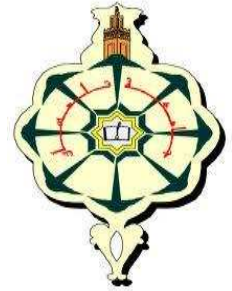
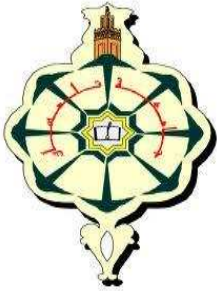


République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAÏD-TLEMCEŃ
FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département de Génie Electrique et Electronique



MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MASTER

AUTOMATIQUE

Option : Contrôle de Processus

Thème :

**Application de la commande par mode glissant au moteur
synchrone à aimants avec différents types d'observateurs**

Présenté par :

- BENAÏSSI Youcef
- BOUALEM Fethallah

Soutenu le 25/06/2013 devant la commission d'examen :

- | | |
|--------------------------------|-----------|
| - Pr. CHERKI Brahim | Président |
| - Dr. BENHABIB Mohamed Choukri | Examineur |
| - Dr. BORSALI Salima | Examineur |
| - Dr. BOUMEDIENE Abdelmadjid | Encadreur |

Année universitaire

2012/2013



Remerciements

« Le grand merci pour le bon dieu »

Un Remerciement particulier à Monsieur A. Boumediene, maître de conférences au sein du département d'Electrotechnique pour avoir accepté de diriger mes travaux et aussi pour ses conseils et ses encouragements le long de cette période de préparation du mémoire. Je tiens à remercier très vivement Monsieur B. Cherki, Professeur au sein du département d'Electrotechnique pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance

Mes remerciements vont aussi à Monsieur C. Benhabib Docteur, Madame S. Borsali Maître de Conférences, qui m'ont fait l'honneur d'être des examinateurs de mon mémoire. Pour tout cela je leurs exprime ma vive reconnaissance et mon estime.

Nos remerciements s'adressent également à tous les enseignants qui nous ont aidé pour accomplir ce travail.

Dédicace

A ma chère mère, qui m'a donné tout le courage, la tendresse

Et la patience.

A mes chères sœurs.

A toute la famille BENAÏSSI.

Et surtout à: Sarah, Fethallah, Réda, Amine, Sofiane, Zaki

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs

A toute la promo de l'automatique 2012/2013

Je dédie ce travail.

Benaïssi Youcef

Dédicace

A mes chers parents, qui m'ont donné tout le courage, la tendresse

Et la patience.

A mon cher frère.

A toute la famille BOUALLEM et BAHBAH

Et surtout à tous mes chers amis

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs

A toute la promo de l'automatique 2012/2013

Je dédie ce travail.

Boualem Fethallah

Sommaire

Sommaire

Sommaire.....	01
Liste des figures.....	04
Notations et symboles.....	06
Introduction générale.....	09

Chapitre I :

Modélisation de la MSAP

I.1 Introduction.....	12
I.2 La machine synchrone.....	13
I.2.1 Principes généraux.....	14
I.3 La machine synchrone à aimants permanents.....	15
I-4 Positionnement des aimants.....	15
I-5 Domaine d'application.....	16
I-6 Avantages et inconvénients.....	17
I-7 L'autopilotage de la machine synchrone.....	17
I-8 Modélisation de la MSAP.....	18
I-8-1 Mise en équations de la machine synchrone.....	19
I-8-1-1 Equations électriques.....	19
I-8-1-2 Equation mécanique.....	20
I-8-2 Transformation de PARK.....	21
I-8-3 Schéma bloc de la MSAP.....	24
I-9 Simulation et interprétations des résultats.....	26
I-10 Conclusion.....	29

Chapitre II :

La commande de la MSAP par mode glissant

II-1 Introduction.....	31
II-2 Généralités sur les systèmes non linéaires.....	32
II-3 Généralités sur la théorie de la commande par mode glissant.....	32
II-4 L'objectif de la commande par mode glissant.....	33
II-5 Les principaux avantages et inconvénients des modes glissants.....	33
II-6 Aspects théoriques de la commande par mode glissant.....	33

II -7 Conception de la commande par mode glissant.....	35
II-7-1 Choix de la surface de glissement.....	35
II-7-2 Conditions de convergence.....	36
II-7-2-1 La fonction directe de commutation.....	36
II-7-2-2 La fonction de <i>Lyapunov</i>	36
II-7-2-3 Synthèse de la loi de commande.....	37
II-8 Phénomène de broutement (chattering).....	38
II-9 Elimination du Phénomène de broutement (chattering).....	38
II-9-1 Commande discontinue de base.....	39
II-9-2 Commande avec un seuil.....	40
II-10 Application de la commande par mode glissant à la <i>MSAP</i>	40
II-10-1 Stratégie de commande à deux surfaces.....	42
II-10-1-1 Choix de la surface.....	43
II-10-1-2 Calcul du degré relatif.....	43
II-10-1-3 Calcul de la commande.....	43
II-11 Simulation et interprétations des résultats	47
II-12 Conclusion.....	51

Chapitre III :

Observateurs par mode glissant

III-1 Introduction.....	53
III-2 Définition d'un observateur.....	53
III-3 Principe d'observateurs linéaires.....	54
III-4 Observabilité des systèmes non linéaires.....	56
III-5 Différents types d'observateurs.....	57
III-6 Observateurs par mode glissant.....	57
III-6-1 Observateur classique par mode glissant.....	57
III-6-2 Observateur à mode glissant étape par étape.....	59
III-7 Application sur la <i>MSAP</i>	62
III-7-1 Observateur par mode glissant classique.....	63

III-7-1-1 Simulation et interprétations des résultats.....	65
III-7-2 Observateur par mode glissant étape par étape.....	67
III-7-2-1 Synthèse de l'observateur avec modèle non-triangulaire de la <i>MSAP</i>	67
III-7-2-1-a Simulation et interprétations des résultats.....	71
III-7-2-2 Synthèse de l'observateur avec modèle triangulaire de la <i>MSAP</i>	72
III-7-2-2-a Simulation et interprétations des résultats.....	78
III-8 Conclusion.....	81
Conclusion générale.....	83
Bibliographie.....	85
Annexe.....	89

Liste des figures

Figure I.1 : Machine triphasée, le rotor est alimenté en courant continu.....	13
Figure I.2 : Machine synchrone triphasée.....	14
Figure I.3 : La machines synchrones à aimants permanents.....	15
Figure I.4 : Positionnement des aimants dans la <i>MSAP</i>	16
Figure I.5 : Principe de l'autopilotage.....	18
Figure I.6 : Schéma équivalent de la <i>MSAP</i> dans le repère $(d-q)$	21
Figure I.7 : Schéma bloc de la <i>MSAP</i> (représentation avec <i>Simulink</i>).....	26
Figure I.8 : Schéma de simulation de la <i>MSAP</i> alimentée par une source de tension sinusoïdale	27
Figure I.9 : Caractéristiques dynamiques de la <i>MSAP</i> avec variation de charge.....	28
Figure II.1 : Trajectoire d'un système de deuxième ordre à <i>CSV</i>	34
Figure II.2 : Commande appliquée aux systèmes à structure variables.....	37
Figure II.3 : Mode de glissement avec chattering.....	39
Figure II.4 : Représentation de la fonction <i>sign</i>	40
Figure II.5 : Représentation de la fonction <i>sign</i> avec un seuil.....	41
Figure II.6 : Schéma globale de la commande par mode glissant.....	43
Figure II.7 : Schéma <i>Simulink</i> de la commande par mode glissant de la <i>MSAP</i>	47
Figure II.8 : Comportement dynamique de la <i>MSAP</i> avec variation de charge.....	48
Figure II.9 : Comportement dynamique de la <i>MSAP</i> avec inversion de vitesse.....	49
Figure II.10 : Comportement dynamique de la <i>MSAP</i> avec variation de charge et en remplaçant la fonction <i>sign</i> par la fonction <i>sign</i> avec seuil.....	50
Figure III.1 : Schéma de principe d'un observateur.....	54

Figure III.2 : Principe de l'observateur linéaire.....	55
Figure III.3 : Schéma fonctionnel d'un observateur classique par mode glissant.....	59
Figure III.4 : Schéma <i>Simulink</i> de l'observateur classique.....	64
Figure III.5 : Schéma <i>Simulink</i> du système.....	65
Figure III.6 : Caractéristiques mécaniques et électrique de la <i>CMG</i> de la <i>MSAP</i>	66
Figure III.7 : Caractéristiques mécaniques et électrique de l'observateur classique.....	66
Figure III.8 : Schéma <i>Simulink</i> de l'observateur étape par étape sans forme triangulaire du modèle de la <i>MSAP</i>	68
Figure III.9 : Caractéristiques électriques et mécaniques de la <i>CMG</i> de la <i>MSAP</i>	71
Figure III.10 : Caractéristiques électriques et mécaniques de l'observateur étape par étape.....	72
Figure III.11 : Schéma <i>Simulink</i> de la transformation direct-inverse.....	74
Figure III.12 : Caractéristiques mécanique et électriques de la <i>CMG</i> de la <i>MSAP</i>	75
Figure III.13 : Caractéristiques mécanique et électriques après transformation directe/inverse.....	75
Figure III.14 : Schéma <i>Simulink</i> de l'observateur en z_i	76
Figure III.15 : Schéma <i>Simulink</i> du modèle réduit (commande-machine-observateur).....	78
Figure III.16 : Caractéristiques mécanique et électriques de la <i>CMG</i> de la <i>MSAP</i>	79
Figure III.17 : Caractéristiques mécaniques et électriques de l'observateur.....	79
Figure III.18 : Caractéristiques mécaniques et électriques de la <i>CMG</i> de la <i>MSAP</i> avec inversion de vitesse.....	80
Figure III.19 : Caractéristiques mécaniques et électriques de l'observateur avec inversion de vitesse.....	80

Notations et abréviations

Notations générales :

V_{sabc} : Tensions des phases statoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique

ϕ_{sabc} : Flux des phases statoriques.

i_{sabc} : Courants des phases statoriques

ϕ_f : Flux induit par les aimants

L_{abc} : Inductances propres statoriques

M_{abc} : Inductances mutuelles entre les phases statoriques

ϕ_{sf} : Valeur crête du flux créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques

L_s : Inductance statorique

L_{s0} : Inductance de fuite

L_m : Inductance de magnétisation

θ : Position angulaire du rotor par rapport au stator en degré électrique.

ω : Vitesse électrique du rotor

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

j : Moment d'inertie des masses en rotor.

P : Nombre de paires de pôles.

Ω : Vitesse mécanique de rotation.

f : Coefficient de frottement.

$[T]$: Matrice de transformation de *PARK*.

$[T^{-1}]$: Matrice inverse de transformation de *PARK*.

(d,q) : Référentiel lié au champ tournant.

L_d, L_q : Inductances cycliques directe et en quadrature.

s : Variable de la transformée de *Laplace*

t : Le temps (s)

i_{dref} : Courant directe de référence

Ω_{ref} : Vitesse de référence

V : Fonction de *Lyapunov*

S : Surface de glissement

λ : Constante positive

e : Erreur de suivi

$\text{sign}(S)$: Fonction signe définie

x : Vecteur des états

\hat{x} : Vecteur des états estimés

u : Vecteur de commande

Abréviations :

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent.

CMG : Commande par mode glissant.

CSV : Commande à structure variable.

TL : Transformée de *Laplace*.

Introduction générale

Introduction générale :

Les moteurs électriques représentent, de plus en plus, la charge électrique la plus importante par rapport aux réseaux électriques car ils sont utilisés dans tous les secteurs et ont un grand domaine d'application. [1]

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'ils n'ont pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.[1]

La machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*) est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents. [2]

Dans notre mémoire nous nous intéressons à la machine synchrone à aimants permanents en lui appliquant une commande par mode glissant qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède une robustesse vis-à-vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système) en permettant à la (*MSAP*) d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu c'est-à-dire la linéarité et le découplage.

Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (effet de chattering).

Ce mémoire s'articule autour de trois chapitres :

- Dans le premier chapitre, après la description de la machine synchrone à aimants permanents, nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères.
- Dans le deuxième chapitre, on présentera en premier lieu la commande par mode glissant, son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses inconvénients. En appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, il est intéressant de prouver la stabilité asymptotique en boucle fermée. Ce point va être illustré de façon théorique en faisant appel à la théorie de stabilité de *Lyapunov*.
- Dans le troisième chapitre, on va introduire les observateurs par mode glissant du premier ordre appliqué sur la (*MSAP*) qui permet l'estimation de grandeurs non mesurées de notre système, en notant la convergence de chacun de ces observateurs.

Une conclusion sera présentée à la fin de ce mémoire pour rassembler tous les résultats obtenus.

Chapitre I

Modélisation de la MSAP

I-1 Introduction

Pendant longtemps le moteur à courant continu a été utilisé dans le domaine de la vitesse variable à cause de l'avantage de la machine en termes de découplage naturel entre le flux et le couple. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Le principal défaut de la machine à courant continue reste son collecteur mécanique qui ne peut effectuer de grand transfert d'énergie et qui tolère mal le fonctionnement dans certains environnements pollués faisant augmenter les coûts d'entretiens. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif qui ne disposent cependant pas de découplage naturel telle que les machines à courant continu [3][4].

La machine à courant alternatif se présente alors comme un système multivariable, non linéaire fortement couplé dont le contrôle reste toujours un challenge. Les états non mesurables et les paramètres variant durant le fonctionnement ont limité ses performances.

Toutefois, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées faisant atteindre à la machine des performances de plus en plus élevées sur le plan de la rapidité et de la précision [5].

L'apparition sur le marché des aimants permanents plus performant a entraîné un intérêt grandissant pour les moteurs synchrones à aimants permanents (*MSAP*). Ils offrent par rapport aux autres types des machines électriques (machine synchrone à rotor bobinée, machine asynchrone) beaucoup d'avantages notamment une puissance massique élevée, une faible inertie et un rendement élevé. Ce type de machine est limité en puissance, ne supportant ni des températures élevées de fonctionnement, ni des surcharges importantes.[6]

Dans ce premier chapitre nous présenterons un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de *PARK*, en vue d'une modélisation biphasée.

Enfin une simulation sera effectuée pour montrer les performances dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents.

I-2 Machine synchrone



Figure I.1 : Machine triphasée, le rotor est alimenté en courant continu.

Une machine synchrone est une machine électrique :

- soit produisant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor : fonctionnement en « génératrice » dans deux quadrants du plan couple-vitesse. L'alternateur est une application particulière de la machine synchrone, fonctionnant en génératrice dans un seul quadrant du plan couple-vitesse ;
- soit absorbant un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation du rotor (principe de synchronisme).

Au-delà de quelques kilowatts, les machines synchrones sont généralement des machines triphasées. Le rotor, souvent appelé « roue polaire », est alimenté par une source de courant continu ou équipé d'aimants permanents. [7]

I-2-1 Principes généraux

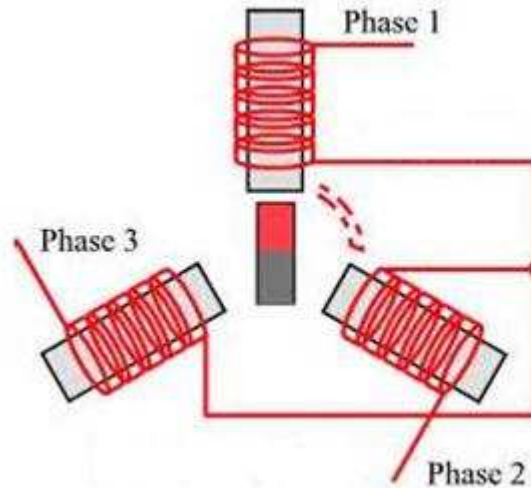


Figure I.2 : Machine synchrone triphasée

La machine synchrone se compose d'une partie tournante, le rotor, et d'une partie fixe, le stator. Le rotor peut se composer d'aimants permanents ou être constitué d'un bobinage alimenté en courant continu et d'un circuit magnétique (électro-aimant).

Il n'est pas possible de faire démarrer correctement, sans aide extérieure, une machine synchrone en connectant ses enroulements statoriques directement sur un réseau alternatif. Si l'on n'entraîne pas le rotor par une force extérieure, il est possible de la faire tourner en alimentant ses enroulements statoriques par un courant alternatif dont la fréquence augmente progressivement de zéro à la fréquence de synchronisme et en faisant en sorte que la tension aux bornes des enroulements soit proportionnelle à la fréquence. Sa vitesse de synchronisme sera directement liée à la fréquence de l'alimentation électrique. Un autre moyen est de réaliser l'autopilotage de la machine, c'est-à-dire de maintenir l'orthogonalité du flux magnétique rotorique par rapport au flux statorique (*autopilotage*), par exemple, en disposant sur son axe un capteur qui délivre une information de la position du rotor. Cette information est traitée par un convertisseur électronique qui fournit le courant statorique à la machine, en phase avec sa force contre-électromotrice. [7]

I-3 Machine synchrone à aimants permanents

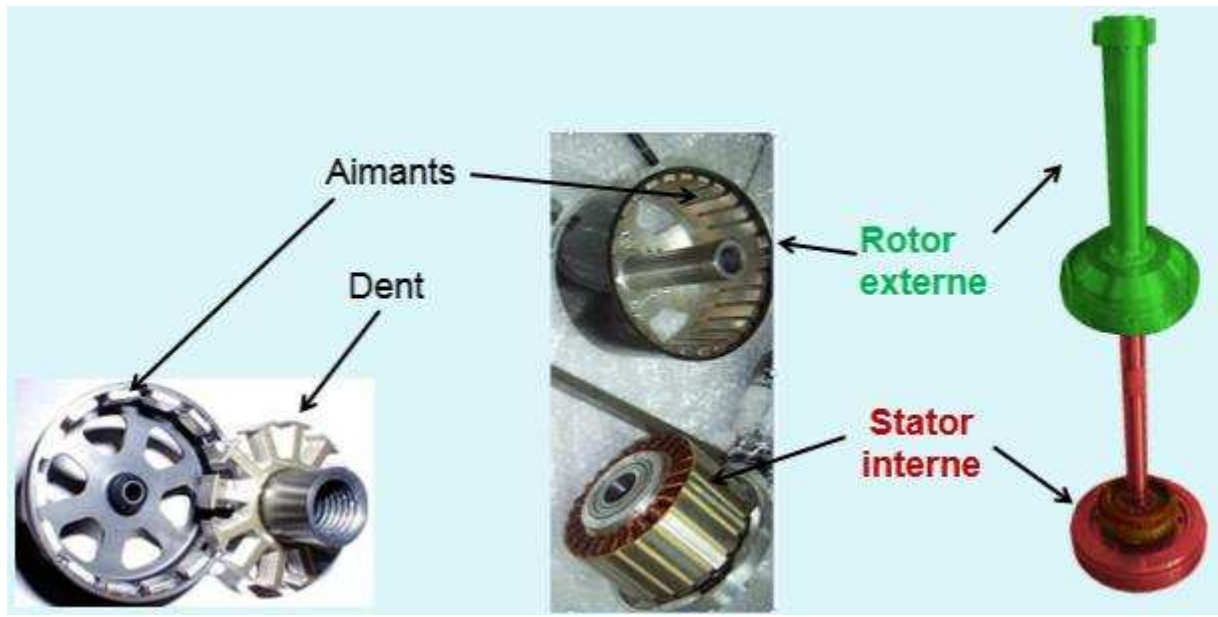


Figure I.3 : La machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (par exemple ascenseurs d'immeuble de grande hauteur). [8]

I-4 Positionnement des aimants

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents [9] :

- Aimants en surface : (MSAP_S) les aimants permanents sont collés sur le rotor à l'aide de résine ou on les insère dans des encoches faites dans le rotor.

- Aimants enterrés : (MSAP_E) les aimants permanents sont démagnétisés et enterrés dans le rotor après ils sont remagnétisés.
- Aimants à concentration de flux : (MSAP_CF) les aimants permanents sont disposés de telle sorte qu'ils fournissent une concentration de flux dans l'entrefer.

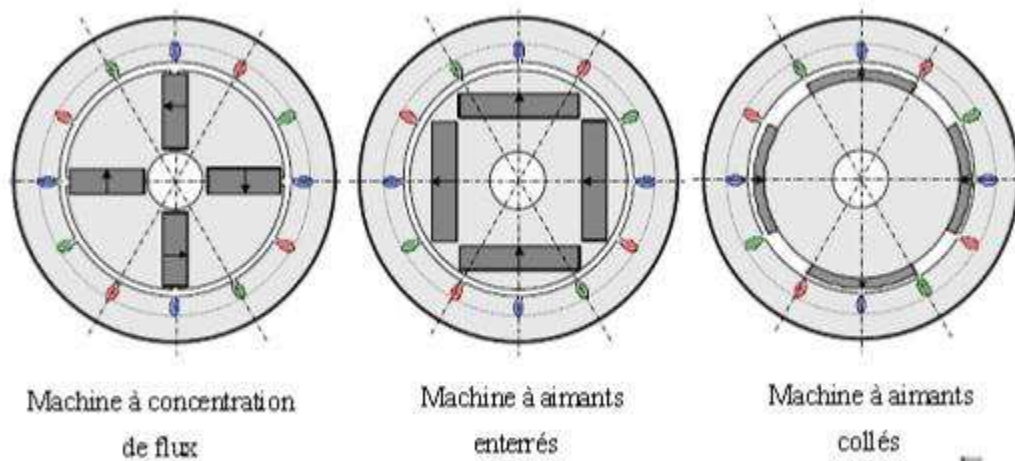


Figure I.4 : positionnement des aimants dans la MSAP

I-5 Domaine d'application

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction :

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- 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 à 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 particulières (domestique,...). [10], [11]

I-6 Avantages et inconvénients

Ces machines ont effectivement des avantages non négligeables [8] :

- Rapports couple/masse et puissance/masse élevés.
- Très bon rendement.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

Cependant ils ont tout de même certains inconvénients :

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt)
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.

I-7 L'autopilotage de la machine synchrone

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électrique, une variation très rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [12].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable liée à la vitesse du rotor. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation, ce dernier est dit principe d'autopilotage.

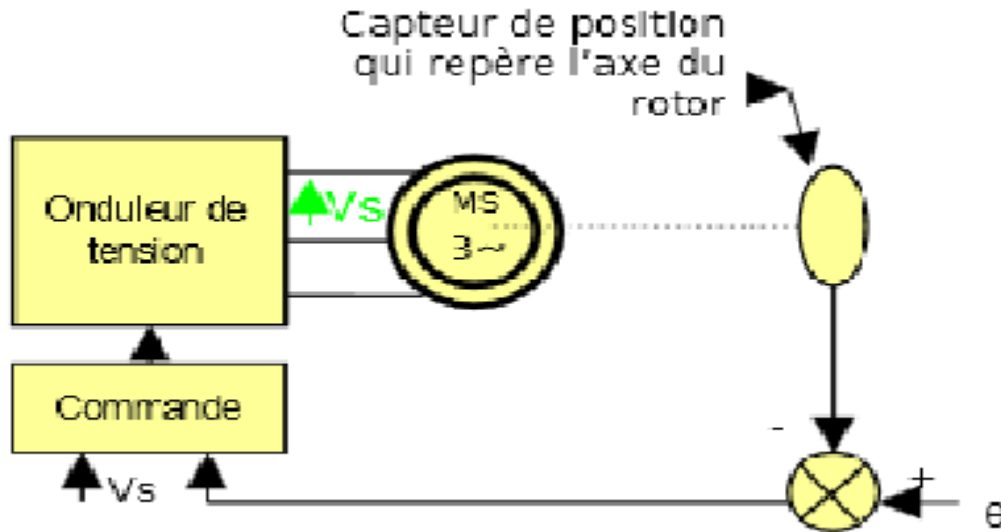


Figure I.5 : principe de l'autopilotage.

I-8 Modélisation de la MSAP

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que [9] :

- ❖ Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propres et mutuelles sont indépendants des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- ❖ La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- ❖ Les pertes fer sont négligées.
- ❖ Les résistances et réactances sont considérées indépendantes de la température
- ❖ La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux.

I-8-1 Mise en équations de la machine synchrone

I-8-1-1 Equations électriques

Les tensions, courants et flux statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes $[V_s]$, $[I_s]$ et $[\phi_s]$ respectivement.

L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit [13] [14] :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$[V_{sabc}] = \begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix}, [i_{sabc}] = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix}, \text{ et } [\phi_{sabc}] = \begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{pmatrix}$$

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [\phi_f] \quad (\text{I.2})$$

Où :

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \text{ et } [\phi_f] = \phi_f \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

R_s : est la résistance du stator.

ϕ_f : est la valeur crête (constant) du flux créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_m] \quad (\text{I.3})$$

$[L_s]$: est l'inductance du stator qui est la somme de deux inductances :

$[L_{s0}]$: est l'inductance de fuite

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix}$$

M_{ij} est l'inductance mutuelle entre les phases a,b et c , avec : $i=a,b,c$, $j=a,b,c$ et $i \neq j$

$[L_m]$: la matrice d'inductance de magnétisation.

$$[L_m] = L_m \begin{pmatrix} \cos 2\theta & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos 2\theta \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos 2\theta & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

L_m : est une constante.

θ : est la position angulaire du rotor par rapport au stator en degré électrique

En introduisant (I.2) dans (I.1) on aura :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}] + [\phi_f]) \quad (I.4)$$

On remarque que le système (I.4) engendre des équations fortement non linéaires et couplées, pour supprimer ce problème, on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la transformation de *PARK*, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

I-8-1-2 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = \Omega f + j \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.5)$$

Avec :

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

Ω : vitesse mécanique du rotor.

f : coefficient des frottements visqueux.

j : moment d'inertie.

Le couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \left\{ \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \right\} \quad (I.6)$$

I-8-2 Transformation de Park

A l'aide de la transformation de *PARK*, on passe des grandeurs statoriques réelles (tension, flux, courant) à leurs composantes fictives appelées les composantes *d-q*.

Le repère (*d,q*) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application.

La figure (I.5) présente la *MSAP* en modèle vectoriel (modèle de *PARK*)

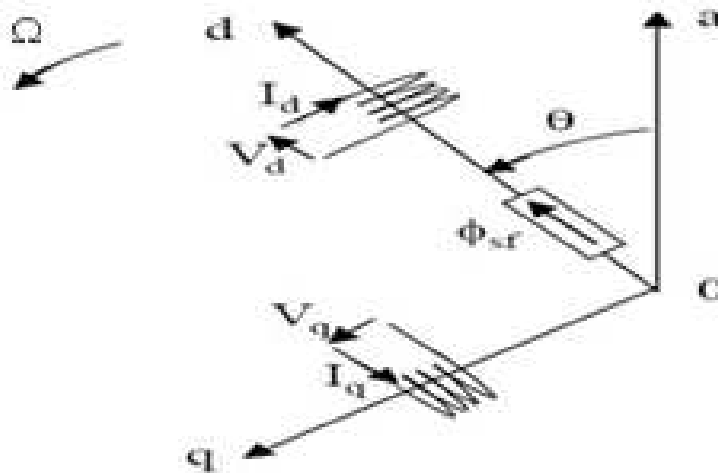


Figure I.6 : Schéma équivalent de la *MSAP* dans le repère (*d-q*).

Le repère (*oa*) est fixe. Le repère *d-q* tourne avec la vitesse de synchronisme.

La transformation de *PARK* est définie comme suit [15] :

$$[T][X_{abc}] = [X_{dq0}] \quad (I.7)$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux

Avec $[T]$ est la matrice de passage qui égale à :

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

Et $[T^{-1}]$ est la matrice inverse qui égale à :

$$[T^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \quad (I.9)$$

θ : indique l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (I.10)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{P} \quad (I.11)$$

Ω : la vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique).

ω : la vitesse électrique de la machine.

P : nombre de paire de pôles de la machine.

En appliquant la transformation (I.7) au système (I.1), on aura:

$$V_{dq0} = R_s i_{dq0} + [T] \frac{d\phi_{sabc}}{dt} \quad (\text{I.12})$$

Ensuite, en se basant sur (I.4) et (I.9) on obtient :

$$[V_{dq0}] = [T][R_s][T^{-1}][i_{dq0}] + [T][T^{-1}] \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}] + [T] \left(\frac{d}{dt} [T^{-1}] \right) [\phi_{dq0}] \quad (\text{I.13})$$

A l'aide de cette dernière équation, on obtient les équations statoriques de la machine exprimés dans le référentiel de *PARK* lié au rotor :

$$\begin{cases} V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + P\Omega\phi_d \\ V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - P\Omega L_q i_q \\ V_0 = R_s i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} = 0 \Rightarrow \text{cas des systèmes équilibrés} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

D'après les équations (I.3), (I.8), (I.9), nous avons :

$$[\phi_{dq0}] = [T][\phi_{sabc}] = [L][i_{sabc}] + \phi_f \quad (\text{I.15})$$

$$[\phi_{dq0}] = [T][L][T^{-1}][i_{dq0}] + \phi_f$$

D'où :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

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

$$\begin{cases} V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\Omega L_d i_d + P\Omega \phi_f \\ V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\Omega L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

• **Expression du couple électromagnétique**

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par:

$$C_{em} = P[(L_d - L_q)i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{I.18})$$

-En déduisant la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel $(d-q)$ avec i_d, i_q, Ω comme variable d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (-R_s i_d + V_d + P\Omega L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (-R_s i_q + V_q - P\Omega L_d i_d - P\Omega \phi_f) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - C_r - \Omega f) \\ C_{em} = P[(L_d - L_q)i_d i_q + \phi_f i_q] \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Ce système d'équations est plus simple que celui en (I.1) sauf qu'il est toujours non linéaire.

- ✓ À noter que si le moteur est à entrefer constant ($L_d - L_q = 0$) le modèle sera encore plus simple et l'équation du couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = P\phi_f i_q \quad (\text{I.20})$$

I-8-3 Schéma bloc de la MSAP

On peut représenter la MSAP par un schéma bloc illustré par la figure (I.6). Et qui est basé sur les fonctions de transfert suivantes :

- A partir de la première équation du système (I.19) et en appliquant la transformée de Laplace, on obtient :

$$s.i_d(s) = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d(s) + V_d + P\Omega(s)L_q i_q(s))$$

$$i_d(s)(L_d.s + R_s) = V_d + P\Omega(s)L_q i_q(s)$$

$$i_d(s) = \frac{1}{L_d.s + R_s}(V_d + P\Omega(s)L_q i_q(s))$$

De même pour la deuxième équation du système (I.19), on aura :

$$s.i_q(s) = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q(s) + V_q - P\Omega(s)L_d i_d(s) - P\Omega(s)\phi_f)$$

$$i_q(s)(L_q.s + R_s) = V_q - P\Omega(s)L_d i_d(s) - P\Omega(s)\phi_f$$

$$i_q(s) = \frac{1}{L_q.s + R_s}(V_q - P\Omega(s)L_d i_d(s) - P\Omega(s)\phi_f)$$

Et en appliquant la transformée de Laplace à la quatrième équation du système (I.19), on obtient :

$$C_{em}(s) - C_r(s) = s.j\Omega(s) + f\Omega(s)$$

$$\frac{\Omega(s)}{C_{em}(s) - C_r(s)} = \frac{1}{js + f}$$

L'écriture du système (I.19) dans le domaine fréquentielle nous permet d'établir le schéma *Simulink* suivant :

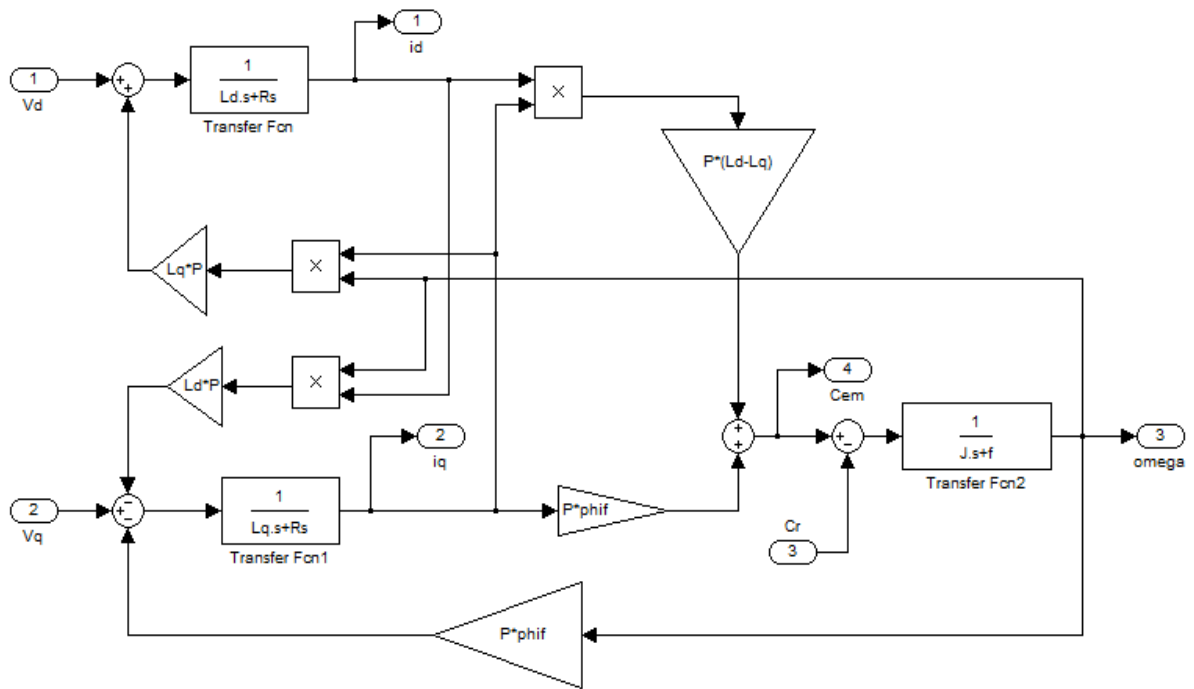


Figure I.7 : Schéma bloc de la MSAP (représentation avec Simulink)

I-9 Simulation et interprétations des résultats

Le schéma de simulation est représenté comme suit :

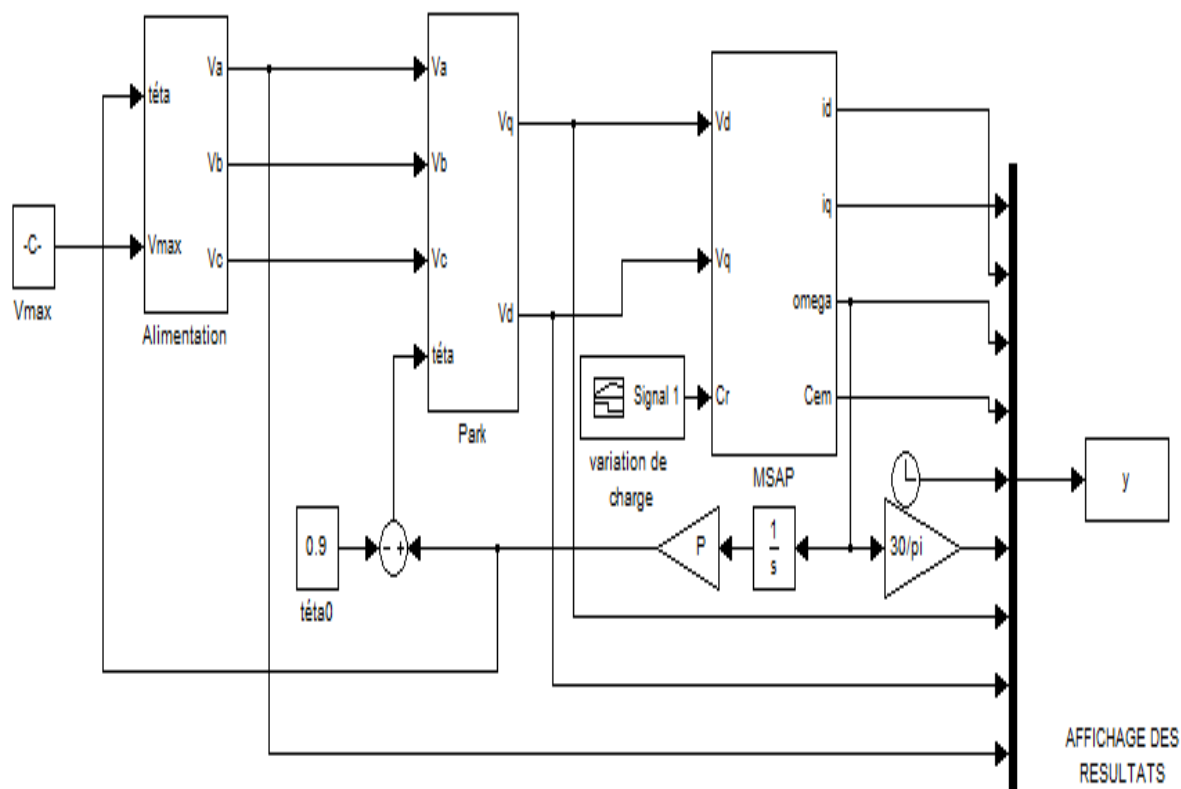


Figure I.8 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par une source sinusoïdale

- Nous avons simulé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le logiciel *MATLAB/Simulink* dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe.
- La simulation est faite comme suite :

Le démarrage de la MSAP en charge ($C_n=3 \text{ N.m}$), puis élimination de la charge entre 0.3 s et 0.5 s.

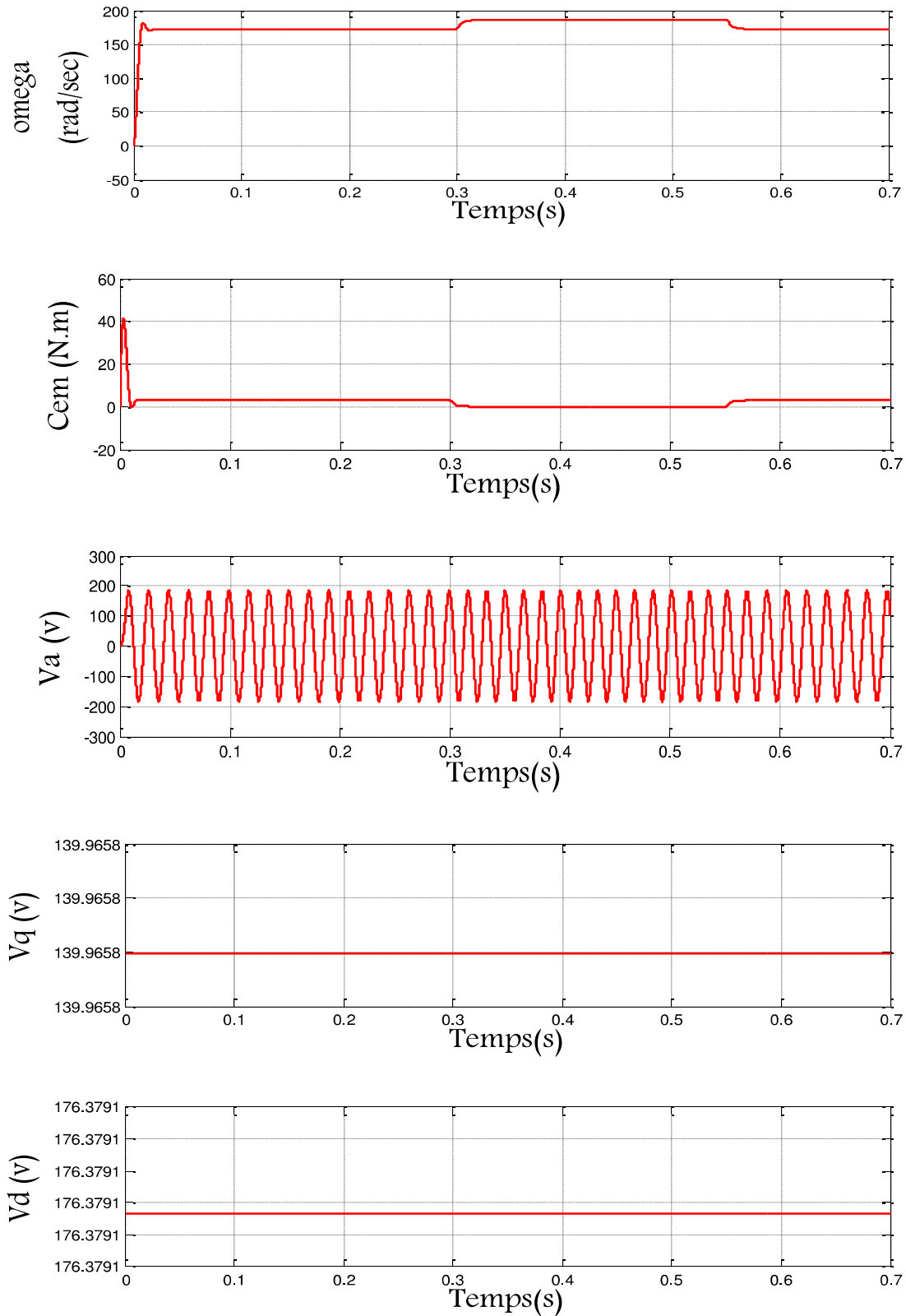


Figure I.9 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP avec variation de charge
($C_r=C_n$, puis $C_r=0$, puis $C_r=C_n$)

- **Interprétation**

Nous avons présenté sur la figure(I.8) la vitesse Ω (rad/s), le couple électromagnétique C_{em} (N.m), les tensions V_a , V_q , V_d (V) de la MSAP.

La machine est alimentée par un onduleur de tension triphasée idéal, donc les tensions sont sinusoïdales avec une fréquence liée à la vitesse du rotor.

La figure (I.8) présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement en charge pour $C_r= 3\text{N.m}$ jusqu'à $t=0.3\text{s}$, nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (172.6 rad/sec) après un démarrage très rapide avec des oscillations au régime transitoire, puis la machine sera à vide pour $C_r=0 \text{ N.m}$ jusqu'à $t=0.5\text{s}$, alors la vitesse augmente jusqu'à (187 rad/sec), puis elle redescend jusqu'à sa valeur initiale de (172.6rad/sec) lors de la reprise de la charge, $C_r=3\text{N.m}$ jusqu'à $t=0.7\text{s}$.

Le couple électromagnétique présente une allure qui se stabilise à une valeur crête de (3 N.m) en charge puis il descend à la valeur de (0N.m) à vide.

Notre figure de tension statorique de la phase V_a est sinusoïdale.

On remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I-10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de *Park*. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites.

Les résultats obtenus après simulation numérique sous *MATLAB* nous ont permis d'analyser le comportement dynamique lors du démarrage de la MSAP en charge et à vide.

Tenant compte des interprétations faites ci-dessus, on applique dans le chapitre suivant une commande par mode glissant pour améliorer les performances statiques et dynamiques de la machine en boucle fermée.

Chapitre II

La commande de la MSAP par mode glissant

II-1 Introduction

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe.

Ainsi, il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande appelés « systèmes à structures variables », ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants au Japon par *H.Harachima*, aux Etats Unis par *I.I.Slotine* et en ex-Union Soviétique par *V.Utkin* et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique *A.F.Filippov*.

L'intérêt accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité des composants électroniques plus performants et de microprocesseurs très développés. [22][26][18]

La commande par mode glissant (*CMG*) est une commande à structure variable (*CSV*) par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Ce type de commande (*CMG*) présente plusieurs avantages tels que la robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible et l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système [23][33].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissant, son principe, ses propriétés de robustesse, puis en appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent. La stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de *Lyapunov*.

II-2 Généralités sur les systèmes non linéaires

Les systèmes non linéaires peuvent être représentés comme un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires, décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs. Les entrées peuvent être choisies en boucle ouverte c'est à dire ne dépendent que du temps, ou en boucle fermée, c'est à dire comme des fonctions des variables mesurées, appelées observations [29] [30].

Ils peuvent être le lieu de plusieurs phénomènes. Par exemple, ils peuvent converger, en régime permanent, à différents points d'équilibres, contrairement aux systèmes linéaires, qui n'en possèdent qu'un seul [31].

Les non linéarités d'un système peuvent être naturels telle la saturation dans une machine électrique ou artificielle introduite par le concepteur des structures de commande. Ces non linéarités possèdent des effets indésirables sur le comportement des systèmes mais pouvant à leurs tours être éliminées ou réduites par des techniques de commandes non linéaires adéquates.

Contrairement aux systèmes linéaires où l'étude et l'analyse de stabilité robuste d'une structure de commande utilise des outils élaborés et bien maîtrisés, l'analyse des systèmes non linéaires est moins évidente et se révèle comme une étape très importante pour la synthèse des lois de commandes.[29][31]

II-3 Généralités sur la théorie de la commande par mode glissant

Les commutations de la commande à structure variable s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une « variété » ou « surface » dite de glissement.

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de le faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre.

Une surface de glissement : c'est une surface sur laquelle le système suivra l'évolution souhaitée (sur laquelle évoluera l'erreur) [27].

Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant

que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations [22][28].

II-4 L'objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant est de :

- synthétiser une surface, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulations et de stabilité.
- Déterminer une loi de commande qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir sur cette surface. [27]

II-5 Les principaux avantages et inconvénients des modes glissants

Parmi les avantages des modes glissants :

- La robustesse face à une large classe de perturbations ou d'incertitudes du modèle,
- Le besoin d'une quantité réduite d'information en comparaison avec les techniques de commandes classiques,
- La possibilité de stabilisation de certains systèmes non linéaires qui ne sont pas stabilisables par la loi de commande par retour d'état continu.

Par contre, ils ont des inconvénients comme :

- Le phénomène de broutement (chattering) ou de réticence,
- La brutalité de la commande,
- La sensibilité aux bruits de mesures.

II-6 Aspects théoriques de la commande par mode glissant

Soit un système de commande continue, représentée par le système d'état :

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u \quad (\text{II.1})$$

Où $x \in R^n$: est le vecteur d'état du système,

$u \in R^m$: est le vecteur de commande,

Et $y \in \mathbb{R}^m$; est le vecteur de sortie.

Dans la commande à structure variable (CSV), la réponse d'un tel système passe en général par trois phases ou modes appelés, mode d'atteinte (*Reaching Mode, RM*), mode de glissement (*Sliding Mode, SM*), et le mode du régime permanent (*steady-state Mode, SS*), ces modes sont illustrés dans le plan de phase sur figure (II.1) :

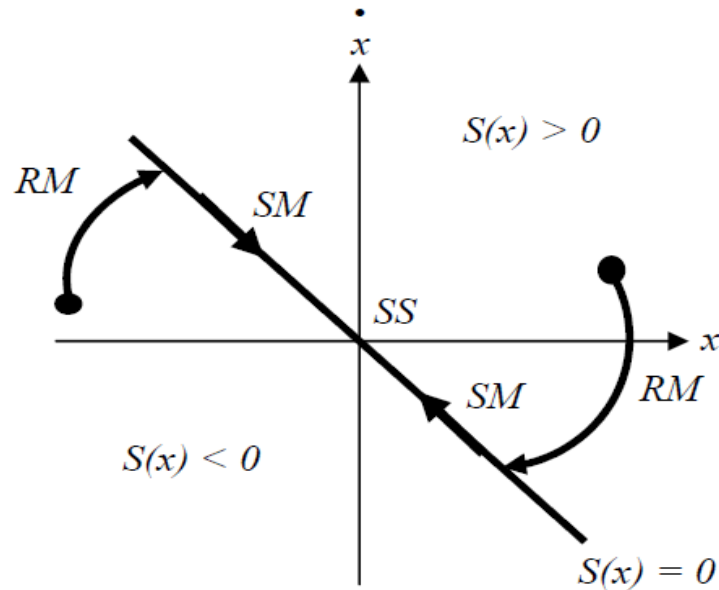


Figure II.1: Trajectoire d'un système de deuxième ordre à CSV

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini S (*sliding surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes.

Ainsi, la conception du contrôleur à mode glissant passe par trois étapes essentielles :

- 1) Choix de l'expression et du nombre de surfaces représenté par un vecteur $S(x)$, pour assurer :
 - La poursuite de référence
 - La régulation
 - La stabilité de la structure de commande
- 2) Détermination de la loi de commande :

Calcul de la commande $U(x)$ qui permet de conduire la trajectoire d'un système à partir d'un état initial vers la surface de glissement et la maintient, jusqu'au point de fonctionnement désiré.

- 3) Réduire le phénomène de Chattering (broutement). [24]

II -7 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes essentielles dépendant l'une de l'autre :

- 1) Le choix des surfaces.
- 2) L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- 3) La détermination de la loi de commande.

II-7-1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par l'équation (II.1), le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande $u(t)$

Avec :

- $x(t)$: vecteur d'état.
- $u(t)$: vecteur d'entrée.
- $A(x, t)$: fonction non linéaire.
- $B(x, t)$: fonction non linéaire.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par [19] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

- x : variable à réguler.
- $e(x)$: est l'erreur entre la variable à réguler et sa référence : $e(x) = (x_{ref} - x)$
- λ : Constante positive.
- r : est un degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Une fois la fonction de commutation est établie le problème de la poursuite nécessite la conception d'une loi de commande tel que la variable à réguler reste sur la surface de glissement $s(x, t) = 0$ pour tout $t > 0$.

II-7-2 Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence. [18]

II-7-2-1 La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence elle est proposée et étudiée par *UTKIN*. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases}$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{II.3}$$

II-7-2-2 La fonction de Lyapunov

La fonction de *Lyapunov* est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa

valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de *Lyapunov*.

Nous définissons la fonction de *Lyapunov* comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{II.4})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (II.2) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir de deux cotés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

II-7-2-3 Synthèse de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement Figure (II.2). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence qui apparaissent dans le mode de glissement.

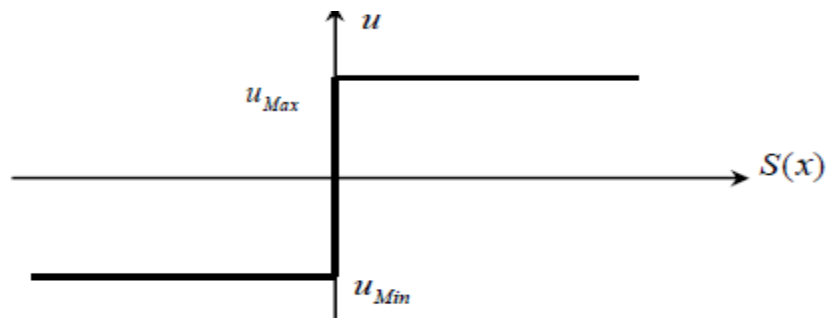


Figure II.2 : Commande appliquée aux systèmes à structure variables

II-8 Phénomène de broutement (chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement ou « chattering ». Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Le principal raison à l'origine de ce phénomène, c'est le caractère discontinu de la commande correspond à la composante discontinue de la forme « $K.sign(S)$ » qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de glissement avec une fréquence élevée sous la forme :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.6})$$

C'est pour ça qu'on peut dire que lorsque la surface de commutation est atteinte, (condition $S(x,t) = 0$ et $\dot{S}(x,t) = 0$), on peut écrire :

$$u = u_{eq} \text{ et } u_n = 0.$$

- ✓ On a un glissement moins satisfaisant si on a un chattering plus important.
- ✓ le phénomène de chattering apparaît clairement dans la courbe de couple électromagnétique, Cependant le phénomène de chattering sera réduit par des techniques qui sont cités dans le paragraphe suivant. [21][23][25][26]

II-9 Elimination du Phénomène de chattering

Du point de vue de la synthèse de commande, on procède généralement au choix de la surface de commutation $S(x)=0$ en fixant le plus souvent la dynamique de glissement, puis on déduit une commande discontinue $u(x,t)=0$, qui rend cette surface attractive et assure ainsi l'apparition du mode de glissement.

Un mode de glissement idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie or il n'existe aucun organe de commande pouvant réaliser cette opération. Malgré les différents avantages de la commande par mode de glissement, son utilisation a été entravée par un inconvénient majeur lié au phénomène de broutement (phénomène de chattering), figure (II.3). Ce phénomène est une conséquence naturelle du comportement dynamique réel de l'ensemble actionneur système à commander.

Le broutement peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande ou exciter des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système.[20]

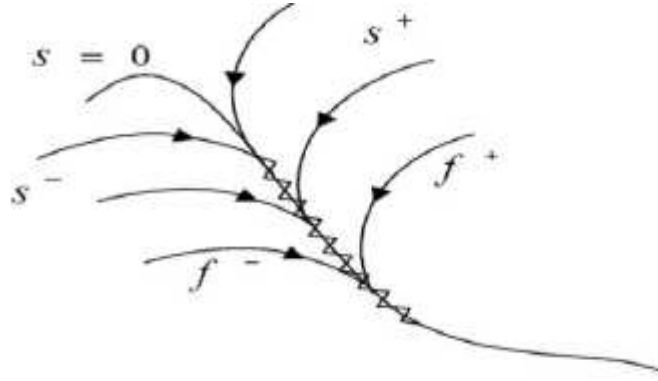


Figure II.3 : Mode de glissement avec chattering.

Ainsi, On peut citer quelques différentes méthodes à limiter ce phénomène [20] :

II-9-1 Commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue u_n peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_n]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$

$$\begin{cases} \text{sign}(S) = +1 & \text{si } S > 0 \\ \text{sign}(S) = -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

u_n s'exprime donc :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.8})$$

Avec

K : gain positif.

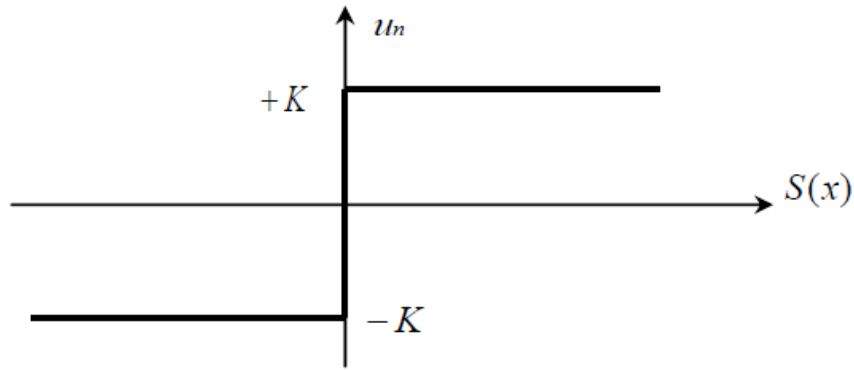


Figure II.4 : Représentation de la fonction *sign*

II-9-2 Commande avec un seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil ε , dans la bande qui entoure la surface de glissement $S(x)$. La partie discontinue (u_n) étant égale à zéro, les oscillations sur les réponses fortement atténuées. Cependant lorsque ε augmente, il apparaît un écart statique sur la réponse en régulation. La commande discontinue est donnée par l'expression :

$$u_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce choix de la fonction est représenté par la figure suivante :

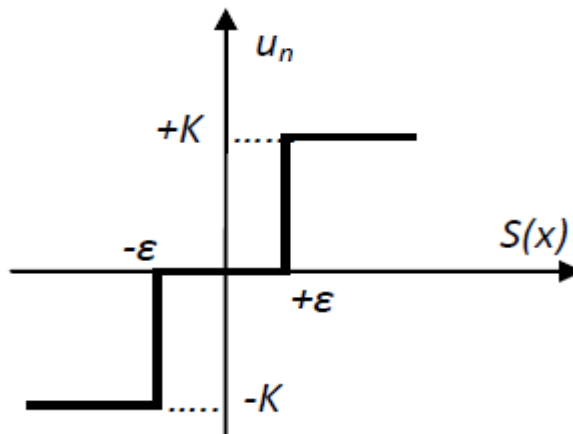


Figure II.5 : Représentation de la fonction "sign" avec un seuil.

II-10 Application de la commande par mode glissant à la MSAP

On rappelle le modèle de la MSAP :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d + V_d + P\Omega L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q + V_q - P\Omega L_d i_d - P\Omega \phi_f) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j}(C_{em} - C_r - \Omega f) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On pose :

$$f_1 = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d + P\Omega L_q i_q)$$

$$f_2 = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q - P\Omega L_d i_d - P\Omega \phi_f)$$

$$f_3 = \frac{1}{j}(-C_r - \Omega f)$$

$$g = \frac{1}{j}[P(L_d - L_q)i_d + P\phi_f]$$

Ainsi, notre modèle sera :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}V_d + f_1 \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}V_q + f_2 \\ \frac{d\Omega}{dt} = f_3 + g i_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En dérivant f_3 et g , on obtient :

$$\bullet \quad \dot{f}_3 = -\frac{f}{j}\dot{\Omega}$$

$$\begin{aligned} \bullet \quad \dot{g} &= \frac{1}{j} P(L_d - L_q) \dot{i}_d \\ &= \frac{1}{j} P(L_d - L_q) \left(\frac{1}{L_d} V_d + f_1 \right) \end{aligned}$$

On va appliquer la commande par mode glissant sur la *MSAP* dans le cas multivariable à deux surfaces.

II-10-1 Stratégie de commande à deux surfaces

On utilise le principe de la commande par mode glissant à deux surfaces, qui est basée sur une boucle de régulation de vitesse qui génère la commande V_q , et une deuxième boucle de régulation indépendante de la première, impose la commande du courant i_d et fournit la commande V_d . Pour cela on passe par les étapes suivantes :

- Choix de la surface.
- Calcul du degré relatif pour chaque sortie.
- Calcul de la commande.

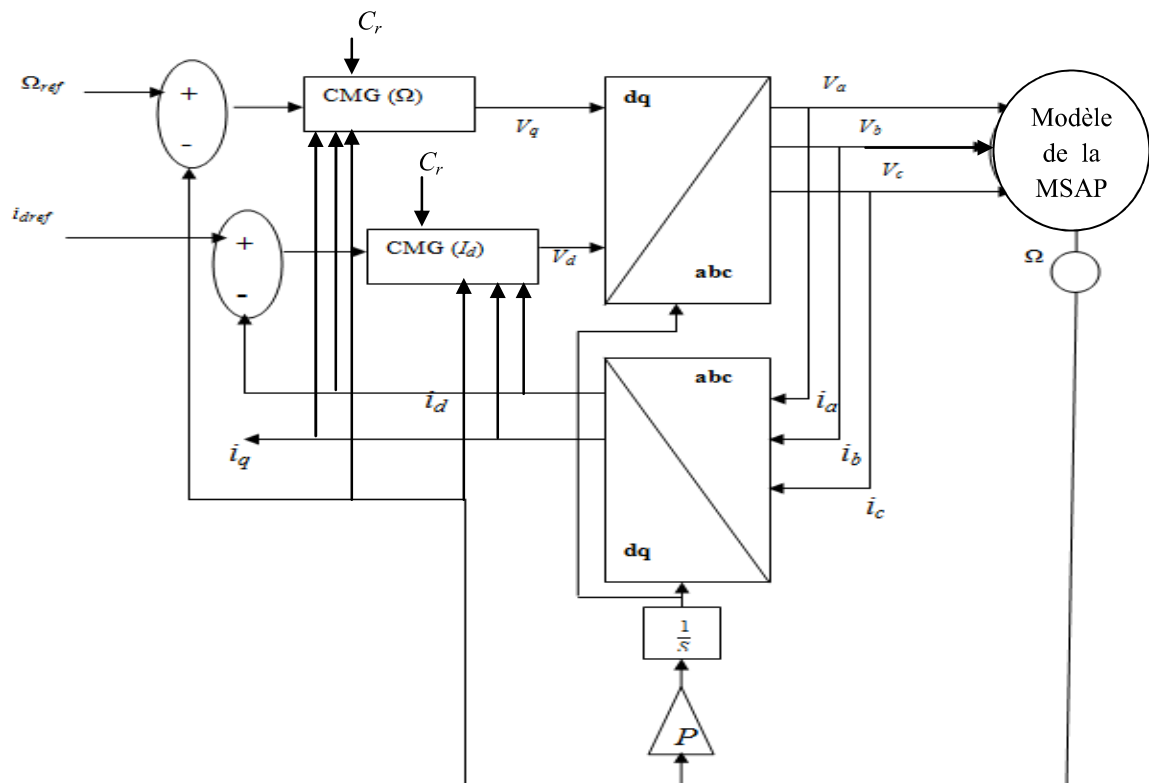


Figure II.6 : Schéma global de la commande par mode glissant (stratégie de deux surfaces)

II-10-1-1 Choix de la surface

On a choisi le cas de la commande à deux surfaces, par l'application de la formule de Slotine on aura:

$$\begin{cases} S_1 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} (i_{dref} - i_d) \\ S_2 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} (\Omega_{ref} - \Omega) \end{cases} \quad (II.13)$$

II-10-1-2 Calcul du degré relatif

- Pour la première sortie $y_1 = i_d$

La dérivée de y_1 est : $\dot{y}_1 = \dot{i}_d = \frac{1}{L_d} V_d + f_1$

On voit bien que la commande V_d intervient dans la première dérivée de la sortie y_1 , et donc le degré relatif est égal à un ($r=1$)

- Pour la deuxième sortie $y_2 = \Omega$

La dérivée de y_2 est : $\dot{y}_2 = \dot{\Omega} = f_3 + g i_q$

$$\Rightarrow \ddot{y}_2 = \dot{f}_3 + \dot{g} i_q + g \dot{i}_q$$

$$\Rightarrow \ddot{y}_2 = \dot{f}_3 + \dot{g} i_q + g \left(\frac{1}{L_q} V_q + f_2\right)$$

La commande V_q intervient dans la deuxième dérivée de la sortie y_2 , et donc le degré relatif est égal à deux ($r=2$).

II-10-1-3 Calcul de la commande

➤ La commande du courant i_d

En utilisant la formule de Slotine :

$$S_1 = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} (i_{dref} - i_d)$$

La variable d'erreur de courant i_d est donnée par :

$$e(i_d) = i_{dref} - i_d$$

L'erreur résultante sera corrigée par une commande fonctionnant en mode de glissement et la surface de cette régulation est S_I :

Puisque le degré relatif égale à 1, donc :

$$S_{(id)} = i_{dref} - i_d \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent la dérivée de la surface :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{(id)} &= \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \\ \dot{S}_{(id)} &= \dot{i}_{dref} - \left(\frac{1}{L_d} V_d + f_1 \right) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule $S_{(id)} = 0$ et par conséquent sa dérivée aussi s'annule, ce qui nous permis de déduire l'expression de la commande équivalente suivante:

$$\dot{S}_{(id)} = 0 \implies V_{deq} = L_d(\dot{i}_{dref} - f_1) \quad (\text{II.16})$$

Et $V_{dn} = 0$ sur cette surface.

D'où la loi de commande est :

$$V_d = V_{deq} + V_{dn}$$

Durant le mode de convergence :

$$S_{(id)} \dot{S}_{(id)} < 0,$$

$$\text{On aura : } V_{dn} = K_d \text{sign}(S_{(id)}) \quad (\text{II.17})$$

K_d : Gain positive pour la commande du courant direct.

$$\begin{aligned}
\dot{S}_{(id)} S_{(id)} &= S(\dot{i}_{dref} - (\frac{1}{L_d} V_d + f_1)) \\
&= -S(\frac{1}{L_d} (K_d \text{sign}(S_{(id)}) + L_d (\dot{i}_{dref} - f_1)) - S f_1) \\
&= -\frac{K_d}{L_d} |S_{(id)}| < 0
\end{aligned}$$

La condition de convergence est bien vérifiée pour ce choix de V_{dn}

Ainsi, la commande générale du courant est donnée par la formule suivante :

$$V_d = L_d (\dot{i}_{dref} - f_1) + K_d \text{sign}(S_{(id)}) \quad (\text{II.18})$$

➤ La commande de la vitesse Ω

La formule de *Slotine* appliquée à notre deuxième sortie est :

Sachant que le degré relatif $r=2$;

$$S_{(\Omega)} = (\frac{d}{dt} + \lambda)(\Omega_{ref} - \Omega) \quad (\text{II.19})$$

Avec λ : est une constante positive.

L'erreur dans ce cas est comme suite :

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Donc : } S_{(\Omega)} = \dot{e}(\Omega) + \lambda e(\Omega) \quad (\text{II.21})$$

Par conséquent sa dérivée :

$$\dot{S}_{(\Omega)} = \ddot{e}(\Omega) + \lambda \dot{e}(\Omega)$$

Avec :

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}$$

$$\begin{aligned}
&= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \\
&= \dot{\Omega}_{ref} - (f_3 + gi_q)
\end{aligned} \tag{II.22}$$

$$\dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}_{ref} - \dot{gi}_q - g \left(\frac{V_q}{L_q} + f_2 \right) - \dot{f}_3 + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - gi_q - f_3) \tag{II.23}$$

La loi de commande est définie par :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule $S_{(\Omega)} = 0$ et par conséquent sa dérivée aussi s'annule, ce qui nous permis de déduire l'expression de la commande équivalente suivante:

$$\dot{S}_{(id)} = 0 \Rightarrow V_{qeq} = \frac{L_q}{g} (\ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 - \dot{gi}_q - gf_2 + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - gi_q - f_3)) \tag{II.24}$$

Et $V_{qn} = 0$ sur cette surface.

Durant le mode de convergence :

$$S_{(id)} \dot{S}_{(id)} < 0$$

$$V_{qn} = K_{\Omega} \text{sign}(S_{(\Omega)}) \tag{II.25}$$

K_{Ω} : Gain positive pour la commande de la vitesse.

$$\begin{aligned}
S_{(\Omega)} \dot{S}_{(\Omega)} = S_{(\Omega)} \left[\ddot{\Omega}_{ref} - \dot{gi}_q - g \left(\frac{1}{g} (\ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 - \dot{gi}_q - gf_2 + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - gi_q - f_3)) \right. \right. \\
\left. \left. + K_{\Omega} \text{sign}(S_{(\Omega)}) + f_2 \right) - \dot{f}_3 + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - gi_q - f_3) \right]
\end{aligned}$$

$$S_{(\Omega)} \dot{S}_{(\Omega)} = -gK_{\Omega} |S_{(\Omega)}| < 0$$

Puisque la condition de convergence est négative, on peut dire que le choix de $V_{qn} = K_{\Omega} \text{sign}(S_{(\Omega)})$ est satisfaisant.

Et la commande générale de la vitesse est donnée par la formule suivante :

$$V_q = \frac{L_q}{g} \left[\ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 - \dot{g}i_q - gf_2 + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - gi_q - f_3) \right] + K_{\Omega} sign(S_{(\Omega)}) \quad (II.26)$$

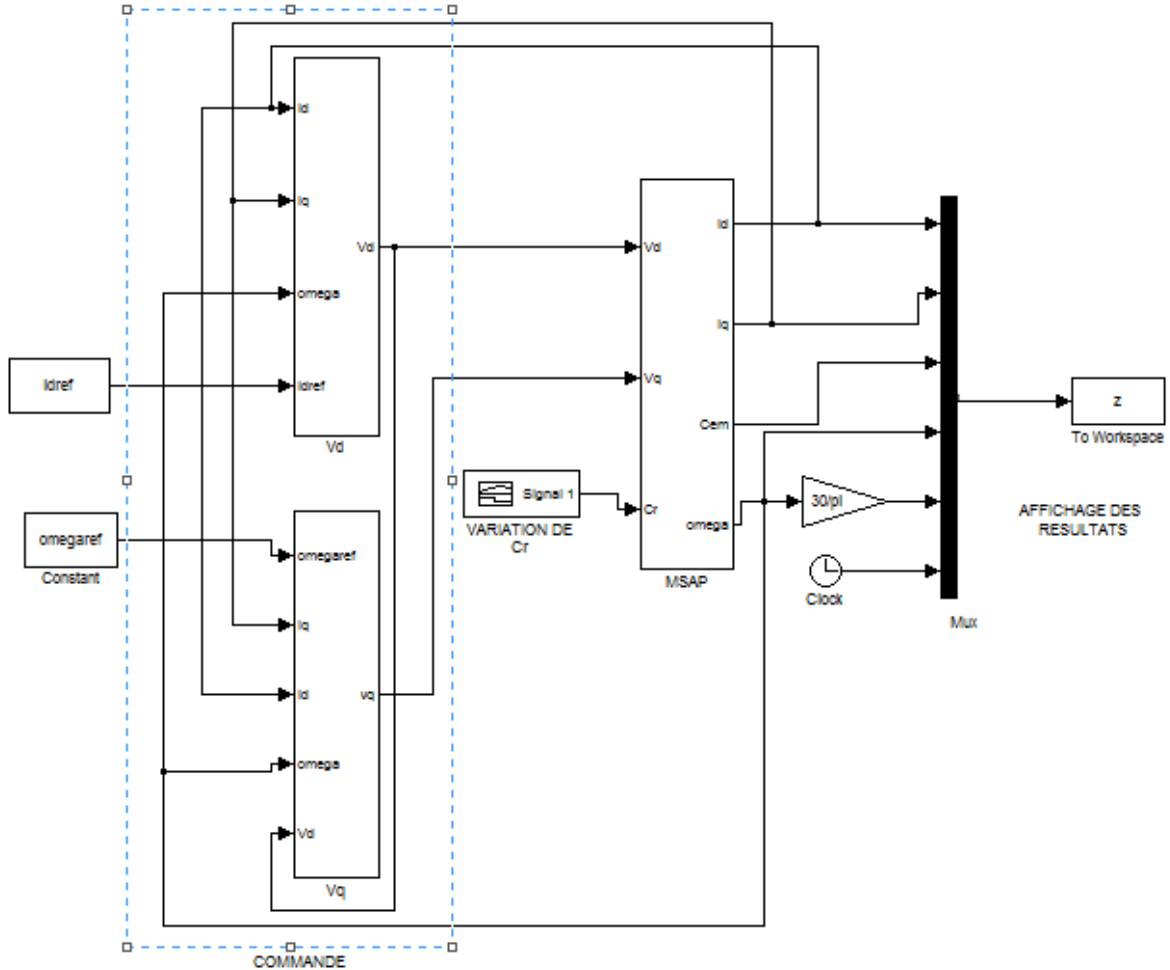


Figure II.7 : Schéma Simulink de la commande par mode glissant de la MSAP

II-11 Simulation et interprétations des résultats

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant. On a fait des simulations à l'aide du logiciel *MATLAB/simulink*.

Le schéma de simulation est donné par la figure (II.7).

La figure (II.8) représente le comportement dynamique de l'ensemble *MSAP* avec régulation par mode glissant, stratégie de deux surfaces.

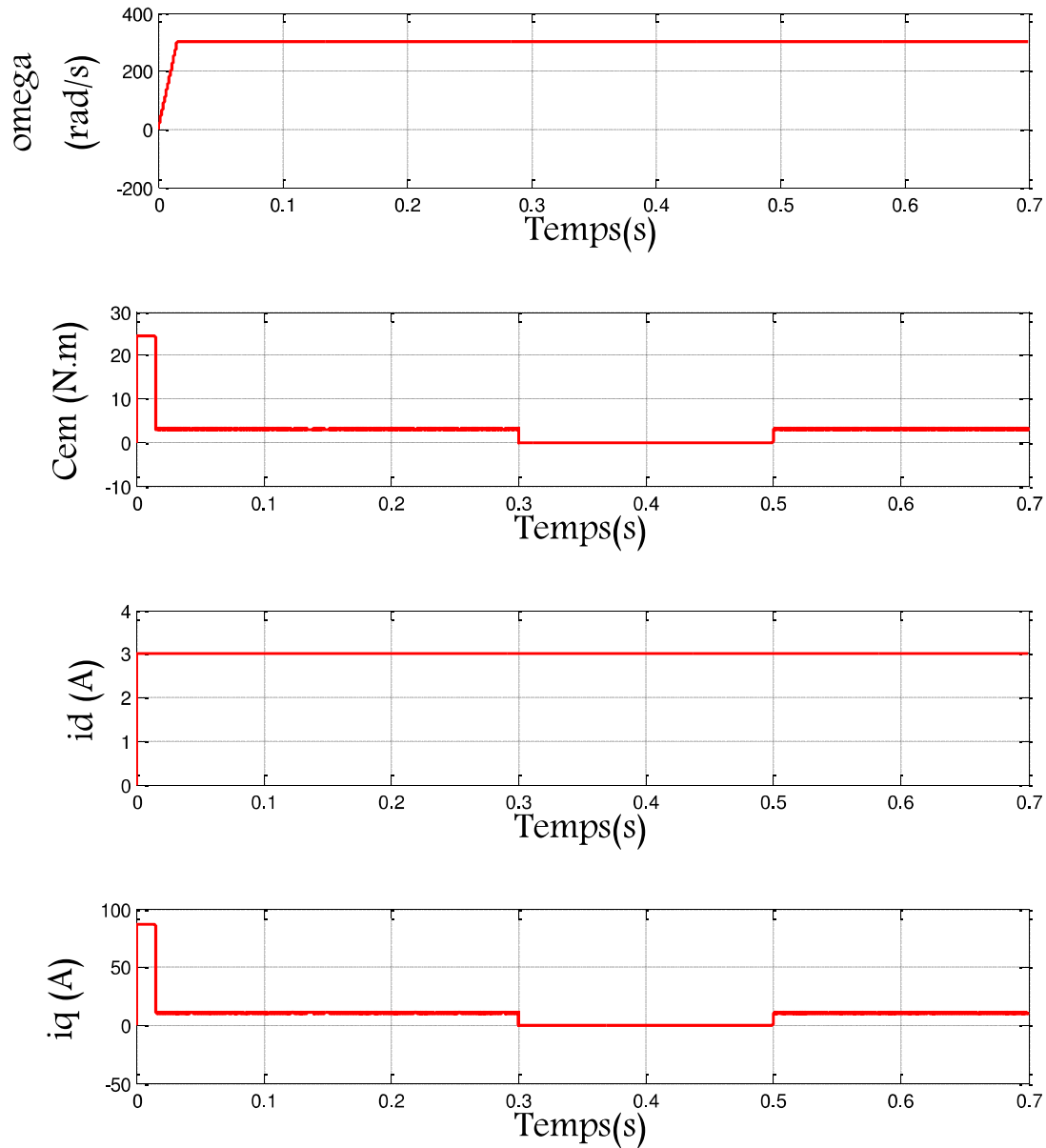


Figure II.8 : Comportement dynamique de la *MSAP* avec variation de charge
($C_r=C_n$, puis $C_r=0$, puis $C_r=C_n$)

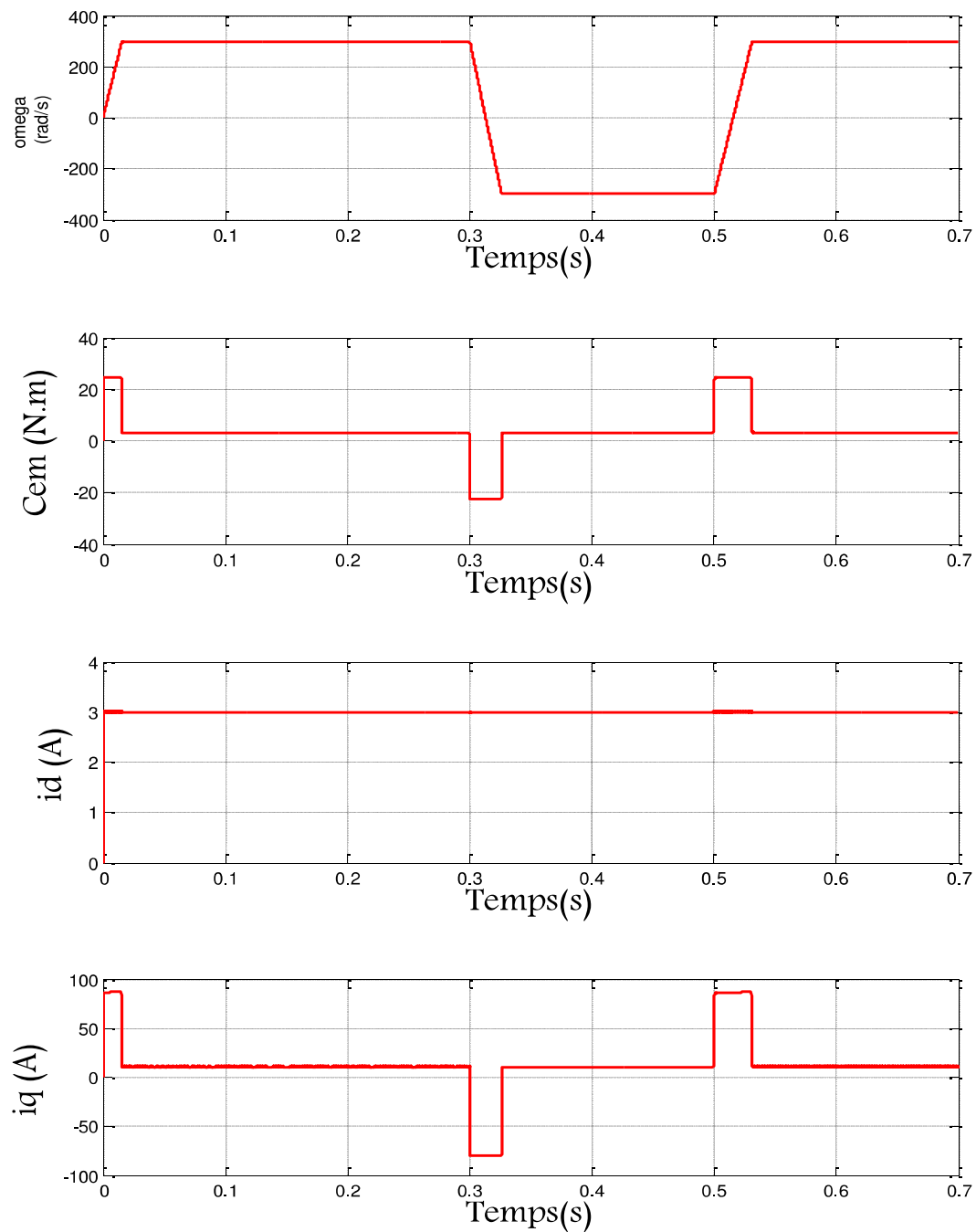


Figure II.9 : Comportement dynamique de la MSAP avec inversion de vitesse

($\Omega = \Omega_n$, puis $\Omega = -\Omega_n$, puis $\Omega = \Omega_n$).

En changeant la fonction "sign" par la fonction "sign" avec seuil on obtient les résultats suivants :

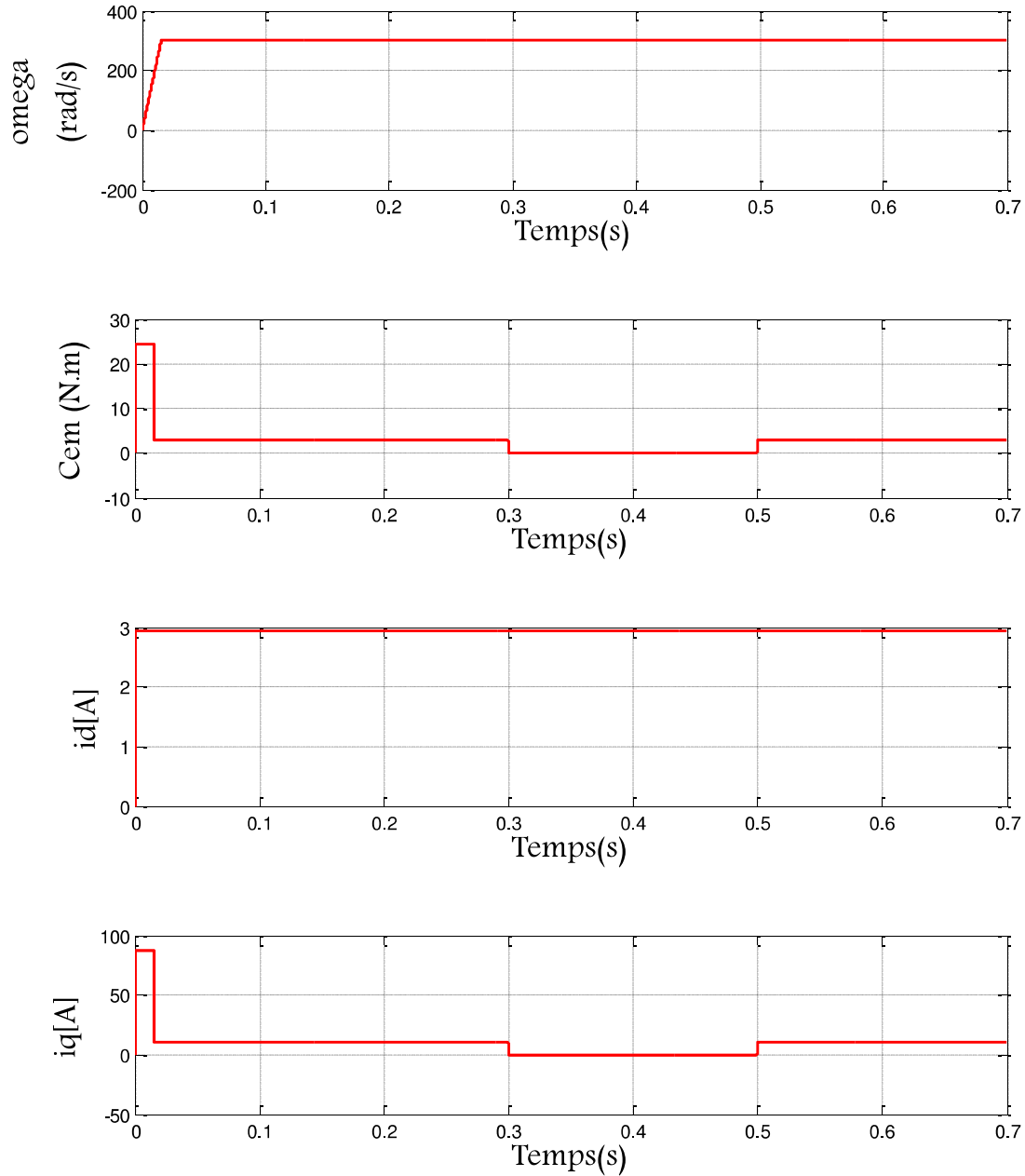


Figure II.10 : Comportement dynamique de la MSAP avec variation de charge ($C_r=C_n$, puis $C_r=0$, puis $C_r=C_n$) et en remplaçant la fonction *sign* par la fonction *sign* avec seuil.

- **Interprétations**

Les figures précédentes représentent respectivement: la vitesse mécanique Ω (rad/s), les courants i_d , i_q (A), et le couple électromagnétique (Nm). Avec les valeurs des coefficients qui assurent la stabilité asymptotique du système sont respectivement :

$$K_{\Omega}=1500, \lambda_{\Omega}=10000, K_d=160.$$

On a obtenu des bonnes performances, avec ses valeurs des gains on a pu éliminer les perturbations d'une façon très rapide et une réduction de l'erreur statique sur la vitesse à vide et en charge.

Le test d'inversion du sens de rotation de la vitesse en charge montre que la vitesse suit sa référence dans les deux sens sans dépassements, ce test apparait sur le courant i_q et le couple électromagnétique et on signalera au passage le fort couple transitoire à l'inversion du sens de rotation qui ne dure néanmoins pas trop longtemps.

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Un temps de réponse très faible.
- Une erreur statique nulle.

Le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations de variation de charge et d'inversion de vitesse, cette commande présente une bonne robustesse.

Le remplacement de la fonction "*sign*" par la fonction "*sign*" avec seuil montre que cette dernière réduit le broutement mais si et seulement si le seuil soit autour de zéro dans un intervalle très court.

II-12 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de la commande par mode glissant sur la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de l'aspect théorique de base et le dimensionnement des lois de cette commande, nous avons réalisé une simulation de la commande par la méthode de deux surfaces : une surface pour le réglage de la vitesse mécanique et l'autre pour le réglage du courant direct.

La commande par mode glissant montre que les performances sont satisfaisantes. Et son point fort est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse.

Chapitre III

L'observateur par mode glissant

III-1 Introduction

La disponibilité de toutes les variables d'états pour la mesure directe est rarement vérifiée dans la pratique. Il existe dans la plupart des cas un vrai besoin d'estimation fiable des variables non mesurées, particulièrement quand elles sont employées pour la synthèse de loi de commande ou pour la surveillance des processus. En effet, l'état d'un système peut correspondre à une grandeur physique que l'on ne peut pas toujours mesurer directement ; l'élaboration d'une loi de commande ou la détermination d'une défaillance d'un composant d'un système passent souvent par l'accès à la valeur d'un ou plusieurs de ses états. Pour cela, il s'avère nécessaire de concevoir un système auxiliaire appelé « observateur » qui se charge de reconstruire les états non mesurables en exploitant les informations disponibles, à savoir le modèle dynamique du système, ses sorties mesurées et éventuellement ses entrées.[34]

Contrairement aux problèmes de synthèse d'observateurs d'états des systèmes linéaires qui a été entièrement résolu. Le cas des systèmes non linéaires est plus difficile et beaucoup moins systématique. C'est la raison pour laquelle, de nombreux travaux ont abordé ce problème, dans la littérature, en se basant sur des classes spécifiques de systèmes non linéaire.[34]

Dans ce chapitre nous allons présenter différents types d'observateurs de systèmes non linéaires par mode glissant, et nous allons surtout nous intéresser aux observateurs par mode glissant d'ordre un tel que l'observateur classique, et celui étape par étape.

III-2 Définition d'un observateur

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, il permet de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état d'un système à partir :

- ✓ Des mesures disponibles,
- ✓ Des entrées du système,
- ✓ Et une connaissance a priori du model.

Le schéma de principe d'un observateur est montré sur la figure (I.1) avec $y(t)$ représente les sorties mesurées et $u(t)$ l'entrée de commande. [35]

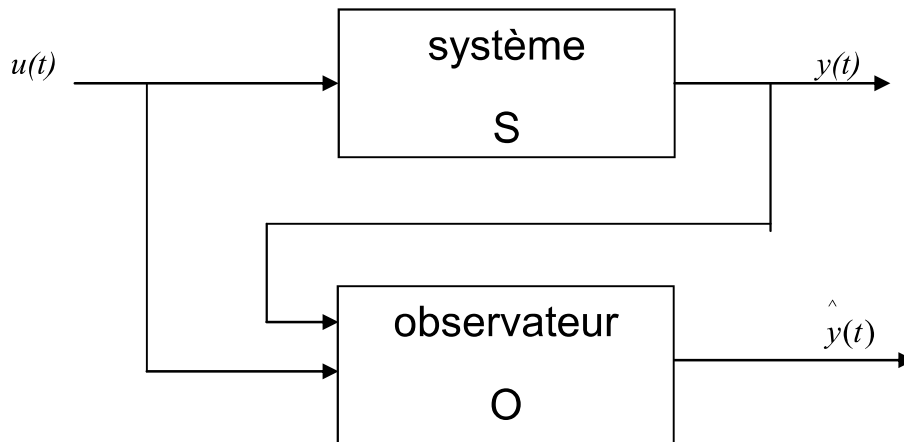


Figure III.1 : Schéma de principe d'un observateur.

Le schéma de principe d'un observateur est montré sur la figure ci-dessous, où $y(t)$ représente les valeurs mesurées par les capteurs, $u(t)$ l'entrée de commande et $\hat{y}(t)$ la sortie de l'observateur.

III-3 Principe d'observateurs linéaires

Soit un système continu décrit par l'équation d'état :

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

Où $u(t)$, $y(t)$ et $x(t)$ sont des vecteurs de dimension m , l et n et représentent respectivement la commande, la sortie (mesurée) et l'état du système. Les matrices A , B , C et D sont des matrices constantes de dimensions convenables.

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste, en vue de réaliser une commande par retour d'état, d'estimer cet état par une variable que nous noterons $\hat{x}(t)$.

Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément $\hat{x}(t)$ et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, c'est-à-dire $u(t)$ et $y(t)$.

La structure d'un observateur est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où apparait clairement le terme correctif en fonction de l'erreur de reconstruction de la sortie $y(t) - \hat{y}(t)$, et le gain de correction L appelé gain de l'observateur est à déterminer. Cette structure peut être écrite sous la forme :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + (B - LD)u(t) + Ly(t)$$

Si on considère l'erreur d'estimation :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$$

On obtient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (A - LC)\tilde{x}(t),$$

Ce qui conduit à l'évolution de l'erreur d'estimation à partir de la condition initiale

$\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0)$, qui est non nulle de façon générale parce que l'état est a priori inaccessible :

$$\tilde{x}(t) = \exp[(A - LC)t]\tilde{x}(0).$$

Pour que l'observateur soit utilisable il est nécessaire que cette erreur tende vers 0 lorsque t augmente. Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit asymptotique, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur. En conséquence il faudra choisir L telle que les valeurs propres de la matrice $A - LC$ soient toutes à partie réelle strictement négative. [36]

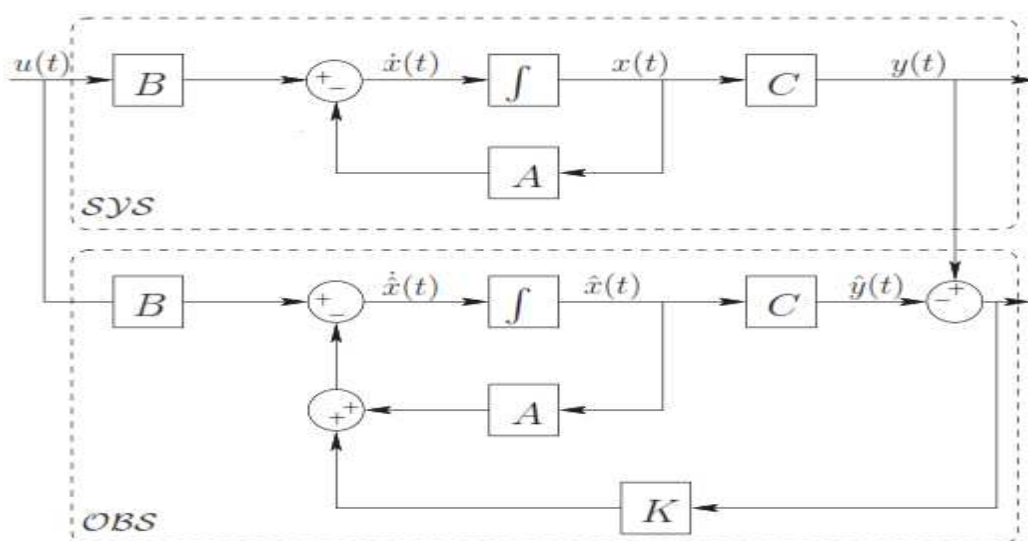


Figure III.2 : Principe de l'observateur linéaire.

III-4 Observabilité des systèmes non linéaires

Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Il s'agit alors de la notion d'observabilité.

La théorie de l'observation est liée à la notion de l'observabilité, cette notion est différente à celle dans le cas linéaire. Plusieurs recherches ont été consacrées à l'étude de l'observabilité des systèmes non linéaires. [37]

Définition [37]:

Soit un système non linéaire tel que :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$: représentent respectivement l'état du système et l'entrée ou la commande. La sortie $y(t)$ du système est un vecteur de dimension p tel que:

$$O = \begin{bmatrix} dh(x) \\ dL_f h(x) \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} dh(x) = \left(\frac{\partial h}{\partial x_1}, \frac{\partial h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial h}{\partial x_n} \right) \\ L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

La condition d'observabilité est la suivante :

$$\text{Rang}(O) = n$$

III-5 Différents types d'observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré.

Elles peuvent être classées en deux grandes catégories :

- Méthodes pour les systèmes linéaires.
- Méthodes pour les systèmes non- linéaire.

Pour un système linéaire, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- Observateurs de type déterministe.
- Observateurs basés sur le filtrage stochastique de *KALMAN*.

Pour les systèmes non- linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple :

- Observateurs ou les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse de stabilité par la méthode de *Lyapunov*.
- Observateurs à structure variable (Modes Glissants).
- Observateurs à grand gain.
- Observateur par *Backstepping*.

Dans notre travail, on s'intéresse à l'observateur d'état par mode glissant. [24]

III-6 Observateurs par mode glissant

Depuis des années, la technique des modes glissants pour les systèmes non-linéaires a été largement étudiée et développée. L'objectif de cette méthode est d'obliger le système à suivre, en temps fini, une surface où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. Cette technique n'est autre qu'un cas particulier de la théorie des systèmes à structure variable, présentée par *Filippov* en 1960. [38]

L'utilisation de cette théorie date de la parution des publications d'*Emelyanov* en 1967 et d'*Utkin* en 1977. [16][17]

III-6-1 Observateur classique par mode glissant

Dans la plupart des problèmes de commande, l'état complet est utilisé dans la loi de commande. Cependant dans la majorité des cas l'état n'est pas complètement mesurable.

Pour résoudre ce problème on utilise un observateur pour estimer l'état complet du système.

La synthèse d'un observateur par mode glissant consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques des erreurs d'estimation d'un système non linéaire d'ordre n ayant p sorties à converger sur une variété d'ordre $(n - p)$ dite surface de glissement.

L'attractivité et l'invariance de la surface de glissement sont assurées par des conditions appelées conditions de glissement. Les dynamiques sur la surface de glissement sont calculées par la méthode de la commande équivalente [39] [40]. Ainsi, pour les systèmes non linéaires, tels que le système que nous étudierons est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases}$$

Une structure d'observateur par modes glissants s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{f}(\hat{x}, u) + \lambda \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \hat{h}(\hat{x}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

C'est une copie du modèle, à laquelle on ajoute un terme correcteur, qui assure la convergence de \hat{y} vers y . La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$S(x) = y - \hat{y}$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue signe appliquée à l'erreur de sortie où $\text{sign}(x)$ est définie par :

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

L'étude de stabilité et de convergence pour de tels observateurs, est basée sur l'utilisation des fonctions de *Lyapunov* [41].

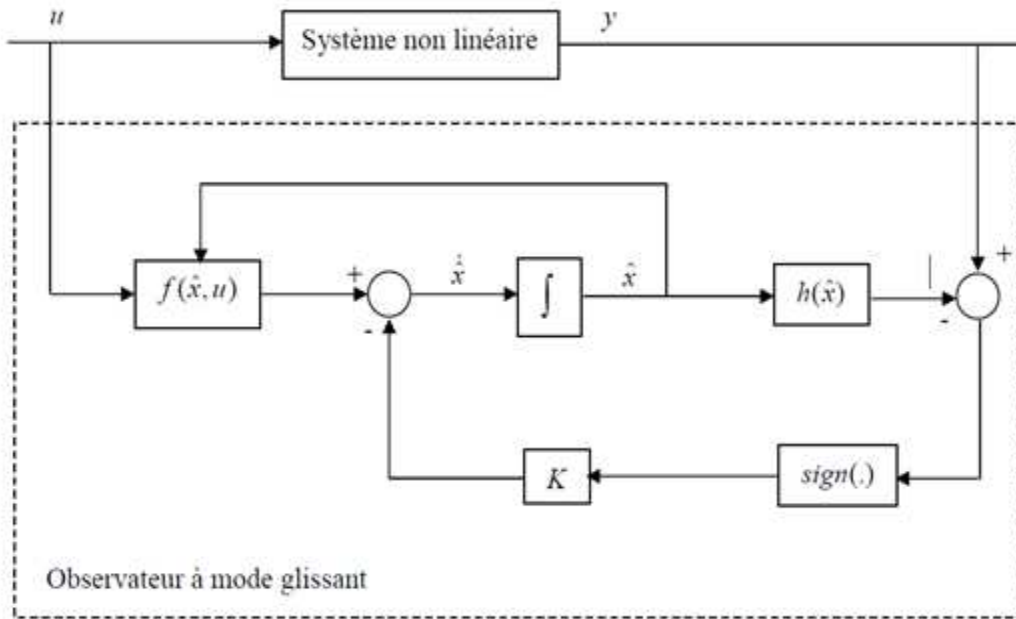


Figure III.3 : Schéma fonctionnel d'un observateur classique par mode glissant

III-6-2 Observateur à mode glissant étape par étape :

L'observateur à mode glissant étape par étape a été développé pour des systèmes pouvant semetre sous la forme, appelée forme triangulaire d'observation, suivante [42], [43], [44] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + g_1(x_1, u) \\ \dot{x}_2 = x_3 + g_2(x_1, x_2, u) \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}, u) \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n, u) \\ y = x_1 \end{cases} \tag{III.8}$$

Où f_n et g_i , pour $i = 1, \dots, n$, sont des fonctions scalaires, x_i sont les états du système, u est le vecteur d'entrée et y est la sortie. La structure de l'observateur proposé est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + g_1(x_1, u) + \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + g_2(\tilde{x}_2, u) + E_1 \lambda_2 \text{sign}(\tilde{x}_2 - \hat{x}_2) \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1} = \hat{x}_n + g_{n-1}(x_1, \dots, \tilde{x}_{n-1}, u) + E_{n-2} \lambda_{n-1} \text{sign}(\tilde{x}_{n-1} - \hat{x}_{n-1}) \\ \dot{\hat{x}}_n = f_n(x_1, \dots, \tilde{x}_n) + g_n(x_1, \dots, \tilde{x}_n, u) + E_{n-1} \lambda_n \text{sign}(\tilde{x}_n - \hat{x}_n) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où les variables \tilde{x}_i avec $i=1,2,\dots,n$ sont données par :

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 = x_1 \\ \tilde{x}_2 = \hat{x}_2 + E_1 \lambda_1 \text{sign}(\tilde{x}_1 - \hat{x}_1) \\ \vdots \\ \tilde{x}_n = \hat{x}_n + E_{n-1} \lambda_{n-1} \text{sign}(\tilde{x}_{n-1} - \hat{x}_{n-1}) \end{cases}$$

la fonction $\text{sign}(e)$ est définie de manière à imposer que le terme correctif ne soit actif que si $\tilde{x}_j - \hat{x}_j = 0$ pour $j=1, \dots, i$ c'est-à-dire, s'il existe $j \in \{1, \dots, i-1\}$ tel que $\tilde{x}_j - \hat{x}_j \neq 0$ alors la fonction $\text{sign}(e)$ est mise à zéro sinon elle est égale à la fonction $\text{sign}(x)$ usuelle (III.7). La convergence des erreurs d'observation en temps fini n'est assurée que si le système est à entrées bornées et à états bornés (BIBS) pour une durée finie. Si cette condition est vérifiée alors les λ_i peuvent être choisis tel que l'état de l'observateur \hat{x} converge en un temps fini vers l'état x réel du système. Cependant cette convergence se fait par étapes [1] :

Etape 1 : Dans cette étape, on assure la convergence de $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ vers 0 dans un temps fini.

On considère la fonction de stabilisation suivante : $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$

Avec :

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - \hat{x}_1, \text{ Sa dérivée est : } \dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1 \\ &= x_2 - \hat{x}_2 - \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ &= e_2 - \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \end{aligned}$$

On suppose que $\lambda_1 > |e_{2max}|$

Donc $\dot{e}_1 = -\lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$

Et $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = -\lambda_1 |e_1| < 0$

Alors puisque la dérivée de la fonction V_1 est négative, il existe un temps fini t_1 tel que $t \geq t_1$:

$e_1 = 0 \Rightarrow \dot{e}_1 = 0$, donc $x_1 = \hat{x}_1$

En déduisant \tilde{x}_2 :

$e_2 = \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$ Si $(x_1 = \hat{x}_1)$

$\tilde{x}_2 = E_1 \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + \hat{x}_2$

Avec :

$$\begin{cases} E_1 = 1 & \text{si } x_1 = \hat{x}_1 \\ E_1 = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Donc $\tilde{x}_2 = x_2$.

Etape 2 : L'objectif dans cette étape est d'atteindre la surface de glissement $e_2 = \tilde{x}_2 - \hat{x}_2 = 0$

En respectant les conditions de convergence de la première étape, on va assurer la convergence de $e_2 = \tilde{x}_2 - \hat{x}_2$.

A t_1 tel que $t > t_1$, on a $e_1 = 0 \Rightarrow \dot{e}_1 = 0$, et en remplaçant \tilde{x}_2 par x_2 , on aura :

$e_2 = x_2 - \hat{x}_2$, Et sa dérivée est donnée par : $\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2$

$\dot{e}_2 = x_3 - \hat{x}_3 - E_1 \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2)$

$\dot{e}_2 = e_3 - \lambda_2 \text{sign}(e_2)$

On suppose que $\lambda_2 > |e_{3max}|$

On considère la fonction suivante : $V_2 = \frac{1}{2} e_2^2$

Donc : $\dot{e}_2 = -\lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2)$

Et $\dot{V}_2 = e_2 \dot{e}_2$

$$\dot{V}_2 = -\lambda_2 e_2 \text{sign}(e_2) = -\lambda_2 |e_2| < 0.$$

Donc la condition de convergence est bien vérifiée, alors il existe un temps fini t_2 , tel que : $t_2 < t, e_2 = 0 \Rightarrow \dot{e}_2 = 0$, donc $x_2 = \hat{x}_2$

En déduisant \tilde{x}_3 :

$$e_3 = \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \text{ Si } (x_2 = \hat{x}_2)$$

$$\tilde{x}_3 = E_2 \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) + \hat{x}_3$$

Avec :

$$\begin{cases} E_1 = 1 & \text{si } x_2 = \hat{x}_2 \\ E_1 = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Donc $\tilde{x}_3 = x_3$.

On continue avec la même procédure pour toutes les étapes jusqu'à l'étape n.

III-7 Application sur la MSAP

Le modèle de la MSAP est non linéaire, couplé et non triangulaire, il est défini par :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} (P\phi_f i_q - C_r - \Omega f) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (-R_s i_q + V_q - P\Omega L_d i_d - P\Omega \phi_f) \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (-R_s i_d + V_d + P\Omega L_q i_q) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

On pose :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix}$$

Donc le modèle devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{j} (P\phi_f x_2 - C_r - x_1 f) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_q} (-R_s x_2 + V_q - P x_1 x_3 L_d - P x_1 \phi_f) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{L_d} (-R_s x_3 + V_d + P x_1 L_q x_2) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Nous allons en premier lieu synthétiser l'observateur par mode glissant classique, puis celui étape par étape avec ces deux formes triangulaire et sans forme triangulaire :

III-7-1 Observateur par mode glissant classique

D'après le modèle (III.11) de la *MSAP* on obtient un observateur classique qui s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \frac{1}{j} (P\phi_f \hat{x}_2 - C_r - x_1 f) + \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{L_q} (-R_s \hat{x}_2 + V_q - P x_1 \hat{x}_3 L_d - P x_1 \phi_f) + \lambda_2 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \frac{1}{L_d} (-R_s \hat{x}_3 + V_d + P x_1 L_q \hat{x}_2) + \lambda_3 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Le Schéma *Simulink* de cet observateur est donné comme suit :

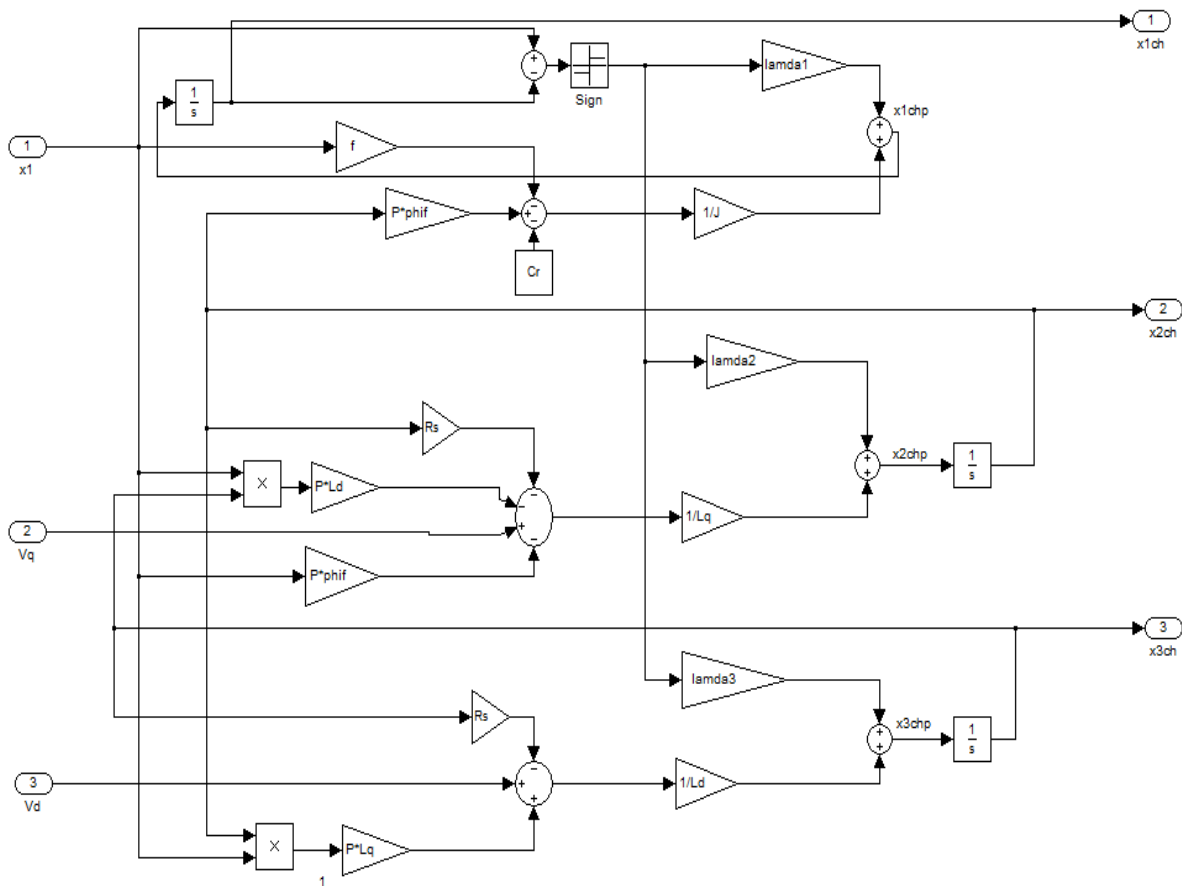


Figure III.4 : Schéma *Simulink* de l'observateur classique.

Notre schéma *Simulink* de tout le comportement : commande, *MSAP* et observateur est comme suit :

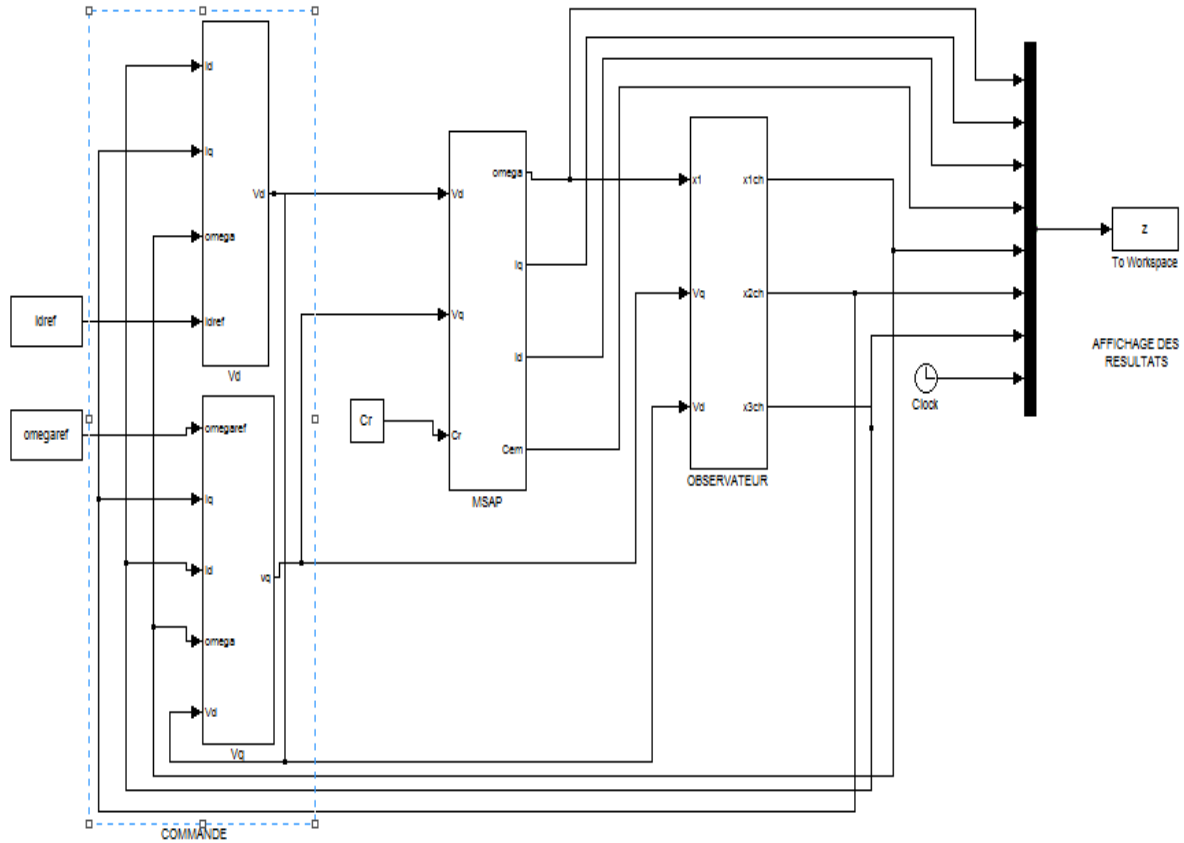


Figure III.5 :Schéma Simulink du système (CMG-MSAP-Observateur classique)

III-7-1-1 Simulation et interprétations des résultats

Pour la validation de cet observateur en simulation, des tests ont été réalisés sous *MATLAB/Simulink* avec les paramètres de la *MSAP* indiqués dans l’annexe. La figure (III.6) représente la vitesse mécanique (Ω) et les courants (i_q, i_d) de la commande par mode glissant de la *MSAP* avec des conditions initiales $X_0 = [0.01 \ 0.01 \ 0.01]$, la figure (III.7) représente les caractéristiques mécaniques et électriques estimés de l’observateur classique, en choisissant $X_{0ch} = [50 \ 10 \ 10]$, avec :

Coefficients de la commande $K_\Omega = 1500, \lambda = 10000, K_d = 160$.

Coefficients d’observateur classique $\lambda_1 = 1200, \lambda_2 = 1000, \lambda_3 = 1000$.

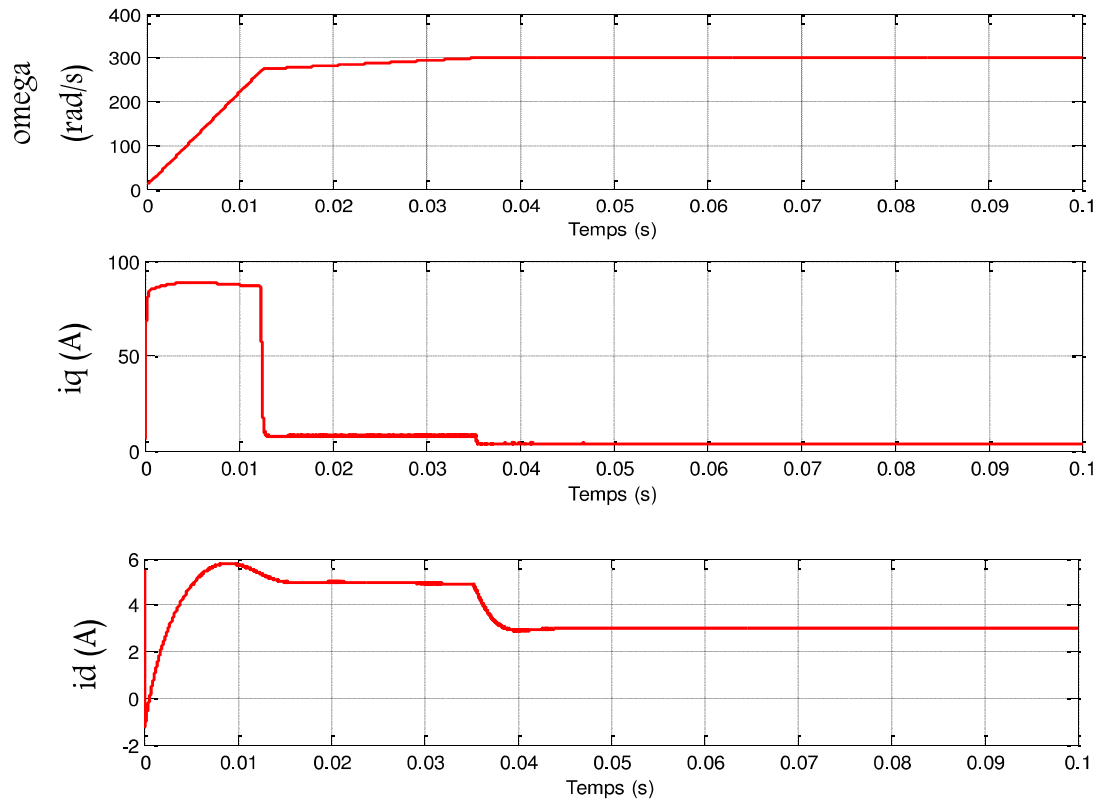


Figure III.6 : Caractéristiques mécaniques et électriques de la CMG de la MSAP

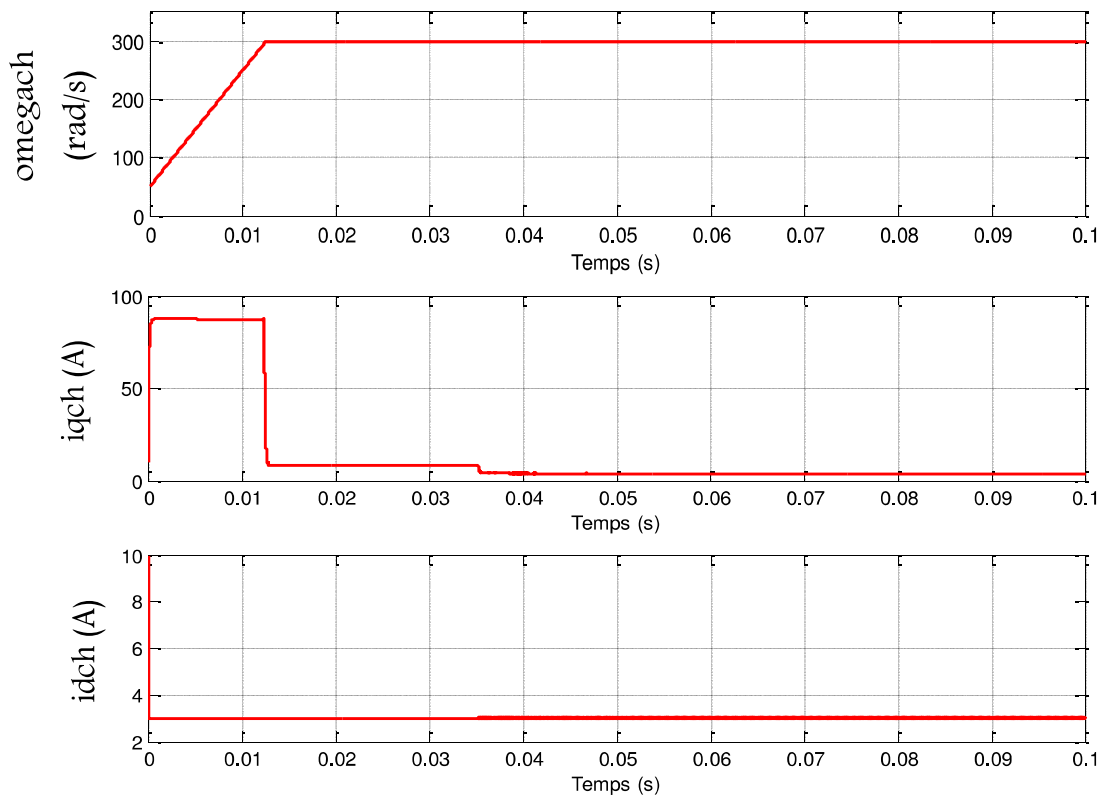


Figure III.7 : Caractéristiques mécaniques et électriques de l'observateur classique.

- **Interprétation**

Après avoir obtenu les résultats on constate que notre observateur classique converge vers les références de la commande par mode glissant de la machine et maintient la vitesse à 300rd/s et i_q à 3A, et i_d à 4A ce qui assure une bonne poursuite de l'observateur et une bonne estimation de vitesse et des courants.

III-7-2 Observateur par mode glissant étape par étape

Dans cette partie on va travailler sur l'observateur étape par étape avec ces deux formes non triangulaire et ensuite triangulaire :

III-7-2-1 Synthèse de l'observateur avec modèle non-triangulaire de la MSAP

D'après le modèle (III.11) de la MSAP notre observateur étape par étape est donné par [43] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}}_1 = \frac{1}{j} (P\phi_f \hat{x}_2 - C_r - x_1 f) + \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{L_q} (-R_s \tilde{x}_2 + V_q - P x_1 \hat{x}_3 L_d - P x_1 \phi_f) + E_1 \lambda_2 \text{sign}(\tilde{x}_2 - \hat{x}_2) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \frac{1}{L_d} (-R_s \tilde{x}_3 + V_d + P x_1 L_q \tilde{x}_2) + E_2 \lambda_3 \text{sign}(\tilde{x}_3 - \hat{x}_3) \\ y = x_1 \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

La définition des \tilde{x}_n sera développée lors de l'étude de la convergence.

Le Schéma de simulation de cet observateur sur *Simulink* est donné comme suit :

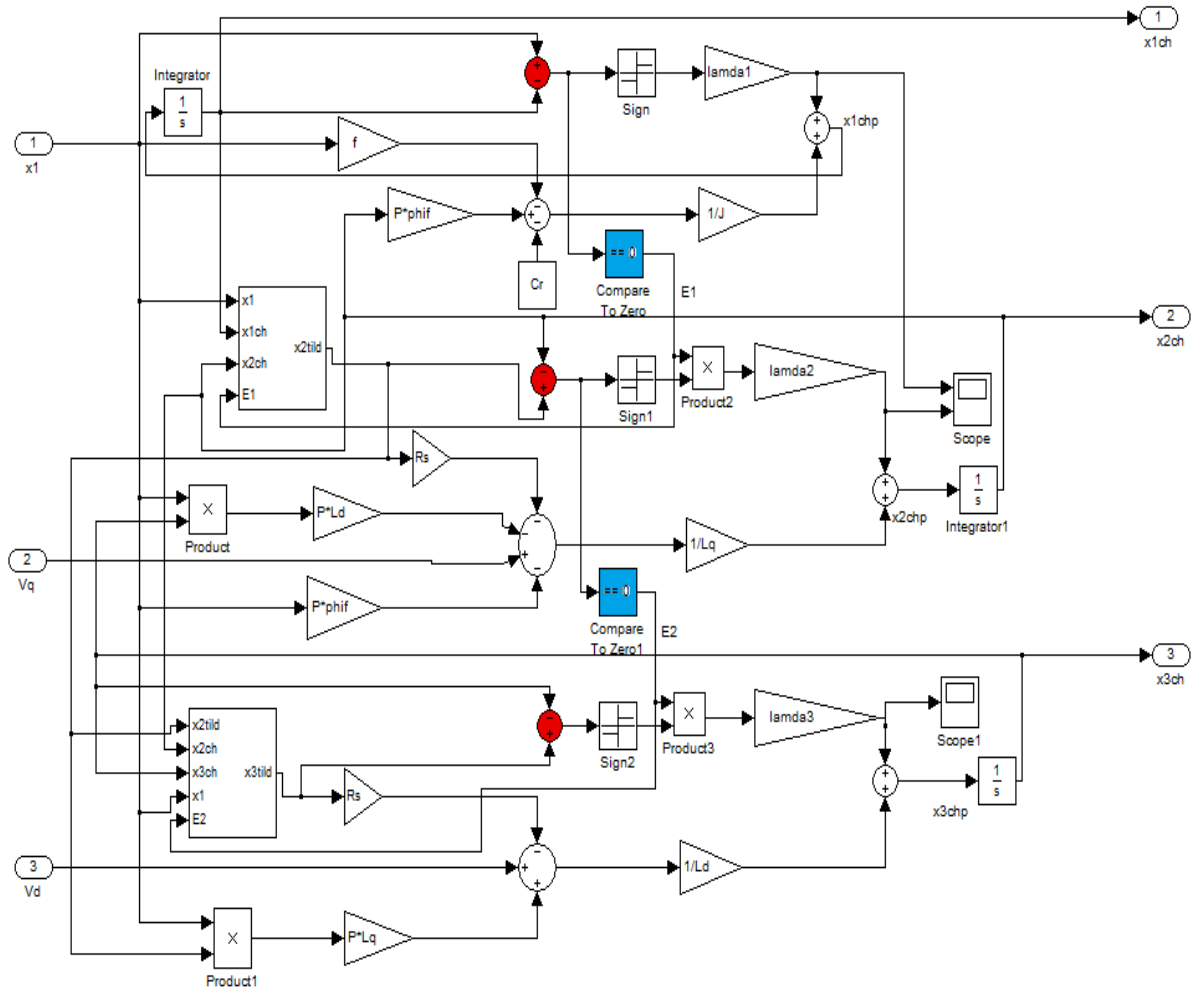


Figure III.8 : Schéma Simulink de l’observateur étape par étape sans forme triangulaire du modèle de la MSAP.

Etude de convergence

Etape 1 : La convergence de \tilde{x}_1 vers x_1

On considère la fonction suivante : $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$

Avec : $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$, Sa dérivée est : $\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{j}(P\phi_f x_2 - Cr - fx_1) - \frac{1}{j}(P\phi_f \hat{x}_2 - Cr - fx_1) - \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{j}P\phi_f e_2 - \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$$

On suppose que $\lambda_1 > \left| \frac{1}{j}P\phi_f e_{2max} \right|$

Donc $\dot{e}_1 = -\lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$

Et $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = -\lambda_1 |e_1| < 0$

Alors puisque la dérivée de la fonction V_2 est négative, il existe un temps fini t_1 tel que $t \geq t_1$:

$e_1 = 0 \Rightarrow \dot{e}_1 = 0$, donc $x_1 = \hat{x}_1$

En déduisant \tilde{x}_2 :

$$e_2 = \frac{j}{P\phi_f} \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \text{ Si } (x_1 = \hat{x}_1)$$

$$\tilde{x}_2 = E_1 \frac{j}{P\phi_f} \lambda_1 \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + \hat{x}_2$$

Avec :

$$\begin{cases} E_1 = 1 & \text{si } x_1 = \hat{x}_1 \\ E_1 = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Donc $\tilde{x}_2 = x_2$.

Etape 2 : La convergence de \tilde{x}_2 vers x_2

En respectant les conditions de convergence de la première étape, on va assurer la convergence de $e_2 = \tilde{x}_2 - \hat{x}_2$.

A t_1 tel que $t \geq t_1$, on a $e_1 = 0 \Rightarrow \dot{e}_1 = 0$, et en remplaçant \tilde{x}_2 par x_2 , on aura :

$$e_2 = x_2 - \hat{x}_2,$$

Et sa dérivée est donnée par : $\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{L_q} \left(-R_s x_2 + V_q - PL_d x_1 x_3 - P\phi_f x_1 \right) - \frac{1}{L_q} \left(-R_s \tilde{x}_2 + V_q - PL_d x_1 \hat{x}_3 - P\phi_f x_1 \right)$$

$$-E_1 \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{PL_d}{L_q} x_1 e_3 - \lambda_2 \text{sign}(e_2)$$

On suppose que $\lambda_2 > \left| \frac{PL_d}{L_q} x_1 e_{3max} \right|$

Donc : $\dot{e}_2 = -\lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2)$

On considère la fonction suivante $V_2 = \frac{1}{2} e_2^2$

Et $\dot{V}_2 = e_2 \dot{e}_2$

$$\dot{V}_2 = -\lambda_2 e_2 \text{sign}(e_2) = -\lambda_2 |e_2| < 0.$$

Donc la condition de convergence est bien vérifiée, alors il existe un temps fini t_2 , tel que :

$$t_2 \leq t: e_2 = 0 \Rightarrow \dot{e}_2 = 0, \text{ donc } x_2 = \hat{x}_2$$

En déduisant \tilde{x}_3 :

$$e_3 = \frac{1}{Px_1} \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) \text{ Si } (x_2 = \hat{x}_2)$$

$$\tilde{x}_3 = E_2 \frac{1}{Px_1} \lambda_2 \text{sign}(x_2 - \hat{x}_2) + \hat{x}_3$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} E_1 = 1 & \text{si } x_2 = \hat{x}_2 \\ E_1 = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Donc $\tilde{x}_3 = x_3$.

III-7-2-1-a Simulation et interprétations des résultats

Le démarrage de la *MSAP* commandée par mode glissant et observateur étape par étape sans forme triangulaire avec des conditions initiales différentes.

les coefficients de la commande sont définis par : $K_Q=1500$, $\lambda=10000$, $K_d=160$.

Et les coefficients de l'observateur sont définis par : $\lambda_1=10000$, $\lambda_2=100$, $\lambda_3=100$

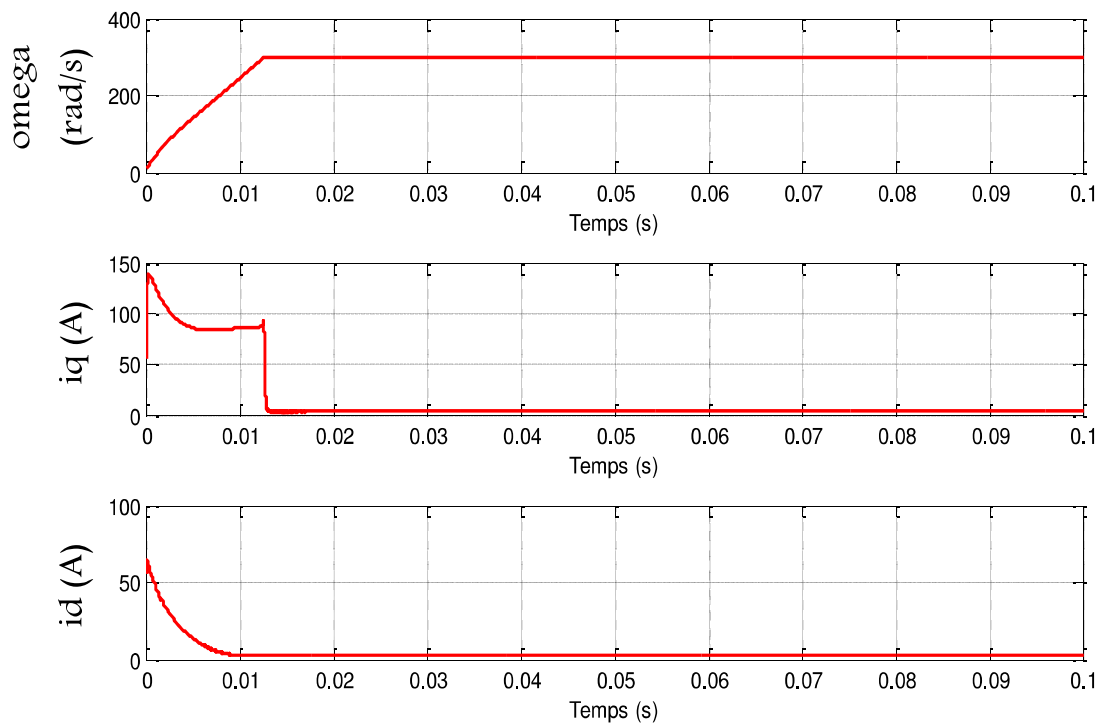


Figure III.9: Caractéristiques électriques et mécaniques de la *CMG* de la *MSAP*

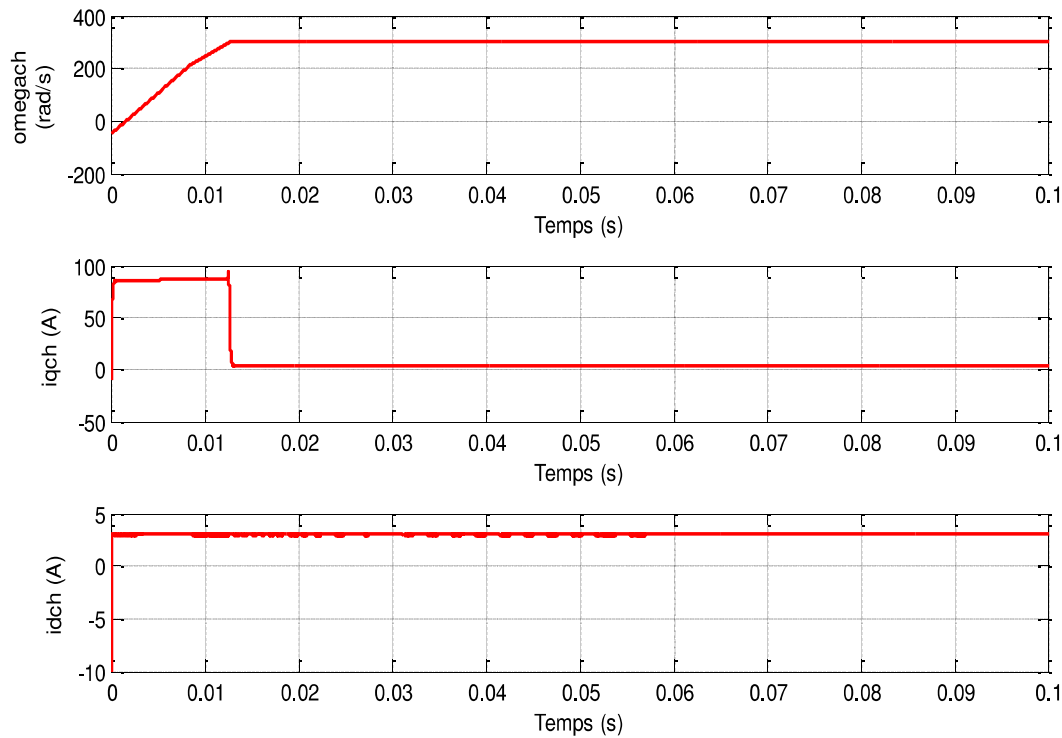


Figure III.10 : Caractéristiques électriques et mécaniques de l'observateur étape par étape.

- **Interprétations**

La figure (III.9) nous donne les caractéristiques électriques et mécaniques de la commande par mode glissant de la *MSAP* réalisé en deuxième chapitre et après avoir ajouter l'observateur par mode glissant étape par étape sans forme triangulaire (III.10) on constate qu'il converge vers la solution voulue et nous donne de bonne estimation des variables d'états.

III-7-2-2 Synthèse de l'observateur avec modèle triangulaire de la MSAP

Le modèle de la *MSAP* à triangulariser est celui obtenu en utilisant la commande vectorielle, en imposant $i_d=0$, le modèle obtenu est défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{j}(P\phi_f x_2 - C_r - x_1 f) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_q}(-R_s x_2 + V_q - P x_1 \phi_f) \\ 0 = (V_d + P x_1 L_q x_2) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

On commence tout d'abord par une transformation directe qui va nous mener à un système noté en z_i qui porte une forme triangulaire, ensuite on construira notre observateur en utilisant cette forme puis on retourne à l'état initial par une transformation inverse.

On obtient la transformation directe suivante :

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_2 = \dot{z}_1 = \dot{x}_1 = \frac{1}{j}(P\phi_f x_2 - C_r - x_1 f) \end{cases}$$

Notre système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Rightarrow \begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = f(z) \\ y = z_1 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$f(z) = -\left(\frac{R_s f + (P\phi_f)^2}{jL_q}\right)z_1 - \left(\frac{R_s j + fL_q}{jL_q}\right)z_2 - \left(\frac{R_s}{jL_q}\right)C_r + \frac{P\phi_f}{jL_q}V_q \quad (\text{III.16})$$

On doit déduire la transformation inverse de la transformation directe pour qu'on puisse retourner à la représentation initiale avec les variables originales $[x_i]$:

$$\begin{cases} x_1 = z_1 \\ x_2 = \frac{1}{P\phi_f}(fz_1 + jz_2 + c_r) \end{cases}$$

Pour s'assurer que notre transformation direct-inverse est correcte on doit faire un test sous *Simulink* qui est le suivant :

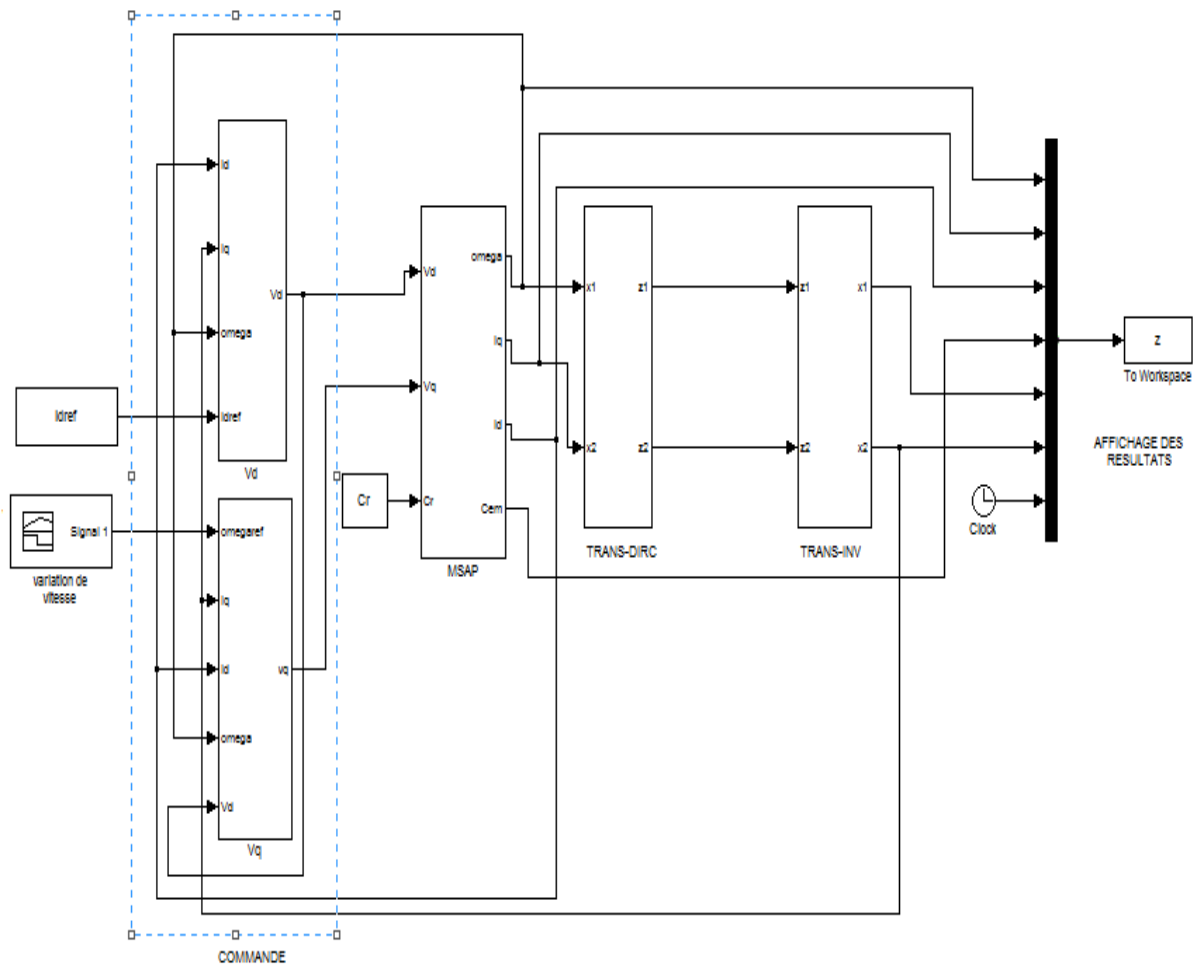


Figure III.11: Schéma Simulink de la transformation directe-inverse.

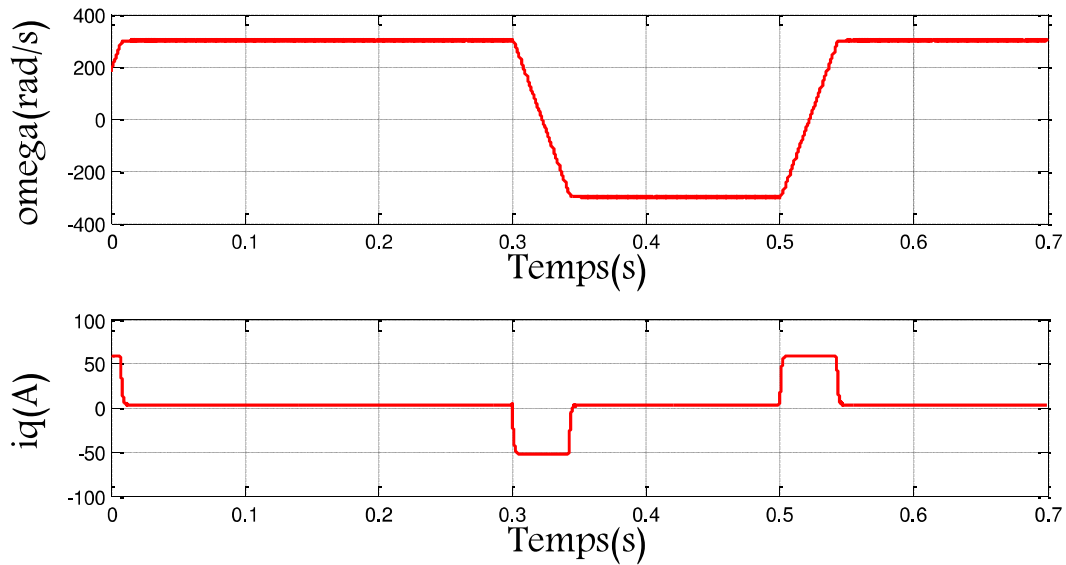
Résultats obtenus

Figure III.12 : Caractéristiques mécaniques et électriques de la CMG de la MSAP

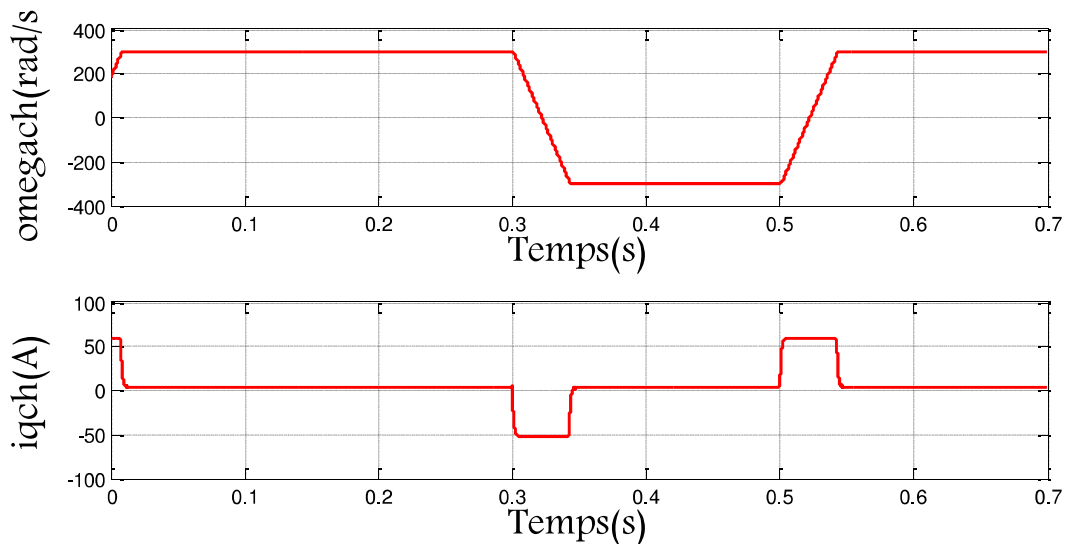


Figure III.13 : Caractéristiques mécaniques et électriques après transformation directe/inverse.

- Les résultats obtenus ont confirmés que le produit transformation direct avec la transformation inverse donne l'identité donc on peut maintenant commencer l'étape d'insertion de l'observateur en utilisant la forme triangulaire.

Notre observateur est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 + \lambda_1 \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 = \hat{z}_3 + E_1 \lambda_2 \text{sign}(\tilde{z}_2 - \hat{z}_2) \\ y = z_1 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Les variables \tilde{z}_i sont avec $i=1,2,..n$ données par la formulation générale défini par :

$$\begin{cases} \tilde{z}_1 = z_1 \\ \tilde{z}_n = \hat{z}_n + E_{n-1} \lambda_{n-1} \text{sign}(\tilde{z}_{n-1} - \hat{z}_{n-1}) \end{cases}$$

Pour notre système, on aura :

$$\Rightarrow \tilde{z}_2 = \hat{z}_2 + E_1 \lambda_1 \text{sign}(\tilde{z}_1 - \hat{z}_1)$$

Schéma Simulink :

Le schéma *Simulink* de notre observateur après transformation en z est le suivant :

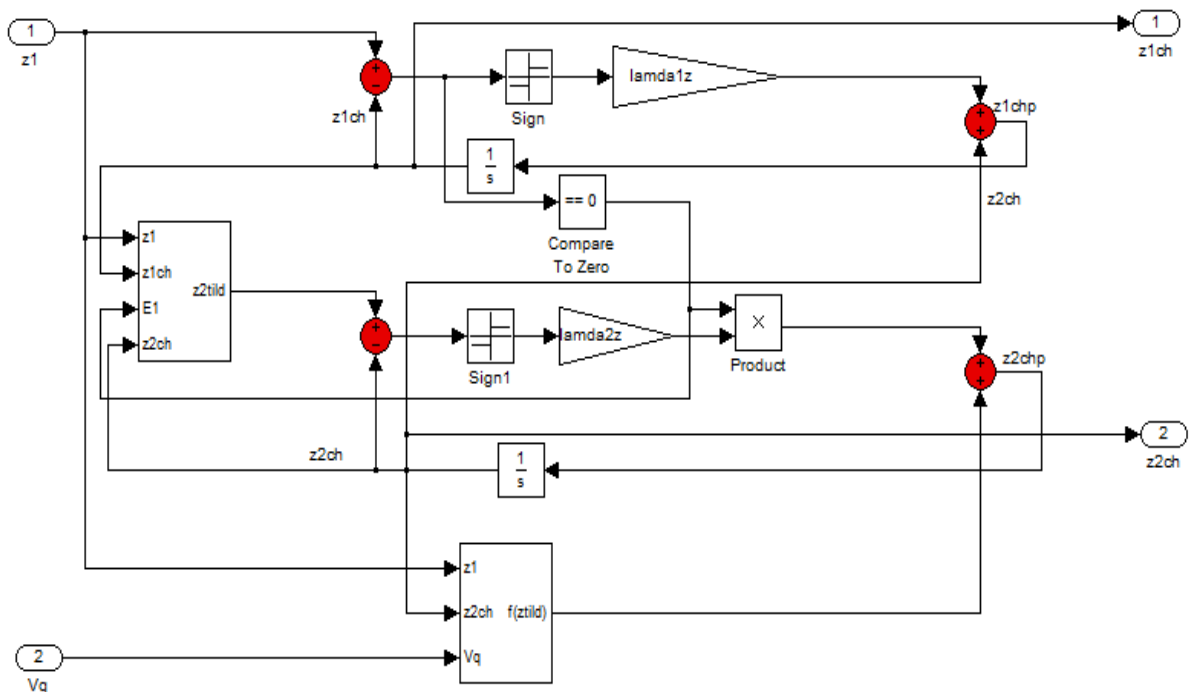


Figure III.14 : Schéma Simulink de l'observateur transformé en z_i .

Etude de convergence :

Pour obtenir la condition de convergence de e_1 , on considère la fonction de suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$$

$$e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \Rightarrow \dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{\hat{z}}_1$$

$$\dot{e}_1 = z_2 - \hat{z}_2 - \lambda_1 \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1)$$

$$\dot{e}_1 = e_2 - \lambda_1 \text{sign}(e_1)$$

On suppose que $\lambda_1 > |e_{2max}|$

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \Rightarrow \dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1$$

$$\dot{V}_1 = -\lambda_1 e_1 \text{sign}(e_1) = -\lambda_1 |e_1| < 0$$

Donc la condition de convergence est bien vérifiée, alors il existe un temps fini t_1 , tel que :

$$t_1 \leq t : e_1 = 0 \Rightarrow \dot{e}_1 = 0, \text{ donc } z_1 = \hat{z}_1$$

Alors $e_2 = \lambda_1 \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1)$ que si $z_1 = \hat{z}_1$

$$\text{Et } \tilde{z}_2 = \hat{z}_2 + E_1 \lambda_1 \text{sign}(z_1 - \hat{z}_1)$$

Avec :

$$\begin{cases} E_1 = 1 & \text{si } z_1 = \hat{z}_1 \\ E_1 = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$\text{Donc } \tilde{z}_2 = z_2$$

En conclusion la convergence de l'erreur e_1 est assurée en temps fini

- En insérant notre observateur entre les deux transformées direct et inverse, on aura le schéma fonctionnel suivant :

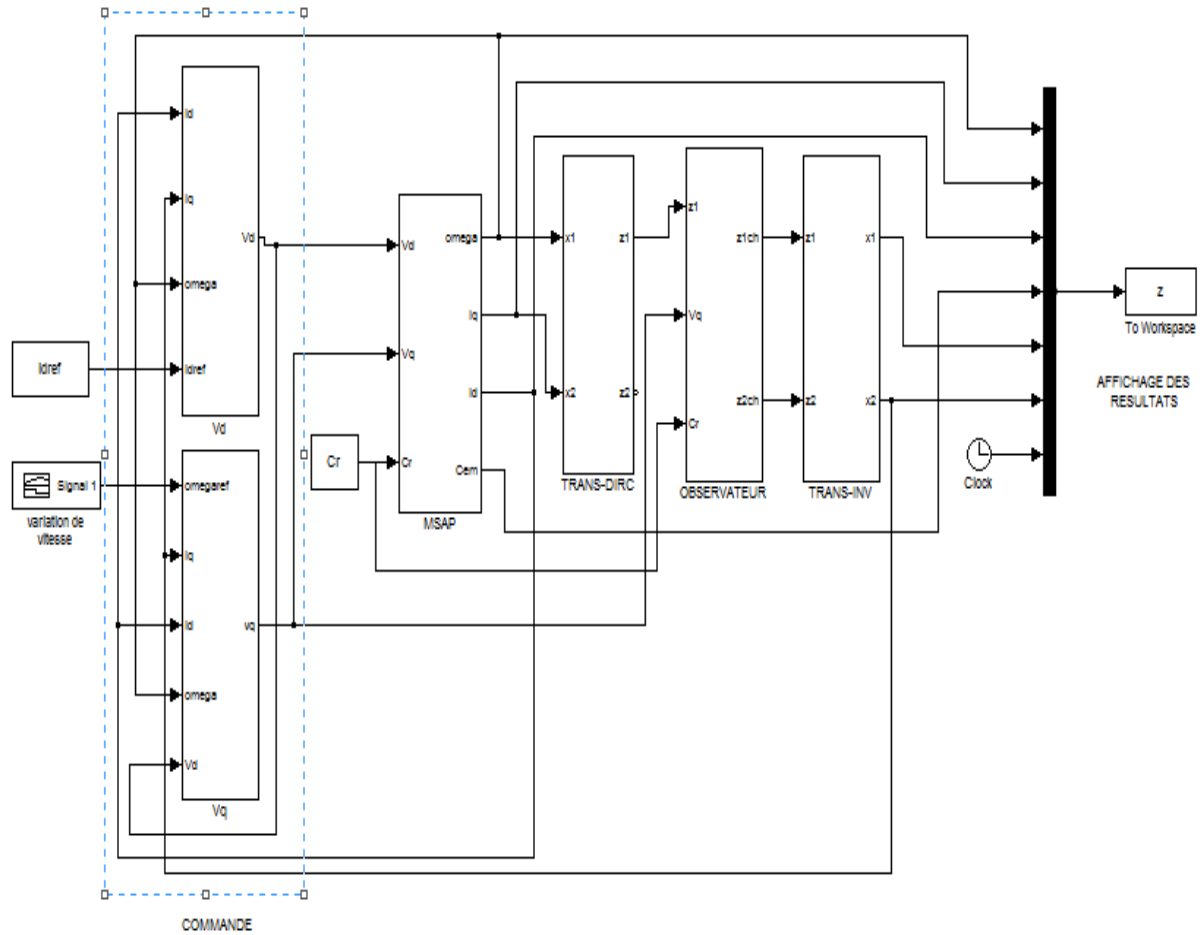


Figure III.15 :Schéma Simulink du modèle réduit (commande-machine-observateur).

III-7-2-2-a Simulation et interprétation des résultats

La simulation de cette partie est faite par *MATLAB/Simulink*, en choisissant les coefficients suivants :

Coefficients de la commande sont donnés par : $K_{\Omega}=100, \lambda=1000, K_d=160$.

Coefficients d'observateur classique sont donnés par : $\lambda_1=1000, \lambda_2=1000, \lambda_3=1000$

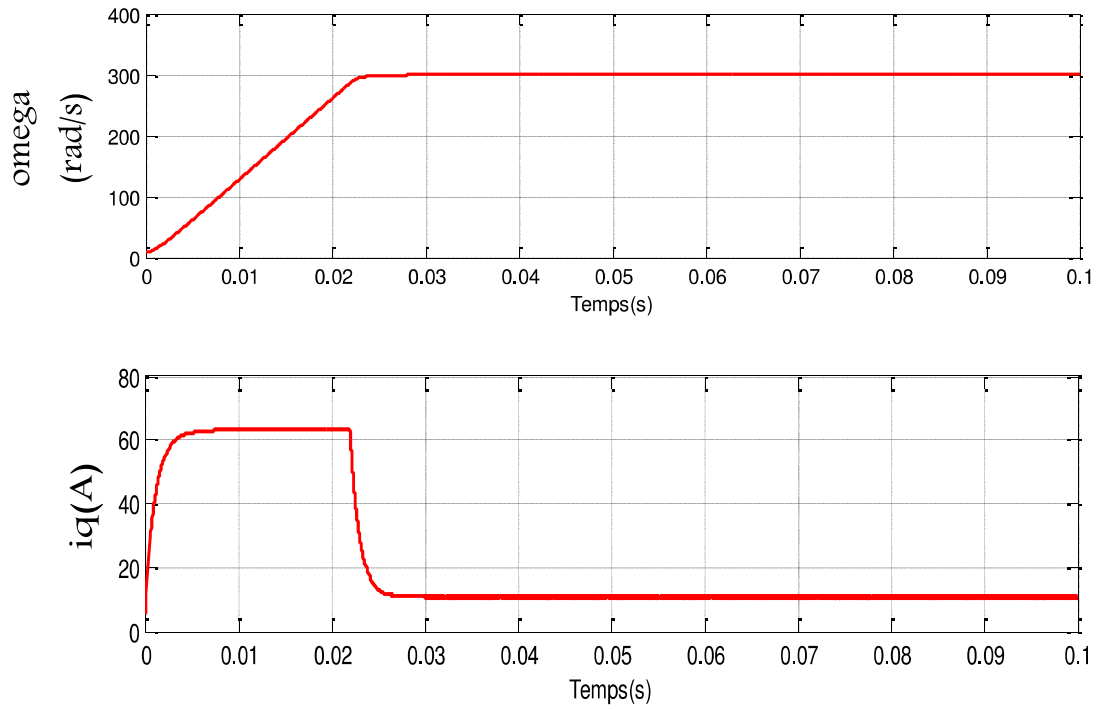


Figure III.16 :Caractéristiques mécaniques et électriques de la CMG de la MSAP.

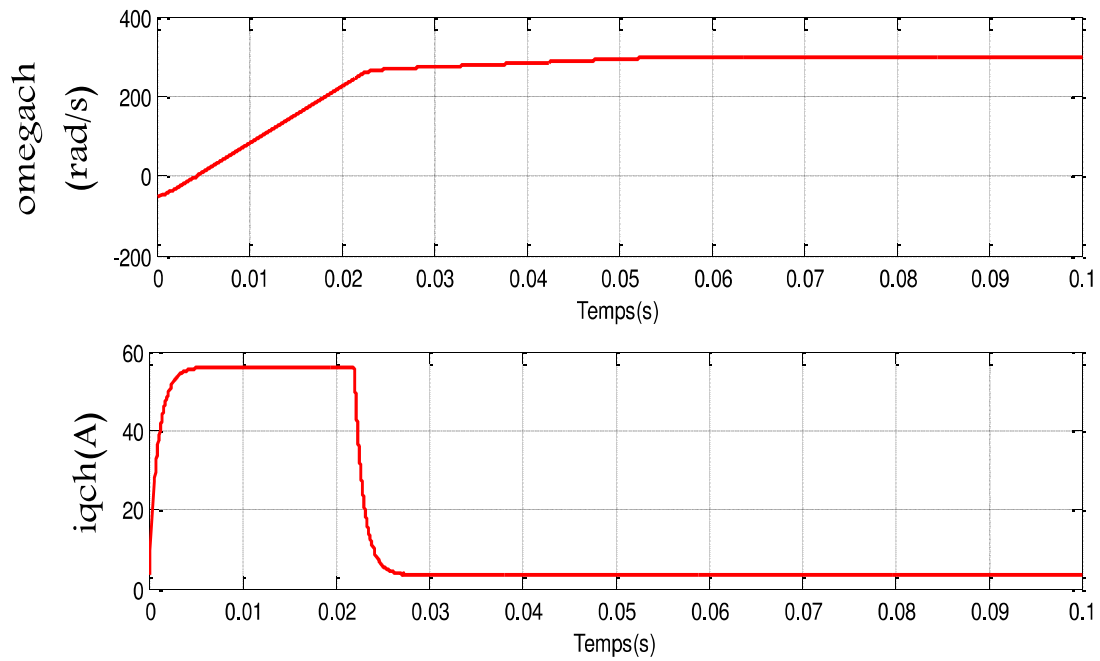


Figure III.17 : Caractéristiques mécaniques et électriques de l'observateur étape par étape avec forme triangulaire.

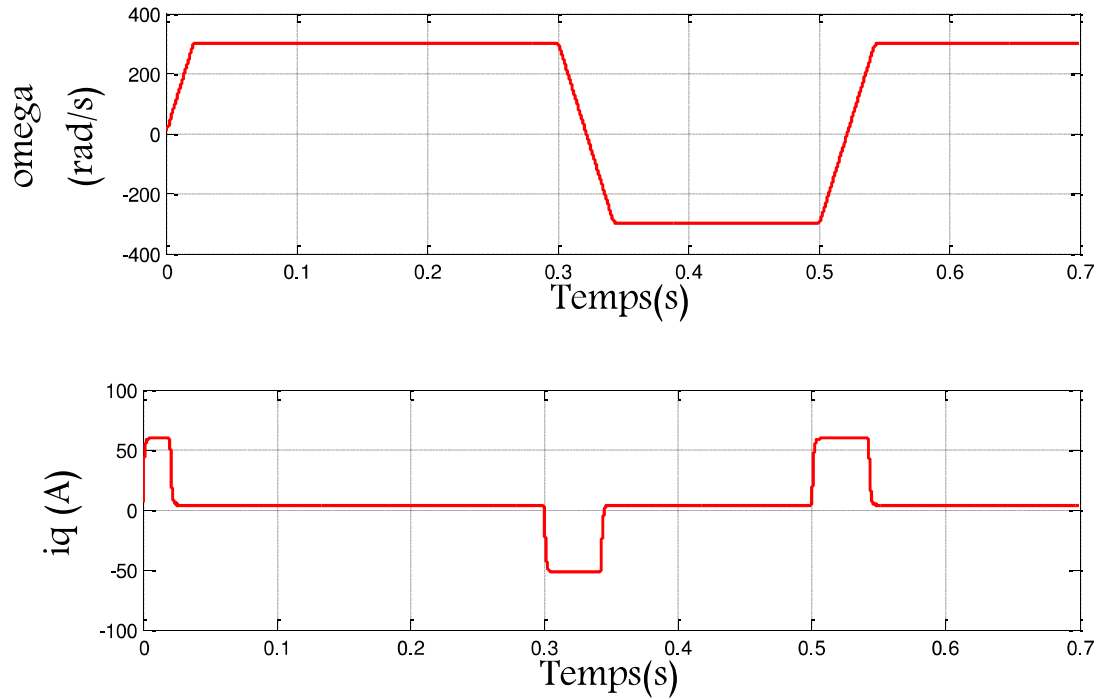


Figure III.18 :Caractéristiques mécaniques et électriques de la *CMG/MSAP* avec inversion de vitesse ($\Omega=\Omega_n$, puis $\Omega=-\Omega_n$, puis $\Omega=\Omega_n$)

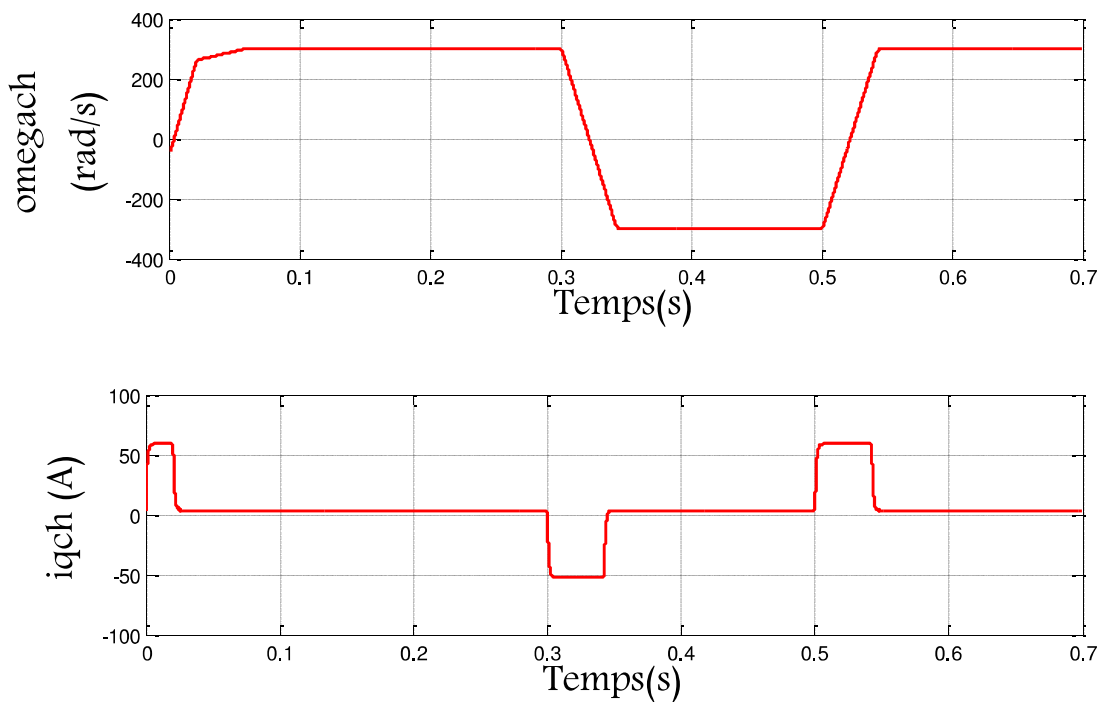


Figure III.19 : Caractéristiques mécaniques et électriques de l'observateur étape par étape avec forme triangulaire avec inversion de vitesse ($\Omega=\Omega_n$, puis $\Omega=-\Omega_n$, puis $\Omega=\Omega_n$)

- **Interprétations**

La figure (III.16) nous donne les caractéristiques électriques et mécaniques de la *CMG* de la *MSAP* réalisé en deuxième chapitre et après avoir ajouter l'observateur par mode glissant étape par étape avec forme triangulaire figure(III.17), on constate que les variables d'état de cet observateur converge vers celles mesurées .

III-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application à la *MSAP* commandée par la technique de la *CMG* et deux observateurs non linéaires par mode glissant d'ordre un permettant d'estimer les variables d'état non mesurées (i_d, i_q) à partir des mesures disponibles (Ω).

Nous avons synthétisé l'observateur par mode glissant classique, et l'observateur par mode glissant étape par étape, cas ou le système se présente sous la forme triangulaire et le cas non triangulaire.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité de ces observateurs avec leur différente variante et l'équivalence des performances, avec la différence que l'observateur classique plus rapidement que l'étape par étape.

Conclusion générale

Conclusion générale

La machine synchrone à aimants permanents est très présente dans les applications industrielles, en raison de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

Dans ce mémoire nous avons traité la modélisation, la commande de moteur synchrone à aimants permanents, ainsi que l'observation des grandeurs non mesurables.

Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, dite transformation de *PARK*, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine synchrone à aimants permanents obtenu est un modèle non linéaire.

On a appliqué la technique de commande non linéaire par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents pour commander la vitesse mécanique et le courant direct (stratégie de deux surfaces) et tester ses performances. Des tests de robustesse par la variation de la charge et l'inversion de vitesse de rotation ont enfin été effectués et des résultats significatifs ont été obtenus. Ces résultats montrent bien les performances de la commande par mode glissant : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et pas de dépassement ainsi qu'une poursuite de trajectoire plus assurée.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé un observateur par mode glissant d'ordre un avec ces deux variantes : classique, et étape par étape (modèle réduit), qui sont utilisés pour faire l'estimation de grandeurs non mesurables (courant direct et courant quadrature) à partir des grandeurs disponibles (vitesse mécanique).

Ces deux observateurs ont été validés en simulation. Ces résultats du comportement *MSAP*, commande et observateur montrent une meilleure performance que ce soit en poursuite de trajectoires ou sur l'estimation, ce qui permet de dire que l'observateur d'ordre un est robuste vis-à-vis de ces tests.

Comme perspectives de ce travail, on propose:

- Utiliser des solutions pour réduire le chattering tel que l'intelligence artificielle ou bien d'autres fonctions de saturation permettant d'améliorer la robustesse de la Commande.
- Utilisation d'un observateur par mode glissant d'ordre supérieur.
- Variation des paramètres de la commande et de l'observateur afin de trouver des bons résultats sur la robustesse.
- Un travail expérimental permettant de valider les résultats obtenus.

Bibliographie

- [1] Serhoud Hicham, « Contribution à l'étude de la machine synchrone à réductance variable », université de Batna, 2009.
- [2] Iahouel Dalila, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », université de Batna, 2009.
- [3] Azzeddine Kaddouri, « Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Université Laval, Québec, 2000.
- [4] Bakhouch Lemnouer, « Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone », Thèse de Magister. Université Ferhat Abbas – SETIF.
- [5] Nicolas Bernard « Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage », Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ.
- [6] Fadli Ouahiba, « Modélisation commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimant permanent – Onduleur de tension à trois niveaux », Thèse de Magister, Université de BATNA.
- [7] http://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_synchrone
- [8] http://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_synchrone_%C3%A0_aimants_permanents
- [9] Boussekra Faiza, « la commande non linéaire à régime glissant de la MSAP », mémoire de magister en électrotechnique, université de BATNA, année 2011.
- [10] Benbrahim. A, « commande prédictive Généralisée d'une machine Synchrone a Aimants permanents » Magistère en Électrotechnique, université de BATNA
- [11] Marwa Mohamed « COMMANDE non linéaire sans capteur d'une machine Synchrone a Aimants permanents », Thèse de Doctorat.
- [12] Benchabane, F, « 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.

- [13] Ameer Aissa, « Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant », Université de Batna, Magistère 2005.
- [14] L. Chédot « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur », Thèse de Doctorat, 2004.
- [15] Barret, P. « régime transitoire des machine tournantes », Edition EYRROLES, 1986.
- [16] S.V. Emelyanov.«Variable Structure Control Systems», Nauka, Moscow, 1967.
- [17] V.I. Utkin.« Sliding mode and their application in variable structure systems»IEEE Conference On Decision and Control, 1977.
- [18]M. Attou Amine, «Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents», thèse Master, Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2011.
- [19] J.J.Slotine, «sliding controller design for nonlinear system»,Vol.4,N^o2,pp.421-434, 1984.
- [20] Sosse Alaoui Mohammed Chakib, « Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur », Thèse de doctorat, université sidi Mohamed Ben Abdellah, Fes, Maroc, année 2009.
- [21] Benmansour Khelifa, « Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires », Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, France, 2009.
- [22] Massoum Ahmed, « Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Commande à Structure Variable (CSV), Commande Neuro-Floue ». Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes, SBA, année 2007.
- [23] Abid Mohamed, «Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à M.L.I.», Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes, SBA, Algérie, année 2006.

- [24] Zehar Hemza, Medjdoub Mohammed, « Application de la commande par mode glissant avec observateur a la machine synchrone a aimants permanents », thèse de master, université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, année 2012.
- [25] V.I.Utkin, G.Bartolini, A. Ferrara, « Adaptive sliding mode control in discrete-time systems », AUTOMATICA, Vol .31, No. 5, PP. 769-773, science direct, 1995.
- [26] Pierre Lopez et Ahmed Saïd Nouri, « Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants, Mathématiques & Applications », Volume 55, DOI: 10.1007/3-540-34480-2_2, springerlink, 2006.
- [27] Belabbes Baghdad, « Commande linearisante d'un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire de magister, université djilaliliabes, SBA, Algérie, année 2001.
- [28] Adjoudj Mohamed, Abid Mohamed, Aissaoui Abdelghani, Ramdani Youcef, Bounoua Houria, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne », Revue « Nature et Technologie », janvier 2010.
- [29] Bakhouche Lemnouer, « Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone ». Thèse de Magister. Université Ferhat Abbas – SETIF.2009
- [30] J. Lévine, « Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires, Centre Automatique et systèmes », école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [31] Louis-Nicolas Paquin, « Application du backstepping à une colonne de flottation », Thèse de doctorat. Université Laval. Canada.
- [32] Ahmed Belhani, « Conception des Contrôleurs Flous Multivariable ». Thèse de doctorat, Université Mentouri- Université de Constantine.2007
- [33] Abdel Ghani Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Abid, « Fuzzy sliding mode control for a self-controlled synchronous motor drives », Electronic Journal «Technical Acoustics», 2005
- [34] Nait Slimani Boukhalifa, «synthèse d'observateurs non linéaire », mémoire de magister;université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

- [35] Rabhi Abdelhamid, « Estimation de la dynamique du véhicule en interaction avec son environnement », thèse de Doctorat, université Saint-Quentin-en-Yvelines, France, 2005.
- [36] Frédéric Rotella; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbesrotella@enit.fr
- [37] Madani Ali – Hamadi Chouaib« Observateurs mode glissant» ,Université LARBI BEN M'HIDI Oum el Bouaghi.
- [38] Belgacem Jaballah, « Observateurs robustes pour le diagnostic et la dynamique des véhicules », thèse doctorat, université Paul Cézanne Aix-Marseille III.
- [39] S.V. Drakunov. « Sliding mode observer based on equivalent control method », In IEEE Conf. on Dec. and Cont., pages 2368.2369, 1992.
- [40] S. Drakunov and V. Utkin. . «Sliding mode observer. Tutorial » , IEEE Conf.on Dec. and Cont., pages 3376.3379, 1995.
- [41] A.Hmammed, «Commande et observateur par mode glissant d'un système de pompage et d'un bras manipulateur ».
- [42] W.Perruquetti et J.P Barbot,« Sliding mode control in engineering», Edition Marcel Dekker, New York, 2002.
- [43] G. Zheng, D. Boutat et J.P. Barbot, «Discussion sur les Formes Normalesd'Observabilité et les Observateurs à Modes Glissants Etape par Etape», ENSEA, France.
- [44] T. Boukhobza, M. Djemai et J.P. Barbot, «Implicit triangular observer from dedicated to a sliding mode observer for systems with unknown input». Asian Journal of Control, 2003.

Annexe

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée :

Tension nominale	$V_n = 130 \text{ V}$
Vitesse nominale	$N_n = 4000 \text{ tr/min}$
Nombre de pair de pôles	$P = 2$
Flux permanent	$\phi_f = 0.14 \text{ Wb}$
Résistance statorique	$R_s = 0.76 \text{ } \Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 0.0018 \text{ H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 0.0018 \text{ H}$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 0.00005 \text{ Nm.S/rad}$
Moment d'inertie	$j = 0.0011 \text{ kg.m}^2$

Résumé

Le travail réalisé présente une technique de commande et d'observation tel que le mode glissant qui est robuste appliqué sur la machine synchrone à aimants permanents qui a été modélisée en premier lieu, ensuite la technique de commande et de l'observation par mode glissant ont été appliquée sur la *MSAP*.

Différents résultats sont donnés avec interprétations pour l'évolution des performances de la commande et de l'observateur.

Mots clés : Commande, Modélisation, Machine synchrone à aimants, Mode de glissement, observateur par mode glissant.

Abstract

This work presents a control and an observation technique such as sliding mode which is robust applied on the permanent magnet synchronous motor which was modeled at first. Then, the sliding mode control and observation technique was applied on our *PMSM*. Different results are given with interpretations for the control and the observer of performances evolution.

Key words : control, modeling, magnet synchronous motor, sliding mode, sliding mode observer.

ملخص

يقدم هذا العمل المنجز تقنية التحكم و المشاهدة باستعمال طريقة صيغة الانزلاق و الذي هو بحد ذاته شديد مطبق على آلة متزامنة ممغنطة بعد تعديله أولاً. ثم تطبيق تقنية التحكم بصيغة الانزلاق على الآلة المتزامنة الممغنطة من أجل تقديم نتائج متنوعة مقدمة بالشروح و ذلك لتطوير نتائج التحكم و المراقب.

الكلمات المفتاحية : تحكم, تعديل, آلة متزامنة ممغنطة, صيغة الانزلاق, مراقب بصيغة الانزلاق.