وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR –ANNABA

BADJI MOKHTAR ANNABAUNIVERSITY

جامعة باجي مختار – عنابة –

Faculté des sciences de l'ingéniorat

Département d'Electromécanique

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES :

Présentée pour l'obtention du diplôme de **DOCTEUR en Electromécanique**

Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents

Présenté par :

BOUCHAHED ADEL

Le : 24/04/2017

Devant le jury:

President:	**Mr HEROUS Lazhar**	**Pr**	**Univ. Badji Mokhtar Annaba**
Rapporteur:	**Mr BELHAMRA Ali**	**MCA**	**Univ. Badji Mokhtar Annaba**
Examinateurs:	**Mr MEZIANI Salim**	**Pr**	**Univ. F. M. Constantine 1**
	Mr SAAD Salah	**Pr**	**Univ. Badji Mokhtar Annaba**
	Mr FOUATHIA Athmane	**MCA**	**Univ. F. M. Constantine 1**
	Mr GHOMARI Zine	**MCA**	**Univ. de Msila**

Année 2017

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

- Toute ma famille
- Ma femme et ma fille
- Mes collègues de laboratoire des systèmes Electromécaniques et à mes collègues de travail

Mr : Bouchahed Adel

REMERCIEMENTS

Durant ces années passées au laboratoire d'électromécanique et même un peu plus avec la période de stage du diplôme de magister, j'ai rencontré bon nombre de personnes, j'aimerai donc remercie toutes celles ou tous ceux qui m'ont aidés, écouté, supporté, motivé, soutenu et encouragé. Je remercie tous d'abord monsieur le professeur belhamra Ali qui a su être présent quand il le fallait et qui m'a laissé faire mon travail avec une grande liberté d'action. Je le remercie également pour son aide à la préparation des travaux pratiques que j'ai effectué avec lui au laboratoire.

Je remercie également monsieur le Professeur Herous Lazhar d'être Président du jury de ma thèse.

Je remercie monsieur le Professeur Saad Salah directeur de laboratoire pour m'avoir aidé durant la préparation de cette thèse, il a su m'orienté dans les bonnes directions, et les solutions aux différentes problèmes que j'ai rencontré durant ces années. Il aura aussi été quelqu'un avec qui j'ai aimé parler de sujet divers. Je le remercie encore pour m'avoir accueille dans son équipe de recherche.

Je remercie aussi tous les membres du jury qui ont acceptés d'être membre du jury à savoir, Monsieur le Professeur Meziani Salim, monsieur Fouathia Athmane MCA, monsieur Ghomari Zine MCA

Ma thèse n'aurait pu se dérouler sans la présence des membres du laboratoire et notamment à savoir, monsieur Yacine Belali chargé de la poste graduation, Laouar Farouk, Je remercie également monsieur Khezzane Adel ingénieur de laboratoire pour sa disponibilité et sa gentillesse.

Table des matières…… 01

Liste des figures…… 05

Notations et symboles……..... 08

Résumé en français ……. 13

Résumé en anglais…… 14

Résumé en arabe …….. 15

Introduction Générale……... 16

Chapitre I: Modélisation et Simulation des Systèmes Electromécaniques

I.1. INTRODUCTION…….. 22

I.1.1. Structure des moteurs synchrones a aimants permanents avec et sans pièce polaire……. 23

I.1.2. Modélisation des moteurs synchrones a aimants permanents…….. 24

I.1.3. Hypothèses simplificatrices de la machine synchrone a aimants permanents…….. 24

I 1.4. Mise en équation……... 24

I.1.5. Application de la transformation de Park……. 25

I.1.6. Les modèles de la machine synchrone à aimants permanents…….. 26

I.1.6.1. Référentiel lie au rotor…….. 26

I.1.6.2. Référentiel d'estimation……. 28

I.1.6.3. Référentiel lie au stator……. 28

I.1.7. Schéma bloc du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère de Park… 29

I.1.8. Modèle d'état non linéaire du MSAP dans le repère (d, q)…….. 29

I.1.9. Modèle d'état non linéaire de la MSAP dans le repère fixe $(\alpha\ , \beta)$ …… 30

I.2. MODELISATION DES SYSTEMES MECANIQUES…….. 31

I.2.1. Modèle théorique du système mécanique multi- masses …… 31

I.2.2. Modélisation d'un système à deux masses et avec accouplement élastique…… 33

I.2.3. Modélisation d'un système mécanique utilisé dans la traction ferroviaire……... 36

I 3. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION…….. 37

I.3.1. Définition…….. 37

I.3.2. Modélisation de l'onduleur de tension a trois niveaux……. 39

I.3.3. Onduleur de tension a mli……. 40

I.3.3.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle……. 41

I.4. COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROMECANIQUES…….. 42
I.4.1. Résultats de la simulation…….. 42
I.4.2. Discussion des résultats…… 44
I.5. CONCLUSION…… 44

Chapitre II : Commande et Estimation des Paramètres du MSAP Entrainant une Charge à Inertie Variable

II.1. INTRODUCTION…….. 47
II.2. PRINCIPE DE CONTROLE VECTORIEL…….. 48
II.2.1. Stratégie de commande basée sur les courants et le couple reluctant…… 48
II.2.2. Contrôle en courant avec loi de commande simplifiée……... 49
II.3. ASSERVISSEMENT ET REGULATION DES COURANTS ET DE LA VITESSE…… 50
II.3.1. Boucle de régulation par le courant i_d……... 50
II.3.2. Boucle de régulation par le courant i_q…… 51
II.3.3. Boucle de régulation de la vitesse par PID…… 51
II.3.4. Découplage des axes(d, q) pendant la régulation des courants…….. 52
II.3.5. Stratégies de la commande vectorielle…… 53
II.3.6. Résultats de la simulation…… 54
II.3.6.1. Essai à vide …….. 54
II.3.6.2. Essai en charge…… 55
II.3.6.3. Essai lors de l'inversion du sens de rotation…… 56
II.4. OBSERVATEURS D'ETATS……... 57
II.4.1. Applications des observateurs……. 57
II.4.1.1. Observateurs utilisés dans les systèmes linéaires……. 57
II.4.1.2. Observateurs utilisés dans les systèmes non-linéaires……. 57
II.4.2. Observateur basé sur le filtre de KALMAN étendu…… 58
II.4.3. Observateurs à modes glissants……... 60
II.4.4. Conception de l'observateur à modes glissants……... 61
II.5. ESTIMATION DES PARAMETRES DU MSAP ENTRAINANT UNE CHARGE A INERTIE VARIABLE VIA L'OBSERVATEUR DELUENBERGER…... 62
II.5.1. Schéma de la commande vectorielle associe à son observateur…….. 64
II.5.2. Résultats de la simulation…… 65
II.5.2.1. Essai à vide……... 65

II.5.2.2. Essai en charge…… 66
II.5.2.3. Essai lors de l'inversion du sens de rotation…… 67
II.6. CONCLUSION…….. 67

Chapitre III : Commande non Linéaire du MSAP Entrainant une Charge Mécanique à deux Masses

III.1. INTRODUCTION…… 70
III.1.1. Représentation dans l'espace d'état……... 70
III.1.2. Le formalisme d'état pour un système linéaire analogique……... 70
III.1.3. Principe de la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties…….. 71
III.1.4. Système mono-entrée / mono-sortie…….. 72
III.1.5. Notion de degré relatif……... 73
III.1.6. Crochet de lie……. 74
III.2. TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREE-SORTIES……. 74
III.2.1. Mise sous forme canonique……... 77
III.2.2. Conception du nouveau vecteur de commande v…….. 79
APPLICATION 80
III.3. APPLICATION DE LA COMMANDE NON LINEAIRE AU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS ENTRAINANT UNE CHARGE MECANIQUE A DEUX MASSES…….. 81
III.3.1. Modélisation du MSAP et sa charge mécanique à deux masses……... 81
III.3.2. Modèle mathématique de la charge mécanique……. 81
III.4. MODELE NON LINEAIRE EN COURANT DU MSAP……... 82
III.4.1. Le degré relatif (r) …… 83
III.4.2. La matrice de découplage $D(x)$ …… 83
III.4.3. Structure de la commande non linéaire……. 85
III.4.4. Résultats et discussions……. 86
III.4.4.1. Essai à vide……. 86
III.4.4.2. Essai en charge……... 86
III.4.4.3. Essai lors de l'inversion du sens de rotation en régime chargé…….. 87
III.5. CONCLUSION……. 88

Chapitre IV :

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS DEDIE AUX ENERGIES RENOUVELABLES

IV.1. INTRODUCTION…… 90
IV.2. SYSTEME DE POMPAGE D'EAU PROPOSE……. 91
IV.2.1. Modélisation du générateur photovoltaïque……... 92
IV.2.2. Hacheur survolteur DC – DC……. 93
IV.2.3. Hacheur DC-DC et la commande MPPT……... 94
IV.3. MODELISATION DU MSAP……. 95
IV.3.1. Modélisation de la pompe centrifuge …… 95
IV.4. RESULTATS DE LA SIMULATION……. 95
IV.4.1. Interprétation des résultats…… 97
IV.5. CONCLUSION……. 99
Conclusion Générale……..…… 100
ANNEXE-A…… 103
ANNEXE-B…… 104
ANNEXE-C…… 106
Bibliographie……..…….. 107

Chapitre I : Modélisation et Simulation des Systèmes Electromécaniques

Figure I.1 : Construction des machines synchrones …….. 23
Figure I.2 : Moteurs synchrones à aimants permanents avec et sans pièce polaire…… 23
Figure I. 3 : Les différents repères de la machine synchrone à aimants permanents……... 24
Figure I.4 : Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents ……... 27
Figure I.5 : Schéma bloc du MSAP dans le repère de Park……. 29
Figure I.6 : Schéma cinématique du système proposé……. 33
Figure I.7 : Système deux-masses avec accouplement élastique……. 34
Figure I. 8 : Schéma cinématique du système électromécanique proposé……... 35
Figure I.9 : Schéma cinématique d'une chaire de traction ferroviaire……. 36
Figure I.10 : Onduleur de tension triphasé……. 37
Figure I.11 : Structure de l'onduleur à trois niveaux…….. 39
Figure I.12 : Signal de commande des interrupteurs par MLI sinus-triangle…….. 41
Figure I.13 : Schéma cinématique d'un système électromécanique…… 42
Figure I.14 : Démarrage du MSAP avec sa charge mécanique lors de l'essai en charge…… 43

Chapitre II : Commande et Estimation des Paramètres du MSAP Entrainant une Charge à Inertie Variable

Figure II.1 : Contrôle du couple pour le MSAP……. 50
Figure II.2 : Boucle de courant régulée par PI…… 51
Figure II.3 : Boucle de courant régulée par PI…… 51
Figure II.4 : Boucle de régulation de la vitesse par PID…… 51
Figure II.5 : découplage de la régulation des courants…….. 52
Figure II.6 : Schéma fonctionnel de la structure de commande……. 53
Figure II.7 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai à vide …… 55
Figure II.8 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai en charge…….. 55
Figure II.9 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'inversion du sens de rotation et application de la charge…….. 56
Figure II.10 : Structure de Filtre de KALAMAN……... 58
Figure II.11 : Structure d'une commande vectorielle associée au filtre de KALMAN….. 60

Figure II.12 : Structure de l'observateur à modes glissants associée à une MSAP…… 62
Figure II.13 : Modèle de l'observateur associé au système…… 62
Figure II.14 : Structure de la commande vectorielle et son observateur…… 64
Figure II.15 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai à vide……. 66
Figure II.16 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai en charge……... 67
Figure II.17 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'inversion du sens de rotation……. 67

Chapitre III : Commande Non Linéaire du MSAP Entrainant une Charge Mécanique à deux Masses

Figure III.1 : Représentation d'état d'un système linéaire invariant…….. 71
Figure III.2 : Schéma bloc du système linéaire…….. 76
Figure III.3 : Dynamique du système linéaire…… 76
Figure III.4 : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermé…….. 79
Figure III.5 : Schéma fonctionnel de la commande non linéaire du MSAP - charge mécanique à deux masses……. 85
Figure III.6 : Essai à vide du MSAP avec les deux masses…… 86
Figure III.7 : Essai en charge du MSAP et sa charge mécanique à deux masses……... 87
Figure III.8 : Essai lors de l'inversion du sens de rotation du MSAP avec sa charge mécanique à deux masses……. 87

Chapitre IV : Modélisation et Commande Vectorielle du Moteur Synchrone a Aimants Permanents Dédie aux Energies Renouvelables

Figure.IV.1 : Système de pompage d'eau proposé……. 91
Figure.VI.2 : Schéma équivalent du générateur photovoltaïque……. 92
Figure.IV.3 : Hacheur survolteur DC-DC…….. 93
Figure.IV.4 : Association GPV et Hacheur DC-DC commandé par MPPT……... 94
Figure.IV.5 : Algorithme perturbation et observation MPPT [65]……. 94
Figure.IV.6 : Caractéristiques du générateur photovoltaïque……. 96
Figure. IV.7 : Essai en charge du MSAP entrainant sa pompe centrifuge…….. 96
Figure. IV.8 : Essai en charge et inversion du sens de rotation du MSAP entrainant sa

pompe centrifuge…….. 97

Figure. IV.9 : Caractéristiques de la pompe centrifuge…….. 97

Figure.IV.10 : Caractéristiques des couples électromagnétiques pour PMSM et PMDM [7]…….. 97

Chapitre I : Modélisation et Simulation des Systèmes Electromécaniques

$[V_S]$	Vecteur de tension
$[i_S]$	Vecteur de courant
$[\Phi_S]$	Vecteur flux
$[R_S]$	Matrice résistance du stator
$[L_{SS}]$	Matrice inductance du stator
$[V_{dqo}]$	Tensions selon Park
$[i_{dqo}]$	Courant selon Park
$[\Phi_{dqo}]$	Flux selon Park
$[\boldsymbol{T}]$	Transformation de Park
$[V_{abc}]$	Tensions triphasé
$[i_{abc}]$	Courant triphasé
$[\Phi_{abc}]$	Flux du système triphasé
v_d	Tension selon l'axe (d)
v_q	Tension selon l'axe (q)
i_d	Courant selon l'axe (d)
i_q	Courant selon l'axe (q)
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_q	L'inductance selon l'axe q
L_d	L'inductance selon l'axe d
ϕ_f	Le flux délivré par les aimants
p	Nombre de pair de pôle
ϕ_d	Le flux selon l'axe (d)
ϕ_q	Le flux selon l'axe (q)
$\Delta\theta$	Écart angulaire
θ_r	Position du rotor
θ_e	Position électrique
C_{em}	Couple électromagnétique

C_r	Couple résistant
W_c	Est l'énergie cinétique du système
W_P	Est l'énergie potentielle du système
Wd	Est l'énergie dissipée
J_i	Moment d'inertie de la n^{ième} masse ;
ω_i	Vitesse angulaire de la n^{ième} masse ;
C_{ri}	Couple résistance appliqué à la n^{ième} masse ;
$k_{i,i+1}$	Coefficient de rigidité entre les masses $i\ et\ i+1$;
$\beta_{i,i+1}$	Coefficient d'amortissement entre les masses $i\ et\ i+1$
C_{sh}	Couple transmis à l'arbre du moteur ;
C_l	Couple résistant dû à la charge entrainée ;
J_m	Inertie du moteur
f_m	Coefficient de frottement Visqueux (Moteur)
J_{rd}	Inertie réducteur
f_{rd}	Coefficient de frottement Visqueux (réducteur)
J_{cy}	Inertie cylindre
f_{cy}	Coefficient de frottement Visqueux (cylindre)
$C_T = C_{sh}$	Couple transmis à l'arbre du moteur
$C_r = C_l$	Couple résistant
K_i	Rapport de transmission
K_t	Coefficient de rigidité en torsion
ω_m	Vitesse de rotation (Moteur)
ω_{rd}	Vitesse de rotation (réducteur)
ω_{cy}	Vitesse de rotation (cylindre)

Chapitre II : Commande et Estimation des Paramètres du MSAP Entrainant une Charge à Inertie Variable

$R(s)$	Fonction de transfert
id_{ref}	Courant de référence (axe$d$)
iq_{ref}	Courant de référence (axe$q$)
K_i	Coefficient intégral
K_p	Coefficient proportionnel
K_{dw}	Coefficient de dérivation pour la boucle de la vitesse
PI	Régulateur proportionnel intégral
PID	Régulateur proportionnel intégral et dérivé
w (t)	Vecteur des perturbations appliquées à l'entrée du systèmes
Z (t)	Vecteur de sortie
$w(k)$	Vecteur de bruit d'état
$v(k)$	Vecteur du bruit de mesure

Chapitre III : Commande non Linéaire du MSAP Entrainant une Charge Mécanique à deux Masses

$[X]$ Est le vecteur d'état à n ligne × 1 colonne ;
$[U]$ Est le vecteur d'entrée à p ligne × 1 colonne ;
$[Y]$ Est le vecteur de sortie à m ligne × 1 colonne ;
$[A]$ Est la matrice d'état à n lignes × n colonnes (ou matrice d'évolution ou matrice dynamique) ;
$[B]$ Est la matrice de commande à n lignes p colonnes (ou matrice d'entrée) ;
$[C]$ Est la matrice de sortie à m lignes × n colonnes (ou la matrice d'observation) ;
$[D]$ Est la matrice de couplage entrées-sorties à m lignes × p colonnes

$[E]$ Est la matrice de perturbation à n lignes q colonnes, le vecteur colonne de perturbation $[W]$ comportant q lignes.
x Vecteur d'état $[x_1, x_2, \ldots\ldots x_n]$

u	Vecteur de commande $[u_1, u_2, ...u_n]$
y	Vecteur de sortie $[y_1, y_2, ...y_n]$
$f(x)$ Et $g(x)$	Champs de vecteur.
$h(x)$	Est une fonction analytique qui définit au voisinage de x_0 de R^n.
J_1	Inertie de la masse1
J_2	Inertie de la masse2
K_{12}	Coefficient de rigidité entre la masse 1 et la masse 2
β_{12}	Coefficient d'amortissement entre les masses 1 et 2
ω_1, ω_2	Vitesses angulaires
$C_{r1} C_{r2}$	Couples résistants

Chapitre IV : Modélisation et Commande Vectorielle du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dédié aux Energies Renouvelables

$\boldsymbol{I_{pv}}$	Courant à la sortie du panneau photovoltaïque
$\boldsymbol{V_{pv}}$	Tension à la sortie du panneau photovoltaïque
$\boldsymbol{N_p}$	Nombre de modules en parallèle
$\boldsymbol{I_{sat}}$	Courant de saturation
$\boldsymbol{N_s}$	Nombre de modules en série
$\boldsymbol{R_{se}}$	Résistance série du module
$\boldsymbol{R_{pe}}$	Résistance parallèle
$\boldsymbol{n_s}$	Nombre de cellule en série
$\boldsymbol{I_{0r}}$	Courant de saturation renversé
$\boldsymbol{T}$	Température réelle
$\boldsymbol{T_0}$	Température de référence
$\boldsymbol{q}$	Charge d'électron
$\boldsymbol{E_G}$	Espace de la bande
$\boldsymbol{K}$	Constante de BOLTZMANN
$\boldsymbol{a}$	Facteur d'idéalité de jonction
$\boldsymbol{K_i}$	Coefficient de la température

$\boldsymbol{I_{cc}}$	Courant de court-circuit
$\boldsymbol{G, G_r}$	Rayonnement solaire et de référence
$\boldsymbol{I_{ph}}$	Photo-courant produit

Résumé :

Les systèmes d'entrainement électromécanique à base de machines synchrones à aimants permanents sont généralement commandés par plusieurs techniques parmi lesquelles on distingue, la commande non linéaire et la commande vectorielle. Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques et statiques d'un entrainement électromécanique multi-masses, nous nous intéressons à l'étude des deux commandes indiquées précédemment.

L'essentiel du travail réalisé dans le cadre de cette thèse, consiste en la réalisation de deux modèles mathématiques différents.

Le premier modèle est conçu pour un système électromécanique à inertie variable (trois-masses) commandé par la technique du flux orienté. Pour minimiser les erreurs des vitesses, des positions et des couples on applique un observateur d'ordre complet (Luenberger) qui permet l'amélioration des performances dynamiques et statiques du système.

Le second modèle concerne un système électromécanique à deux masses commandé par la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties et afin d'assurer la stabilité de fonctionnement en période transitoire du système, l'utilisation des correcteurs non linéaires est préconisée dans l'amélioration des caractéristiques du couple électromagnétique, des vitesses et des courants.

Les deux approches proposées donnent des résultats intéressants en termes de robustesse de la commande non linéaire et de la commande vectorielle et dans l'amélioration de l'efficacité des contrôleurs utilisés pour un fonctionnement à masses variables.

Mots Clés : Machine synchrone, Commande vectorielle, Commande non linéaire, Masses variables, Onduleur de Tension à MLI.

Abstract:

Electromechanical drive systems based on permanent magnet synchronous machines are generally controlled by several techniques, including nonlinear control and vector control. In order to improve the dynamic and static performances of a multi-mass electromechanical drive, we are interested in the study of the two commands indicated above.

Most of the work done in this thesis consists in the realization of two different mathematical models.

The first model is designed for an electromechanical system with variable inertia (three-mass) controlled by the oriented flow technique. To minimize errors in speeds, positions and torques, a full-order observer (Luenberger) is used to improve dynamic and static system performance.

The second model concerns a two-mass electromechanical system controlled by the linearization technique in the input-output direction and in order to ensure the stability of operation during the transient period of the system, the use of non-linear correctors is recommended in the improvement Characteristics of the electromagnetic torque, velocities and currents.

The two proposed approaches yield interesting results in terms of the robustness of the nonlinear control and the vector control and in the improvement of the efficiency of the controllers used for variable mass operation.

Keywords: Synchronous machine, Vector control, Nonlinear control, Variable masses, PWM voltage inverter.

ملخص:

تتناول هذه الاطروحة السيطرة الغير خطية للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم القطب البارز و المغذى بواسطة محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب الذي يمتاز بتقنية تغير مجال النبضة.

لتحسين أداء النظام قمنا بتطبيق التقنية غير الخطية المعتمدة على المداخل والمخارج وذلك لتدوير حمولة ميكانيكية ذات كتلتين ولتثبيت المحرك في اشتغال و تحريك عالي استعملنا مصححات غير خطية قادرة على تحسين الخصائص على مستوى العزم الكهرومغناطيسي ،السرعات و التيارات.

أظهرت نتائج المحاكاة ة قوة السيطرة و كفاء ة المصححات الغير خطية لتشغيل المحرك المرتبط بكتلات ميكانيكية.

الكلمات المفتاحية: محرك متزامن ،تحكم غير خطي ،محول التيار المستمر إلى التيار المتناوب والعامل بتقنية تغير مجال النبضة، حمولة ذو كتلتين

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les machines électriques sont de plus en plus importantes dans tous les secteurs (entrainements industriels, industrie automobiles, avionnerie, systèmes de tractions et industrie agricole, …). Parmi ces machines, on trouve les machines synchrones à aimants permanents qui occupent une place importante dans la commande des mécanismes industriels, les systèmes automatisés et dans les domaines des énergies renouvelables (énergie solaire, énergie éolienne et les systèmes hybrides …). Actuellement, dans les entrainements à vitesse variable, l'emploi des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), surtout pour les faibles puissances et dans certaines applications industrielles spéciales, remplace le moteur à courant continu et le moteur asynchrone, car il a un rendement, un facteur de puissance et couple massique élevés [1-2]. Par ailleurs le MSAP, il n'a pas un circuit d'excitation au niveau du rotor et ni de collecteur, ce qui permet un entretient mineur par rapport à celui du moteur à courant continu.

La commande du MSAP est très difficile à cause de son comportement non linéaire. Ceci a permis le développement de plusieurs techniques de commande, liées à l'électronique de puissance et la technologie des semi-conducteurs, qui ont permis la conception de convertisseurs statiques comme les onduleurs, les redresseurs, les hacheurs, les variateurs de fréquences et les variateurs de vitesses. A partir de ces convertisseurs, on peut commander et régler la vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents. En outre, le MSAP est bien adapté aux convertisseurs d'électronique de puissance, c'est-à-dire l'association MSAP-Variateur de vitesse donne une large gamme de vitesse (hautes vitesses, basses vitesses).

Afin de permettre un fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents, dans une dynamique élevée, plusieurs techniques de commande ont été développées, parmi lesquelles on peut citer, la commande par flux orienté, le contrôle direct du couple, la commande sans capteur mécanique, la commande par mode glissant, la commande non linéaire et les techniques d'observations et d'estimations.

Plusieurs travaux ont été réalisés dans les domaines de la commande non linéaire et la commande vectorielle parmi lesquels : le contrôle robuste de la vitesse du MSAP en utilisant des contrôleurs non linéaire et estimation du couple de charge par observateur à mode de glissement a été réalisé par I.C. Baik [3] ; la technique d'observation et d'estimation de la vitesse et de position du MSAP basées sur l'observateur à mode de glissement, si ce dernier prend l'effet des variations paramétriques a été étudié par Changsheng L[4] ; l'amélioration

de la précision de la vitesse et de la position du MSAP par un observateur à mode de glissement hybride terminal, l'observateur est utilisé pour remplacer le capteur mécanique, ce qui réduit le coût du matériel et améliore la fiabilité du système d'après Jianfei Zheng [5] ; la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents avec le contrôleur intelligent à mode de glissement, ce qui nous donne des performances élevées surtout au niveau de la vitesse du moteur. La constitution de l'observateur a été réalisé par un dispositif de commande à mode de glissement (SMC) placé dans la boucle de contre réaction et en même temps parallèle avec un autre contrôleur à neurone qui fonctionne en mode glissant étudié par F.F.M. El-Sousy [6] ; le contrôle de la vitesse du MSAP avec la commande assisté par ordinateur (CAO), cette commande est réalisée par des contrôleurs à mode de glissement dans toutes les boucles de régulations et d'estimation de la vitesse qui sont réalisées aussi par l'observateur à mode glissant selon Amar Golea [7] ; le contrôle de la vitesse par la logique floue et l'estimation du couple de charge du MSAP avecl'observateur à mode de glissement réalisé par NgaThi-Thuy Vu [8] ; la régulation des courants et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents a été réalisé par des contrôleurs proportionnels et intégrales. la régulation des courants a été faite par un découplage entre les deux composantes de Park pour avoir une commande similaire au moteur à courant continu, ou le MSAP est alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle (SVPWM)(Zhao Kaiqi)[9] ; le contrôle direct du couple du MSAP et l'estimation de ses paramètres par le filtre de KALMAN étendu, ainsi que la régulation des courants et la vitesse sont réalisés par des régulateurs de type proportionnel et intégrald'après M. S. Merzoug [10] ; le contrôle non linéaire adaptatif du MSAP combiné avec le filtre de KALMAN est alimenté par un convertisseur AC/DC/AC, la commande du MSAP est utilisée dans les boucles des régulations (courants, vitesses) est la technique de linéarisations aux sens des entrées –sorties (A.Titaouine D) [11] ; la commande non linéaire du MSAP alimenté par un convertisseur d'électronique de puissance indirect ce dernier est commandé par la technique du mode de glissement pour réduire les harmonique. les contrôleurs utilisés pour la régulation de la vitesse et des courants sont des contrôleurs non linéaire qui sont réalisées à partir de la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties, dont la vitesse du moteur et sa position sont estimés par le filtre de KALMEN étendu (F Benchabane) [12] ; l'étude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents (effectué par Azeddine Kaddouri) [13] ; la modélisation et la commande du MSAP entrainant un système mécanique ayant un accouplement flexible, son contrôleurs sont utilisés dans la commande du moteur qui sont de structure à cascade, le contrôle de la position du MSAP est réaliser par une boucle de régulation externe qui est

conçue pour commander le rotor du moteur où l'angle de charge en présence des vibrations dues au couplage souple (effectué par VittekJán) [14] .

D'après les travaux de recherches présentés précédemment, notre contribution est de réaliser un système électromécanique contrôlé par plusieurs techniques de commande à savoir :

- Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents entrainants une charge à inertie variable.
- Commande et estimation des paramètres du moteur synchrone à aimants permanents entrainants une charge à inertie variable.
- Commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents entrainant une charge mécanique à deux masses.
- Modélisation et commande vectorielle du moteur synchrone a aimants permanents dédie aux énergies renouvelables.

Dans notre travail, nous avons proposé deux systèmes d'entrainements électromécaniques multi-masses différentesavec un système électromécanique de pompage d'eau qui fonctionne au fil du soleil. Les deux systèmes d'entrainementsmulti-masses se composent par un moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion, les commandes appliquées au MSAP sont de type non linéaire et vectorielle.De ce fait le système de pompage d'eau se compose aussi par un générateur photovoltaïque, un hacheur survolteur, un onduleur de tension à MLI, MSAP à pole lisse et une pompe centrifuge,d'où la commande du MSAP elle est la commande vectorielle.

A la fin notre thèse est articulée sur une introduction, quatre chapitres et une conclusion générale :

Le premier chapitre, est consacré à la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents en présentant les différentes lois mathématiques qui ont permis de construire le modèle du MSAP selon PARK. Il contient aussi les différents modèles non linéaires du MSAP et les modèles des différentes charges mécaniques (charge à inertie variable, charge mécanique à deux masses et une charge mécanique utilisée dans le domaine ferroviaire). La fin de ce chapitre représente une simulation par MATLAB d'un système électromécanique et une conclusion.

Lesecond chapitre, s'intéresse à la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents entrainant une charge à inertie variable. En premier lieu on simule le fonctionnement du MSAP associé à sa charge mécanique et on applique plusieurs tests de simulation (à vide, en charge et inversion du sens de rotation). Pour estimer les vitesses et les positions (moteur + charge mécanique à trois masses) on définit plusieurs observateurs parmi : observateur basé sur le filtre de KALMAN étendu, observateur à modes glissants et observateur de Luenberger qui utilise dans notre système de commande. En fin on termine par conclusion qui résume l'essentiel du travail dans ce chapitre.

Le troisième chapitre,se devise en deux parties, **la première**s'intéresse par la théorie de la commande non linéaire et la commande linéaire par retour d'état, on définit dans cette partie les lois concernant le formalisme des variables d'état et son utilisation. On présente aussi les dérivées de LIE,crochet de LIE, les lois non linéaires, la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties.

La seconde partie représente l'application de la commande non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents entrainants une charge mécanique à deux masses. On définit les différentes lois de la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties appliquées au MSAP et sa charge mécanique, ces lois permettent de construire un modèle mathématique qui permet de réaliser un schéma bloc de simulation. La régulation de la vitesse et des courants sont réalisés par des contrôleurs non linéaires. Dans cette partie on applique plusieurs tests de simulation (à vide, en charge et inversion de sens de rotation). En fin on termine par une conclusion qui exprime l'objectif de ce chapitre.

Le dernier chapitre s'articule sur la modélisation et la simulation d'un système de pompage d'eau qui fonctionne au fil du soleil. Nous définissons les différents modèles mathématiques et les différentes structures des convertisseurs qui forment le système de pompage (modèle mathématique du générateur photovoltaïque, la structure de l'hacheur survolteur, ainsi que la structure de la commande MPPT avec le modèle mathématique de la pompe centrifuge). Dans ce chapitre nous avons appliqué une simulation par le logiciel Matlab pour les différents tests (à vide, en charge et inversion de sens de rotation).

Je termine par ce dernier chapitre, ma contribution de travail derecherche par rapport aux travaux de recherches qui ont étécités précédemment.

Chapitre I
Modélisation et Simulation des Systèmes Electromécaniques

Chapitre I
MODELISATION ET SIMULATION DES SYSTEMES ELECTROMECANIQUES

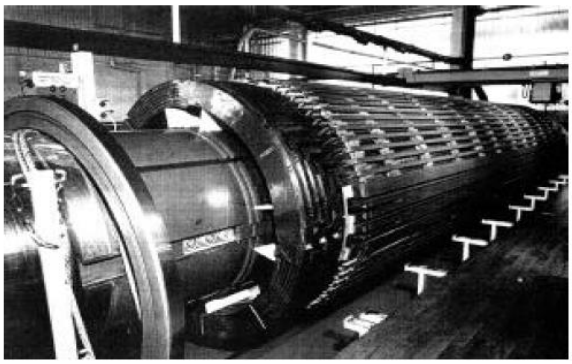
I.1. INTRODUCTION

Le moteur synchrone est un actionneur électromécanique, son rotor tourne en synchronisme avec le champ tournant du stator, c'est-à-dire à la même vitesse que ce champ. Cette vitesse est donc liée à la fréquence de la source et comme cette fréquence est constante, la vitesse du moteur est rigoureusement constante. Elle ne varie ni avec la charge, ni avec la tension de la source.

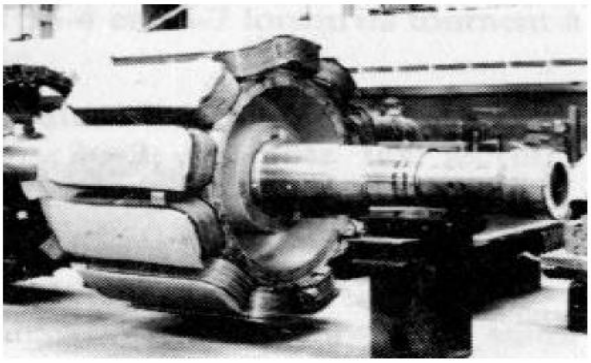
Cependant, l'utilisation du moteur synchrone dans la plupart des applications industrielles ne tient généralement pas au fait que sa vitesse est constante, elle dépend surtout de ses propriétés électriques tout à fait particulières, comme nous le verrons dans ce chapitre, selon[15], sa construction est comme suit :

Le stator est la partie fixe de la machine, composé de trois enroulements décalés l'un par rapport à l'autre de 120^0et qui permettentle passage du courant et la création du champ magnétique statorique.

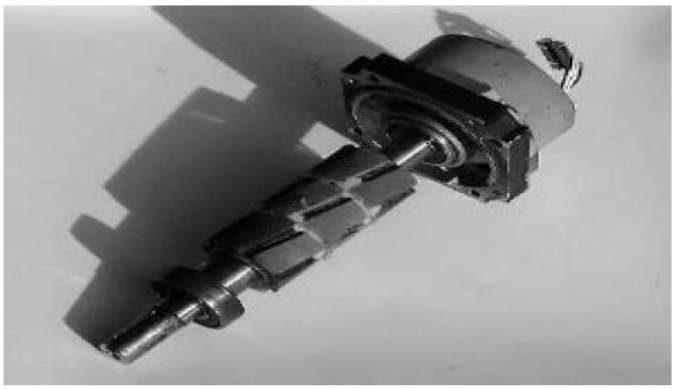
Le rotor est la partie mobile de la machine, son rôle est de produire le champ magnétique rotorique. On constate plusieurs types de rotor, à savoir les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants et les rotors à aimants permanents (lisses, saillants et à réluctances variables)



(a) : Rotor à pôles lisses



(b) : Rotor à pôles saillants



(c) : Rotor à aimants

Figure I.1 : Construction des machines synchrones [16]

I.1.1.Structure des moteurs synchrones à aimants permanents avec et sans pièce polaire

Le schéma ci-dessous représente les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

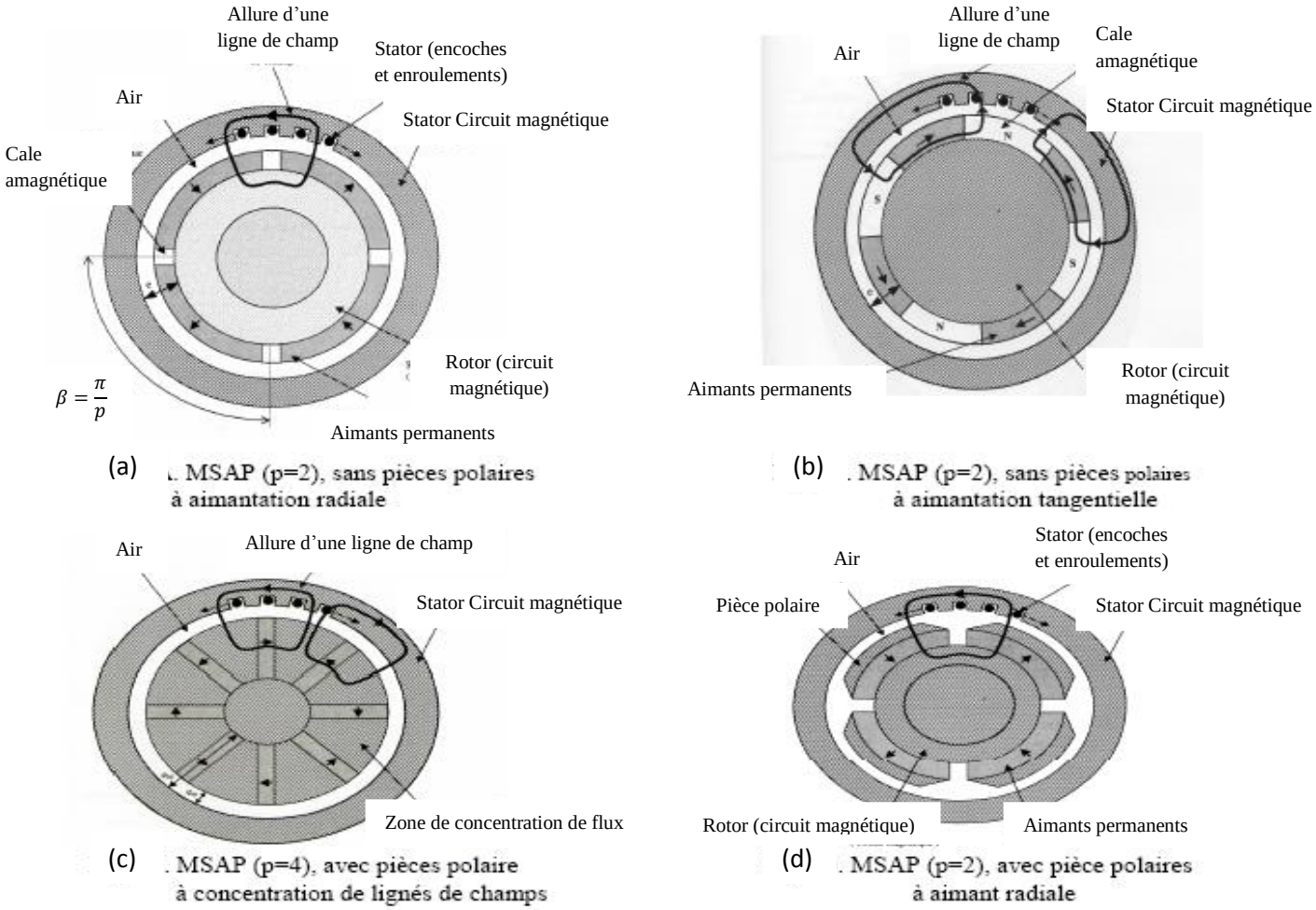


Figure I.2 : Moteurs synchrones à aimants permanents avec et sans pièce polaire [2]

I.1.2. Modélisation des moteurs synchrones à aimants permanents

Pour adapter le moteur synchrone à aimants permanents avec des commandes robustes, on a besoin d'étudier ses modèles mathématiques dans les différents repères qui sont représentés sur la figure suivante :

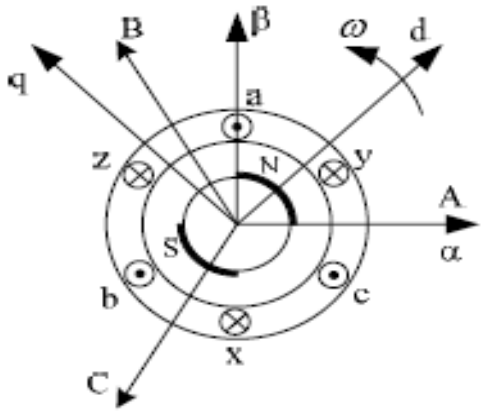


Figure I.3 : Les différents repères de la machine synchrone à aimants permanents [17]

I.1.3. Hypothèses simplificatrices de la machine synchrone à aimants permanents

Pour simplifier la réalisation du modèle de la machine on pose les hypothèses suivantes :
On néglige :

- la saturation du circuit magnétique ;
- l'hystérésis et les courants de Foucault ;
- les valeurs des inductances propres et mutuelles sont constantes ;
- Les pertes dans le fer ;
- la variation des résistances des enroulements en fonction de la température.
- on prendles valeurs correspondantes au fonctionnement en charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements [18].

I.1.4. Mise en équations

Les expressions des flux, tensions et courants statoriques sont :

$$[V_S] = [R_S].[i_S] + \left(\frac{d}{(dt)}\right).[\Phi_S] \quad \text{(I.1)}$$

$$[\Phi_S] = [L_{S\,S}].[i_S] + [\Phi_f] \quad \text{(I.2)}$$

Vecteur de tension

$$[V_S] = [V_a V_b V_c]^T \tag{I.3}$$

Vecteur de courant

$$[i_S] = [i_a i_b i_c]^T \tag{I.4}$$

Vecteur flux

$$[\Phi_S] = [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T \tag{I.5}$$

Matrice résistance du stator

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \tag{I.6}$$

Matrice inductance du stator

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

$[\Phi_f]$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique

Pour résoudre les équations (I.1, I.2 et I.3), on applique la transformation de Park qui permet de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants.

I.1.5. Application de la transformation de Park :

Les machines électriques triphasées comportent trois enroulements statoriques décalés l'un par rapport à l'autre de 120^0, alimentés par une source de tension triphasée et parcouru par un courant alternatif. Pour substituer le système triphasé à un système biphasé tournant $(d \quad q)$ à une vitesse angulaire on a besoin de faire la transformation de Park qui permet le passage du système triphasé en système biphasé et l'inverse. Les équations électriques liées par la transformation de Park sont :

$$\left[V_{dqo}\right] = [\boldsymbol{T}] \,.\, [V_{abc}] \tag{I.8}$$

$$\left[i_{dqo}\right] = [\boldsymbol{T}] \,.\, [i_{abc}] \tag{I.9}$$

$$\left[\Phi_{dqo}\right] = [\boldsymbol{T}] \,.\, [\Phi_{abc}] \tag{I.10}$$

[$\boldsymbol{T}$] : Transformation de Park

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

I.1.6.les modèles de la machine synchrone à aimants permanents

Le modèle de la machine synchrone est exprimé par plusieurs référentiels parmi :

I.1.6.1. Référentiel lié au rotor

Les équations qui permettent d'exprimer le modèle du moteur, si ce dernier est lié au rotor sont :

- Les équations des tensions

$$\begin{cases} v_d = R_s.i_d + L_d.\frac{di_d}{dt} - p.\omega_r.L_q.i_q \\ v_q = R_s.i_q + L_q.\frac{di_q}{dt} + p.\omega_r.L_d.i_d + p.\omega_r.\phi_f \end{cases} \quad \text{(I.12)}$$

Avec :

$\boldsymbol{v_d}$:tension selon l'axe (d) ;

$\boldsymbol{v_q}$: tension selon l'axe (q) ;

$\boldsymbol{i_d}$:courant selon l'axe (d) ;

$\boldsymbol{i_q}$: courant selon l'axe (q) ;

$\boldsymbol{R_s}$: résistance d'une phase statorique ;

$\boldsymbol{L_q}$: inductance selon l'axe q ;

$\boldsymbol{L_d}$: inductance selon l'axe d ;

$\boldsymbol{\phi_f}$: flux délivré par les aimants ;

$\boldsymbol{p}$: nombre de pair de pôle.

- Les équations des flux

$$\begin{cases} \phi_d = L_d.i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q.i_q \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

Où :

$\boldsymbol{\phi_d}$: flux selon l'axe (d) ;

$\boldsymbol{\phi_q}$: flux selon l'axe (q).

On peut écrire ce modèle sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s.L_d & -p.\omega_r.L_q \\ p.\omega_r.L_d & R_s + s.L_q \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + p.\Phi_f \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

Avec : s qui est l'opérateur de Laplace.

Le diagramme vectoriel équivalent à la MSAP est illustré par la figure (I.4) danslaquelle, le référentiel lié au rotor, avec les coordonnées rectangulaires représentées par les axes$(d_r q_r)$ est orienté à la position électrique réelle du rotor. La majorité de la littérature montre que le modèle de la machine lié à ce référentiel est largement utilisé. Cependant, dans la commande des machines sans capteurs, la position actuelle exacte du rotor n'est pas disponible, dans ce cas ce modèle ne peut pas être utilisé.

On note que pour le modèle lié au référentiel fixe les quantités finales (tensions et courants) sont directement mesurables.[19-20].

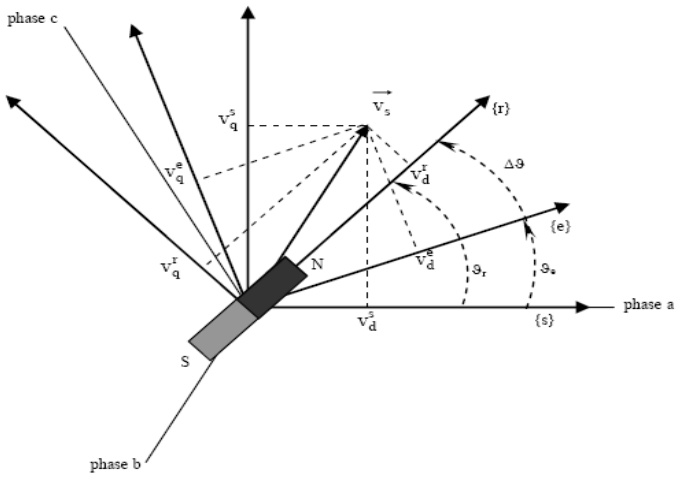


Figure I.4 : Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents [19].

I.1.6.2. Référentiel d'estimation

Ce référentiel est utilisé dans la commande des moteurs sans capteur mécanique, donc le modèle de la machine est comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d^e \\ v_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} + \frac{d\theta_e}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} + p.\Phi_f \omega_r . \begin{bmatrix} -sin(\Delta\theta) \\ cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(I.15)}$$

Avec :

$$\Delta\theta = \theta_r - \theta_e \quad \text{(I.16)}$$

$\Delta\theta$: Écart angulaire ;

θ_r : Position du rotor ;

θ_e : Position électrique.

I.1.6.3. Référentiel lie au stator

Ce référentiel est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s.L_s & 0 \\ 0 & R_s + s.L_s \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + p.\Phi_f . \omega_r \begin{bmatrix} -sin(\theta_r) \\ cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad \text{(I.17)}$$

Où :

L_s : Inductance synchrone, si la machine est à pole lisse $L_s = L_d = L_q$mais dans le cas où la machine est à pôles saillants$L_d \neq L_q$.

Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p.\left[\left(L_d - L_q\right).i_d.i_q + \Phi_f.i_q\right] \quad \text{(I.18)}$$

Equation de la dynamique :

$$J.\frac{d\omega_r}{dt} + f_r.\omega_r = C_{em} - C_r \quad \text{(I.19)}$$

Position électrique

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_r \quad \text{(I.20)}$$

Avec : θ_e est la position électrique du rotor qui désigne la position du rotor par rapport au stator.

I.1.7. Schéma bloc du moteur synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

Le schéma ci-dessous représente le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.

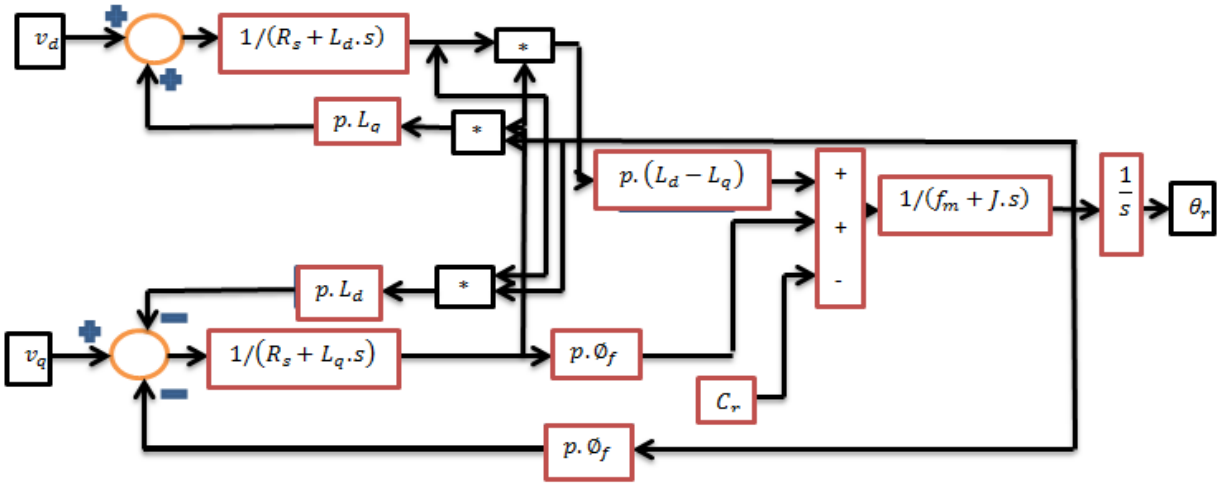


Figure I.5 : Schéma bloc du MSAP dans le repère de Park.

I.1.8. Modèle d'état non linéaire du MSAP dans le repère (d, q)

Le modèle d'état non linéaire est formé par les équations I.12, I.18 et I.19. Il est utilisé pour réglage de la vitesse angulaire ou bien le couple.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}.i_d + \frac{p.\omega_r.L_q}{L_d}.i_q \\ -\frac{R_s}{L_q}.i_q - \frac{p.\omega_r.L_d}{L_q}.i_d - \frac{p.\omega_r.\emptyset_f}{L_q} \\ \frac{C_{em}}{J} - \frac{f_r.\omega_r}{J} - \frac{1}{J}.C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \qquad \text{(I.21)}$$

Le système d'équations I.21 est non linéaire parce qu'il renferme des grandeurs non linéaires (courants et vitesse).

Pour permettre le réglage de la position de la machine synchrone à aimants permanents, il faut prendre le couple résistant dans le vecteur de commande avec les tensionsv_d, v_q. Ainsile modèle d'état non linéaire devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}.i_d + \frac{p.\omega_r.L_q}{L_d}.i_q \\ -\frac{R_s}{L_q}.i_q - \frac{p.\omega_r.L_d}{L_q}.i_d - \frac{p.\omega_r.\emptyset_f}{L_q} \\ \frac{C_{em}}{J} - \frac{f_r.\ \omega_r}{J} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.22)}$$

On peut écrire le système d'équations I.21sous l'espace d'état avec : u est le vecteur d'entré, x est le vecteur d'état, $f(x)\ et\ g(x)$ sont des fonction non linéaire dépendent de u et x, y est la sortie du système.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{(I.23)}$$

Où :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix},\ \dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i_d} \\ \dot{i_q} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix},\ h(x) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix},\ u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad \text{(I.24)}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}.x_1 + \frac{p.x_3.L_q}{L_d}.x_2 \\ -\frac{R_s}{L_q}.x_2 - \frac{p.x_3.L_d}{L_q}.x_1 - \frac{p.x_3.\emptyset_f}{L_q} \\ \frac{C_{em}}{J} - \frac{f_r.\ x_3}{J} - \frac{1}{J}.C_r \end{bmatrix},\ g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.25)}$$

I.1.9. Modèle d'état non linéaire de la MSAP dans le repère fixe (α, β)

A partir du modèle I.17 lié au stator on peut écrire le modèle d'état non linéaire de la MSAP dans le repère fixe (α, β)[21-22-23].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p.L_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R_s + p.L_\beta \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \Phi_f.\omega \begin{bmatrix} -sin(\theta_e) \\ cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad \text{(I.26)}$$

Où :

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

$L_{\alpha\beta} = L_1 sin2\theta_e, L_\alpha = L_0 + L_1 sin2\theta_e,\ L_\beta = L_0 - L_1 cos2\theta_e$;

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{A_\theta}{D}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{R_s A_\theta}{D}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{2\,L_1 \omega B_\theta}{D}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{\omega \emptyset_f (L_0 + L_1)}{D}\begin{bmatrix} -sin(\theta_e) \\ cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad \text{(I.27)}$$

Où :

$A_\theta = \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix}$;

$B_\theta = \begin{bmatrix} -L_a & L_b \\ L_b & L_a \end{bmatrix}$;

$L_a = L_0 sin2\theta_e$;

$L_b = |A_\theta| = L_{\alpha\beta} - \left(L_{\alpha\beta}\right)^2$.

Pour les machines synchrones à aimants permanents $L_1 = 0$, donc le modèle I.26 est devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s}.i_\alpha - \frac{e_\alpha}{L_s} \\ -\frac{R_s}{L_s}.i_\beta - \frac{e_\beta}{L_s} \\ \frac{p\emptyset_f}{J}\left(i_\beta cos\theta_e - i_\alpha sin\theta_e\right) - \frac{f_r}{J}.\omega \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ C_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.28)}$$

I.2. MODELISATION DES CHARGES MECANIQUES

Le moteur synchrone est généralement utilisé pour entrainer des charges mécaniques parmi lesquelles :

-Charges mécaniques à multi-masses.

- Systèmes de traction.
- Charge à couple constant.
- Véhicules électriques.

I.2.1.Modèle théorique du système mécanique multi-masses

Les équations décrivant le système mécanique sont déduites du modèle d'étude du mouvement de LaGrange suivant [24-25].

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{dq_i}\right) - \frac{dL}{dq_i} + \frac{dWd}{dq_i} = Q_i\,;\; L = W_c - W_P \quad \text{(I.29)}$$

Avec :

W_c : Énergie cinétique du système ;

W_P : Énergie potentielle du système ;

Wd : Énergie dissipée.

Ou bien encore :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dW_c}{dq_i}\right) - \frac{d}{dt}\left(\frac{dW_p}{dq_i}\right) - \frac{dW_c}{dq_i} + \frac{dW_p}{dq_i} + \frac{dWd}{dq_i} = Q_i \qquad \text{(I.30)}$$

Pour un mouvement de rotation $q_i = \varphi_i,\ q_i = \omega_i,\ Q_i = C_i$

φ_i, ω_i : sont respectivement le déplacement et la vitesse angulaires de l'élément i ;

C_i :Couple appliqué à l'élément$i$.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dW_c}{d\omega_i}\right) - \frac{d}{dt}\left(\frac{dW_p}{d\omega_i}\right) - \frac{dW_c}{d\varphi_i} + \frac{dW_p}{d\varphi_i} + \frac{dWd}{d\omega_i} = C_i \qquad \text{(I.31)}$$

Les énergies cinétique, potentielleet dissipée d'un système mécanique à (n) masses en mouvement de rotation ont pour expression :

$$W_c = \sum_{i=1}^{n} \frac{J_i.\omega_i^2}{2},\ W_p = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{k_{i,i+1}(\varphi_i - \varphi_{i+1})^2}{2}, W_d = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\beta_{i,i+1}(\omega_i - \omega_{i+1})^2}{2} \qquad \text{(I.32)}$$

En combinant ces dernières expressions avec l'équation de Lagrange nous obtenons notre modèle mécanique à (n) masses décrit par le système d'équation suivant :

$$C_{em} = \frac{k_{12}}{s}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - C_{r1} = J_1.s.\omega_1$$

$$\frac{k_{12}}{s}(\omega_1 - \omega_2) - \frac{k_{23}}{s}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) - C_{r2} = J_2.s.\omega_2$$

……

……

$$\begin{aligned}
&\frac{k_{n-2,n-1}}{s}(\omega_{n-2} - \omega_{n-1}) - \frac{k_{n-1,n}}{s}(\omega_{n-1} - \omega_n) + \beta_{n-2,n-1}(\omega_{n-2} - \omega_{n-1}) - \\
&\beta_{n-1,n}(\omega_{n-1} - \omega_n) - C_{r,n-1} = J_{n-1}.s.\omega_{n-1} \\
&\frac{k_{n-1,n}}{s}(\omega_{n-1} - \omega_n) + \beta_{n-1,n}(\omega_{n-1} - \omega_n) - C_{rn} = J_n.s.\omega_n
\end{aligned} \qquad \text{(I.33)}$$

Avec :

J_n : Moment d'inertie de la n^{ième} masse ;

ω_n : Vitesse angulaire de la n^{ième} masse ;

C_{rn} : Couple résistance appliqué à la n^{ième} masse ;

$k_{n-1,n}$: Coefficient de rigidité entre les masses $i\ et\ i+1$;

$\beta_{n-1,n}$: Coefficient d'amortissement entre les masses $i\ et\ i+1$

A partir de cette forme générale on déduit le système d'équations qui décrit le mécanisme à deux masses :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{k_{12}}{s}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - C_{r1} = J_1.s.\omega_1 \\ \frac{k_{12}}{s}(\omega_1 - \omega_2) - \frac{k_{23}}{s}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) - C_{r2} = \\ J_2.s.\omega_2 \frac{k_{23}}{s}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) - C_{r3} = J_3.s.\omega_3 \end{cases} \quad \text{(I.34)}$$

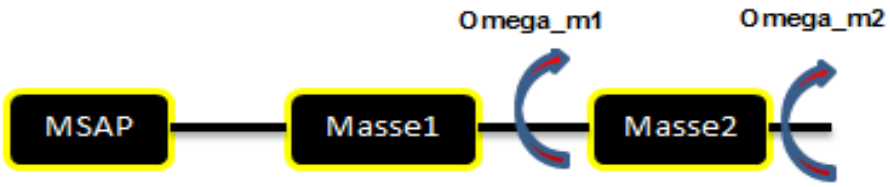


Figure I.6 : Schéma cinématique du système proposé

I.2.2.Modélisation du système à deux masses et avec accouplement élastique.

Considérons la modélisation mécanique d'un système à deux masses tournantes, couplées entre elles par une élasticité en torsion (accouplement élastique). La première masse représente le moteur synchrone et la deuxième masse représente la charge mécanique. La figure 1.7 montre schématiquement le modèle pour le système mécanique à régler [26].

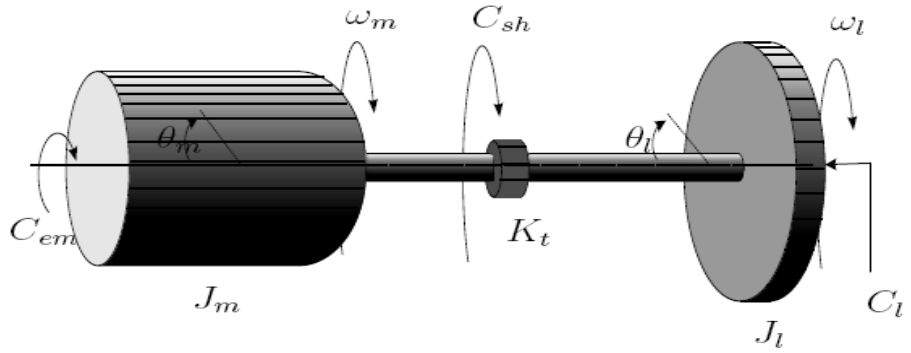


Figure I.7 : Système à deux-masses avec accouplement élastique [26].

De là,on peut déduire les équations du système mécanique suivantes :

$$\begin{cases} J_m.\frac{d(\omega_m)}{dt} = -f_m.\omega_m - C_{sh} + C_{em} \\ J_l.\frac{d(\omega_l)}{dt} = -f_l.\omega_l + C_{sh} - C_l \end{cases} \quad \text{(I.35)}$$

C_{sh} : Couple transmis à l'arbre du moteur ;

C_l : Couple résistant dû à la charge entrainée ;

C_{em} : Couple moteur.

Le couple transmis C_{sh} dépend de la torsion et est due à l'accouplement élastique. Il est proportionnelà la différence entre les positions angulaires $\theta_m$etθ_l, où intervient la constante de rigidité en torsion K_tà savoir :

$$C_{sh} = K_t(\theta_m - \theta_l) \quad \text{(I.36)}$$

Pour les positions angulaires nous avons les relations suivantes :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \,, \frac{d\theta_l}{dt} = \omega_l \quad \text{(I.37)}$$

S'agissant de notre cas,nous allons proposer un système à trois masses, représenté par le schéma cinématique suivant :

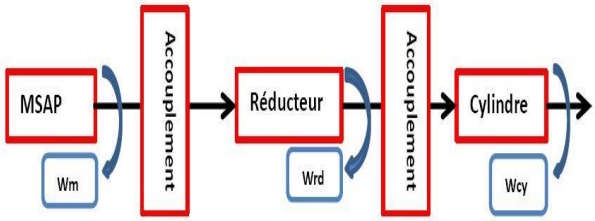


Figure I.8 : Schéma cinématique du système électromécanique proposé.

Les équations régissant la dynamique du système ci-dessus sont les suivantes

$$\begin{cases} J_m.\frac{d(\omega_m)}{dt} = -f_m.\omega_m - C_T + C_{em} \\ J_{rd}.\frac{d(\omega_{rd})}{dt} = -f_{rd}.\omega_{rd} + C_T \\ J_{cy}.\frac{d(\omega_{cy})}{dt} = -f_{cy}.\omega_{cy} + C_T - C_r \\ C_T = K_i(\omega_m - \omega_{rd}) \\ C_T = K_i(\omega_{rd} - \omega_{cy}) \end{cases} \quad \text{(I.38)}$$

Avec :

J_m : Inertie du moteur ;

f_m : Coefficient de frottement Visqueux (Moteur) ;

J_{rd} : Inertie réducteur ;

f_{rd} : Coefficient de frottement Visqueux (réducteur) ;

J_{cy} : Inertie cylindre ;

f_{cy} : Coefficient de frottement Visqueux (cylindre) ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

$C_T = C_{sh}$: Couple transmis à l'arbre du moteur ;

$C_r = C_l$: Couple résistant ;

K_i : Rapport de transmission ;

K_t : Coefficient de rigidité en torsion ;

ω_m : Vitesse de rotation (Moteur) ;

ω_{rd} : Vitesse de rotation (réducteur) ;

ω_{cy} : Vitesse de rotation (cylindre).

I.2.3. Modélisation d'un système mécanique utilisé dans la traction ferroviaire.

La figure I.9 représente un système électromécaniquedont le fonctionnement est basé sur la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique de rotation. Il comporte plusieurs mécanismes (moteurs électriques, accouplement, réducteur, Jacquemin, essieu et roue).[27]

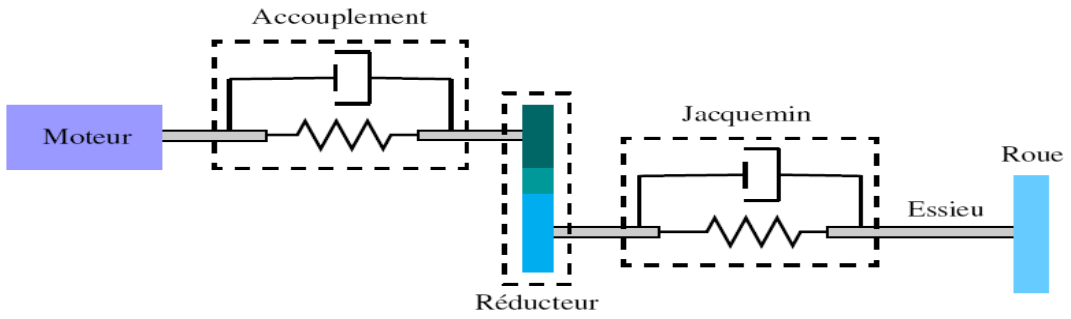


Figure I.9 : Schéma cinématique d'une chaire de traction ferroviaire[27]

A partir de la figure I.9 on peut construire le modèle de la transmission de l'effort mécanique suivant :

$$\begin{cases} J_{mi}\frac{d\omega_{mi}}{dt} = T_{mi} - F\left(\omega_{mi} - \frac{\omega_{ri}}{R_t}\right) - K\left(\theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t}\right) \\ J_{ri}\frac{d\omega_{ri}}{dt} = \frac{F}{R_t}\left(\omega_{mi} - \frac{\omega_{ri}}{R_t}\right) - \frac{K}{R_t}\left(\theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t}\right) - T_{ri} \\ \frac{d\theta_{mi}}{dt} = \omega_{mi} \\ \frac{d\theta_{ri}}{dt} = \omega_{ri} \end{cases} \quad \text{(I.39)}$$

J_{mi} , J_{ri} : Sont respectivement les moments d'inertie des rotors des moteurs et des roues ;

ω_{mi} , ω_{ri} : Sont respectivement les vitesses angulaires des moteurs et des roues ;

T_{mi}, T_{ri} : Sont respectivement les couples moteurs et couples de charge au niveau des roues ;

F, K : Sont respectivement les coefficients d'amortissement et de raideur de la transmission ;

R_t : Rapport de transmission ;

θ_{mi}, θ_{ri}: Sont respectivement les positions angulaires des moteurs et des roues ;

$i = 1,2$: Indice de l'essieu moteur.

I.3.MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

I.3.1. Définition :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif et est alimenté par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie et le courant à l'entrée dépendent de la charge placée du côté alternatif. (MSAP). Les commandes des interrupteurs des bras sont complémentaires pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants,qui peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [28] :

$K\ (1,2,3)\ = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (1, 2, ou 3) fermé ;
$K'(1,2,3) = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (1,2 ou 3) ouvert.

La figure I.10représente un onduleur triphasé de tension, alimentant un moteur synchrone à aimants permanents

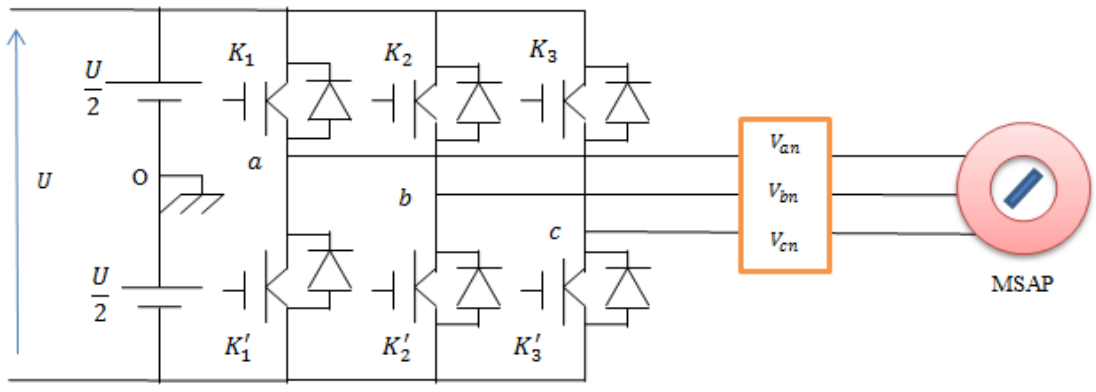


Figure I.10 : Onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier l'étude, on supposeque :

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

Les diodes $Di = 1,2,3, \ldots\ldots 6$, sont des diodes de protection des transistors.

Les tensions composées sont obtenues à parties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{(I.40)}$$

Les tensionsV_{ao} , V_{bo} , V_{co} considérées comme des tensions à l'entrée de l'onduleur

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad \text{(I.41)}$$

Où :

- n : indice de neutre ;
- V_{ao} , V_{bo} , V_{co} : sont les tensions simples de la machine ;
- V_{no}La tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimants permanents et le point fictif o (figure I.10).

Sachant que la charge est équilibrée avec neutre isolée on aura donc:

$$V_{an} = V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{(I.42)}$$

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{(I.43)}$$

En remplaçant (I.43) dans (I.41), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{(I.44)}$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_o(2K_1 - K_2 - K_3) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_o(-K_1 + 2K_2 - K_3) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_o(-K_1 - K_2 + 2K_3) \end{cases} \quad \text{(I.45)}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad \text{(I.46)}$$

Il suffit d'appliquer la transformation de C**oncordia ou** de **Clarke** pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.3.2.Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

La modélisation de l'onduleur multiniveaux est réalisée par l'architecture des interrupteurs. Son fonctionnement est basé sur la fermeture et l'ouverture des interrupteurs pour chaque bras. Le demi-bras haut prend l'état 1, et le demi-bras bas prend l'état 0. On ne déduit que la fonction de connexion des interrupteurs :

$F_{ki} = 1,\ si\ l'interrupture\ est\ fermé$;

Et

$F_{ki} = 0\ si\ l'interrupteur\ est\ ouvert$.

Le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à trois niveaux est déduit selon la figure I.11.[29].

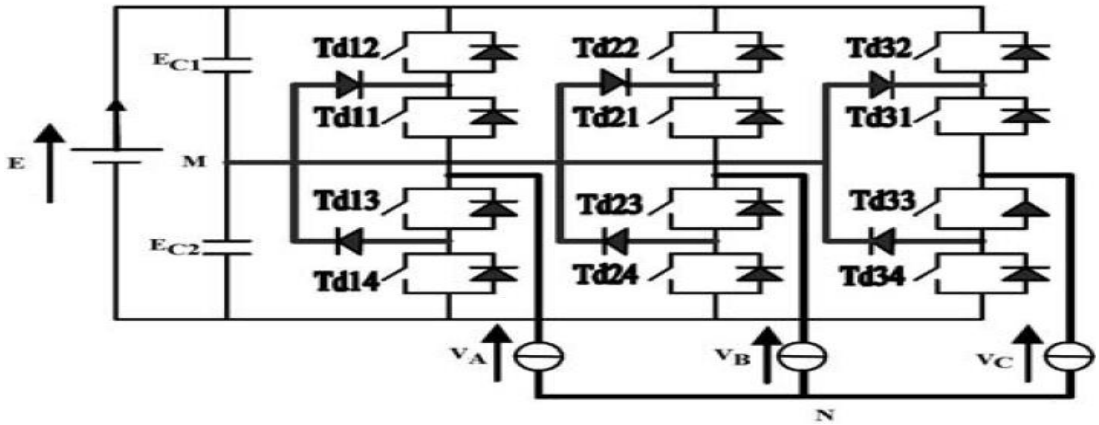


Figure I.11 : Structure de l'onduleur à trois niveaux [29].

Les fonctions de connexion de l'onduleur sont présentées par les relations suivantes:

$$F_{k1} = 1 - F_{k4}$$

$$F_{k2} = 1 - F_{k3}$$

Avec :

$k = 1, 2\ ou\ 3$, représente le numéro du bras

Les fonctions de connexion F_{Km}^{b} du demi-brassont comme suit :

$$F_{k1}^{b} = F_{k1}.F_{k2}$$

$$F_{k0}^{b} = F_{k3}.F_{k4}$$

Les tensions de l'onduleur par rapport au point M sont décrites comme suit :

On prend :

$m = 1$ - pour le demi-bras du haut ;

Et

$m = 0$- pour le demi-bras du bas.

Alors :

$$V_{AM} = F_{11}^{b}.U_{c1} - F_{10}^{b}.U_{c2}$$

$$V_{BM} = F_{21}^{b}.U_{c1} - F_{20}^{b}.U_{c2}$$

$$V_{CM} = F_{31}^{b}.U_{c1} - F_{30}^{b}.U_{c2}$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur sont :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ - & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix}.U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{20}^{b} \\ F_{30}^{b} \end{bmatrix}U_{c2} \qquad \text{(I.47)}$$

I.3.3.Onduleur de tension à MLI

La modulation de largeur d'impulsion (PulseWidth Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables [28-30].Il existe plusieurs types de MLI, utilisables pour la commande des onduleurs de tension, parmi lesquels on distingue :

- La modulation sinus – triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire ;

- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension et donner une certaine onde fondamentale ;
- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on –line.

I.3.3.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle

Pour assurer la logique de commutation des interrupteurs électroniques (IGBT) d'un bras de l'onduleur, la modulation de largeur d'impulsion sinus triangle permet de commander les interrupteurs électroniques en comparant un signal de référence avec une porteuse triangulaire.

Ainsi on trouve les impulsions à la sortie des interrupteurs(voir la figure I.12).

La technique MLI est caractérisée par les grandeurs suivantes :

- **Indice de modulation :** $M_I = \frac{V_m}{V_p}$

Où :

- $V_m$est la valeur maximale de la tension de référence ;
- $V_p$est la valeur crête de la porteuse.
- **Rapport de modulation :** $M_R = \frac{f_P}{f_m}$

Où :

- $f_P$est la fréquence de la porteuse ;
- $f_m$est la fréquence modulatrice.

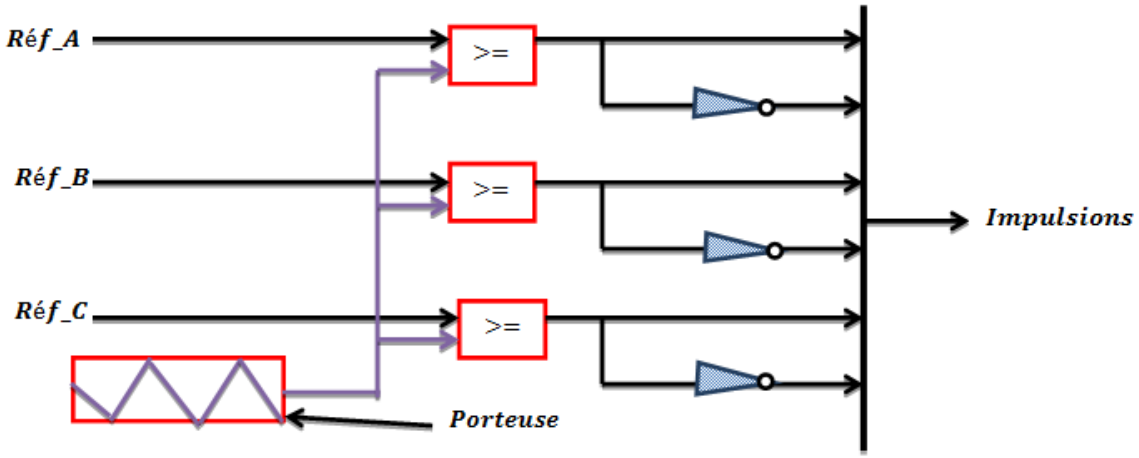


Figure I.12 : Schéma fonctionnel de la commande des interrupteurs par MLI sinus-triangle.

I.4. COMMANDE DU MSAP ENTRAINANT UNE CHARGE MECANIQUE A DEUX MASSES

Pour mettre les systèmes électromécaniques multi-masses fonctionnants dans une dynamique élevée, on applique des stratégies de commandes et de régulations qui permettent le contrôle et la surveillance des différentes grandeurs, comme les vitesses de rotations des pièces tournantes, les couples, les courants statoriques, les positions,…etc.

Afin de connaitre le comportement dynamique du MSAP entrainant une charge mécanique à deux masses, lors d'un démarrage direct sans boucles de régulations et d'asservissements ce qui permet l'analyse de son comportement et de différencié les différents points faibles à améliorer à partir des commandes robustes basées sur les techniques avancées.

Le schéma de la figure I.13 montre le démarrage du MSAP avec charge mécanique associé à un onduleur de tension à MLI.

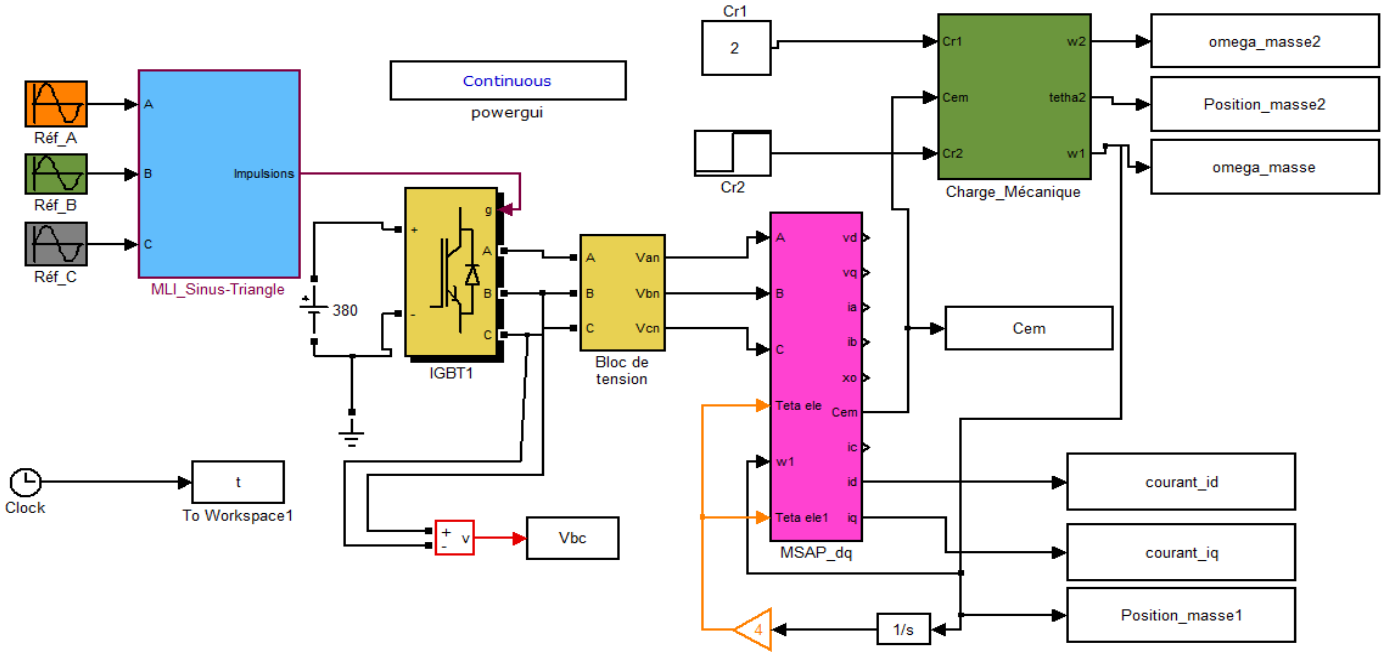


Figure I.13 : Schéma cinématique d'un système électromécanique

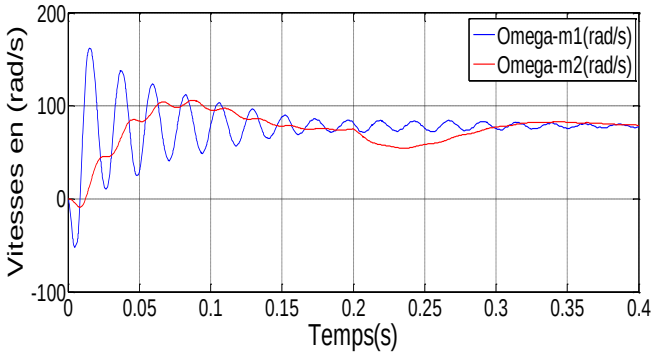
I.4.1. Résultats de la simulation

A partir des modèles mathématiques de la machine synchrone à aimants permanents, des charges mécaniques et des onduleurs de tensions à MLI, nous soumettons le système électromécanique de la figure I.6 à divers tests de simulation par MATLAB.

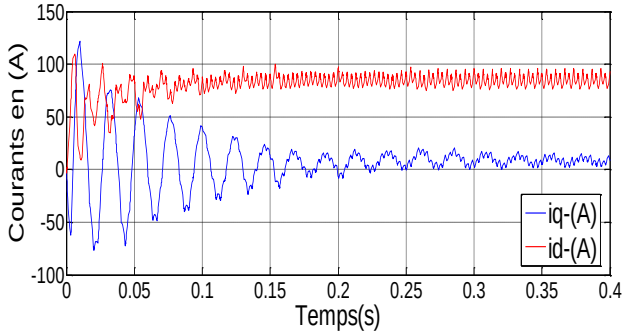
Le MSAP est associé à un onduleur de tension qui est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Les tensions de référence sont sinusoïdales et ayant une valeur de 220V (tension simple), 50Hz avec une tension continue de l'onduleur de 380 [V].

On démarre le MSAP avec un couple résistant égal 1.2 [N.m] au niveau de la première masse et à l'instant t = 0.2 [s] on applique deuxième couple résistant égal 2 [N.m]. A partir de ce moment, le MSAP fonctionne en pleine charge.

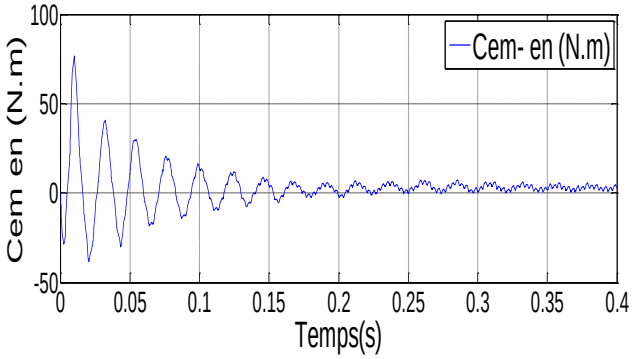
Les résultats de la simulation, obtenus sont donnés sur la figure I.14.



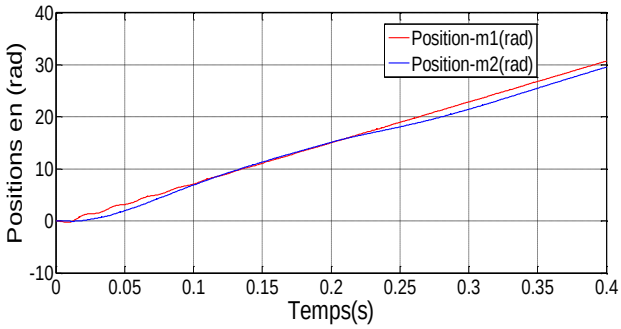
(a)



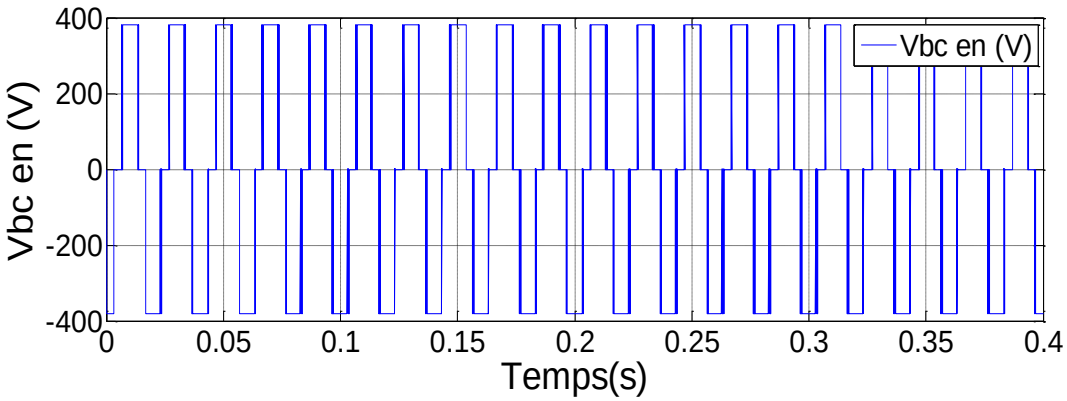
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure I.14 : Démarrage du MSAP avec sa charge mécanique lors de l'essai en charge

I.4.2. Discussion des résultats

De la courbe des vitesses (figure 14-a), on constate uneinstabilité et des oscillations desdeux vitesses à cause de l'inertie des masses tournantes.

Sur la courbe des courantsi_d, i_q,on observe que le courant i_dà une valeur proche de 80 [A] dans le régime permanent, tandis que la composante $i_q$prend un pic de courant très élevé au démarrage(au-delà de 100 [A]) et à t= 0.2 [s],il diminuejusqu'à atteindre 5 [A] dans le régime permanent.

La figure I.14-c, montre la variation du couple électromagnétique de 0[s] à 0.2 [s]. Ce dernier répond à l'application du couple résistant C_{r1}= 1.2 [Nm]et à t = 0.2[s] jusqu'à 0.4[s], on introduit la deuxième charge (C_{r2} = 2N.m). Le couple prend cette valeur et se stabilise dans le régime permanent. On ne constate pas la perturbation au moment de l'introduction de la deuxième masse, parce que notre système fonctionne sans régulation.

D'après la figure I.14-d, on remarque que les positions angulaires des masses tournantes ne sont pas égales,car il existe une erreur de position due aux inerties, à l'élasticité de l'accouplement et aux charges appliquées.

Les résultats de la simulation expliquent bien le comportement non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents, entrainant une charge mécanique à deux masses et caractérisé par les différentes perturbations dynamiques constatées au niveau des vitesses, des courants et du couple.

L'amélioriationdes performances dynamiques de notre système électromécanique,passe parl'application decommande robuste et efficace. Ce type de commandepermet l'amélioration du comportement du MSAP, chargé mécaniquement et rendaussi son fonctionnement similaire à celui du moteur à courant continu.

I.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait une description des machines synchrones et en particulier les moteurs synchrones à aimants permanents et leurs domainesd'applications.

Ona défini aussi les différentes lois mathématiques, entre autres la transformation de Park, qui permet de définir le passage du système triphasé à celui biphasé.

Par ailleurs, on a présenté deux types d'onduleurs, le premier de tension à deux niveaux et le second de tension à trois niveaux ainsi que leur commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Ensuite, on a présenté quatre cas de charges mécaniques différentes, qui sont utilisées dans les systèmes d'entrainement à vitesse variable, parmi lesquelles nous avons retenu deux types.

A la fin de ce chapitre nous avons réalisé la structure globale d'un système électromécanique, entrainant une charge mécanique à inertie variable sous MATLAB. Les résultats de la simulation expliquent bien le comportement non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents, entrainant une charge mécanique à deux masses, caractérisé par les différentes perturbations dynamiques constatées au niveau des vitesses, des courants et du couple. Ceci qui nous permettra l'application de la commande vectorielle et la commande non linéaire.

L'objectif principal est atteint par la réalisation d'un modèle mathématique fidèle, qui tient compte des différentes parties du système électromécanique.

Chapitre II
Commande et Estimation des Paramètres du MSAP Entrainant une Charge à Inertie Variable

Chapitre II

COMMANDE ET ESTIMATION DES PARAMETRES DU MSAP ENTRAINANT UNE CHARGE A INERTIE VARIABLE

II.1. INTRODUCTION

Actuellement dans l'industrie algérienne un pourcentage considérable de régulateurs utilisés est de types PI et PID.

Pour des commandes robustes, on utilise des entrainements électriques baséssur des techniques avancées de contrôle.La commande vectorielle est l'une de ces techniques adoptées dans l'entrainement des systèmes électromécaniques.

Pour mettre en évidence ce type de commande associée à un moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants avec une charge mécanique variable (multi-masses), on l'alimente par un onduleur de tension à trois niveaux commandé par la technique MLI.

En premier lieu, nous avons appliqué la commande vectorielle sans observateurs au MSAP en utilisantdes régulateurs proportionnelsintégraux et dérivés (PID) pour l'amélioration des performances (temps de réponse, rapidité et stabilité).

En second lieu on améliore la dynamique du MSAP et on minimise les erreurs à la sortie par la conception d'observateurs capables de diminuerles erreurs et mettre le MSAP dans des régimes de fonctionnement statique et dynamique élevés.

II.2. PRINCIPE DE CONTROLE VECTORIEL.

Pour l'amélioration des performances dynamiques du moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants entrainant une charge mécaniquefig. (I.8) on se réfère à l'équation du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p.\left[\left(L_d - L_q\right).i_d.i_q + \Phi_f.i_q\right] \qquad \text{(II.1)}$$

A partir de cette dernière, on considère que les deux composantes $i_d.i_q$ sont des composantes de réglage à partir de là on peut faire ressortir plusieurs stratégies de commandes.

II.2.1. Stratégie de commande basée sur les courants et le couple reluctant

Pour avoir un rapport maximal entre le couple et les courants absorbés par le moteur synchrone, on utilise le couple réluctant. Cette technique de commande n'est valable qu'aux moteurs à pôles saillants [2].

On définit les courants de lignes :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}}(cos(p\theta)id + cos(p\theta)iq) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(cos\left(p\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)id + cos\left(p\theta - \frac{2.\pi}{3}\right)iq\right) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(cos\left(p\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)id + cos\left(p\theta + \frac{2.\pi}{3}\right)iq\right) \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

Avec :

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$$

On définit α :

$$\alpha = arccos\left\{\frac{i_d}{i}\right\} = \alpha = arccos\left\{\frac{i_q}{i}\right\}$$

$$i = i_d + ji_q$$

Où :

i : Grandeur complexe liée à $id\ et\ iq$.

Les courants de lignes seront :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I.cos(p\theta + \alpha) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I.cos\left(p\theta + \alpha - \frac{2.\pi}{3}\right) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I.cos\left(p\theta + \alpha + \frac{2.\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

Le module du courant en ligne est : $\sqrt{\frac{2}{3}}\,.\,I$

On calcule l'angle α optimal pour obtenir un rapport de couple courant en ligne maximal.

Soit K le rapport à maximiser :

$$K = \frac{C_{em}}{I} = \frac{p.[(L_d - L_q).i_d.i_q + \Phi_f.i_q]}{I} = \frac{p.[(L_d - L_q)I.\cos(\alpha) + \Phi_f]I.\sin(\alpha)}{I} \quad \text{(II.4)}$$

La dérivée partielle de l'expression précédente par rapport à α est comme suit :

$$\frac{\partial K}{\partial \alpha} = p.\left[\left(L_d - L_q\right)I.\cos(2\alpha) + p\Phi_f\right]I.\mathrm{con}(\alpha) \quad \text{(II.5)}$$

L'équation (II.5) s'annule pour deux valeurs particulières de l'angleα. Parmi ces deux solutions, une seule est réalisée et correspond à l'angle optimal à régler [3].

$$\alpha_{opt} = arccos\left\{\frac{\Phi_f^2 - \sqrt{\Phi_f^2 + 8.\left(L_d - L_q\right)^2 I^2}}{4.\left(L_d - L_q\right).I}\right\} \quad \text{(II.6)}$$

Avec :

$L_d < L_q$, donc, on écrit la relation entre le courant $id\ et\ \ iq$:

$$iq = tg\left(\alpha_{opt}\right).id \quad \text{(II.7)}$$

L'équation du couple électromagnétique est décrite par la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{p.\left(L_d - L_q\right)}{tg(\alpha_{opt})} i_q^2 + p\Phi_f.i_q \quad \text{(II.8)}$$

D'après la relation précédente on observe que le couple électromagnétique est lié directement avec la composante du couranti_q. Ce qui revient à dire que le couple dépend d'une seule variable de commande. Cette stratégie de commande est appliquée pour les moteurs synchrones à grand couple.

II.2.2. Contrôle en courant avec loi de commande simplifiée

Cette stratégie est la plus utilisée, elle permet aussi de commander et contrôler séparément les courants et le couple en posant$id = 0$ donc l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p.\Phi_f.i_q \quad \text{(II.9)}$$

La technique de commande par loi du couple simplifié, assure un bon fonctionnement aux machines synchrones à aimants permanents à pole lisse, où $L_d = L_q$et l'absence du couple réluctant. On peut conclure que cette technique donne des performances similaires à celles des machines à courants continus.

Le schéma donné dans la figure II.1, représente le contrôle vectoriel du couple avec une alimentation en tension et régulation en courant.

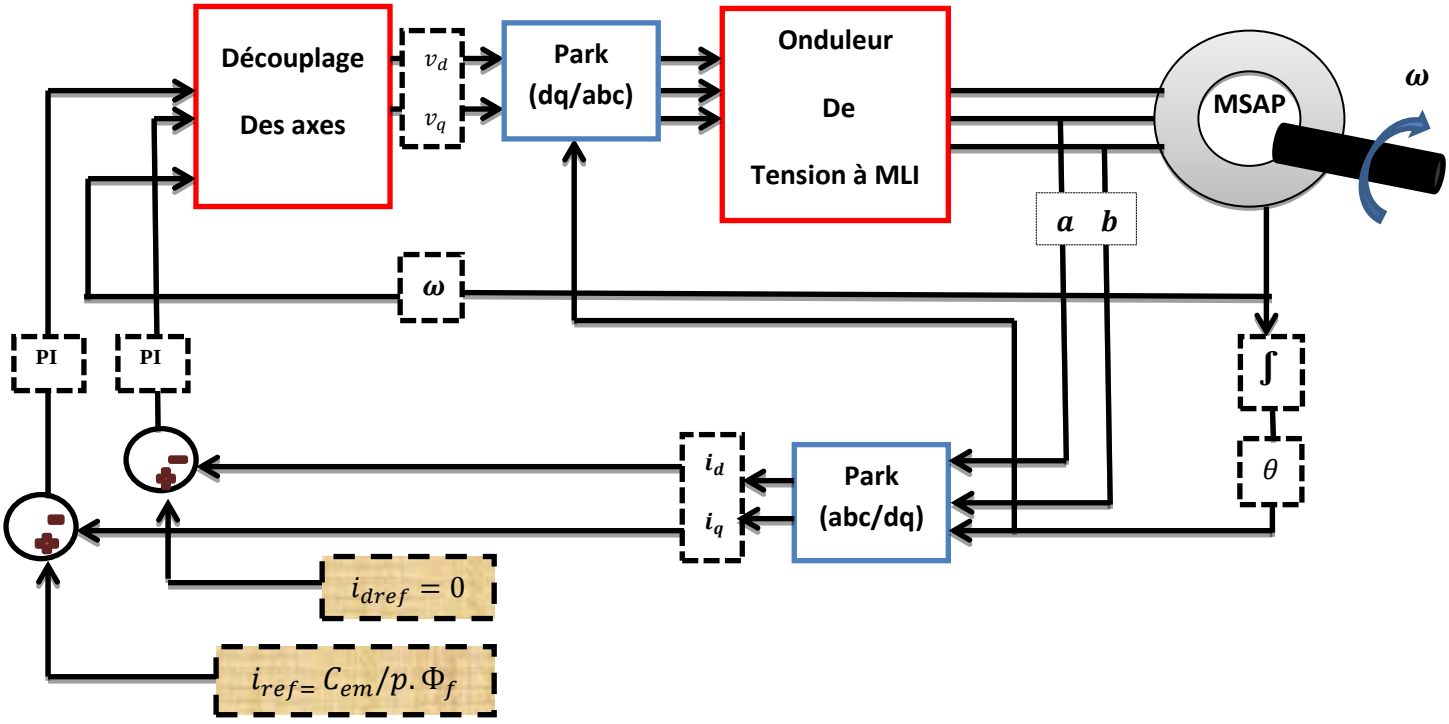


Figure II.1 : Contrôle du couple pourle MSAP.

II.3.ASSERVISSEMENT ET REGULATION DES COURANTS ET DE LA VITESSE

Dans notre système de commande, nous avons utilisé des régulateurs pour les courants et la vitesse. Ces régulateurs sont du type PI et PID, qui ont l'avantage d'améliorer les performances du système électromécanique proposé dans la figure I.8. De ce fait, on a trois boucles de régulation qui seront décrites ci-dessous.

II.3.1. Boucle de régulation par le courant i_d

L'asservissement et la régulation des courants statoriques, ont été faits par des régulateurs PI qui sont représentés sur la fonction de transfert suivante:

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{S} \qquad \text{(II.10)}$$

Le schéma de la figure **II.2,** représente la boucle de régulation par le courant i_d

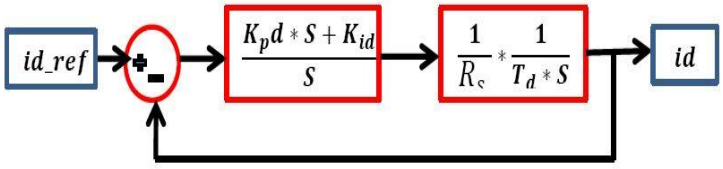


Figure II.2 : Boucle de courant régulée par PI

Les paramètres du régulateur sont déterminés comme suit :

$$K_{id} = \frac{R_S^2}{L_d} \; ; T_d = \frac{R_S}{K_{id}} \; ; T_{pd} = K_{id} * T_d$$

II.3.2. Boucle de régulation par le courant i_q

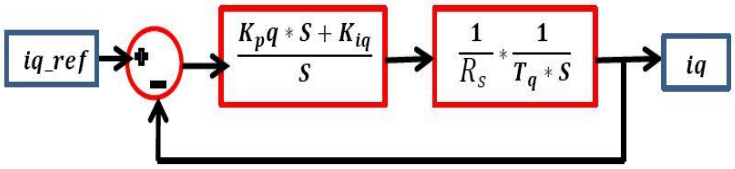


Figure II.3 : Boucle de courant régulée par PI

Les paramètres du régulateur sont déterminés comme suit :

$$K_{iq} = \frac{R_S^2}{L_q} \; ; T_q = \frac{R_S}{K_{iq}} \; ; T_{pq} = K_{iq} * T_q$$

II.3.3.Boucle de régulation de la vitesse par PID

La boucle de régulation en vitesse est représentée par la figure (II.4).

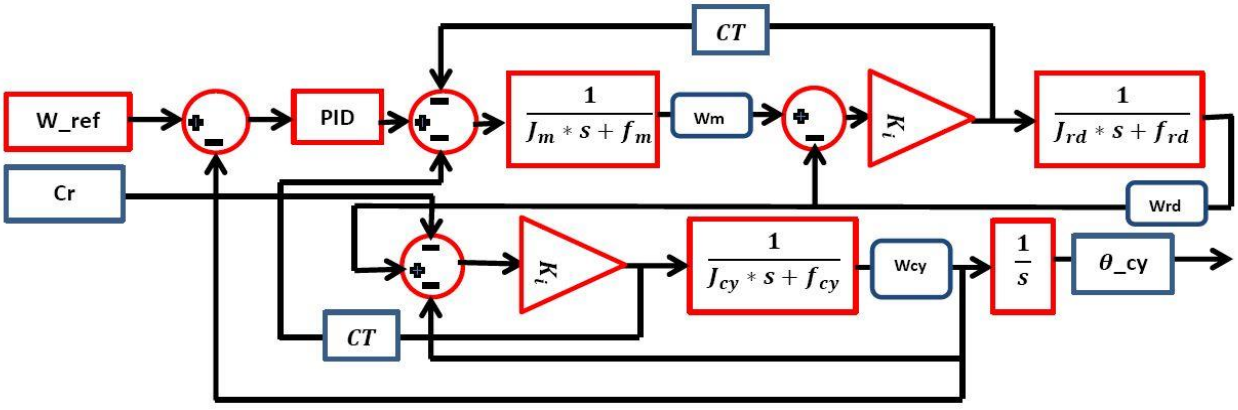


Figure II.4 : Boucle de régulation de la vitesse par PID.

La fonction de transfert du régulateur PID est :

$$K_{pw} + \frac{1}{K_{iw} * S} + K_{dw} \tag{II.11}$$

Les paramètres du régulateur sont déterminés comme suit :

$$K_{iw} = 4 * \frac{(J_m + J_{rd} + f_{cy})}{T^2}$$

Avec :

$$T = \frac{L_q}{R_S} \text{et} K_{pw} = K_{iw} * T \; ; w_v = \sqrt{\frac{K_{iw}}{(J_m + J_{rd} + f_{cy})}}$$

$$K_{dw} = K_{iw} - \frac{(J_m + J_{rd} + f_{cy}) * w_v}{w_v}$$

II.3.4. Découplage des axes(d, q)pendant la régulation des courants

Pour contrôler le couple de la MSAP comme celle d'une machine à courant continu, les techniques vectorielles imposent de faire un découplage entre les variables de contrôle. De ce fait, on pose le courant $i_{dref} = 0$ et on règle le couple à partir de la composante du couranti_q.Ce réglage est valable pour les machines synchrones à aimants permanents à polisse lisse, où le couple dépendd'une seule grandeur qui est le couranti_q.Par contre, pour les machines synchrones à aimants permanents à pôle saillant, ce mode de réglage donne des résultats insuffisants parce que le couple électromagnétique dépend des deux composantes de réglage(i_d, i_q), donc pour améliorer ce type de réglage, on peut utiliser plusieurs techniques de commande et de contrôle qui ont l'avantage de diminue le courant i_d. Le schéma bloc donné sur la figure II.5, représente le découplage entre les variables de contrôle.

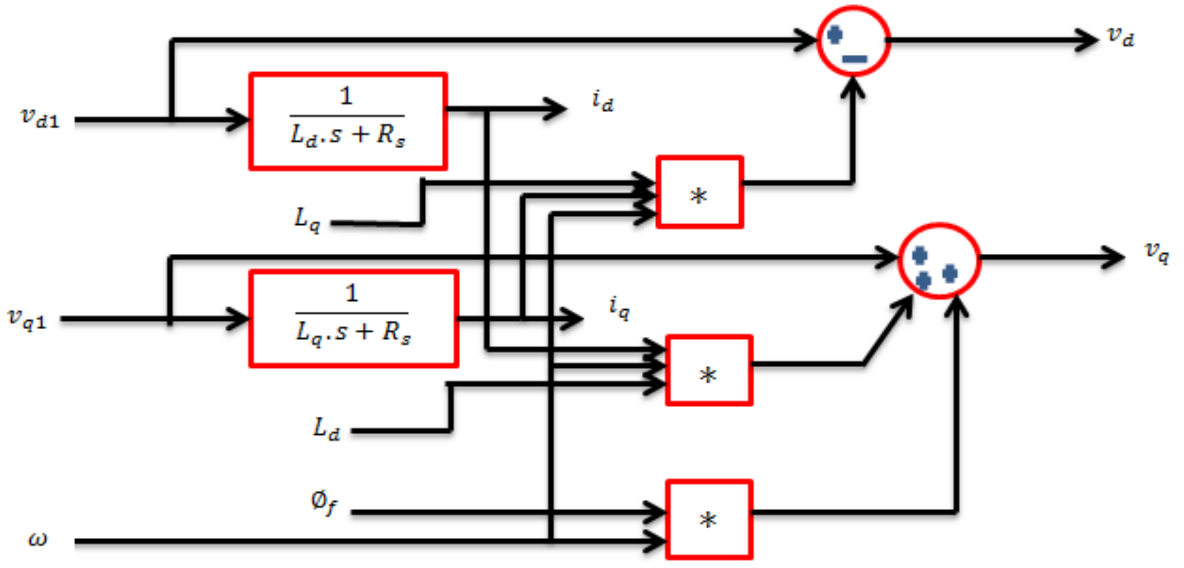


Figure II.5 : découplage de la régulation des courants

II.3.5.Stratégies de la commande vectorielle

Le système présenté par la figure II.6, régit le fonctionnement du MSAP et sa charge mécanique. La commande vectorielle est la solution la plus utilisée pour contrôler et commander séparément les variables du MSAP et sa charge à entrainer.Cette technique de commande, donne une meilleure dynamique sur le couple et fait une commande semblable à celle des machines à courant continu, en posant le courant$i_d = 0$, et régler les vitesses et les positions du système par la composantei_q. Le schéma donné dans la figure II.6, représente la structure complète de la commande vectorielle du MSAP entrainant une charge à inertie variable (multi-masses).

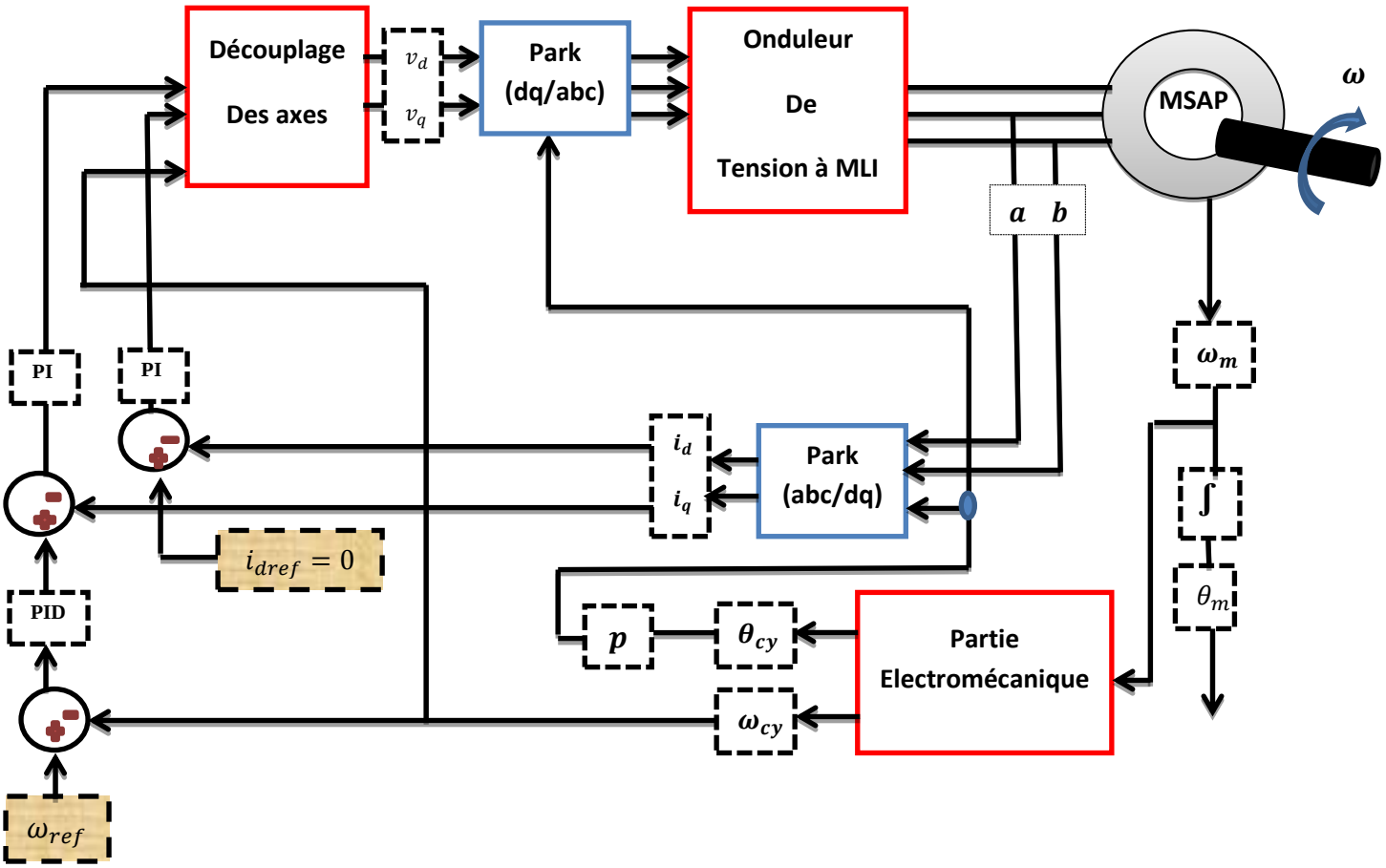


Figure II.6 : Schéma fonctionnel de la structure de commande

II.3.6.Résultats de la simulation

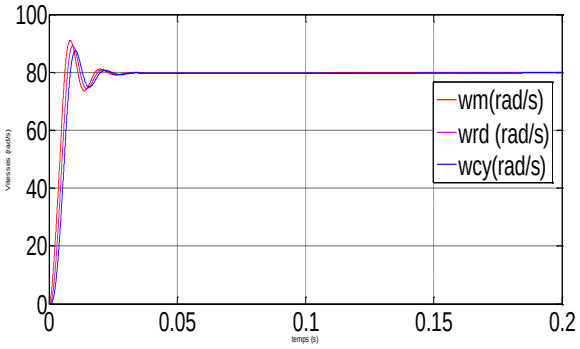
Après établissement des différentes lois de commande vectorielle, nous avons évalué les performances du régulateur PID.Nous soumettons notre système de simulation à divers tests (à vide, en charge et inversion du sens de rotation). La figure II.7 montre le démarrage à vide du MSAP entrainant une charge à inertie variable. En appliquant un échelon de consigne égal 80 [rad/s], on observe que les vitesses du cylindre, duréducteur et du moteur suivent leur référence appliquée. Notons que ces vitesses sont mentionnées dans la figure II.7.a. Pour l'allure du couple transmis (figure II.7.c), ce dernier est égal 15 [N.m] pendant le démarrage (régime transitoire) et à t = 0.03 [s], il prend la valeur 0, ce que veut dire, qu'il n'y aucun couple résistant appliquée au système. Concernant les courants, on remarque que la composante$i_d = 0$ et la composante du courant i_qa la même image du couple électromagnétique et du couple transmis, on peut donc dire que le découplage est réalisé.

La figure II.8 montre le démarrage à vide de t = [0 à 0.1s], suivi par l'introduction du couple de charge égal 1.5 [N.m] à t = [0.1 à 0.2s]. On observe que le système répond à cette charge appliquée pour différentes caractéristiques (Cem, CT, ω_{cy}). Pour l'allure du couple transmis à l'arbre du MSAP, l'erreur statique est nulle et à 0.2 [s], il répond au couple résistant appliqué.

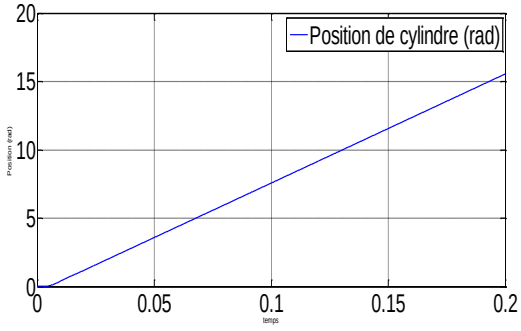
Pour tester la robustesse de la commande vectorielle (figure II.9), en inversant le sens de rotation du MSAP pour un temps de t = [0 à 0.1s], la vitesse de consigne w = 80 [rad/s] et à t = [0.1 à 0.2s], on inverse le sens de rotation à w = -80 [rad/s] avec Cr = 1.5 [N.m]. On remarque que les résultats des différentes courbes répondent à la consigne appliquée.

Les résultats de la simulation donnés sur les figures (II.7), (II.8) et (II.9) montrent la robustesse de la commande étudiée en utilisant les régulateurs PI et PID.

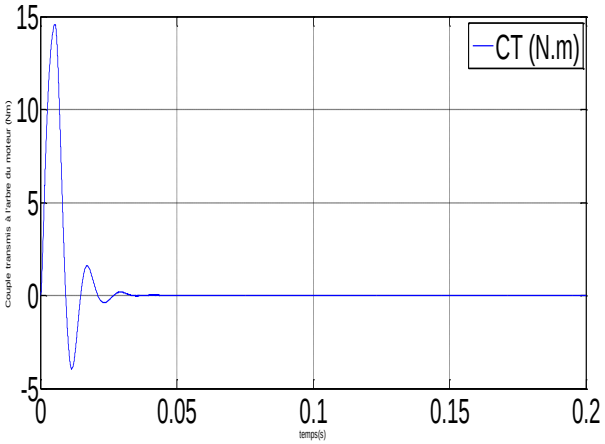
II.3.6.1.Essai à vide :



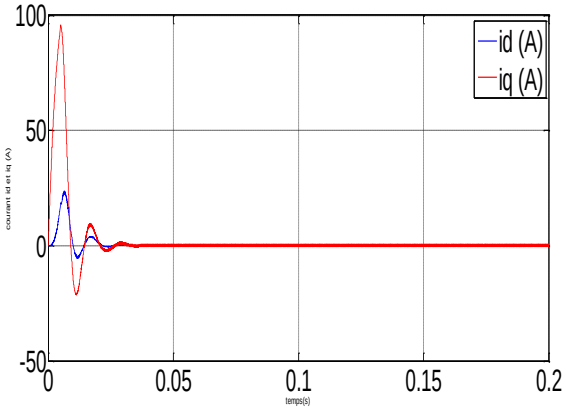
(a) W (rad/s)



(b) Position



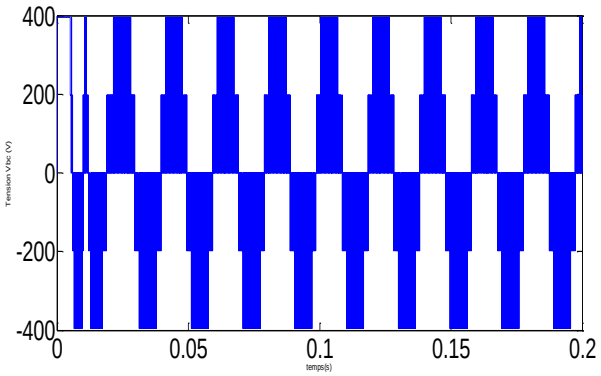
(c) CT (N.m)



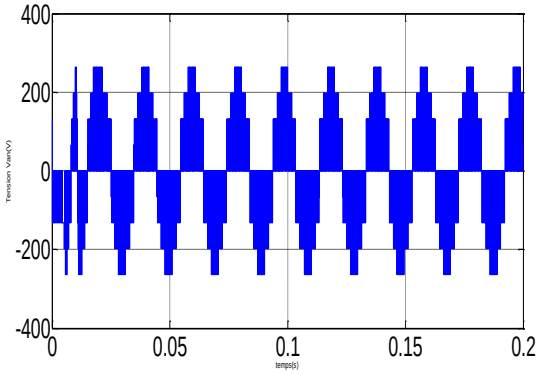
(d) Iq (A),

Figure II.7 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai à vide

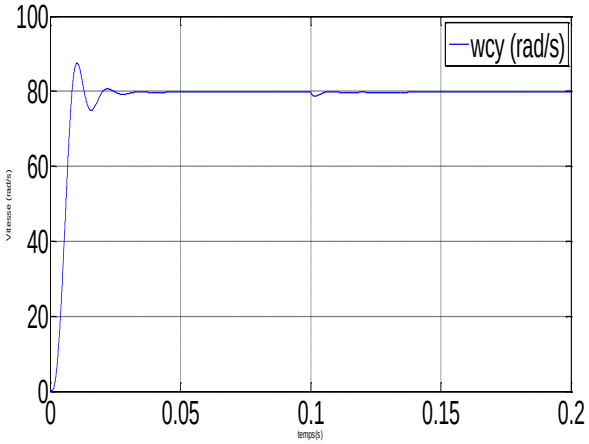
II.3.6.2.Essai en charge



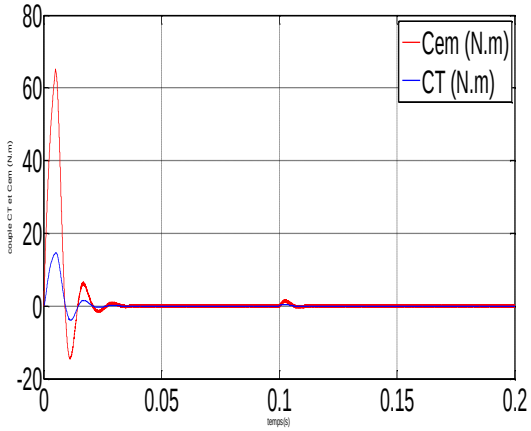
(a) Vbc



(b) Van (v)



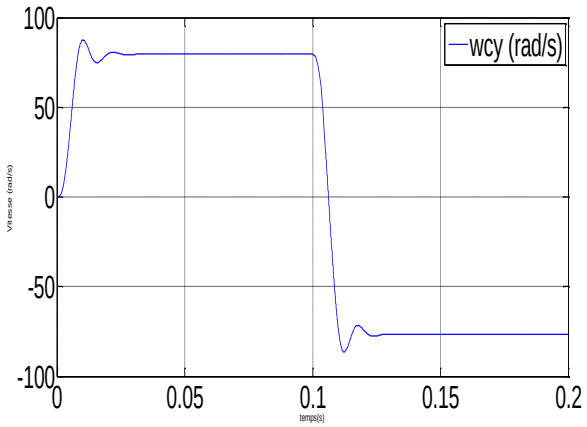
(c) W (rad/s)



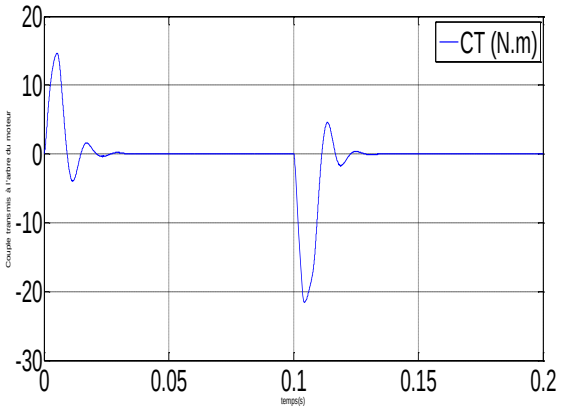
(d) CT et

Figure II.8 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai en charge.

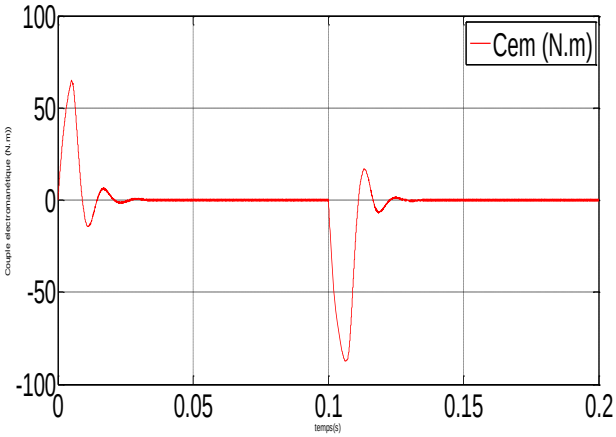
II.3.6.3.Essai lors de l'inversion du sens de rotation



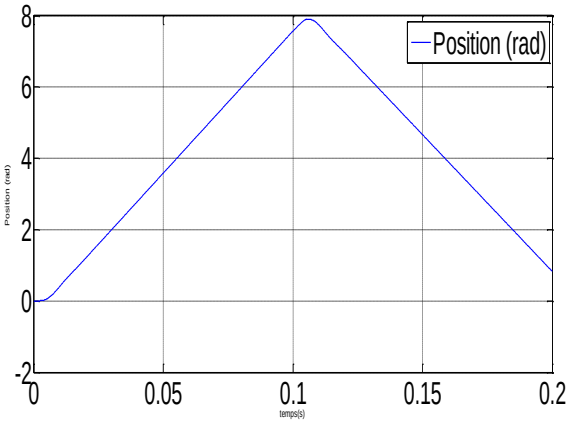
(a) W (rad/s)



(b) CT (N.m)



(c) Cem (N.m)



(d) Position (rad)

Figure II.9 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'inversion du sens de rotation et application de la charge

II.4. OBSERVATEURS D'ETATS

Pour réduire le coût des capteurs, des développements d'estimateurs et d'observateurs ont été réalisés à partir d'équations mathématiques du moteur synchrone à aimants permanents. Nous les utilisons, parce qu'ils sont moins sensibles à la variation paramétriques et les grandeurs estimées, comme la vitesse et la position, sont très précises. Ceci permet d'augmenter les performances dynamiques et statiques du MSAP associée à sa commande. On peut citer quelques travaux réalisés dans le domaine de l'estimation et de l'observation. La régulation de la vitesse et des courants pour un MSAP via la technique non linéaire adaptative backstepping, et estimations de ses paramètres a été traité par Murat. Karabacak [1] ; ont estimé la vitesse et la position du MSAP via l'observateur d'état (ESO) a été réalisé par Shihua Li [31] ; commande direct du couple du MSAP à double alimentation, la régulation des courants et de la vitesse sont réalisées par deux contrôleurs (proportionnel intégral et mode de glissant), l'estimation du flux et du couple électromagnétique est conçu par la transformation de Concordia triphasé- biphasé selon Badreddine NAAS [32] ; estimation de la vitesse et de position du MSAP à surface permanente par un observateur auto-adaptatif du flux (SAO) a été fait par Zhengqiang Song [33] ;commande prédictive en courant du MSAP et estimation du couple électromagnétique et du flux lors de l'application de transformations de Concordia (système triphasé en système biphasé) d'après Florent Morel [34];.Estimation de la vitesse et des courants du MSAP par un observateur à mode de glissement qui est réalisé par Sanath. Alahakoon [35].

II.4.1. Applications des observateurs

Dans le domaine de l'observation et de l'estimation, il existe plusieurs types d'observateurs. Leurs utilisations dépendent de la nature du système utilisé. D'après leurs fonctions, les observateurs sont classés en deux modes :

II.4.1.1. Observateurs utilisés dans les systèmes linéaires

On trouve dans ce type, l'observateur de LUENBERGER et l'observateur à filtre de KALMEN, qui sont basés sur la matrice [A].Cette dernière est invariante et linéaire avec le temps.

II.4.1.2. Observateurs utilisés dans les systèmes non-linéaires

On trouve plusieurs types dans ce domaine, on peut citer :

- Les observateurs à mode de glissement ;
- Les observateurs basés sur la méthode de LYAPOUNOV ;
- Les observateurs à structure variable…etc.

II.4.2. Observateur basé sur le filtre de KALMAN étendu

Ce type d'observateur est basé sur le critère stochastique. Il prend le bruit comme un état de mesure. Il détermine les états du système non mesurables à partir des grandeurs mesurables, comme les courants et le couple…etc. Cet observateur suppose que les bruits qui affectent le modèle, sont centrés et blancs et aussi dé corrélés[36-37-38-39].

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + w(t) \\ Z(t) = HX(t) + v(t) \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

Où w (t) représente le vecteur des perturbations appliquées à l'entrée du système et Z (t) est le vecteur des sorties mesurables qui sont affectées par le bruit aléatoire v (t).

On peut considérer que, outre les perturbations d'entrée, le vecteur w (t) inclut certaines incertitudes concernant le modèle de processus. On suppose que les fonctions w (t) et v (t) du vecteur ne sont pas corrélées et que les processus stochastiques à moyenne nulle. Du point de vue statistique, les processus stochastiques w (t) et v (t) sont caractérisés par les matrices de covariance [Q] et [R] respectivement.

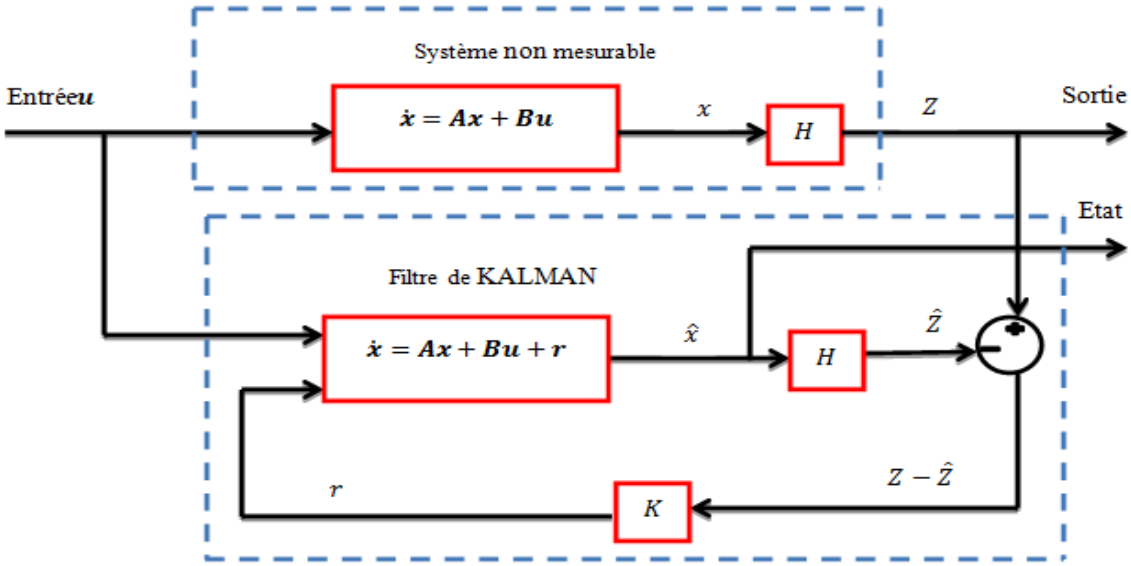


Figure II.10. Structure de Filtre de KALAMAN.

Le système d'équations (II.12) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), u(k)) + w(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + v(k) \end{cases} \quad \text{(II.13)}$$

Avec :

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état ;

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure.

Le système d'équations non linéaire présenté ci-dessus,peut décrire en un système linéaire décomposé en deux étapes ;

a) La première étape : phase de prédiction

L'estimation est faite sous la forme de prédiction :

$$\hat{X}(k+1/k) = f\left(\hat{X}\left(\frac{k}{k}\right), u(k)\right) \quad \text{(II.14)}$$

L'équation ci-dessus permet de réaliser la première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On peut donc, trouver directement la matrice de covariance de l'erreur de prédiction comme suit :

$$P(k+1\ /k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad \text{(II.15)}$$

$$F(k) = \frac{\partial f(X(k),u(k))}{\partial X^T(k)} \Big|\ X(k) = \hat{X}(k/k) \quad \text{(II.16)}$$

b) La deuxième étape : phase de correction

Cette étape permet de faire la correction de l'écart entre la sortie mesuréey_{k+1} et la sortie prédite$\hat{y}_{k+1/k}$.La minimisation de cet écart passe par la détermination du gain du filtre de KALMAN. Les expressions suivantes, représentent respectivement le gain du filtre de KALMAN et la matrice de covariance de l'erreur.

- **Gain du filtre DE KALMAN**

$$\mathrm{K}(k+1) = P(k+1\ /k).\mathrm{H}(k)^T.(H(k)P(k+1\ /k).H(k)^T + R)^{-1} \quad \text{(II.17)}$$

- **Matrice de covariance de l'erreur**

$$P(k+1\ /k+1) = P(k+1\ /k) - \mathrm{K}(k+1)H(k)P(k+1\ /k) \quad \text{(II.18)}$$

L'estimation du vecteur d'état à l'instant$k+1$ est :

$$\hat{X}(k+1\ /k+1) = \hat{X}(k+1\ /k) + \mathrm{K}(k+1)(y(k+1) - H\hat{X}(k+1\ /k) \quad \text{(II.19)}$$

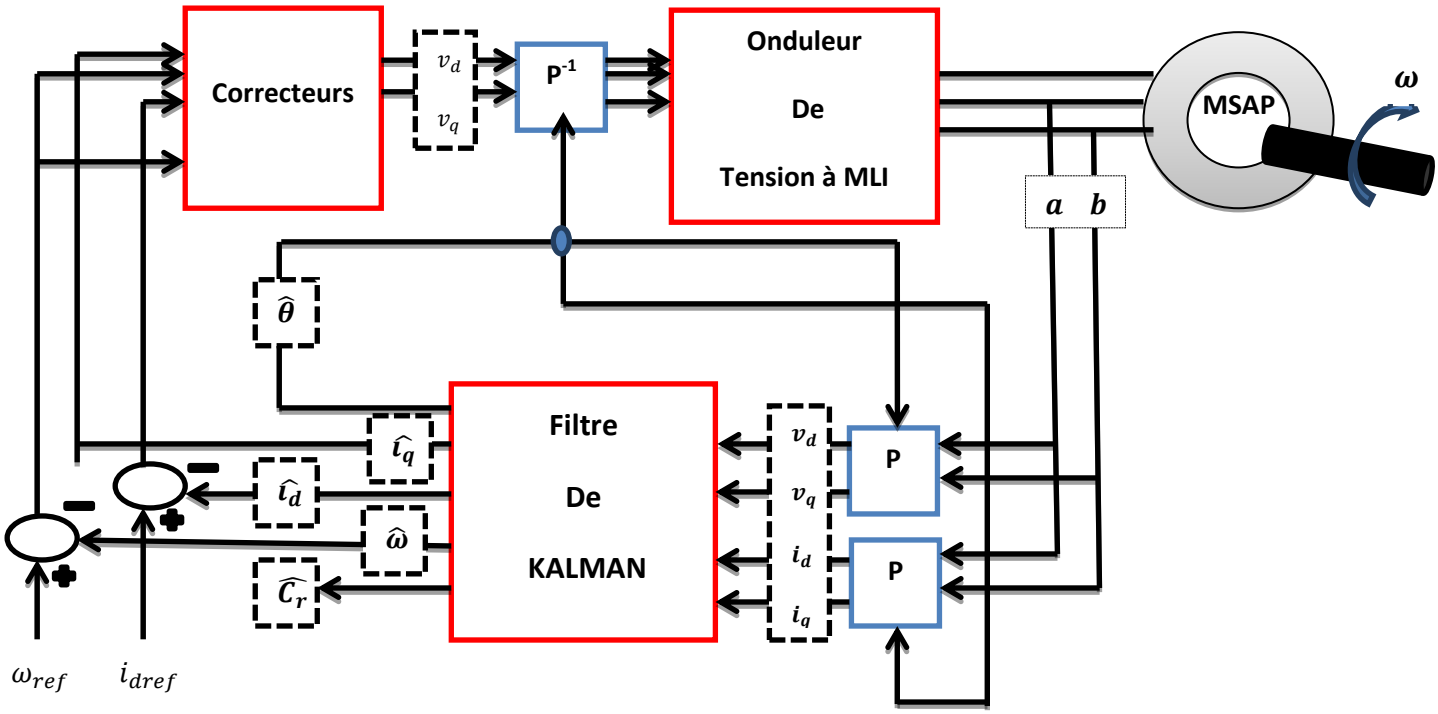


Figure II.11 : Structure d'une commande vectorielle associée au filtre de KALMAN.

II.4.3. Observateurs à modes glissants

Parmi les observateurs non linéaires robustes et efficaces, on trouve les observateurs à modes glissants. Leur principe de fonctionnement, consiste à contraindre,à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordres nà évoluer en temps fini sur une variable$S$, de dimension$(n-p)$, dite surface de glissement. Cette variable est définie comme suit :

$$S = \{x|s(x,t) = 0\}$$

Pour la convergence du système vers la surface de glissement, il faut que l'attractivité et l'invariance de Ssoient assurées par des conditions appelées conditions de glissement et la sortie $y$doit évoluer selon une dynamique d'ordre$(n-p)$, avec $p$qui est le vecteur de mesure [23-40-41].

La dynamique de l'observateur est déterminée par l'erreur de l'observation de l'état comme suit :

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

Avec :

ε- l'erreur ;

x- l'état ;

$\hat{x}$- l'état estimé.

Les valeurs initiales de $\varepsilon(0)$ permettent la convergence du système en deux étapes :

1- Dans cette étape les erreurs de sortie du système et de sortie de l'observateur à modes de glissants sont nulles, donc $\varepsilon_s = y - \hat{y}$, cette étape est appelé étape d'atteinte.
2- Cette étape a permis d'annuler les erreurs restantes pendant l'observation c'est-à-dire que ($\varepsilon_s = 0$). Ce qui revient à dire mode de glissement.

L'observateur à modes glissants utilisé d'après les objectifs de chaque système on trouve par exemple les observateurs basé sur la FEM, observateurs à modes glissants d'ordre supérieur (Super Twisting).

II.4.4. Conception de l'observateur à modes glissants

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

Où :

$\dot{x}$:Vecteur d'état ;

u : Vecteur de commande ;

y : Vecteur de sortie ;

$h\ et\ f$: sont des champs de vecteurs dérivables sur$x$.

Pour construire l'observateur à modes glissants on peut définir les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x},u) - Ksign(\hat{y} - y) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad \text{(II.21)}$$

Avec :

K- la matrice de gain ;

$(\hat{y} - y)$ - la surface de glissement.

La fonction discontinue sign est définie comme suit[42-43] :

$$sign(x) = \begin{cases} 1\ si\ x > 0 \\ 0\ si\ x = 0 \\ -1\ si\ x < 0 \end{cases}$$

Le schéma donné sur la figure II.12, représente la structure de l'observateur à modes glissants.

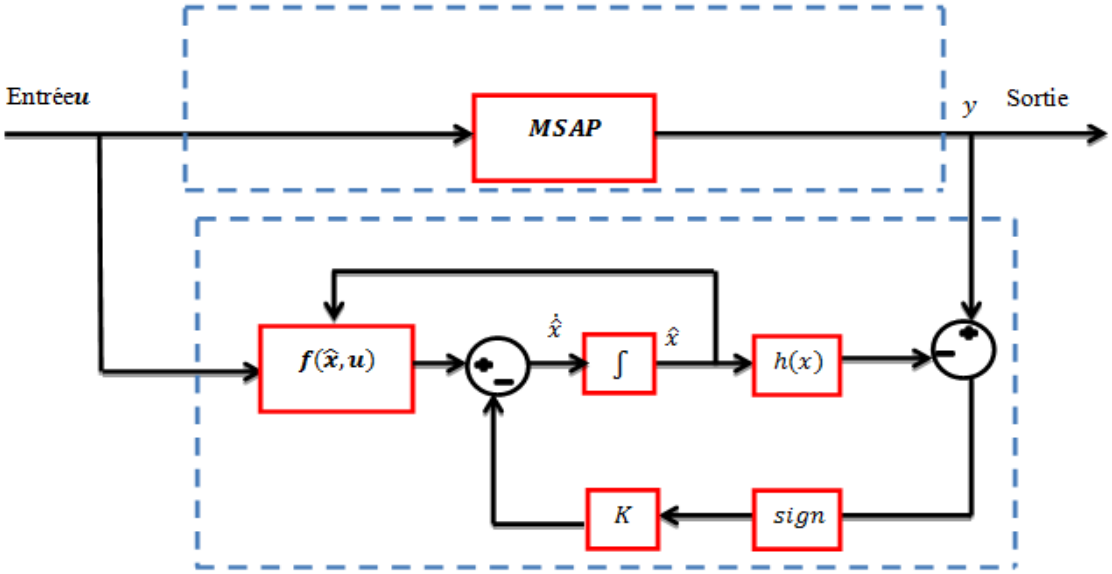


Figure II.12 : Structure de l'observateur à modes glissants associée à une MSAP.

II.5. ESTIMATION DES PARAMETRES DU MSAP ENTRAINANT UNE CHARGE A INERTIE VARIABLE VIA L'OBSERVATEUR DELUENBERGER.

Pour estimer les variables d'état du moteur synchrone à aimants permanents entrainant une charge à inertie variable, on utilise un observateur d'état d'ordre complet**(**Luenberger), qui fait une estimation de (ω_{cy},θ_{cy}, C_r).

La conception de l'observateur d'état est basée sur les mesures des positions (moteur, cylindre), et les courants statoriques[26]. La figure II.13 représente l'observateur d'ordre complet (Luenberger).

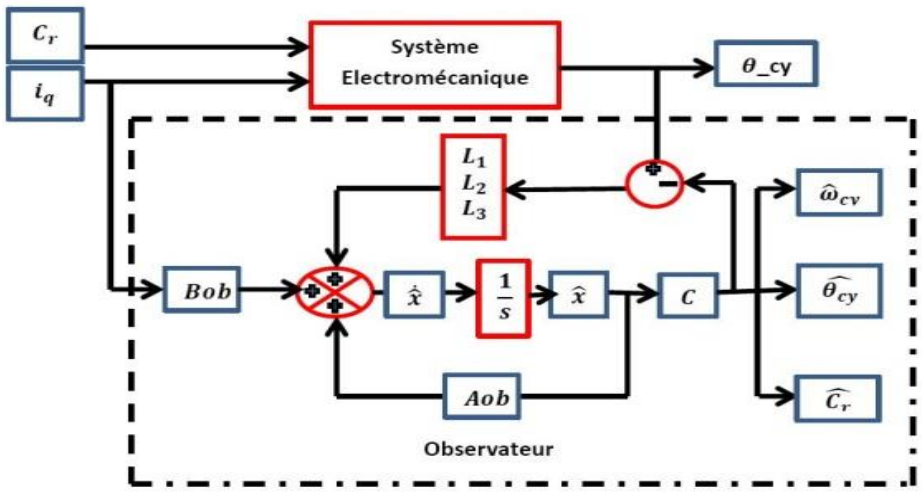


Figure II.13 : Modèle de l'observateur associé au système

Pour former un système d'équations de l'observateur d'ordre complet, on a besoin de conditions préalables. On suppose que :

- Les positions du système électromécanique sont égales ($\theta_m \theta_{rd} \theta_{cy}$) ;
- Le rapport de transmission $K_i = 1$ (c'est –à-dire, on prend le réducteur comme une masse pleine) ;
- On prend le coefficient de rigidité $K_t = 0$, (c'est –à-dire qu'il n'y a aucune torsion entre les arbres de transmissions).

Le système d'équations de l'observateur est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{II.22}$$

Avec :

$u = i_q$;

$y = \theta_{cy}$;

$K_m = p.\phi_f$;

$i_d = 0$.

$$\begin{cases} J_m.\frac{d(\omega_m)}{dt} = J_{rd}.\frac{d(\omega_{rd})}{dt} = J_{cy}.\frac{d(\omega_{cy})}{dt} \ ; \\ \frac{d(\theta_m)}{dt} = \frac{d(\theta_{rd})}{dt} = \frac{d(\theta_{cy})}{dt} \ ; \\ J_{eq=}(J_m + J_{rd} + J_{cy}) \ . \end{cases} \tag{II.23}$$

$$\begin{cases} (J_{eq})\frac{d(\widehat{\omega_{cy}})}{dt} = +f_m.\widehat{\omega_m} + K_i(\widehat{\omega_m} - \widehat{\omega_{rd}}) - C_{em} + f_{rd}.\widehat{\omega_{rd}} - K_i(\widehat{\omega_{rd}} - \widehat{\omega_{cy}}) - f_{cy}.\widehat{\omega_{cy}} + K_i(\widehat{\omega_{rd}} - \widehat{\omega_{cy}}) - \widehat{C_r} \ ; \\ \frac{d(\widehat{\theta_m})}{dt} = \frac{d(\widehat{\theta_{rd}})}{dt} = \frac{d(\widehat{\theta_{cy}})}{dt} = \widehat{\omega_m} = \widehat{\omega_{rd}} = \widehat{\omega_{cy}} \ ; \\ \frac{d(\widehat{C_r})}{dt} = \omega_{cy} - \widehat{\omega_{cy}} \ ; \end{cases} \tag{II.24}$$

$$\dot{\hat{x}} = \begin{vmatrix} \dot{\widehat{\theta_{cy}}} \\ \dot{\widehat{\omega_{cy}}} \\ \dot{\widehat{C_r}} \end{vmatrix};$$

$$A \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -(f_m + f_{rd} + f_{cy})/(J_m + J_{rd} + J_{cy}) & -1/(J_m + J_{rd} + J_{cy}) \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad \text{(II.25)}$$

$$B = \begin{vmatrix} 0 \\ K_m \\ 0 \end{vmatrix}; \quad C = [1\ 0\ 0]; \quad \text{(II.26)}$$

$$\dot{\hat{x}} = A \times \begin{vmatrix} \widehat{\theta_m} \\ \widehat{\omega_{cy}} \\ \widehat{C_r} \end{vmatrix} + B \times i_q + \begin{vmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{vmatrix} \times \left(y(t) - \widehat{y(t)}\right); \quad \text{(II.27)}$$

$$\text{Où } y(t) = \theta_{cy} \text{ et } \widehat{y(t)} = [1\ 0\ 0] \begin{vmatrix} \widehat{\theta_m} \\ \widehat{\omega_{cy}} \\ \widehat{C_r} \end{vmatrix}; \quad \text{(II.28)}$$

$$\dot{\hat{x}} = A \times \begin{vmatrix} \widehat{\theta_m} \\ \widehat{\omega_{cy}} \\ \widehat{C_r} \end{vmatrix} + B \times i_q + \begin{vmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{vmatrix} \times \theta_{cy}; \quad \text{(II.29)}$$

Les coefficients de la matrice de gains$(L = L_1, L_2, L_3)$, assurent la dynamique et la convergence de l'observateur et du système [26-44-45]. Ces derniers sont déterminés à partir d'un polynôme caractéristique de$\boldsymbol{A(observateur)}$,en conservant la condition sur la matrice$A - LC$.

II.5.1.Schéma de la commande vectorielle associe à son observateur

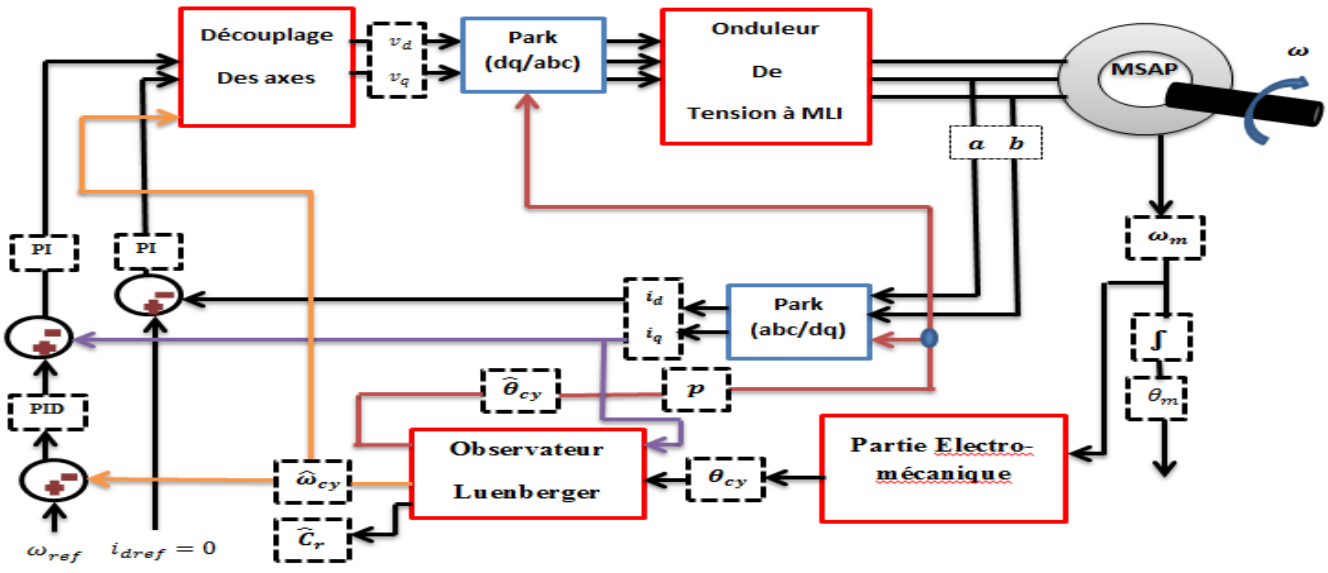


Figure II.14 : Structure de la commande vectorielle et son observateur

II.5.2.Résultats de la simulation

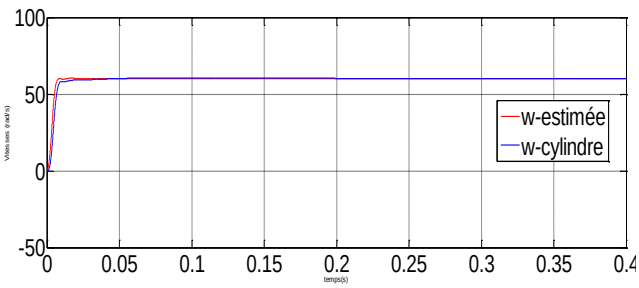
Après l'établissement des différentes lois de commande vectorielle, nous avons évalué les performances d'estimation par l'observateur d'ordre complet. Nous soumettons notre système de simulation à divers tests (à vide, en charge et inversion du sens de rotation). La figure II.15 montre le démarrage du MSAP entrainant une charge à inertie variable pour un échelon de consigne de 60rad/s, nous avons observé que la vitesse de cylindre et la vitesse estimée suivant leur référence appliquée. Notons que la vitesse estimée est en rouge et la vitesse de cylindre est en bleu, l'erreur d'estimation de la vitesse et de position sont très faibles.

La figure II.16 montre le démarrage à vide de t = [0 à 0.2s], suivi par l'introduction du couple de charge égal 1.5N.m à t = [0 à 0.2s]. On a observé que le système répond à cette charge appliquée pour différentes caractéristiques (CT, ω_{cy}). Nous avons remarqué que le temps de réponse de la vitesse estimée et mieux que celui de cylindre. Pour l'allure du couple transmis à l'arbre du MSAP l'erreur statique est nulle, et à 0.2s ce couple répond au couple résistant appliqué.

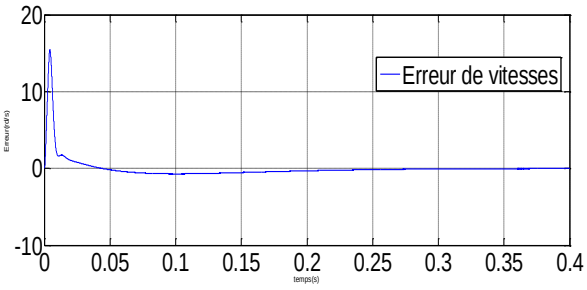
Pour tester la robustesse de la commande vectorielle figure (II.17), en inversant le sens de rotation du MSAP pour un temps t = [0 à 0.2s] la vitesse de consigne w = 60rad/s et à t = [0.2 à 0.4s] on inverse le sens de rotation à w = -60rad/s avec Cr = 1.5N.m, on remarque que les résultats des différentes courbes répondent à la consigne appliquée.

Les résultats de la simulation de la figure(II.15), figure (II.16) et (II.17) montrent la robustesse de la commande étudiée, en utilisant un observateur d'état d'ordre complet qui donne une erreur d'estimation pour la vitesse et la position très petite figure (II.15).

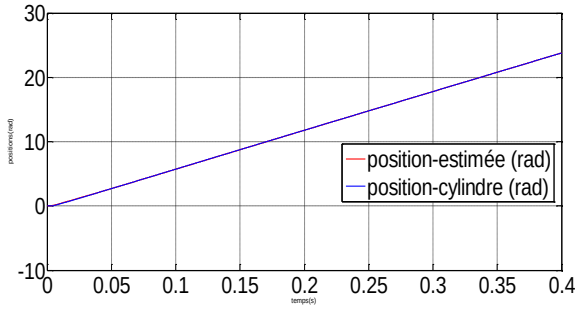
II.5.2.1.Essai à vide :



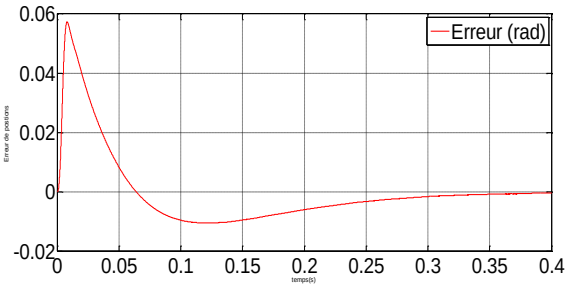
(a) W (rad/s)



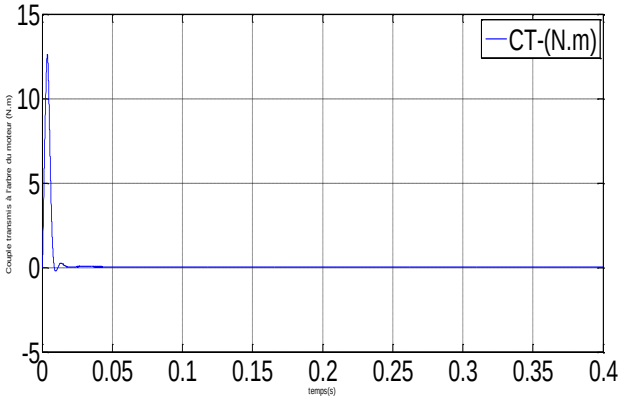
(b) Erreur (rad/s)



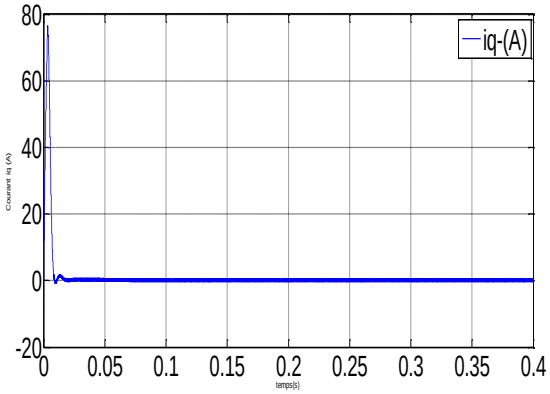
(c) Positions



(d) Erreur



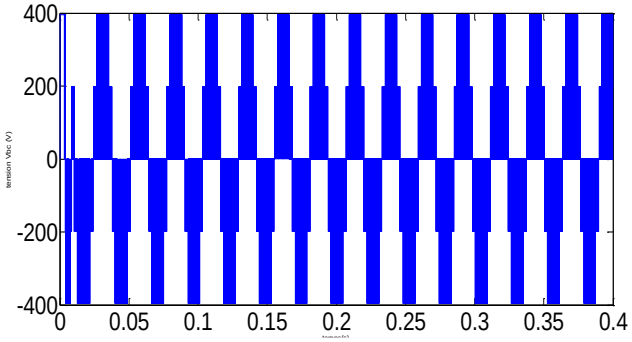
(e) CT (N.m)



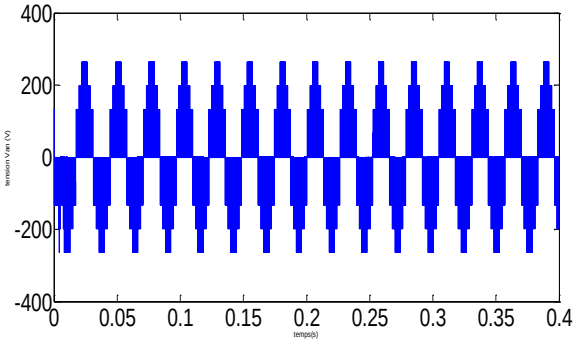
(f) Iq (A)

Figure II.15 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai à vide

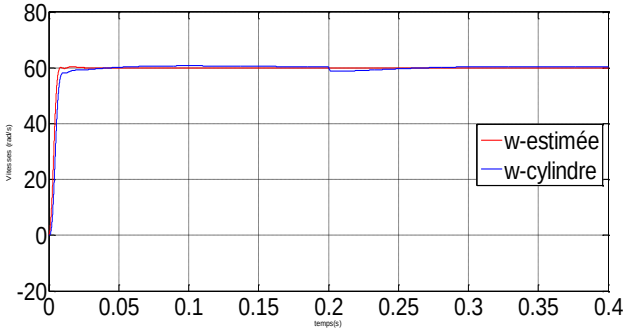
II.5.2.2.Essai en charge



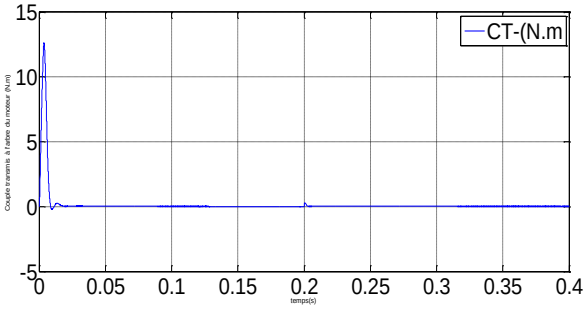
(a) Vbc



(b)Van (v)



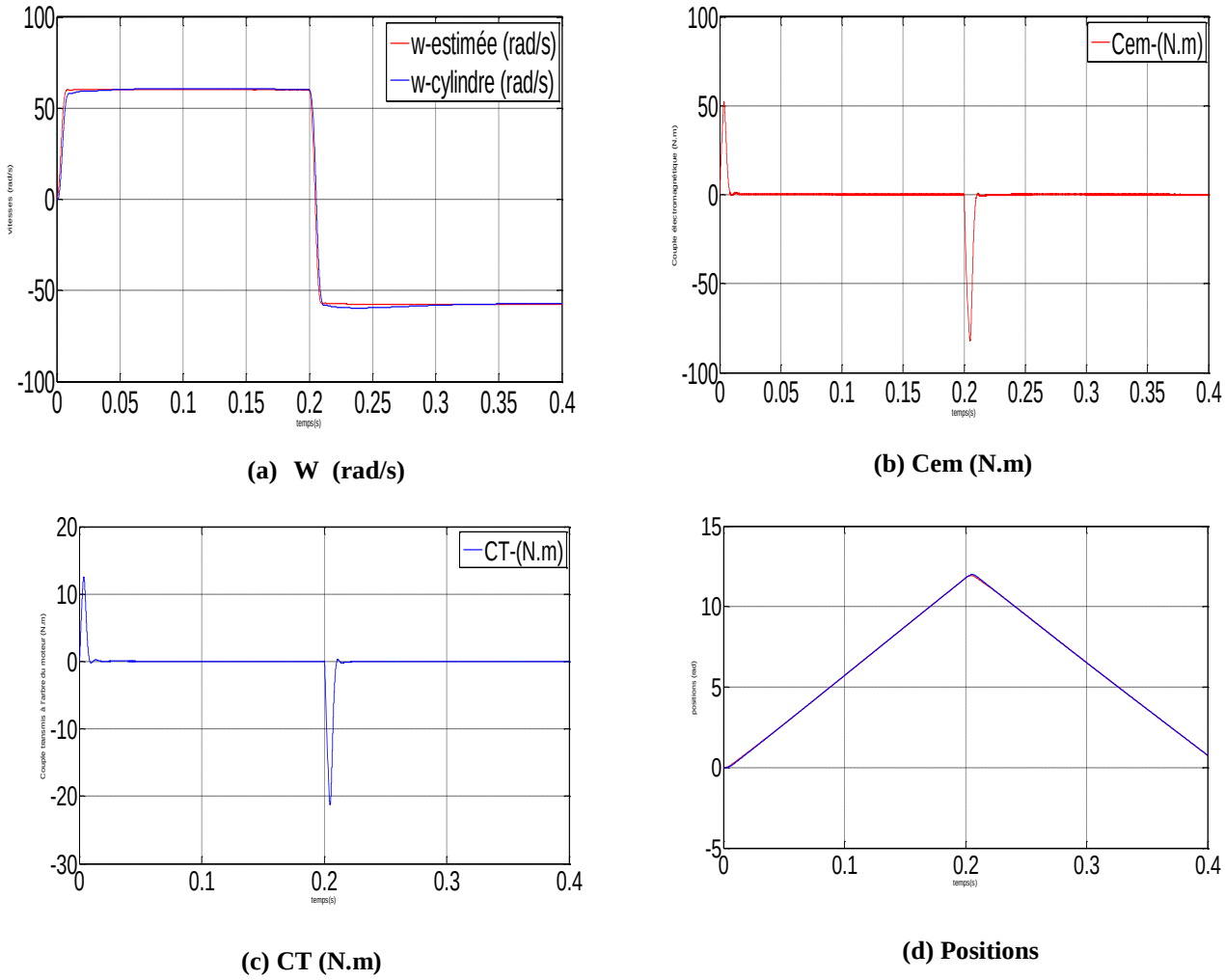
(c) W (rad/s)



(d) CT (N.m)

Figure II.16 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'essai en charge

II.5.2.3.Essai lors de l'inversion du sens de rotation



(a) W (rad/s)

(b) Cem (N.m)

(c) CT (N.m)

(d) Positions

Figure II.17 : Comportement dynamique du moteur et sa charge mécanique lors de l'inversion du sensde rotation

II.6. CONCLUSION

Du modèle mathématique du MSAP et de sa charge mécanique présenté dans le chapitre I,on tire la commande vectorielle du MSAP entrainant une charge mécanique à trois masses, on développe deux principes de contrôle véctoriel (control du couple avec lois de commande simplifier et celuiavec un couple réluctant).

Pour estimer les variables à la sorite du MSAP et sa charge on a étudié théoriquement trois observateurs (observateurs de Luenberger, observateurs à filtre de Kalman et Observateur à Mode Glissant), l'observateur de Luenberger est l'observateur que nous avons utilisé dans notre simulation à l'avantage d'estimer les variables de sortie du moteur et de la charge.

Les résultats obtenus par la simulation montrent l'efficacité de l'observateur qui a l'avantage d'éliminer les oscillations et les bruits de mesures issus à l'encodeur, ainsion améliore la dynamique de la vitesse. Les régulateurs utilisés dans cette commande sont les contrôleurs PI et PID, pour donner une gamme de réglage des vitesses (basses vitesses, grandes vitesses).

Chapitre III
Commande non Linéaire du MSAP Entrainant une Charge Mécanique à deux Masses

Chapitre III

COMMANDE NON LINEAIRE DU MSAP ENTRAINANT UNE CHARGE MECANIQUE A DEUX MASSES

III.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on va présenter les différentes techniques basées sur la théorie de la commande non linéaire et la commande linéaire. Ces commandes sont appliquées au moteur synchrone à aimants permanents, entrainant une charge mécanique à deux masses. De plus, on définit les différentes lois mathématiques de la commande non linéaire, en prenant la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties par retour d'état non linéaire.

III.1.1.Représentation dans l'espace d'état

La théorie moderne des systèmes fait appel à la notion de **variables d'état**. Ces variables décrivent entièrement le comportement dynamique du système auquel elles correspondent.

Les équations d'état permettent de représenter **les systèmes linéaires continus, échantillonnés et discrets**. Cette représentation est particulièrement bien adaptée à la description des systèmes mono variables (SISO = single input single output) et multivariable (multiple input multiple output). De plus, le formalisme d'état permet de traiter les systèmes dont les paramètres varient dans le temps, selon [46].

III.1.2. Le formalisme d'état pour un système linéaire analogique

Un système est linéaire si les vecteurs $[\dot{X}]$ et $[Y]$ dépendent linéairement des vecteurs $[X]$et$[U]$. Les fonctions f et g s'écrivent alors, sous la forme matricielle, selon [30].

$$\begin{cases} [\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

En précisant que :

$[X]$: Est le vecteur d'état à n ligne × 1 colonne ;

$[U]$: Est le vecteur d'entrée à p ligne × 1 colonne ;

$[Y]$: Est le vecteur de sortie à m ligne × 1 colonne ;

$[A]$: Est la matrice d'état à n lignes × n colonnes (ou matrice d'évolution ou matrice dynamique) ;

$[B]$: Est la matrice de commande à n lignes p colonnes (ou matrice d'entrée) ;

$[C]$: Est la matrice de sortie à m lignes × n colonnes (ou la matrice d'observation) ;

$[D]$: Est la matrice de couplage entrées-sorties à m lignes × p colonnes(ou matrice de transmission directe).

Cas ou le système est perturbé. On ajoute alors un terme supplémentaire :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] + [E][W] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

Avec :

$[E]$ - la matrice de perturbation à n lignes q colonnes ;

$[W]$-le vecteur colonne de perturbation comportant q lignes.

Les systèmes linéaires sont invariants dans le temps si les coefficients des matrices sont constants.

Le schéma donné dans la figure III.1, représente un système d'état linéaire invariant :

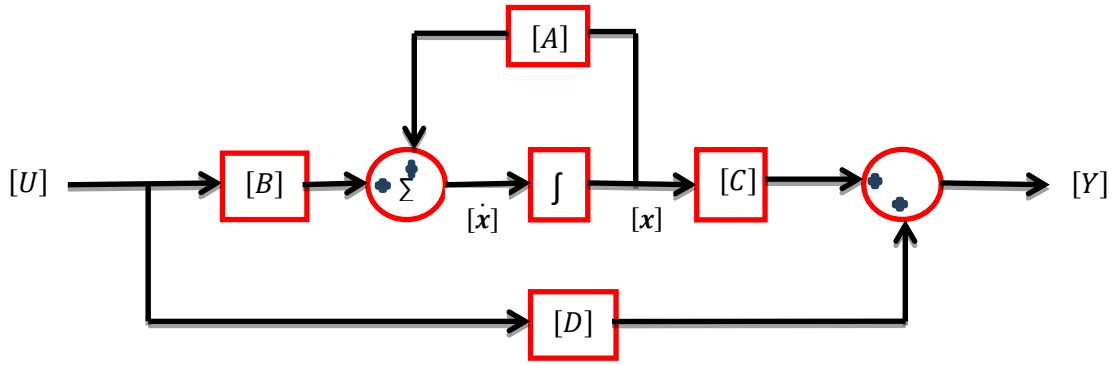


Figure III.1 : Représentation d'état d'un système linéaire invariant**.**

III.1.3.Principe de la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties

La théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaire.

La méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie à donner lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications Le but de cette technique est de transformé le système multi entrées non linéaire en une chaine de système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquée la théorie des systèmes linéaires. Donc nous cherchons un bouclage statique de la forme : u= $\alpha(x)+\beta(x)v$ tel que le comportement entrée-sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé en utilisant les propriétés de la géométrie différentielle.L'approche de la géométrie différentielle appliquée à la commande non linéaire représente un outil d'étude moderne. L'espace d'état n'est plus un espace euclidien mais plutôt un espace courbe (espace topologique) variété, localement euclidien pour lequel le modèle non linéaire est valable localement pour un choix de carte de cordonnées locale donné. Un champ de vecteur est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un élément de l'espace tangent en ce point. Une distribution est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un sous espace vectoriel de l'espace tangent en ce point.

L'évolutivité des distributions régulières joue alors un rôle important dans la résolution des systèmes d'équations aux dérivées partielles. Les distributions invariantes sous une dynamique donnée constituant un outil fondamental d'analyse de la structure des systèmes non linéaires.

Cette technique consiste à transformé un système (S) à p entrées et p sorties non linéaires d'ordre n appartenant à la classe des systèmes définis par, [13-47-48].

III.1.4.Système mono-entrée / mono-sortie

On prend le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \qquad \text{(III.3)}$$

Avec :

x : Vecteur d'état $x = [x_1, x_2, \ldots\ldots x_n]$

u : Vecteur de commande $[u_1, u_2, \ldots\ldots u_n]$

y : Vecteur de sortie $[y_1, y_2, \ldots\ldots y_n]$

$f(x)$ et $g(x)$: Champs de vecteurs

$h(x)$: fonction analytique définitau voisinage de x_0 de R^n.

$f(x)$ et $g(x)$: Sont supposées infiniment différentiables.

III.1.5.Notion de degré relatif

Le système d'équations non linéaire présenté en (III.3), est dit en degré relatif r dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si [38-49].

$$\begin{cases} l_g l_f^i h(x) = 0 \\ l_g l_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \qquad 0 \leq i \leq r-2 \qquad \text{(III.4)}$$

Pour écrire un système d'équations non linéaire en fonction d'une entrée et une sortie, on a besoin de dériver chaque fois la sortie pour apparaitre l'entrée que l'on désire. Voir les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{y} = \dfrac{\partial y}{\partial x}\dfrac{dx}{dt} = \dfrac{\partial h(x)}{\partial x}\dfrac{dx}{dt} \\ \dot{y} = \dfrac{\partial h(x)}{\partial x}(f(x)+g(x)u) \\ \dot{y} = l_f h(x) + l_g h(x) u \end{cases} \qquad \text{(III.5)}$$

Le système d'équation précèdent est en degré relatif 1, si ce dernier est supérieur à 1 pour x au voisinage de x_0 on a donc : $l_g h(x) = 0$.

Pour cela, nous allons passer à la deuxième dérivée qui est :

$$\ddot{y} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x}\frac{dx}{dt} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x}(f(x)+g(x)u) \qquad \text{(III.6)}$$

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x) + l_g l_f h(x) u \qquad \text{(III.7)}$$

Par la même démarche, si le degré relatif est supérieur à 2 et x au voisinage de x_0 donc nous allons avoir :

$$l_g l_f h(x) = 0 \qquad \text{(III.8)}$$

D'où

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x) \qquad \text{(III.9)}$$

Pour mettre un système d'équations non linéaire sous forme des expressions expliquant la relation entre l'entrée et la sortie, on doit suivre la logique suivante :

$$y^{(r)} = l_f^r h(x) + l_g l_f^{r-1} h(x) u \qquad \text{(III.10)}$$

III.1.6. Crochet de lie

Le produit de lie ou crochet de lie, est une relation très importante dans le domaine des systèmes non linéaires. Ce produit est représenté comme suit :

$$[f,g]=\frac{\partial g}{\partial x}f(x)-\frac{\partial f}{\partial x}g(x) \tag{III.11}$$

Où :

$$\frac{\partial g}{\partial x}=\begin{bmatrix}\frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n}\\ \vdots & \vdots & \vdots\\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n}\end{bmatrix} et \frac{\partial f}{\partial x}=\begin{bmatrix}\frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n}\\ \vdots & & \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n}\end{bmatrix} \tag{III.12}$$

$$d\alpha(x)=\begin{bmatrix}\frac{\partial \alpha}{\partial x_1}.....\frac{\partial \alpha}{\partial x_n}\end{bmatrix} \tag{III.13}$$

III.2. TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREE-SORTIES

Actuellement la technique de commande par linéarisation entrée sortie est très utilisées et très efficace. Plusieurs chercheurs travaillent dans ce domaine. Pour concevoir une loi de commande qui relie l'entrée et la sortie pour un système non linéaire (MSAP et sa charge mécanique) en se basant sur les méthodes et les techniques linéaires [12-50-51-52-53].

Les expressions ci-dessous représentent un système non linéaire ayant plusieurs entrées et plusieurs sorties.

$$\dot{x}=f(x)+\sum_{i=1}^{p}g_i(x)u_i \tag{III.14}$$

$$y_i=h_i(x) \quad \text{i=1, 2,3……p} \tag{III.15}$$

Où :

$x=[x_1,x_2,.....x_p]^T \in R^n$: est le vecteur des états ;

$u=[u_1,u_2,.....u_p]^T \in R^p$: est le vecteur des commandes ;

$y=[y_1,y_2.....y_p]^T \in R^p$: représente le vecteur des sorties ;

f, g_i : Champs de vecteurs lisses et $h_i,\ i=1,2,3.....p$ est une fonction lisse.

Pour trouver une relation non linéaire entre l'entrée et la sortie, on dérive la sortiejusqu'à ce que l'entrée du système apparaisse.

$$y^{(r_i)} = L_f^{r_i} h_j(x) + \sum_{i=1}^{p} L_{g_i}\left(L_f{}^{r-1} h_j(x)\right) u_i \qquad \text{i = 1, 2,3,……p} \tag{III.16}$$

Avec:

$L^i_f h_j$ et $L^i_g h_j$ sont les dérivées de Lie de h_j (dans la direction de f et g) ;

r_j : Est le nombre de dérivées nécessaires pour apparaître une entrée que l'on désire.

Le degré relatif total (r) est défini comme suit :

$$r = \sum_{j-1}^{p} r_j \leq n \tag{III.17}$$

Remarque : le degré relatif doit être inférieur ou égalà l'ordre du système.

Le système d'écrit par l'équation (II.16) est en degré relatif, si on a la condition suivante :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \text{ o} \prec k \prec r_j - 1, 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \; k = r_j - 1$$

D'après l'expression (II.16) on peut écrire cette dernière sous forme matricielle. Ce qui permet une linéarisation entre l'entrée et la sortie.

$$\left[y_1^{r_1}, \ldots y_p^{r_p}\right] = A(x) + D(x).u \tag{III.18}$$

Et :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h(x) \\ \ldots\ldots\ldots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} Lg_1 L_f^{r_1-1} h_1(x) & Lg_2 L_f^{r_1-1} h_1 & \ldots & Lg_p L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ Lg_1 L_f^{r_2-1} h_2(x) & Lg_2 L_f^{r_2-1} h_2(x) & \ldots & Lg_p L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ Lg_1 L_f^{r_p-1} h_p(x) & Lg_2 L_f^{r_p-1} h_p(x) & \ldots & Lg_p L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Avec : $D(x)$:matrice de découplage du système, elle n'est pas singulière, donc la loi linéarisanteests'écrit sous la forme suivante :

$$[u] = D(x)^{-1}[-A(x) + [v]] \tag{III.21}$$

A partir de l'expression (II.21) on peut concevoir le schème bloc suivant :

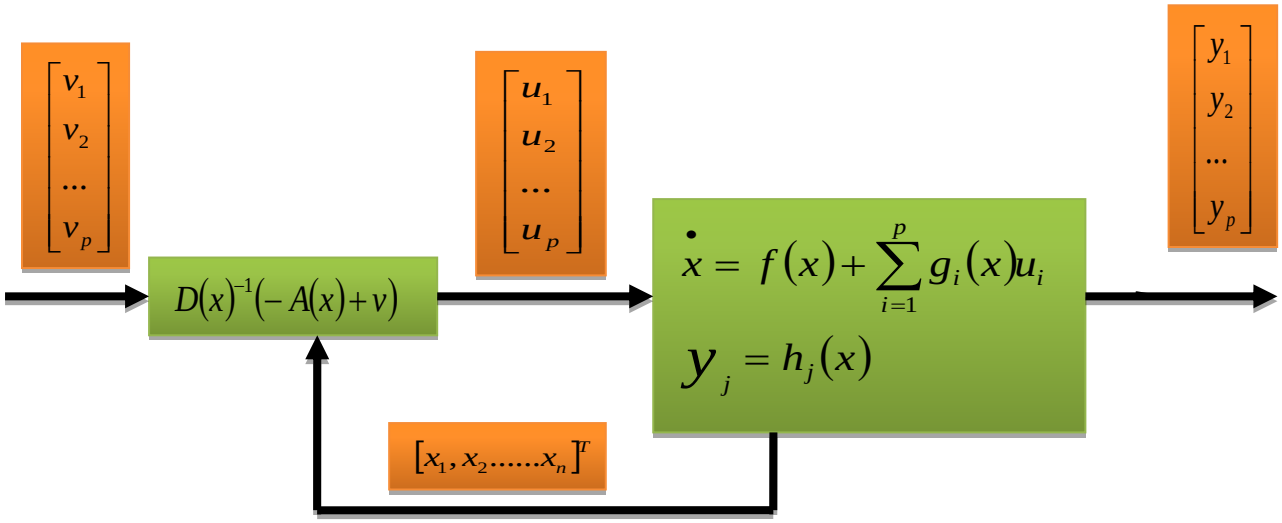


Figure III.2 : Schéma bloc du système linéaire.

On introduit l'équation (III.21) dans (III.18) le système devient linéaire et découplé comme suit :

$$y_i^{(r_j)} = v_i \tag{III.22}$$

$$\left[y_1^{r_1}, \dots y_p^{r_p}\right]^T = \left[v_1, \dots v_p\right]^T \tag{III.23}$$

L'équation (III.23) représente le nouveau vecteur d'entrée. Ce qui permet d'applique une dynamique efficace basée sur un bon contrôleur d'entrée.

A partir de l'équation (III.22) on peut concevoir la dynamique du système linéaire basée sur plusieurs intégrateurs en cascade voir figure (III.2).

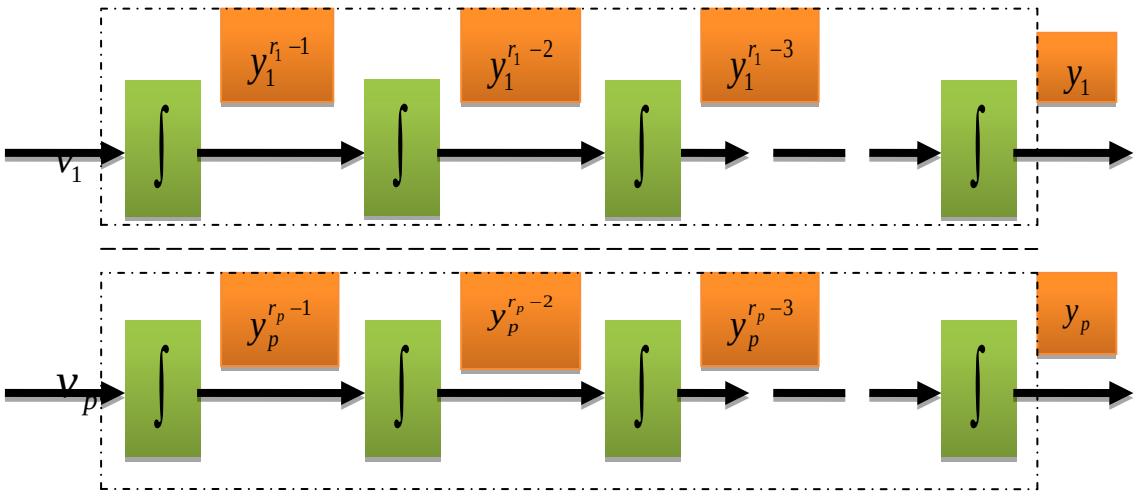


Figure III.3 : Dynamique du système linéaire

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique.

III.2.1. Mise sous forme canonique

Le système décrit par l'équation (III.14), a des degrés relatifs $\{r_1, r_2, ..., r_p\}$.

Avec : $r = \sum_{j=1}^{p} r_j \leq n$,

On définit :

n : est l'ordre du système ;

r : fonctions $(\Phi_1, \Phi_2, ...\Phi_r)$ qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} z = (\Phi_1, \Phi_2, ..., \Phi r_1, \Phi r_{1+1} ..., \Phi r) \\ z = \left(h_1, L_f h_2, ..., L_f^{r1-1} h_1, h_2, ..., h_p ..., L_f^{rp-1} h_p\right) \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

D'après les degrés relatifs $\{r_1, r_2, ..., r_p\}$, nous avons défini deux possibilités suivantes :

Possibilité1 : $(r = r_1 + r_2, ... + r_p = n)$

On a les fonctions : $\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$

Avec : $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq r_p$ représentant un Difféomorphisme, comme suit :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ ... \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[h_1, L_f h_1 ... L_f^{r_1 - 1} h_1\right]^T \\ ... \\ \left[h_q, L_f h_q ... L_f^{r_p - 1} h_p\right]^T \end{bmatrix} \quad \text{(III.25)}$$

Possibilité 2 : $(r = r_1 + r_2 + ... + r_p \prec n)$,

On trouve $(n - r)$ autres fonctions $\Phi^k, (r + 1 \leq k \leq n)$,

Avec : $\Phi^k, (1 \leq k \leq n)$.

Cela permet d'introduire un vecteur de variable complémentaire qui est:

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ ... \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ ... \\ \Phi_n \end{bmatrix} \quad \text{(III.26)}$$

Le système (III.14) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \cdots\cdots\cdots \\ \dot{z}_{r_1-1} = z_{r1} \\ \dot{z}_{r1} = L_f^{r1} h_1 + \sum_{j=1}^{p} L_{g_i}^{r1-1} h_1 u_j \\ \dot{z}_{r1+1} = z_{r1+2} \\ \dot{z}_r = L_f^{rp} h_p + \sum_{j-1}^{p} L_{g_i}^{rp_{-1}} h_p u_j \end{cases} \quad \text{(III.27)}$$

Les autres fonctions sont représentées par la forme suivante :

$$\dot{\eta} = \Psi(z,\eta) + \Gamma(z,\eta)u$$

La sortie, $y = [y_1 \ldots y_p]^T$ est comme suit :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r1+1} \\ y_p &= z_{r+1} \ldots + r_{p-1} + 1 \end{aligned} \quad \text{(III.28)}$$

En introduisant la loi linéarisante (III.21) aux systèmes (III.27) on obtient :

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & \ldots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & \ldots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad \text{(III.29)}$$

$$\dot{\eta} = \Psi(z,\eta) + \Gamma(z,\eta)u$$

Avec :

$$A_{r_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 1 \\ 0 & 0 & \ldots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_1 \times r_1}, B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \ldots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_1}, C_{r_i} = [1 \quad 0 \quad \ldots \quad 0]$$

On trouve pour la sortie :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{rp} \end{bmatrix} z \qquad \text{(III.30)}$$

III.2.2. Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur de commande v est formulé de sorte que :

$$v_j = y_{d_j}^{(r_i)} + kr_{j-1}\left(y_{d_j}^{(r_{j-1})} - y_j^{(r_{j-1})}\right) + \dots + k_1\left(y_{d_i} - y_j\right) \qquad \text{(III.31)}$$

Avec :

$1 \le j \le p$

$\left\{ y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_i-1)}, y_{d_j}^{r_i} \right\}$: ce sont des vecteurs des trajectoires de références produits par les sorties du système.

Pour les k_i sont choisis à partir du polynôme $s^{r_j} + k_{r_i-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2 s + k_1 = 0$ qui est un polynôme de Hurwitz. Ainsi que l'erreur est déterminée comme suit :

$$e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t) \text{ Satisfait } \lim_{t \to \infty} e_j(t) = 0$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc du système linéaire en boucle fermée

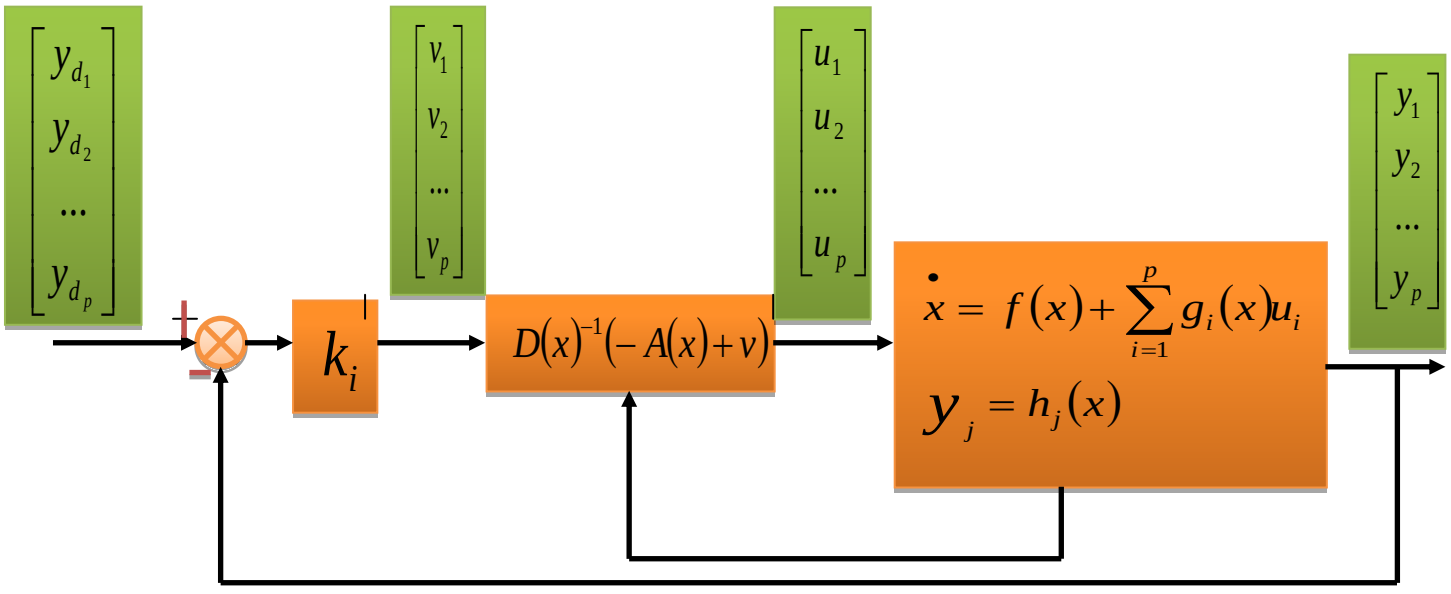


Figure III.4 : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermé.

APPLICATION

III.3. APPLICATION DE LA COMMANDE NON LINEAIRE AU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS ENTRAINANT UNE CHARGE MECANIQUE A DEUX MASSES.

Pour mettre le fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents et sa charge mécanique en haute performance dynamique élevée. La commande non linéaire est la solution la plus efficace pour concevoir des lois de commande en vitesses, des couples, des courants et des positions si on a plusieurs masses tournantes. L'objectif essentiel de cette commande estdelinéariser et découpler le système électromécanique en utilisant la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Les sorties qui sont linéarisées (vitesse du moteur, vitesses des masses tournantes, courants statoriques) nous ont permis une linéarisation exacte dans notre système multi-masses.

Afin de concevoir les blocs de commande non linéaire on utilise les équations du MSAP présentées au chapitre 1. Pour cela, nous allons élaborer une commande de type linéarisation entrée-sortie en choisissant le modèle d'état non linéaire en courant qui est bien adapté à la théorie non linéaire[3-11-12-54-55-56].

III.3.1. Modélisation du MSAPet sa charge mécanique à deux masses

Etant donné que le moteur actionne une charge à deux masses sa modélisation est basée sur le référentiel lié au rotor et selon PARK, voir chapitre1 équation (I.12) :

III.3.2. Modèle mathématique de la charge mécanique

La modélisation du système mécanique à trois masses d'après [8-9]est comme suit **:**

$$\begin{cases} Cem - \frac{K_{12}}{S}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - C_{r1} = J_1 S\omega_1 \\ \frac{K_{12}}{S}(\omega_1 - \omega_2) - \frac{K_{23}}{S}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) - C_{r2} = J_2 S\omega_2 \\ \frac{K_{23}}{S}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) - C_{r3} = J_3 S\omega_3 \end{cases}$$

Pour notre cas, $(\omega_3 = 0)$, et les moments d'inertie sont$J_1 \neq J_2$ (Voir le schéma cinématique du système proposé en chapitre I figure I.6).

$\boldsymbol{J_1}$: inertie de la masse1

$\boldsymbol{J_2}$: inertie de la masse2

$\boldsymbol{f_m}$: Coefficient de frottement visqueux (Moteur)

$\boldsymbol{C_{em}}$: Couple électromagnétique

$\boldsymbol{K_{12}}$: Coefficient de rigidité entre la masse 1 et la masse 2

$\boldsymbol{\beta_{12}}$: Coefficient d'amortissement entre les masses 1 et 2

$\boldsymbol{S}$ **:** Opérateur de Laplace

ω_1, ω_2 : Vitesses angulaires

$\boldsymbol{C_{r1}C_{r2}}$: Couples résistants

III.4. MODELE NON LINEAIRE EN COURANT DU MSAP

La modélisation du MSAP entrainant sa charge mécanique à deux masses est basée sur la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{G}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u} \\ y = H(x) \end{cases} \quad \text{(III.32)}$$

Avec :

$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})$ **:** Champ de vecteur d'ordre 3 ;

$\boldsymbol{F}$, $\boldsymbol{G}$ et H : Fonctions lisses non linéaires.

Le vecteur d'état est :

$$(x) = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \end{pmatrix}; u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad \text{(III.33)}$$

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{(III.34)}$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ \Omega_1 \end{pmatrix} \quad \text{(III.35)}$$

Avec :

$h_1(x), h_2(x)$: les variables à contrôler ;

C_{r1} : Le couple résistant de la première masse considéré comme perturbation.

$$F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1.x_1 + a_2.x_2x_3 \\ b_1.x_2 + b_2.x_1.x_3 + b_3.x_3 \\ c_1.x_3 + c_2x_1.x_2 + c_3.x_2 + c_4.C_{r1} \end{pmatrix} \quad \text{(III.36)}$$

Où :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{-R_s}{L_d};\ a_2 = \frac{p.L_q}{L_d};\ b_1 = \frac{-R_s}{L_q};\ b_2 = \frac{-pL_d}{L_q};\ b_3 = \frac{-p.\phi_f}{L_q} \\ c_1 = \frac{-f_m}{J_1+J_2}; c_2 = \frac{p.(L_d - L_q)}{J_1+J_2};\ c_3 = \frac{p.\phi_f}{J_1+J_2};\ c_4 = \frac{-1}{J_1+J_2};\ g_1 = \frac{1}{L_d};\ g_2 = \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad \text{(III.37)}$$

III.4.1. Le degré relatif (r)

Il représente le nombre de dérivations pour faire apparaître l'entrée :$u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$.

a) $h_1 = i_d$ et pour $r_1 = 1$ donc :

$$\dot{h}_1 = \dot{x} = f_1(x) + g_1.u_d \quad \text{(III.38)}$$

$$d'ou\ \dot{h}_1 = L_f h_1(x) + [L_g h_1(x)].u;\ L_f h_1(x) = f_1(x);\ L_g h_1(x) = g_1 \quad \text{(III.39)}$$

b) $h_2 = \Omega_1$ et $r_1 = 1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x); on\ obtient\ \dot{h}_2 = L_f h_2(x) \quad \text{(III.40)}$$

Pour $r_2 = 2$:

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_3 = L_f^2 h_2(x) + [L_{g1}L_f h_2(x) L_{g2}L_f h_2(x)].u \quad \text{(III.41)}$$

Avec :

$$L_f^2 h_2(x) = c_2x_2f_1(x) + (c_3 + c_2x_1)f_2(x) + c_1f_3(x) \quad \text{(III.42)}$$

$$L_{g1}L_f h_2(x) = c_2x_2g_1; L_{g1}L_f h_2(x) = g_2(c_2x_1 + c_3) \quad \text{(III.43)}$$

Le système est linéarisable pour $r = n = 3, ou\ n$ étant l'ordre du système.

III.4.2. La matrice de découplage $D(x)$

D'après les dérivées de LIE on obtient l'équation d'état suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x).u \quad \text{(III.44)}$$

Ainsi $D(x)$:

$$D(x) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2(c_2 x_2 + c_3) \end{pmatrix} \quad \text{(III.45)}$$

Et :

$$A(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \end{pmatrix} \quad \text{(III.46)}$$

Comme le déterminant $\det(\mathrm{D(x)}) \neq 0 \; est \;\; D(x)$est inversible la linéarisation du système nécessite l'application du retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x)\left(-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}\right); v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III.47)}$$

Où : v est la consigne externe permettant le découplage du système en deux sous-systèmes, mono variable, découplés et linéaires :

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d(x) \\ \ddot{\Omega}_r(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III.48)}$$

L'élaboration de la loi de commande est :

$$e_1 = I_{dref} - i_{d;}\, e_2 = \Omega_{ref} - \Omega_1 \quad \text{(III.49)}$$

Avec :

$$\dot{e}_1 + k_{11} e_1 = 0;\; \ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22} = 0 \quad \text{(III.50)}$$

Ou :

k_{11}, k_{21}, k_{22} Les coefficients des contrôleurs non linéaires.

Les équations du vecteur de commande v sont :

$$\begin{cases} v_1 = \dot{I}_{dref} + k_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + k_{21}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}_1) + k_{22}(\Omega_{ref} - \Omega_1) \end{cases} \quad \text{(III.51)}$$

En application de la transformée de Laplace on obtient :

$$\begin{cases} S + k_{11} = 0 \\ S^2 + k_{21}.S + k_{22} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.52)}$$

Les coefficients k_{11}, k_{21}, k_{22} sont choisis à partir des équations (II.49 et II.50).

L'équation 21 représente le polynôme de HURWITZ.

Les références étant constantes :

$$i_{ref} = cst, \Omega_{ref} = cst \Rightarrow i_{dref} = \dot{\Omega}_{ref} = \ddot{\Omega}_{ref} = 0 \quad \text{(III.53)}$$

D'où l'expression des contrôleurs non linéaires :

$$v_1 = k_{11}(I_{dref} - i_d) \quad \text{(III.54)}$$

$$v_2 = k_{11}\dot{\Omega}_B + k_{22}(\Omega_{ref} - \Omega_1) \quad \text{(III.55)}$$

III.4.3. Structure de la commande non linéaire

Pour valider le modèle développé des tests ont été effectué dans l'environnement Matlab Simulink en utilisant les paramètres illustrés dans l'annexe A. Le système étudié a été soumis à divers conditions de travail (à vide, en charge et inversion du sens de rotation).

Se basant sur les différentes lois mathématiques de la commande non linéaire, on réalise le schéma de la commande en question avec ses contrôleurs pour l'entraînement à vitesses variable du MSAP avec une charge mécanique à deux masses représenté sur la figure II.5.

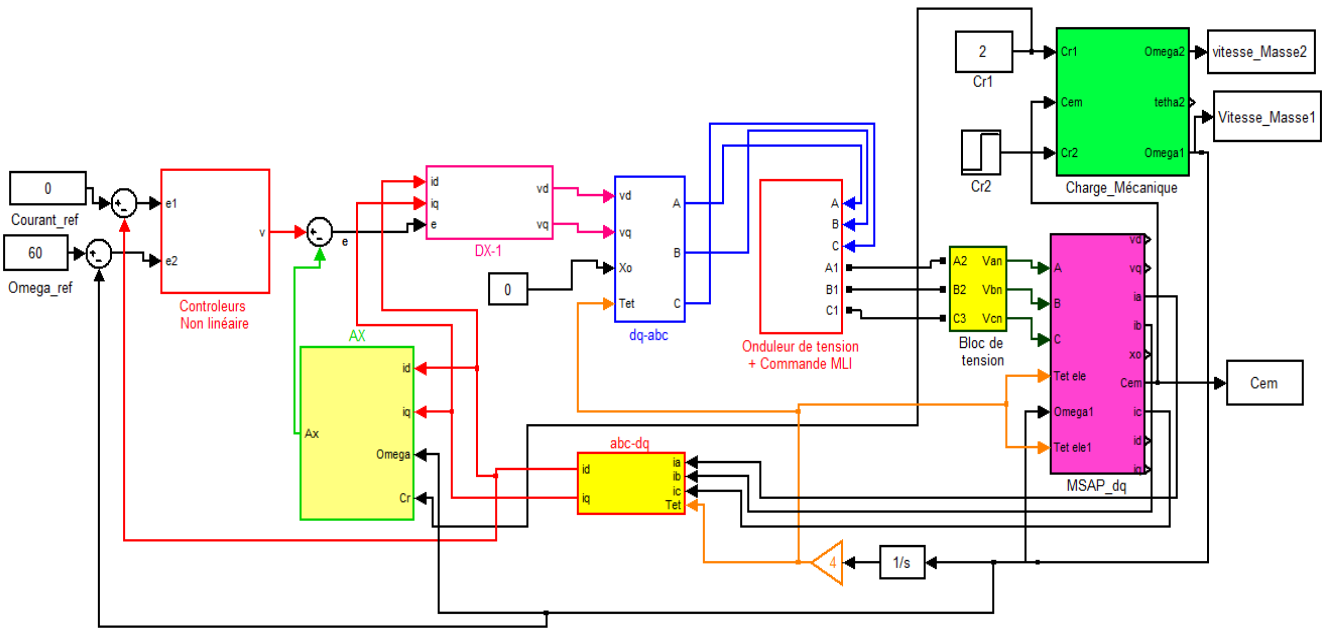


Figure III.5 : Schéma fonctionnel de la commande non linéaire du MSAP - charge mécanique à deux masses.

III.4.4. Résultats et discussions

Après avoir soumis le système de commande à différentes conditions de travail (à vide, en charge et inversion du sens de rotation), nous avons obtenu les résultats présentés ci-dessous :

III.4.4.1. Essai à vide

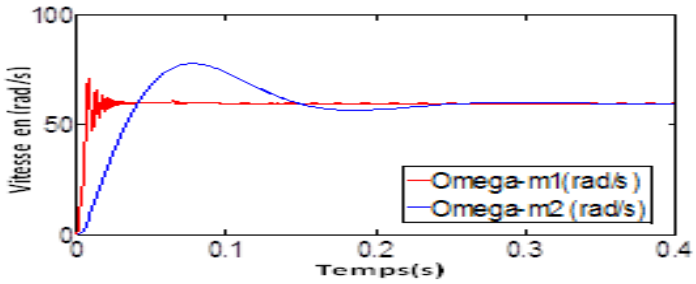


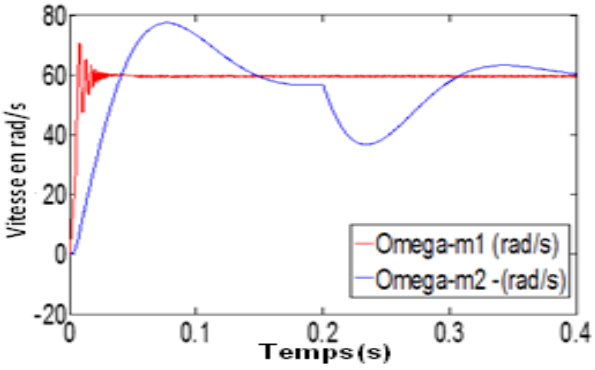
Figure III.6 : Essai à vide du MSAP avec les deux masses

La figure III.6 représente le démarrage à vide du MSAP avec les deux masses pour une vitesse de référence égale 60 rad/s ; l'évolution de la vitesse de la masse 1 (en rouge), et celle de la masse 2 (en bleu). On observe une synchronisation des vitesses des masses et la stabilité du système s'établie à partir de 0.25 sec.

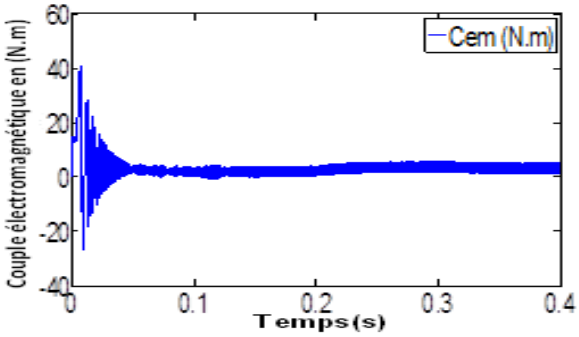
A cause de l'inertie de la masse 2 la dynamique du système permet un temps de réponse de la masse 1 plus rapide que la masse 2.

III.4.4.2. Essai en charge

(a)



(b)



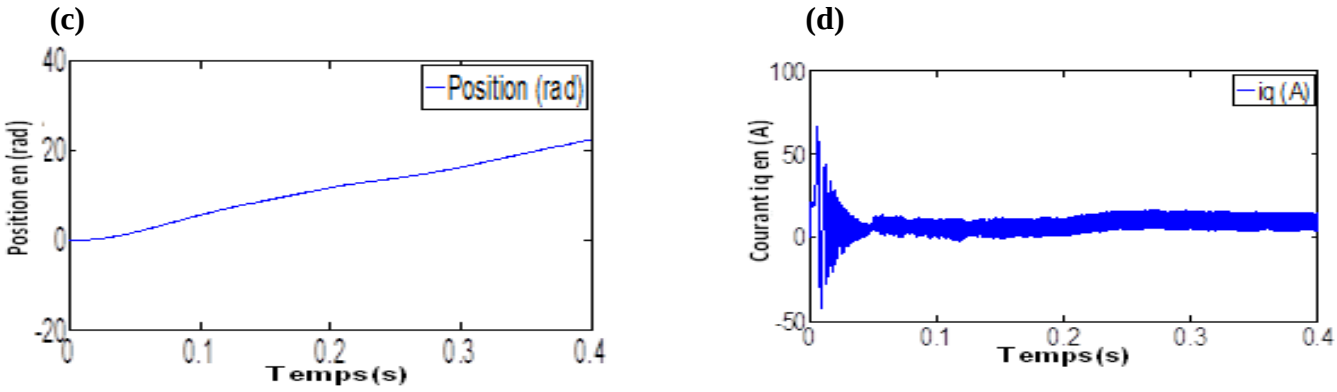


Figure III.7 : Essai en charge du MSAP et sa charge mécanique à deux masses

La figure III.7 montre le démarrage en pleine charge du MSAP (0 à 0.4s) avec un premier couple résistant (C_{r1}= 2 N.m) pour la masse 1 ; quant à la masse 2 elle est introduite à partir de [0.2s à 0.4s avec un couple C_{r2} = 1.2N.m].

Le système de commande proposé gère d'une manière acceptable l'introduction progressive des couples résistants en question. La caractéristique de vitesse omega_m1 suit bien sa référence et la vitesse omega_m2 diminue exactement à l'instant de l'introduction du deuxième couple C_{r2} (t=0.2s) (figure III.7. a).

L'allure du couple électromagnétique prend les mêmes valeurs que les couples résistants ceci prouve que le moteur fonctionne dans un régime transitoire rationnel ; à partir de 0.2 s le couple électromagnétique se stabilise pour amorcer le régime permanent (figure III.7. b) avec une progression de la position de zéro à vingt un rd (figure III.7 c).

La figure III.7 d représente la caractéristique du courant **iq** qui montre bien le découplage généré par la commande non linéaire si on pose le courant id = 0. Par Ailleurs le couple électromagnétique dépend uniquement de la composante iq.

III.4.4.3. Essai lors de l'inversion du sens de rotation en régime chargé

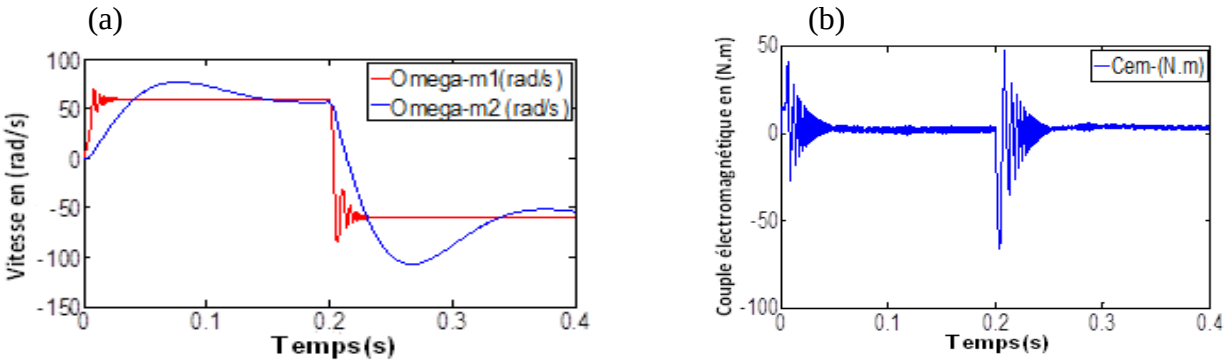


Figure III.8 : Essai lors de l'inversion du sens de rotation du MSAP avec sa charge mécanique à deux masses.

Pour vérifier la robustesse de notre système de commande on doit soumettre ce dernier à l'inversion du sens de rotation (figures III.7.a et III.7.b), ce qui nous permettra de suivre les variations brusques de vitesses de rotation. Pour se faire on applique une référence de vitesse égale 60 rad/s de t = 0s à 0.2s pour un sens et de -60rad/s de t = 0.2s à 0.4s pour l'autre sens. On observe que les différentes caractéristiques (vitesses, couple et courant) suivent bien la consigne appliquée.

Les différents tests de simulation évoqués précédemment (à vide ,en charge et inversion du sens de rotation) nous ont permis de confirmer la robustesse de la commande non linéaire et leurs contrôleurs ainsi que la nature linéaire qui est découplée pour les différentes caractéristiques (courant et couple).

III.5. CONCLUSION

De ce chapitreon peut tirerles conclusions suivantes

- l'étude de la commande non linéaire du moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants entrainant une charge mécanique à deux masses. La technique de linéarisation entrée sortie permet de linéariser et découpler le système à deux masses et aussi de commander les sorties qui sont linéarisés (la vitesse et les courants). Par ailleurs, la commande non linéaire nous a donné une commande séparée des courants et du couple du MSAP.

- Afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques du MSAP en charge, les contrôleurs non linéaires participent d'une manière considérable à l'élimination des oscillations et des fluctuations sur les différentes caractéristiques de vitesses, couple et de courant.

- L'utilisation des contrôleurs permettent un fonctionnement adéquat du système sur n'importe qu'elle vitesse de la plage comprise entre 0 et 60 rad/s.

- Les résultats de la simulation montrent l'efficacité des contrôleurs et la robustesse de la commande non linéaire pour différentes régimes.

Chapitre IV
Modélisation et Commande Vectorielle du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dédié aux Energies Renouvelables

Chapitre IV

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS DEDIE AUX ENERGIES RENOUVELABLES

IV.1. INTRODUCTION :

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des moteurs électriques de petite puissance. Ils ont l'avantage d'avoir un rendement, facteur de puissance et couple massique élevés [1-2]. Grâce à cela, ces derniers sont capables à utiliser dans de nombreuses applications dont les énergies renouvelables comme les panneaux photovoltaïques associés avec un électrolysé qui produit l'oxygène et l'hydrogène à partir de l'eau en raison d'un processus électrochimique réalisé par Djamila. Rekioua [57]. Ainsi dans les systèmes hybrides (turbine à vent, panneaux photovoltaïques, électrolysé, générateur diesel, cellule de carburant et un système de stockage), ces systèmes sont contrôlés par des contrôleurs intelligents pour avoir une puissance d'alimentation maximale, qui ont été réalisé par N. Mezzai [58].

Les systèmes de Panneaux Photovoltaïques solaires est la solution très efficace pour l'électrification des sites isolés ou généralement le réseau électrique est inaccessible. De même pour les zones agricole, l'arrosage se fait à l'aide d'une pompe à eau qui est alimentée à partir d'un système photovoltaïque solaire. Dans les pays méditerranéens du nord comme l'Algérie, Les systèmes photovoltaïques produisent à ses sorties une tension et un courant, ces deux grandeurs sont constitués un algorithme de commande capable de générer la puissance à la sortie du panneau pour chaque variation de l'éclairement solaire, d'après Ammar. Mohammed Ameen [59], par ailleurs une nouvelle technique de commande très efficace basée sur l'algorithme de perturbation et observation qui permet de donner une puissance maximale (MPPT), selon **M.G**. Molina [60].

Dans ce chapitre, nous avons modélisé un système de pompage d'eau basé sur un générateur photovoltaïque. Ce dernier fourni à sa sortie, la puissance nécessaire au fonctionnement de la pompe. Le système est associé à un hacheur survolteur DC-DC commandé par la technique MLI.

Afin d'améliorer le fonctionnement du système (PV, hacheur, onduleur et MSAP/pompe) on applique la commande vectorielle qui permet au MSAP de fonctionner à haute performance dynamique et statique et de rendre aussi le comportement du MSAP similaire à celui du moteur à courant continu.

Le travail réalisé dans ce chapitre est de remplacer les charges mentionnées dans les articles [57 à 60] (charge à courant continu et charge à courant alternative) par le moteur synchrone à aimants permanents entrainants une pompe centrifuge. Par ailleurs nous avons comparé la caractéristique du couple électromagnétique obtenue par l'auteur Dogga Raveendhra [61] qui utilise un moteur à courant continu et à aimants permanents (PMDC), avec notre caractéristique du couple électromagnétique (moteur synchrone à aimants permanents).

IV.2. SYSTEME DE POMPAGE D'EAU PROPOSE

Pour entrainer la pompe centrifuge on utilise plusieurs éléments, ces derniers constituent un système de pompage d'eau, voir **Figure.IV.1.**

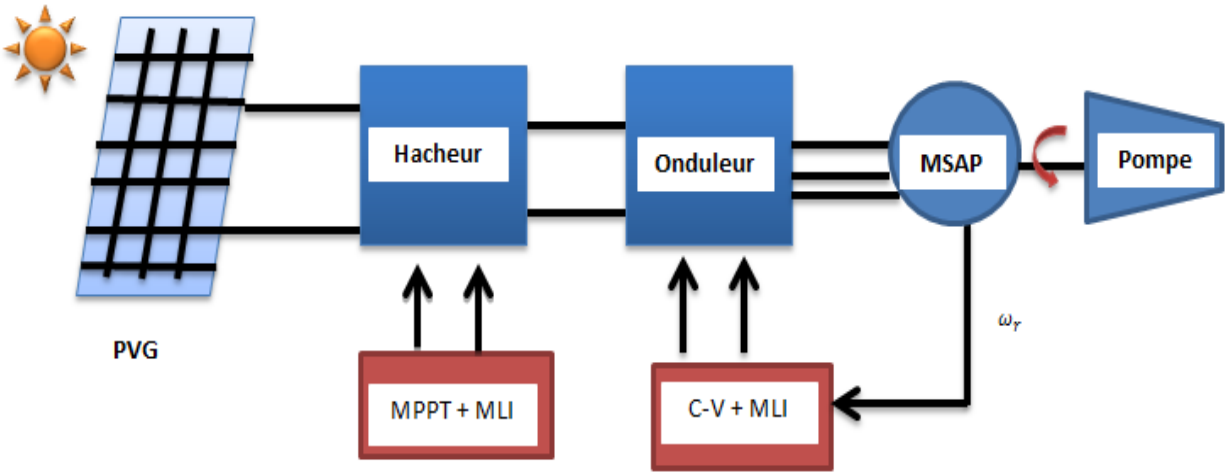


Figure.IV.1 : Système de pompage d'eau proposé

IV.2.1. Modélisation du générateur photovoltaïque

Un générateur photovoltaïque qui fonctionne au fil du soleil est constitué de plusieurs éléments, à savoir une diode placée en parallèle avec une résistance de shunt et aussi d'une résistance en série, **Figure.IV.2.**

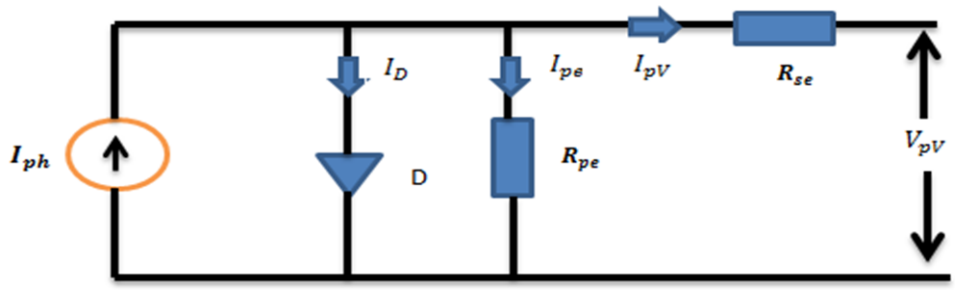


Figure.VI.2 : Schéma équivalent du générateur photovoltaïque

Les équations du générateur photovoltaïque sont [62-63-64] :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_{sat}[exp(A) - 1] - B \qquad \textbf{IV.1}$$

Avec :

$$A = \frac{q(V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} I_{pv} R_{se})}{a\ K\ T\ n_s}$$

$$B = \frac{V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} I_{pv} R_{se}}{\frac{N_s}{N_{sh}} R_{pe}}$$

$$I_{sat} = I_{satr} \left(\frac{T}{T_0}\right)^3 exp\left[\frac{qE_G}{K\ a}\left[\frac{1}{(273+25)} - \frac{1}{T}\right]\right] \qquad \textbf{IV.2}$$

$$I_{ph} = [I_{cc} + K_i(T - (273 + 25)]\frac{G}{G_r} \qquad \textbf{IV.3}$$

Tableau 1 : Nomenclatures pour le générateur photovoltaïque

I_{pv}	Courant à la sortie du panneau photovoltaïque
V_{pv}	**Tension à la sortie du panneau photovoltaïque**
N_p	**Nombre de modules en parallèle**
I_{sat}	**Courant de saturation**
N_s	**Nombre de modules en série**
R_{se}	**Résistance série du module**
R_{pe}	**Résistance parallèle**
n_s	**Nombre de cellule en série**
I_{0r}	**Courant de saturation renversé**
T	**Température réelle**
T_0	**Température de référence**
q	**Charge d'électron**
E_G	**Espace de la bande**
K	**Constante de BOLTZMANN**
a	**Facteur d'idéalité de jonction**
K_i	**Coefficient de la température**
I_{cc}	**Courant de court-circuit**
G, G_r	**Rayonnement solaire et de référence**
I_{ph}	**Photo-courant produit**

IV.2.2. Hacheur survolteur DC – DC

Dans notre système de pompage d'eau, on utilise un convertisseur continu-continu (hacheur survolteur DC-DC). Ce dernier fait la conversion de la tension d'entrée en une tension de sortie supérieure (Vs > Vpv), Voir **Figure.IV.3.**

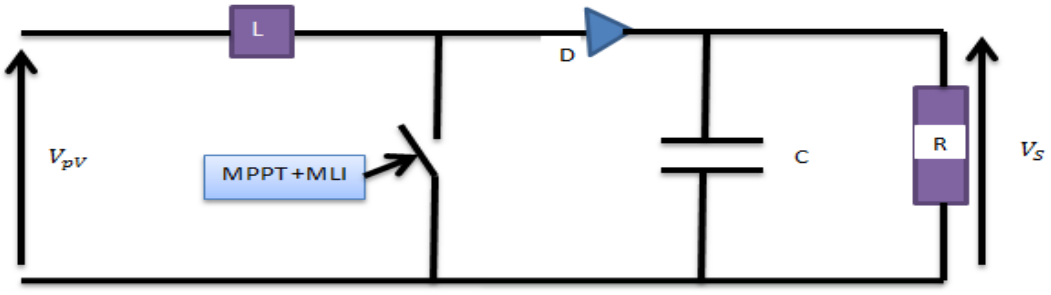


Figure.IV.3 : Hacheur survolteur DC-DC

IV.2.3. Hacheur DC-DC et la commande MPPT

A partir du modèle mathématique du générateur photovoltaïque indiqué précédemment que la puissance fournie par le module solaire dépend de la température et des radiations solaires. Pour assurer un point de puissance maximale on a utilisé un hacheur DC-DC connecté avec le générateur photovoltaïque commandé et contrôlé par la technique de poursuite. **Figure.IV.4** et **Figure.IV.5.**

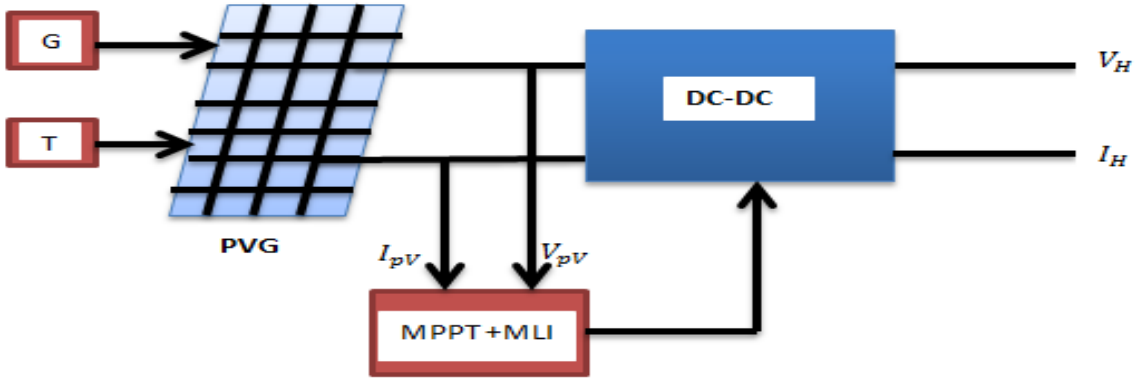


Figure.IV.4 : Association GPV et Hacheur DC-DC commandé par MPPT

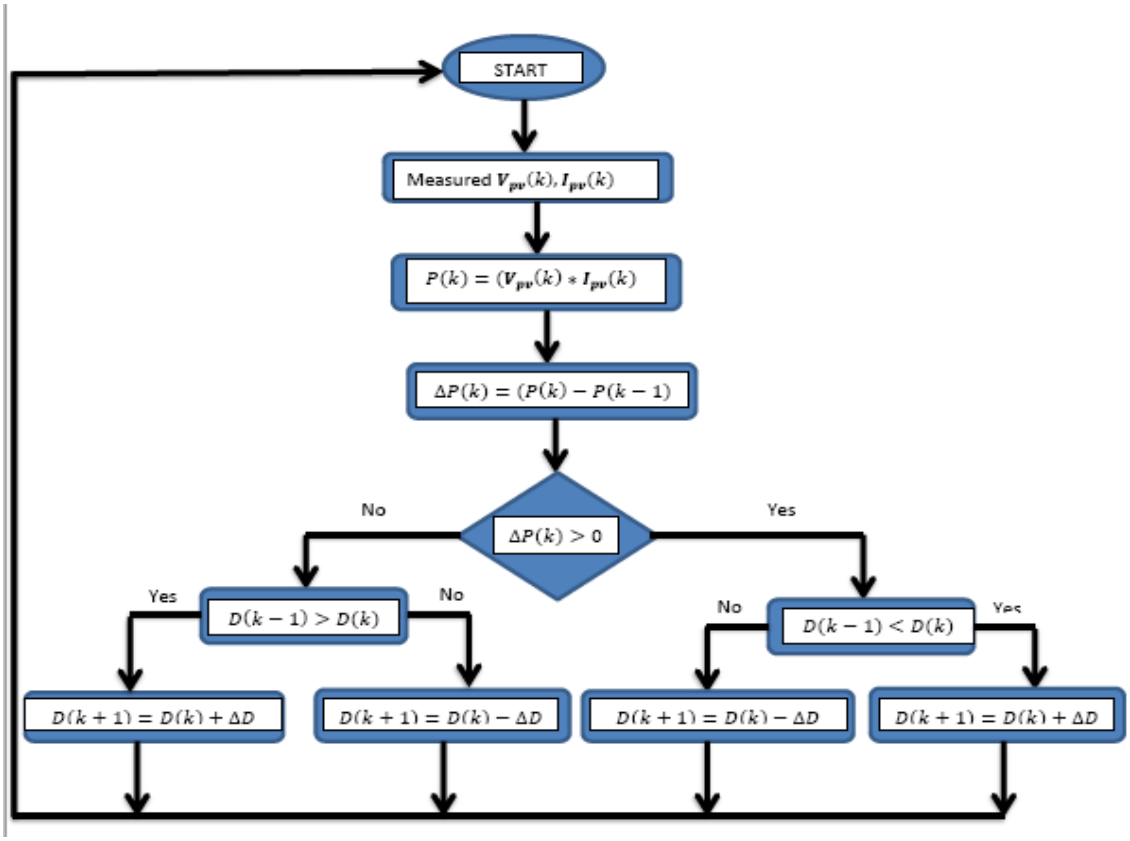


Figure.IV.5 : Algorithme perturbation et observation MPPT [65].

IV.3. MODELISATION DU MSAP

On prend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents, exprimé dans le référentiel lié au rotor et qui a été représenté en chapitre I.

IV.3.1. Modélisation de la pompe centrifuge

La modélisation de la pompe centrifuge selon [66] est comme suit:

- Débit de la pompe

$$Q' = Q.Z \qquad \text{IV.4}$$

- Hauteur de la pompe

$$H' = H.Z^2 \qquad \text{IV.5}$$

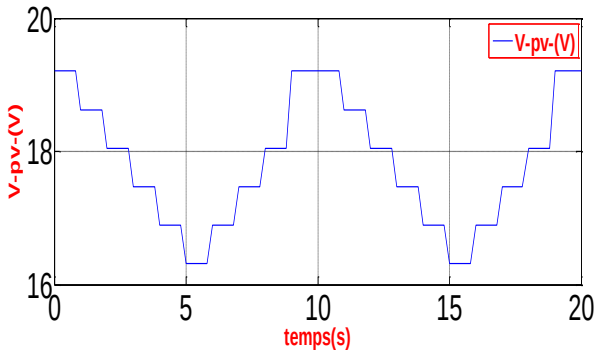
- Puissance de la pompe

$$P' = P.Z^3 \qquad \text{IV.6}$$

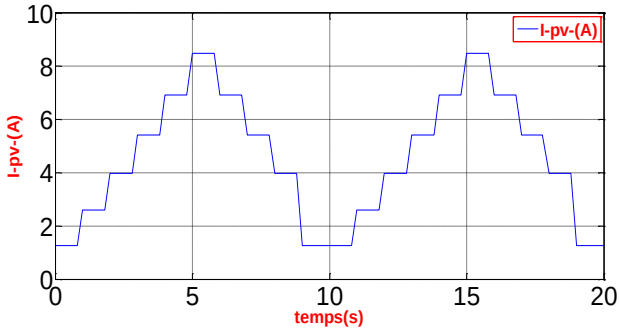
- Rapport de la vitesse

$$Z = \omega'/\omega_r \qquad \text{IV.7}$$

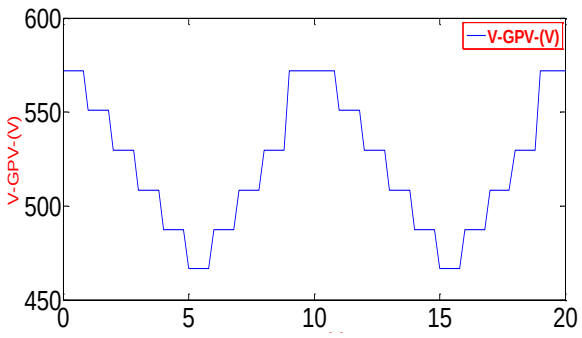
IV.4. RESULTATS DE LA SIMULATION



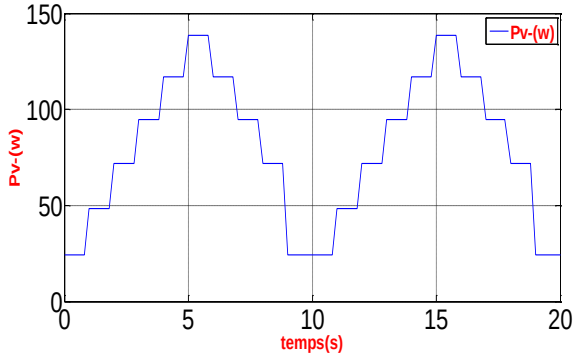
(a)



(b)

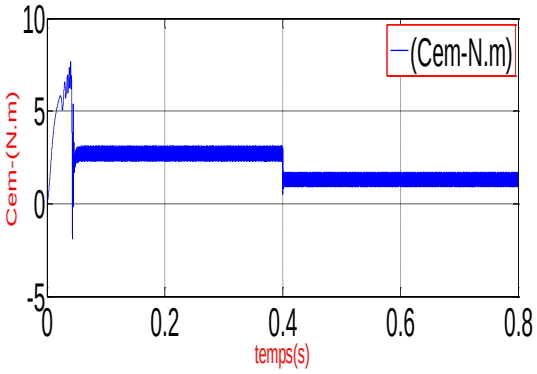


(c)

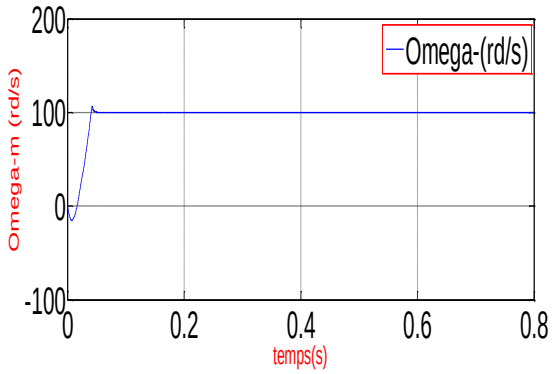


(d)

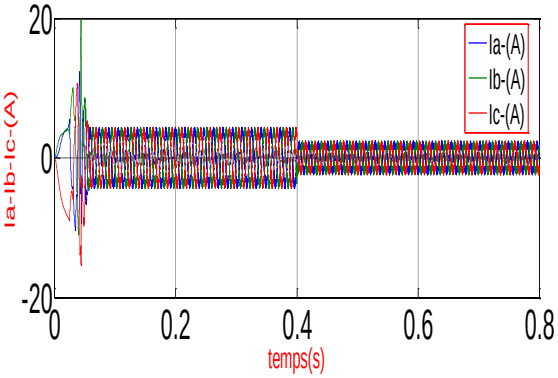
Figure.IV.6 : Caractéristiques du générateur photovoltaïque.



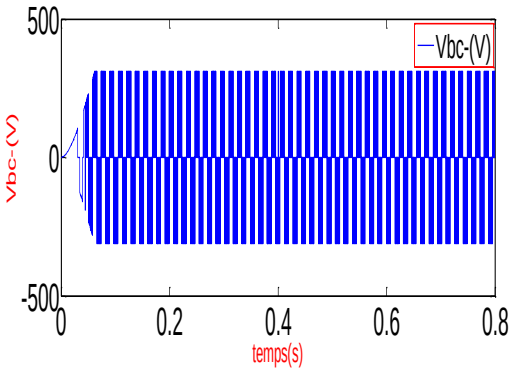
(a)



(b)

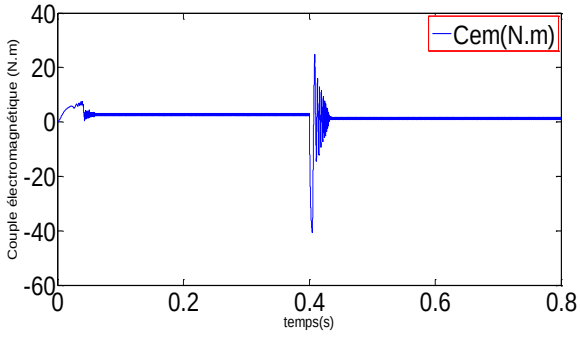


(c)

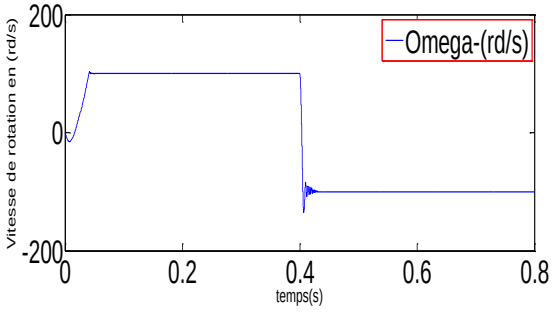


(d)

Figure. IV.7 : Essai en charge du MSAP entrainant sa pompe centrifuge.



(a)



(b)

Figure. IV.8 : Essai en charge et inversion du sens de rotation du MSAP entrainant sa pompe centrifuge.

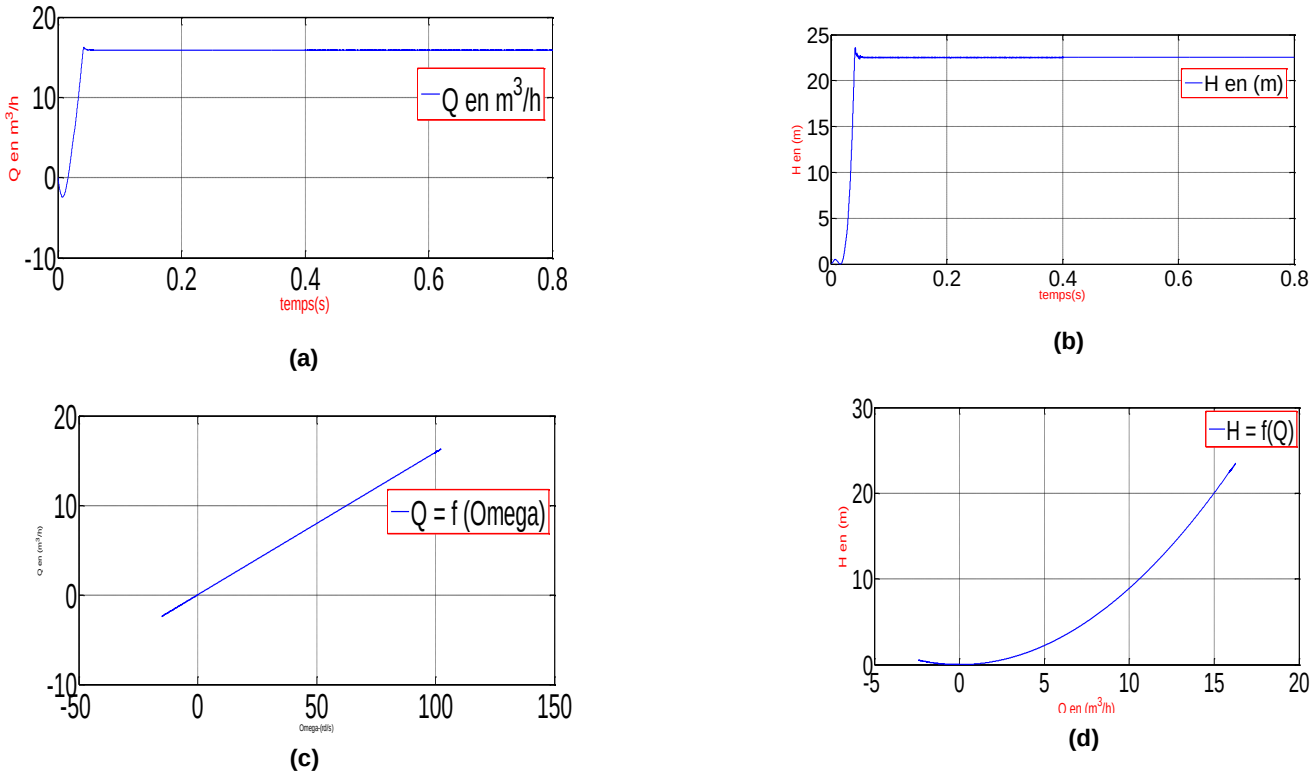


Figure. IV.9 : Caractéristiques de la pompe centrifuge.

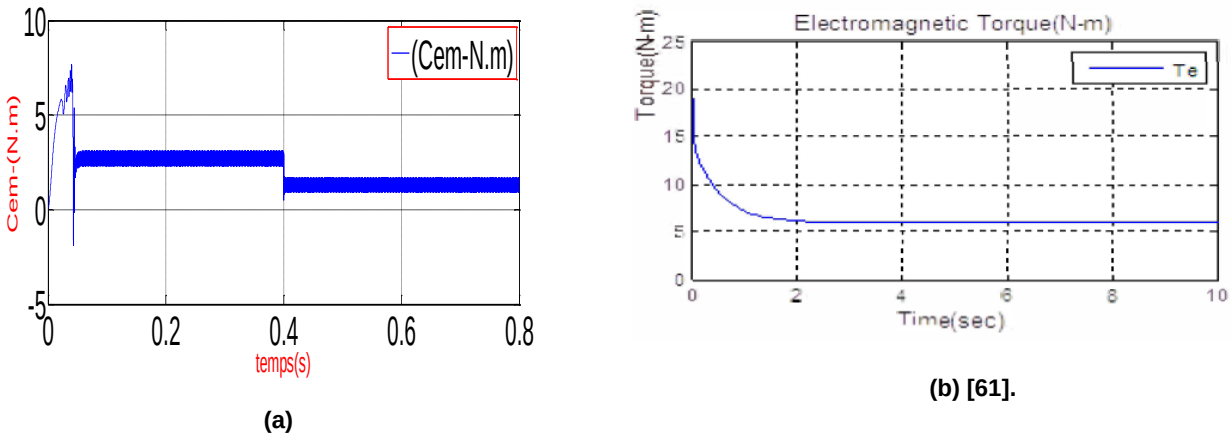


Figure.IV.10 : Caractéristiques des couples électromagnétiques pour PMSM et PMDM **[7].**

IV.4.1. Interprétation des résultats

Après l'établissement des différents lois mathématiques du système (GPV, Hacheur DC-DC, Onduleur-MLI, MSAP-Pompe). Nous avons soumis notre système de commande à divers tests de travail. Pour le générateur photovoltaïque il a soumis un éclairement variable

de [200 à 1200] w/m^2, et une température égale 25^{0}C. D'après la Figure. IV.6.a et la Figure. IV.6.b on observe que la tension et le courant à la sortie du panneau photovoltaïque dépendent de l'éclairement et de la température c'est-à-dire pour un éclairement égal 200 w/m^2 on a un courant de 6A et pour 400 w/m^2 on a un autre courant de 7A jusqu'à la valeur maximale de l'éclairement (1200 w/m^2 correspondant à un courant de 8A). Même interprétation pour la tension de V-GPV Figure. IV.6.c, ainsi que la puissance Figure. IV.6.d.

La figure. IV.7 montre que le démarrage du MSAP chargé au début de travail à 2.7N.m de [0 à 0.4] seconde, et de [0.4 à 0.8]seconde on a diminué le couple de charge à 1.3 N.m. Pour l'allure du couple électromagnétique on observe que ce dernier prend les valeurs du couple de charge appliqué, donc la Figure.IV.7.a justifiée bien la variation du couple électromagnétique dans le régime transitoire et permanent. Pour la caractéristique de la vitesse de rotation Figure. IV.7.b suit bien sa référence 100 rad/s.

La Figure.IV.7.c montre la variation des courants pour différentes charges appliquées au MSAP entraine sa pompe centrifuge.

Pour tester la robustesse de notre système on a inversé le sens de rotation du MSAP de t =0s à 0.4s et on pose la vitesse de consigne égale 100rd/s et de t=0.4s à 0.8s on a inversé le sens de rotation à une vitesse égale -100rd/s Figure.8.IV.a et Figure. IV.8.b. On remarque que les résultats des différentes courbes répondent à la consigne appliquée (vitesse, couple).

La Figure.IV.9 représente les différentes caractéristiques de la pompe centrifuge (hauteur H ≈ 25m, débit Q≈ 15.5m^3/h, Q= f (Omega) et H = f(Q)).

Les résultats de la simulation des différentes figures (6-7-8-9) montrent la robustesse de la commande vectorielle appliquée au MSAP en utilisant l'algorithme perturbation et observation qui nous donne une puissance maximale.

La Figure. IV 10 représente la comparaison entre le couple électromagnétique du moteur synchrone à aimants permanents (PMSM) avec le moteur à courant continu (PMDC). D'après la figure. IV.10.a on observe pendant le démarrage le moteur démarre avec charge de 2.7N.m jusqu'à 0.4sec, et de 0.4 à 0.8sec on a diminué la charge à 1.3N.m. Mais pour le moteur (PMDC) ce dernier démarre avec charge égale 6N.m (figure. IV.10.b) jusqu'à la fin de la période. On peut dire que le couple électromagnétique du moteur (PMSM) prend la même forme à celui du moteur (PMDC).

IV.5. CONCLUSION

Le travail réalisé de ce chapitre est l'étude de la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents de petite puissance entrainant une pompe centrifuge. Et pour alimenter le MSAP, nous avons utilisé un générateur photovoltaïque, ce dernier permet de nous donner une énergie électrique à sa sortie. Pour obtenir une puissance maximale on utilise un algorithme ''perturbation et observation''. De ce fait nous obtenons un bon fonctionnement du système (GPV, Hacheur DC-DC, Onduleur DC-AC et MSAP/Pompe centrifuge). Les régulateur utilisés dans notre système sont de type proportionnels intégrales (PI), ils ont l'avantage de fonctionner (MSAP/Pompe centrifuge) dans une haute performance dynamique et statique et aussi nous a donné une plage de vitesse de [0rd/s à 100rd/s]. Les résultats de la simulation montrent l'efficacité de l'algorithme '' Perturbation & Observation'' ainsi que la robustesse de la commande vectorielle pour différents tests appliqués au MSAP/pompe centrifuge.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est l'étude d'un système d'entrainement électromécanique multi-masses avec la modélisation et la simulation d'un système de pompage d'eau qui fonctionne au fil du soleil. Le système d'entrainement multi-masses est composé d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants, un onduleur de tension commandé par la technique MLI et deux charges mécaniques différentes, pour entrainer ces dernières nous avons appliqué deux types de commandes différentes:

1- Commande vectorielle pour la charge mécanique à trois masses, la simulation de cette commande est avec observateur d'ordre complet et sans observateur ;
2- Commande non linéaire pour la charge mécanique à deux masses.

Ces deux commandes sont venues résoudre le problème d'entrainement à plusieurs masses (inerties différentes). Pour mettre le fonctionnement du système dans une dynamique élevée, on a effectué plusieurs mesures de la vitesse (pour les deux commandes). De plus, la mesure de la vitesse à la sortie du moteur et à la sortie de chaque masse nous a servi pour le contrôle des anomalies durant les variations brusque de la vitesse.

La description et le développement des deux modèles mécaniques dont le premier entraine trois masses et le second deux masses, l'application de la commande vectorielle avec et sans observateur d'ordre complet sur la simulation du système électromécanique à trois masses, donne pour les différents tests des résultats montrant la robustesse de la commande étudiée, en utilisant un observateur d'état d'ordre complet qui donne une erreur d'estimation pour la vitesse et la position très petite. Les régulateurs utilisés dans cette commande sont les contrôleurs PI et PID, pour donner une gamme de réglage des vitesses (basses vitesses, grandes vitesses) et améliorer la dynamique du MSAP entrainant une charge à inertie variable.

L'application de la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties, appliquée au moteur synchrone à aimants permanents entrainant une charge mécanique à deux masses, permet de mettre le fonctionnement du système en introduisant plusieurs tests de travail. Les résultats de la simulation de la commande non linéaire, appliquée au MSAP équipé d'une charge mécanique à deux masses, montrent la robustesse pour différents régimes de fonctionnement (à vide, en charge et inversion du sens de rotation). De plus, la technique de linéarisation entrée sortie permet de linéariser et découpler le système à deux masses et aussi

de commander les sorties qui sont déjà linéarisés (la vitesse et les courants). Cette technique nous a donné une commande séparée des courants et du couple du MSAP.

Afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques du MSAP en charge, les contrôleurs non linéaires participent d'une manière considérable à l'élimination des oscillations et des fluctuations sur les différentes caractéristiques de vitesses, de couple et de courant.

Nous revenons au système de pompage d'eau, il est composé par un générateur photovoltaïque, un hacheur survolteur, un onduleur de tension commandé par la technique MLI, un moteur synchrone à aimants permanents à pole lisse et une pompe centrifuge. Afin d'améliorer le fonctionnement du système (GPV, hacheur et MSAP/pompe) on applique une technique de commande basée sur l'algorithme '' perturbation et observation''. Ce qui nous permet de donner une puissance maximale fournie par le générateur PV. Les résultats de la simulation des différentes caractéristiques à vide, en charge et inversion du sens de rotation
Nous donne des meilleurs résultats en qualité de robustesse de la commande utilisée (commande vectorielle) avec l'efficacité des contrôleurs pour un entrainement variable de la pompe centrifuge.

Perspectives

Pour améliorer les systèmes d'entrainements à vitesse variable, il faut nous proposons ce qui suit :

- Amélioration des aimants pour les moteurs synchrones à aimants pour atteindre des puissances plus importantes ;
- Amélioration au niveau de l'accouplement pour diminuer le frottement entre les pièces rigides en utilisant des accouplements élastiques ;
- Utilisation de commandes robustes basées sur des contrôleurs intelligents ;
- Utilisation des onduleurs multiniveaux pour réduire les harmoniques et minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Utilisation des observateurs et des estimateurs intelligents pour contrôler les variations paramétriques du MSAP.

Annexes

Annexe-A

Paramètres du MSAP entrainant une charge à inertie variable

$L_d = 0.006mh;$

$L_q = 0.007mh;$

$R_s = 1.3\Omega;$

$\phi_f = 0.17wb;$

$p = 4;$

$J_m = 0.0018kgm^2;$

$f_m = 0.004Nm.s.rd^{-1};$

$J_{rd} = \frac{J_m}{2}\ kgm^2;$

$J_{cy} = \frac{J_m}{2}\ kgm^2;$

$f_{rd} = \frac{f_m}{2} Nm.s.rd^{-1}\ .$

Annexe-B

Paramètres du MSAP entrainant une charge mécanique à deux masses

$\boldsymbol{R_s}$: Résistance d'une phase statorique 1.3Ω

$\boldsymbol{L_q}$: L'inductance selon l'axe q $0.007mh$

$\boldsymbol{L_d}$: L'inductance selon l'axe d $0.006mh$

$\boldsymbol{\phi_f}$: Le flux délivré par les aimants $0.17wb$

p : Nombre de pair de pôle 4

$\boldsymbol{J_1}$: Inertie de la masse1 $0.0018kgm^2$

$\boldsymbol{J_2}$: Inertie de la masse2 $0.0009kgm^2$

$\boldsymbol{f_m}$: Coefficient de frottement Visqueux du moteur $0.004Nm.s.rd^{-1}$

$\boldsymbol{K_{12}}$: Coefficient de rigidité entre la masse 1 et la masse 2 $5Nm/rad$

$\boldsymbol{\beta_{12}}$: Coefficient d'amortissement entre les masses 1 et 2 $0.003Nm.s/rad$

Annexe-C

Paramètres du MSAP entrainant une pompe centrifuge. [30]

Grandeurs	Valeurs
R_s	2.875Ω
L_q	$0.0085mh$
L_d	$0.0085mh$
ϕ_f	$0.175wb$
p	4
J	$0.0008kgm^2$
f	$0\ Nm.s.rd^{-1}$

Bibliographie

[1] Murat. Karabacak, H. Ibrahim Eskikurt, *''Speed and Current Regulation of a Permanent Magnet Synchronous Motor via Nonlinear and Adaptive Backstepping Control''*, 2011 Elsevier, Mathematical and Computer Modelling 53 (2011), pp.2015–2030.

[2] Guy. Strtzer, Eddie. Smigiel, *''modélisation et commande des moteurs triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande par contrôleurs DSP''*, ISBN 2-7298-0076-X ellipses 2000, 244p.

[3] I.C. Baik*, K.H.Kim, H.S. Kim, G.W. Moon, and M.J.Youn '' *Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor using Boundary Layer Integral Sliding Control with Sliding load Torque Observer''*, 1996 IEEE, pp.1242-1247.

[4] Changsheng LI Malik Elbuluk, *'' A Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors''*, 2001 IEEE, pp.1273-1278.

[5] Jianfei Zheng, Yong Feng, Xinghuo Yu, '' *Hybrid Terminal Sliding Mode Observer Design Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Control System''*, 2008 IEEE, pp.106-111.

[6] F.F.M. El-Sousy, *'' Robust Wavelet-Neural-Network Sliding-Mode Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive''*, IET Electr. Power Appl., 2011, Vol. 5, Iss. 1, pp.113–132

[7] Amar Golea, NoureddineGolea, Med. Kadjoudj, N. Benounnes, *'' Computer-Aided Design of Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor'',* Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design Kohala Coast-Island of Hawai'i, Hawai'i, USA, 22-27, 1999, pp.602-606.

[8] Nga Thi-Thuy Vu, Dong-Young Yu, Han Ho Choi, *'' T–S Fuzzy-Model-Based Sliding-Mode Control for Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Considering Uncertainties''*, IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 60, NO. 10, October 2013, pp.4281-4291.

[9] Zhao Kaiqi, *''The Study of Improved PI Method for PMSM Vector Control System Based On SVPWM''*, 2011 IEEE, pp.1 - 4.

[10] M. S. Merzoug and H. benalla, H. Naceri,*''Speed Estimation Using Extended Filter Kalman for the Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)'',*2009 IEEE, pp.122 – 127.

[11] A.Titaouine D. Taibi, O. Bennis, F Benchabane, R Boumaraf, K Yahia, *''Adaptive Nonlinear Control Combined With Unscented KalmanFiltre For Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by AC/DC/AC Converter'',* 2011 IEEE, pp.26 – 31.

[12] F Benchabane, A.Titaouine, O.Bennis, K.Yahaia, D.Taibi*'' Sensorless Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Fed By AC/DC/AC Converter*, 2010 IEEE.

[13] Azeddine Kaddouri '' Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents'' Thèse à la Faculté Des Etudes Supérieures de L'université Laval ,LAVAL QUEBEC Novembre 2000, pp.1 – 191.

[14] VittekJán, Briš Peter, MakyšPavol, Štulrajter Marek, VavrušVladimír, *'' Control of Flexible Drive with PMSM employing Forced Dynamics''*, 2008 IEEE, pp.2219 – 2226.

[15] Théodore, Wilidi, *'' Electrotechnique''*, 3^{éme} édition, Canada, ISBN 2-8041-3171-8, pp.1 – 1161.

[16] https://www.google.fr, *'' les Machines Synchrones'',* educypedia.karadimov.info/library/msyn.pdf

[17] Zedong .Zheng, *''Commande à Haute Performance et Sans Capteur Mécanique du Moteur Synchrone à Aimants Permanents'',* Thèse, Année 2008, Ecole doctorale, GEET

[18] Abdssmed, .M. Kadjoudi, '' Modélisation des Machines Electriques'', Batna 1997.

[19] W. Laala, A.R Debilou, S. guedidi, *''Commande de la Machine Synchrone Aimants Permanents Sans Capteurs de Vitesse et de Position'',* Courrier du Savoir – N°03, Janvier 2003, pp. 53-58.

[20] N.Matsui, M.Shigyo, *''Brushless DC Motor Control Without Position and Speed Sensors'',* IEEE Trans,Ind, Aplicat, vol.28, Jan 1992, pp. 120-127.

[21] Zhiqian Chen, Mutuwo Tomita, Shinji Doki and Shigeru Okuma, *An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors,* IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 93, No. 2, pp. 288-295, Avril, 2003.

[22] Bisheimer G., Sonnaillon M.O., De Angelo C.H., Solsona J.A. and Garcia G.O. *Permanent Magnet Motor Control in Full Speed Range without Mechanical Sensors,* 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 349-354, 2006.

[23] Marwa . Mohamed Moustafa EZZAT, *'' Commande Non Linéaire Sans Capteur de la Machine Synchrone a Aimants Permanents '',* thèse de doctorat 2011, Ecole Centrale de Nantes. pp.1-142.

[24] Sane Rechka, Gilles Roy, Sébastien Dennetiere et Jean Mahserediian, *''Modélisation de Systèmes Electromécaniques Muli-masses à la Base de Machines Asynchrones, A l'aide des Outils Matlab et EMTP, Avec Application aux Eoliennes'',* Département de Génie Electrique Ecole Polytechnique de Montréal Juillet 2004.

[25] M.L. Doumba, G.Roy, V.Rajagopalan, V.Missurenko, *'' Comparative Study of Multi-Mass Models of Electrical Drives With Asynchronous Motors'',* Can.J. Elect. And Comp. Eng, Vol. 23, No. 3, 1998.

[26] Marcus Alexandre Towar F. de Sousa, *'' Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entrainant une charge ´élastique à inertie variable''* Thèse de doctorat, 2007 Toulouse

[27] Tahar. ACHOUR, *''Continuité de Service d'une Chaîne de Traction Ferroviaire Asynchrone Répartie'',* 7 Oct. 2013, Thèse de doctorat Toulouse.

[28] F. Labrique, G.Seguier, R.Bausiere *'' les convertisseurs de l'électronique de puissance continu alternatif''*, Paris 1995.

[29] T. Abdelkrim1, E.M. Berkouk2,*'' Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle'',* Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°2 2011.

[30] Michel. Pinard *'' commande électronique des moteurs électriques''*, Paris 2004, 585P.

[31] Shihua Li, Cunjian Xia, Xuan Zhou, *'' Disturbance Rejection Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Speed-Regulation System'',* mechatronics 22 (2012) Elsevier, pp.706-714, Elsevier.

[32] Badreddine NAAS, L. NEZLIa, Bachir NAAS, M.O. MAHMOUDI, M.ELBAR*, '' Direct Torque Control Based Three Level Inverter-fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine'',* Energy Procedia 18 (2012) 521 – 530, Elsevier.

[33] Zhengqiang Song , ZhijianHou, Chuanwen Jiang, Xuehao Wei, *''Sensorless Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Using a New Method'',* Energy Conversion and Management 47 (2006) 2451–2460, Elsevier.

[34] Florent Morel , Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie R´etif, Bruno Allard, *'' A Predictive Current Control Applied to a Permanent Magnet Synchronous Machine, Comparison with a Classical Direct Torque Control'',* Electric Power Systems Research 78 (2008) 1437–1447, Elsevier.

[35] Sanath. Alahakoon, Tyrone. Fernando, Hieu. Trinh, Victor. Sreeram, *'' Unknown Input Sliding Mode Functional Observers with Application to Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines''*, Journal of the Franklin Institute 350(2013) 107-128, Elsevier.

[36] A. Titaouine, F. Benchabane, K. Yahia, A. Moussi*,''Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents et Estimation de ces Paramètres en Utilisant le Filtre de KALMAN Etendu'',* Courrier du Savoir– N°07, Décembre 2006, pp.37-43.

[37] Baohua Lang, Weiguo Lin, GuangzhaoLuo, *'' A New Observer of Stator Flux Linkage for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on KALMANFiltre'',* pp 1813-1817, 2007 IEEE.

[38] F. Benchabane, A. Benakcha, A. Menacer, D. Taibi, K. Yahia
*''Application du filtre de KALMAN ETENDU dans une commande vectorielle en position du moteur synchrone à aimants permanents'',*dspace.univ biskra.dz.

[39] K. Yahia, A. Menacer, A/h. Benakcha, F. Benchabane, D. taibi*, '' Contrôle Robuste en Position sans Capteur Mécanique du Moteur Synchrone à Aimants Permanents en Utilisant le Filtre de KALMAN Etendu''*, dspace.univ-biskra.dz

[40] J.J.E. Slotine, J.K. Hedrick, and E.A. Misawa, *"Nonlinear State Estimation Using Sliding Observers, "* 25th IEEE Conf. pages 332.339. Greece.1986.

[41] Wilfrid Perruquetti, Jean Pierre Barbot, *''Sliding Mode Control in Engineering''*, New York • basel, copyright 2002 by marcel dekker.

[42] H. Sira-Ramirez, *"On the sliding Mode Control of Nonlinear Systems",*Syst& Cont. Lett19, pp.303-312. 1992.

[43] Mohammed Chakib SosseAlaouI,*'' Commande et Observateur par Modes Glissants d'un Système de Pompage et d'un bras Manipulateur''*, THÈSE de doctorat 2009, page 30, universite sidi mohammed ben abdellah.

[44] Sebba, A.Chaker, Y.Meslem, S.Hassaine *'' Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur de LUNBERGER''* 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP,03-04 November.
2007.

[45] *Eric OSTERTAG Professeur à L'Université Louis Pasteur Strasbourg '' Commande et estimation multivariable, Méthodes Linéaires et optimisation quadratique ''* ellipses 2006.

[46] M. Cougnon JL*'' Représentation D'état des Systèmes Linéaires Continus et Discrets''*, http:// lipsakiss.free.fr, 2006.

[47] B.Ferdia.Adelkader,*''Commande non linéaire d'un moteur synchrone à Aimant permanent'',*mémoire de magister,Université de Batna 2006.

[48] L.Moussaoui, *'' Contribution à la commande des machines synchrones à aimant permanent, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue''*, mémoire de magister, Université Annaba 2007.

[49] A. Isidori, *'' Nonlinear Control Systems: Communication and control''*, Engineering Serie, Berlin, Springer Verlage, Second edition, 1989

[50] A. Isidori*,''Nonlinear Control Systems: an Introduction''*, Springer-Verlag, 1989.

[51] J.J. Slotine, W. Li, *"Applied Nonlinear Control"*, Prentice- Hall, New Jersey, 1991.

[52] H. Nijmeijer, A. J. Van der Schaft, *'' Nonlinear Dynamical Control Systems"*, Springer-Verlag, Berlin 1990.

[54] A.Meroufel, B. Belabbes, M.K.Fellah, A. Benaissa, *'' Commande Linéarisante d'un Moteur Synchrone a Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire de Vitesse à Accélération Constante''*, www.univ-tebessa.dz

[55] B. LE Pioufle, G. Georgiou, J.P Louis, *'' Application des Commandes Non Linéaire Pour la Régulation en Vitesse ou Position de la Machine Synchrone Autopilotée''*, revue phys.appl.25 (1990) 517-526.

[56] R. Marino, P. Tomei, *"Nonlinear control Design: Geometric. Adaptive. and Robust"*, Prentice Hall, 1995

[57] Djamila. Rekioua, Samia. Bensmail, Nabila. *Bettar, ''Development of hybrid photovoltaic-fuel cell system for stand-alone application''*, International journal of hydrogen energy 3 9 (2 0 1 4) 1 6 0 4 -1 6 1 1.

[58] N. Mezzai, D. Rekioua, T. Rekioua, A. Mohammedi, K. Idjdarane, S. Bacha, *''Modeling of Hybrid Photovoltaic/Wind/Fuel Cells Power System''*, International journal of hydrogen energy 3 9 (2 0 1 4) 1 5 1 5 8 - 1 5 1 6 8.

[59] Ammar. Mohammed Ameen, Jagadeesh. Pasupulet, Tamer. Khatib, ''*Simplified performance models of photovoltaic/diesel generator/battery System considering typical control strategies''*, Energy Conversion and Management 99 (2015) 313–325.

[60] M.G. Molina, E.J. Espejo, *''Modeling and Simulation of Grid-connected Photovoltaic Energy Conversion Systems''*, International journal of hydrogen energy 3 9 (2 0 1 4) 8 7 0 2 - 8 7 0 7.

[61] Dogga Raveendhra, Praval Joshi, Rohit Kumar Verma, ''*Performance and Control System Design for FPGA based CVMPPT Boost Converter for Remote SPV Water Pumping System Applications''* 2014 Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE 2014), 978-1-4799-3421-8/14/$3l.00 ©20 14 IEEE

[62] Yasser E. Abu Eldahab, Naggar H.Saad, Abdalhalim Zekry, *Enhancing the Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems*, Renewable and Sustainable Energy Reviews 40 (2014) 505 – 514.

[63] M. Arrouf, S. Ghabrour, ''*Modelling and simulation of a pumping system fed by photovoltaic generator within the Matlab/Simulink programming environment''*, Desalination 209 (2007) 23–30

[64] K. Benlarbi, L. Mokrani, M.S. Nait-Said, A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system, Solar Energy 77 (2004) 203–216.

[65] Souleymane NDOYE, Ibrahima LY, Fabé Idrissa BARRO, Ould Habiboulahi LEMRABOTT, Grégoire SISSOKO, ''Modélisation et simulation sous Matlab/Simulink de la chaine d'alimentation d'une station relais de télécommunications en énergie solaire photovoltaïque dans une zone isolée du réseau électrique, S. Ndoye et al / J. Sci.Vol. 9, N° 2 (2009) 45 – 55 http://www.ucadjds.org Journal des Sciences.

[66] H. Bouzeriaa, C. Fethaa, T. Bahib, I. Abadliab, Z. Layateb, S. Lekhchinec, ‘*’Fuzzy Logic Space Vector Direct Torque Control of PMSM for Photovoltaic Water Pumping System’’*, Energy Procedia 74 (2015) 760 – 771

[67] Hany M. Hasanien, *‘’Torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motor using digital observer controller*’’, Energy Conversion and Management 51 (2010) 98–104.