

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQ

N° d'ordre :



DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE

EFILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

**Mémoire présente pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : Ben Oumhani Adel

Intitulé

**Commande Non Linéaire D'un Moteur Synchrone à
Aimants Permanent basée sur la logique floue type-2**

Soutenu devant le jury compose de :

Chakroune Salim	Université De M'sila	Président
BELHAMDI Saad	Université De M'sila	Rapporteur
Bahiddine Miloud	Université De M'sila	Examineur

Année universitaire : 2021/2022

Dédicaces

A mon cher père

A ma chère mère

A mes frères, Abdenour, Samir, Bassem

A mes amis, Abdelkader, Fouad, Fawaz, Zakí,

Saïd, Amar,

A mon collègue Salmí Noureddine

Ben Oumhani Adel

Remerciements

Mes remerciements vont premièrement à الله le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Je tiens à remercier également Monsieur BELHAMDI Saad, pour avoir encadré ce travail ainsi que ses nombreux conseils, sa gentillesse, ses encouragements, et son soutien tout au long de ce travail.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

J'adresse aussi mes remerciements à l'ensemble des enseignants et responsables du département de Génie électrique à l'Université de M'sila.

Je tiens à exprimer ma très grande gratitude, et ma profonde affection à mes chers parents pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien, Durant toutes ces années d'études, et leurs aides. Je remercie également tous mes amis et camarades, Pour leurs encouragements et leur précieux soutien.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des Figures	iii
Liste des Tableaux	v
Notation et abreviations	vi
Introduction générale	2
Chapitre I. Modelisation et Simulation de La machine Synchrone à Aiment Permanent	5
I.1 Introduction	5
I.2 Description de la machine synchrone à aimant permanent	5
I.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	6
Stator.....	6
Rotor.....	7
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	7
I.3.1. Avantages et inconvénients des machines à aimants permanents.....	8
Les avantages de la MSAP	28
Inconvénients	9
I.3.2. Les domaines d'application de MSAP	9
I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	9
Hypothèses simplificatrices	9
I.4.2. Mise en équations de la machine synchrone dans le repère (a-b-c)	10
Equation électrique.....	11
Equation magnétiques.....	12
Equations mécaniques	14
I.4.3. Transformation de Park	15
I.4.4. Choix du Référentiel	17
I.4.4. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	17
I.5. Modélisation de l'onduleur	19
I.5.1. Types d'onduleurs utilisés	20
I.5.2. Principe de la stratégie de commande	20
I.6. Bloc de simulation du MSAP	22
Résultats de simulation	22
I.6.1. Alimentation par onduleur de tension	24
Résultats de simulation.....	24
Interprétations des résultats.....	25
I.7. Conclusion	26
Chapitre II. Commande à Structure Variable Appliqué à La MSAP	27
II.1 Introduction	28
II.2. Systèmes À Structures Variables	28
II.3. Conception de l'algorithme de commande à structure variable.....	30
II.3.2 Choix de la surface de glissement.....	30
II.3.3. Condition d'existence et de convergence	31
II.3.3.1. Fonction directe de commutation	31
II.3.3.2. La fonction de Lyapunov	31

II.3.4. Détermination de la loi de commande	32
II.3.5. Application de la commande à structure variable à la MSAP	34
II.3.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	34
Commande du courant direct (i_d)	35
Commande de la vitesse	35
Commande de la vitesse ($S(\Omega)$)	35
Commande du courant en quadrature (i_q)	36
Résultat de simulation	37
Interprétations des résultats	41
II.4 Conclusion.....	41
Chapitre III. Commande Par Mode Glissant Floue Type-2 Appliqué à La MSAP	44
III.1 Introduction	44
III.2. Théorie Des Ensembles Flous	44
III.2.1. Les Fonctions D'appartenance	45
III.2.2. Opérateurs et normes	46
III.2.3. Système de commande Flou	48
III.2.4. Base de règles	48
III.2.5. Fuzzification	48
III.2.6. Défuzzification	Error! Bookmark not defined.
III.3. La Logique floue type-2	49
III.3.1. Introduction	49
III.3.2. Terminologie de la logique floue type-2	49
III.3.3.1. Opération sur les ensembles floue type-2	54
III.3.4. Structure d'un système flou type-2.....	54
a) Fazzification	55
b) Base de règle.....	55
c) Mécanisme d'inférence	56
d) Réduction de type	57
e) Défuzzificatin	58
Résultats de simulation	60
Interprétations des résultats	Error! Bookmark not defined.
III.4. Conclusion	64
Conclusion générale	66
Références bibliographiques.....	698
Annexe A : Annexe.....	A-1
Résumé

Liste des Figures

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE

A AIMANT PERMANENT

Figure I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents	06
Figure I.2 : Schéma simplifiée de stator	06
Figure I.3 : Exemple d'une structure du moteur à aimants permanents	07
Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	07
Figure I.5 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique	10
Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).	15
Figure I.7 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	19
Figure I.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	20
Figure I.9 : Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur.....	21
Figure I.10 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé...	22
Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.....	23
Figure I.12 : Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.....	24
Figure I.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur detension avec charge.....	25

CHAPITRE II : COMMANDE À STRUCTURE VARIABLE APPLIQUÉ À LA MSAP

Figure II.1 : Convergence du système glissant.....	29
Figure II.2 : Représentation de la fonction « sign ».....	33

Figure II.3 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces..	34
Figure II.4 : résultats de simulation de la MSAP en essai en charge.....	38
Figure II.5 : résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation de vitesse .	39
Figure II.6 : résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation le couple	40
 <u>CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE TYPE-2 APPLIQUÉ À</u> <u>LA MSAP</u> 	
Figure III.1 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	46
Figure III.2 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.....	47
Figure III.3 : schéma synoptique du système flou.....	48
Figure III.4 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.	51
Figure III.5 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle. ...	53
Figure III.6 : Structure de base d'un système flou de type-2.....	55
Figure III.7 : Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton .	57
Figure III.8 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse	58
Figure III.9 : Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur	59
Figure III.10 : Fonctions d'appartenance intervalle de la variation du couple de commande	59
Figure III.11 : résultats de simulation de la MSAP en essai en charge	60
Figure III.12 : résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation de vitesse	62
Figure III.13 : résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation le couple	63

Liste des Tableaux

CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE TYPE-2

APPLIQUÉ À LA MSAP

Tableau III.1 : matrice d'inférence du RFT-2.....	60
--	-----------

Notations et abreviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
RFT-2	Régulateur Flou type-2
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
K_p, k_i	Coefficients du régulateur de vitesse.
a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
f	Coefficient du frottement.
P	Nombre de paires de pôles.
ω	Vitesse électrique du rotor.
$[V_a \ V_b \ V_c]^T$	Les tensions des phases statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$	Les courants des phases statoriques.
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
V_d, V_q	Tensions statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
u_{ao}, u_{bo} et u_{co}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$	Vecteur flux statoriques.
$\Omega_{ref} [rad/s]$	Vitesse de référence rotation de la machine.
$\Omega_r [rad/s]$	Vitesse de rotation de la machine.
C_{em}, C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.

Introduction générale

Introduction générale

Les nouvelles technologies dans les systèmes d'entraînement exigent un contrôle de la vitesse et du couple de plus en plus précis et fluide, tout en garantissant la stabilité, la vitesse et l'efficacité les plus élevées possibles [01].

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué. Historiquement, les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit [01].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années [01].

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont principalement utilisées dans l'industrie car elles offrent de nombreux avantages : une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuelles visent à remplacer les machines à courant continu (MCC) par des machines (MSAP) dans une zone industrielle qui était à l'origine occupée par le contrôle MCC. Le moteur à courant continu est entraîné par un simple convertisseur statique et son courant d'induit est régulé pour contrôler son couple. Dans MSAP, la fonction de collecteur est assurée par l'onduleur synchronisé avec la position du rotor [02].

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Cela nécessite une bonne compréhension des paramètres. Par conséquent, l'utilisation d'algorithmes de contrôle robustes est nécessaire pour maintenir un niveau acceptable de séparation et de performance [03].

La commande à structure variable (CSV), qui est un contrôle intrinsèquement non linéaire, a cette robustesse. Le réglage en mode glissement est une méthode qui force une réponse

glissante le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering) [03].

A cet effet, D'autres approches ont été proposées combinant le mode de glissement avec la commande par logique floue pour développer une alternative appelée (fuzzy sliding mode control) [04].

La commande par logique floue est une commande intelligente utilisée pour la commande des systèmes complexes ou mal identifiés. L'idée de base de cette approche est d'utiliser l'expérience d'un opérateur humain sur un procédé pour la synthèse du contrôleur [04].

A partir d'un ensemble de règles linguistiques décrivant la stratégie de commande, un algorithme de commande est construit avec des termes linguistiques définis comme des ensembles flous. Ces règles peuvent être obtenues à partir du modèle du système à commander [04].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, l'application de la commande par mode glissant et la logique floue type-2 sur la machine synchrone à aimants permanents.

Le premier chapitre traite dans la première partie, la modélisation dynamique d'une machine synchrone à aimant permanent en simplifiant les hypothèses de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park conduira à un modèle plus simple. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI Vectorielle (SVM).

Le deuxième chapitre est une étude détaillée de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande et la conception de ses régulateurs.

Le troisième chapitre est consacré à la commande par la logique floue type-2 appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté les notions générales de la logique floue type-1 et type-2 ainsi que la composition d'un système de commande floue.

Nos terminons notre travail par une conclusion générale et perspective.

*Chapitre I. Modélisation et simulation du moteur
synchrone à aimant permanent*

Chapitre I Modélisation et simulation

du moteur synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation [02].

Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [05].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon choix. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé. [06], [07]

I.2. Description du moteur synchrone à aimant permanent

Le moteur à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor, le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.



Figure I.1 : structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.

I.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

- **Le stator :**

Le stator d'un moteur synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer, (voir La figure (I.2)). Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [08].

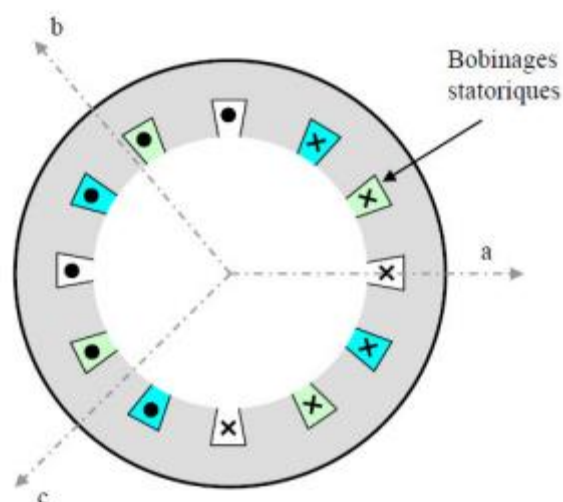


Figure I.2 : Schéma simplifiée de stator.

- **Le rotor :**

Les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas du moteur à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [08]. La figure (I.3) représente un exemple de structure d'un moteur à aimants permanents.

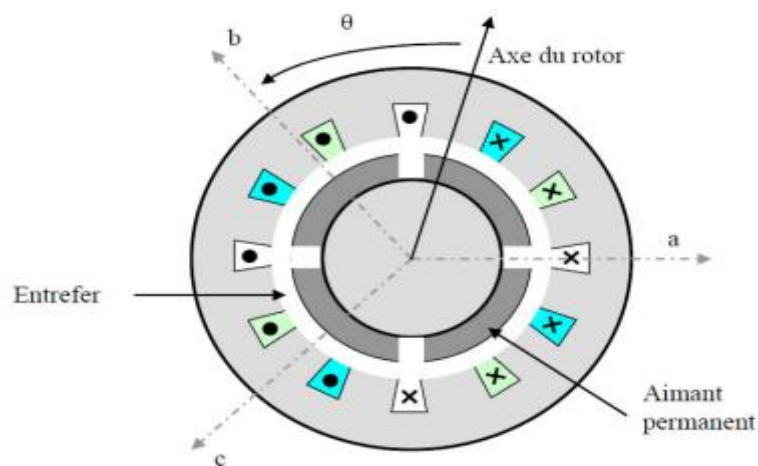


Figure I.3 : Exemple d'une structure du moteur à aimants permanents.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP :

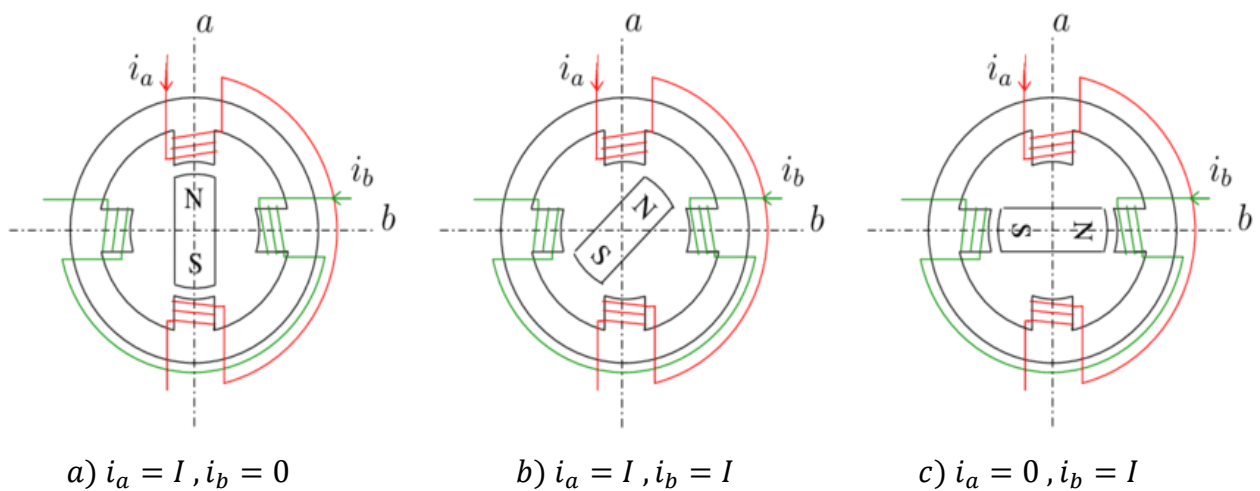


Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (1.4) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a b et sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (1.4.a) à la Figure (1.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (1.4.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [09].

I.3.1. Avantages et inconvénients des machines à aimants permanents :

- **Les avantages de la MSAP :**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [10]:

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

- **Inconvénients :**

Comme inconvénients de la MSAP on cite [10] :

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

I.3.2. Les domaines d'application de MSAP :

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance [11].

- ❖ Applications aux petites puissances ($P < 600\text{W}$) :
 - Micro Ventilateur Disque Dur
 - Fraise de dentiste
 - Programmeur Mécanique
- ❖ Applications aux moyennes puissances ($500\text{W} < P$) :
 - Vélo a assistance
 - Voiture électrique (Toyota Prius)
 - Machine outil
 - Robot industrie
- ❖ Applications aux fortes puissances :
 - Traction ferroviaire
 - Propulsion navale

I.4. Modélisation de la MSAP

La modélisation d'une MSAP est identique à celle d'un moteur synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu placée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [11].

I.4.1. Hypothèses simplificatrices :

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses [11] :

- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Le système de tension est équilibré.

I.4.2.Mise en équations du modèle de MSAP :

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (I.5).

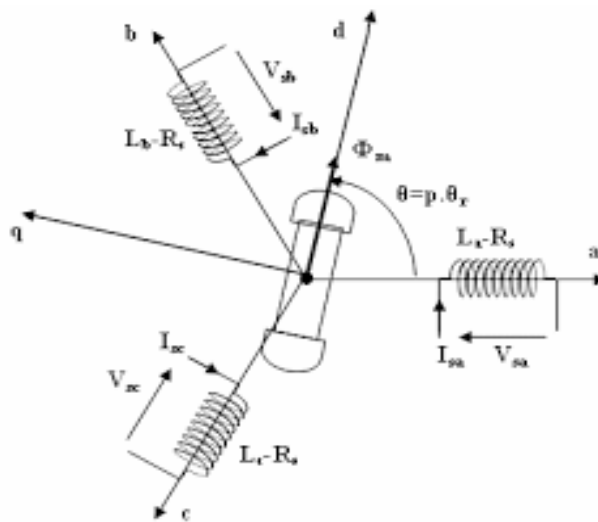


Figure I.5 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$. Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système.

La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine [12].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

➤ **Equations électriques :**

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrit respectivement comme suite :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{I.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{I.2})$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad [I_s] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T \quad [\varphi_s] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$ =Vecteur tension statorique

$[I_s]$ =Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$ =Vecteur flux statorique

$[R_s]$ =Matrice résistance du stator

$[L_s]$ =Matrice inductance du stator

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

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

θ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (\text{I.4})$$

Sachant que :

$$\omega = P\Omega_r \quad (\text{I.5})$$

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

P: Nombre de paire de pôle.

➤ Équations magnétique :

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

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \Phi_{ma} \\ \Phi_{sb} &= L_{ab}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \Phi_{mb} \\ \Phi_{sc} &= L_{ac}I_{sa} + L_{bc}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \Phi_{mc} \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{s,abc}] = [L_{ss}][I_{s,abc}] + [\Phi_{m,abc}] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

En désignant par :

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

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

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$: Les inductances mutuelles entre phases statorique.

Dans les équations (1.6) (1.8), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques de sorte que: $(L_{ab} = L_{ba}), (L_{ac} = L_{ca}), (L_{bc} = L_{cb})$. La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont maximums lorsque l'axe q est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} sont à valeur maximale lorsque l'axe q est à mi- chemin entre les phases [12].

$$L_{aa} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta)$$

$$L_{bb} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.9})$$

$$L_{cc} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos(2\theta) \quad (\text{I.10})$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{s1}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

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

$$L_{so} = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r L \varepsilon_1 \quad (\text{I.12})$$

$$L_x = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r L \varepsilon_2 \quad (\text{I.13})$$

Les flux de fuite dû à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor:

$$\begin{aligned} \Phi_{ma} &= \Phi_m \cos(\theta) \\ \Phi_{mb} &= \Phi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{mc} &= \Phi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{m,abc}]^T = \Phi_m \left[\cos(\theta) \quad \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T \quad (\text{I.15})$$

Telle que :

$[\Phi_{m,abc}]^T$: La matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

➤ Équation mécanique :

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la Co-énergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.16})$$

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

$$P(t) = V_{sa}I_{sa} + V_{sb}I_{sb} + V_{sc}I_{sc} \quad (\text{I.17})$$

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

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. Deux différents modèles sont déduits : le modèle (d, q) , dit de Park et le modèle (α, β) de Concordai. Ces deux modèles représentent bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Ils permettent d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

I.4.3. Transformation de Park [09]:

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application. La Figure (1.6) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

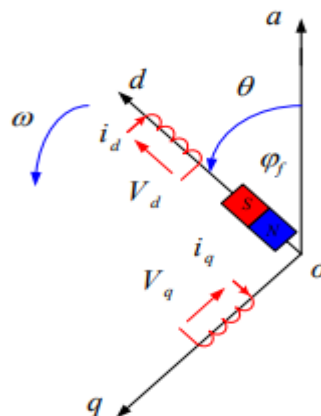


Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q) .

a) Passage direct : triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.18)$$

Avec :

$[P(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park.

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_d \ V_q]^T = [P(\theta)][V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (1.20)$$

$$[I_d \ I_q]^T = [P(\theta)][I_a \ I_b \ I_c]^T \quad (1.21)$$

$$[\phi_d \ \phi_q]^T = [P(\theta)][\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T \quad (1.22)$$

Passage inverse : diphasé au triphasé :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dqo}] \quad (I.23)$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.4.4. Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

- **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_{\theta} = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r :

$$\omega_{\theta} = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_{\theta} = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation.

I.4.5. Application de la transformation de Park à la MSAP:

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (1.22) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_e = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{I.28})$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \quad (\text{I.30})$$

- $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{I.31})$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{I.32})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_d)i_d i_q + i_q \phi_f] \quad (I.33)$$

Le système peut être mis sous forme d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d I_q]^t \text{ et } [U] = [V_d V_q \phi_f]^t$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r (L_q/L_d) \\ -\omega_r (L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q/L_d \\ -L_d/L_q & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_q \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure (I.6)

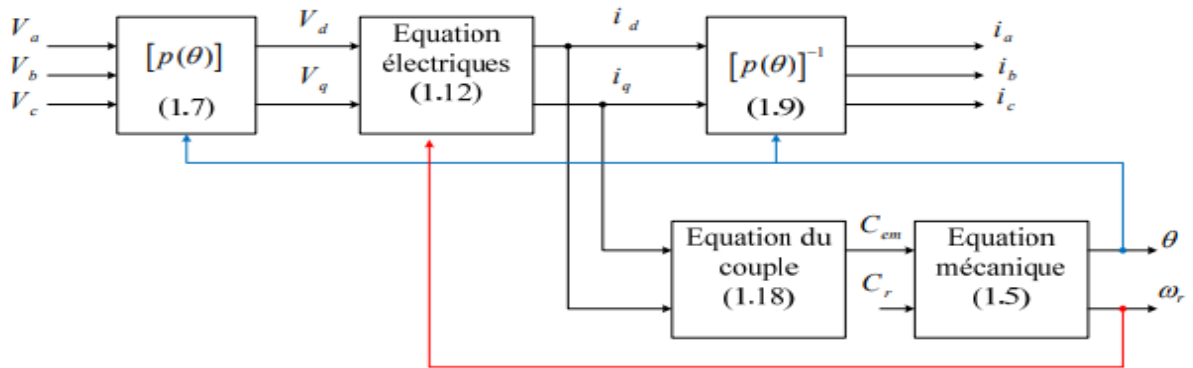


Figure I.7 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.

I.5. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet le réglage du transfert de puissance entre une source de courant ou de tension continue et une source de courant ou de tension alternative. Il relie une structure de tension ou de courant continus à un récepteur monophasé ou polyphasé de courant ou de tension alternatifs.

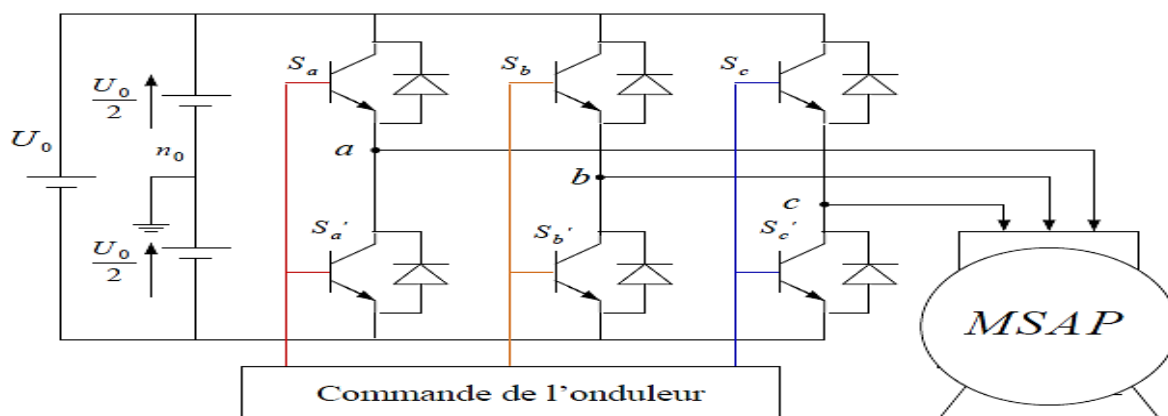


Figure I.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.

I.5.1. Types d'onduleurs utilisés :

On a plusieurs types d'onduleur dans l'industrie selon des conditions précises [13] :

a) Selon la source :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

b) Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).

c) Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

I.5.2 Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI sinus-triangle.

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

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

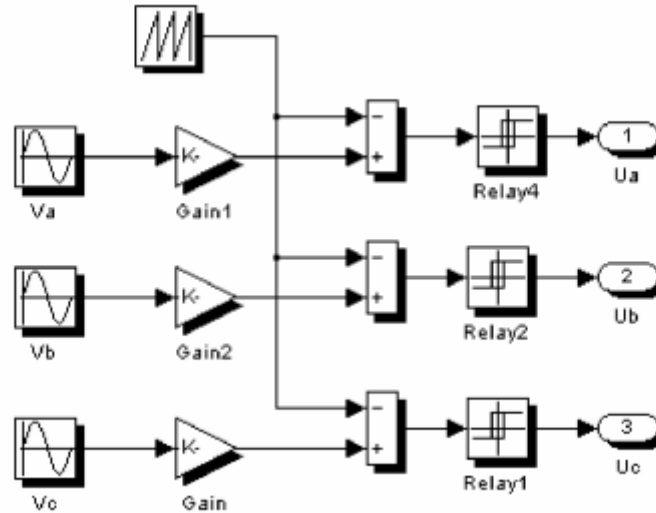


Figure I.9 : Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur.

Les tensions de références sont les tensions simples $V_s[v_{aN} \ v_{bN} \ v_{cN}]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0$,

D'où :

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bN} = \frac{1}{3}(v_{cb} - v_{ab}) \\ v_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

$$F_j = \begin{cases} 1: \text{Interrupteur du demi bras haut fermé} \\ 0: \text{Interrupteur du demi bras bas ouvert} \end{cases}$$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$\begin{aligned} V_1 &= F_1 E \\ V_2 &= F_2 E \\ V_3 &= F_3 E \end{aligned}$$

Et les tensions simples v_a , v_b et v_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

I.6. Bloc de simulation du MSAP

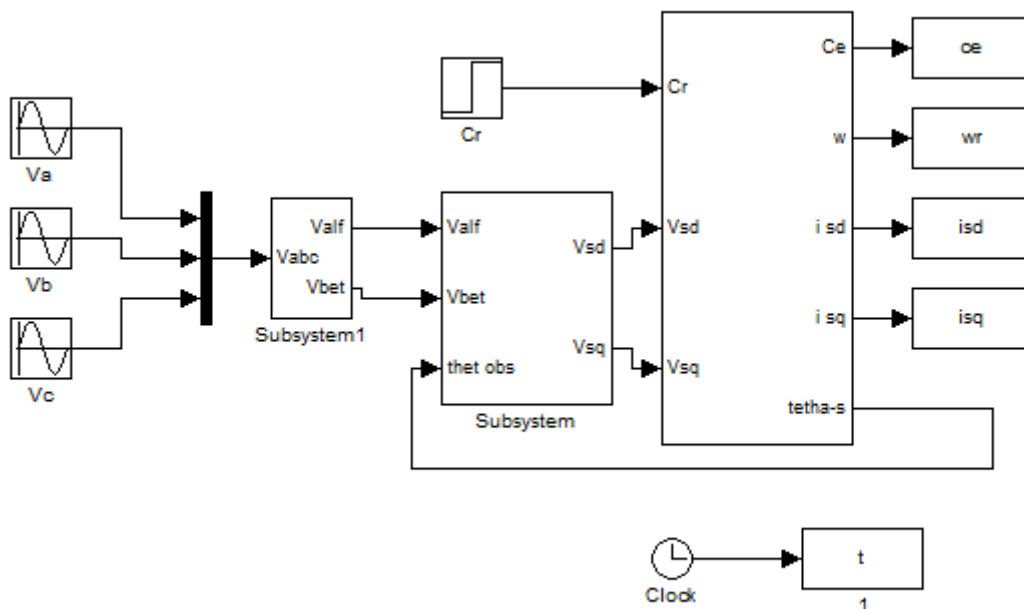


Figure I.10 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés dans l'environnement MATLAB. Pour les paramètres de la machine définis en Annexe A.

Dans cette partie, on présentera la simulation numérique d'un moteur synchrone à aimant permanent. La machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz

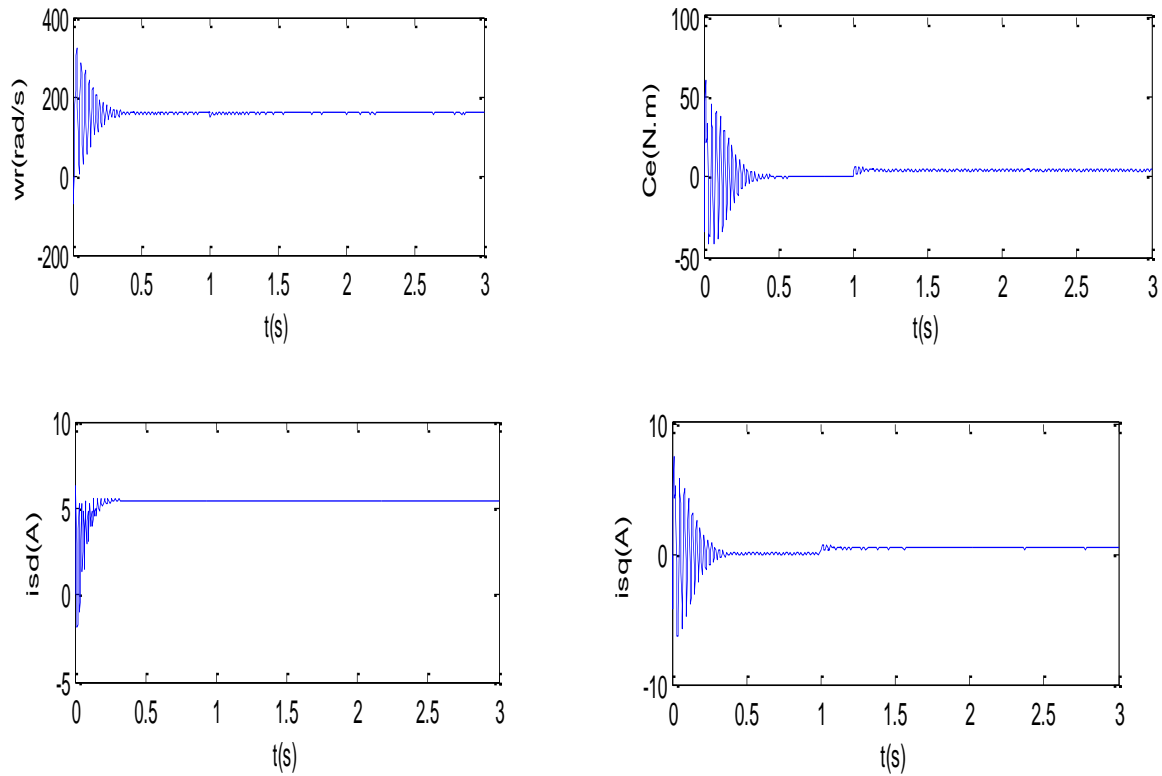


Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.

La figure (I.11) illustre les résultats de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220$ V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 1$ s.

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 158rad/sec. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,

L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide,

A $t = 1$ s, on applique une charge de $C_r = 5$ N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

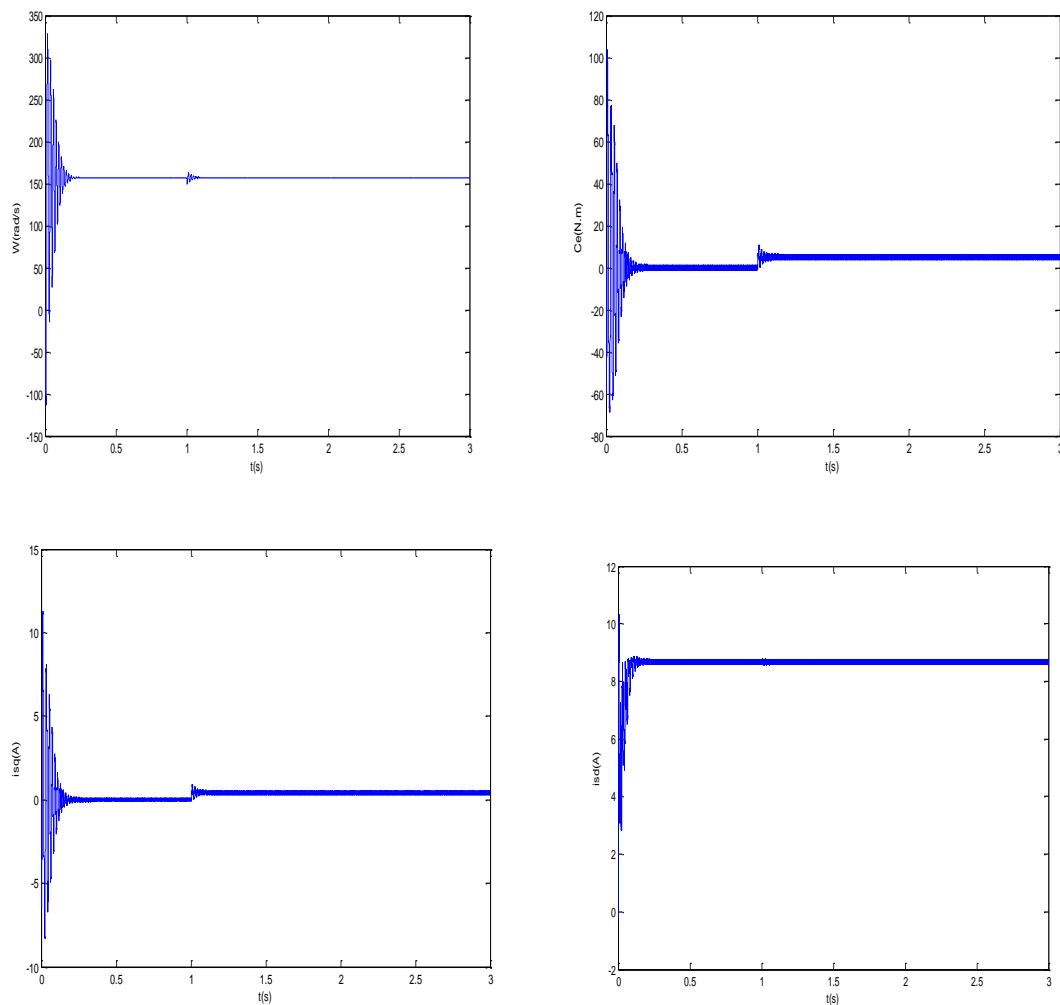


Figure I.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.

Interprétations des résultats :

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants statoriques.

Le commande par MLI vectorielle permet de réduire l'ondulations du couple et en courant, d'obtenir un régime transitoire court.

I.7.Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle du moteur synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent, Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commende par MLI sinus-triangle.

On peut conclure que les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement et les caractéristiques électrique de la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre II. Commande à structure variable appliqué à la MSAP

Chapitre II Commande

à structure variable appliqué à la MSAP

II.1 Introduction

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [24].

La commande à structure variable est une commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages d'une surface de commutation appelée surface de glissement.

La discussion qui a lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre NEIMRAK et FILLIPOV a été concluante, dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levé [25].

Dans ce chapitre nous allons donner les notions de base de la commande à structure variable, et quelques notions de base de la théorie des modes glissants en vue de son application à la commande de la MSAP.

II.2. Systèmes À Structures Variables :

Un système à structure variable en anglais "saxon variable system VSS" est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (II.1) [26], [27]:

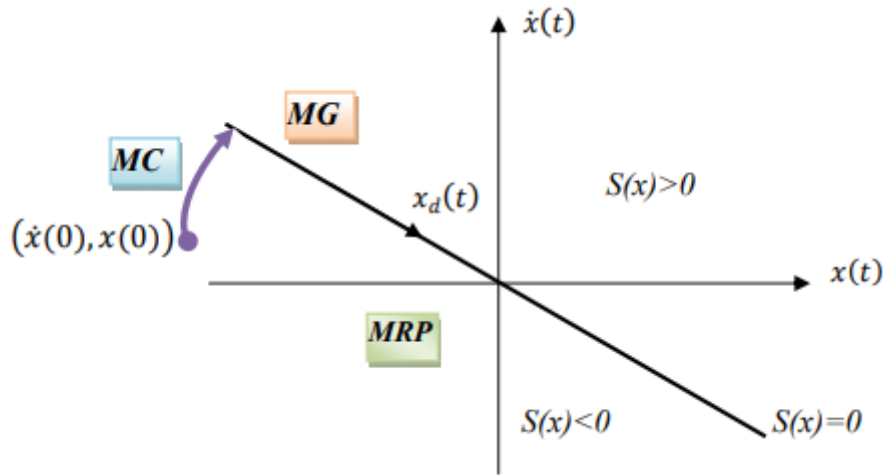


Figure II.1 : Convergence du système glissant.

- **Mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

II.3. Conception de l'algorithme de commande à structure variable

Les avantages de la commande à structure variable sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, l'invariance, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle,[25].

La conception des contrôleurs à structure variable prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

- Choix des surfaces,
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- Détermination de loi de commande [24], [27].

II.3.2. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de cette surface mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante [12]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C'x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$x(t)$: vecteur d'état

$U(t)$: vecteur d'entrée

et $f(x, t)$ et $g(x, t)$ des fonctions non linéaires.

Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension " m ".

La forme de équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotinie » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left[\left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \right] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [27][09][25].

II.3.3. Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation.

Il y a deux considérations pour assurer le mode de convergence :

II.3.3.1. Fonction directe de commutation :

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

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

II.3.3.2. La fonction de Lyapunov :

La fonction de *Lyapunov* est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de

choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence.

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

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

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{II.5})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II.6})$$

II.3.4. Détermination de la loi de commande :

Après avoir sélectionné les critères de surface de glissement et de convergence, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer les variables à régler vers la surface, puis glissez jusqu'au point d'équilibre. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_N . Ce dernier est très important dans la technique de commande à structure variable, car il est utilisé pour refuser les perturbations extérieures. Nous avons donc:

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{II.7})$$

- ❖ u_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$ [09].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{II.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. Ici, nous allons deviner l'expression de commande équivalente.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{II.10})$$

- ❖ u_N : Le terme saisi pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$ Lors le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{II.11})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (\text{II.12})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais figure (II.2). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.13})$$

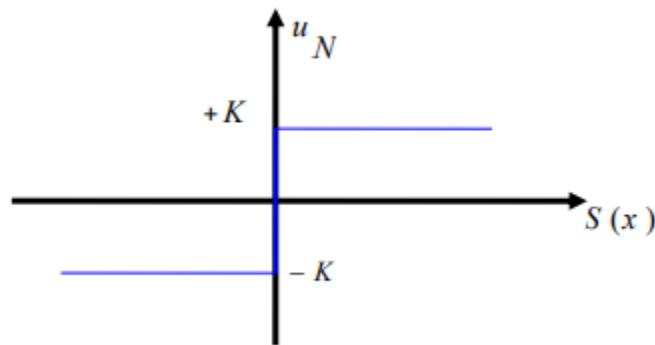


Figure II.2 : Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (II.13) dans (II.12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{II.14})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II.14).

II.3.5. Application de la commande à structure variable à la MSAP :

On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents s'exprime sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\varphi_f i_q}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.3.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (II.3) représente la structure cascade de régulation de vitesse à structure variable de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

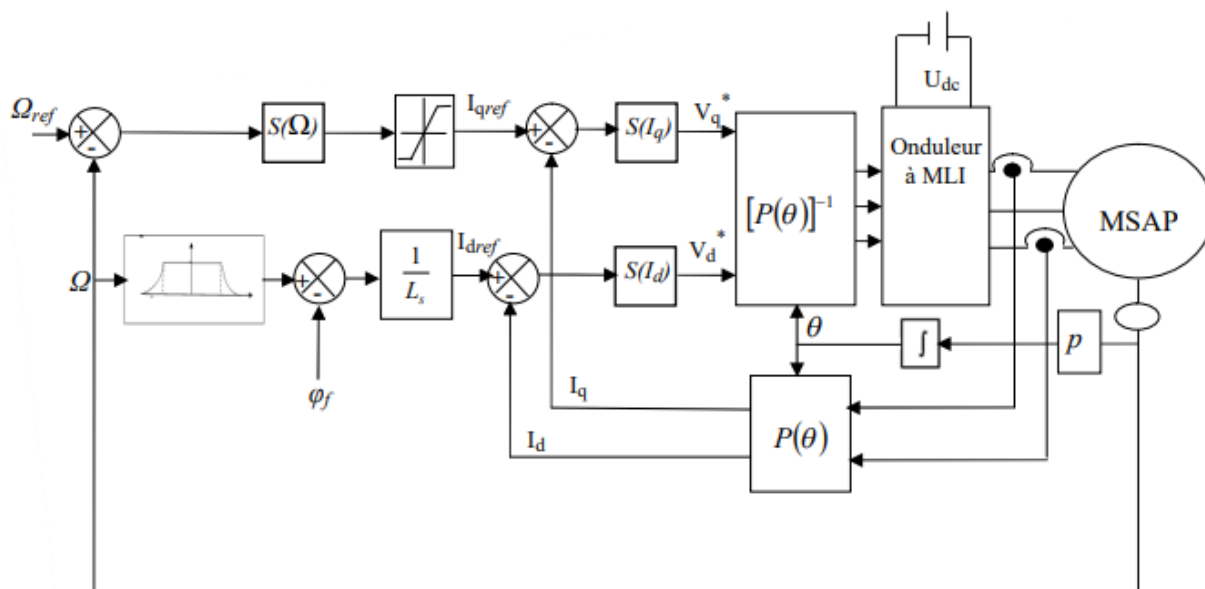


Figure II.3 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

a) Commande du courant direct (i_d) :

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{dréf} - i_d \quad (\text{II.16})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (\text{II.17})$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \quad (\text{II.18})$$

Et $V_{dn} = 0$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ est satisfaite par le choix suivant:

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.19})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.20})$$

b) Commande de la vitesse:

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

• Commande de la vitesse ($S(\Omega)$):

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (\text{II.21})$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r\Omega + C_r)}{3p\varphi_f} \quad (\text{II.22})$$

Et $i_q = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega)$. $\dot{S}(\Omega) < 0$, tel que :

$$i_{qn} = K_\Omega \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.23})$$

- **Commande du courant en quadrature (i_q) :**

La valeur de i_{qref} à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{II.24})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega i_d - \frac{p\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{II.25})$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q - p\Omega(\varphi_f + L_s i_q) \quad (\text{II.26})$$

Et $V_{qn} = 0$

La condition $S(i_q) \cdot \dot{S}(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.27})$$

La commande V_q devient :

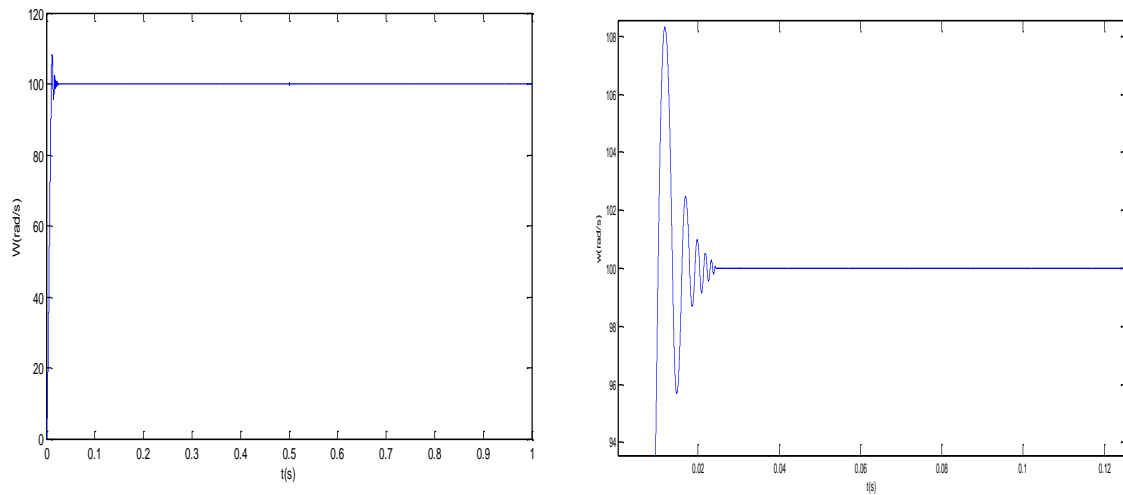
$$V_q = R_s i_q - p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.28})$$

On note que les gains des régulateurs (K_d , K_Ω et K_q) sont donnés en annexe.

Résultat de simulation

1. Essai en charge

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s suivie d'une application de charge de 3 N.m à partir de $t = 0.5$.



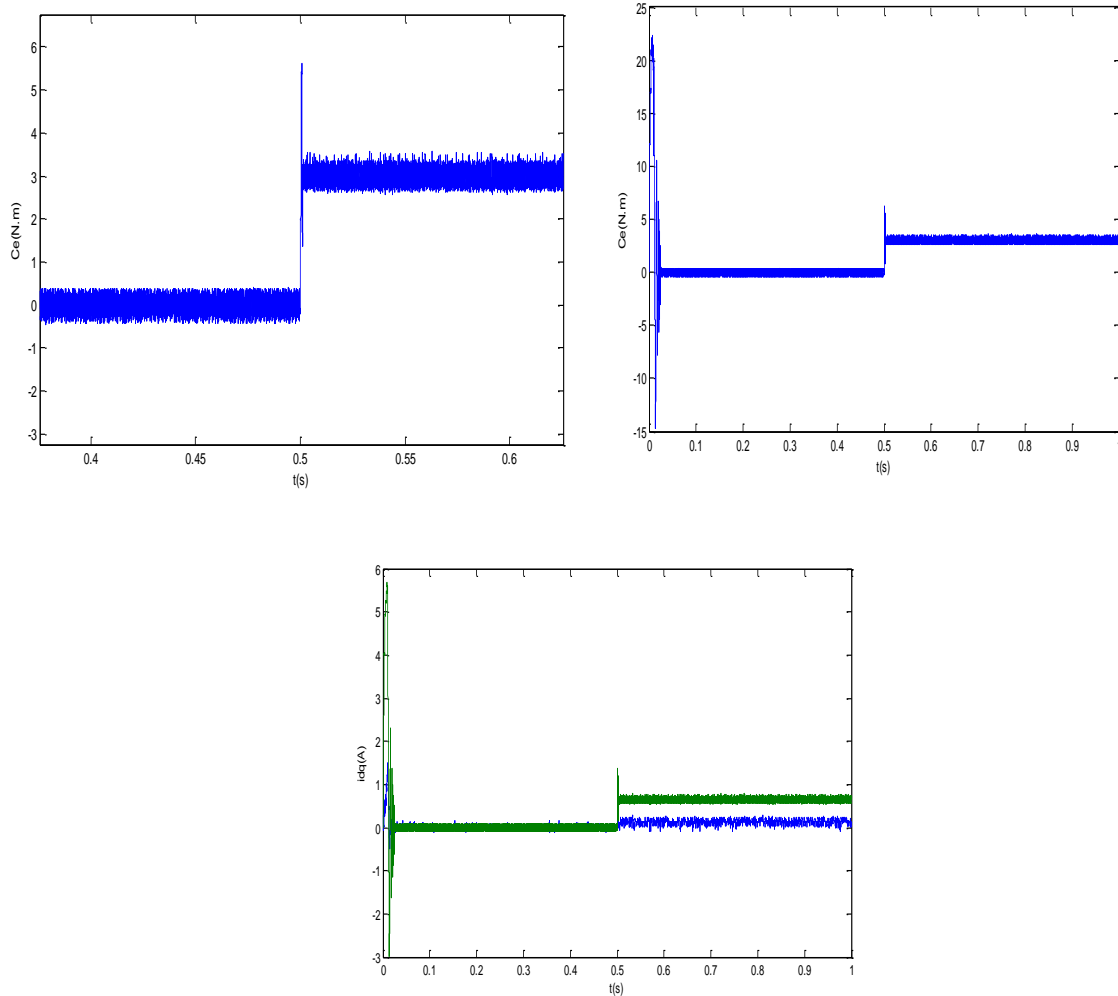


Figure II.4 : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t = 0.5$ s et vitesse de référence 100 rad/s

2. Test de robustesse pour la variation de vitesse

On augmente la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 80 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s.

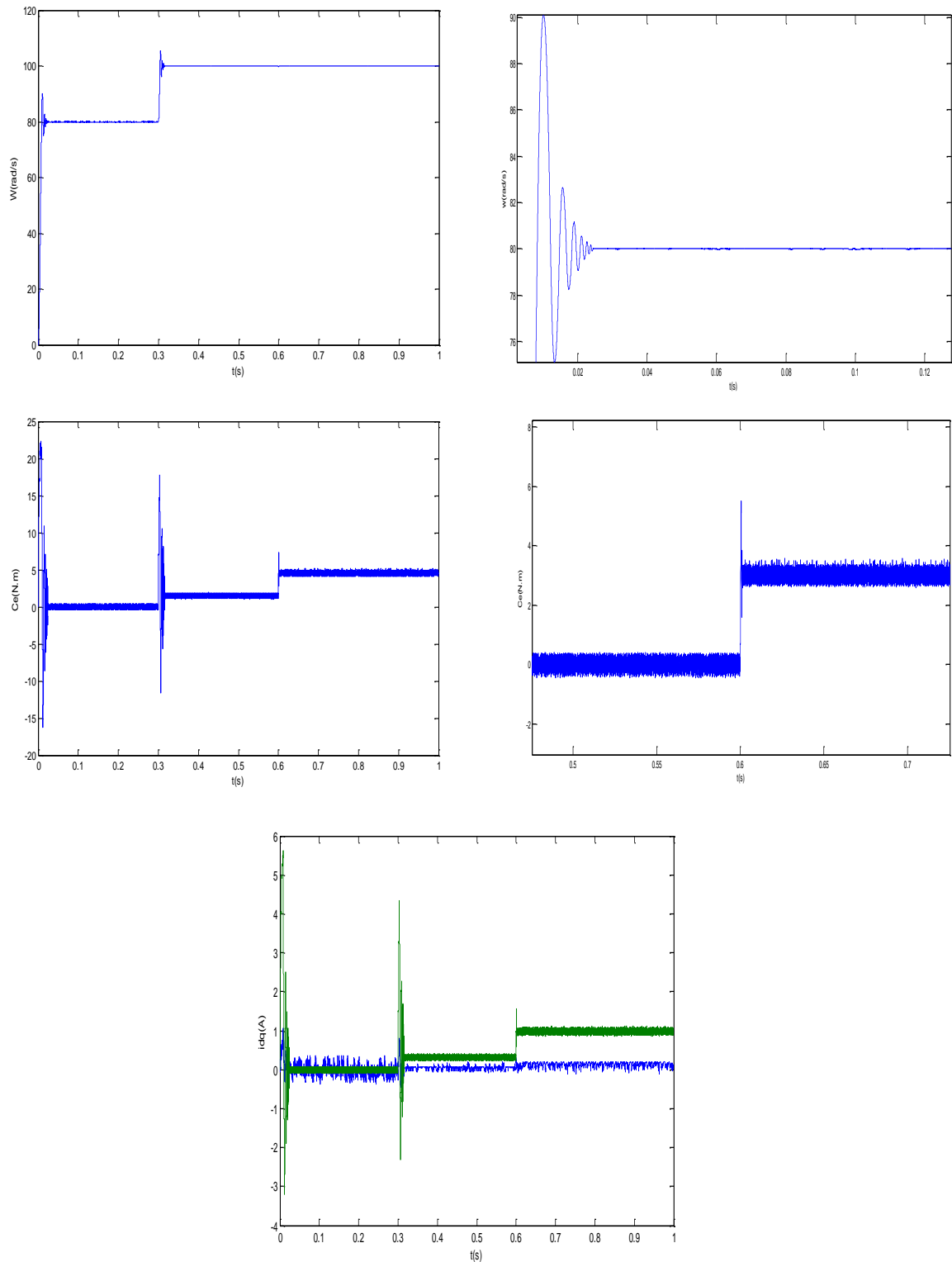


Figure II.5 : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation de vitesse de référence 80 rad/s a 100 rad/s.

3. Test de robustesse pour la variation de la charge

On augmente le couple du MSAP de la valeur référentielle 1.5 N.m à la valeur 3 N.m à l'instant $t = 0.6$ s.

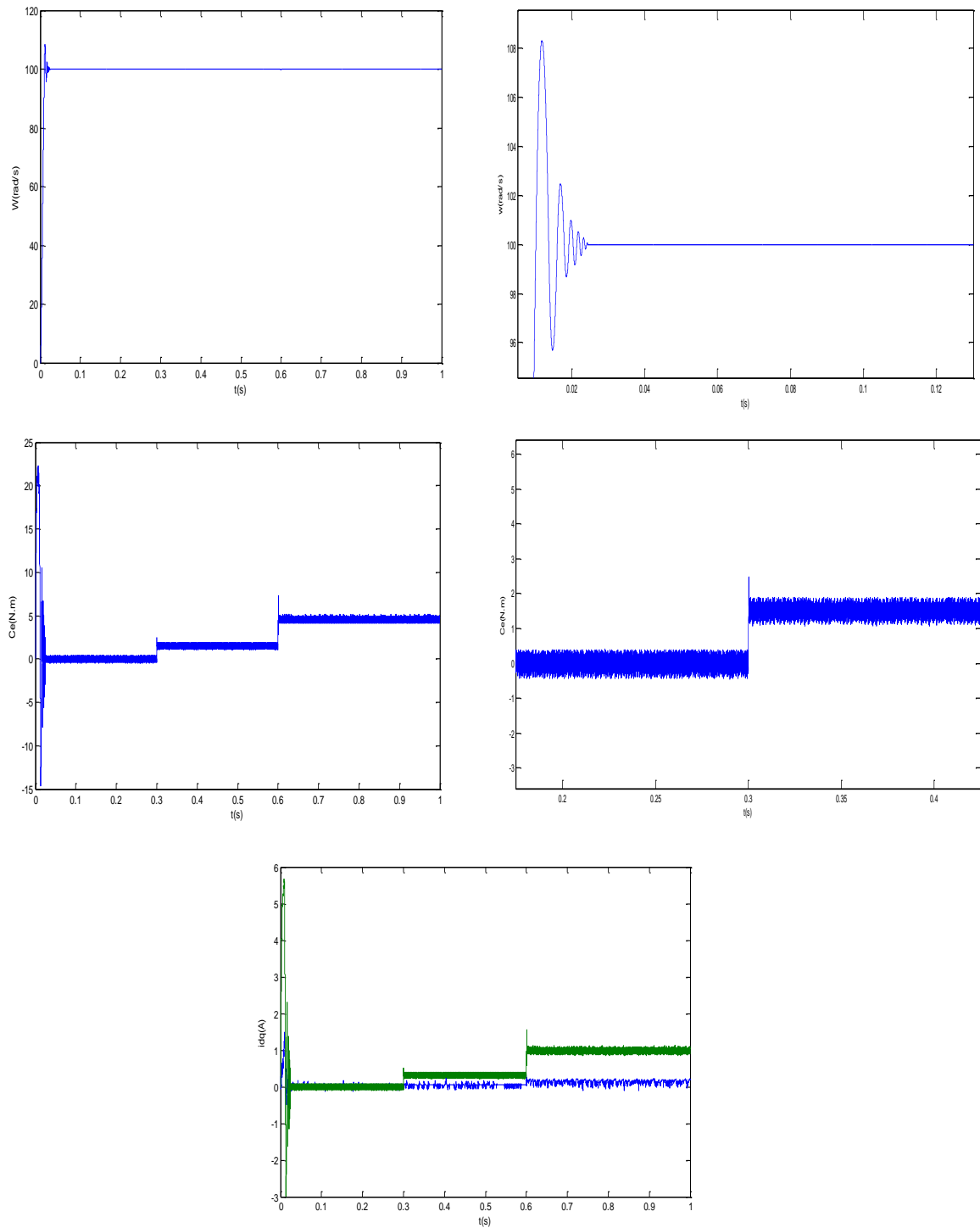


Figure II.6 : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation le couple de la valeur référentielle 1.5 N.m à la valeur 3 N.m

Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la commande appliquée à la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que :

L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très rapide. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, on constate l'allure de la vitesse ne varie pas par la charge. On remarque aussi que le couple électromagnétique subit au démarrage un pic, Puis il s'installe à zéro. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s'il atteint rapidement la valeur du couple résistant 3 N.m.

b) La deuxième test, L'augmentation la vitesse de rotation du commande appliquée à la MSAP de la valeur référentielle 80rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s. On remarque que :

La courbe de vitesse est stable a la valeur $w=80$ rad/s jusqu'au moment où $t= 0,3$ s augmenté et sa valeur a été constant à $w=100$ rad/s, Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur $C_e=0$ N.m jusqu'au moment où $t= 0,3$ s le couple subit et augment à $C_e=1.5$ Nm jusqu'à maintenant de l'application de la charge à $t=0.6$ s le couple augment à la valeur référentiel. Le courant i_q est l'image du couple.

c) Le troisième test, On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne. La courbe de couple reste à zéro même pendant un instant $t=0.3$ augmente légèrement et reste à la valeur $C_e=1.5$ N.m jusqu'à ce que la valeur référentiel de couple changé, le couple augmente et s'y stabilise à sa valeur. Le type de commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

II.4.Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur synchrone à aimant permanent. Le calcul de la surface de glissement ne peut se faire de manière explicite. Il faut alors passer d'une simulation pour en ajuster les coefficients. Ils dépendent non seulement de la loi de

commutation mais aussi de la rapidité de réglage. Ces coefficients sont choisis de façon à ne pas demander à la machine une dynamique supérieure à celle donnée par son couple maximal.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse et la variation de la charge.

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité à la variation paramétrique.

Les régulateurs en mode de glissement dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge. Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par la logique floue type-2 qui est le sujet du chapitre suivant.

**Chapitre III. Commande par mode glissant floue
type-2 appliqué à la MSAP**

Chapitre III Commande par mode glissant floue type-2 appliqué à la MSAP

III.1 Introduction

La logique floue fondée par Lotfi Zadeh ont été établies en 1965 par, comme une description mathématique; bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes [10] [12].

Il existe beaucoup de recherches sur cette technologie qui peuvent changer le monde de l'automatique, on parle de la logique floue de type 1 et type 2. La logique floue est une extension de la logique classique qui permet la modélisation des imperfections des données et se rapproche dans une certaine mesure de la flexibilité du raisonnement humain.

Toutes ces incertitudes peuvent être vues au niveau des fonctions d'appartenance, donc un système flou de type 1 est incapable de gérer ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous type-2 sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédents et des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou type-1. Cependant les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, Malheureusement, ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1 [10] [12].

Ce chapitre donne un aperçu de l'ensemble flou et une vue d'ensemble. la logique floue générale, ainsi que ses applications pour le réglage de la vitesse machine synchrone à aimants permanents.

III.2 Théorie Des Ensembles Flous

Dans l'ensemble de référence E, le sous-ensemble flou de ce référentiel E est représenté par la fonction d'appartenance μ dans E dans l'intervalle de nombres $[0, 1]$, qui indique dans quelle degré un élément appartient à cette classe. L'univers du discours est un ensemble de valeurs réelles obtenues par la variable floue x . En général, le domaine de sens (x) peut être réduit à

un sous-ensemble de l'univers du discours. Nous pouvons donc avoir différentes propriétés d'appartenance, chacune représentant un sous-ensemble flou. En associant tous les sous-ensembles flous de l'univers du discours, nous obtenons un ensemble flou de variables floues x . Du fait d'une mauvaise utilisation du langage, les sous-ensembles flous sont souvent confondus avec l'ensemble flou [17].

III.2.1. Les Fonctions D'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [10]:

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale :**

$$\mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (\text{III.1})$$

où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b=c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

- **Fonction d'appartenance triangulaire :**

$$\mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right)\right) \quad (\text{III.2})$$

Où a, b, c sont les coordonnées des apex du triangle.

- **Fonction d'appartenance gaussienne :**

$$\mu(x) \exp\left(-\left(x - \frac{c}{2\sigma}\right)^2\right) \quad (\text{III.3})$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

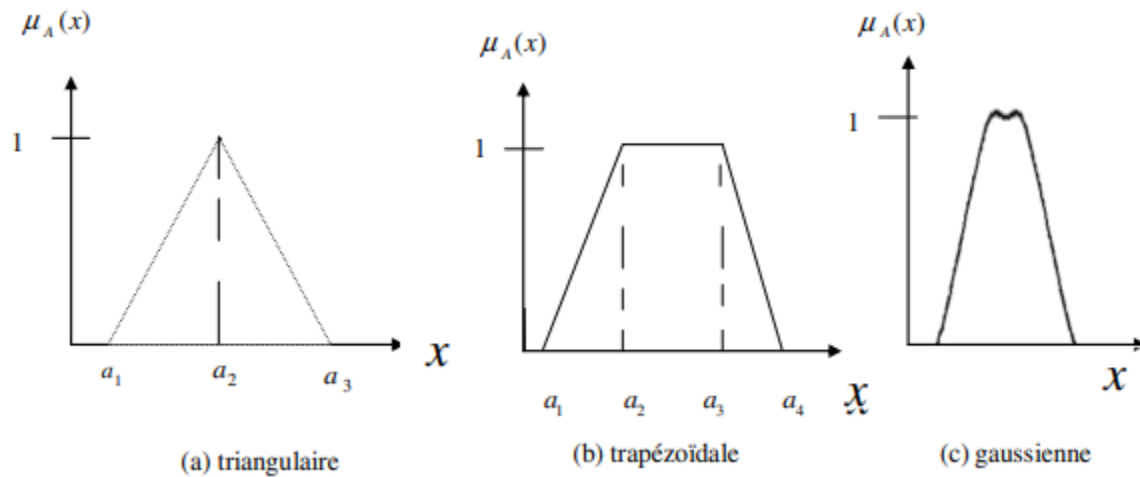


Figure. III.1 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.2.2. Opérateurs et normes

Les définitions des opérations avec des ensembles flous, telles que l'intersection, l'union, et la complémentarité, peuvent être une extension de la théorie des ensembles ordinaires. Soient A et B deux ensembles flous X, décrits par leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x), \mu_B(x)$ respectivement [12] :

- L'union :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.4})$$

- L'intersection :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.5})$$

- Le complément (négation) :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \quad (\text{III.6})$$

La figure (III.2) résume ces opérations, de façon graphique [12] :

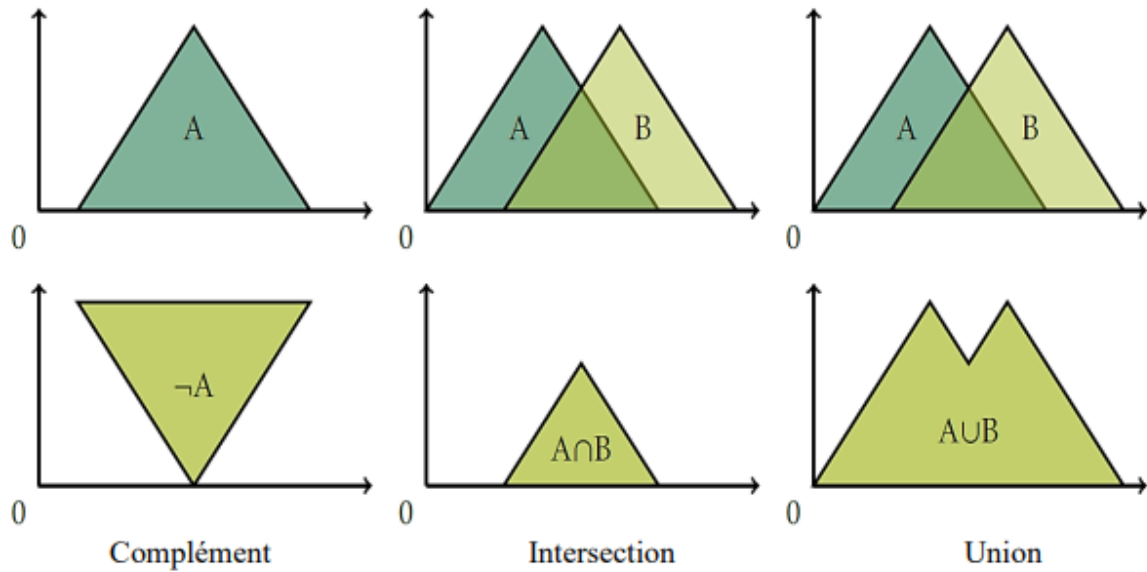


Figure. III.2 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.

- **T-norme (intersection floue)**

L'intersection générale, appelée la norme triangulaire T (t-norme), doit satisfaire les conditions suivantes pour tout $a, b, c \in]0,1[$:

- $T(a, 1) = a$
- $b \leq c \Rightarrow T(a, b) \leq T(a, c)$
- $T(a, b) = T(b, a)$
- $T(a, T(b, c)) = T(T(a, b), c)$

- **T-conorme (union floue)**

L'union générale, appelée la conorme triangulaire S (t-conorme), doit satisfaire les conditions suivantes pour tout $a, b, c \in]0,1[$:

- $S(a, 1) = a$
- $b \leq c \Rightarrow S(a, b) \leq S(a, c)$
- $S(a, b) = S(b, a)$
- $S(a, S(b, c)) = S(S(a, b), c)$

III.2.3. Système de commande Flou

Nous appelons un système flou tout système qui utilise un ensemble flou et une structure correspondante pour fournir une formulation mathématique pour connecter une sortie du système à son entrée. Cette formulation mathématique est obtenue en décrivant le chemin de cette sortie, qui passe par trois blocs de base. Un fuzzificateur qui convertit l'entrée en un ensemble flou, un mécanisme d'inférence qui combine des règles pour obtenir un ensemble flou de sortie, et un défuzzificateur qui transforme cet ensemble en sortie numérique [12]:

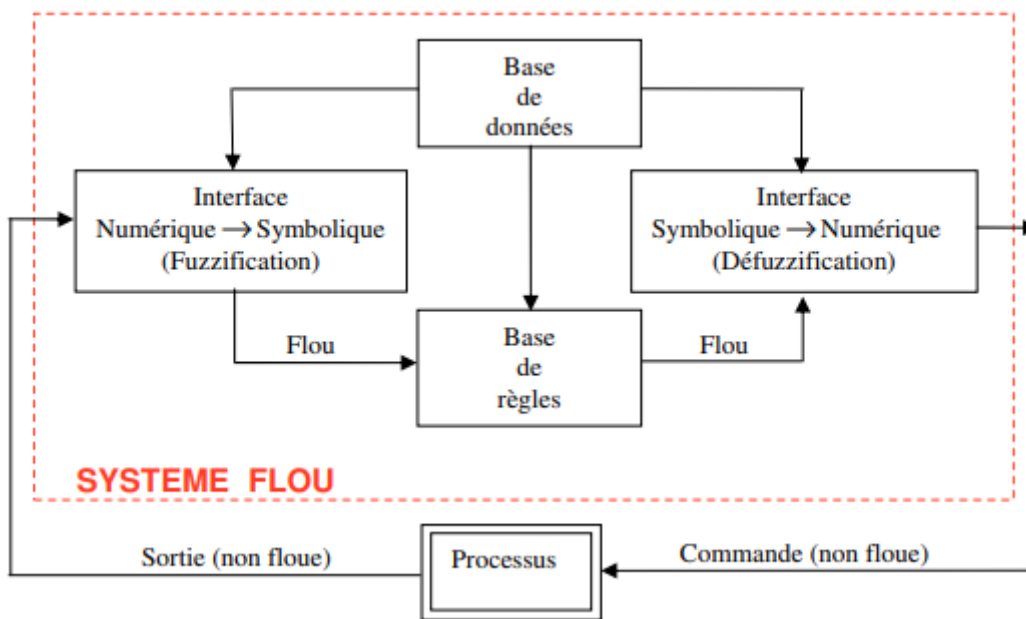


Figure. III.3 : Schéma synoptique général d'un système flou.

III.2.4. Base de règles

Ce bloc regroupe toutes les définitions utilisées en théorie des ensembles flous (univers du discours, variables linguistiques, sélection d'opérateurs, etc.), ainsi qu'un ensemble de règles « SI...ALORS... » Établi sur la base de l'expert [18].

III.2.5. Fuzzification

La fuzzification est effectuée sur l'interface d'entrée du contrôleur flou. A ce stade, les informations du système sont d'abord standardisées. Par la suite, les données normalisées ont été converties en qualifications linguistiques en utilisant des règles sémantiques définies par un expert .

III.2.6. Défuzzification [19]

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur (X_r) à partir de la conclusion résultant floue ($\mu_{RES}(X_r)$) issue de l'opération d'inférence. Les méthodes couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité ;
- La méthode du maximum ;
- La méthode des surfaces ;
- La méthode des hauteurs.

On présente dans ce qui suit l'une des méthodes les plus utilisées, qui sont la méthode du centre de gravité. Cette méthode donne généralement de meilleurs résultats malgré l'exigence d'une grande puissance de calcul. Elle consiste à prendre comme décision à la sortie l'abscisse X_{Gr} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(X_r)$. Cette abscisse est déterminée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (III.7)$$

III.3. La Logique floue type-2

III.3.1. Introduction

L'idée d'ensembles flous de type 2 a été proposée par Lotfi Zadeh comme une extension des ensembles flous de type 1. L'ensemble flou de type 2 est décrit par la fonction d'appartenance, c'est-à-dire. La valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou $[0,1]$. Les ensembles flous de type 2 sont utilisés dans des situations où l'incertitude se présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenances). Cette partie sera consacrée à la présentation des principes de base et des fondements théoriques de la théorie de la logique floue de type 2.

III.3.2. Terminologie de la logique floue type-2

- **Définition 1 :**

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$, c-a-d :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.8})$$

Avec \iint dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec :

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1 \quad (\text{III.9})$$

A chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x appelé variable primaire [16] [20] .

• **Définition 2 :**

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a:

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad (\text{III.10})$$

Où $0 \leq f_{x'}(x) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à X , c-a-d $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est un fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c-a-d, en utilisant l'équation (III.10), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\} \quad (\text{III.11})$$

Où sous la forme

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.12})$$

- **Définition 3 :**

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

- **Définition 4 :**

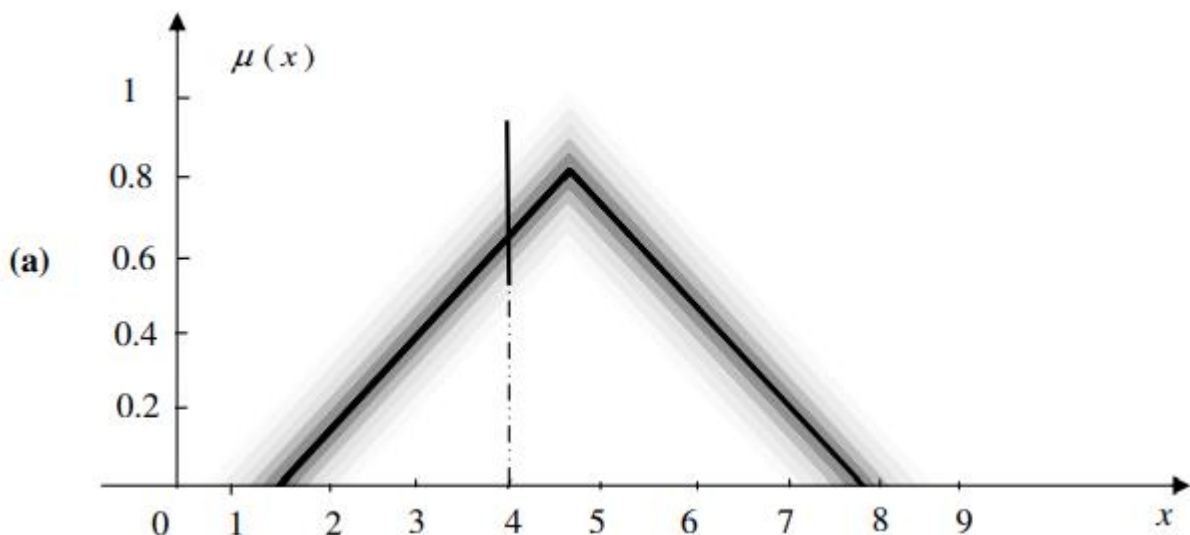
L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance Secondaire $f_x(u)$.

- **Définition 5 :**

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles,

C-à-d $f_x(u) = 1 \quad \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall u \in X$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2- Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en termes de bornes de gauche et de droite $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (r - l)/2$ [15].



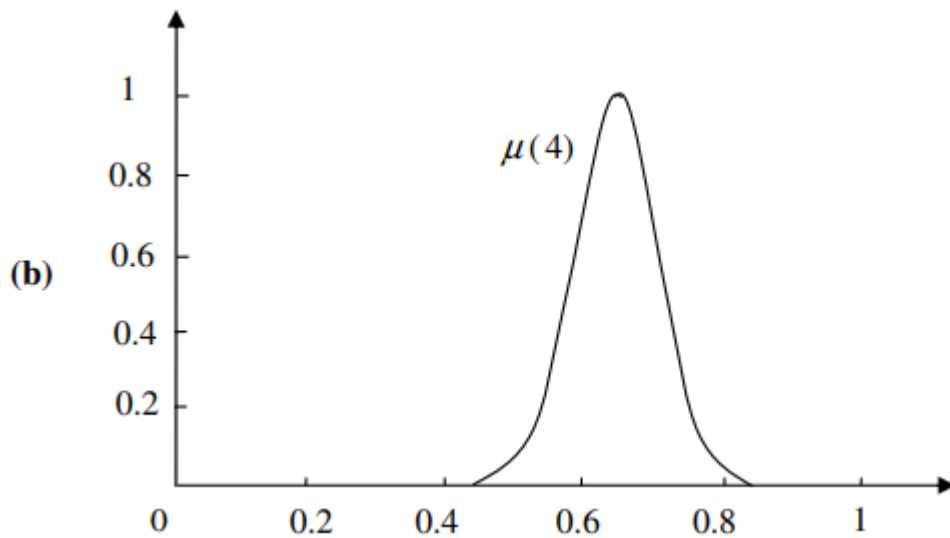


Figure. III.4 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

• **Définition 6 :**

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type 2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$M_{principale}(x) = \int_{x \in X} u/x \quad \text{où} \quad f_x(u) = 1. \quad (\text{III.13})$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

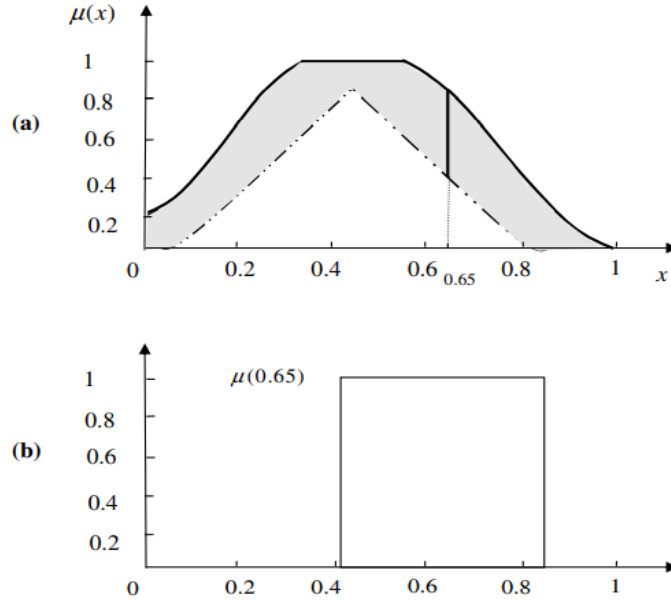


Figure. III.5: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle. (c) Appartenance primaire. (d) Appartenance secondaire.

- **Définition 7 :**

L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty» FOU. C'est l'union de toutes les appartenances primaires:

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (\text{III.14})$$

- **Définition 8 :**

Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenance de type -1- et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type -2- la fonction d'appartenance supérieure notée par $\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) \forall x \in X$ alors nous avons [20] :

$$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \forall x \in X \quad (\text{III.15})$$

Et

$$\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \forall x \in X \quad (\text{III.16})$$

III.3.3.1. Opération sur les ensembles floue type-2

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles type-1 ; par conséquent, pour effectuer des opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles type- 2, nous devons faire appel aux opérations t-conorme et t-norme sur des ensembles de type1. Cela est réalisable en utilisant le principe d'extension de Zadeh [20] [21] [15].

Une opération " * " entre deux nombres ordinaires peut être étendue à deux ensembles type-1:

$$F = \int_v f(v)/v. \quad (\text{III.17})$$

Et

$$F = \int_w g(w)/w . \quad (\text{III.18})$$

de la façon suivante :

$$F * g = \iint [f(v) \tilde{A} \bullet g(w)]/(v * w). \quad (\text{III.19})$$

où " • " est une t-norm, généralement c'est une opération produit ou opération min ;

par exemple, l'extension de la t-conorm aux ensembles de type-1 est donnée par :

$$F \cup g = \iint [F(v) \bullet g(w)]/(v \vee w). \quad (\text{III.20})$$

Similairement, l'extension de la t-norm aux ensembles type-1 sera donnée par :

$$F \cap g = \iint [F(v) \bullet g(w)]/(v \wedge w). \quad (\text{III.21})$$

III.3.4. Structure d'un système flou type-2

La figure (IV.4) représente la structure de base d'un système flou de type-2. Elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1. La structure de base d'un système flou de type-2 est composée essentiellement de trois éléments à savoir: l'interface de fuzzification, le mécanisme d'inférence et le module de traitement de la Sortie.

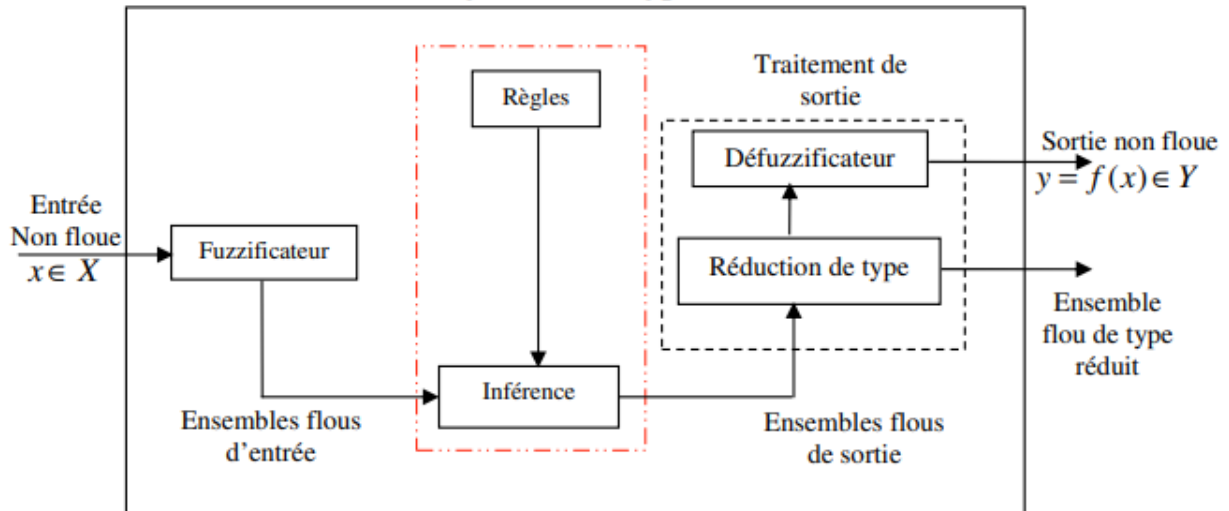


Figure. III.6 : Structure de base d'un système flou de type-2.

a) Fuzzification [34]

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton pour laquelle l'ensemble flou d'entrée possède uniquement un seul degré d'appartenance non nul.

b) Base de règle

Dans le cas du type-1, nous avons généralement des règles de la forme 'IF-THEN', où la $i^{\text{ème}}$ règle possède la forme suivante :

$$R^{(1)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^1 \text{ and } \dots \text{and } x_p \text{ is } F_p^1, \text{ THEN } y \text{ is } G^1 \quad (\text{I.1})$$

Où $x_1 \in X_1$, $x_2 \in X_2$, $x_p \in X_p$ sont les entrées. Les F_i^l s sont les ensembles des prémisses tel que $i = 1, 2, \dots, p$, $y \in Y$ la sortie, et les G^1 s sont les ensembles des conséquences.

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance sont de type-2 ; alors, la $i^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme:

$$R^{(1)} : \text{IF } x_1 \text{ is } \tilde{F}_1^1 \text{ and } \dots \text{and } x_p \text{ is } \tilde{F}_p^1, \text{ THEN } y \text{ is } \tilde{G}^1 \quad (\text{I.1})$$

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une

prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit dit de type-2 [18].

c) Mécanisme d'inférence :

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi. [18].

Théorème

Dans un système flou type-2 intervalle, avec une t-norm min ou prod, l'intervalle d'activation

$F^l \in [\underline{f}^l, \bar{f}^l]$ de la $i^{ième}$ règle est :

$$\underline{f}^l = \underline{\mu}_{F_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{F_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{F_p^l}(x_p) \quad (2.21)$$

$$\bar{f}^l = \bar{\mu}_{F_1^l}(x_1) * \bar{\mu}_{F_2^l}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{F_p^l}(x_p) \quad (2.21)$$

Ceci est clairement représenté sur la figure (III.6), où le nombre d'antécédents est $p = 2$. Dans ce cas, le degré d'activation est un ensemble type-1 intervalle $[\underline{f}^l, \bar{f}^l]$ ou :

$$\underline{f}^l = f_1^l * f_2^l$$

$$\bar{f}^l = \bar{f}_1^l * \bar{f}_2^l$$

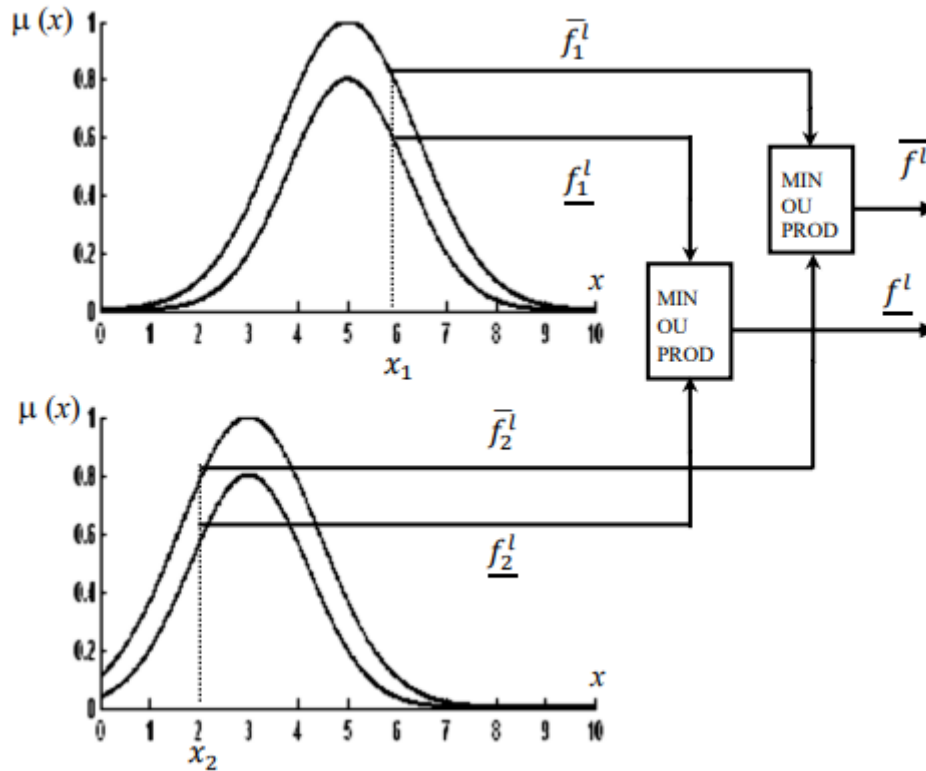


Figure. III.7 : Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton

d) Réduction de type [12]

Dans un système flou de type 1, où les ensembles de sortie sont des ensembles flous de type 1, nous effectuons une défuzzification pour obtenir une valeur numérique (ensemble de type 0) qui représente une combinaison d'ensembles de sortie. Pour le type 2, réglez la sortie sur les ensembles de type 2 ; par conséquent, nous devons utiliser des versions étendues des méthodes de défuzzification de type 1 appelées réduction de type. Cette opération transforme l'ensemble flou résultant de type 2 en un ensemble flou de type 1 appelé ensemble de type réduit, qui sera défuzzifié par la suite. Cet ensemble type réduit résultant prend en considération plus d'information au sujet des incertitudes des règles que la valeur défuzzifiée (un nombre). Les types de méthodes de réduction de type utilisées comprennent :

- La réduction de type par le centre de gravité.
- La réduction de type par la hauteur.
- La réduction de type par le centre des ensembles.

e) Défuzzification [10]

À la fin de l'étape de réduction de type, nous obtenons un ensemble flou de type 1, type réduit, et puisque les entrées du système de contrôle sont des valeurs appropriées, nous devons changer l'ensemble de type réduit en une valeur numérique spécifique. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par centre de gravité. Si l'ensemble type réduit Y , pour une entrée x , est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est :

$$C_y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(y_k)}$$

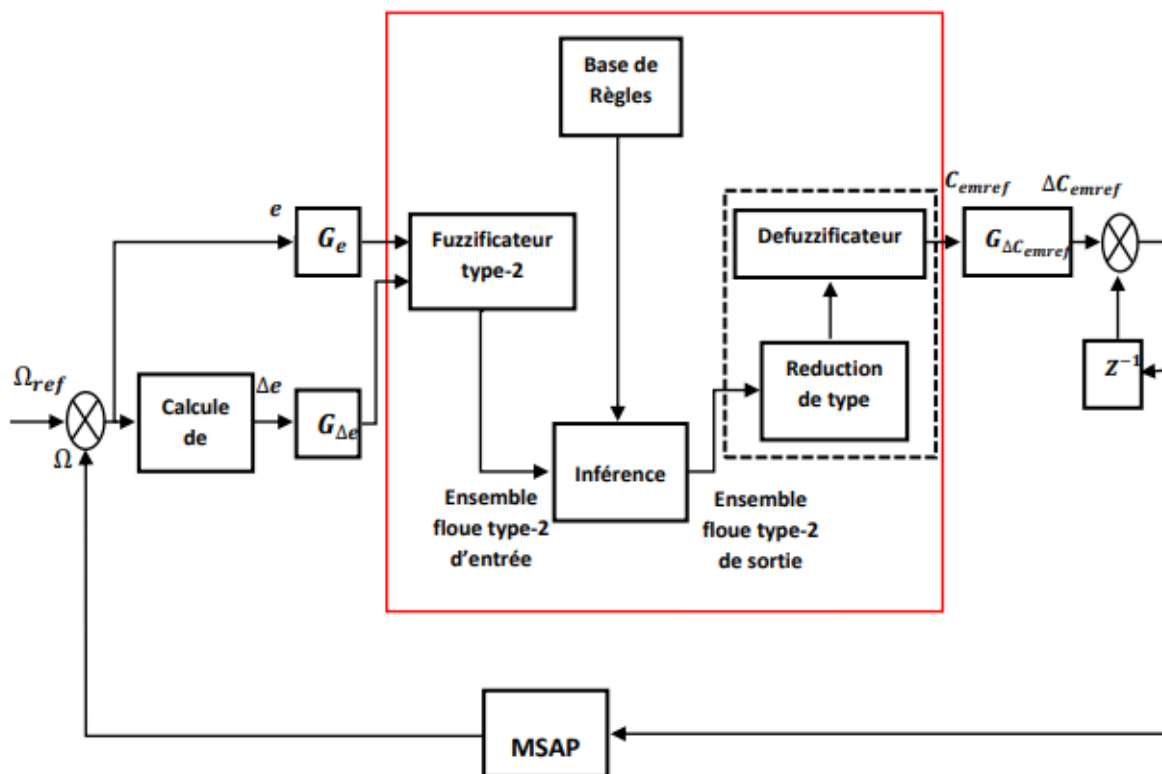


Figure. III.8 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse

Le régulateur flou type-2 de la figure (III.7) est composé par :

- d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur Δe au cours du temps.
- des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$), et à la variation de la commande ($G_{\Delta C_{em}^*}$).
- d'un bloc de fuzzification floue type-2 de l'erreur et de sa variation.

- d'une logique d'inférence type-2
- d'un bloc de réduction de type du type-2 vers le type-1.
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue type-1 en une valeur numérique.
- d'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

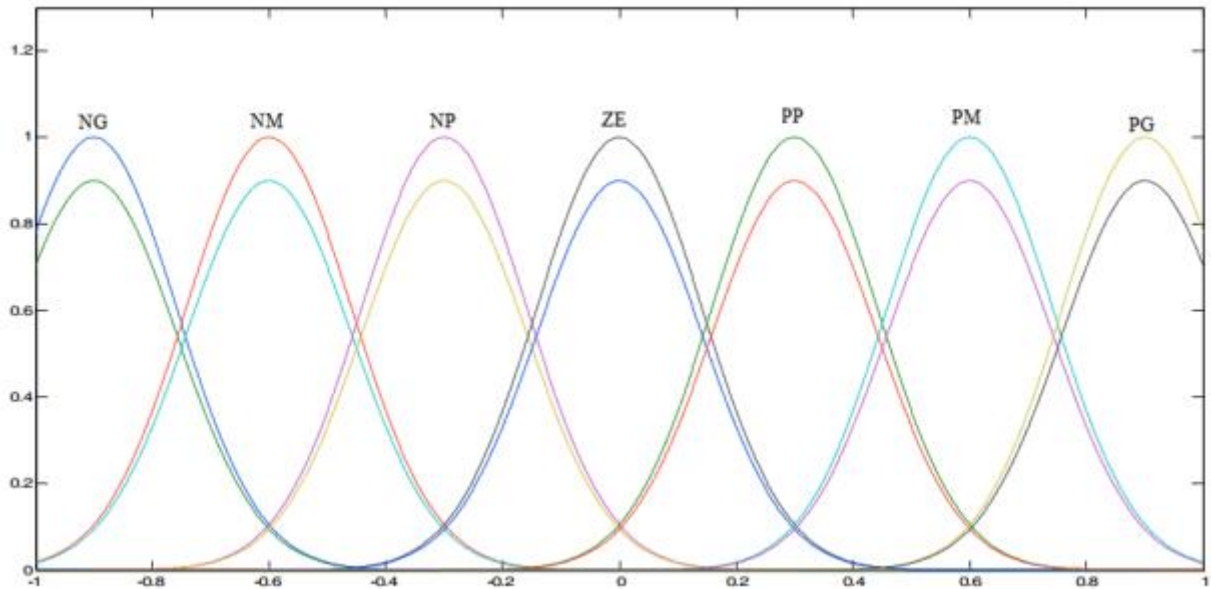


Figure III.9 : Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur

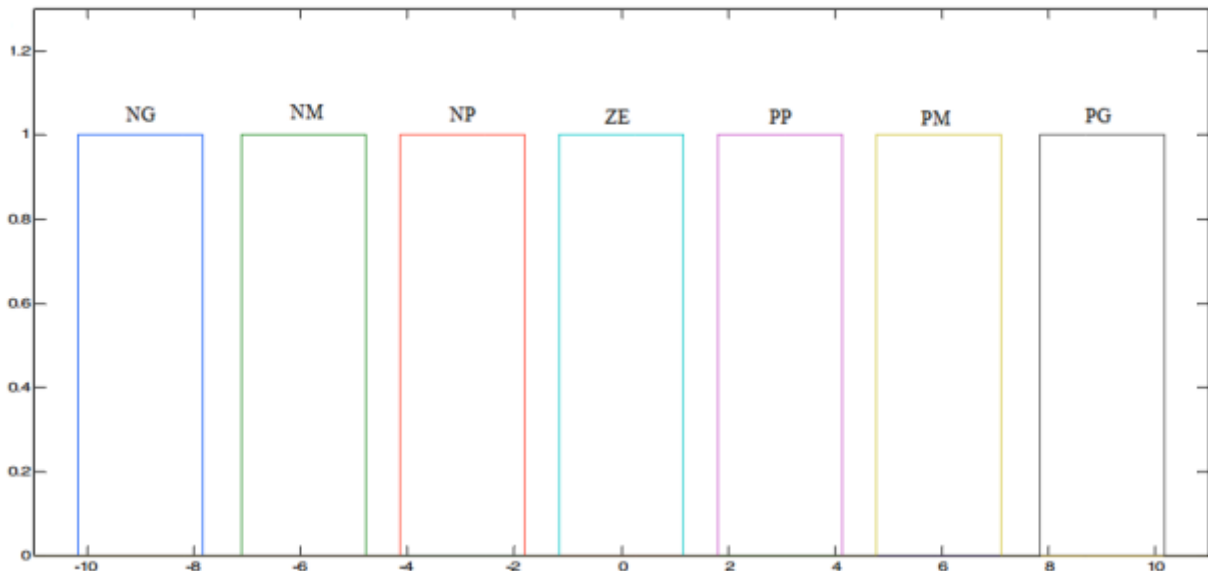


Figure III.10 : Fonctions d'appartenance intervalle de la variation du couple de commande.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.1).

Tableau III.1 : matrice d'inférence du RFT-2 [28].

Δ_e \ e	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP
GP	Z	P	P	GP	GP

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

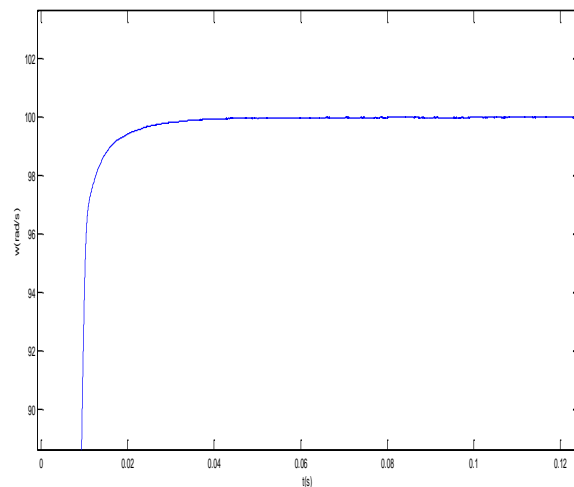
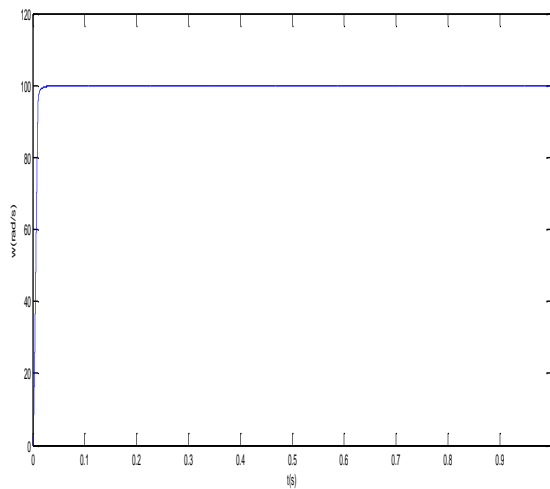
GN : grand Négatif GP : grand Positif N : Négatif P : Positif Z : Zéro.

Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique ci-dessus, Il faut faire une simulation numérique. La simulation a été réalisée dans l'environnement Matlab / Simulink diagramme. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

4. Essai en charge

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 3 Nm à partir de $t = 0.5$ s.



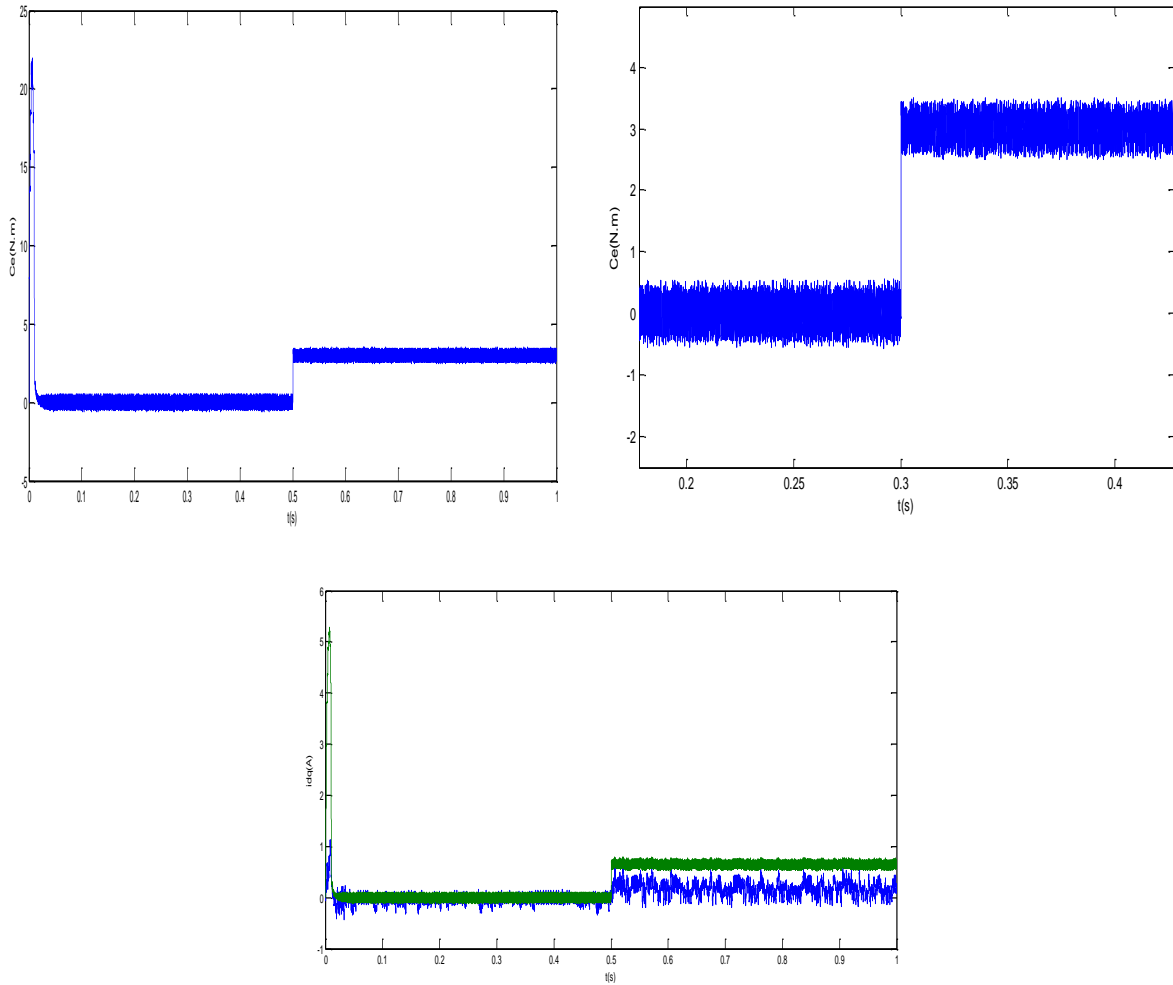


Figure. III.11 : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t = 0.5$ s et vitesse de référence 100 rad/s.

5. Test de robustesse pour la variation de vitesse

On augmente la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 80 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s.

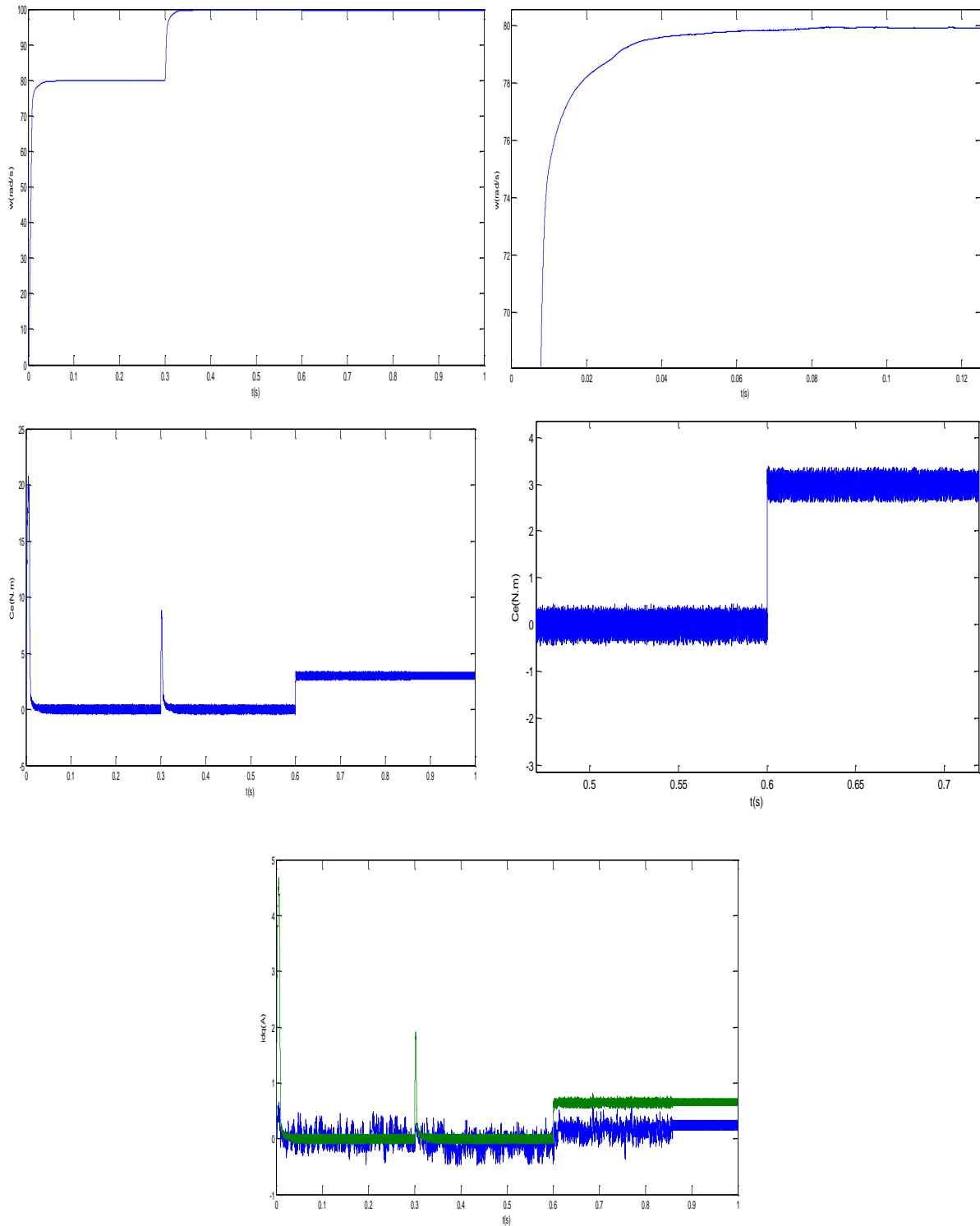


Figure. III.12 : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation de vitesse de référence 80 rad/s a 100 rad/s

6. Test de robustesse pour la variation de la charge

On augmente le couple du MSAP de la valeur référentielle 1.5 N.m à la valeur 3 N.m à l'instant $t = 0.6$ s.

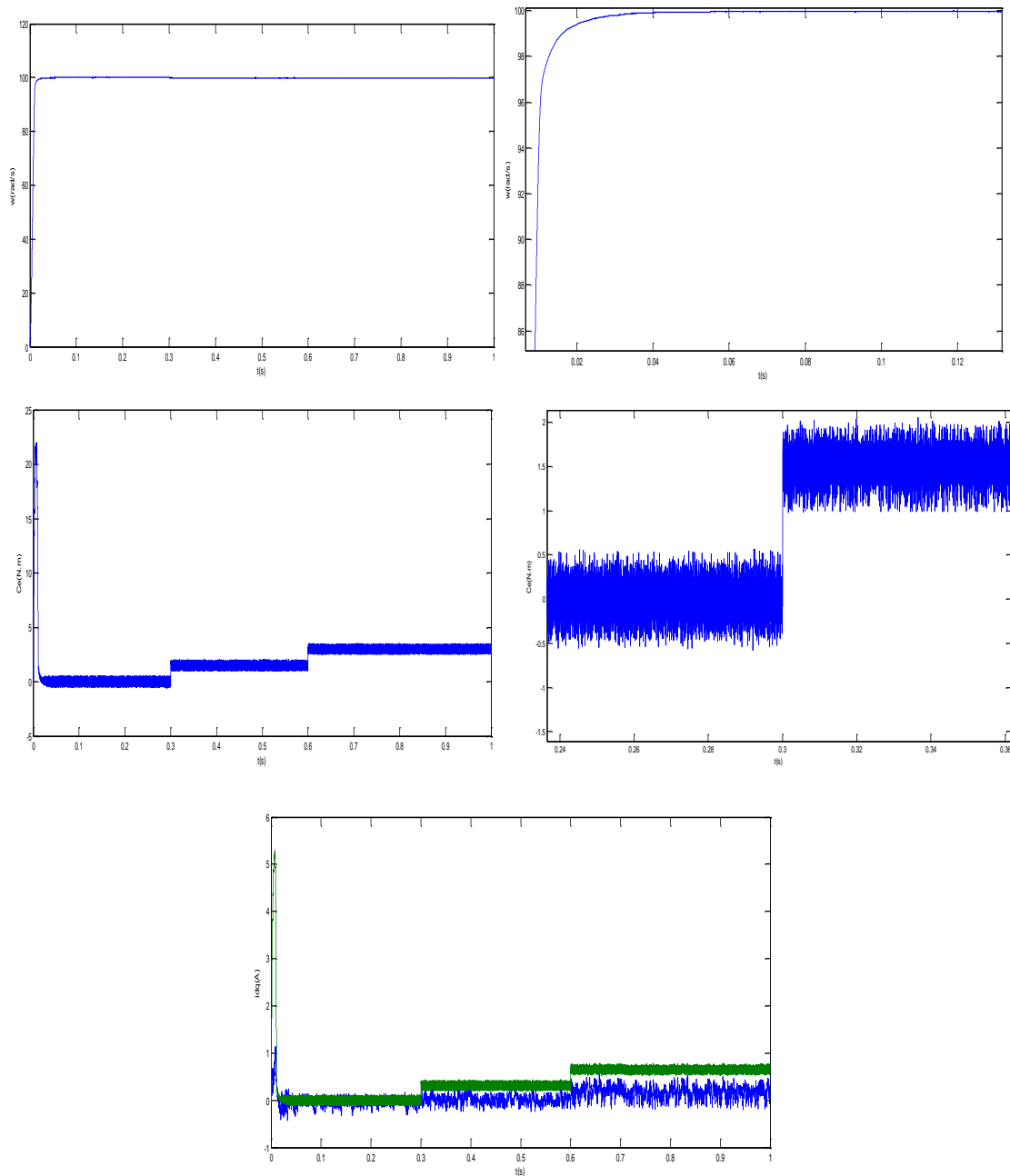


Figure. III.13 : c) résultats de simulation de la MSAP en charge et augmentation le couple de la valeur référentielle 1.5 N.m à la valeur 3 N.m

7. Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la commande appliquée à la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que :

L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence Après et avant l'application de la charge. On remarque aussi que le couple

électromagnétique inexistant, Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s'il atteint rapidement la valeur du couple résistant 3 N.m.

b) La deuxième test, variation de la vitesse de rotation du commande appliquée à la MSAP de la valeur référentielle 80 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s. On remarque que :

La courbe de vitesse est stable a la valeur $w=80$ rad/s jusqu'au moment où $t= 0,3$ s augmenté et sa valeur a été constant à $w=100$ rad/s, Le couple au moment du démarrage nulle jusqu'au moment où $t= 0,3$ s le couple subit et augment à $C_e=1.5$ Nm jusqu'à maintenant de l'application de la charge à $t=0.6$ s le couple augment à la valeur référentiel. Le courant i_d est l'image du couple.

c) Le troisième test, On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne. Le couple est nulle même pendant un instant $t=0.3$ augmente légèrement et reste à la valeur $C_e=1.5$ N.m jusqu'à ce que la valeur référentiel de couple changé, le couple augmente et s'y stabilise à sa valeur.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous allons présenter la commande par logique floue type -2 pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent dont le but est d'être performant.

Nous avons donné une définition la théorie de la logique floue de type 2. Comme mentionné, cette nouvelle technique est une extension de la logique floue de type 1. La nouveauté de cette logique est que les fonctions d'appartenance ne sont pas définies de manière unique mais incertaine. Quant aux systèmes flous de type 2, nous avons constaté qu'ils sont équipés d'un nouveau module appelé réduction de type, permettant de réduire des ensembles flous de type-2 à des ensembles flous de type-1.

La commande floue type-2 est aussi testée pour les variations paramétriques du système. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette commande présente une forte robustesse par variation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne à la commande non linéaire appliquée à un moteur synchrone à aimants permanent basée sur la logique floue type-2.

Dans le premier chapitre, nous avons vu une étude générale sur la MSAP, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement. Nous avons utilisé la transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI. À partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK. Pour faire des simulations et valider notre modèle.

Dans le deuxième chapitre, la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant qui améliore les performances de la machine.

C'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques basé sur des régulateurs PI, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

L'avantage de cette technique de commande est sa facilité de mise en œuvre, et la robustesse par rapport aux perturbations et à l'incertitude. À la place de, le principal inconvénient du réglage en mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering.

La dernière partie de ce chapitre présent l'application de la commande par mode de glissement de la machine synchrone à aimant permanent et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre, Nous avons présenté la théorie de base de la logique floue type-1 et type-2 où plusieurs points ont été traités. Où plusieurs points ont été traités :

définitions, opérations sur les ensembles flous, ainsi nous avons étudié la structure des contrôleurs flous type1 et type2.

La logique floue de type 2 est une nouvelle technique qui est une extension de la logique floue de type 1. La nouveauté de cette logique est que les fonctions d'appartenance ne sont pas définies de manière unique mais incertaine. Quant aux systèmes flous de type 2, nous avons constaté qu'ils sont équipés d'un nouveau module appelé réducteur de type, qui permet de réduire les ensembles flous de type 2 en ensembles flous de type 1.

Les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone par l'application de régulateur flou type-2 ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées.

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes : La structure de la MSAP et l'accessibilité de ses grandeurs à la mesure nous invitent à comparer les performances des différents types de contrôle tel que la commande mode glissant ordre 2, la commande prédictive et la commande hybride.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[01] **Z. Souhila**, “ commande par passivité de la machine synchrone a aimants permanant’”, mémoire de Master, ’Université de Tlemcen, 2015.

[02] **L. Dalila**, “ Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents’”, mémoire de magister, ’Université de Batna, 2009.

[03] **B. Fateh**,” Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring’”, mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.

[04] **B. Naouel**,” Commande robuste par mode glissant floue appliquée à la poursuite de trajectoire du système TRMS’”, mémoire de Master, Université de M’sila, 2016.

[05] **Z. Boubaker**, “ Commande d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse’”. Utilisation d’Un Observateur Non Linéaire’”, mémoire de magister, ’Université de Batna, 2008.

[06] **B. Amel**, “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister’”, Université de Batna, 2009.

[07] **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 étendu, *Courrier du Savoir* – N°07, pp.37-43, Décembre 2006.

[08] **K. SAIDA**, “Commande du moteur à aimants permanents avec alimentation non-sinusoidale”, mémoire de magister, Université de Constantine, 2014.

[09] **N. Bounasla**,” Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ”, mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif, 2014.

[10] **Z. hafida**, “Optimisation énergétique d’un moteur synchrone à aimants permanents”, mémoire de Master, Université de Oum El Bouaghi, 2014.

[11] **S. Nawel CH. Ammaria**,” Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping”, mémoire de Master, Université Tlemcen, 2015.

[12] **Z. Boubaker**,” Commande d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d’Un Observateur Non Linéaire”, mémoire de Master, Université de Batna, 2008.

[13] **B. Ahmed B. HAMZA Oussama**,” Commande par logique floue d’une machine synchrone à aimant permanent”, mémoire de Master, Université de M’sila, 2018.

[14] **O. Assia**,” Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone”, mémoire de Master, Université Setif, 2011.

- [15] **F. Malika,**’’ Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone’’, mémoire de Master, Université de M’sila, 2016.
- [16] **Kh. Abderrahmane,**’’ Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone ’’, mémoire de Magister, Université de Biskra, 2011.
- [17] **M. Djemaa Chaimaa,**’’ Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile ’’, mémoire de Master, ’Université de Tlemcen, 2021.
- [18] **M. LEMYA,**’’ Contribution au Contrôle Adaptatif Flou des Systèmes non Linéaires ’’, diplôme de Doctorat, Université de Batna2, 2011.
- [19] **L. Mohammed Tahar,** ’’Commande Floue de la Machine Synchrones à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien ’’, mémoire de Magister, Université de Setif, 2012.
- [20] **F. Mohamed Lamine,**’’ Commande par logique floue de type 2 et commande neuro-floue appliquées à un pendule inversé ’’, mémoire de Master, Université de Blida, 2016.
- [21] **Dj. abd esalam A. sofiane,**’’ Commande Floue type 2 d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double alimentée (MADA) ’’, mémoire de Master, Université de M’sila, 2020.
- [22] **A. Mohamed Mustapha,** ’’ Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2’’, mémoire de Magister, Université de Setif, 2011.
- [23] **A. Fouad Salim , N. Riad Abdelhafid,** ’’ Commande par mode glissant de la Machine Synchrones à Aimants Permanents’’, mémoire de Master, Université de Ouargla, 2018.

[24] **M. Sameh**, " Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents", mémoire de Master, Université de Oum El Bouaghi, 2015.

[25] **K. Mébarka**, " Commande par mode de glissement d'un Moteur pas à pas à Aimant Permanent", mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

[26] **H. Mohammed Ilyes**, " Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", mémoire de Magister, Université de Biskra, 2011.

[27] **S. Mebarek**, Commandes non linéaires de la machine asynchrone ", mémoire de Master, Université de M'sila, 2013.

[28] **S. Belhamdi, A. Goléa**, " Direct Field-Oriented Control using Fuzzy Logic Type -2 for Induction Motor with Broken Rotor Bars,"AMSE JOURNALS-2017- N°1; pp 1-10.

[29] **A. HUSSAIN**, " Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants", diplôme de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.

[30] **H. LALLOUANI**, " Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile", diplôme de Doctorat, Université de M'sila, 2020.

[31] **B. Nouredine, R. Ammar**, " Amélioration des performances d'une commande à base de mode glissant d'une machine asynchrone double Etoile.", mémoire de Master, Université de M'sila, 2021.

- [32] **M. Zandevakill, M. Javanmard,** "Using fuzzy logic (type 2) in the intelligent ATMs' cash management.", IRJABS- 2014, ISSN 2251-838X.
- [33] **S. Abderezak,** "Contribution à la Commande hybride : Mode glissant - floue de la machine à induction double alimentée ", diplôme de Doctorat, Université de Batna, 2021.
- [34] **N.N. Karnik, J.M. Mendel,** "Centroid of a type-2 fuzzy set", Information sciences, vol.132, issue.1-4, pp.195-220, 2001.
- [35] **R. Krishnan,** "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor drives", Electrical and Computer Engineering Department Virginia, U.S.A. pp225-239, 2010.
- [36] **L. A. Zadeh,** "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning – 1", Inform. Sci, vol. 8, pp. 199- 249, 1975.
- [37] **A. Kaddouri,** "Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [38] **A. Nait Seghir,** "Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, ElHarrach, 2007.
- [39] **Alouani . F** « Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation», mémoire de magister, Université de M'sila,2006.
- [40] **Ms. Bouguerra .A** «Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical » . Thèse de doctorat, Université de M'sila,2015.

- [41] **B. Saad**, « Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Contrôlée Par Différentes Techniques De Commande ». Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2014.
- [42]. **Sabanovic, and F. Bilalovic**, «Sliding mode control of AC drives». IEEE Trans Ind. Applications, vol. 25, no. 1, pp. 70-75, Jan / Feb 1989.
- [43]. **A. Kaddouri**, «Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents». Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, 2000.

Annexes

Annexe A : Annexe

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation [03] :

Description	Valeurs (S.I)
Fréquence	50hz
Puissance nominale	$P_n=3Kw$
Tension d'alimentation	$V= 220/380V$
Nombre de paires de pôles	4
Résistance statorique	$R_s=0.6 \Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_{d=} = 1.4 \cdot 10^{-3} H$
Inductance suivant l'axe q	$L_{q=} = 2.8 \cdot 10^{-3} H$
Flux permanent	$\phi_{sf} = 0.12 Wb$
Vitesse nominale	$\Omega=230 \text{ rad/s}$
Moment d'inertie	$J = 1.1 \cdot 10^{-3} kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ Nm / rad/ s}$

Gains du régulateur flou

Les gains de ce régulateur flou sont obtenus après plusieurs simulations afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées : $K_e = 0.00105$, $K_{\Delta e} = 0.00105$, $K_{\Delta u} = 1400$

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE :ELECTROTECHNIQUE**

Proposé et dirigé par :

Pr. BELHAMDI Saad

Présenté par :

Ben Oumhani Adel

Thème :

**Commande Non Linéaire D'un Moteur Synchrone à
Aimants Permanent basée sur la logique floue type-2**

Résumé :

L'objectif du travail présente dans ce mémoire est une étude de la commande floues type-2 basées sur le mode glissant prendre en charge des systèmes non linéaires incertains, d'une machine synchrone à aiment permanents (MSAP).

Dans la première étape, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aiment permanents. Alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI vectorielle.

Dans la deuxième étape, On a abordé d'une façon bien définie l'étude et l'éclaircissement de tous les détails concernant le procédé technique du Mode Glissant ensuite on a abouti à la mise en œuvre des équations du même procédé.

La troisième étape présente une étude par simulation de techniques de commande intelligente appliquée à une machine synchrone à aiment permanents à savoir la commande par la logique floue type-2. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Mots clés :

MSAP, CSV, Onduleur de tension, Modélisation , Mode glissant, logique floue type-2.

الملخص:

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو دراسة التحكم التكيفي الغامض من النوع 2 بالاعتماد على الوضع الانزلاقي للعناية بالأنظمة الغير الخطية الغير دقيقة و المضطربة في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم.

في الخطوة الأولى ، قدمنا نمذجة النظام. في الخطوة الثانية ، تناولنا بطريقة محددة جيداً الدراسة وتوضيح جميع التفاصيل المتعلقة بالعملية الفنية للوضع الانزلاقي ، ثم انتهى بنا الأمر إلى تنفيذ معادلات نفس العملية.

تقدم الخطوة الثالثة دراسة عن طريق محاكاة تقنيات التحكم الذكية المطبقة على آلة التزامنية ذات مغناطيس دائم ، المعروفة بالتحكم التكيفي الغامض من النوع 2. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها كفاءة وأداء عنصر التحكم المقترح.

الكلمات المفتاحية : الآلة التزامنية ذات مغناطيس دائم ، التحكم الكيفي ، عاكس الجهد ، النمذجة ، الوضع الانزلاقي ، التحكم التكيفي الغامض من النوع 2.

N° d'ordre :