



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie



Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Faculté de la Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande vectorielle en vitesse du moteur
synchrone à aimants permanents dotée d'un
observateur mode glissant**

Réalisé par :

HOMMIA Ali

TOUATI TLEBA Younes

DOU Boubaker

Encadré par :

Dr. KECHIDA Ridha

Promotion **2021 /2022**

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents, aux quels je
n'arriverai jamais à exprimer ma
gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutient tout au
long de
mes études.*

A mon cher frère.

A mes chères sœurs.

A toute famille.

A tout mes amis.

Enfin Je dédie mon binôme dans ce projet de fin d'études

Boubaker Dou et Touati Tleba Younes,

*et je le remercie pour toutes les belles journées que nous avons passées
ensemble.*

Hommia Ali

Dédicaces

Louange a dieu qui ma béni a atteindre mon master, après 18 ans de crevaisson, j'offre ma réussite a mes chers parente et je les remercie infiniment pour tous les efforts fournis.

Sans oublier mes quatre frères mes amies et surtout Ben

Sebbak Abdelaziz

qui m'a partage toutes mes années d'étude a l'université,

il m'a été un frère avant d'être un amie, il est ma porte de force.

*Et je remercie aussi **Hommia Ali** et **Touati Tleba Younes** qui est mon binôme dans ce*

projet de fin d'études.

*Finalement je remercie mon encadreur **Kechida Ridha** pour*

son aide et son accompagnement, il était compréhensif.

Dou Boubaker

Remerciements

A Mon Encadreur

Dr. Kechida Ridha

Votre compétence, votre encadrement ont toujours suscité mon profond respect.

Je vous remercie pour votre accueil et vos conseils. Veuillez trouver ici, l'expression de mes gratitude et de ma grande estime.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail par leur amour, sacrifice et compétence.

Touati Tleba Younes

Liste des figures

| | |
|--|----|
| Figure (I .1): Moteur à aiment permanents | 2 |
| Figure (I .2): Stator et rotor de machine MSAP | 3 |
| Figure (I .3): Différents types de rotors MSAP..... | 3 |
| Figure (I .4): Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents | 5 |
| Figure (I.5): Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents sur l'axe dq | 7 |
| Figure (I.6): Schéma Simulink du modèle de la MSAP dans le repère de Park..... | 8 |
| Figure (I.7): Schéma principe de L' Onduleur..... | 8 |
| Figure (I.8): Représentation d'un onduleur triphasé de tension | 9 |
| | |
| Figure (II.1): Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP | 15 |
| Figure (II.2): Description du couplage | 16 |
| Figure (II.3): Principe de découplage par compensation..... | 17 |
| Figure (II.4): Machine découplage par composant..... | 17 |
| Figure (II.5): Bloc de défluxage..... | 18 |
| Figure (II.6): Régulateur PI..... | 18 |
| Figure (II.8): commande des courants en deux boucles indépendantes..... | 19 |
| Figure (II.9): Régulation de la vitesse..... | 21 |
| | |
| Figure (III.1): Principe d'un observateur d'état | 30 |
| Figure (III.2): Schéma bloc de l'observateur de Luenberger | 31 |
| Figure (III.3): Schéma bloc du Filtre de Kalman | 35 |
| Figure (III.4): Schéma principe de l'observateur par mode glissant..... | 37 |
| Figure (III.5): Trajectoire d'état en régime de mode glissants..... | 38 |

Liste des notations et symboles

| | |
|--|---|
| MSAP | Machine synchrone à aimants permanents |
| MLI | Modulation de largeur d'impulsion |
| DC | Direct Current |
| AC | Alternative Current |
| PI | Correcteur Proportionnel intégrale |
| P.I.D | Action Proportionnel intégrale dérivée |
| f.é.m. | Force électromotrice |
| FTBO | Fonction de transfert en boucle ouverte |
| FTBF | Fonction de transfert en boucle fermée |
| τ | Constante du temps électrique |
| [U] | Vecteur d'entrée (La commande) |
| [V] | Vecteur de sortie (La mesure) |
| V _a , V _b , V _c | Tensions des phases statorique (V) |
| i _a , i _b , i _c | Courants des phases statorique (A) |
| L _a , L _b , L _c | Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H) |
| Φ_a, Φ_b, Φ_c | Les flux des phases statorique H |
| R _s | Résistance statorique (Ω) |
| V _s | Tension instantanés des phases statorique (V) |
| i _s | Courant instantanés des phases statorique (A) |
| Φ_{sf} | Flux statorique (Wb) |
| L _{ss} | Inductance statorique (H) |
| [L _{ss}] | Matrice inductance stator H |
| [M _{sf}] | Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator |
| θ | Angle entre le stator et le rotor (rad) |
| C _{em} | Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m) |
| C _r | Couple résistant (N.m) |
| C _f | Couple de frottement (N.m) |
| J | Moment d'inertie du moteur Kg.m ² |
| f | Coefficient de frottement visqueux N.m.s/rad |
| L _d ,L _q | Inductance du stator selon les axes d,q (H) |
| V _d ,V _q | Tensions statorique du repère de Park (V) |
| i _d , i _q | Courant statorique sur l'axe d et l'axe q |
| Φ_d, Φ_q | Flux des axes d et q Wb |
| [P(θ)] | Matrice de passage direct de Park |

| | |
|--------------------------|---|
| $[P(\theta)^{-1}]$ | Matrice de passage inverse de Park |
| $[C]$ | Matrice de passage (a, b, c) au (a,b) |
| $[C]^{-1}$ | Matrice de passage (a,b) au (a, b, c) |
| ω | Pulsation de fréquence rotorique rad/s |
| ω_r | Vitesse de rotation de la machine rad/s |
| P | Nombre de paires de pôles |
| V_α, V_β | Tension statorique sur l'axe α, β |
| U_a, U_b, U_c | Tension statorique phase a, b, ou c (V) |
| V_{an}, V_{bn}, V_{cn} | Tension de sortie de l'onduleur (V) |
| E | Tension d'entrée de l'onduleur m L'indice de modulation |
| f_p | Fréquence de la porteuse Hz |
| f_r | Fréquence de la référence Hz |
| r | Le taux de modulation |
| V_p | Tension de la porteuse V |
| V_r | Tension de la référence V |
| e_d, e_q | Composantes de la force électromotrice de compensation |
| K_p, K_i | Actions proportionnelle et intégrale |
| T_{ds} | Constante de temps électrique relative à l'axe d vi |
| T_{qs} | Constante de temps électrique relative à l'axe |
| $\varepsilon(x)$ | L'écart entre la valeur estimée et l'état réel |
| t | Temps (s) |
| $\underline{u}(t)$ | Vecteur du processus commande |
| $\underline{v}(t)$ | Vecteur du bruit de mesure |
| $\underline{\sigma}(t)$ | Vecteur du bruit d'état |
| (t) | Matrice de covariance du bruit d'état |
| (t) | Matrice de covariance du bruit de mesure |
| $\underline{e}(t)$ | Erreur d'estimation |

Sommaire

SOMMAIRE

| | |
|---------------------------------------|-----|
| Dédicaces | I |
| Liste des notations et symboles | II |
| Sommaire | III |
| Liste des figures..... | IV |
| Introduction Générale..... | 1 |

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

| | |
|--|----|
| I .1.Introduction..... | 2 |
| I .2. Présentation de la MSAP..... | 2 |
| I .2.1 Stator..... | 3 |
| I .2.2.Rotor..... | 3 |
| I .3 .Avantages et Inconvénients de la MSAP..... | 4 |
| I .3.1. Avantages | 4 |
| I .3.2. Inconvénients..... | 4 |
| I .4.Domains d'application de la MSAP..... | 4 |
| I .5. Modélisation de la MASP | 5 |
| I .5 .1 Mise en équation de la MSAP en triphasé..... | 5 |
| I .6 .Transformation triphasé- diphasé..... | 7 |
| I .6.1. Principe de la transformation de Park..... | 7 |
| I .7. La modélisation d'onduleur..... | 8 |
| I .7.1. Association MSAP-Onduleur de tension..... | 9 |
| I .7.2. Commande par MLI sinus triangle..... | 10 |
| I .7.3.Résultats de simulation..... | 11 |
| I .8. Conclusion..... | 14 |

Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP

| | |
|---|----|
| II.1. Introduction..... | 15 |
| II.2. But de la commande vectorielle..... | 15 |
| II.3. Commande vectorielle de la MSAP | 16 |
| II.3.1Commande par MLI..... | 16 |

| | |
|---|----|
| II.3.1.1 Description du système global..... | 16 |
| II.3.2 Découplage..... | 17 |
| II.3.2.1 Découplage par compensation..... | 17 |
| II.4. Bloc de dé-fluxage..... | 19 |
| II.5. Synthèse des régulateur..... | 19 |
| II.5.1 Régulateur des Courants PI (Id, Iq):..... | 20 |
| II.5.2 Régulateur de vitesse PI (Ω):..... | 21 |
| II.6. Résultats des simulations et interprétation | 22 |
| II.7. Test de robustesse..... | 24 |
| II.7.1 Discussions des résultats..... | 25 |
| II.8. Conclusion..... | 26 |

Chapitre III : commande vectorielle sans capteur mécanique

| | |
|--|----|
| III.1. Introduction..... | 28 |
| III.2. Capteur ou observateur : que choisir?..... | 28 |
| III.3. Principe des observateurs..... | 29 |
| III.4. Classification des observateurs | 29 |
| III.4.1. Observateur des systèmes linéaires..... | 29 |
| III.4.1.1. Observateur Luenberger..... | 29 |
| III.4.1.2. Observateur du Filtre de Kalman..... | 30 |
| III.4.2. Observateur des systèmes non linéaires..... | 34 |
| III.4.2.1. Observateur de Luenberger étendu..... | 34 |
| III.4.2.2. Filtre de Kalman étendu..... | 34 |
| III.5. Observateur à Modes Glissants | 34 |
| III.6. Etude d'observabilité | 36 |
| III.6.1. Notion d'observabilité d'un système..... | 36 |
| III.6.1.1. Observabilité des systèmes linéaire..... | 36 |

| | |
|---|----|
| III.6.1.2.Observabilité des systèmes non linéaire..... | 36 |
| III.6.2.Observabilité du MSAP..... | 36 |
| III.6.2.1. Observabilité avec mesure de la vitesse et de la position..... | 37 |
| III.6.2.2. Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position..... | 37 |
| III.7.Résultat de simulation..... | 41 |
| III.8. Conclusion..... | 42 |

Introduction Générale

Introduction Générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible.

Malgré tous avantages de la machine synchrone à aimants permanents, le caractère dépendant des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques fait apparaître des difficultés de contrôle de sa vitesse lorsque la charge ou bien les paramètres sont variables, plusieurs méthodes de l'automatique avancée (commande par retour d'état, commande par mode glissant, commande par logique floue...) sont réalisées.

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Si cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels.

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés, sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue, la commande adaptative et les réseaux de neurones.

Chapitre I

*Modélisation de la machine
synchrone à aimant permanent*

I.1. Introduction

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [1]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par l'onduleur de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage [2].

Dans ce chapitre, le modèle triphasé du moteur synchrone à aimants permanents est présenté. Ensuite à l'aide de transformation de Park on obtient la décomposition selon deux axes (d-q).

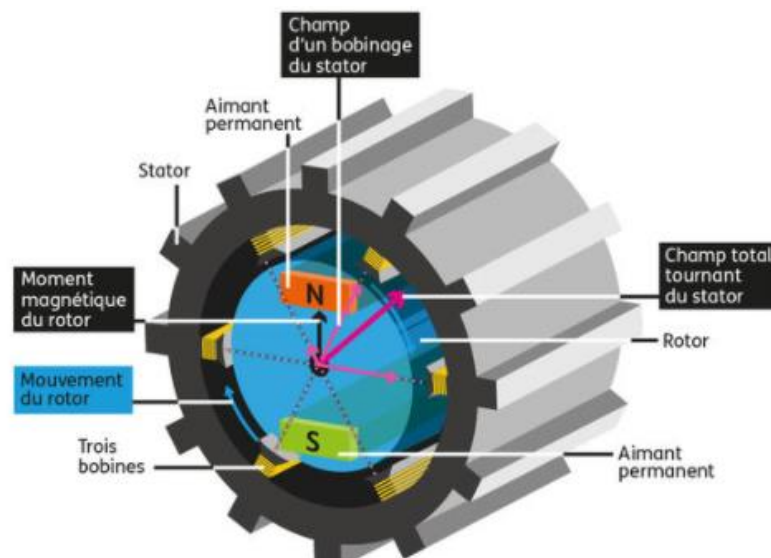


Figure. (I .1) : Moteur à aiment permanents [2]

I.2. Présentation de la MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [4].

I.2.1 Stator

Le stator représente la partie fixe de la machine Figure (I .2), destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle [3].

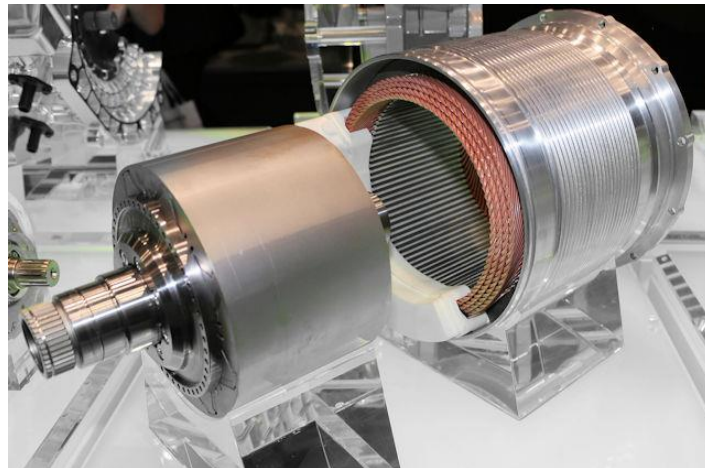
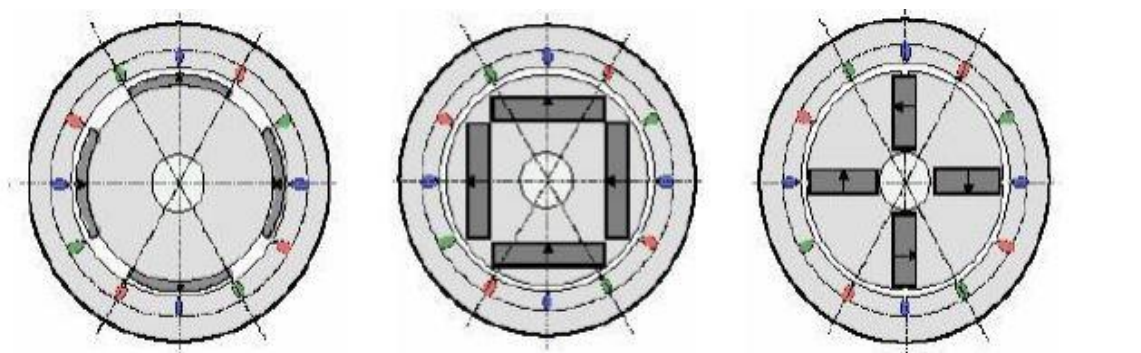


Figure. (I .2) : Stator et rotor de machine MSAP [3]

I.2.2. Le rotor

Le rotor se compose d'aimants permanents, les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [3].

Il existe pour ces machines de nombreuses topologies. Les types de moteurs représentés ci-dessous sont les plus courants



Machine à aimant collés

Machine à aimant enterrés

Machine à concentration de flux

Figure. (I .3) : Différents types de rotors MSAP

I. 3 Avantages et Inconvénients de la MSAP

I. 3.1. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [5] :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

I.3.2. Inconvénients

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps

I.4 Domaines d'application de la MSAP

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine a aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus [6].

- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- ✓ Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- ✓ Les servomoteurs.
- ✓ La production d'électricité.
- ✓ Les applications de l'énergie de l'éolienne.
- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver...etc.),
- ✓ Les automobiles.
- ✓ Les applications robotiques.
- ✓ les machines-outils.

I. 5 Modélisation de la MASP

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [3] :

- □ La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale. □
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- □ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches satiriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I. 5.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé

La figure (I.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

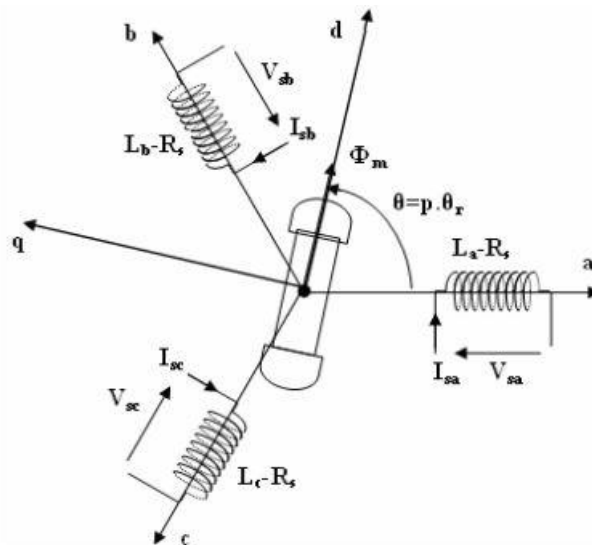


Figure (I .4) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

❖ Les équations électriques

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_b \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

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

Equations de tensions et flux :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (I.2)$$

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_f] \quad (I.3)$$

❖ Equations magnétiques

$$\varphi_{abc} = [L_s][i_{abc}] + [M_{sf}][i_f] \quad (I.4)$$

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.5)$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Le modèle de la (MSAP) peut s' écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - W_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + W_r L_d I_d + W_r \varphi_f \end{cases} \quad (I.7)$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_{sf}]$$

Si le rotor est lisse ($L_d=L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} P i_q \varphi_{sf} \quad (I.8)$$

Les inductances propres et mutuelles L_{s0} , M_{s0} , L_{s2} sont des constantes. En introduisant (I.2) dans (I.3), donc :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [\varphi_f]) \quad (I.9)$$

On remarque que l'équation (I.6) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable.

❖ Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \sum_i C_i \quad (\text{I.10})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I.11})$$

$$C_f = f\Omega \quad (\text{I.12})$$

I.6 .Transformation triphasé- diphasé**I.6 .1. Principe de la transformation de Park :**

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques et toriques à un système cartésien d'axes, d-q.

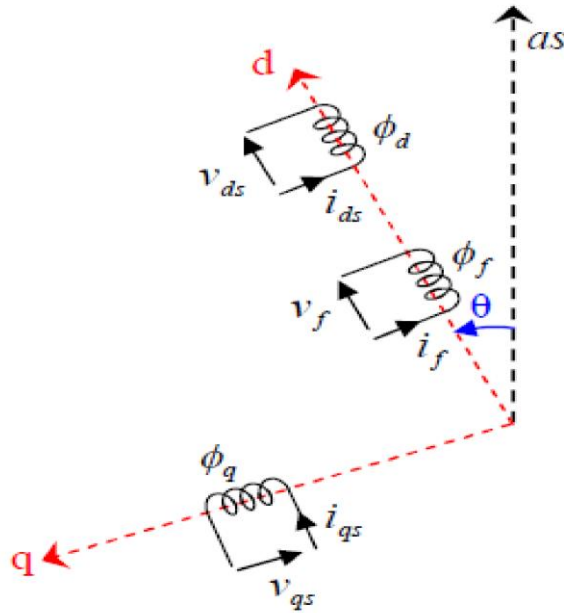


Figure (I .5) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents sur l'axe d-q

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à $\pi/2$ dans l'espace et alimentés par des courants à $\pi/2$ dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes d et q , où dans le cas de la MSAP figure (I.5) l'axe d est orienté suivant le rotor. Pour passer du système triphasé, abc , au système biphasé, $d-q$, il faut utiliser les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= [P(\theta)] [V_{dqo}] \\ [V_{dqo}] &= [P(\theta)^{-1}] [V_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

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

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Le système dq sera utilisé dans la commande vectorielle des machines électriques. Dans le système dq , les grandeurs électriques sont de types continus, ce qui donne la possibilité de faire une commande similaire à la commande des machines à courant continu.

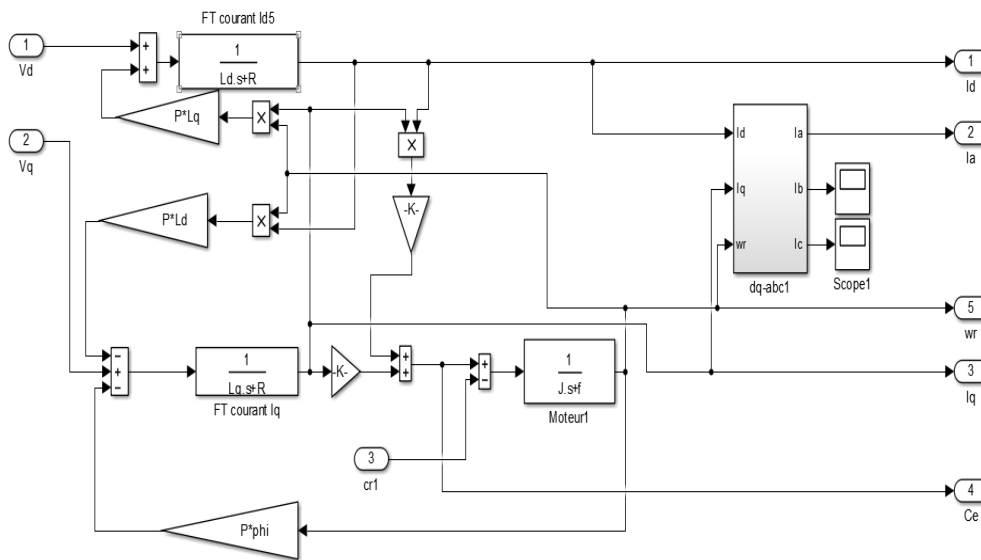


Figure I.6 : Schéma Simulink du modèle de la MSAP dans le repère de Park.

I.7. La modélisation d'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication...) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,...) [9]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (I.7).

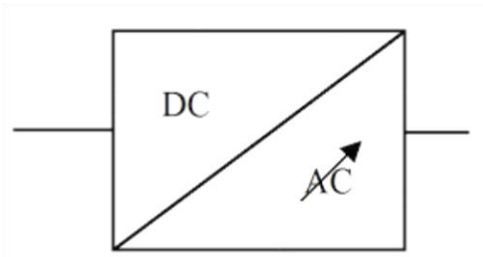


Figure I.7.Schéma principe de L'Onduleur

I.7.1. Association MSAP-Onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (I.8), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 [10] .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an}, V_{bn} et V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle les transistors (supposée des interrupteurs idéaux).

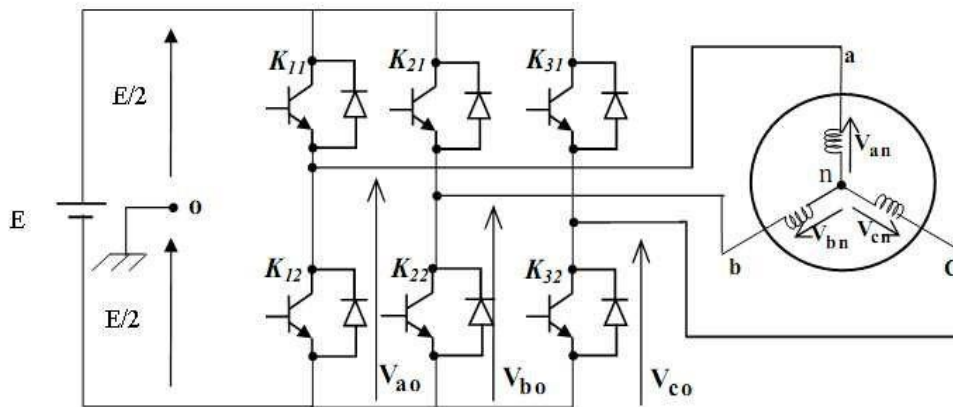


Figure I.8 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande S_i : ($i= a, b, c$) et en tenant compte du point fictif n_0 représenter sur la figure (I.8).

$$V_{in0} = S_i U_0 \tag{I.16}$$

Soit "n", le point neutre du coté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées U_{ab}, U_{bc} et U_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{I.17}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.18)$$

s'écrire : En faisant apparaître le point " n₀ ", les tensions entre phases peuvent aussi.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.19)$$

En remplaçant (I.17) dans (I.18) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (I.21)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n₀ :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \quad (I.22)$$

L'utilisation de l'expression (I.16) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.7.2. Commande par MLI sinus-triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [13], [14] :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r}, \quad r = \frac{V_r}{V_p} \quad \text{et} \quad f_p > 20 \cdot f_r$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

I.7.3. Résultats de simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion (MLI) qui sera considéré par la suite.

A. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur

Pendant le régime transitoire, on voit que l'allure de la vitesse présente des oscillations dans une durée courte puis elle atteint sa valeur nominale de (78 rad/s), et se stabilise en cette valeur. L'allure du couple électromagnétique présente des oscillations importantes au démarrage durant un temps très court puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations et se stabilise à la valeur du régime permanent.

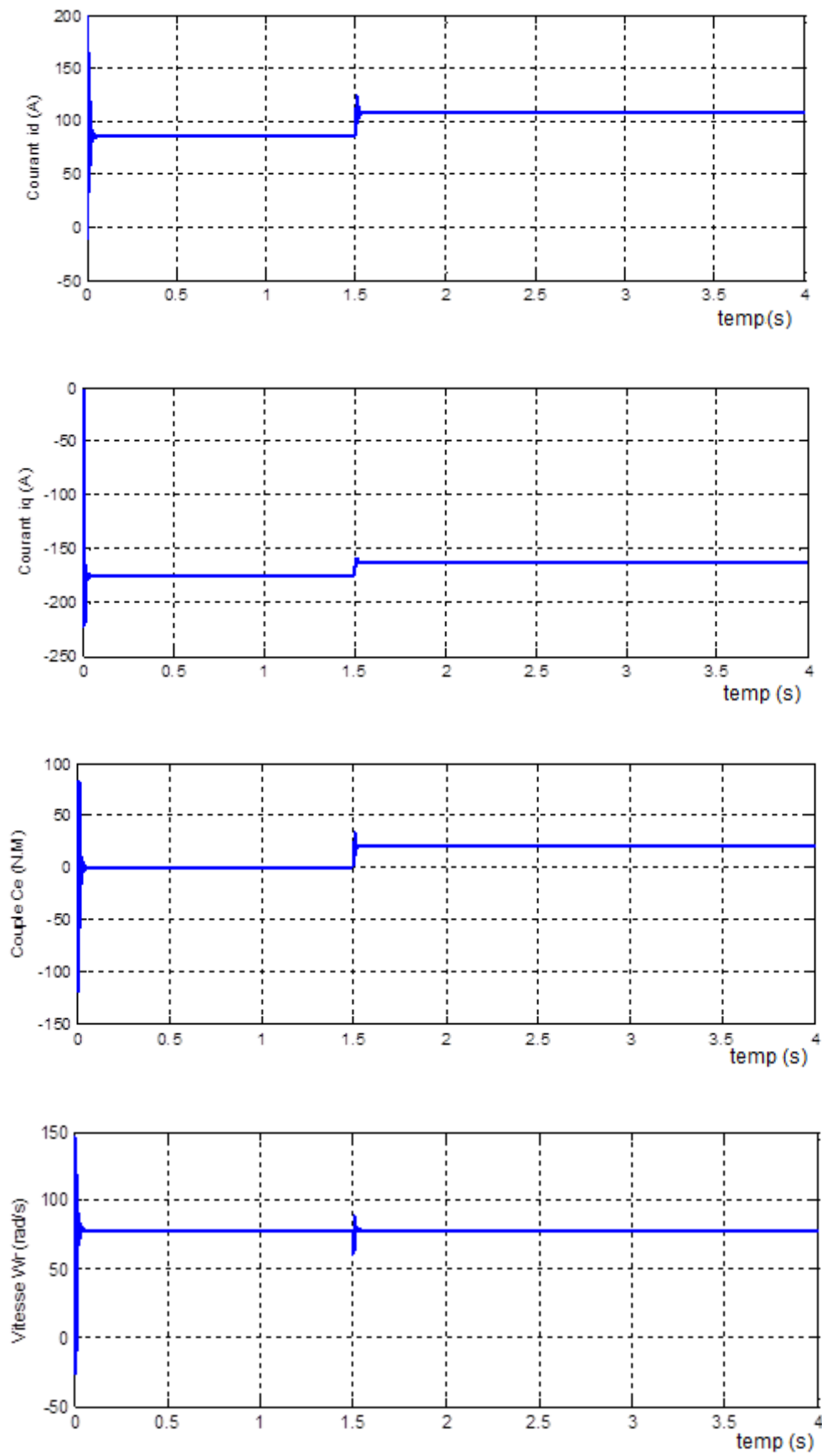


Figure I.9 : courbe de courants statoriques, couple électromagnétique et vitesse de rotation pour machine sans onduleur

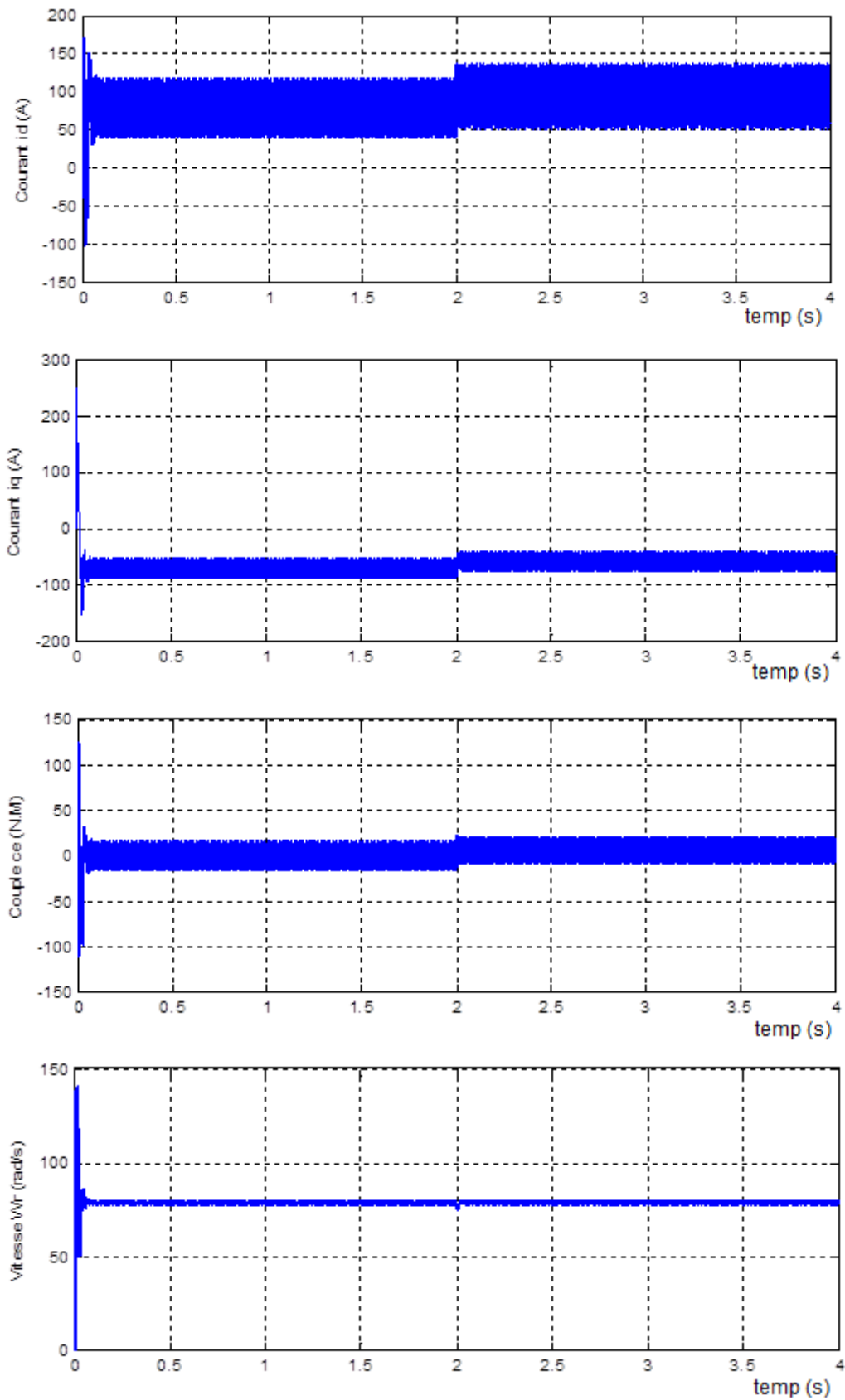
B. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

Figure I.10 : courbe de courants statoriques, couple électromagnétique et vitesse de rotation pour machine avec onduleur

Dans l'instante $t = 2$ s, on applique une charge de $C_r = 5$ N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que le couple électromagnétique augmente en oscillant pendant un temps très court puis tend vers la valeur du régime permanent.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variant dans le temps, difficile à étudier. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier.

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1. Introduction

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution est motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose que le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', à été proposée par Blaschke en 1972.

II.2. But de la commande vectorielle :

En analysant l'équation (II.1.) régissant le fonctionnement du système d'une MSAP nous pouvons relever que son modèle est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs i_d et i_q . Si on élimine le courant i_d , on s'aperçoit alors que le couple électromagnétique ressemblerait à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour se faire, il suffit d'appliquer le principe de la commande vectorielle qui consiste à utiliser une transformation orthogonale, qui se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux [17].

Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant i_d de manière que le couple soit proportionnel à i_q . Ce qui nous amène à minimiser ($i_d^2 + i_q^2$) donc minimiser les pertes joules. Et comme i_d ne participe pas à la création du couple, par contre les pertes lui sont proportionnelles on maintient $i_d = 0$. C'est le principe de la commande vectorielle.

Le système d'équations (II, 2) et (II 1) montre bien le couplage existant entre les courants et i_q . Ce dernier est éliminé en général par une méthode de compensation.

$$\begin{cases} V_d = (R_s + sL_d)I_d e_q \\ V_q = (R_s + sL_q)I_q e_d \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_q = W_r L_q I_q \\ e_d = (L_d I_d + \phi_f) W_r \end{cases} \quad (II.2)$$

II.3. Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI) [16].

II.3.1 Commande par MLI

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. Elle exige pour la régulation des courants I_{ds} et I_{qs} d'imposer les tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales V_a^* , V_b^* et V_c^* pour la commande de l'onduleur [6].

II.3.1.1 Description du système global

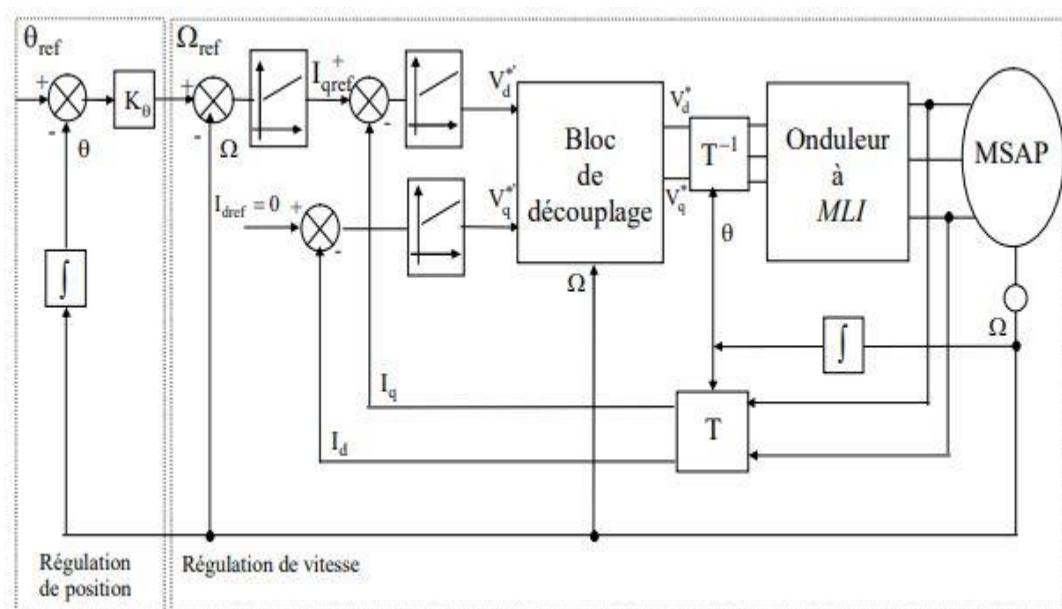


Figure (II.1) : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

La figure (II.1), représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) [18]. La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple Ce^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q [18]. Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas [19]. Les sorties de la régulation des courants I_d et

I_q , après passage dans le repère (a, b, c) servent de références de tensions (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI.

II.3.2 Découplage

II.3.2.1 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 découplage entre les axes d et q. Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.3)$$

La figure suivante représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :

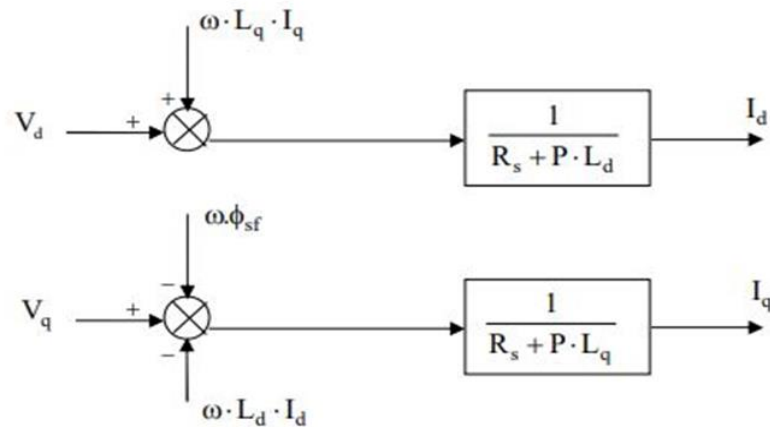


Figure (II.2) : Description du couplage

Les tensions et 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

$$\begin{cases} e_d = \omega_l I_q \\ e_q = \omega (I_d I_q + \phi_f) \end{cases} \quad (II.4)$$

A partir des équations suivantes, on a :

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} - e_d \\ v_q = v_{q1} - e_q \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{d1} = (R_s + S.L_d)I_d \\ v_{q1} = (R_s + S.L_q)I_q \end{cases} \quad (II.6)$$

On aura donc un découplage entre les deux axes. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} . Les fonctions de transferts internes des courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (II.7)$$

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 :

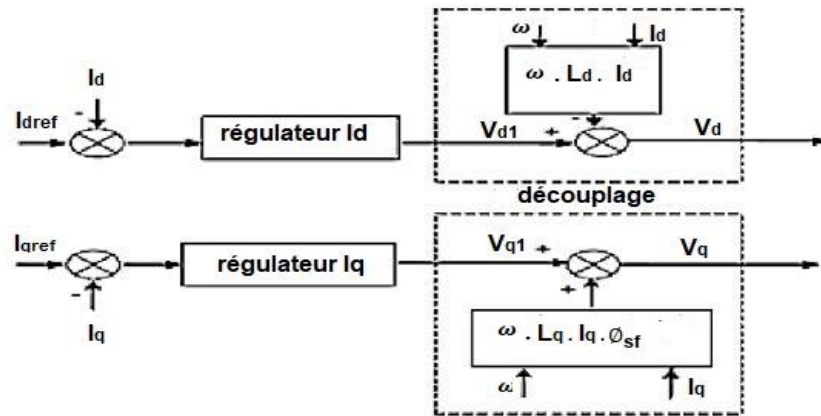


Figure (II.3) : Principe de découplage par compensation

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure suivante:

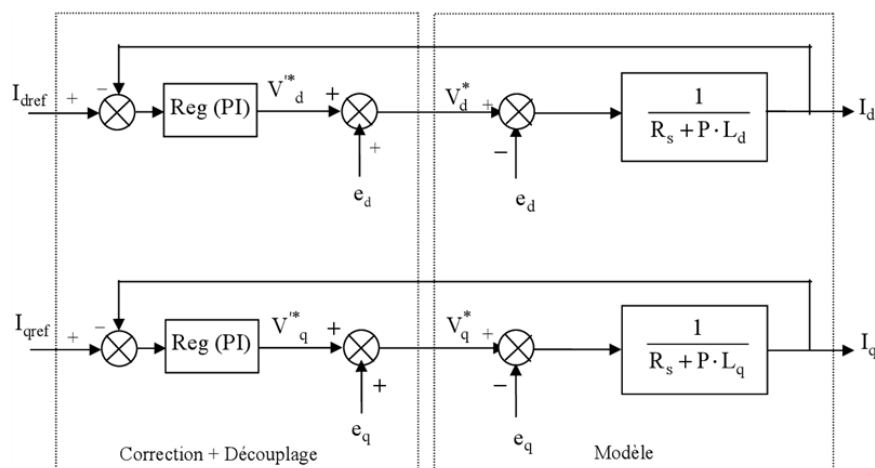


Figure (II.4) : Machine découplage par composant

II.5. Bloc de défluxage

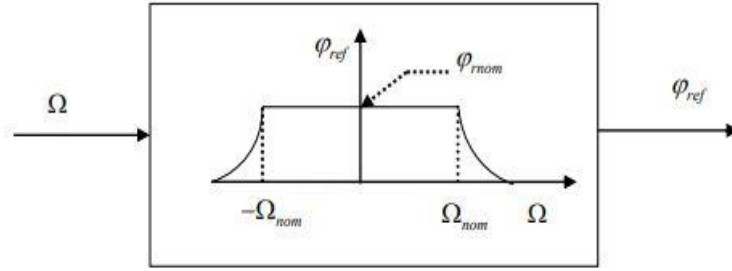


Figure (II.5): Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [21] :

$$\text{Sous-vitesse : } \varphi_{ref} = \varphi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Sur-vitesse : } \varphi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

Ω_{nom} : la vitesse de rotation nominale,

φ_{rnom} et φ_{ref} : le flux rotorique nominale et le flux rotorique de référence.

II.6. Synthèse des régulateurs PI

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine de réglage industriel. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI), dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée, donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [25].

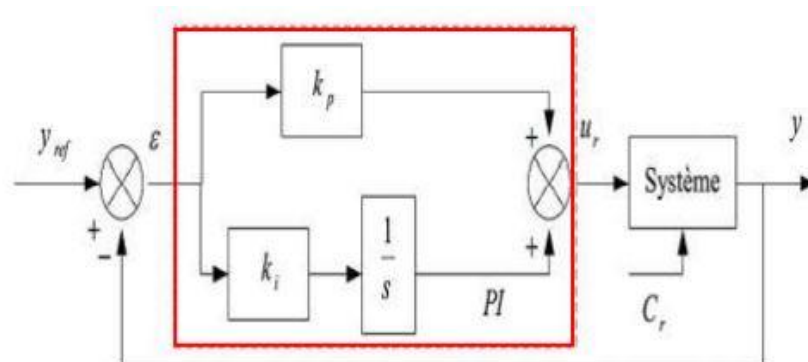


Figure (II.6): Régulateur PI.

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

$$U_r(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (II.10)$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(P)}{\varepsilon(P)} = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (II.11)$$

La fonction de transfert sera :

$$U_r(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P} \right) \cdot \varepsilon(P) \quad (II.12)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{U_r(P)}{\varepsilon(P)} = \frac{1+PT_1}{PT_2} \quad (II.13)$$

Avec:

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases}$$

II.6.1 Régulateur des Courants PI (I_d , I_q) :

Puisque la dynamique des courants, celle en les axes d et q, est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégral PI dont la fonction de transfert est donnée par l'équation (II.14). Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

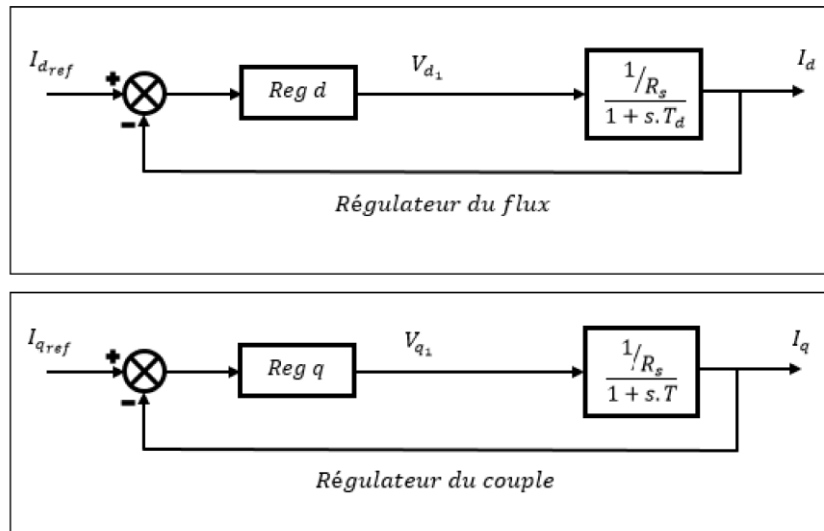


Figure (II.7): Commande des courants en deux boucles indépendantes.

A partir des équations (II.1), (II.2), et (II.7) on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_d(P) = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1+PT_d} = \frac{I_d}{V_d^*} \\ F_q(P) = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1+PT_q} = \frac{I_q}{V_q^*} \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec :

$T_d = \frac{L_d}{R_s}$: est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

$T_q = \frac{L_q}{R_s}$: est la constante de temps électrique relative à l'axe q.

Les régulateurs « R_{egd} » et « R_{egq} » sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\begin{cases} Reg_d = \frac{K_{Id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{Id}} P \right) \\ Reg_q = \frac{K_{Iq}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{Iq}} P \right) \end{cases} \quad (II.15)$$

, K_{pq} : les gains de l'action proportionnelle du correcteur de courant I.

K_I, K_{Id} : les gains de l'action intégrale .

, T_{iq} : les constants du temps d'intégration.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$\begin{cases} FT_{BO_d} = \frac{K_{Id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{Id}} P \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1+PT_d} \\ FT_{BO_q} = \frac{K_{Iq}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{Iq}} P \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1+PT_q} \end{cases} \quad (II.16)$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée sont donnée par :

$$\begin{cases} FT_{BF_q} = \frac{1}{1+P\tau_d} = \frac{I_d}{I_{dref}} \\ FT_{BF_d} = \frac{1}{1+P\tau_q} = \frac{I_q}{I_{qref}} \end{cases} \quad (II.17)$$

Avec : τ : le constant du temps en boucle fermée.

$$\begin{cases} \tau_d = \frac{R_s}{K_{Id}} \\ \tau_q = \frac{R_s}{K_{Iq}} \end{cases}$$

III.6.2 Régulateur de vitesse PI (Ω) :

Le régulateur de vitesse peut facilement être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La Figure (II.9) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

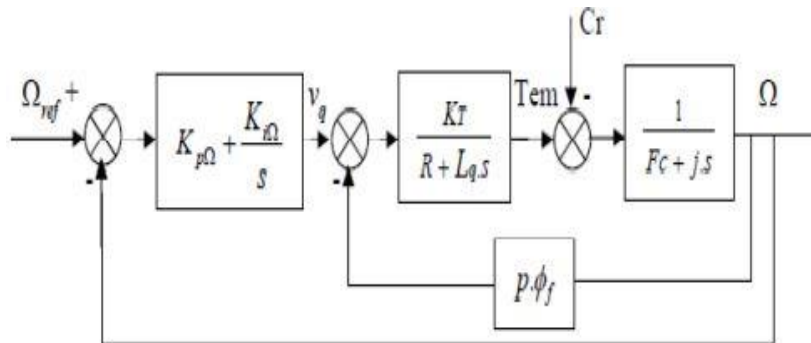


Figure (II.8): Régulation de la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI). La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p = \frac{k_i}{p} = \frac{k_p}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) \quad (II.18)$$

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

$$FT_{BO\Omega} = \frac{K_p}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{JP+F} \quad (II.19)$$

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

$$FT_{BF\Omega} = \frac{\Omega(P)}{\Omega_{ref}(P)} = \frac{K_p \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (F+K_p)P + K_i} \quad (II.20)$$

La FT_{BF} possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique de l'équation caractéristique peut être représentée comme suit : $\frac{1}{\omega_0} P^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) P + 1$

Alors : $\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}$, $\frac{F+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0}$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et ω_0 on déduit K_p et K_i :

$$K_i = J\omega_0^2, \quad K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_0} - F$$

Donc : $K_i = \frac{4J}{\tau^2}$, $K_p = K_i \cdot \tau$ et : $\tau = \frac{L_q}{R_s}$

II.7. Résultats des simulations et interprétation :

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées précédentes ont été effectuées :

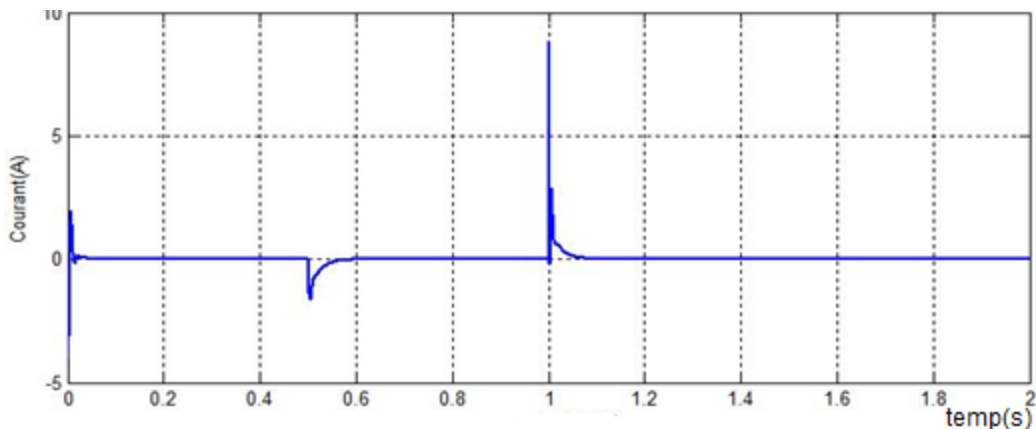


Figure (II.9) : Courant statorique I_a (A)

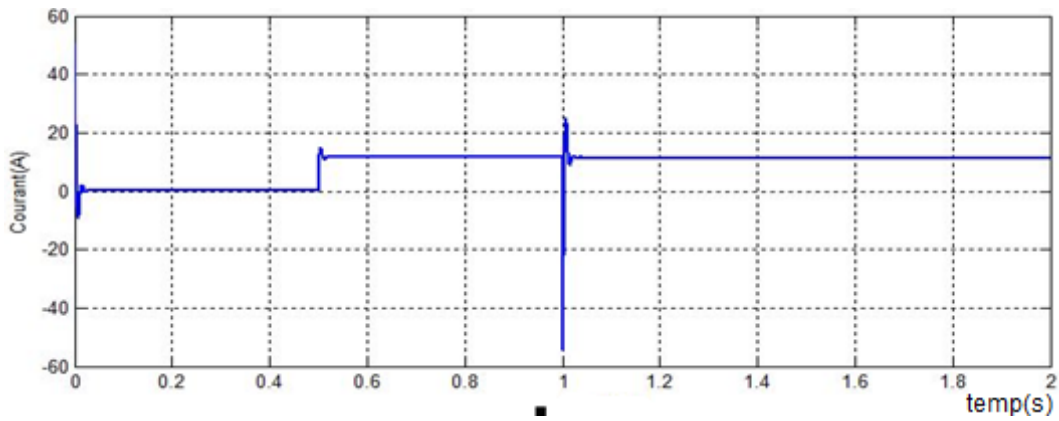


Figure (II.10) : Courant statorique I_q (A)

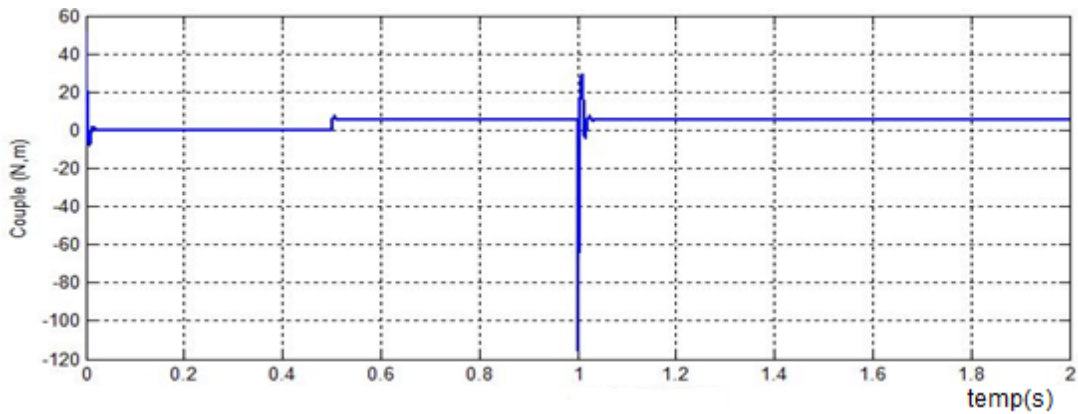


Figure (II.11): Le couple électromagnétique



Figure (II.12) : Vitesse de rotation

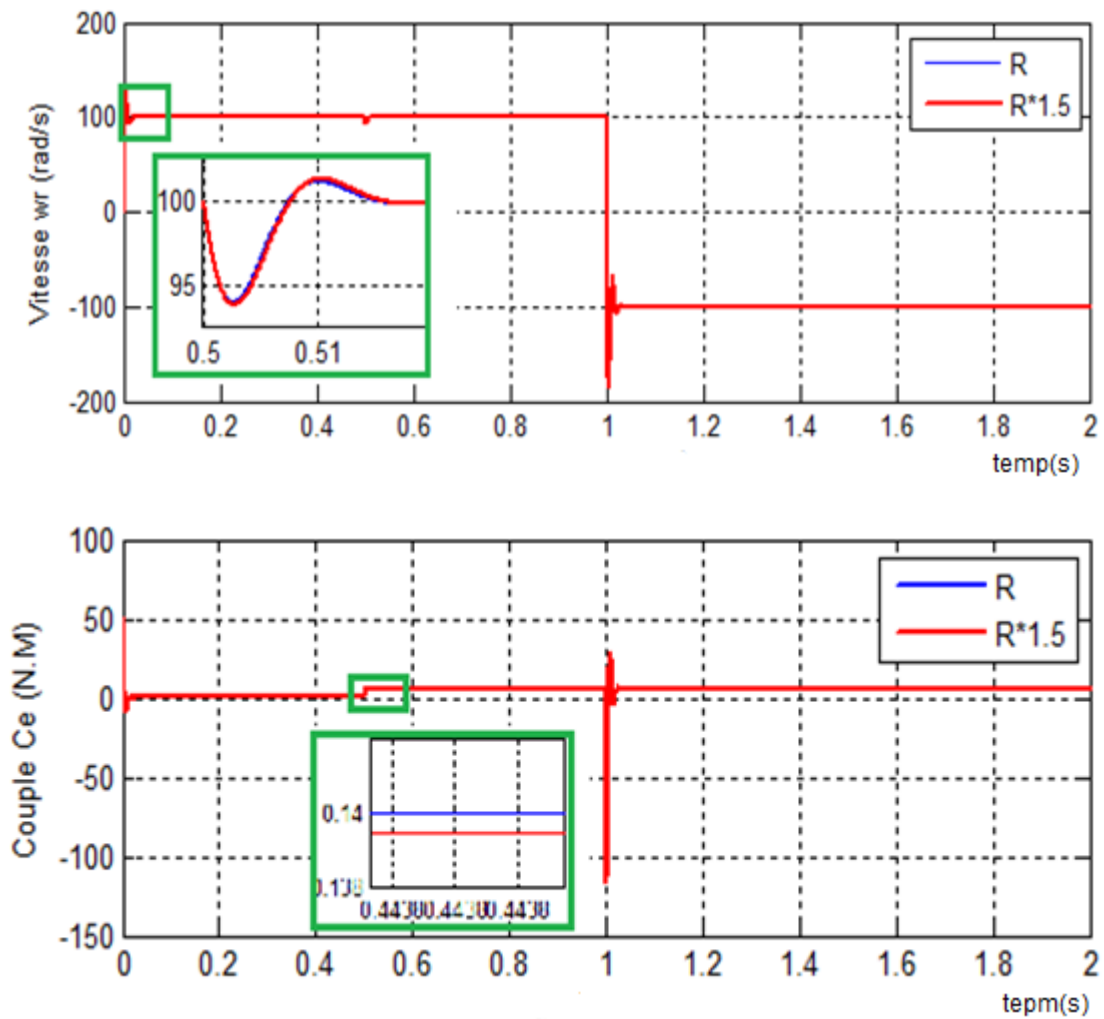
II.8. Test de robustesse

Les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Nous allons varier l'inertie, l'inductance et la résistance statorique, le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes.

Tableau (II.1) : les variations des paramètres :

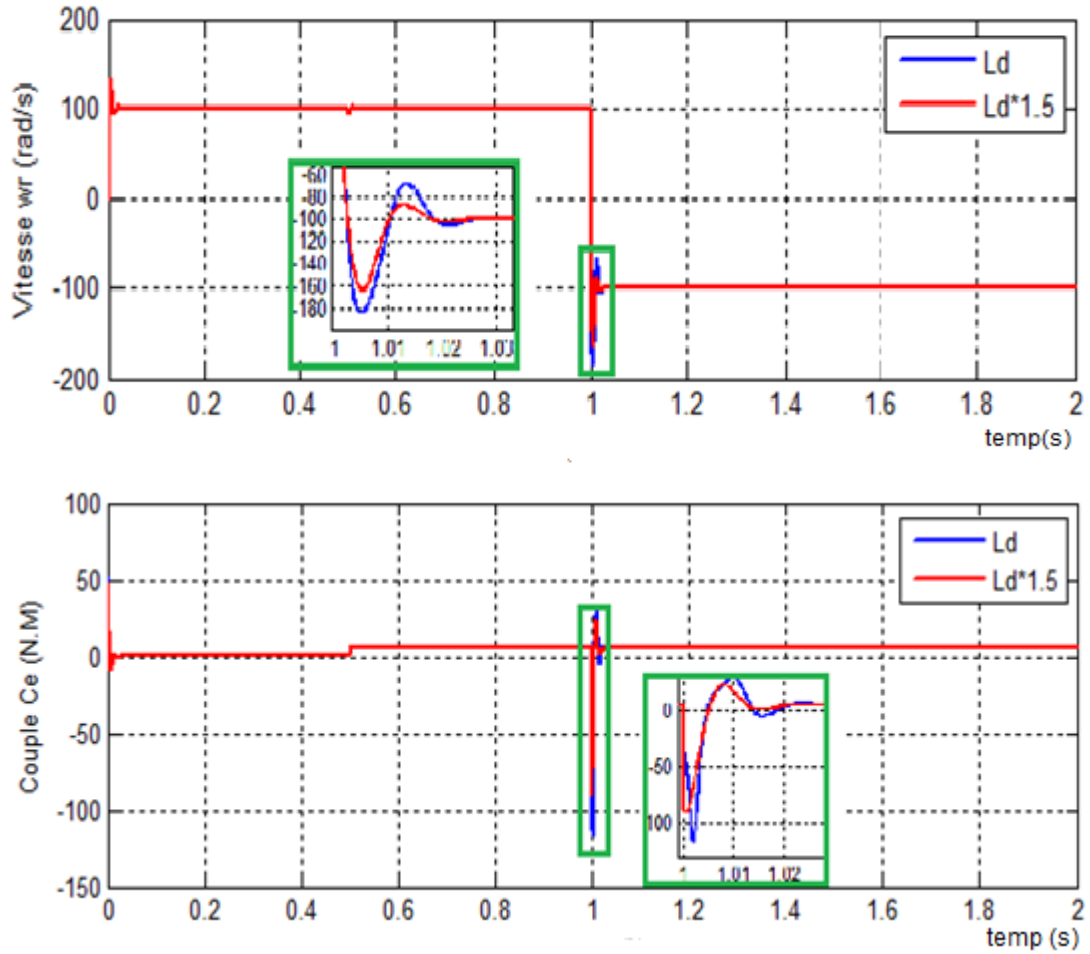
| | 1 | 2 |
|-----------|----|--------|
| Rs | Rs | Rs*1.5 |
| Ld | Ld | Ld*1.5 |
| Lq | Lq | Lq*1.5 |
| J | J | J*1.5 |

A . Simulation en charge avec inversion de vitesse avec variation de la résistance R_s



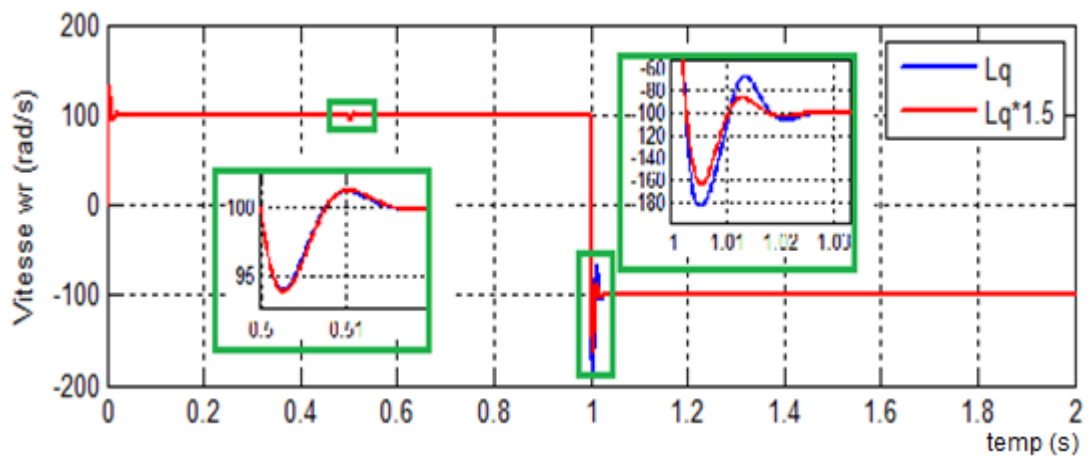
Figure(II.13) : la vitesse et Couple électromagnétique (variation de la résistance R_s)

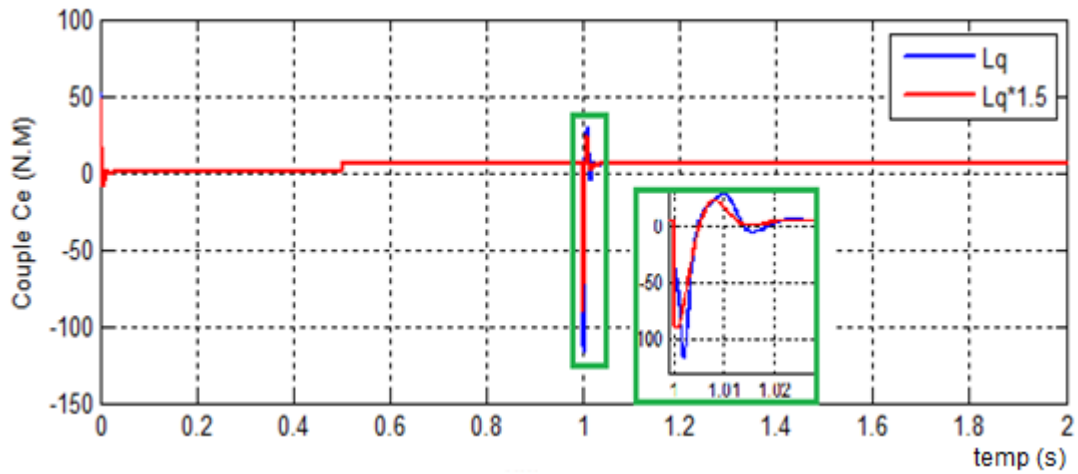
B . Simulation en charge avec inversion de vitesse en variant L_d



Figure(II.14): la vitesse et Couple électromagnétique (variation de la inductance L_d)

C . Simulation en charge avec inversion de vitesse en variant L_q





Figure(II.15): la vitesse et Couple électromagnétique (variation de la inductance Lq)

D . Simulation en charge avec inversion de vitesse avec varient le moment d'inertie J

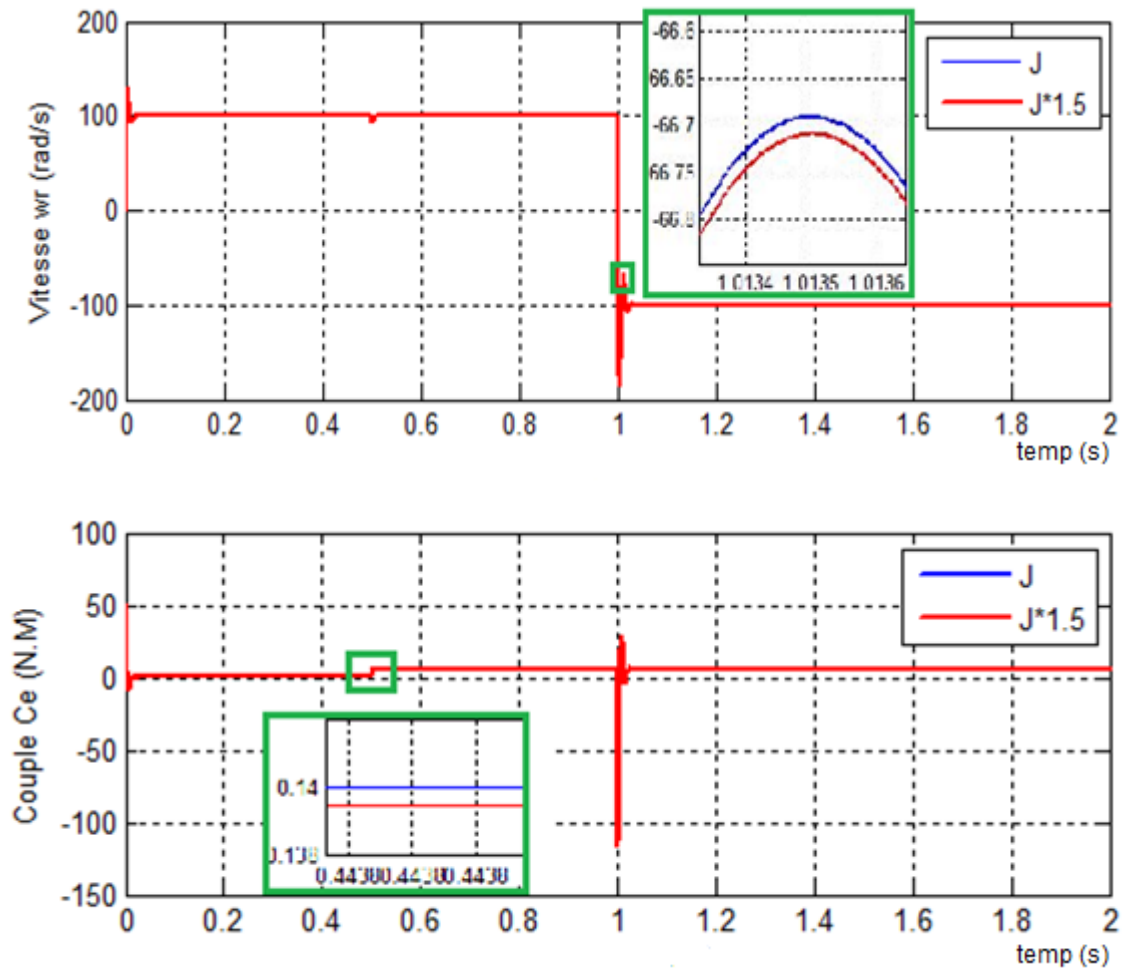


Figure (II.16): la vitesse et Couple électromagnétique (variation de moment d'inertie J)

II.8.1 Discussions des résultats

Les variations des paramètres électriques n'influent pas sur la dynamique de la vitesse. On remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et du couple électromagnétique. Par contre une augmentation de l'inertie augmente les temps de réponse et l'apparition de petit dépassement. Donc on peut conclure que la MSAP est robuste vue les variations des paramètres.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les bases théoriques la commande vectorielle à flux orienté (FOC) du MSAP basé sur des régulateurs classiques à action proportionnelle, intégrale PI appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle « naturelle », cette stratégie permet 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. Le réglage de la vitesse de la MSAP par le régulateur PI donne de bons résultats de simulation présents par MATLAB SIMULINK.

Chapitre III

*Commande vectorielle sans
capteur mécanique*

III.1. Introduction

La mise en œuvre des lois de commande basées sur le modèle mathématique du système repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état est connu à chaque instant. Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications la mesure de tout l'état n'est pas possible. Il est alors nécessaire, à l'aide des variables d'entrées et de sorties du système de reconstruire les variables d'état non mesurées pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur. Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, puisqu'il est souvent implanté sur ordinateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance à priori du modèle [1].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse et de la position d'une MSAP, à la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la validité du choix des observateurs par mode glissant.

III.2. Capteur ou observateur : que choisir ?

Il existe deux types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position:

- Les capteurs : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants ...), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.
- Les observateurs : sont des méthodes pour déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (vitesse.....), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions).(Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage.» [28].

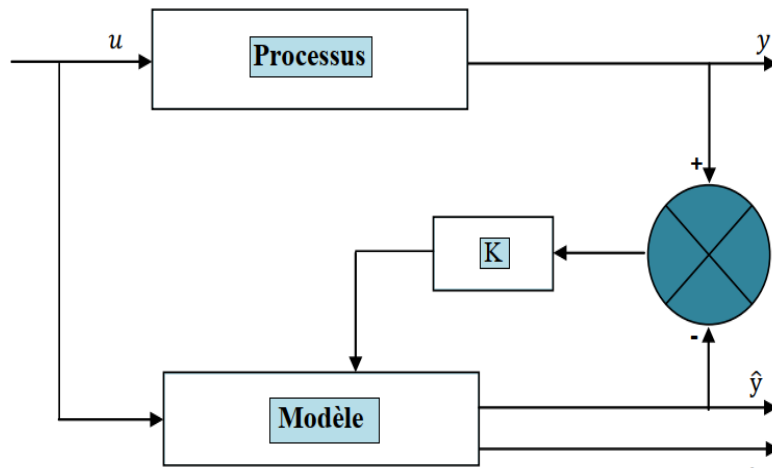
Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation.

Pour toutes applications le choix à faire entre capteur ou observateur se résume aux critères suivants la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs [29], puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation.

III.3. Principe des observateurs

Un observateur est un moyen de mesure " informatique " qui permet de retrouver tous les états d'un système industriel en disposant du minimum d'informations sur ces états. Ce minimum d'informations est obtenu à l'aide d'un capteur. Un observateur permet donc d'optimiser le nombre de capteurs dans une application industrielle, d'où son intérêt économique dans l'industrie [30]. L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe. La figure (III.1) donne le principe d'un observateur d'état, on peut mettre en œuvre toutes sortes d'observateur, la principale différence se situe uniquement dans la synthèse de la matrice du gain. [31].



Figure(III.1): Principe d'un observateur d'état

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, représentent respectivement :

- ✓ Un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur,
- ✓ Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer,
- ✓ Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants). La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

III.4. Classification des observateurs :

III.4.1. Observateur des systèmes linéaires :

III.4.1.1. Observateur Luenberger :

On peut représenter cet observateur par la figure (III.2).

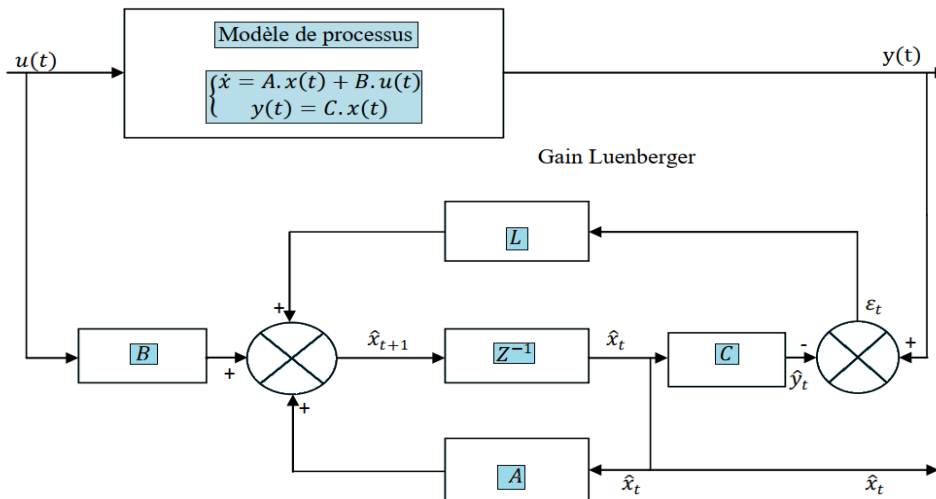


Figure (III.2): Schéma bloc de l'observateur de Luenberger

La classe du système considéré est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

L'équation dynamique de l'observateur est :

$$\dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X}(t) + B \cdot u(t) + L \left(y(t) - C \hat{X}(t) \right) \quad (\text{III.3})$$

Généralement les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a proposé son observateur pour les systèmes linéaires [33].

Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées en plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone dans le cas d'un système observable.

III.4.1.2. Observateur du Filtre de Kalman

Rudolf Emil Kalman, réalisa des études scientifiques (électroniques et automatiques) et présente son travail en 1957 sur le comportement des solutions des équations récurrentes du second degré. En 1958 Alors qu'il travaillait à l'institut de recherche pour des études avancées à Baltimore, il eut l'idée originale d'employer le formalisme des équations d'état de *Wiener*, ce qui lui permet de construire l'estimateur que nous connaissons aujourd'hui.

En 1960, alors que *Kalman* visitait la NASA, un des responsables *F.Schmidt* vit la possibilité d'appliquer les résultats de Kalman pour le projet APOLLO pour l'estimation et la commandes de la trajectoire, Schmidt travailla sur le sujet et on peut dire que ce fut la première réelle implantation du filtre de Kalman.

L'application du filtre de Kalman pour l'estimation de la position d'un objet nécessite assez souvent la linéarisation des équations du système non linéaire, c'est ce que l'on appelle aujourd'hui le Filtre Kalman étendu [37].

B. Définitions

Le filtre de Kalman permet d'estimer de manière récursive le signal noyé dans le bruit. Il est plus approprié au calculateur. Ce filtre est basé sur le fait qu'un processus aléatoire peut être modélisé comme étant la sortie d'un système linéaire gouverné par un bruit blanc.

Au lieu de décrire les systèmes linéaires qui génèrent les messages en termes de réponse impulsionnelle, l'approche Kalman amène une description par des équations différentielles dont la solution est le signal recherché. L'estimation donnée par Kalman est solution d'une équation différentielle dont les coefficients sont déterminés par les propriétés statistiques des processus [38].

C. Algorithme du filtre de Kalman

Soit un signal $\underline{x}(t)$ représenté dans l'espace d'état par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}(t) = f[\underline{x}(t)] + B \cdot \underline{u}(t) + \underline{\sigma}(t) \\ \underline{y}(t) = h \cdot [\underline{x}(t)] + \underline{v}(t) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où

$\underline{u}(t)$: Vecteur du processus commande.

$\underline{v}(t)$: Vecteur du bruit de mesure.

$\underline{\sigma}(t)$: Vecteur du bruit d'état.

Dans la version la plus simple du Filtre de Kalman, les bruits d'états et de mesure sont supposés avoir les propriétés statistiques suivantes :

- Espérance mathématique nulle

$$\begin{cases} E\{\underline{\sigma}(t)\} = 0 \\ E\{\underline{v}(t)\} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

- Absence de corrélation entre les bruits

$$E\{\underline{\sigma}(t) \cdot \underline{v}^t(I)\} = 0 \quad (\text{III.6})$$

C'est-à-dire que $\underline{\sigma}(t)$, $\underline{v}(t)$ sont indépendants

- Autocorrélation

$$A = \begin{cases} E\{\underline{v}(t) \cdot \underline{\sigma}^t(t)\} = R(t) \times \delta(t, j) \\ E\{\underline{x}(0) \cdot \underline{v}^t\} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad B = \begin{cases} E\{\underline{\sigma}(t) \cdot \underline{v}^t(I)\} = Q(t) \times \delta(t, j) \\ E\{\underline{x}(0) \cdot \underline{\sigma}^t\} = \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

(t) : Matrice de covariance du bruit d'état .

(t) : Matrice de covariance du bruit de mesure .

(t,j) : Symbole de Kroncker.

L'estimation du vecteur d'état a pour objective d'estimer le vecteur d'état $\underline{x}(t)$ compte tenu des informations disponible à l'instant n , avant ou après ou identique à l'instant t . On note pour ces cas une telle estimation par $\hat{\underline{x}}(t/n)$, c'est-à-dire l'estimation à l'instant t compte tenu des informations disponibles à l'instant n .

On définit aussi une telle estimation par la valeur moyenne du vecteur d'état compte tenu des mesures, $\underline{y}(1, \dots, n)$, cette moyenne est défini par l'espérance mathématique conditionnelle noté :

$$\hat{\underline{x}}(t/n) = E \left\{ \frac{\underline{x}(t)}{\underline{y}(1, \dots, n)} \right\} = E \left\{ \frac{\underline{x}(t)}{\underline{y}(n)} \right\} \quad (\text{III.8})$$

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir d'une estimation à l'instant t nous fournisse, si une mesure est disponible à l'instant $t + 1$, une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure (Prédiction ou extrapolation), nous adopterons un estimateur linéaire de la forme :

$$\hat{\underline{x}}(t/t) = \hat{\underline{x}}(t) + K(t) \left[\underline{y}(t) - H(t) \cdot \hat{\underline{x}}(t-1) \right] \quad (\text{III.9})$$

La quantité $\left[\underline{y}(t) - H(t) \cdot \hat{\underline{x}}(t-1) \right]$ apparait ainsi comme une prédiction de la mesure, et pour que cette linéarité soit assurée, il est nécessaire que (t) soit indépendant des mesure.

La relation (III.9) exprime le fait que la nouvelle estimation du vecteur d'état à l'instant t est égale à l'estimation à l'instant $(t - 1)$ mise à jour avec un certain poids.

Cette mise à jour tient compte de l'écart entre la mesure effective et la mesure prédite. L'optimalité de recherche du filtre vient du fait que le poids (t) à accorder à cette mise à jour résulte de la minimisation de l'erreur, au sens des moindres carrés, entre l'état et son estimation. Le gain (t) est ainsi appelé Gain du Filtre de Kalman. Soit :

$$\underline{e}(t) = \underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t/t) \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$\underline{e}(t)$: Erreur d'estimation.

Le Filtre de Kalman est décrit mathématiquement par l'ensemble des équations (III.11-16).

La matrice de covariance de l'erreur est :

$$P(t) = E \left\{ \left[\underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t) \right] \cdot \left[\underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t) \right]^T \right\} \quad (\text{III.11})$$

- Equation du module :

$$X_{K-1/K-1} = X_{K-1/K-1} + [f(X_{K-1/K-1}) + B \cdot v_{K-1}] \cdot T_c \quad (\text{III.12})$$

Avec :

T_c : Temps d'échantillonnage.

- Equation du Filtre :

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + k_k [y_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1}] \quad (\text{III.13})$$

- Equation de la matrice d'erreur à priori de covariance :

$$P_{k/k-1} = P_{k-1/k-1} + (F_{k-1} \cdot P_{k-1/k-1} + P_{k-1/k-1} \cdot F'_{k-1}) \cdot T_c + Q_d \quad (\text{III.14})$$

- Expression du gain :

$$K_k = P_{k-1} \cdot H_k^T [H_k \cdot P_{k-1} \cdot H_k^T + R_k]^{-1} \quad (\text{III.15})$$

- Equation de la matrice d'erreur à posteriori de covariance :

$$P_k = P_{k-1} - K_k \cdot H_k \cdot P_{k-1} \quad (\text{III.16})$$

Ces quantités peuvent être déterminées dans l'ordre où elles sont écrites, on a besoin pour ce faire de la connaissance de $P(0,0)$ que notons $P(0)$, pour pouvoir utiliser l'ensemble des équations récurrentes du Filtre de Kalman, on doit choisir les conditions initiales $x(0)$ et $P(0)$, car au démarrage du Filtre les seules informations que l'on pourrait espérer au mieux et la valeur moyenne du vecteur d'état, la figure suivant (III.3) représente schéma bloc de l'algorithme de Kalman.

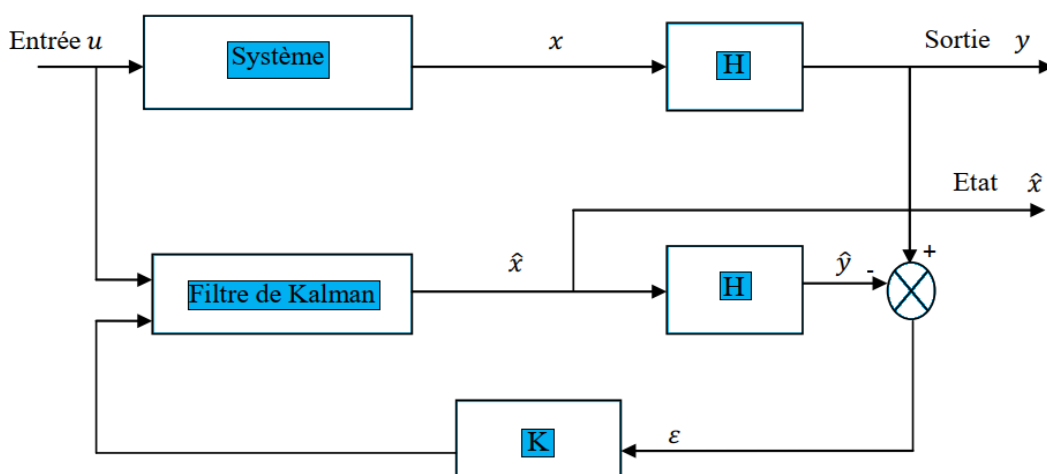


Figure (III.3) : Schéma bloc du Filtre de Kalman

III.4.2. Observateur des systèmes non linéaires

III.4.2.1. Observateur de Luenberger étendu

L'observateur de Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer.

Dans le premier cas un modèle linéarisé est nécessaire, et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsque on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre. Pour cette raison, l'utilisation de cet observateur peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si l'on s'éloigne du point de fonctionnement.

Dans le deuxième cas, les méthodes de changement de coordonnées ne concernent qu'une classe restreinte de systèmes non linéaires. En effet, beaucoup d'approches utilisant les changements de coordonnées nécessitent l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui est souvent très délicat à réaliser. De ce fait, l'utilisation de solutions approchées est envisageable. [40]

III.4.2.2. Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudié dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de *Taylor* au premier ordre.

Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires [41].

III.5. Observateur à Modes Glissants

L'observateur par mode glissant connaît des développements importants au début des années 1950. Il estime les variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Ce type d'observateur utilise le modèle du système, il repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement.

On peut représenter cet observateur par la figure (III.4).

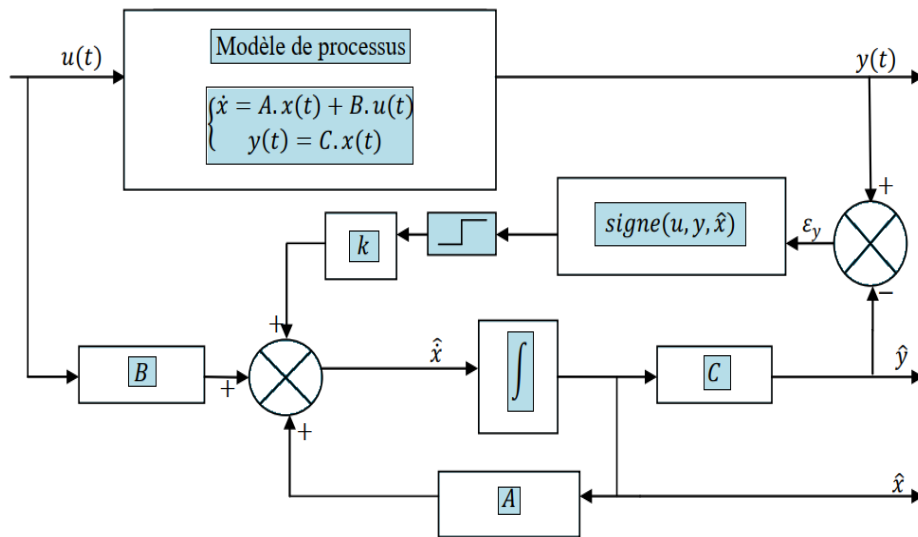


Figure (III.4) : Schéma principe de l'observateur par mode glissant.

La synthèse de l'observateur à mode glissant (OMG), est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'OMG consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées. Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. La difficulté pratique principale de cette technique réside dans le choix du gain de correction k pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'observateur par mode glissant est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et un choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur mécanique [42] [43].

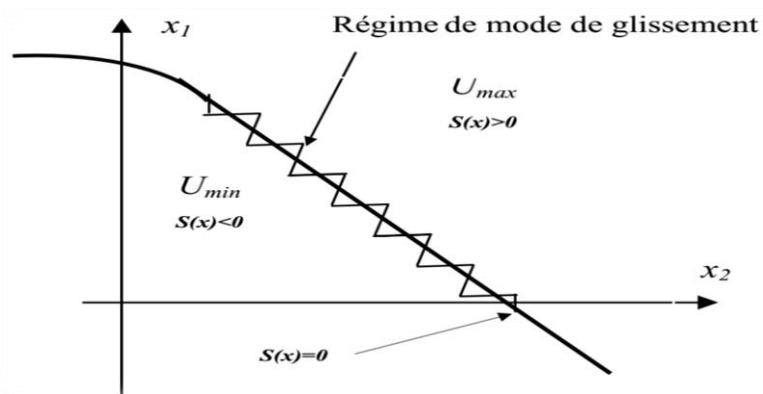


Figure (III.5) : Trajectoire d'état en régime de modes glissants

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état $e = x - \hat{X}$. On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie $\varepsilon = y - \hat{y}$ est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [44], [45].

III.6. Etude d'observabilité

III.6.1. Notion d'observabilité d'un système

III.6.1.1. Observabilité des systèmes linéaire

Soit le système continu décrit par l'équation d'état déterministe suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases}$$

il existe un critère simple appelé critère de Kalman, pour savoir si le système est observable. Le système observable si et seulement si :

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} C \\ C \times A \\ \vdots \\ C \times A^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (\text{III.17})$$

L'observabilité du système (A) ne dépend pas de l'entrée (u), on dira donc que la paire (A,) est observable si le critère (III.17) est vérifié [46].

III.6.1.2. Observabilité des systèmes non linéaire

Dans le cas d'un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Le problème d'observabilité se complique, dans la mesure où contrairement au cas linéaire, l'observabilité dans ce cas dépend de l'entrée appliquée.

III.6.2. Observabilité du MSAP

L'étude de l'observabilité du moteur synchrone à aimants permanents n'est pas souvent abordée dans la littérature, Il est évident que l'analyse de l'observabilité des systèmes linéaires est relativement simple. Par contre, cette analyse dans les cas non linéaires est complexe car l'observabilité peut dépendre de l'entrée du système et qu'il peut y avoir des singularités d'observation dans l'espace d'état. La machine synchrone à aimants permanents est fortement non linéaire. Nous verrons que lorsque la mesure de vitesse est effectuée, le système est localement observable. [48]

Par contre, lorsque la mesure de vitesse n'est pas autorisée, l'observation de la vitesse mécanique se heurte à des problèmes d'observabilité à basse vitesse. Nous donnons ici quelques éléments sur ce sujet et nous montrons dans le cas où la vitesse est non mesurée, la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité du système en utilisant les dérivées d'ordre supérieures des mesures.

III.6.2.1. Observabilité avec mesure de la vitesse et de la position

Lorsque la vitesse et/ou la position est mesurée, le modèle (III.19) de la machine synchrone aiment permanent donné au chapitre I est réécrit comme suit.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

$$x = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} X_1 + \frac{PL_d}{L_q} X_1 X_2 \\ \frac{-R_s}{L_d} X_2 + \frac{PL_d}{L_q} X_1 X_3 - \frac{P\phi_{sf}}{L_q} X_3 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P\phi_{sf}}{J} X_2 + \frac{p(L_d - L_q)}{J} X_1 X_2 \right) - \frac{f}{J} X_3 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_1(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_1(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_1(x)$ par rapport à l'état x . Le jacobien de $P_1(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système au sens du rang :

$$J_1(x) = \frac{\partial(P_1(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Le déterminant D_1 de $J_1(x)$ est : $D_1 = 1$

Le rang de la matrice $J_1(x)$ est égal à l'ordre du système et ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine synchrone avec mesures de vitesse et/ou de position et de courants est donc localement observable. Dans ce cas, il est donc inutile d'introduire des dérivées d'ordres supérieurs des mesures.

III.6.2.2. Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position

Considérons le modèle de la machine synchrone (III.22) où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (III.22)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ c_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} x_1 + \frac{PL_d}{L_q} x_2 x_3 \\ \frac{-R_s}{L_d} x_2 + \frac{PL_d}{L_d} x_1 x_3 - \frac{P\phi_{sf}}{L_d} \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P\phi_{sf}}{J} x_2 + \frac{P(L_d - L_q)}{J} x_1 x_2 \right) - \frac{f}{J} x_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_2(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_2(x)$ par rapport à l'état x . Le jacobien $J_2(x)$ de $P_2(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système (B) au sens du rang :

$$B: \quad \dot{\varepsilon}_x = (A - KC)\varepsilon_x$$

$$J_2(X) = \frac{a(P_2(x))}{a(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-R_s}{L_d} & \frac{PL_q}{L_d} & \frac{PL_q i_q}{L_d} & 0 \\ \frac{-PL_d}{L_q} \Omega & \frac{-R_s}{L_q} & \frac{-PL_d}{L_q} i_q - \frac{P\phi_{sf}}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Il est évident que le déterminant de cette matrice est nul. Par conséquent, le système est donc non-observable. Quel que soit l'ordre des dérivées de h_1 et h_2 utilisé, il est constaté que le système est toujours non-observable.

Donc, à partir du modèle dans le repère (d-q), la machine synchrone à aimants permanents n'est pas observable car aucun état ne dépend de la position du rotor (θ). Donc, étudions l'analyse de l'observabilité dans le repère fixe (α - β). Alors, à partir du modèle $\varepsilon = y - \hat{y}$.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_\alpha & PL_{\alpha\beta} \\ PL_{\alpha\beta} & R_s + PL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega\phi_{sf} \begin{bmatrix} -\sin\theta_c \\ \cos\theta_c \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

Notons que :

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} ; L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_c ; L_\beta = L_0 + L_1 \sin 2\theta_c ; L_\alpha = L_0 - L_1 \sin 2\theta_c$$

On peut donner le modèle d'état dans le repère fixe (α - β) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{A}{D} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \left(\frac{RA}{D} + \frac{2L_1\Omega}{D} \right) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{\Omega\phi_{sf}(L_0+L_1)}{D} \begin{bmatrix} -\sin \theta_c \\ \cos \theta_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} L_\alpha & -L_\beta \\ -L_\beta & L_\alpha \end{bmatrix} ;$$

$$L_\alpha = L_0 \sin 2\theta_c ; L_\beta = L_1 + L_0 \sin 2\theta_c ; D = |A| = -L_\alpha L_\beta - (L_{\alpha\beta})^2$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_3(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_3(x)$ par rapport à l'état x . Le jacobien $J_3(x)$ de $P_3(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système au repère (α, β) au sens du rang :

$$J_3(x) = \frac{\partial(P_3(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$a_1 = \frac{-R_s L_\beta}{D} + \frac{2L_1 L_a \Omega}{D}$$

$$a_2 = \frac{-R_s L_{\alpha\beta}}{D} + \frac{2L_1 L_a \Omega}{D}$$

$$a_3 = \frac{\phi_{sf}(L_0 + L_1) \sin(\theta)}{D} - \frac{2L_1 L_a i_a}{D} - \frac{2L_1 L_b i_\beta}{D}$$

$$a_4 = \frac{\phi_{sf}(L_0 L_1) \Omega \cos(\theta)}{D} - \frac{2L_1 u_\alpha - 2R_s L_1 i_\alpha + 4L_1 L_0 i_\beta \Omega}{D} \sin(2\theta) - \frac{2L_1 u_\beta - 2R_s L_1 i_\beta + 4L_1 L_0 i_\alpha \Omega}{D} \cos(2\theta)$$

$$b_1 = \frac{R_s L_{\alpha\beta}}{D} + \frac{2L_1 L_b \Omega}{D}$$

$$b_2 = \frac{-R_s L_\alpha}{D} + \frac{2L_1 L_\alpha \Omega}{D}$$

$$b_3 = \frac{\phi_{sf}(L_0 + L_1) \sin(\theta)}{D} - \frac{2L_1 L_b i_a}{D} - \frac{2L_1 L_\alpha L_\beta}{D}$$

$$b_4 = \frac{\phi_{sf}(L_0 L_1) \Omega \sin(\theta)}{D} - \frac{2L_1 u_\alpha - 2R_s L_1 i_\alpha + 4L_1 L_0 i_\beta \Omega}{D} \cos(2\theta) - \frac{2L_1 u_\beta - 2R_s L_1 i_\beta + 4L_1 L_0 i_\alpha \Omega}{D} \sin(2\theta)$$

Le déterminant D_3 de $J_3(x)$ est : $D_3 = a_3 b_4 - a_4 b_3$

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q = L_0 \Rightarrow L_1 = 0$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{\phi_{sf}^2 \Omega}{L_0^2} \quad (\text{III.29})$$

Sachant que le flux de l'aimant ainsi que l'inductance (L_0) sont toujours constants et également différents de zéro, le système est localement observable si la vitesse diffère de zéro ($\Omega \neq 0$).

Remarque : Si on remarque le comportement dynamique de la partie inobservable lors de la perte d'observabilité :

$$\text{Si } \Omega = 0 \Rightarrow a_4 = 0, b_4 = 0 \text{ et } a_3 = \frac{\phi_{sf} \sin(\theta)}{L_0}$$

Ce qui signifie :

- ❖ Si $\sin(\theta) \neq 0$: dans ce cas, la vitesse est observable mais la position n'est pas observable. La dynamique inobservable est donc à la limite de stabilité. Si ce cas persiste dans le temps, une technique alternative d'observation serait une injection des signaux.
- ❖ Si $\sin(\theta) = 0$: pour (θ égal π): dans ce cas, ni la vitesse ni la position ne sont observables.

Même en utilisant les dérivées d'ordre supérieur des mesures, aucune information supplémentaire pour l'analyse de l'observabilité n'est obtenue. Donc si la singularité d'observabilité est franchie suffisamment rapidement, la perte d'observabilité ne pose pas de problème. (Zone d'inversion de sens de rotation par exemple où la vitesse passe par zéro)

Dans le cas où la machine est à pôles saillants ($L_d \neq L_q$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{2L_1 \phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^2}{D^2} (i_q u_d - i_d u_q) - \frac{4L_1^3 R_s \sin(2\theta)}{D^2} (i_d^2 + i_q^2) + \frac{4L_1^3}{D^2} (i_q u_d - i_d u_q)$$

Si une stratégie type commande vectorielle est utilisée, le courant i_d est contraint à zéro (sauf pour les cas où la machine tourne à une vitesse très élevée "field weakening". Alors, le déterminant peut être simplifié : [49]

$$D_3 = \frac{2L_1 \phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^3 R_s \sin(2\theta)}{D^2} (i_q^2) + \left[\frac{4L_1^2 L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2} \right] (i_q u_d)$$

Si la valeur de position (θ) est égale $k = \frac{\pi}{2}$ (pour $k= 1,2, \dots$) cela réduit le déterminant comme suit :

$$D_3 = \frac{2L_1\phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \left[\frac{4L_1^2L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2} \right] (i_q u_d)$$

Le rang est plein si et seulement si :

$$2L_1\phi_{sf}(L_0 + L_1) \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) \neq [4L_1L_0 + L_1^2](i_q u_d) \quad (\text{III.30})$$

D'après ces analyses, le déterminant dépend de la tension ainsi que du courant. Sauf pour certaines valeurs de l'entrée u_d et i_q et de sa dérivée, le rang est plein. Toutefois, si le rang n'est pas plein, une solution serait d'injecter des signaux à hautes fréquences comme cela est utilisé [43][44]. Dans ces conditions, la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants devient observable. Une fois l'observabilité du MSAP à pôles saillants est étudiée, la suite du chapitre sera consacré à l'application de l'observateur par Mode glissant pour la commande sans capteur du MSAP.

III.7. Résultat de simulation :

On désire que la vitesse de la MSAP suive la vitesse désirée où le moteur in à vide :

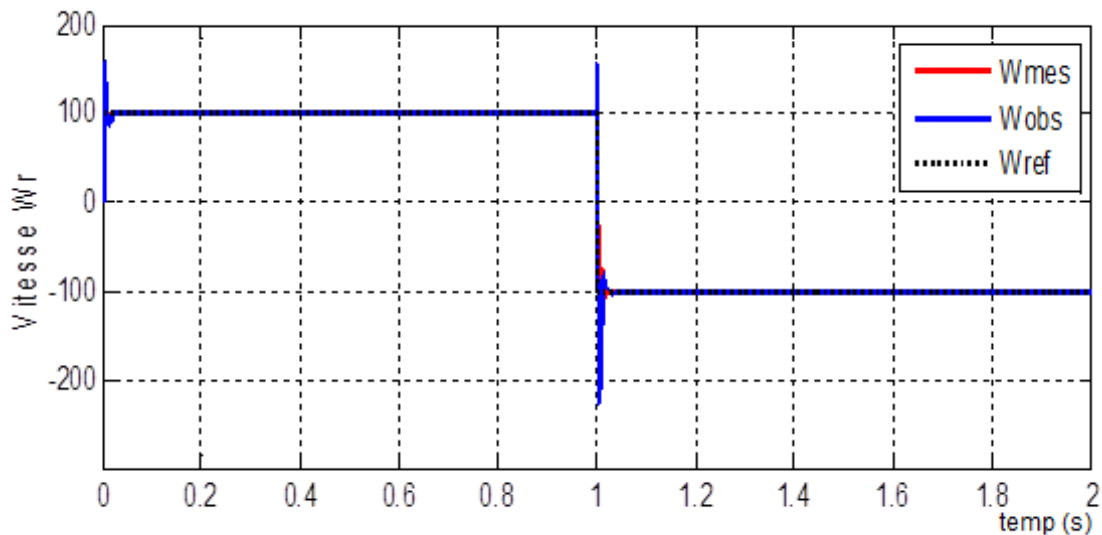


Figure (III.7): la vitesse de rotation (rad/s)

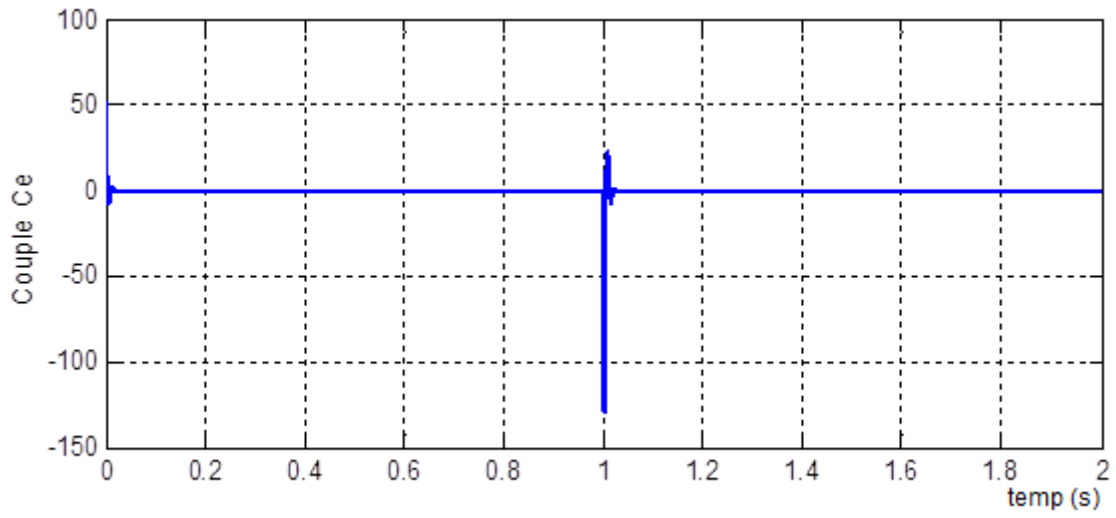


Figure (III.8): Couple électromagnétique (N.M)

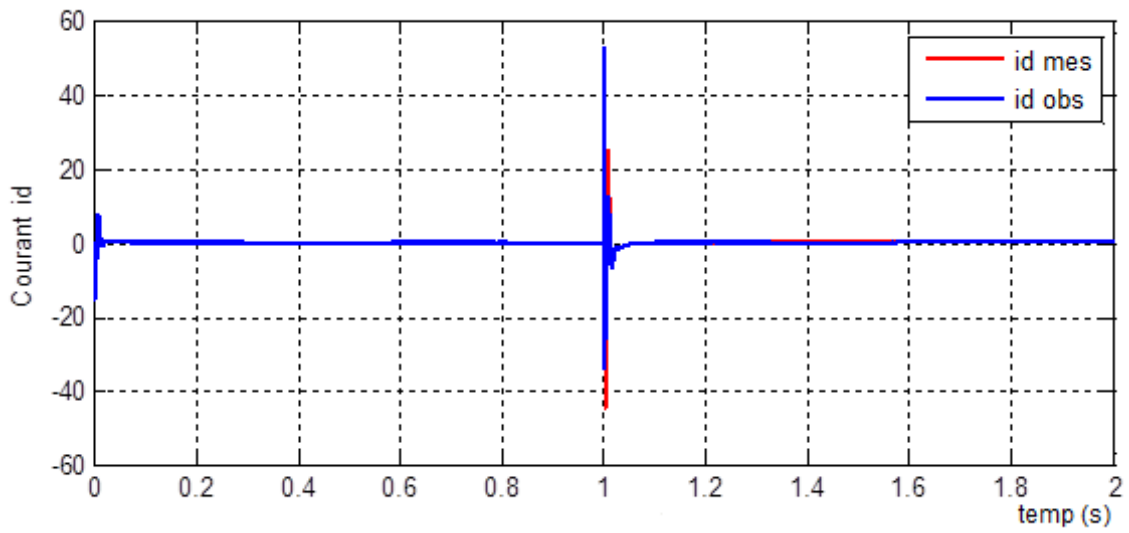


Figure (III.9): Courant statorique id (A)

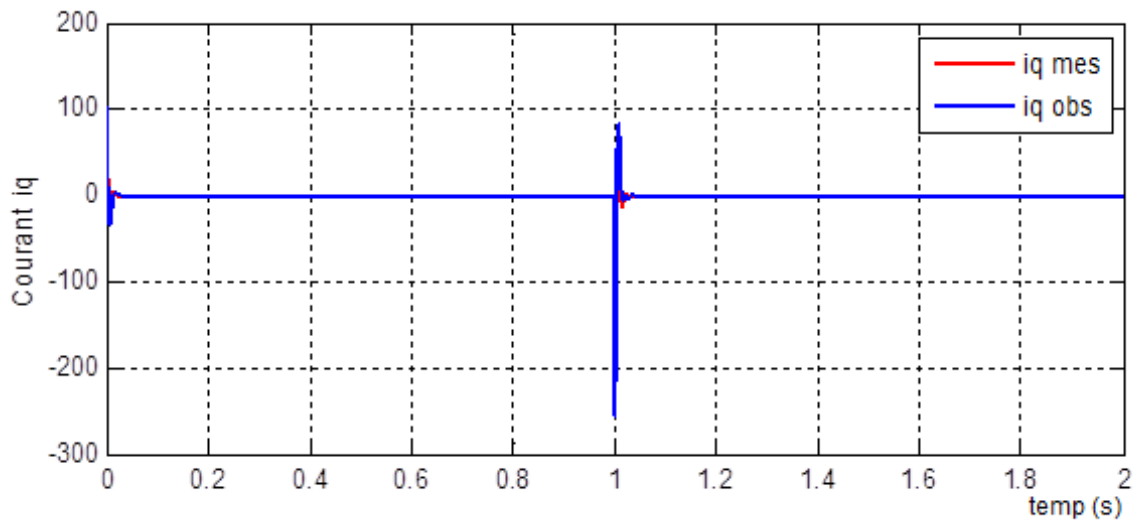


Figure (III.10): Courant statorique iq (A)

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'observabilité de la machine synchrone à aimant permanent. L'objectif de travail est aboutir à l'estimation de la vitesse, nous avons utilisé un observateur par mode glissant basé sur le modèle (d,q) de la machine MSAP. 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.

La synthèse des observateurs est effectuée en considérant que les tensions et les courants au stator sont mesurables et que la vitesse de rotation évolue lentement par rapport aux grandeurs électriques. Les observateurs par mode glissant implémenté avec succès dans la structure de la commande sans capteur mécanique de la MSAP avec des erreurs de poursuite faibles.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la conception et la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec un onduleur MLI vectorielle.

Dans le premier chapitre, la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on s'est intéressé successivement à la modélisation, au principe de fonctionnement et à la commande de l'onduleur de tension triphasé. Une simulation a été exécutée sur cette machine. D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que les réponses sont très rapides et stables.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté le principe de la commande indirect du couple des machines synchrones à aimants permanents en utilisant le principe de la commande vectorielle à hystérésis et à MLI. La commande à MLI exige des boucles de régulations supplémentaires, ainsi qu'un bloc de compensation, ce qui nous amène à une implantation difficile. Nous remarquons que ces deux structures de commande vectorielle nécessitant un capteur pour l'information de la vitesse et de la position du rotor.

Au dernier chapitre, nous avons présenté l'observabilité de la machine synchrone à aimant permanent, avec quelques notions sur les observateurs. 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 par mode glissant basé sur le modèle (d,q) de la machine MSAP. 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). La synthèse des observateurs est effectuée en considérant que les courants au stator sont mesurables et que la vitesse de rotation évolue lentement par rapport aux grandeurs électriques.

ANNEXES

ANNEXE

A.1 Paramètre du MSAP utilisé :

| | |
|--|--------------------------------|
| Tension nominal (Vn) | 120 v |
| Vitesse nominal (Wr) | 2200 tr/min |
| Fréquence nominal (F) | 50 H |
| Courant nominal (In) | 20 A |
| Nombre de paires de pôles (P) | 4 pôles |
| Résistance statorique(Rs) | 0.6 Ohm |
| Inductance statorique direct (Ld) | 14 mH |
| Inductance statorique quadratique (Lq) | 28 mH |
| Flux des aimants (ϕ_{sf}) | 0.12 Wb |
| Moment d'inertie (J) | 0.0011 N.m.s ² /rad |
| Coefficient de frottement (f) | 0.0014 |

A.2 Régulateurs **PI** des courants :

$$K_i = 50$$

$$K_p = 1$$

A.3 Régulateur **PI** de vitesse :

$$K_{i\Omega} = 500$$

$$K_{p\Omega} = 1$$

الملخص

يمكن أن تكون أجهزة الاستشعار باهظة الثمن وقد يكون تكاملها معقدًا للغاية في بعض العمليات الصناعية. إن العظمة التي لم يتم تقديرها بواسطة المراقبين ستسمح لنا بتقليل تكلفة الإنتاج من خلال تجنب وضع أجهزة الاستشعار. في الحالة الخطية ، يتم تحديد إمكانية الملاحظة بشكل كلاسيكي من خلال حالة الرتبة ويكون المراقبون لهذه الأنظمة عمومًا من النوع Luenberger ، ومن ناحية أخرى في الحالة غير الخطية ، يتم تحديد إمكانية الملاحظة من خلال أساليب متعددة ولكن الفكر الكلاسيكي يقود إلى حالة الرتبة بترتيبات صغيرة. من بين المشاكل التي تمت مواجهتها في دراسة إمكانية الملاحظة للأنظمة غير الخطية: وظيفة الملاحظة للمدخلات ، وتفرد إمكانية الملاحظة. أثبت استخدام الوضع المنزلق وليس المراقب الخطي في هذا التقرير لإعادة بناء حالة نظام الضخ وتقدير السرعة وموضع الآلة المتزامنة مع المغناطيس الدائم كفاءة ومثانة هذا النوع من المراقبين المستخدم في الحالة غير الخطية.

الكلمات الأساسية : ليس نظامًا خطيًا ، إمكانية الملاحظة ، وضع انزلاق وليس مراقب خطي ، نظام ضخ ، آلة متزامنة مع مغناطيس دائم

Résumé

Les capteurs peuvent être très chers et leur intégration très complexe dans certains procédés industriels. Les grandeurs non mesurées estimées à l'aide d'observateurs vont nous permettre de réduire le prix de production en nous évitant de placer des capteurs. Dans le cas linéaire l'observabilité se détermine classiquement par une condition de rang et les observateurs pour de tels systèmes sont généralement de type Luenberger, par contre dans le cas non linéaire, l'observabilité se détermine de multiple façons mais la pensée classique conduit à une condition de rang avec de petits arrangements. Parmi les problèmes rencontrés dans l'étude de l'observabilité des systèmes non linéaires sont : l'observabilité fonction de l'entrée, et la singularité d'observabilité. L'utilisation d'un observateur mode glissant non linéaire dans ce mémoire pour la reconstruction d'état d'un système de pompage et l'estimation de la vitesse et la position de la machine synchrone à aimants permanents a prouvé l'efficacité et la robustesse de ce type d'observateur utilisé dans le cas non linéaire.

Mots clés : système non linéaire , observabilité , observateur non linéaire mode glissant, système de pompage, machine synchrone à aimants permanents.

Abstract

The sensors can be very expensive and their integration very complex in certain industrial processes. The greatnesses not measured estimated by means of observers are going to allow us to reduce the production cost by avoiding us placing sensors. In the linear case the observability is classically determined by a condition of rank and the observers for such systems are generally of type Luenberger, on the other hand in the not linear case, the observability is determined of multiple manners but the classic thought drives to a condition of rank with small arrangements. Among the problems met in the study of the observability of the not linear systems are: the observability function of the input, and the singularity of observability. The use of a sliding mode not linear observer in this report for the reconstruction of state of a system of pumping and the estimation of the speed and the position of the synchronous machine with permanent magnets proved the efficiency and the robustness of this type of observer used in the not linear case.

Key words: not linear system, observability, sliding mode not linear observer, system of pumping, synchronous machine with permanent magnets.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **M. S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [2] : **P. Liutanakul**, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-structure Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.
- [3] : **F. Benchabane**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [4] : **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [5] : **K. Azzedine**, " Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [6] : **Hamichi Azedine et Benkerrou Farid**, « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2015
- [7] : **Lahcene BELLAHCENE et Mohamed DJAOUANI**, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2018.
- [8] : **Leopold Sepulchre**, « Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse -France-, 2017.
- [9] : **Adjimi Nadia et Belaidi Wahiba**, « Modélisation et commande d'un onduleur MLI », Mémoire de Master, Université de Oum El Bouaghi, 2009.
- [10] : **Boudjema Abde Raouf**, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP », Mémoire de Master, Université de Biskra, 2014.
- [11] : **Seddar Moussa**, « Commande CBP-AIA d'un MSAP alimenté par un onduleur à commande SVM », Mémoire de Master, Université de Bejaïa, 2012.

- [12] : **Noureddine BOUNASLA**, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2014.
- [13] : **Amiri Mohammed Et Ali Dahmane Oussama**, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2017.
- [14] : **Leila Benalia**, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [15] : **Zorig Abd El Aziz Et Belouadah Ahmed Hamza**, « Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone à aimant permanent », Mémoire fin d'étude, Université de M'SILA, 2006
- [16] **Annane.A**, "Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable ".Thèse de magistère, Université d'Annaba 2010.
- [17] **A. Golea**," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [18] **Fateh BENCHABANE**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [19] **Haithem Chouiref et Bekhti Sid ali**, « Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université d'Ouargla, 2017.
- [20] **Merzoug M.S**," Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ". Thèse de Magister, université de Batna 2008.
- [21] **Mr Brahim Cherki** " Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant"2016 – 2017 Chapitre 2
- [22] **Amiri Mohammed Et Ali Dahmane Oussama**, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2017.
- [23] **Hemmami Mohammed Ilyes**, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [24] **A.Bouzidi Et F.Ameziane**, « Etude comparative de trois méthodes de dimensionnement des régulateurs PI et IP appliquées à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire fin d'étude, Université de Tizi-Ouzou, 2010.

-
- [25] **Berrabah Ahmed Bahaeddine Et Hamza Oussama**, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de M'SILA, 2018.
- [26] **Ibrahim Hedouache, Rabie Oubiri** " La Commande Vectorielle Par Mode Glissant d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents « MSAP »" 2020/2021
- [27] **Lahouel Dalila**, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [28] **M.Hilaret**. « Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2001.
- [29] : **L.Peyras**. « Commande sans capteur de position d'une machine synchrone autopilotée ». Laboratoire d' Electrotechnique et Electronique Industrielle.
- [30] : **L.Lasse** "Analysis of torque and speed ripple producing non-idealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta university , Finland on the 5th of November 2004.
- [31] : **G. Lacroux** "Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995
- [32] : **A. Aneur**," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [33] **Guy S, Eddie S**, Modélisation et commande des moteurs triphasés ". Ellipses Edition Marketing S.A, 2000.
- [34] **Lesenne J, Notelet F, Seguiet G**," Introduction A 'électrotechnique Approfondie ". Technique Et Documentation.11, Lavoisier, Paris, 1981.
- [35] **Caron J.P, Hautier J.P**, " modélisation et commande de la machine asynchrone " Edition 1995.
- [37] **G. Lacroux**, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.
- [38] **B.Mokhtari**,"Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [39] : **B.Hacéne** "Contribution à la Commande des Machines Synchrones a aimants Permanents" Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine .juin 1995.
- [40] chapitre5, *Commande sans capteur mécanique.
-

- [41] **Rached Dhaouadi, Student Member, IEEE, Ned Mohan, Member, IEEE, and Lars Norum, Member, IEEE**, * Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor.
- [42] **Sam K Y** *MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous motors, proceeding of SICE Annal conference pp-1632-1637,2003.
- [43] Etude de cas : Filtre de Kalman «**Casasola Enzo, Clanzig Kellya**, Deville Thibaut 30 mars 2010 »
- [44] **Kojabadi H M Ghribi M**, "MRAS-based Adaptatif speed estimator in PMSM drives", proceedings of Advanced motion control conference pp, 569-572 2006.
- [45] **G. Guy, et C. Guy**, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [46] **Nabti. Khalil*** Stratégies de commandes et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone. « Thèses doctorat de université Mentouri de Constantine, 14 / 12 / 2010 »
- [47] **S. Belakehal*, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla**, Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne, Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne, reçu le 14 Janvier 2010 – accepté le 28 Mars 2010
- [48] **Zhifu W Qizhi T chengning Z** *speed identification about PMSM with MRAS, 'proceeding of power Electronics and motion control', conference. Pp 1880-1884, 2009.
- [49] : **K.Hartani** "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.