

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Electromécanique.

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Electrotechnique.

Spécialité : Commande électrique.

Par

- **CHADI SAID.**
- **TOUABET RAMI.**

Intitulé

Commande tolérante active aux défauts d'un entraînement électrique

Soutenu le : 03 Juillet 2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. IRATNI Abdelhamid</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MEDJMADJ Slimane</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENHENICHE Abdelhak</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.AISSA Oualid</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à ALLAH tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos sincères remerciements à notre promoteur monsieur MEDJMADJ Slimane pour avoir suggéré ce thème, pour le suivi constant tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarque.

Nous remerciements vont aussi à tous les enseignants du département qui ont contribué à notre formation.

Nous remerciements vont aussi à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel.

Enfin nos remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui ont participés de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

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 soutient tout au long de mes études.

A mon frère et ma sœur.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous mes camarades de la promotion "commande électrique " (2021-2022).

Ch. Saïd

Je dédie ce modeste travail

A mes parents, pour tous leurs sacrifices, leurs encouragements et que ce travail
soit pour eux ;

A mes frères, et mes sœurs ;

A mes cousins ; et tout ma famille

A tous mes amis et mes camarades de la promotion "commande électrique"
(2021/2022).

T. Rami

Résumer

Résumé :

Ce travail de recherche s'intéresse à la conception d'une structure de commande tolérante aux défauts du capteur de position mécanique pour une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), particulièrement en basse vitesse. Son architecture est constituée par l'association d'une commande vectorielle, de deux estimateurs. Après une recherche bibliographique dans le domaine de diagnostic de défauts dans les systèmes électriques qui ont initié nos travaux, nous avons choisi celles qui présentent plus d'intérêt en termes de robustesse, stabilité, précision et simplicité d'implémentation. La première approche est basée sur l'observateur par mode glissant et observateur de Luenberger qui estime la position et la vitesse. Les deux méthodes sont validées par la simulation et l'expérimentation en vue de la commande sans capteur mécanique. Enfin, ces lois de commande avec et sans capteur mécanique sont combinées à un algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler pour obtenir la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique. Les résultats obtenus ont confirmé la validité de cette structure de commande pour des défauts perte totale (Position et vitesse sont nulles) du capteur mécanique de la MSAP.

Mots clés: Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande sans capteur, estimation de la position, commande tolérante au défaut (FTC).

Abstract:

This research work focuses on the design of a fault tolerant control structure of the mechanical position sensor for a permanent magnet synchronous machine (PMSM), particularly in low speed. Its architecture is constituted by the association of a vector control and two estimators. After a bibliographical research in the field of fault diagnosis in electrical systems, which initiated our work, we have chosen those which are more interesting in terms of robustness, stability, accuracy and simplicity of implementation. The first approach is based on the sliding mode observer and Luenberger observer which estimates the position and velocity. Both methods are validated by simulation and experimentation for sensorless control. Finally, these control laws with and without mechanical sensor are combined with a voting algorithm based on Euler's method to obtain the fault tolerant control structure of the mechanical sensor. The results obtained confirmed the validity of this control structure for total loss faults (Position and velocity are zero) of the mechanical sensor of the MSAP.

Key words: Permanent magnet synchronous machine (PMSM), sensorless control, position estimation, fault tolerant control (FTC).

ملخص :

يركز هذا البحث على تصميم هيكل تحكم يتحمل الخطأ لمستشعر الموضع الميكانيكي لآلة متزامنة مع المغناطيس الدائم. خاصة عند السرعة المنخفضة. تتكون هندستها المعمارية من اتحاد عنصر تحكم ناقل. من اثنين من المقدرين. بعد البحث البيولوجرافي في مجال تشخيص الأعطال في الأنظمة الكهربائية الذي بدأ عملنا. اخترنا تلك التي تقدم اهتماما أكبر من حيث المتانة والاستقرار و الدقة وبساطة التنفيذ. يعتمد النهج الأول على مراقب الوضع المنزلق و مراقب ليونبرغر الذي يقدر الموقع و السرعة. يتم التحقق من صحة كلتا الطريقتين عن طريق المحاكاة و التجريب للتحكم الميكانيكي بدون مستشعر. أخيرا. يتم دمج قوانين التحكم هذه مع أو بدون مستشعر ميكانيكي مع خوارزمية تصويت تعتمد على طريقة أولر للحصول على هيكل التحكم الذي يتحمل الخطأ في المستشعر الميكانيكي. أكدت النتائج التي تم الحصول عليها صحة هيكل التحكم هذا لأخطاء الخسارة الكلية (الموضع و السرعة صفر) لجهاز الاستشعار الميكانيكي.

كلمات مفتاحية : ماكينة ذات مغناطيس دائم . تحكم بدون مستشعر. تقدير الموقع و السرعة. التحكم التسامح في الخطأ.

SOMMAIRE**DEDICACE****REMERCIEMENT****LISTE DES FIGURES****RÉSUMÉ****Introduction générale1.**

**Chapitre 01 : Commande vectorielle avec capteur
mécanique de (MSAP).**

1.1. Introduction.....	3
1.2. Modélisation de l'association Onduleur-MSAP	3
1.2.1. Modélisation de la machine Synchrone à Aiment Permanent.....	3
1.2.1.1. Description.....	4
1.2.1.2. Avantage et inconvénients de la MSAP.....	5
1.2.1.2.1. Avantage de la MSAP.....	5
1.2.1.2.2. Inconvénients de la MSAP.....	5
1.2.1.3. Domaines d'application de la MSAP.....	5
1.2.1.4. Mise en équations de la machine.....	5
1.2.1.4.1. Equations électriques.....	6
1.2.1.4.2. Equations magnétiques.....	7
1.2.1.4.3. Equation mécanique.....	8
1.2.1.5. Modèle de Park.....	9
1.2.1.6. Application de la transformation de Park a la MSAP.....	9
1.2.1.6.1. Equations des tensions.....	10

1.2.1.6.2. Equations des flux.....	10
1.2.1.6.3. Equations du couple électromagnétique.....	10
1.2.1.6.4. Equations mécanique.....	11
1.2.1.7. La transformation de Concordia.....	11
1.2.2. Modélisation sous la forme d'états de MSAP.....	12
1.2.2.1. Représentation d'état.....	12
1.2.3. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q	12
1.2.4. Modélisation de l'onduleur.....	13
1.2.4.1. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.....	13
1.3. Commande vectorielle de la MSAP.....	16
1.3.1. Avantages de la Commande vectorielle.....	16
1.3.2. Inconvénients de la Commande vectorielle.....	16
1.3.3. Régulateur.....	17
1.3.3.1. Régulateur de vitesse.....	18
1.3.3.2. Régulateur de flux.....	18
1.4. Résultats de Simulation.....	19
1.4.1. Discussions des résultats.....	21
1.5. Conclusion.....	21

Chapitre 02 : Commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).

2.1. Introduction	22
2.2. Méthodes de commande sans capteur mécanique de la MSAP	22

2.2.1. Principe d'Observateur	23
2.2.2. Classification des observateurs	24
2.3. Application de la technique des observateurs à la MSAP	26
2.3.1. Observateurs par mode glissant	26
2.3.2. Observateurs par mode glissant basé sur le modèle dq	26
2.3.2.1. Principe	26
2.3.2.2. Résultats de simulation.....	29
2.3.3. Observateurs de Luenberger	32
2.3.3.1. Principe.....	34
2.3.3.2. Conception de l'observateur	34
2.3.3.3. Résultats de Simulation	36
2.4. Conclusion	38

Chapitre 03 : Commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP

3.1. Introduction	39
3.2. Système de commande tolérante aux défauts (FTCS).....	39
3.3. Classification des défauts.....	40
3.4. Classification des approches FTC.....	42
3.4.1. Approches passive.....	42
3.4.2. Approches active.....	43
3.5. FTC active pour les systèmes non linéaires.....	44
3.5.1. Méthode basée sur banc de régulateurs.....	44
3.5.2. Méthode basée sur la commande prédictive.....	44
3.5.3. Méthode basée sur la commande adaptative.....	44

3.5.4. Méthode basée sur la logique floue.....	44
3.5.5. Méthode basée sur les réseaux de neurones.....	44
3.5.6. Commande active tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP	45
3.5.7. Résultats de simulation	46
3.6. Conclusion	48
conclusion générale	49

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 01

Fig. (1.1) Schéma de la MSAP.....	4
Fig. (1.2) Modelé biphasé de la MSAP.....	10
Fig.(1.3) Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.....	13
Fig. (1.4) Régulateur PI.....	17
Fig. (1.5) Régulateur de vitesse	18
Fig. (1.6) Régulateur du flux	18
Fig. (1.7) Résultats de simulation de la commande vectorielle pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 3 N.m à $t = 1.5s$	19
Fig. (1.8) Résultats de simulation lors d'une inversion de sens de rotation de la machine.....	20

CHAPITRE 02

Fig.(2.1) Schéma bloc d'un observateur d'état.....	24
Fig.(2.2). Résultats de simulation de l'observateur à mode glissant (Variation couple de charge).....	31
Fig.(2.3). Résultats de simulation de l'observateur à mode glissant (Variation du sens de rotation).....	32
Fig.(2.4). Schéma bloc de l'observateur de Luenberger.....	33
Fig. (2.5) Résultats de simulation de l'observateur de Luenberger lors de variation du couple de charge.....	37
Fig. (2.6) Résultats de simulation de l'observateur de Luenberger lors d'inversion du sens de rotation..	38

CHAPITRE 03

Fig.(3.1) Principe d'un système de commande tolérante aux défauts	40
Fig.(3.2) Boucle de régulation et différents défauts agissants	41
Fig.(3.3) Types des défauts	41
Fig. (3.4) Classification des commandes tolérantes aux défauts	42
Fig. (3.5) Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive	43
Fig. (3.6) Schéma de principe d'une loi de commande FTC active	43
Fig. (3.7) Circuit de détection des défauts	45
Fig. (3.8) Algorithme de détection et isolation et reconfiguration.....	46
Fig.(3.9) Schéma de fonctionnement de FTC.....	46
Fig.(3.10) Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP.....	47

Introduction Générale

Aujourd'hui, Les moteurs à courant alternatif ont remplacé les moteurs à courant continu dans les applications industrielles de haute technologie en raison de leur fiabilité, de leur facilité de construction et de maintenance, de leur petite taille, de leur large plage de vitesses de fonctionnement et de leur faible coût. Les moteurs à courant alternatif les plus largement utilisés sont les moteurs asynchrones (MAS) et les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Ils sont utilisés dans diverses applications, à savoir les véhicules électriques, l'aviation, la propulsion navale, les lignes de production, etc.

La réglementation du processus de production ou de certains moyens de transport repose sur La modélisation du système par la représentation mathématique reflète près de leur comportement dans la réalité, ce qui conduit à ignorer certaines dynamiques Erreurs de système et de modélisation. En raison d'interférences et d'autres raisons Régulation exogène et cette dernière, classique (utilisant la régulation PI : proportionnel-intégral) a perdu la fiabilité représentée par le maintien des performances exigences de spécification.

Ce mémoire a pour objectif principal d'étudier une technique de commande tolérante aux défauts des machines synchrones à aimant permanent. Parmi les techniques actuellement appliquées aux entraînements électriques machines synchrones à aimants permanents: la commande, la commande vectorielle tolérante active.

Ce mémoire s'articule autour de trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP en vue de sa commande vectorielle. Cette commande nécessite une information précise sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de la position et/ou de la vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Cette utilisation augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille.

- Le deuxième chapitre présente la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent en utilisant deux techniques d'estimations de la position et ou de vitesse : Observateur de Luenberger et observateur par mode glissant basé sur le modèle dq.
- Le troisième chapitre présentera la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique. Elle s'appuie sur les lois de commande développées dans le premier et le second chapitre, et sur une technique de sélection.
- Le travail sera clôturé par une conclusion générale.

Commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP

1.1. Introduction :

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terres rares[1]. Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la transformation de Park. Puis une présentation des résultats de simulation indiquant la validation du modèle utilisé est aussi présentée. [1]

1.2. Modélisation de l'association Onduleur-MSAP :

1.2.1. Modélisation de la machine Synchrone à Aiment Permanent :

La machine synchrone à aimants permanents est composée d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et éliminé les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit d'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée .Il est aussi caractérisée par un faible moment d'inertie, une puissance [2] massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée.

1.2.1.1. Description :

La machine synchrone à aimants permanents comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. Selon l'emplacement des aimants on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à pôles lisses et les inductances dans ce cas ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce type, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Toutefois, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides. Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont adoptées :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

Le schéma de la MSAP est présenté par.

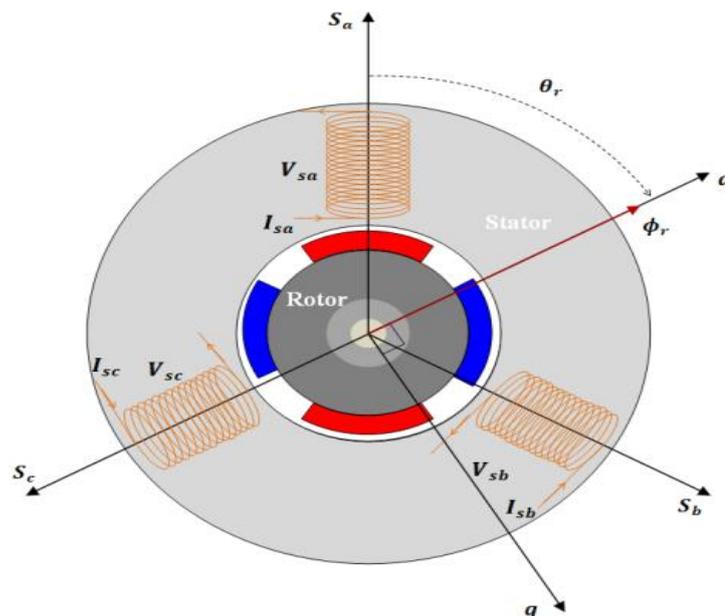


Figure.1.1. schéma de la MSAP.

1.2.1.2. **Avantage et inconvénients de la MSAP :**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [3] , [4].

1.2.1.2.1. **Avantage de la MSAP :**

- 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.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

1.2.1.2.2. **Inconvénients de la MSAP :**

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.2.1.3. **Domaines d'application de MSAP :**

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme: Les équipements domestiques (machine à laver le linge), Les automobiles électriques, les équipements de technologie de l'information (DVD drives) , les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements, les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste), les servomoteurs, les applications robotiques, la production d'électricité, les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins, les machines-Outils et l'application de l'énergie de l'éolienne....etc

1.2.1.4. **Mise en équations de la machine :**

Machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :[5], [6], [7].

- les équations électriques.

- les équations magnétiques.
- les équations mécaniques.

1.2.1.4.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator et du rotor d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{cases} V_a = R_s I_a \frac{d\varphi}{dt} \\ V_b = R_s I_b \frac{d\varphi}{dt} \\ V_c = R_s I_c \frac{d\varphi}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

Au rotor En désignant par :

$V_a V_b V_c$: Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$I_a I_b I_c$: Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_a \varphi_b \varphi_c$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Leur résistance.

Les équations (1.1) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{s,abc}] = [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} + [\varphi_{s,abc}]$$

I_s : Le courant rétorque.

R_s : La résistance rotorique.

V_s : La tension rétorque.

1.2.1.4.2. Equations magnétiques :

Le flux total qui traverse chaque bobine peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Flux statorique

$$\begin{aligned}\varphi_{sa} &= L_{aa}L_{sa} + L_{ba}L_{sb} + L_{ca}L_{sc} + \varphi_{fa} \\ \varphi_{sb} &= L_{ab}L_{sa} + L_{bb}L_{sb} + L_{bc}L_{sc} + \varphi_{fb} \\ \varphi_{sc} &= L_{ac}L_{sa} + L_{bc}L_{sb} + L_{cc}L_{sc} + \varphi_{fc}\end{aligned}\quad (1.2)$$

Flux rotorique

Avec : Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_{s,abc}] = [L_{ss}][L_{s,abc}] + [\varphi_{f,abc}]$$

$$\text{Avec :} \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

En désignant par :

$[L_{ss}]$: La matrice d'inductance du stator variable avec la position du rotor.

$[\varphi_{f,abc}]$: La matrice du flux de fuite dû à l'aimant permanent.

$[L_{aa}L_{bb}L_{cc}]$: Les inductances propres des phases statorique.

$$\text{Avec :} \quad \left\{ \begin{aligned} L_{aa} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

La matrice des inductances $[L_{SS}]$ est sous la forme :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_x - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{s1}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{x1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Où, L_{s1} est l'inductance de fuite statorique, L et L_x sont déterminés comme la suit :

$$L_x = \binom{m_s}{2} \pi \mu_0 r L \varepsilon_2$$

1.2.1.4.3. Equation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (1.6)$$

La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit:

$$(P(t)) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (1.7)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements

J : Le moment d'inertie de la machine tournante.

p : Le nombre de paires de pôles.

ω_r : La vitesse électrique du rotor.

f_c : Le coefficient de frottement.

1.2.1.5. Modèle de Park :

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [2] , [10] , [11].

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator. Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

1.2.1.6. Application de la transformation de Park a la MSAP :

On choisit le référentiel de Park. (d,q) lié au rotor :

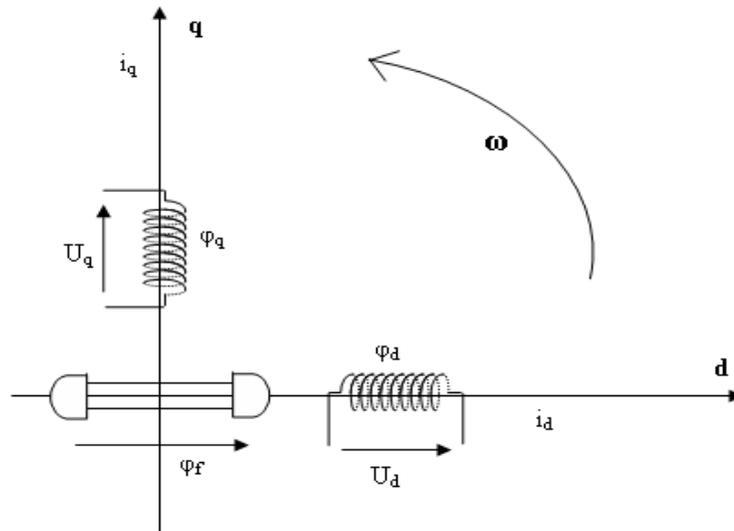


Figure.1.2. Modélé biphasé de la MSAP.

On choisit le référentiel de Park. (d,q) lié au rotor :

1.2.1.6.1. Equations des tensions :

Les composantes de la tension statorique sont données par:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (1.10)$$

1.2.1.6.2. Equations des flux :

Les composantes du flux statorique sont données par [7] , [8]

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.11)$$

Où : φ_f est le flux d'excitation constant des aimants permanents

1.2.1.6.3. Equations du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression

$$C_e = (m/2)p[(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (1.12)$$

P : nombre de paire de pôle.

M : nombre de phase de la machine.

1.2.1.6.4. Equations mécanique:

- Si on néglige le frottement sec, on obtient l'équation dynamique suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (1.13)$$

$$\omega = p\Omega$$

Avec:

Ω : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP

J : moment d'inertie totale de la machine

f : coefficient de frottement visqueux

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

1.2.1.7. La transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est définie par une matrice [C] Aux vecteur originaux $[V_{abc}] [I_{abc}] [\varphi_{abc}]$ la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{\alpha\beta\theta}] [I_{\alpha\beta\theta}] [\varphi_{\alpha\beta\theta}]$ Elle est appliquée de manière identique aux courants et aux flux la transformation de Concordia est définie par : [9]

$$[X_{abc}] = [C] [X_{\alpha\beta\theta}] \quad (1.14)$$

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

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

1.2.2. Modélisation sous la forme d'états:

1.2.2.1. Représentation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du type :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX(t) + BU \\ Y = CX(t) \end{cases} \quad (1.16)$$

X : vecteur d'état.

U: vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B: matrice d'application de la commande.

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

1.2.3. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère dq :

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite

Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent φ_f [8]. [6]

Variables d'état : les courants I_d, I_q .

Variables de sortie : Les courants I_d, I_q .

En utilisant les équations après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_d + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{1}{L_q} p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (1.17)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\Omega \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

-l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (1.20)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

1.2.4. Modélisation de l'onduleur :

1.2.4.1. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

L'onduleur est un convertisseur statique utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. La figure (2.1) représente le schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

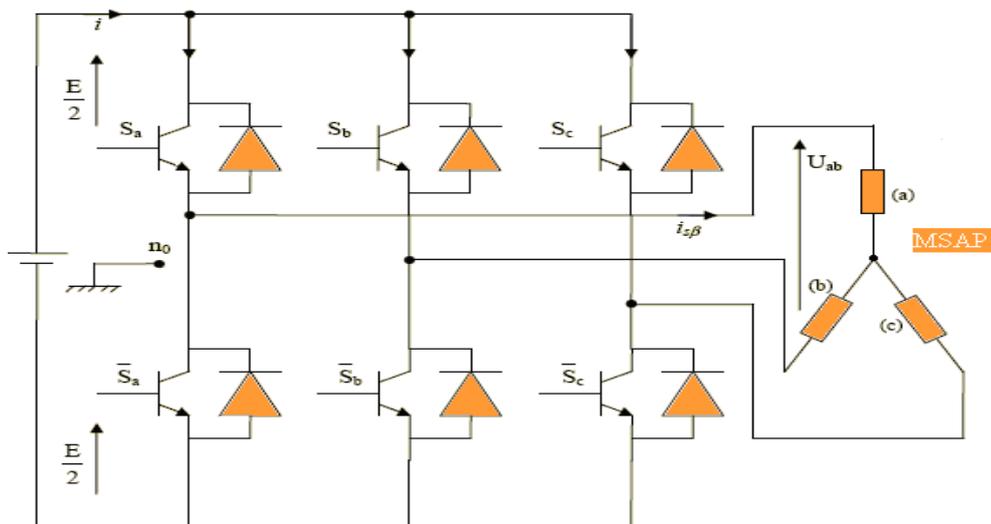


Figure.1.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables est des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1 et K_4 , K_2 et K_5 , K_3 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (2.1). Les diodes sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$S_{a.b.c} = 1$: Interrupteur du demi- bras haut (a, b ou c) fermé

$\overline{S_{a.b.c}} = 0$: Interrupteur du demi- bras bas (a, b ou c) ouvert.[10].

Dans ces conditions on peut écrire :

$$V_{jno} = S_{jE} + \frac{E}{2} \quad (1.21)$$

Pour simplifier l'étude, on supposera que son alimentation en tension comme une source parfaite dans le sens où, quel que soit le courant ' i ' délivré ou absorbé, la tension 'E' à ses bornes reste toujours constante, et que cette alimentation est constituée par deux générateurs de f.é.m. égales à $\frac{E}{2}$ connectés entre eux par un point fictif noté no.

Les tensions entre phases sont données par:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (1.22)$$

Si la charge est équilibrée : $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

D'où :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.23)$$

Et donc:

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ano} + \frac{2}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} + \frac{2}{3}V_{cno} \end{cases}$$

- Le potentiel du point neutre est donné par :

$$V_{no} = \frac{1}{3}[V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \quad (1.24)$$

- En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura:

$$\begin{cases} V_{ano} = E(s_a - 0.5) \\ V_{bno} = E(s_b - 0.5) \\ V_{cno} = E(s_c - 0.5) \end{cases} \quad (1.25)$$

Et donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1.26)$$

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la modulation de largeur d'impulsion.

1.3. Commande vectorielle de la MSAP :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant Continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [9]. Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke [11],[12]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [11]. Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

1.3.1. Avantages:

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

1.3.2. Inconvénients :

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont

responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), Les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [13].

1.3.3. Régulateur:

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 des réglages

Industriels [14].

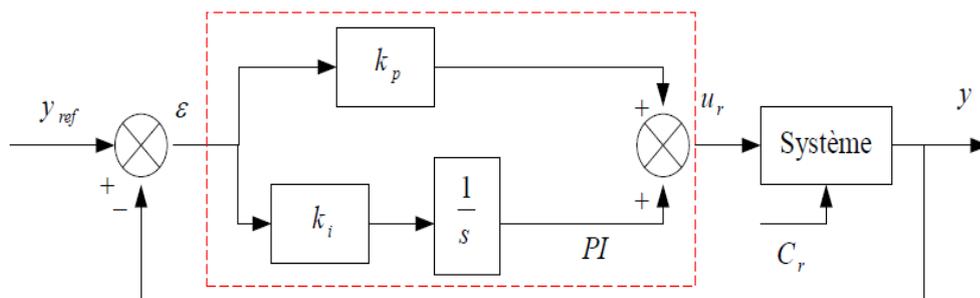


Figure.1.4. Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon$$

1.3.3.1. Régulateur de vitesse :

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

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure suivante[15].

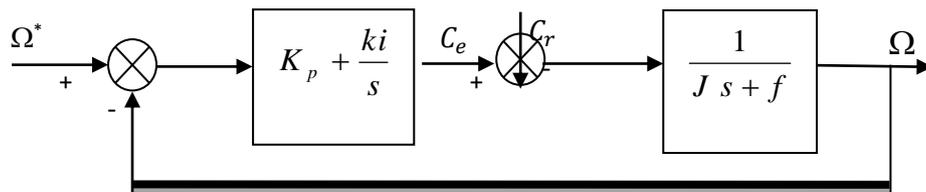


Figure.1.5. Régulateur de vitesse.

$$K_P + \frac{K_i}{P} = \frac{K_i}{P} (1 + t_s) \tag{1.28}$$

Avec: $\tau = \frac{K_P}{K_i}$

- La fonction de transfert du système (machine régulateur PI) est donnée par:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{1 + t_s}{\frac{J}{K_i} s^2 + \tau s + 1} \tag{1.29}$$

1.3.3.2. Régulateur de flux :

on peut écrire la fonction de transfert suivante de régulateur :

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + T_{sd}s} = \frac{I_{sd}}{V_{sd}} \quad T_{sd} = \frac{L_{sd}}{R_s} \tag{1.30}$$

Nous pouvons représenter le schéma fonctionnel du contrôle du flux par la

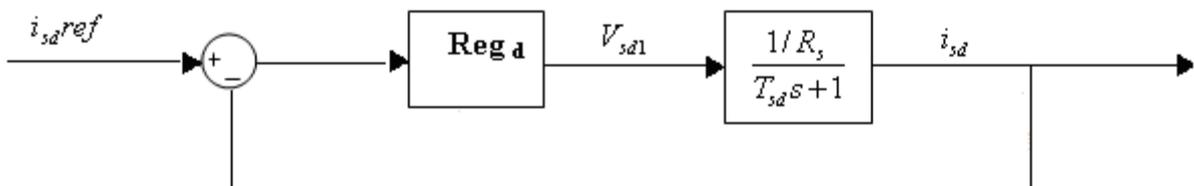


Figure.1.6. Régulateur du flux.

Le régulateur (Reg_d) a une fonction de transfert donnée par :

$$\text{Re } g_d(s) = K_d \frac{1 + T_{sd} s}{s} \quad (1.31)$$

$$K'_d = \frac{K_d}{R_s} \quad (1.32)$$

tel que :

$$\text{FTBF}_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_d} s} = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sref}}$$

Pour que le courant s'établisse, on a choisi $\tau_d = T_{sd}$

1.4. Résultats de Simulation :

Afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, on a simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. La figure (1.7) illustre les résultats de simulation de la MSAP à vide au démarrage suivi d'une variation de couple de charge à $t = 1.5$ s.

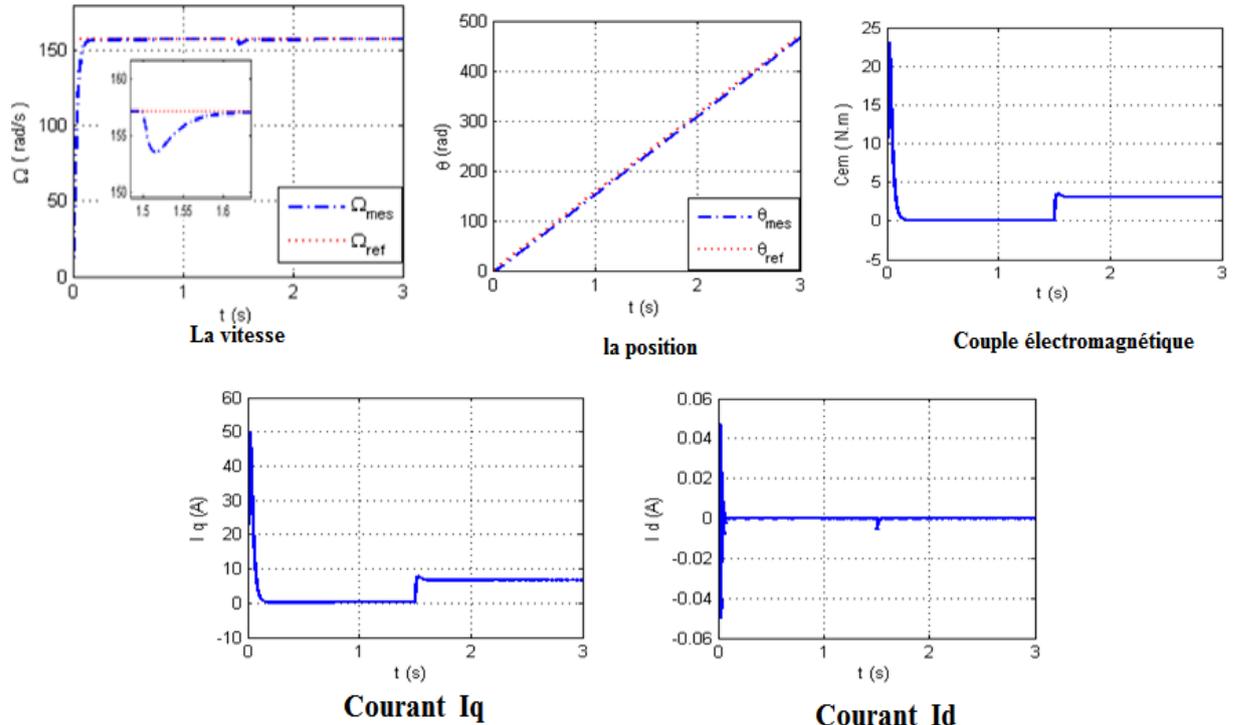
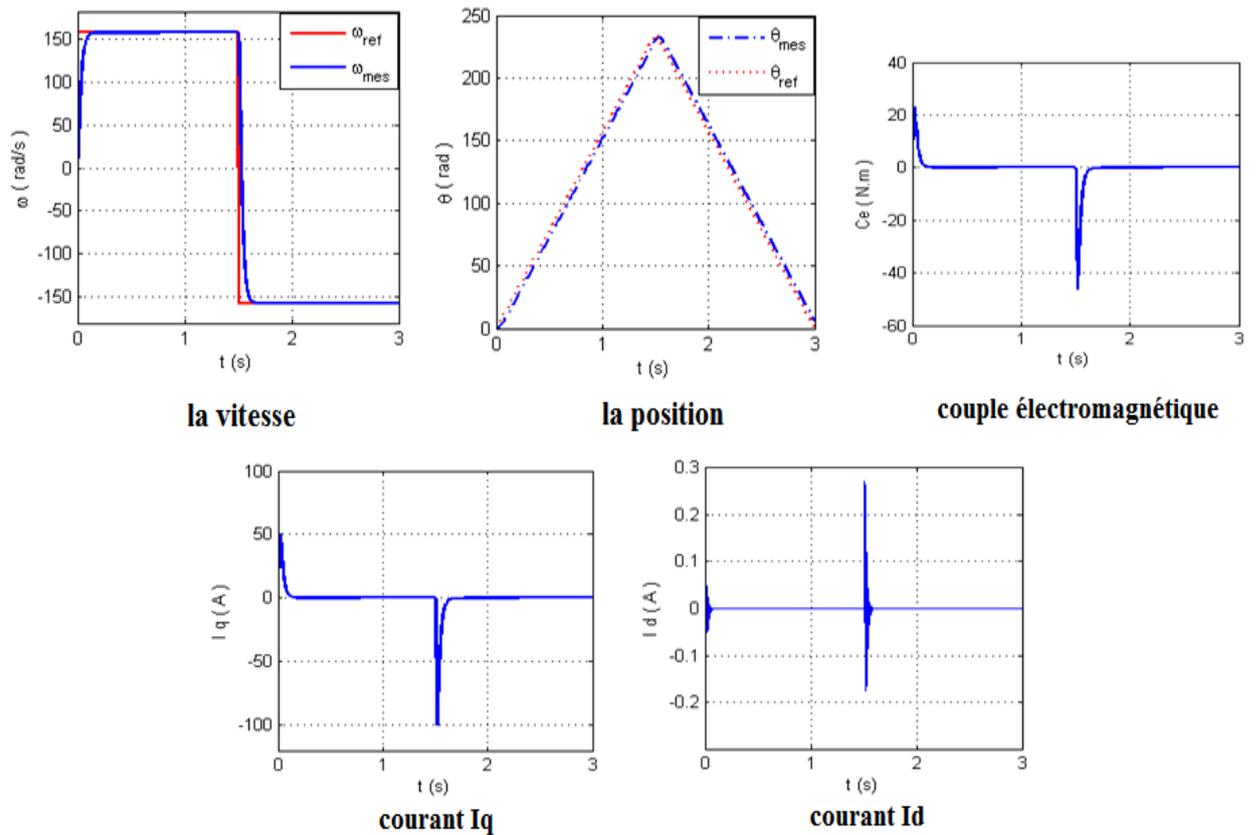


Figure.1.7. Résultats de simulation de la commande vectorielle pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 3 N.m à $t = 1.5$ s

Un deuxième test est effectué vis-à-vis la variation de l'inversion de sens de rotation, nous présentons les résultats de simulation de comportement dynamique par la figure (1.8).



Figuer.1.8. Résultats de simulation lors d'une inversion de sens de rotation de la machine.

1.4.1. Discussions des résultats :

Les résultats de simulation précédents montrent les performances de la régulation par la commande vectorielle. On remarque que la vitesse mesurée est obtenue sans dépassement et avec un temps de réponse très court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Lors du démarrage, le couple atteint la valeur limite 23 Nm puis se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. La réponse des deux composant du courant statorique montrent bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_{sd}=0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante I_{sq} .

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP avec capteur mécanique de vitesse, cette stratégie permet le découplage souple de sa vitesse. Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine. Les résultats de simulation obtenus montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour les différents modes de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent.

Commande sans capteur mécanique de la Machine Synchrone à aimant Permanent

2.1. Introduction :

La commande sans capteur mécanique des entraînements électrique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer le capteur avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût...etc. La commande sans capteur de position et de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions statique et dynamique en fonction du point de fonctionnement de la machine.

Dans ce chapitre, nous présentons la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent en utilisant deux techniques d'estimation de la position et ou de vitesse : Observateur de Luenberger et observateur à mode glissant basé sur le modèle dq. Les résultats obtenus en simulation présentés dans le dernier paragraphe de ce chapitre confirment la validité de ces deux techniques d'estimation.

2.2. Méthodes de commande sans capteur mécanique de la MSAP :

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.» [16]. 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 [17], 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.

Actuellement, beaucoup de travaux ont été effectués sur la commande sans capteur mécanique du MSAP. Cette partie présente les techniques récentes et les plus utilisées dans ce domaine. De nombreuses méthodes ont été présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP tel que : les observateurs, les estimateurs,.....

2.2.1. Principe d'Observateur :

La commande des processus industriels nécessite souvent la connaissance du vecteur d'état. Malheureusement, en pratique, seule une partie de ce vecteur est disponible à cause de l'absence de capteurs ou du fait que certaines variables n'ont pas une signification physique évidente. De là, se pose le problème de la reconstruction du vecteur d'état à partir des sorties et des entrées mesurées sur le système. Sous certaines conditions, il est possible de reconstruire les variables d'état à l'aide d'un système dynamique dit Observateur. La possibilité de reconstruire les variables du système à partir de la mesure des entrées et sorties de ce dernier est liée à son observabilité [18]. Les premières définitions de l'observabilité des systèmes linéaires ont été données par Kalman dans les années soixante. Pour les systèmes non linéaires, différents auteurs se sont penchés sur la question, on peut citer Hermann, Kerner, Williamson, Gautier, Bernard, Diop, Fliess, etc. [18]. Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure (2.1) [19].

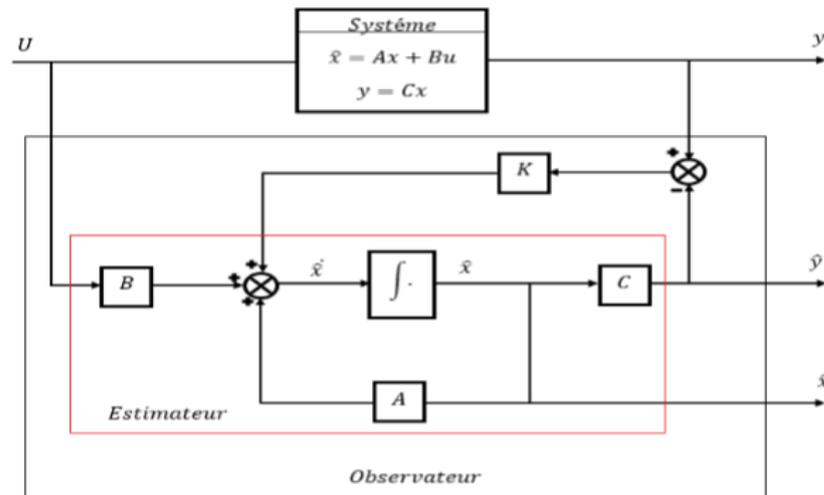


Figure 2.1: Schéma bloc d'un observateur d'état.

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 [20] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = Ax + Bu + K_e \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (2.1).$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (2.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

2.2.2. Classification des observateurs :

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [21]:

- Observateurs pour les systèmes linéaires: ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

- Observateurs pour les systèmes non linéaires : Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- Des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov.

- Des observateurs à structure variables (modes glissants).

- Des observateurs à grand gain. En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [20]:

- Observateurs d'ordre complet : Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

- Observateurs d'ordre réduit : Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet. En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [22] :

- Observateurs de type déterministes : ne tiennent pas compte des bruits (bruits mesures, bruits extérieurs aux systèmes...) et les perturbations (changement des paramètres). Ils sont caractérisés par des calculs simples, mais très sensibles aux perturbations. Le modèle d'état du processus qu'utilisent ces observateurs est:

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$Y = CX + DU$$

- Observateurs de type stochastiques : tiennent compte des bruits et perturbations, et utilisent les lois de probabilité pour la détermination des variables d'état. Ils sont sensibles aux perturbations mais présentent une complexité de calcul. Le modèle d'état du processus s'écrit :

$$\dot{X} = AX + BU + W$$

$$Y = CX + DU + V$$

Où

W : représente le vecteur de bruit d'état,

V : représente le vecteur de bruit de mesure.

Ces bruits sont caractérisés par des lois statistiques.

2.3. Application de la technique des observateurs à la MSAP :

2.3.1. Observateurs par mode glissant :

L'observateur par mode glissant agit de manière à amener la trajectoire des erreurs d'observation vers une surface correspondant à une erreur d'estimation nulle. Sur cette surface, les dynamiques sont stabilisées de manière à annuler l'erreur d'estimation [23]. Il existe deux catégories de méthodes d'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP.

Les méthodes de la première catégorie sont généralement basées sur la détection des composantes α - β de la f.é.m. par la suite, on peut déduire la position et la vitesse angulaire du rotor à partir de l'argument et le module des coordonnées polaires du vecteur f.é.m. estimé [24].

Par contre dans la deuxième catégorie, on estime la vitesse et la position par des observateur à mode glissant basés sur le modèle de la machine dans le repère (d,q) lié au rotor.

2.3.2. Observateurs par mode glissant basé sur le modèle dq :

2.3.2.1. Principe :

Les équations du modèle (dq) de la MSAP peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -ax_1 + x_2x_3 + bu_d \\ \dot{x}_2 = -ax_2 - x_1x_3 - dx_3 + bu_d \\ \dot{x}_3 = Ktx_2 - c_r \end{cases} \quad (2.20)$$

Avec

$$\begin{aligned} x_1 &= i_d ; x_2 = i_q ; x_3 = \omega_r = P\Omega_r \\ a &= \frac{R_s}{L_s} ; b = \frac{1}{L_s} ; d = \frac{\varphi_f}{L_s} ; Kt = \frac{3P}{2J} \varphi_f \end{aligned}$$

On considère la dynamique des composantes (dq) du courant statorique :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & \omega_r \\ -\omega_r & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \omega_r + b \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

On propose l'observateur par mode de glissement des composantes (d,q) du courant au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{\widehat{x}}_1 \\ \dot{\widehat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & \widehat{\omega}_r \\ -\widehat{\omega}_r & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{x}_1 \\ \widehat{x}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \widehat{\omega}_r + b \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_1) \\ L_2 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_2) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Où \widetilde{x}_1 et \widetilde{x}_2 sont les erreurs d'observation définies par :

$$\widetilde{x}_1 = x_1 - \widehat{x}_1 \quad ; \quad \widetilde{x}_2 = x_2 - \widehat{x}_2 \quad (2.23)$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -a & \omega_r \\ -\omega_r & -a \end{bmatrix}; \hat{A} = \begin{bmatrix} -a & \widehat{\omega}_r \\ -\widehat{\omega}_r & -a \end{bmatrix}; \tilde{A} = A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & \widetilde{\omega}_r \\ -\widetilde{\omega}_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$x_{12} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; \widehat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \widehat{x}_1 \\ \widehat{x}_2 \end{bmatrix}; \widetilde{x}_{12} = x_{12} - \widehat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \widetilde{x}_1 \\ \widetilde{x}_2 \end{bmatrix}$$

En considérant que la vitesse ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage, donc ω_r est une constante.

On a :

$$\dot{\widetilde{x}}_{12} = \hat{A}x_{12} + \tilde{A}x_{12} - \hat{A}\widehat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_{12}) \quad (2.24)$$

Avec :

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \widetilde{\omega}_r; L_{12} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{aligned} \dot{\widetilde{x}}_{12} &= \hat{A}x_{12} + \tilde{A}x_{12} - \hat{A}\widehat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_{12}) \\ &= \hat{A}\widetilde{x}_{12} + \tilde{A}x_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_{12}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

On propose la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = \frac{1}{2} \widetilde{x}_{12}^T \widetilde{x}_{12}$$

On a :

$$\begin{aligned} \dot{v} &= \widetilde{x}_{12}^T \dot{\widetilde{x}}_{12} \\ \dot{v} &= \widetilde{x}_{12}^T \hat{A}\widetilde{x}_{12} + \widetilde{x}_{12}^T \tilde{A}x_{12} - \widetilde{x}_{12}^T D - \widetilde{x}_{12}^T L_{12} \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_{12}) \\ &= \widetilde{x}_{12}^T \hat{A}\widetilde{x}_{12} + (\widetilde{x}_1 x_1 - \widetilde{x}_2 x_1) \widetilde{\omega}_r - \widetilde{x}_2 d \widetilde{\omega}_r - L_1 \cdot |\widetilde{x}_1| - L_2 \cdot |\widetilde{x}_2| \end{aligned} \quad (2.26)$$

Du fait que la matrice. A et \hat{A} . Sont définies négatives. $A < 0$; $\forall \omega_r$ car on a :

$$x_{12}^T A x_{12} = x_{12}^T \hat{A} x_{12} = -a(x_1^2 + x_2^2) < 0; \quad \forall \omega_r \quad (2.27)$$

Alors \dot{v} vérifier l'inégalité ci-dessous :

$$\dot{v} \leq (\widetilde{x}_1 x_2 - \widetilde{x}_2 x_1) \widetilde{\omega}_r - \widetilde{x}_2 d \widetilde{\omega}_r - L_1 \cdot |\widetilde{x}_1| - L_2 \cdot |\widetilde{x}_2|$$

De plus on a :

$$\begin{aligned} \dot{v} &\leq [\widetilde{x}_1 x_2 - \widetilde{x}_2 (x_1 + d)] \widetilde{\omega}_r - L_1 \cdot |\widetilde{x}_1| - L_2 \cdot |\widetilde{x}_2| & (2.28) \\ &\leq [|\widetilde{x}_1| |x_2| + |\widetilde{x}_2| |x_1 + d|] |\widetilde{\omega}_r| - L_1 \cdot |\widetilde{x}_1| - L_2 \cdot |\widetilde{x}_2| \end{aligned}$$

Si la borne supérieure du courant est I_{max} et celle de la vitesse ω_{max} par conséquent pour assurer la condition $\dot{v} < 0$, il suffit d'imposer les coefficients L_1 et L_2 tels que :

$$L_1 > |x_1| \cdot |\omega_r| d \text{ où } L_1 > I_{max} \cdot \omega_{max} \quad (2.29)$$

$$L_2 > |x_2 + d| \cdot |\widetilde{\omega}_r| \leq d \cdot \omega_{max} \text{ d'où } L_2 > d \cdot \omega_{max} \quad (2.30)$$

Ce qui force \widetilde{x}_2 à converger asymptotiquement vers zéro.

En régime glissant le dynamique des erreurs d'observation devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \widetilde{\omega}_r \\ -\widetilde{\omega}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \widetilde{\omega}_r - \begin{bmatrix} L_1 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_1) \\ L_2 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_2) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Donc :

$$\begin{cases} L_1 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_1) = x_2 \widetilde{\omega}_r \\ L_2 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_2) = -(x_1 + d) \widetilde{\omega}_r \end{cases} \quad (2.32)$$

Alors :

$$\begin{cases} \text{sign}(\widetilde{x}_1) = \frac{x_2 \widetilde{\omega}_r}{L_1} \\ \text{sign}(\widetilde{x}_2) = \frac{-(x_1 + d) \widetilde{\omega}_r}{L_2} \end{cases} \quad (2.33)$$

On considère l'observateur de la vitesse suivant :

$$\dot{\widehat{x}}_3 = K t \widehat{x}_2 + L_3 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_1) + L_4 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_2) \quad (2.34)$$

Alors la dynamique des erreurs d'observation de la vitesse \widetilde{x}_3 est donnée par :

$$\dot{\widetilde{x}}_3 = K t \widetilde{x}_2 + L_3 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_1) + L_4 \cdot \text{sign}(\widetilde{x}_2) \quad (2.35)$$

Lorsque le sous système du courant est en régime glissant et en utilisant l'équation (2.23) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\widetilde{x}}_3 &= -L_3 \frac{x_2}{L_1} \widetilde{\omega}_r + L_4 \frac{(x_1 + d)}{L_2} \widetilde{\omega}_r \\ &= \left[-L_3 \frac{x_2}{L_1} \widetilde{\omega}_r + L_4 \frac{(x_1 + d)}{L_2} \right] \widetilde{\omega}_r \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$= \left[-L_3 \frac{x_2}{L_1} + L_4 \frac{(x_1 + d)}{L_2} \right] \widetilde{x}_3$$

On impose L_4 tel que relation (2.37) soit vérifiée :

$$L_4 \frac{(x_1 + d)}{L_2} = L_3 \frac{x_2}{L_1} - k \quad ; \quad k > 0 \quad (2.37)$$

Dans cette condition les équation (2.36) deviennent :

$$\dot{\widetilde{x}}_3 = -k \widetilde{x}_3 \quad (2.38)$$

Alors \widetilde{x}_3 converge exponentiellement vers zéro. Donc la vitesse estimée tend vers la vitesse réelle.

De la relation (2.37), est déduite la valeur de L_4 tel que :

$$L_4 = L_3 \cdot L_2 \frac{x_2}{L_1(x_1 + d)} - k \frac{L_2}{(x_1 + d)} \quad (2.39)$$

Du fait que le réglage maintient x_1 au voisinage de la valeur nulle ($x_1 \approx 0$) aussi le calcul de L_4 se réduit à :

$$L_4 = L_3 \frac{L_1 x_2}{L_2 d} - k \frac{L_2}{d} \quad (2.40)$$

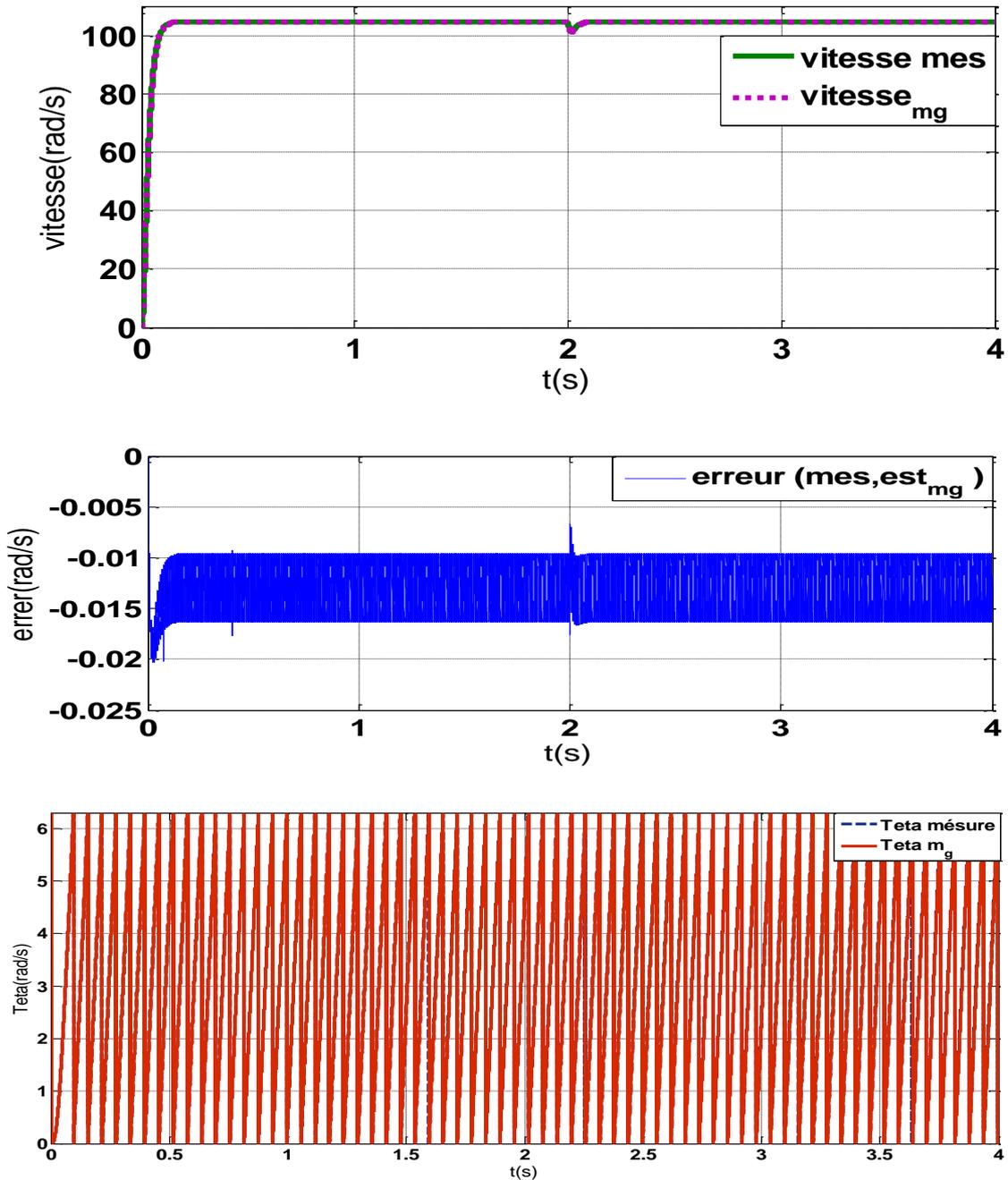
Finalement la position de rotation estimée est donnée par :

$$\widehat{\theta}_r = \int_0^t \widehat{\omega}_r dt \quad (2.41)$$

2.3.2.2. Résultats de simulation:

Chapitre 02 : commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Les résultats présentés ci-dessous montrent la performance de l'observateur à mode glissant basé sur le modèle (dq) en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. La figure (2.2) illustre les résultats de simulation de l'observateur mode glissant en régime à vide au démarrage suivi d'une variation du couple de charge de valeur de 3N.m à $t=2$ s.



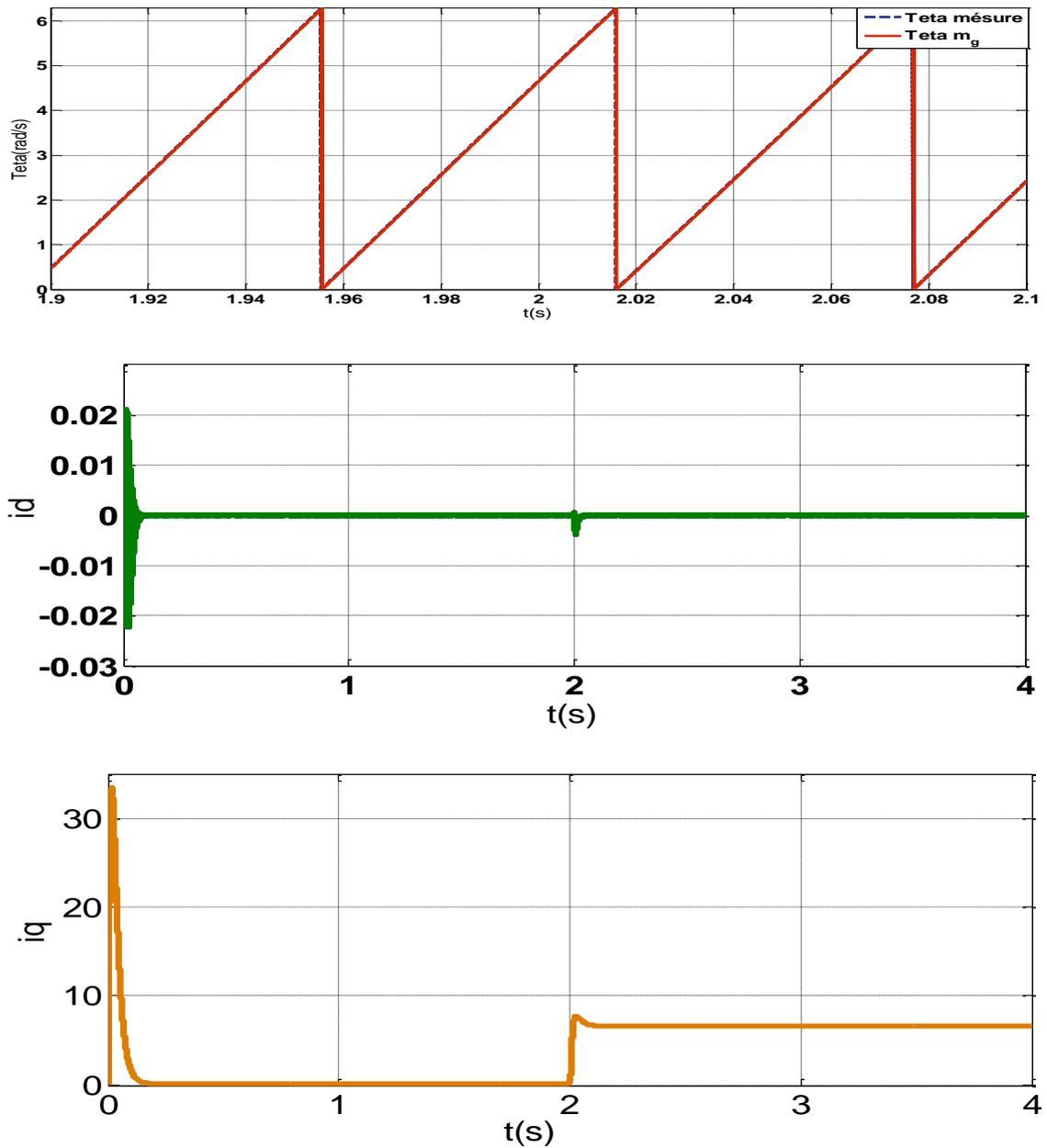
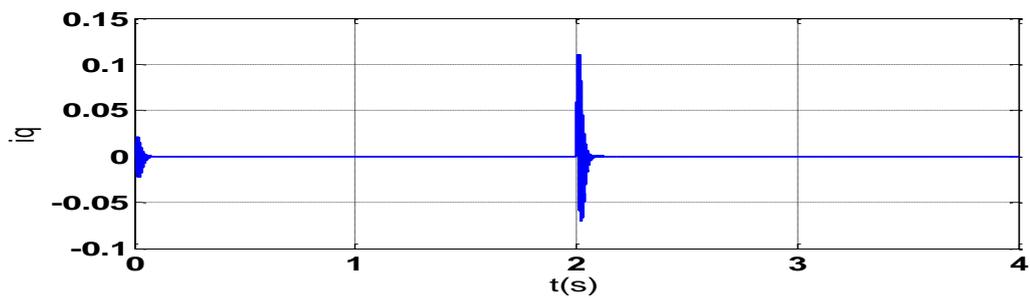
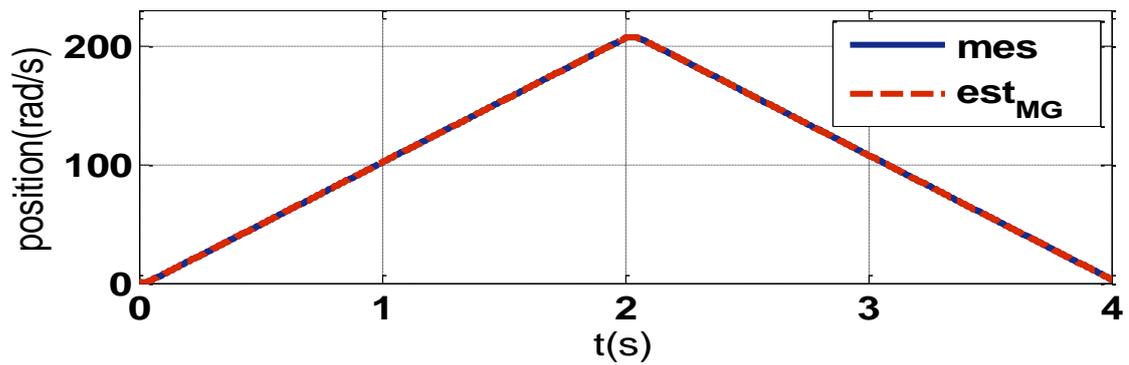
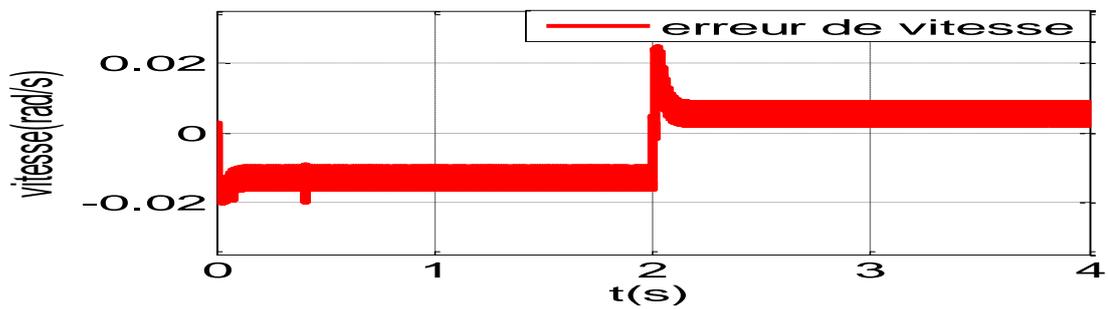
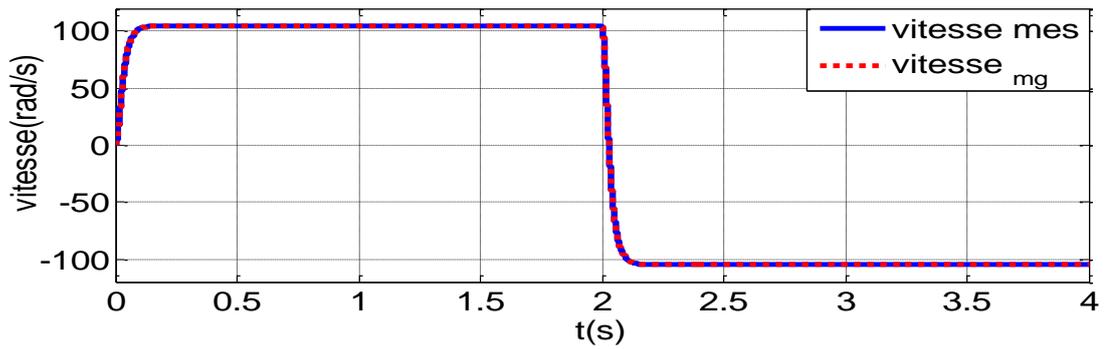


Figure 2.2. Résultats de simulation de l'observateur à mode glissant (Variation couple de charge).

Un deuxième test de l'observateur à mode glissant est effectué par la variation de l'inversion de sens de rotation, nous présentons les résultats de simulation de comportement dynamique par la figure (2.3). Nous pouvons aussi constater les bonnes performances de l'observateur.



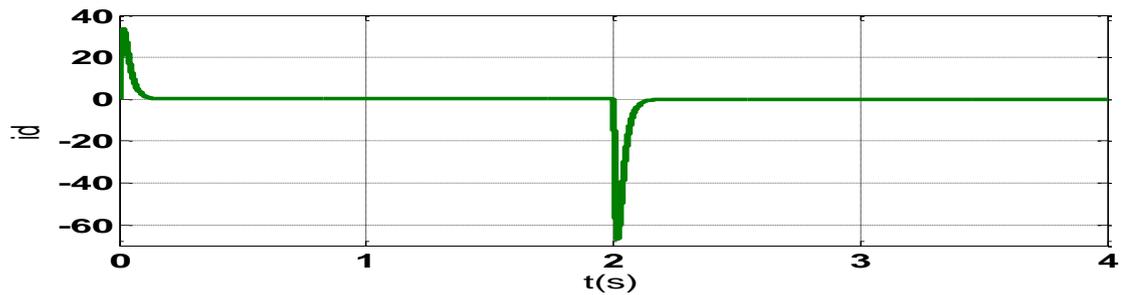


Figure 2.3.. Résultats de simulation de l'observateur à mode glissant (Variation du sens de rotation)

2.3.3. Observateurs de Luenberger :

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 étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires.

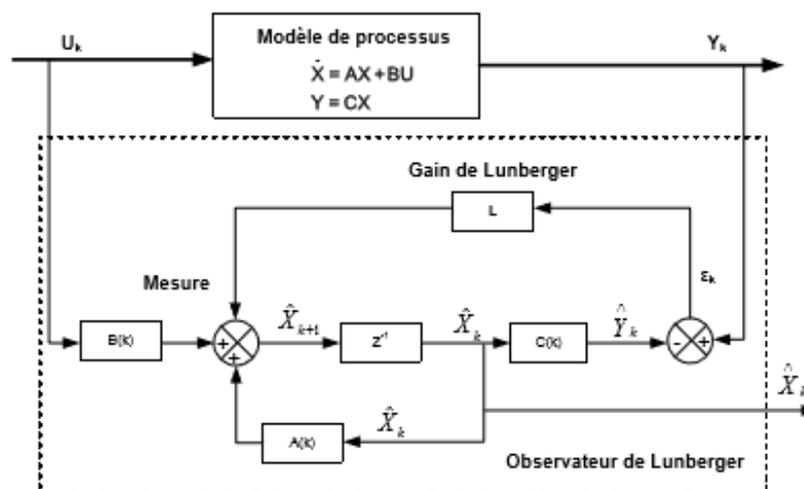


Figure2.4. : Schéma bloc de l'observateur de Luenberger [25].

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, on peut représenter cet observateur par la figure 2.4 L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été mentionné dans [26]. A partir d'un choix judicieux des gains de Luenberger, il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur. C'est pour cette raison que cet observateur est utilisé pour estimer la vitesse du rotor des MSAP. Dans le travail présenté dans [27], les auteurs ont utilisé deux observateurs de

Luenberger en cascade. Le premier a été utilisé pour estimer la position du rotor à partir des courants statoriques, le deuxième pour l'estimation de la vitesse de rotation qui est caractérisée par une dynamique plus lente. Les auteurs ont négligé l'équation mécanique de la vitesse du moteur, ils supposent que la constante du temps mécanique est très inférieure devant la constante de temps électrique, ce qui permet de minimiser les équations de l'observateur. [28], propose un observateur de Luenberger d'ordre réduit pour estimer les f.é.m. du MSAP. Par conséquent, la position et la vitesse du rotor peuvent être estimées à partir des tensions statoriques dans un référentiel lié au stator. Sa principale conclusion est que les pôles et les zéros de la fonction de transfert du système peuvent varier en raison de variations paramétriques, et par conséquent, les incertitudes des modèles peuvent dégrader les performances de ces observateurs. [25] présente une étude d'une MSAP en fonctionnement sans capteur mécanique pour de très faibles ondulations de couple, visant une application de type assistance de direction automobile. A travers une commande vectorielle utilisant un filtre de Kalman associé à un observateur de couple de type Luenberger, cette structure lui permet d'assurer un contrôle sans capteur tout en réduisant fortement les ondulations de couple. Cette approche lui permet d'améliorer le temps de réponse, de réduire les ondulations de couple et de réguler la vitesse lors d'un impact de charge. Il étudie, par la suite, la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de l'observateur de Luenberger d'ordre 1 et d'ordre 3. Il indique que l'observateur de Luenberger d'ordre réduit s'avère plus performant qu'un observateur d'ordre complet. Des résultats expérimentaux ont montré que l'observateur de couple lui permet de reconstruire le couple résistant. En conclusion, il résume que pour une régulation de position cette approche révèle de très bonnes dispositions pour remédier aux variations de position liées aux frottements statiques.

2.3.3.1. Principe :

La structure d'un observateur d'état elle est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du système et celle du modèle [29][30].

L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice de gain, notée L . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle

sorte à assurer la convergence le plus rapidement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation (ε). Celle-ci est multipliée par la matrice de gain (L) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés (\hat{x}). Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain (L), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro, tout en conservant la condition sur la matrice ($A-LC$) qui doit être une matrice Hurwitz, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu ou possèdent un module inférieur à 1 dans le cas discret [30].

2.3.3.2. Conception de l'observateur :

Dans cette étude nous choisirons le modèle non linéaire de l'observateur de Luenberger[29], et nous l'appliquerons sur le système : MSAP- commande vectorielle. Le modèle d'équation d'états simplifié aux valeurs non mesurées de la MSAP s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = cx \end{cases} \quad (2.42)$$

Avec

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ c_r \end{bmatrix}, \quad u = i_q$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -f_c/J & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & P\phi_f/J & 0 \end{bmatrix}^T \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'observateur d'état peut être décrit par le système suivant [31] :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega}_r \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{1}{J}(c_{em} - \hat{c}_r) - \frac{f_c}{J}\hat{\omega}_r + L1(\omega_r - \hat{\omega}_r) + L2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ \frac{d\hat{c}_r}{dt} = L3(\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (2.43)$$

Les états estimés sont ajustés par la différence entre la position estimée $\hat{\omega}$ et la position mesurée ω issue de l'encodeur. La grandeur $L2$ détermine l'accélération ou le ralentissement

de l'évolution des grandeurs estimées vers les états réel[30]. Un plus grand gain accélérera le processus et un plus petit l'observateur. L'équation dans l'espace d'état est :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + L(x - \hat{x}) \quad (2.44)$$

Avec :

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ L_2 & L_1 & 0 \\ L_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} L_2$$

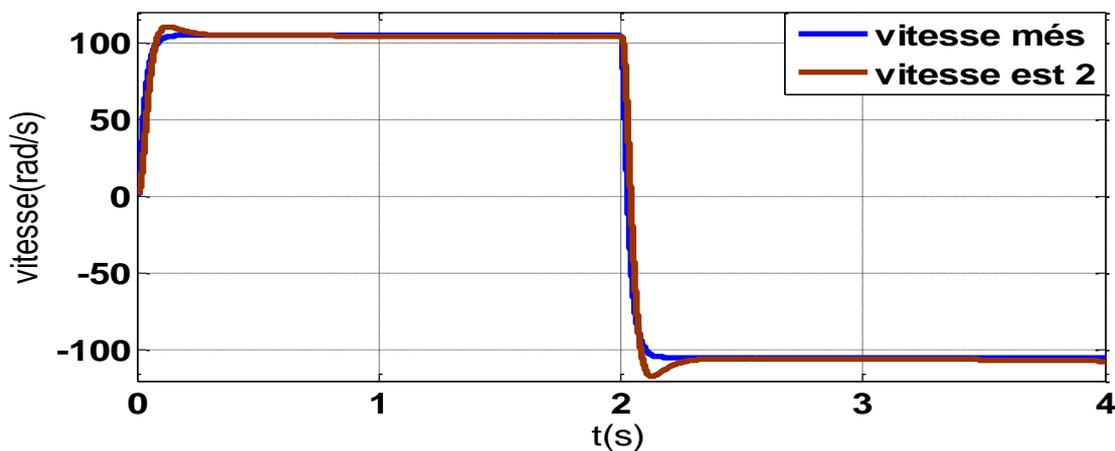
La dynamique de l'erreur de l'observateur est obtenue à partir des équation (2.42)et (2.44) :

$$\dot{\varepsilon} = (A - L) \varepsilon \quad (2.45)$$

Avec : $\varepsilon = x - \hat{x}$

2.3.3.3. Résultats de Simulation :

Sens de rotation directe avec application d'une charge de 3N.m à t=2s :



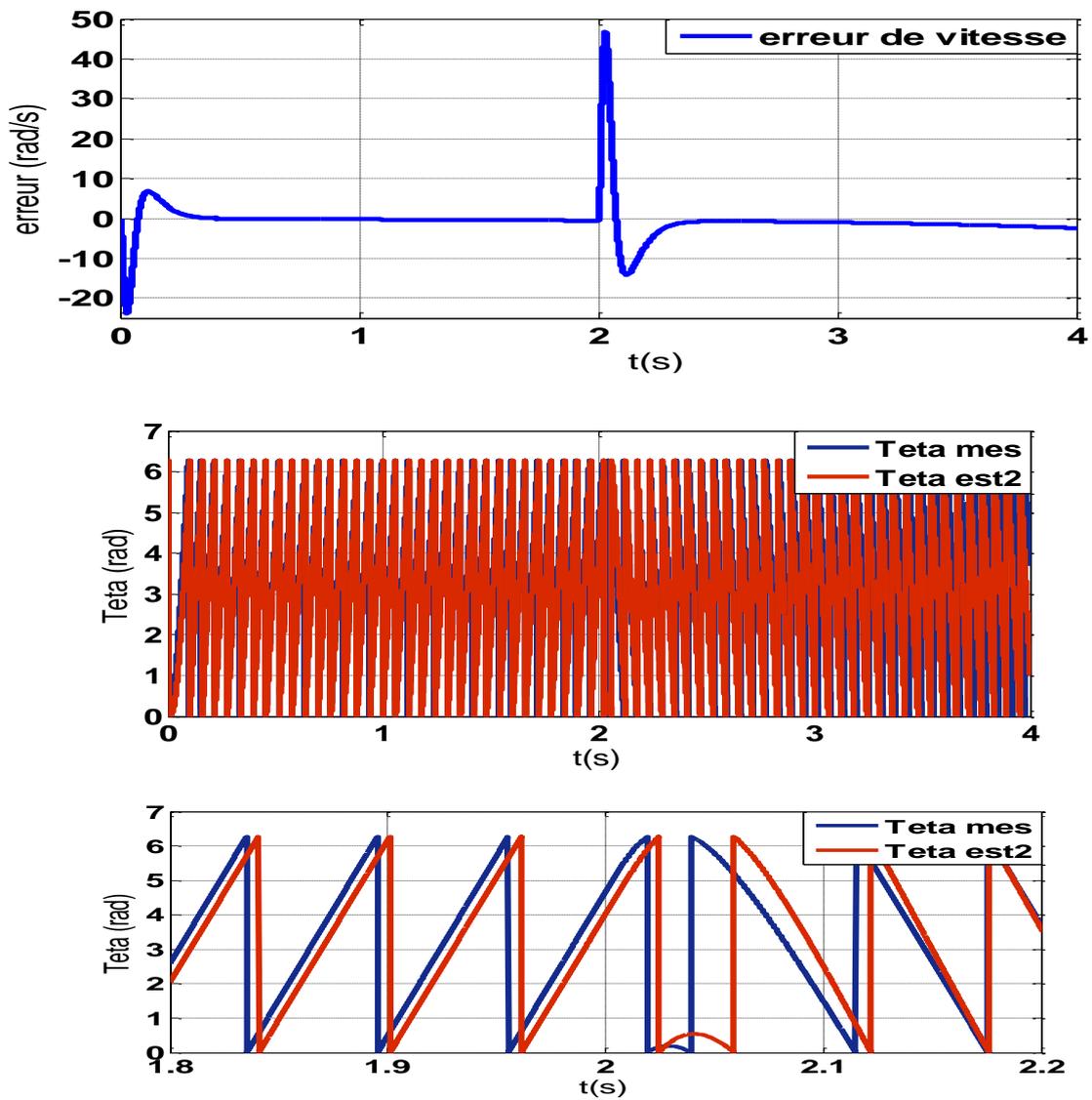
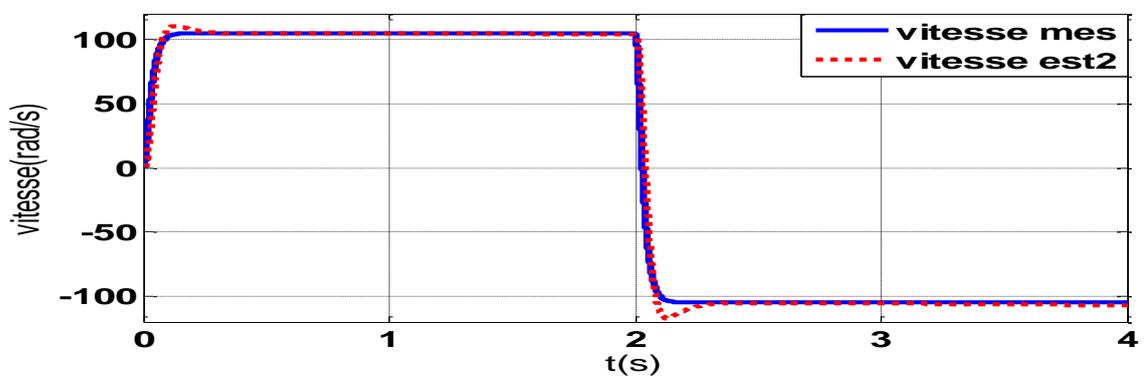


Figure 2.5. Résultats de simulation de l'observateur de Luenberger lors de variation du couple de charge.

Inversion de sens de rotation à 2s :



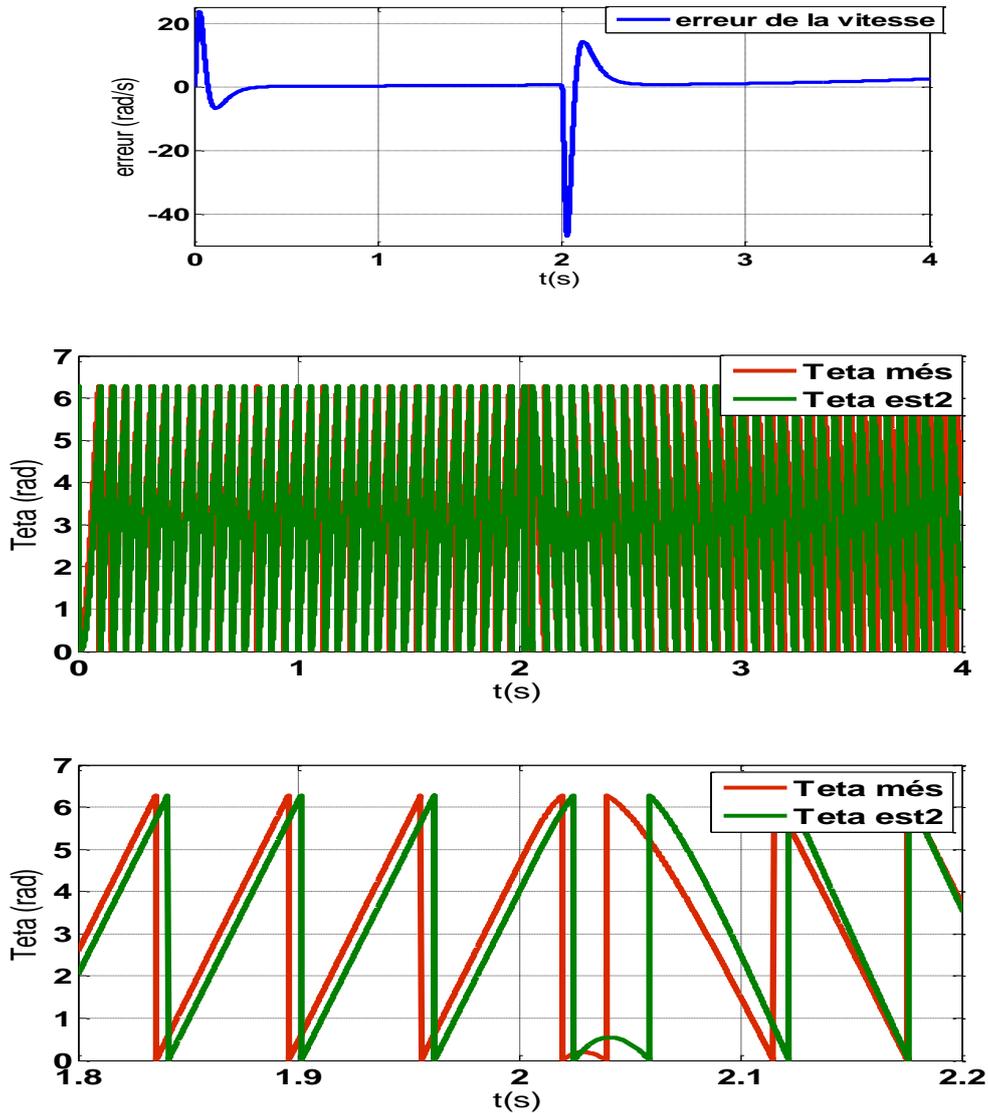


Figure 2.6 Résultats de simulation de l'observateur de Luenberger lors d'inversion du sens de rotation.

Les résultats de simulation montrent de bonne performance de cet observateur. L'erreur entre la vitesse observée et mesurée est faible pour la vitesse de référence 157 rad/s. Un très bon rejet de la perturbation au moment d'application de la charge et l'instant d'inversion de sens de rotation.

2.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présentés deux types d'observateurs utilisés pour la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Les résultats obtenus en simulation précédemment ont confirmé la validité de deux observateurs sans capteur mécanique dans la commande.

Commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP

3.1. Introduction :

Le problème de la commande tolérante aux défauts a été largement abordé dans ces dernières décennies et a fait l'objet d'un nombre important de résultats expérimentaux et de publications. Dans le domaine industriel, la commande tolérante aux défauts a été implantée dans divers applications militaires et civiles pour accommoder l'effet des défauts dans différents domaines tels que les systèmes de contrôle des avions, la technologie d'espace, les véhicules sous-marins, les centrales nucléaires et aussi les systèmes de guidage des missiles [33]. Les capteurs mécanique est un élément clé pour réussir la commande d'un système d'entraînement électrique, c'est pourquoi dans ce chapitre une commande tolérante aux défauts (FTC) du capteur mécanique sera développée. Nous présentons, dans ce chapitre, les principaux concepts de la commande tolérante aux défauts ainsi que les différentes méthodes et approches utilisées .Une classification des défauts qui peuvent se produire dans une chaine de commande sera donnée.

3.2. Système de commande tolérante aux défauts (FTCS) :

Un système tolérant aux défauts est un système capable à maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique de telle sorte qu'un faible défaut affectant un sous-système n'évolue pas en défaut critique au niveau du système global. La plupart des commandes tolérantes aux défauts sont réalisées en deux étapes :

- Une première étape de détection du défaut, qui, dans certains cas, en plus de la détection d'un éventuel défaut, permet, l'isolation de l'élément défaillant.
- Une deuxième étape concerne la reconfiguration de la commande: La reconfiguration se fait en développant des algorithmes basés sur des observateurs ou encore de simples estimateurs.

La tâche principale dans un système de commande tolérante aux défauts est la synthèse de lois de commande avec une structure adéquate permettant de garantir la stabilité du système et maintenir les performances de commande proches de celles désirées [33-34]. Le principe de la commande tolérante aux défauts est illustré par le schéma de la figure 3.1.

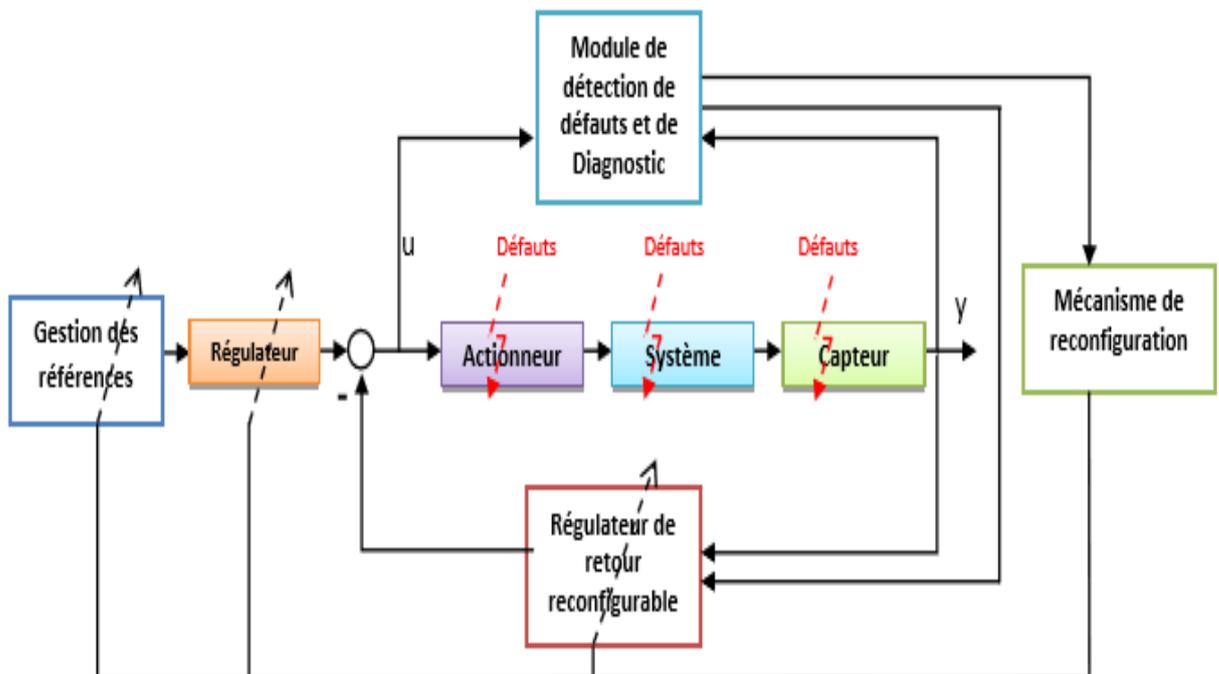


Figure.3.1.Principe d'un système de commande tolérante aux défauts.

3.3. Classification des défauts :

Un défaut peut être défini comme étant une déviation, indésirable, d'au moins une propriété caractéristique ou d'un paramètre du système. Un défaut peut apparaître à différents endroits du système. Il peut provoquer des mauvais fonctionnements ou la perte totale du système [34]. Trois classes de défauts peuvent être définies (figure 3.2):

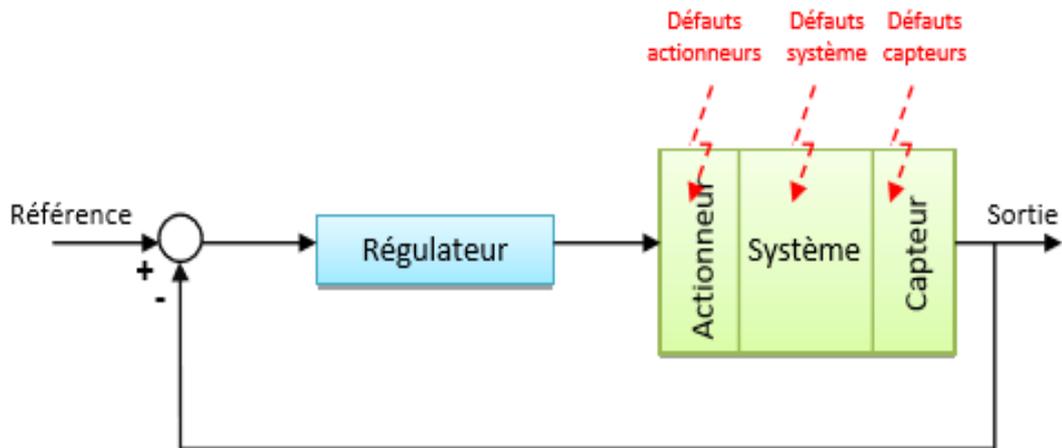


Figure.3.2. Boucle de régulation et différents défauts agissants.

- ✓ **Défauts d'actionneurs** : agissant au niveau de la partie opérative du système de commande.
- ✓ **Défauts de capteurs** : Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer [35].
- ✓ **Défauts composants ou systèmes** : Ce sont des défauts qui apparaissent dans les composants du système lui-même. Ils représentent des changements dans les paramètres du système [32].

Si les défauts doivent être classés relativement à leurs effets sur les performances du système, deux types de défauts peuvent être distingués : des défauts additifs et des défauts multiplicatifs (figure I.3) [7].

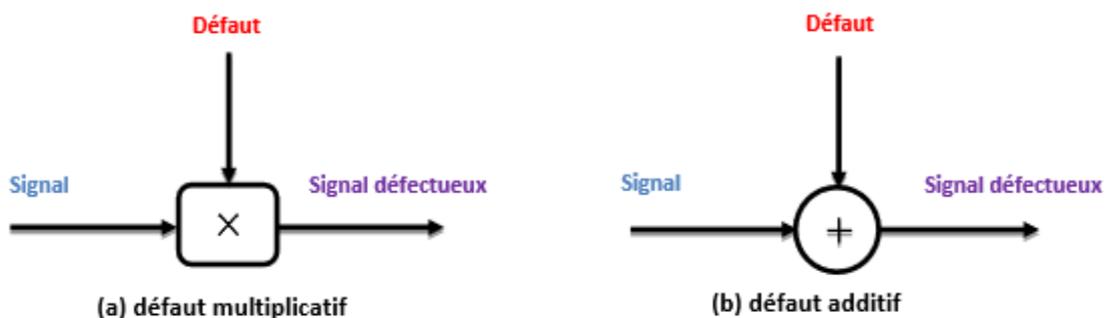


Figure.3.3. Types des défauts.

3.4. Classification des approches FTC :

Le diagramme de la figure (3.5) illustre une classification des approche de la commande tolérante aux défauts.

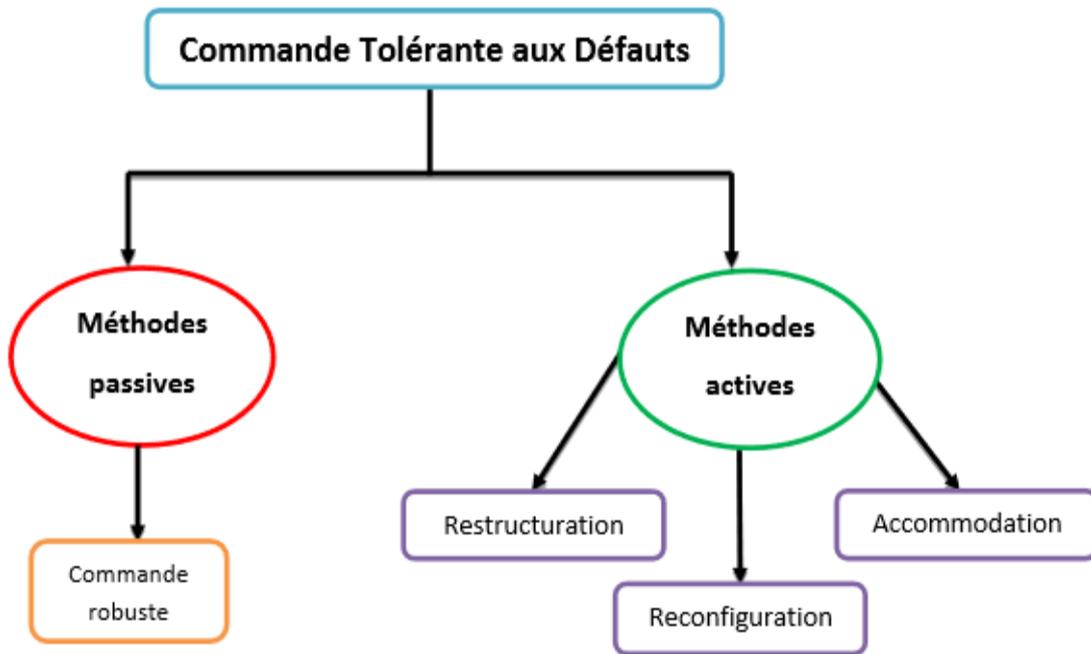


Figure.3.4. Classification des commandes tolérantes aux défauts.

3.4.1. Approches passive :

Dans cette approche la FTC est capable à tolérer un certain ensemble de défauts en tenant compte de ces fautes lors de la conception du contrôleur. Elle utilise les techniques de la commande robuste par rapport aux incertitudes structurées et perturbations extérieures qui sont les défauts (commande H_∞ , commande rejet de perturbations, commande en mode glissant, . . .) [36]. Ce type d'approche n'a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système [32]. La figure (3.6) représente le schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

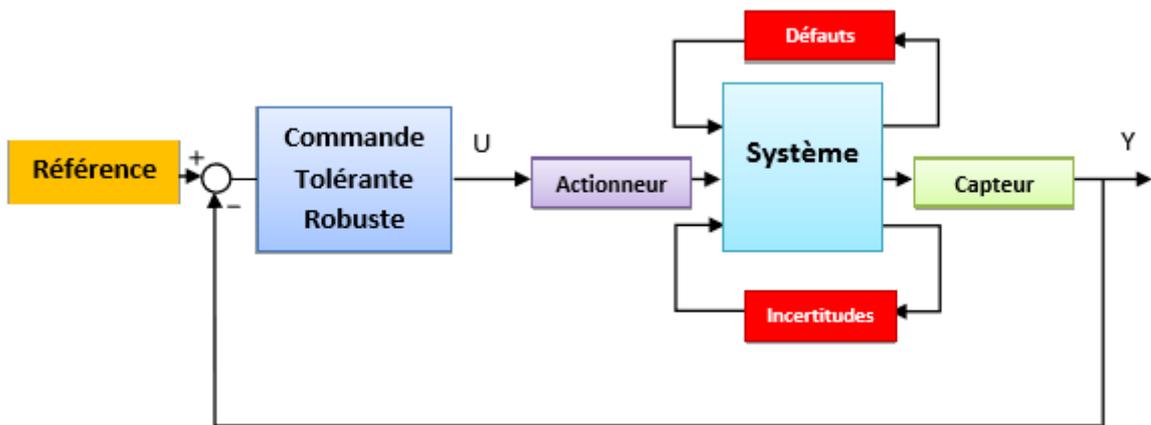


Figure.3.5.Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

3.4.2.Approches active :

Dans cette approche la FTC réagit à l'apparition d'un ou plusieurs défauts en reconfigurant en ligne la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances nominales du système. Des outils efficaces de détection et d'isolation des défauts sont alors nécessaires pour détecter et localiser, en ligne, les défauts affectant le système. Le principe d'une commande FTC active est illustré dans la figure (3.7). Une fois que le défaut est apparu, le bloc "FDI" fournit en ligne les informations concernant l'état du système et le défaut (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut) ainsi qu'un modèle de défaut du système au bloc "FTC" " [34-35].

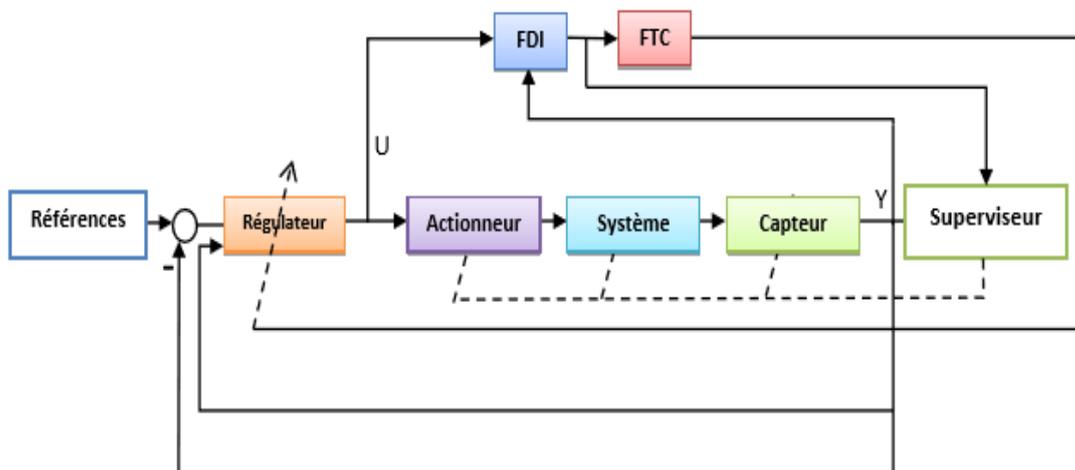


Figure.3.6.Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

3.5. FTC active pour les systèmes non linéaires :

Dans le cas d'un modèle non linéaire, de nombreuses techniques de FTC active existent. Nous pouvons citer :

3.5.1. Méthode basée sur banc de régulateurs :

Son principe est basé sur l'existence d'un banc de régulateurs pré-calculés pour chaque mode de fonctionnement. Elle est connue aussi sous le nom "commande multi-modèle", ces modèles dérivent toutes les situations possibles du système, où chaque modèle représente un type de défaut. Ainsi, pour chaque modèle, un régulateur est synthétisé [35].

3.5.2. Méthode basée sur la commande prédictive :

Cette approche permet de réadapter le correcteur en présence de défauts de manière à garantir la stabilité du système et à maintenir des performances très proches de celles du système nominal. Cependant, la plupart de ces méthodes restent valables sous certaines hypothèses : le modèle des défauts doit être parfaitement connu ; les défauts considérés doivent être de faible amplitude de telle sorte que les objectifs à atteindre par le système puissent rester inchangés après l'apparition des défauts [36,37].

3.5.3. Méthode basée sur la commande adaptative :

Cette approche comprend l'ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs, afin de maintenir un certain niveau de performances quand des paramètres du procédé à commander sont inconnus et/ou variant dans le temps [34].

3.5.4. Méthode basée sur la logique floue :

La logique floue a été utilisée pour concevoir des stratégies de commande tolérante aux défauts dans le cadre de systèmes non linéaires. Une technique d'accommodation basée sur une commande floue adaptative permettant l'apprentissage en ligne de nouvelles dynamiques inconnues causées par l'apparition des défauts a été développé [32].

3.5.5. Méthode basée sur les réseaux de neurones :

Les stratégies d'AFTC basées sur les réseaux de neurones, ont aussi reçu une grande attention de la communauté s'intéressant à la commande tolérante aux défauts. Une approche

permettant d'estimer le défaut en ligne à l'aide de réseaux de neurones a été développée. Méthode Appliquée pour FTC:

3.5.6. Commande active tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP:

A la différence de l'approche passive, l'approche active de la commande FTC procède par une démarche explicite de diagnostic permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Une fois qu'un défaut est détecté, localisé et identifié, la stratégie de la FTC est activée en ligne via un mécanisme de reconfiguration [38,40]. La figure (3.8) représente la structure des AFTCS [41].

Pour cette commande, la mesure de position en ligne est effectuée par un capteur mécanique. L'estimation et la reconstitution de ces positions et vitesses est effectuée par les deux estimateurs de position proposées dans le chapitre 2, présenté précédemment. Le circuit logique présenté dans la figure (3.8) est chargé d'assurer la détection des défauts, en analysant le signal résiduel entre les grandeurs mesurées et estimées. Un filtre passe-bas (FPB) est utilisé afin d'extraire le signal utile, qui sera comparé à un seuil qui est déterminé à partir de différents tests.

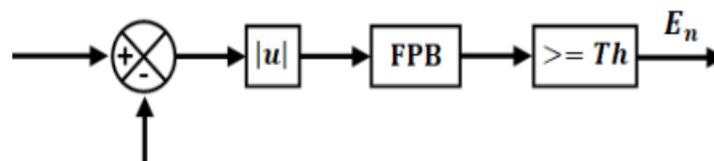


Figure.3.7.Circuit de détection des défauts

Le circuit logique présenté dans la figure (3.9) est destiné à assurer la détection et l'isolation des défauts puis la reconfiguration de notre système d'étude.

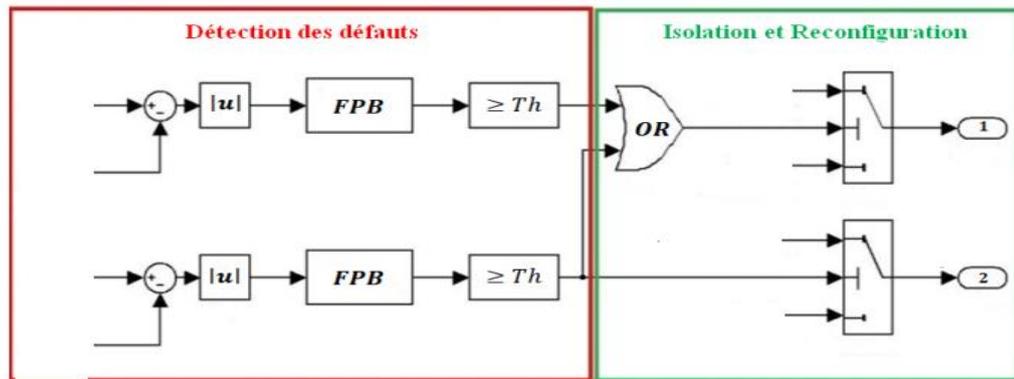


Figure .3.8 . Algorithme de détection et isolation et reconfiguration.

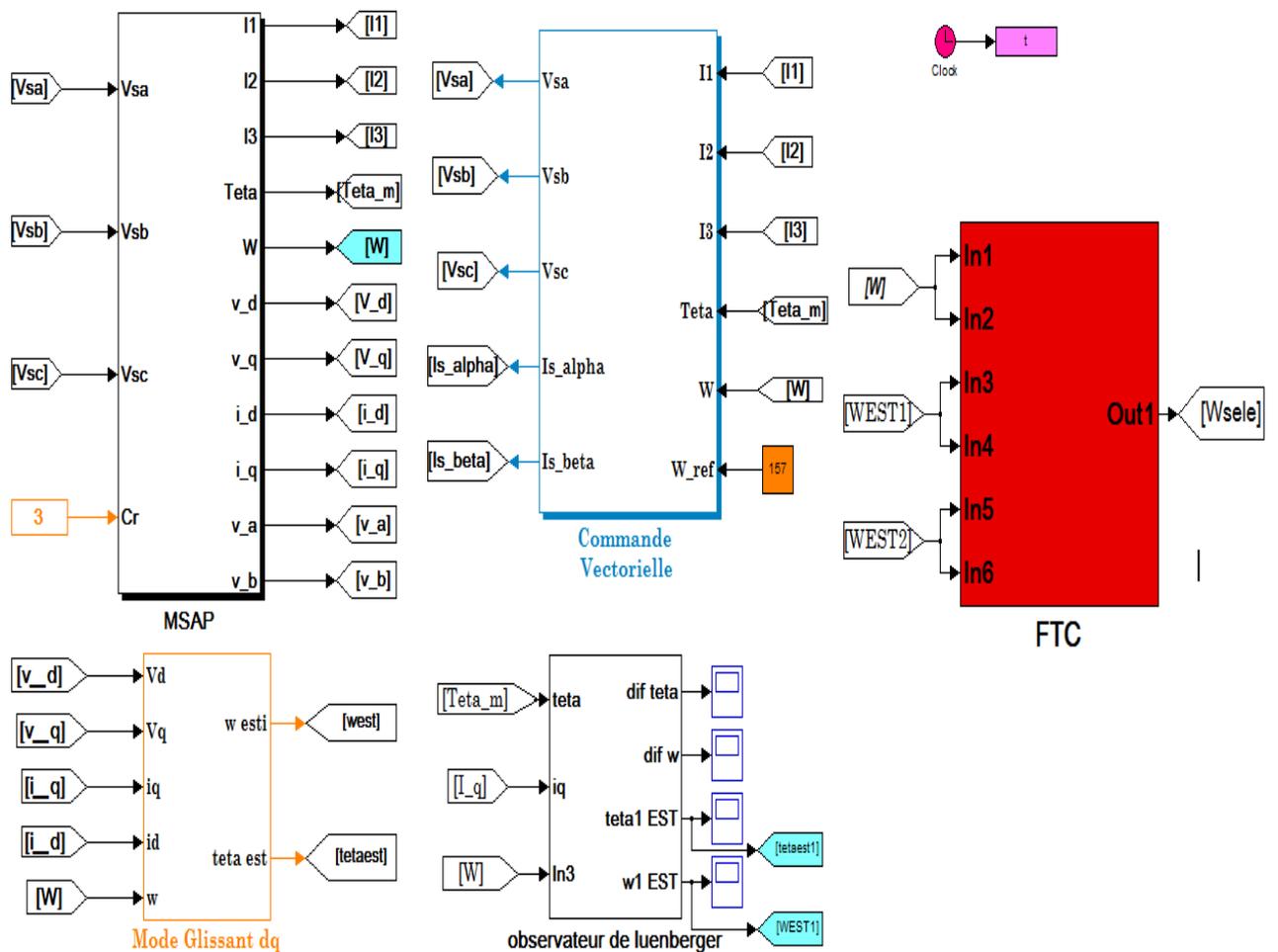
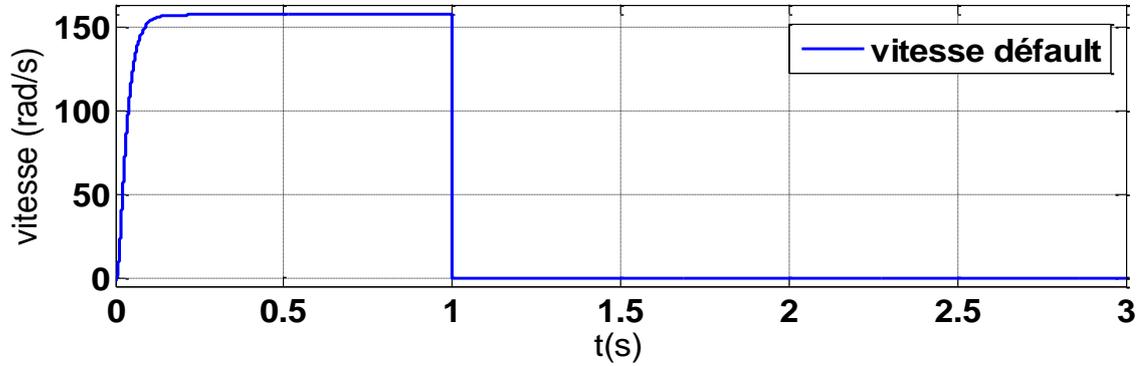


Figure.3.9. Schéma de fonctionnement de FTC.

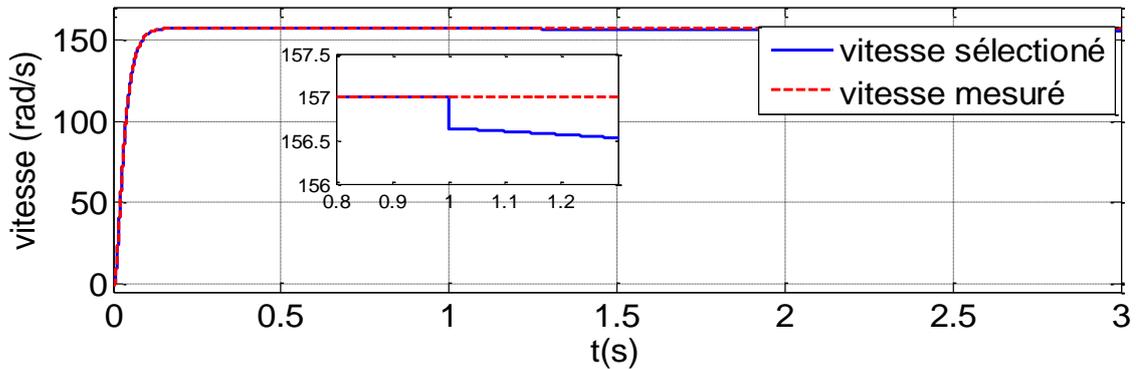
3.5.7. Résultats de simulation :

Cette partie consiste à développer un système de contrôle qui permet de garantir une continuité de fonctionnement de la MSAP suite au défaut du capteur mécanique

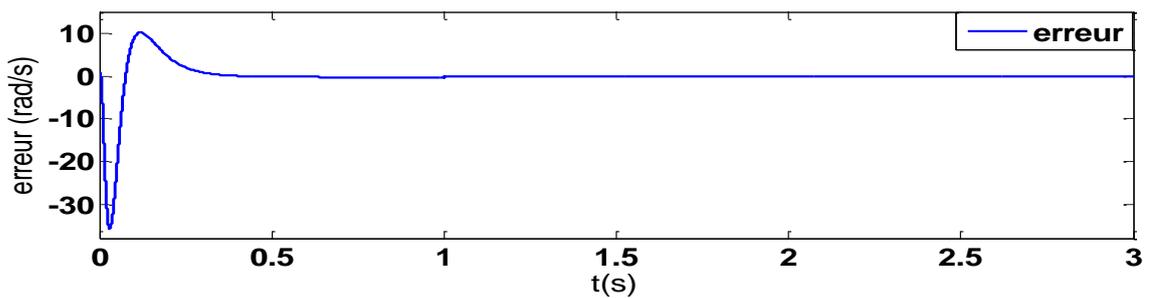
(vitesse/position). En effet, l'objectif est de valider l'algorithme présenté précédemment et l'observateur à mode glissant et l'observateur de Luenberger.



Vitesse défauts.



Vitesse sélectionné, mesuré.



Erreur de vitesse (sél, mes).

Figure.3.10. Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP

D'après ces résultats, nous constatons que la vitesse sélectionnée par l'algorithme de vote a pu remplacer la vitesse mesurée par le capteur mécanique en cas de défaut sans perturber la commande vectorielle. Les performances requises pour le fonctionnement du

ystème sont satisfaisantes malgré la présence du défaut, ce qui est visible sur la vitesse de rotation du moteur qui suit parfaitement la référence imposée.

3.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné un rappel des principales de commandes tolérantes aux défauts. Les deux méthodes excitantes de commande tolérante aux défauts ont été rappelées : la commande tolérante aux défauts passive et active. Les méthodes passives sont basées sur les techniques de commande. En revanche, les méthodes actives permettent de traiter des défauts éventuels mais nécessitent une commande reconfigurable et un module de détection et isolation des défauts. Les tests de simulation ont montré une dynamique rapide de la FTC ainsi qu'une reconstruction de vitesse performante par les deux estimateurs, sous l'effet de la défaillance du capteur mécanique.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire a porté sur la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Ces travaux ont pour but de synthétiser des observateurs qui estiment les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position,..) en utilisant exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statorique tensions statorique) et de proposer des lois de commande associées à ces observateurs qui garantissent des hautes performances statiques et dynamiques . Chaque loi de commande élaborée a été validée en simulation pour la commande sans capteur mécanique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté et validé par simulation les structures de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d'orientation aligné avec le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant i_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Proportionnel – Intégral (PI) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage d'éliminer le zéro de la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons conçu une commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique de vitesse et ou de position en utilisant l'observateur de Luenberger et l'observateur à mode glissant basés sur : Modèle dq de la MSAP et les résultats de simulation accompagnent chaque méthode étudiée ou proposée précédemment pour ce type de commande.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné un rappel des principales de la commande tolérante au défaut (actif et passif). La méthode proposée maintient les performances de notre système et elle peut être utilisée avec de différentes stratégies de commandes.

Références bibliographique :

- [1] Ameer, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, Mémoire de Master, Université de Batna, 2005.
- [2] « An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive » Thèse of Master, Memorial University of Newfoundland, 1998.
- [3] K. Azeddine, "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Québec, Canada, 2000.
- [4] M. Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [5] Hamdipacha Fatima et Aoufi Saliha, « 'Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimants permanents' », Mémoire de master, université de M'sila, département d'électronique, Juin 2010.
- [6] George W. Younkin, "Industrial servo control systems fundamentals and applications", Industrial controls consulting, inc.fond du lac, wisconsin, u.s.a.second edition, revised and expanded, 2003.
- [7] Slobodan N. Vukosavić, "Digital Control of Electrical Drives", The University of Belgrade, Springer, 2007.
- [8] 'La machine synchrone'.
- [9] G. Sturtzer, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S.A, 2000.
- [10] Benchabane, Commande en position et envitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring, Mémoire de Magister: Université de Biskra,2005.
- [11] C. Carlos, " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs.
- [12] G. Grellet, G. Clerc., " Actionneurs électriques, principes, modèles, commande "Editions Eyrolles, 1997.
- [13] Benchabane, Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring.
- [14] G.O.Cimuca, " système inertiel de stockage d'énergie associé a des générateurs éoliens
Thèse de doctorat, L'école National Supérieur d'Arts et Métiers Centre de Lille,2005-27 ,2005.
- [15] S.Rezgui., " Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink etTemps Réel ", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine,Algérie, 2009.
- [16] M.Hilaret. « Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2001.
- [17] L.Peyras. « Commande sans capteur de position d'une machine synchrone autopilotée ». Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique Industrielle.
- [18] Alma Merouane, AtikBaziz, « Commande à base des observateurs d'état non linéaires d'un simulateur d'hélicoptère », Mémoire de Master en automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [19] F. Bouchafaa, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat ,Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [20] A. Ameer, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone àaimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de Master, Université de Batna, 2005.
- [21] L. Litim, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna,2008.
- [22] D. Lahouel, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [23] Bayram TOUNSI , « Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique », Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Toulouse,2006.
- [24] B.N.MOBARAKEH, « commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aiment : méthodes, convergence, robustesse ,identification «en ligne » des paramètres », Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, Spécialité : Génie Electrique,2001.
- [25] Gasc. LConception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande," Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse N° 2159, 2004.

- [26] Brandstetter P., Rech P., Simonik P., „Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using Luenberger observer,““ Proceeding of the PIERS Cambridge, USA, Jul. 2010, pp.442–428.
 - [27] Lim K W., Low K S., Rahman M F, A position observer for permanent magnet synchronous motor drive,““ Proceeding of the IECON Conference Record, 1994, pp. 1004–1008.
 - [28] Kim J S., Sul S K, High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer,““ Proceeding of IEEE IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 75–82.
 - [29] G.Zhu, L-A.Dessaint et al, « Speed Tracking Control of the PMSM with state and load torque observer ». IEEE Trans. Ind. Electron, vol.47, No2, April, 2000, 346-355.
 - [30] George Ellis, « Observers in control systems, A Practical Guide ». Academic Press, An imprint Elsevier Science, Copyright 2002, Elsevier Science (USA).
 - [31] K.Kendouci, «Contribution à la commande sans capteur mécanique d’une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de doctorat Université d’Oran 2012.
 - [32] M. Oudghiri, "Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d’un véhicule automobile ", Thèse de Doctorat, L’université De Picardie Jules Verne ,2008.
 - [33] M. Achbi, "Commande tolérante aux défauts en utilisant les réseaux de neurones artificiels et les systèmes d’inférence floue", Mémoire de Mastre, Université Mohamed Khider Biskra ,2012.
 - [34] A. Bouguerra, "Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf De M’sila ,2015.
 - [35] H.Khebbache, "Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires", Mémoire de Mastre, Université Ferhat Abbas De Sétif ,2012.
 - [36] N.Belkhrichi, "Contribution à l’étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l’approche structurelle – application aux procédés biologiques", Thèse de Doctorat, L’université De Toulouse, 2011.
 - [37] H. Jamouli, "Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, 2003.
 - [38] A. AKRAD, "Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, Orsay, Université Paris-Sud XI, 2010.
 - [39] A. Akrad, M. Hilairret, D. Diallo, "An Observer Based Mechanical Sensor Failure Fault Tolerant Controller Structure in PMSM drive", IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference IEMDC, pp. 669-674, Miami, USA, 3-6 May 2009.
 - [40] R. J. Patton, "Fault-tolerant control: the 1997 situation", Proceedings of Safeprocess’97, (Hull - England), pp 1033-1055, IFAC 1997.
 - [41] Y. Zhang, J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems", Proceedings of Safeprocess’03, Washington, USA, pp 265-276, IFAC 2003.
 - [42] M. Hilairret, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, "A Self-Reconfigurable and Fault-Tolerant Induction Motor Control Architecture for Hybrid Electric Vehicles", IEEE, Int.Conf.Electrical Machines,
 - [43] M. Boukhnifer and A. Raisemche, "Fault tolerant control for induction motor in electricalvehicle", in Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl., Dubrovnik, Croatia, pp. 136–141, Oct. 2012. ICEM06, Chania, Greece, 2006.
-

ANNEXE

- Paramètre de la machine :

- la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) :

Machine Synchrone à aimant permanent (MSAP)	Paramètres
Tension nominale	380 V
Courant nominale	5.9 A
Rs	1.67 Ω
Ld	0.0053 H
Lq	0.0045 H
Flux des aimants	0.15389 WB
Inertie de rotor	0.0064 Kg/m ²
Coefficient de frottement	0.000509 N.m/rad
Nombre de pair des pôles	3
Puissance nominale	1.1 KW
Vitesse nominale	365 rad/s
Couple nominale	3 N.m

- Paramètre de simulation:

- Commande vectorielle :

Tension d'alimentation de l'onduleur	380 V
Période d'échantillonnage	0.00001 s
Couple de charge	3 N.m
Vitesse de référence	± 157 rad/s
