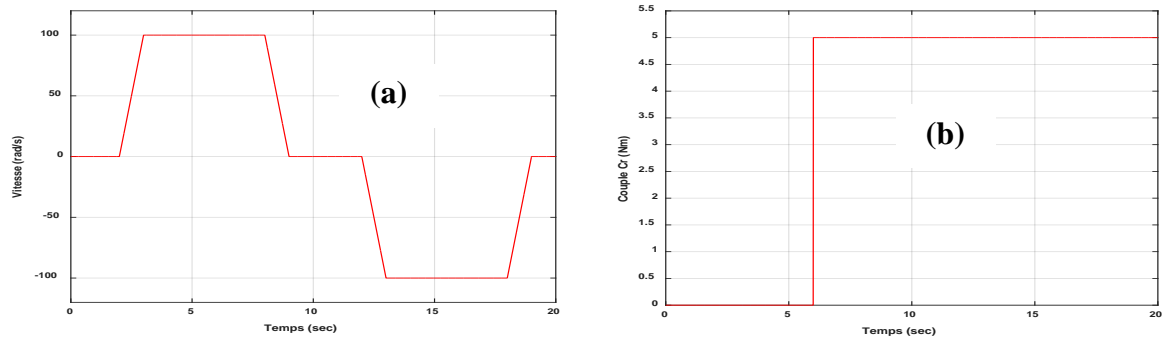
$$\begin{cases} k_{i\Omega} = \frac{2.J.\omega_0^2}{3p\varphi_{sf}} \\ k_{p\Omega} = \frac{4.\zeta.J.\omega_0 - 2.f}{3p\varphi_{sf}} \end{cases} \quad \text{II.41.}$$

## II.7 Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte :

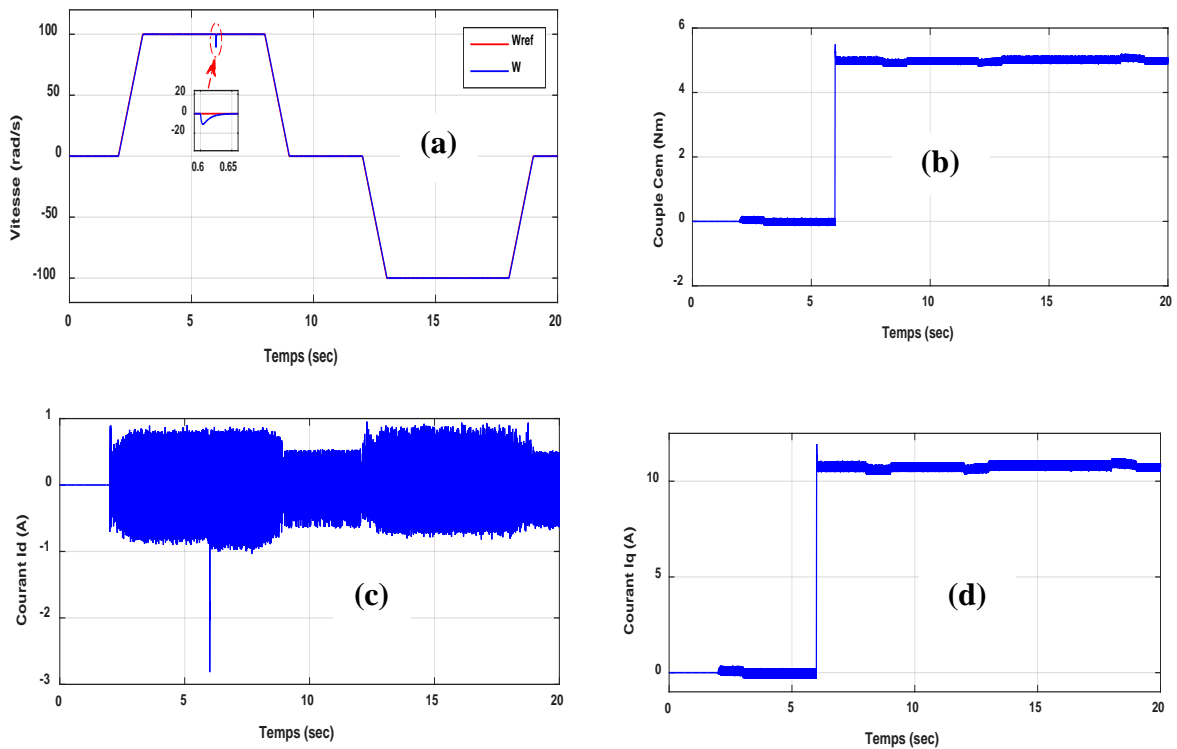
Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, application d'une charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la figure

Pour montrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profils de vitesse.

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle. La figure (II.8) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant  $t=9s$  on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à  $t=13s$  on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).



**Fig.II.10:** Profils de référence vitesse-Couple



**Fig.II.11:** Résultats de simulation de la régulation de la vitesse avec la commande vectorielle

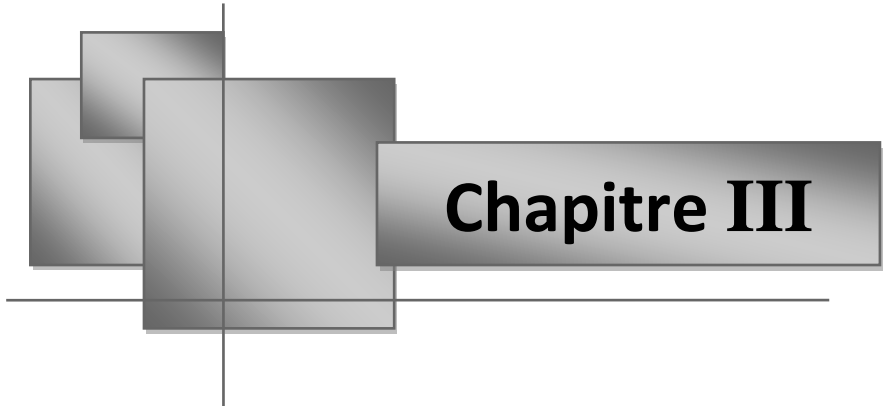
L'allure de la vitesse suit parfaitement sa trajectoire de référence figure (II.11 a) qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement. L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique figure (II.11 b) se stabilise à la valeur 5(N.m). On a aussi une augmentation de couple car l'effet de la charge à partir de  $t = 6$  (s) jusqu'à  $t = 20$  (s).

En remarque aussi l'effet des régulations qui présente par des petites perturbations quand on impose ou éjecter la charge qu'elle est atteinte très rapidement sa référence.

Le courant  $I_d$  après le régime transitoire figure (II.11 c) revient à sa valeur zéro ( $I_d = 0$ ) ; ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant ; le courant  $I_q$  est l'image du couple électromagnétique figure (II.11 d).

## II.8 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine synchrone à aimants permanents MSAP. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Deux types de commandes vectorielles ont été présentés, directe et indirecte. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) a permis d'obtenir des performances dynamiques et statiques acceptables



**Chapitre III**

## Introduction

La MSAP exige un capteur de position ou de vitesse afin de synchroniser le champ induit et inducteur. Actuellement, les industriels se sont alors orientés vers la recherche de solutions pour augmenter la fiabilité et diminuer les coûts. [29]

Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. De plus, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses.

Tenant compte de toutes ces limites que présente le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ce capteur tout en préservant le bon fonctionnement de la machine. Ces études ont fait apparaître des différentes méthodes de la commande sans capteur. Elles sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables électriques, courants et tensions, pour estimer la position du rotor, d'après un modèle représentatif de la machine.[30]

Nous pouvons utiliser plusieurs méthodes de la commande sans capteur mécanique, parmi ces méthodes nous dépendons de la méthode de l'observateur MRAS.

Dans un observateur MRAS (*Model Reference Adaptive System*), l'estimation de la vitesse et de la position du rotor est basée sur l'erreur entre les grandeurs issues d'un modèle de référence (dans notre cas le modèle du moteur réel) et celles estimées par l'observateur comprenant l'évaluation de la vitesse et de la position du rotor comme modèle réglable. Un terme d'erreur utilisé dans un mécanisme d'adaptation est obtenu à partir de l'erreur d'estimation des courants statoriques .[31]

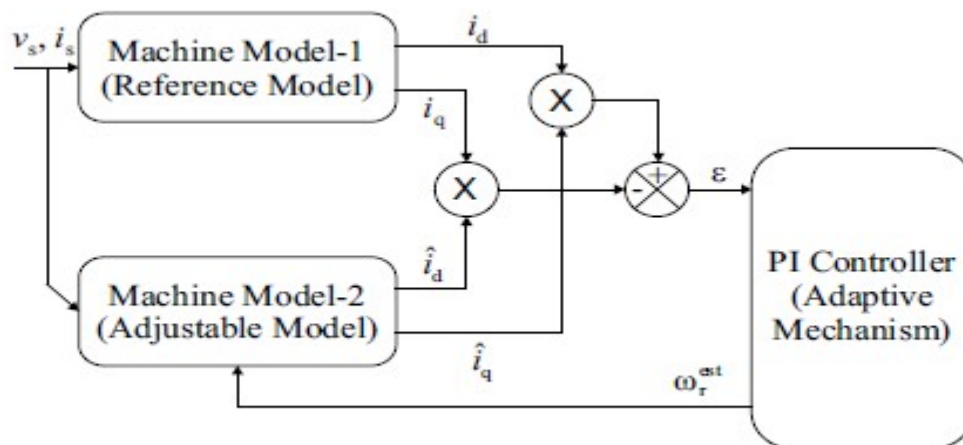
Dans ce chapitre, après avoir rappelé la théorie de l'approche MRAS, une application de l'observateur MRAS basée sur le modèle du courant à la commande de la MSAP sans capteur mécanique est présentée.

### III.1 Principe de la méthode MRAS

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes du courants statoriques

suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de Park) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle ajustable, il est utilisé pour

l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques. En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence. Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donnée par la figure suivante : .[29]



**Fig.III.1** Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS

Pour estimer la vitesse rotorique par la technique MRAS, il est nécessaire de choisir un référentiel lié au rotor. Cette transformation fait appel à la position du rotor que l'on estime par la méthode adaptative du modèle de référence. Pour avoir une commande sans capteur dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la transformation de Park qui utilise les repères d'axes (d,q) à condition de connaître parfaitement la position initiale du rotor. [29]

### III.2 Equations de l'observateur MRAS

En se basant sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants, dans un repère lié au rotor (d,q), nous développons deux estimateurs de courants statoriques dans ce repère, en utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques [32].

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit au modèle d'état de la MSAP exprimé dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A.X + B.U + C \\ Y = I.X \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$X = [i_d \quad i_q]^T ; U = [V_d \quad V_q]^T ; Y = [i_d \quad i_q]^T ; A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} ;$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} ; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On construit maintenant deux estimateurs de courants statoriques à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques. Le premier est construit à partir du modèle d'état de la MSAP (I.18) et le second à partir du système (III.1) tels que:

$$\left[ \frac{di_{dq}}{dt} \right] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} [i_{dq}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} [V_{dq}] + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Où  $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ ,  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  sont respectivement les constantes de temps d'axe direct et en quadrature.

Donc

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) + i_\beta \sin(\hat{\theta}_r) \\ i_q = -i_\alpha \sin(\hat{\theta}_r) + i_\beta \cos(\hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

On remarque que le système de calcul des courants statoriques à partir des courants mesurés ne dépend pas de la vitesse rotorique  $\omega_r$  : d'où il est retenu comme modèle de référence [33], [34], [35]. Dans le système (III.1) les estimateurs des courants statoriques à partir des équations statoriques dépendent de la résistance statorique  $R_s$  et la vitesse rotorique  $\omega_r$ , on le considère comme un modèle ajustable.

Le système (III.57) peut se mettre sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

D'où l'équation d'état de l'observateur qui s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = A_1 \hat{X} + B_1 U + C_1 \\ \hat{Y} = I \hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Avec:

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T ; U = \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix}^T ; \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T ; A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix} ; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} ;$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} ; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Sachant que les deux modèles (de référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques), on définit alors les écarts des courants statoriques dans un repère lié au rotor, comme ci dessous:

$$\begin{cases} \varepsilon_d = i_d - \hat{i}_d \\ \varepsilon_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \hat{i}_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r \hat{i}_d + \frac{K_e}{L_q} \hat{\omega}_r - \frac{K_e}{L_q} \omega_r \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

En ajoutant et en soustrayant le terme  $\frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r i_q$  dans le système (III.7), on obtient finalement :

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}\varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d}\hat{\omega}_r\varepsilon_q + \frac{L_q}{L_d}(\omega_r - \hat{\omega}_r)\hat{i}_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}\varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q}\hat{\omega}_r\varepsilon_d - \frac{K_e}{L_q}(\omega_r - \hat{\omega}_r) - \frac{L_d}{L_q}(\omega_r - \hat{\omega}_r)\hat{i}_d \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

En écriture matricielle, les écarts des courants statoriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_d}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ \tau_d & L_d \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & -1 \\ \tau_q & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III-9})$$

Finalement nous pouvons écrire l'erreur d'estimation sous la forme d'équation d'état comme suit:

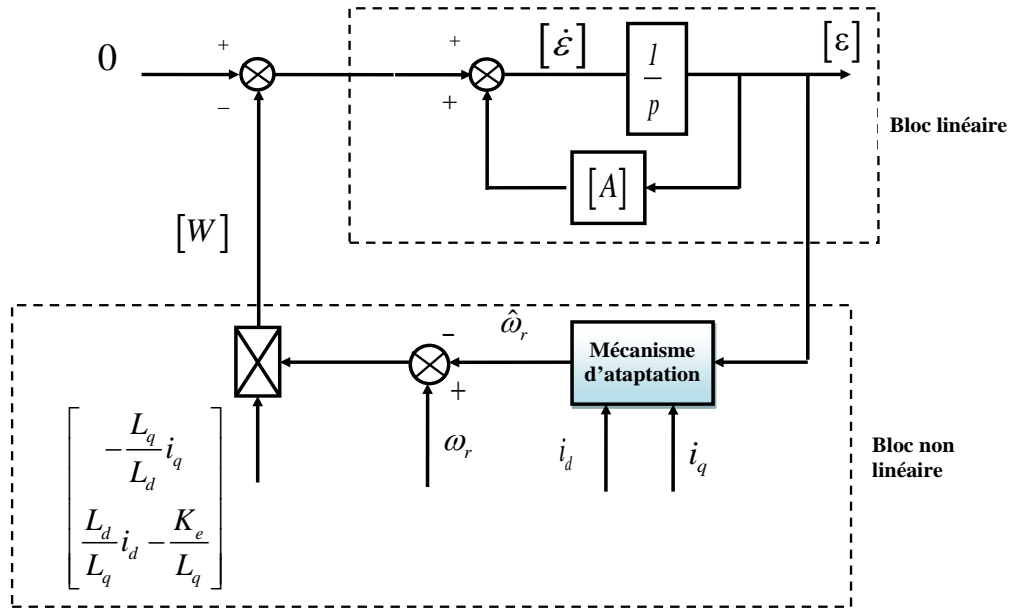
$$p[\varepsilon] = [A][\varepsilon] + [W] \quad (\text{III-10})$$

Avec :

$[\varepsilon]$  : la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable.

$[W]$  : le bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire.

Les équations (III.9) et (III.10) constituent un système en contre réaction non linéaire représenté par la figure (III.2). En effet, ce système peut être schématisé par un bloc linéaire décrit par la matrice de transfert  $H(p) = (p[I] - [A])^{-1}$  et une partie non linéaire d'entrée  $\varepsilon(t)$  et de sortie  $W(\varepsilon, t)$ .



**Fig.III.2 Schéma équivalent de la MRAS sous la forme d'un système bouclé.**

La condition nécessaire et suffisante pour que le système de contre réaction soit hyperstable est que  $H(p)$  soit une matrice réelle strictement positive ou par équivalence que tous les pôles des éléments de cette matrice soient à parties réelles négatives.

### III.3 Etude de stabilité de l'observateur MRAS

Pour résoudre le problème de stabilité dans notre système, nous allons utiliser la théorie de l'hyperstabilité introduite par Popov's au début des années soixante-dix [36]. Pour être considéré comme hyperstable, le bloc de contre réaction doit satisfaire l'inégalité de Popov's:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon] [W] dt \geq -x^2 \text{ pour } t_1 \geq 0 \quad (\text{III-11})$$

Avec x une constante positive.

L'estimation de la vitesse rotorique est donnée par:

$$\hat{\omega}_r = A_2([\varepsilon]) + \int_0^{t_0} A_1([\varepsilon]) dt \quad (\text{III-12})$$

Où  $A_1, A_2$  sont des fonctions non linéaires de  $\varepsilon_d, \varepsilon_q$

$$A_1 = K_1 \left[ \frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{K_e}{L_q} \varepsilon_q \right], \quad A_2 = K_2 \left[ \frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{K_e}{L_q} \varepsilon_q \right]$$

Avec  $K_1, K_2$  sont des constantes positives appelées gains d'adaptation.

A partir de la structure générale du mécanisme d'adaptation, l'estimation de la vitesse de rotation  $\hat{\omega}_r$  est une fonction de l'erreur  $\varepsilon$ . Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, nous allons utiliser un régulateur PI afin d'estimer la vitesse rotorique. D'où l'estimation de la vitesse de rotation donnée sous la forme suivante [37] :

$$\hat{\omega}_r = K_{i\omega_r, est} \int_0^t \left( \frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\Phi_{md}}{L_q} \varepsilon_q \right) dt + K_{p\omega_r, est} \left( \frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\Phi_{md}}{L_q} \varepsilon_q \right) + \hat{\omega}_r(0) \quad (\text{III-13})$$

Avec :  $K_{i\omega_r, est}$  et  $K_{p\omega_r, est}$  qui sont les gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée.

Enfin, la position électrique estimée du rotor est obtenue en intégrant la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt + \theta_{r0} \quad (\text{III-14})$$

Avec :  $\theta_{r0}$  représentant la condition initiale sur la position électrique estimée.

Le mécanisme d'adaptation est déduit en utilisant le théorème de Popov's (critère d'hyper stabilité); Cette loi assure la stabilité du notre système.

$\omega_r$  et  $\hat{\omega}_r$  sont variés dans le temps, donc peut considérer chacun de ces deux paramètres comme une entrée de l'équation statorique (III.13).

La linéarisation des équations statoriques pour une petite variation autour d'un point de fonctionnement permet d'étudier la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique.

Les variations de l'erreur donnent par :

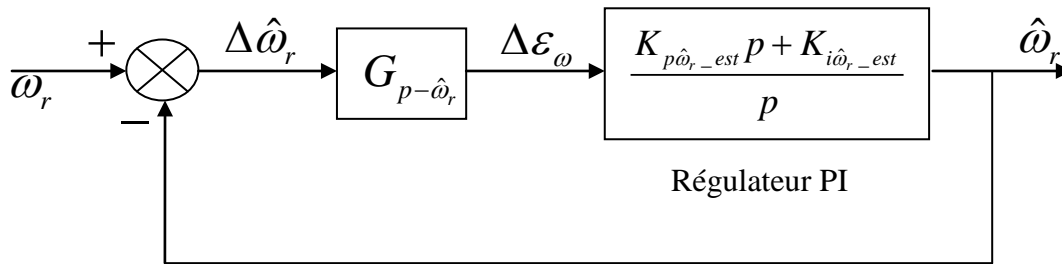
$$\Delta\varepsilon(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta T) \quad (\text{III-15})$$

On utilise la commande vectorielle (comme elle est expliquée dans le 2ème chapitre) pour obtenir les meilleures performances cette commande consiste à annuler le courant statorique suivant l'axe direct. A partir de cette propriété on peut calculer la fonction de transfert qui relie  $\Delta\varepsilon_\omega$  avec  $\Delta\hat{\omega}_r$  :

$$\frac{\Delta \varepsilon_{\omega_r}}{\Delta \hat{\omega}_r} \Big|_{\Delta \omega_r=0} = G_{p-\hat{\omega}_r} = \frac{K_L^2(p+T_d) + K_L i_q \omega_r}{[(p+T_d)(p+T_q) + \omega_r^2]} \quad (\text{III-16})$$

Avec :  $K_L = \frac{K_e}{L_q}$ ,  $T_d = \frac{1}{\tau_d}$  et  $T_q = \frac{1}{\tau_q}$

Le schéma suivant représente la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS :



**Fig.III.3** Schéma-bloc en boucle fermée de l'estimation de la vitesse rotorique

A partir de la figure (III.3), nous obtenons la fonction de transfert reliant  $\Delta \hat{\omega}_r$  et  $\omega_r$  :

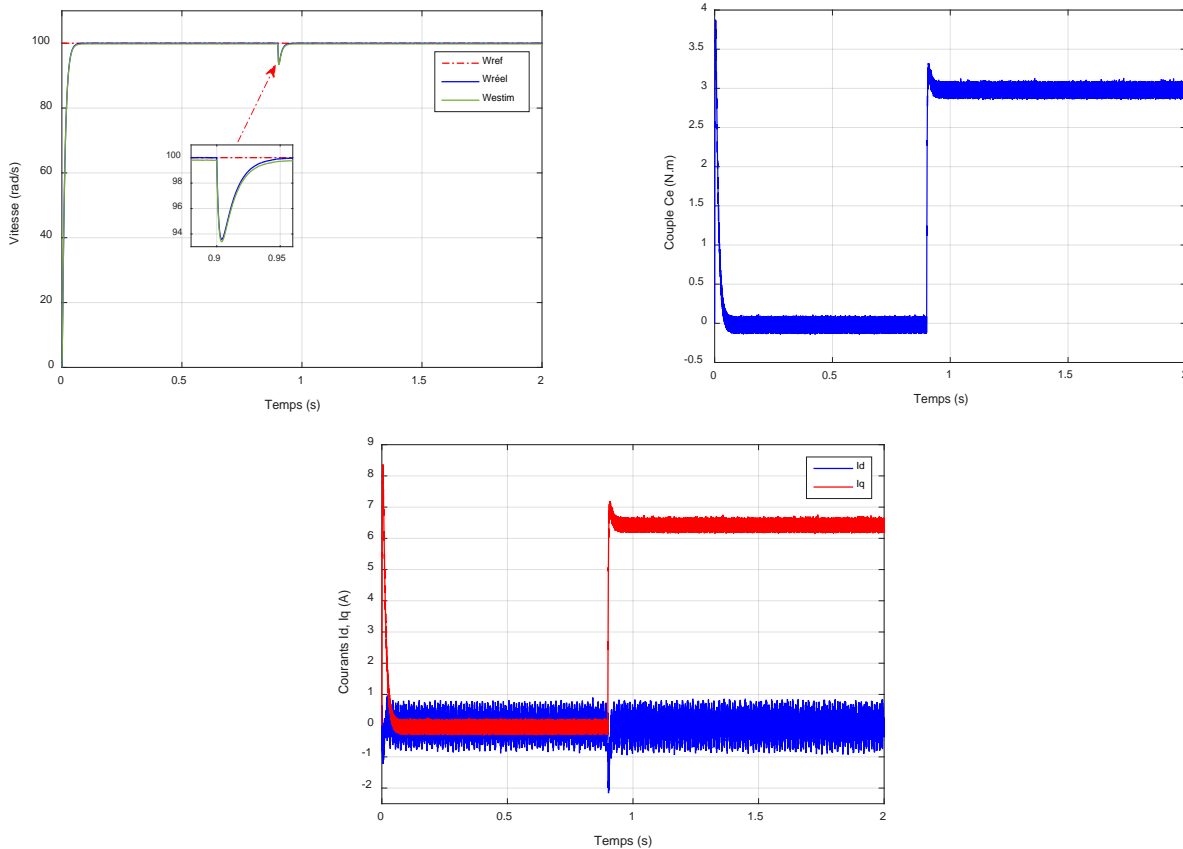
$$\frac{\hat{\omega}_r}{\Delta \hat{\omega}_r} = G_{p-\hat{\omega}_r} \left( \frac{K_{p\hat{\omega}_r-est}p + K_{i\hat{\omega}_r-est}}{p} \right) \quad (\text{III-17})$$

Afin d'obtenir une stabilité générale du système on peut choisir les valeurs de  $K_{p\hat{\omega}_r-est}p$  et  $K_{i\hat{\omega}_r-est}$  par l'étude de placement des pôles de l'observateur et celles du système.



### III.4 Simulation et interprétation des résultats

#### III.4.1 Essai en charge ( $\Omega_{réf} = 157 \text{ rad/s}$ )

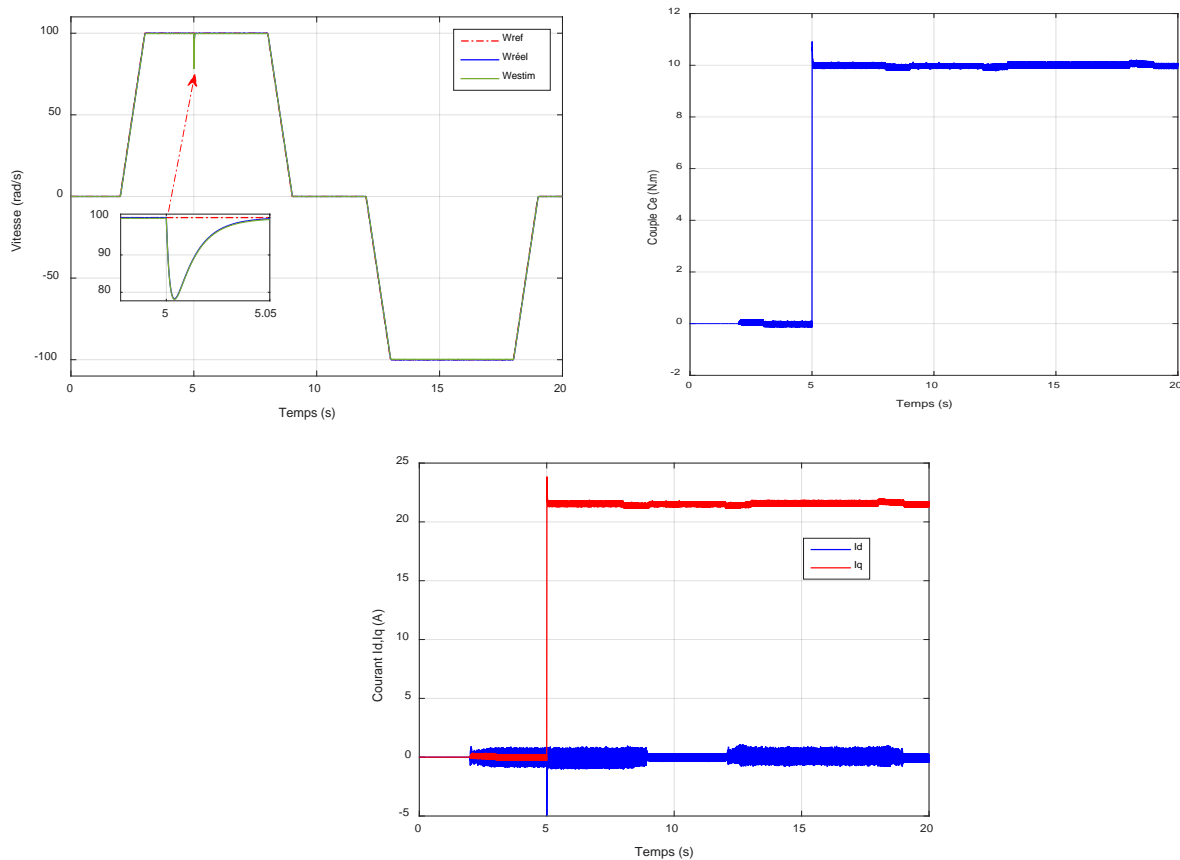


**Fig.III.5** Résultats de simulation de la MSAP avec MRAS pour un démarrage à vide suivi d’une application de charge ( $C_r = 3 \text{ N.M}$ ) à  $t = 0.9 \text{ s}$ .

La figure (III.5) représente les résultats de simulation de l’essai variation de charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d’une application de charge de 3 N.m à partir de l’instant  $t = 0.9 \text{ s}$ , On remarque que :

- L’allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l’application de la charge à l’instant  $t = 0.9 \text{ s}$  (introduction de charge) la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis l’instant  $t = 0.9 \text{ s}$  atteint la valeur du couple résistant.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien et ( $I_d = 0$ ), Le courant ( $I_q$ ) est l’image du couple.

### III.4.2 Essai de l'inversion de sens de rotation ( $\Omega_{\text{réf}} = -100 \text{ rad/s}$ )

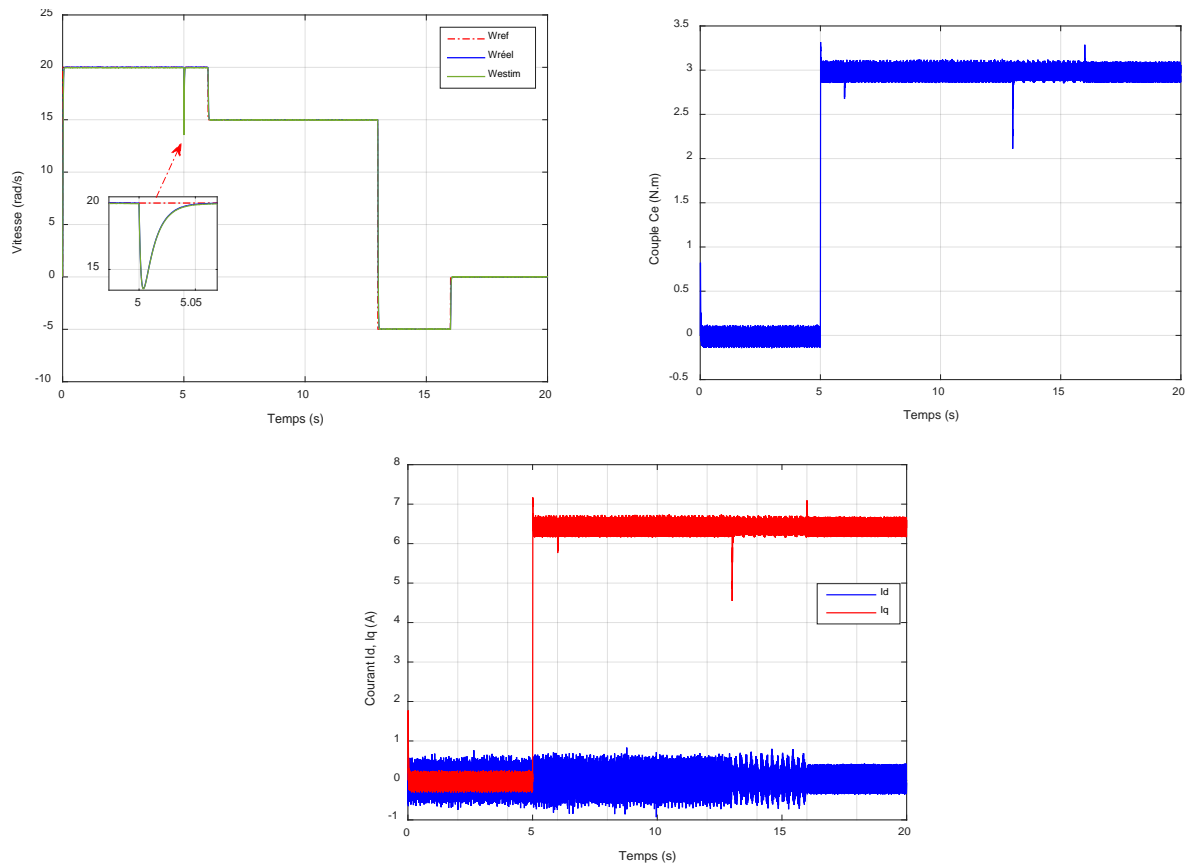


**Fig.III.6** Résultats de simulation de la MSAP avec MRAS pour l'inversion de sens de rotation

Dans la figure (III.6), on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle ( $100 \text{ rad/s}$ ) à la valeur ( $-100 \text{ rad/s}$ ) à l'instant  $t = 13 \text{ s}$ , On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence. Après l'application de la charge à l'instant  $t = 0.9 \text{ s}$  (introduction de charge  $C_r = 10 \text{ N.m}$ ), la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence, à l'instant  $t = 13 \text{ s}$  on a inversé la vitesse de rotation à la valeur  $-100 \text{ rad/s}$ .
- Le couple subit un pic au premiers moments de démarrage, puis à l'instant  $t = 0.9 \text{ s}$  atteint la valeur du couple résistant.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien et ( $I_d = 0$ ), Le courant ( $I_q$ ) est l'image du couple.

## III.4.3 Essai de faible vitesse



**Fig.III.7** Résultats de simulation de la MSAP avec MRAS pou faible vitesse.

Dans la figure(III.7), à l'instant  $t = 0.9 s$  on applique une charge avec une changement de vitesse ( $100 rad/s$ ) à ( $20 rad/s$ ) pour vérifier le bon fonctionnement de la commande On remarque que:

- La réponse de la vitesse estimée est semblable avec celle mesurée en suivant la vitesse de référence
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, à l'instant  $t=5s$  on applique une charge (freinage) on a fait une changement de vitesse , le couple atteint la valeur du couple résistant , comme toujours Le courant ( $I_d = 0$ ), Le courant ( $I_q$ ) est l'image du couple.

On remarque dans toutes les figures précédentes, que la vitesse estimée est presque la même que la vitesse mesurée par le capteur, ce qui nous permet d'éliminer ce dernier et utiliser l'observateur.

### **III.5 Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, on étudié l'application de la commande sans capteur mécanique de vitesse par la technique des observateurs MRAS. La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. Pour aboutir à l'estimation de la vitesse nous avons utilisé un observateur MRAS basé sur le modèle de courant. Cette technique est exploitée dans la commande vectorielle (*FOC*) afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine synchrone à aimant permanent, associée à un régulateur classique de type (*PI*).

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



# **Conclusion générale**

---



**Promotion 2022**

## **Conclusion générale**

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI. La MSAP est commandée par deux différentes structures de commande : commande vectorielle et commande par l'observateur MRAS.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons réalisé la technique de commande vectorielle qui permet de simplifier la commande de la machine. Cette commande est associée à des régulateurs PI classiques. Nous avons confirmé dans notre étude que les résultats de simulation obtenus montrent que Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

Dans le troisième chapitre, nous avons utilisé la technique des observateurs MRAS (Model Reference Adaptive System) qui représente un cas particulier de la commande à structure variable. Cette technique est connue dans la littérature par sa robustesse, sa stabilité, sa simplicité et son temps de réponse rapide.

Aussi, nous avons fait une étude comparative des résultats obtenus avec la technique des observateurs MRAS et ceux obtenus avec les régulateurs de type PI en tenant compte du fonctionnement dynamique de la machine. Les réponses obtenus la technique des observateurs MRAS sont plus rapides et plus robustes vis à vis aux variations dynamiques de la charge appliqué à la machine.

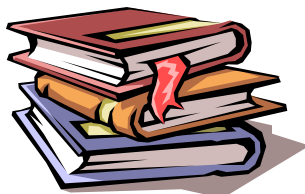


# **Bibliographies**

---



**Promotion 2022**



## Bibliographies

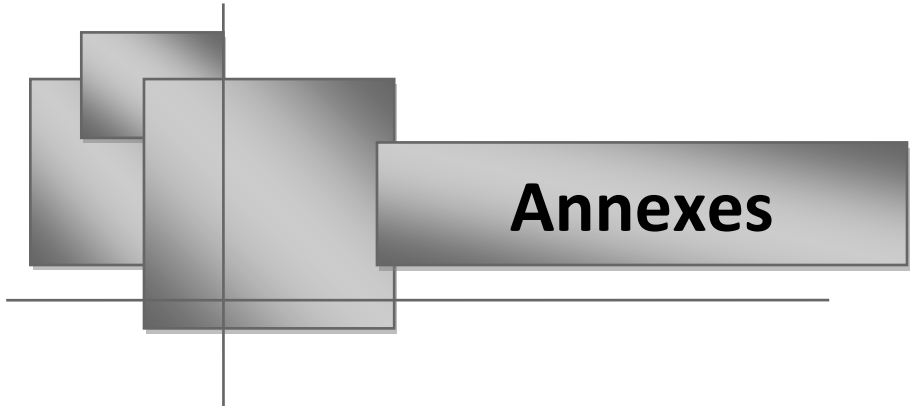


- [1] « Modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones – commande numérique par contrôleurs DSP. Edition ellipses, 2000.
- [2] « An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive » Thèse of Master, Memorial University of Newfoundland, 1998.
- [3] « Identification et commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents » PFE, USTHB, 2005.
- [4] M. Abid-K. Bouchrara, « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents ». PFE, Université farhat abbes, Setif 2002.
- [5] « Commande par les modes glissants non-linéaires de la MSAP alimenté par un onduleur de tension dans le cas générale a N niveaux » PFE, USTHB, 2002.
- [6] Ounnadi Mohamed, «Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents», mémoire ingénieurs d'état a Université de Tizi-Ouzou, avril 2011.
- [7] J. A. Farouk, «étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs a aimant permanent». Thèses doctorat d'université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2009\_2010.
- [8] MESSAADI MOUNA Commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Pour l'obtention du diplôme de Magister en électrotechnique 16/01/2012, université Hadj Lakhdar – Batna.
- [9] ABADA Abdelhalim, ZELLAGUI Mahmoud, «Commande adaptative par modele de référence, application sur la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) ». MFE en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'etat en élechtotechnique, Université de M'sila 2007
- [10] AMEUR AISSA, «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent d'ôtée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants. Thèse de magister, université de BATNA 2004

- [11] AICHAOUI Abdeldjouad, GHOULIA Lazhar, DEHIMI Salih, « Commande non – linéaire par backstepping d’une machine synchrone à aimants permanent», MFE en vue de l’obtention du diplôme d’ingénieur d’état en électrotechnique, université de M’sila 2012
- [12] A. BENBRAHIM, « commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents». Université de batna Magistère 2009
- [13] M. BOURASSE et A. BACHIRI et M. SID « contrôle directe du couple d’une machine synchrone a aimants permanents-MSAP». Mémoire d’ingénieur université de M’sila 2007.
- [14] S. Nawel, CH. Ammaria « commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping » Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, Mémoire de Master, 2015.
- [15] Yongdang L, Hao Z, « Sensorless control of permanent magnet synchronous motors », proceeding of IEEE vehicule power and propulsion conference, Sep 2008 China.
- [16] Benchabane. F, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université Med Khider Biskra, 2005.
- [17] Frédéric DUBAS «Concentration d’un moteur rapide à aimants permanents pour l’entraînement de compresseur de piles à combustible».
- [18] M.T.Latreche. Commande Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (MSAP) Utilisée Dans Un Système Eolien, Mémoire de Magister, Université ferhat abbas de Setif (UFAS) ,2012
- [19] Belmenaouar Walid, « Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », Mémoire de Master, Université M’hamed Bougara-Boumerdes, 2017.
- [20] Smigiel, E. Sturtzer, G. " Modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [21] A.Lahmar, « Implantation Expérimentale de la commande Robuste par un contrôleur  $H_{\infty}$  », Thèse de magister, Université de Batna, 2010.
- [22] C. Canudas de Wit, « Modélisation, control vectoriel et DTC: Commande des moteurs asynchrone », Edition Hermes Science Publications, Paris 2000.

- [23] Lahcene Bellahcene Mohamed Djaouani, « Commande vectorielle en vitesse dumoteur synchrone `a aimants permanents dot´ee d'un observateur MRAS », Mémoire de master, Université Aboubakr Bel Kaid– Tlemcen, 2017.
- [24] Saeed Afsharni, « Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple » , Institut NationalPolytechnique de Lorraine, 1995. Français.
- [25] F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteursynchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire demagister, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie.
- [26] M.S.Merzoug "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna, Algérie, 2007.
- [27] Mme Kendouci Khedidja « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'unemachine synchrone à aimants permanents » Thèse de doctorat, Université des Sciences et dela Technologie d'Oran ,2012.
- [28] A.Annane. Analyse Du Comportement Du Moteur Synchrone Dans LesEntrainements Electriques A Vitesse Variable, Mémoire de Magister,Université badji mokhtar-Annaba,2010.
- [29] A.Khlaif, " Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)", Thèse de Doctorat, D'AIX-MARSEILLE UNIVERSITÉ, 2012
- [30] Boubaker, " Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Mémoire de Magister, Université de Batna,2008
- [31] S.Issaoui, "Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants Permanents", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2011
- [32] Kojabadi H M., Ghribi M.,'MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives,' Proceedings of Advanced Motion Control conference, pp. 569–572, 2006.
- [33] Maiti S., Chakraborty C., Sengupta S., Simulation studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive, Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 585–596, Apr. 2009.

- [34] An Q., Sun L., ,,,On-line parameter identification for vector controlled PMSM drives using adaptive algorithm, "" Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. pp. 1–6.
- [35] Shi Y., Sun K., Huang L., Li Y., ‘On- line identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control’ IEEE Trans. Ind. Electron., 2012.
- [36] Landau Y P., ‘Adaptive control: the model reference approach’ ,M Dekker Inc, New York, 1979.
- [37] A. KHLAIEF,’ Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)’, thèse de doctorat, France 2012.



# Annexes



Promotion 2022

## Annexe 1

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants [26] :

- $P_n = 1500$  W Puissance nominale.
- $C_n = 14.33$  N.m Couple nominale .
- $R_s = 1.4$   $\Omega$  Résistance de phase .
- $L_d = 0.0066$  H Inductance cyclique sur l'axe directe .
- $L_q = 0.0058$  H Inductance cyclique sur l'axe transverse.
- $p = 3$  Nombre de paire de pôles .
- $\Phi_f = 0.1546$  Wb Amplitude des flux des aimants permanents.
- $J = 0.00176$  Kg.m<sup>2</sup> Moment d'inertie .
- $F_r = 0.00038818$  N.m / rd/s Coefficient de frottement visqueux