

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



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR DEPARTEMENT
D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

**COMMANDE FLOUE AVEC ADAPTATION DES GAINS DE
COMMANDE : APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONNE A
AIMANTS PERMANENTS**

Proposé et dirigé par :

-M^r . Abdel Madjid CHOUCHE

-M^r .Yahia LAAMARI

Présenté par :

-Abdelhak LOUNAS

-Moustafa BOUDIA

Année Universitaire : 2007 / 2008

REMERCIEMENT

*A l'issue de ce travail, nous adressons nos remerciements
premièrement à Dieu tout
puissant pour la volonté, la santé et la patience
qu'il nous a donné durant toutes ces longues
années d'études.*

Nous tenons à remercier nos

*Promoteurs : M^r. Abdel Madjid CHOUCOU et M^r. Yahia LAAMARI pour les
efforts qu'ils ont déployé, pour nous aider,
conseiller, encourager et corriger.*

*Ainsi que tout le personnel du
Département de l'électrotechnique de l'université
de M'sila, sous la direction du chef du département .*

En fin, nous adressons nos vifs

*Remerciements à Tous les enseignants qui ont
participé le long de ces années à notre formation.*

Ainsi qu'à notre promotion 2008

*Et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin
à l'élaboration de ce travail.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents

A ma chère grande mère

A mes sœurs.

Ainsi que tous mes amis

Et spécialement mon binôme Abdelhak

Boudia Mustapha

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chères parents

A mon chère grand père

A ma chère grand mère

A mes frères et soeurs

*Ainsi que tous mes amis Azzedine, Messaoud, Fouaz, Said,... et spécialement
mon binôme Mustapha*

LOUNAS Abdelhak

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE :	1
-------------------------------	---

Chapitre I

Modélisation de la MSAP

I-1 INTRODUCTION.....	4
I-2 MODELISATION DE LA MSAP	5
I-2-1 Hypothèses simplificatrices	5
I-2-2 Modèle mathématique	6
I-2-3 Transformation de Park	8
I-2-4 Modèle de la MSAP.....	11
I-3- MODELISATION DU CONVERTISSEUR.....	15
I-3-1-Modélisation du redresseur	15
I-3-2-Modélisation du filtre	17
I-3-3-Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	18
I-3-3-1 Technique MLI (sinus-triangle)	20
I-4 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS	25
I-5 CONCLUSION	26

Chapitre II

Théorie de la logique floue

II-1 INTRODUCTION	28
II-2 PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE.....	29
II-2-1 Ensembles flous.....	29
II-2-2 Variable linguistique.....	31

II-2-3 Opération sur les ensembles flous	32
II-2-4 Fonctions d'appartenance.....	33
II-2-5 Quelques définitions	35
II-2-6 Propositions flous.....	37
II-3 RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE.....	37
II-3-1 Implication floue	37
II-4 STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS.....	38
II-4-1 Base des règles.....	39
II-4-2 Moteur d'inférence	39
II-4-3 Interface de fuzzification.....	40
II-4-4 Interface de défuzzification	40
II-4-5 Système flou de Mamdani	42
II- 5 CONCLUSION	42

Chapitre III

Application de la commande par logique floue au modèle de la MSAP

III-1 INTRODUCTION	44
III-2 SYNTHESE DU REGULATEUR	44
III-2-1 Base de données:.....	44
III-2-2 Contrôleur flou de type Mamdani	45
III-2-3 Fuzzification.....	46
III-2-4 Base de règles	48
III-2-5 Inférence ou logique de prise de décision	49
III-2-6 Défuzzification.....	49
III-2-6-1 Méthode des hauteurs pondérées.....	50
III-3 REGLAGE DE VITESSE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....	52

III-4 INTERPR2TATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS	56
III-5 ROBUSTESSE	56
III-6 JUGEMENT.....	57
III-7 CONCLUSION	58

Chapitre IV

Commande floue de la MSAP par des régulateurs à gains auto-ajustables

IV -1 INTRODUCTION.....	60
IV-2 DESCRIPTION DU REGULATEUR FLOU A GAIN DE COMMANDE ADAPTATIF	60
IV -3 DEVELOPPEMENT DE LA TABLE DE DECISION.....	61
IV-4 REGLAGE DE VITESSE.....	63
IV-5 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS	67
IV-6 CONCLUSION.....	67
CONCLUSION GENERALE	69
ANNEXE.....	72
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	74

NOMENCLATURE

- C_r : Le couple de charge.
- C_{em} : Le couple électromagnétique
- C_f : Capacité de filtrage.
- e : L'erreur
- Δe : La variation de l'erreur.
- E_{abc} : Les forces-électromotrices produites dans les phases statorique.
- f_c : Le coefficient frottement.
- i_{abc} : Les courants de phases statoriques.
- i_f : Courant à l'entrée de l'onduleur.
- J : Le moment d'inertie du rotor
- $[K_\theta]$: Matrice de transformation de Park.
- L_d, L_q : Inductances cycliques directe et en quadrature.
- L_f : Inductance de filtrage.
- L_s : L'inductance propre des enroulements statoriques.
- M_s : L'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.
- P : Le nombre de paires de pôles.
- R_f : Résistance de filtrage

- R_s : Résistance d'une phase statorique.
- u_d, u_q : Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
- U_f : Tension continue à l'entrée de l'onduleur. (tension filtrée)
- U_d : Tension redressé.
- V_{abc} : Les tensions de phases statoriques
- w_r : La vitesse de rotation du rotor.
- w_e : Pulsation des tensions statoriques.
- Φ_{abc} : Les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.
- Φ_v : Le flux crée par les aimants au rotor.
- θ : L'angle électrique
- $\mu(u)$: Fonction d'appartenance
- MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.
- RLF : Régulateur à logique floue.

Introduction
générale

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques équipent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels à vitesse variable. Les applications vont de la robotique (servomoteurs) jusqu'à les entraînements des laminoirs en sidérurgie en passant par le domaine des transports. La machine à courant continu réponds aux exigences de l'industrie, vue sa facilité de commande puisque le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Néanmoins, elle présente des inconvénients liés à sa structure, la présence du système balais-collecteur nécessite un entretien constant.

Par ailleurs, des recherches approfondies ont permis de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple les aimants permanents à base de terre rare. Ces derniers permettent d'obtenir des machines synchrones dont l'excitation par courant continu est remplacée par des aimants permanents, qui présentent par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrones à excitation électrique et asynchrones beaucoup d'avantages, entre autres, une inertie faible, un couple massique élevé et une réduction au niveau des pertes joules. Elles sont actuellement les mieux placées pour répondre aux exigences des applications bien particulières, telles que la robotique, les machines outils, la technologie de l'espace (actionneurs d'aviation et de satellites) et d'une manière générale dans les systèmes embarqués. *[Thi-03]*

Le développement des semi-conducteurs de puissance, a permis de réaliser des onduleurs de tension ou de courant, ouvrant la voie à la vitesse variable au niveau des machines alternatives. Ces machines devient plus performantes et plus utilisées que les machines à courant continu. En effet, l'absence du collecteur permet d'accroître la fiabilité et permet d'obtenir des machines ayant un coût de fabrication et d'entretien moins important.

Les techniques avancées de la micro-électronique ont permis le développement de plusieurs types de commandes très performantes, dont l'application sur les machines synchrones à aimants permanents donne plus d'importance à ce type de machines et par la suite le domaine d'application de ces machines élargie considérablement. De nombreux chercheurs proposent aujourd'hui des variateurs utilisant plusieurs principes de commande.

Après l'utilisation des régulateurs classiques (Proportionnel, Intégral et Dérivée) dont le problème majeur réside dans l'exigence de la connaissance approfondie du modèle du

système à régler et le manque de robustesse en vue des variations paramétriques, c'est pour cela, que ces chercheurs orientent leurs études vers la possibilité de l'utilisation de nouvelles techniques plus efficaces, plus performantes et plus robustes. Parmi ces méthodes, celle basée sur la théorie de la logique floue qui est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi ZADEH en 1965, avec la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines. La première application de la logique floue comme technique de commande est réalisé par E.H Mamdani et A.Assilian en 1974. [*mam-74*]

La commande par logique floue est robuste, en effet, cette technique de commande est capable de prendre la décision nécessaire pour rétablir le système en cas d'une perturbation paramétrique, les régulateurs flous sont à base de règles linguistiques résumées dans des lois de commande conçues par des experts.

Le mémoire présentant ce travail s'organise en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, l'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus souple. L'étude de l'association machine-Onduleur à modulation de largeurs d'impulsions MLI constitue la deuxième partie de ce chapitre.

Dans le second, nous donnons les notions de base de la logique floue nécessaires pour notre application, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines et imprécises.

Dans le troisième chapitre, on présente l'application de la commande par logique floue à base des régulateurs flous à gains fixes synthétisés en utilisant sept sous ensembles flous de type Mamdani pour chaque variable d'entrée et de sortie.

Le dernier chapitre est réservé à la présentation de l'étude de la commande floue à base de régulateurs à gains adaptatifs. Afin d'améliorer les performances, un bloc d'adaptation du gain de commande est ajouté.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats aux quels nous avons abouti.

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I-1 INTRODUCTION

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils).

Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone aimants permanents (MSAP) qui reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir l'absence des pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

Ce dernier avantage lui donne la supériorité aux autres types de moteurs. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt, En effet, les travaux qui ont été consacrés au fonctionnement de la MSAP autopiloté ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles du moteur à courant continu et que le transfert des lois de commande se fait aisément. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position ce qui affecte sensiblement le coût du système. *[Rek-91]*

AUTOPILOTAGE DE LA MACHINE SYNCHRONE

La caractéristique couple-vitesse d'une machine synchrone alimentée à pulsation statorique ω_e constante. La vitesse d'une telle machine est fixée uniquement par sa pulsation d'alimentation et son nombre de paire de pôles. Elle est telle que $\omega_e = P \cdot \omega_r$.

Cette caractéristique pose donc le problème de démarrage (pas de couple à $w_r = 0$).

En effet le couple électromagnétique résulte de l'interaction de deux champs tournants fondamentaux, créés l'un par le stator B_s et l'autre par le rotor B_r .

Pour résoudre le problème de démarrage il faut imposer la loi $w_e = p \cdot w_r$ en asservissant la pulsation d'alimentation w_e à la vitesse w_r du rotor. [Tle-07]

Dans ce chapitre, On présente la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents. On présente le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (**transformation de Park**).

I-2 MODELISATION DE LA MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (figure I.1) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à poles lisse et les inductances dans ce cas ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce types, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [Rek-91].

I-2-1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

1-Le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires avec les courants.

2- Nous supposons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales.

3- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

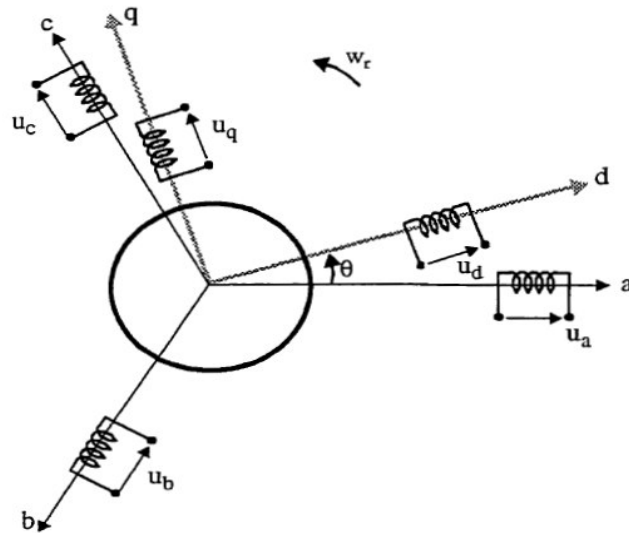


Figure (I.1) : Référentiel (a, b, c) et référentiel (d-q).

I-2-2 MODELE MATHEMATIQUE :

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. En considérant les conditions simplificatrices citées précédemment, le modèle triphasé s'exprime par :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (1.1)$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad [\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Avec

V_{abc} : Les tensions de phases statoriques

i_{abc} : Les courants de phases statoriques.

R : Indique la résistance d'une phase statorique.

φ_{abc} : Les flux totaux produits par les courants statoriques

On exprime les flux totaux ϕ_{abc} par:

$$[\phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\phi'_{abc}] \quad (1.3)$$

Où la matrice inductance L se définit comme suit :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec :

L_s : l'inductance propre des enroulements statoriques.

M_s : représentant l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

ϕ'_{abc} : sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.

La substitution de (I.3) dans (I.1) donne:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (1.5)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_r} ([E_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (1.6)$$

Où

$E_{abc} = \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]$: Les forces-électromotrices produites dans les phases statorique.

ω_r : la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec)

I-2-3 TRANSFORMATION DE PARK

On remarque que le système (1.5) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux ont utilisé la transformation de Park qui est une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), et permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park.

Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulement immobiles (a,b,c) alimentées par un courant variable, des enroulements (d,q) tournant avec le rotor et alimenté par des courants continus. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dgo}] = [K_{\theta}][X_{abc}] \quad (1.7)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation K_{θ} est donnée par : **[BAR-82]**

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

Dont la matrice inverse a pour forme:

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

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré $ia + ib + ic = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.8) est nulle.

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

$$[u_{dq}] = [K_\theta][V_{abc}] = [K_\theta][R][i_{abc}] + [K_\theta] \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (1.10)$$

Du moment où $[R]$ est diagonale alors :

$$[K_\theta][R][K_\theta]^{-1} = [R] \quad (1.11)$$

En utilisant: $[KAD-00]$

$$[K_\theta] \frac{d}{dt} [K_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Et à l'aide de (I.11) et (1.12), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit:

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d[\varphi_{dq}]}{dt} + w_e [\varphi'_{dq}] \quad (1.13)$$

Où:

$$\begin{aligned} [u_{dq}] &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} & [\varphi'_{dq}] &= \begin{bmatrix} \varphi_q \\ -\varphi_d \end{bmatrix} \\ [i_{dq}] &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} & [\varphi_{dq}] &= \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} \\ [R] &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Et la transformation (I.8) appliquée à (I.3) donne:

$$[\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Où:

ϕ_v : le flux crée par les aimants au rotor.

P : le nombre de paires de pôles.

L'équation elctro-mécanique est exprimé par:

$$C_{em} - C_r = J \frac{dw_r}{dt} + f_c w_r \quad (1.15)$$

Avec:

f_c : le coefficient frottement.

J : le moment d'inertie du rotor

C_r : le couple de charge.

C_{em} : le couple électromagnétique

Ou:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_v i_q] \quad (1.16)$$

I-2-4 MODELE DE LA MSAP

En développant le système d'équations (I.13) on peut déduire la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel d-q.

Schéma équivalent

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q

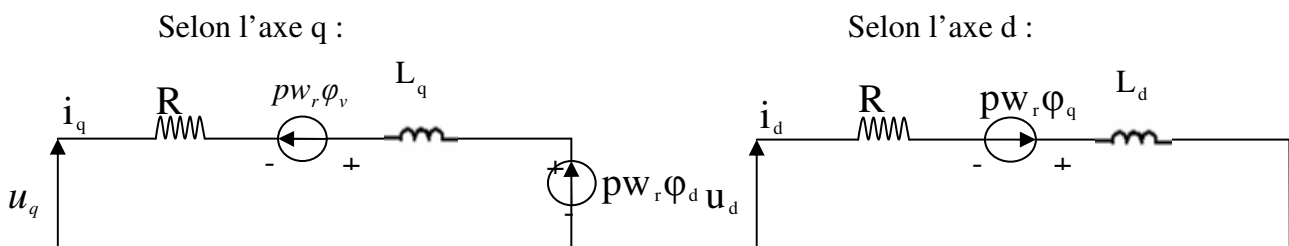


Figure (I.2) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

Ainsi notre système d'état s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\phi_v}{L_q} P \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{array} \right. \quad (1.17)$$

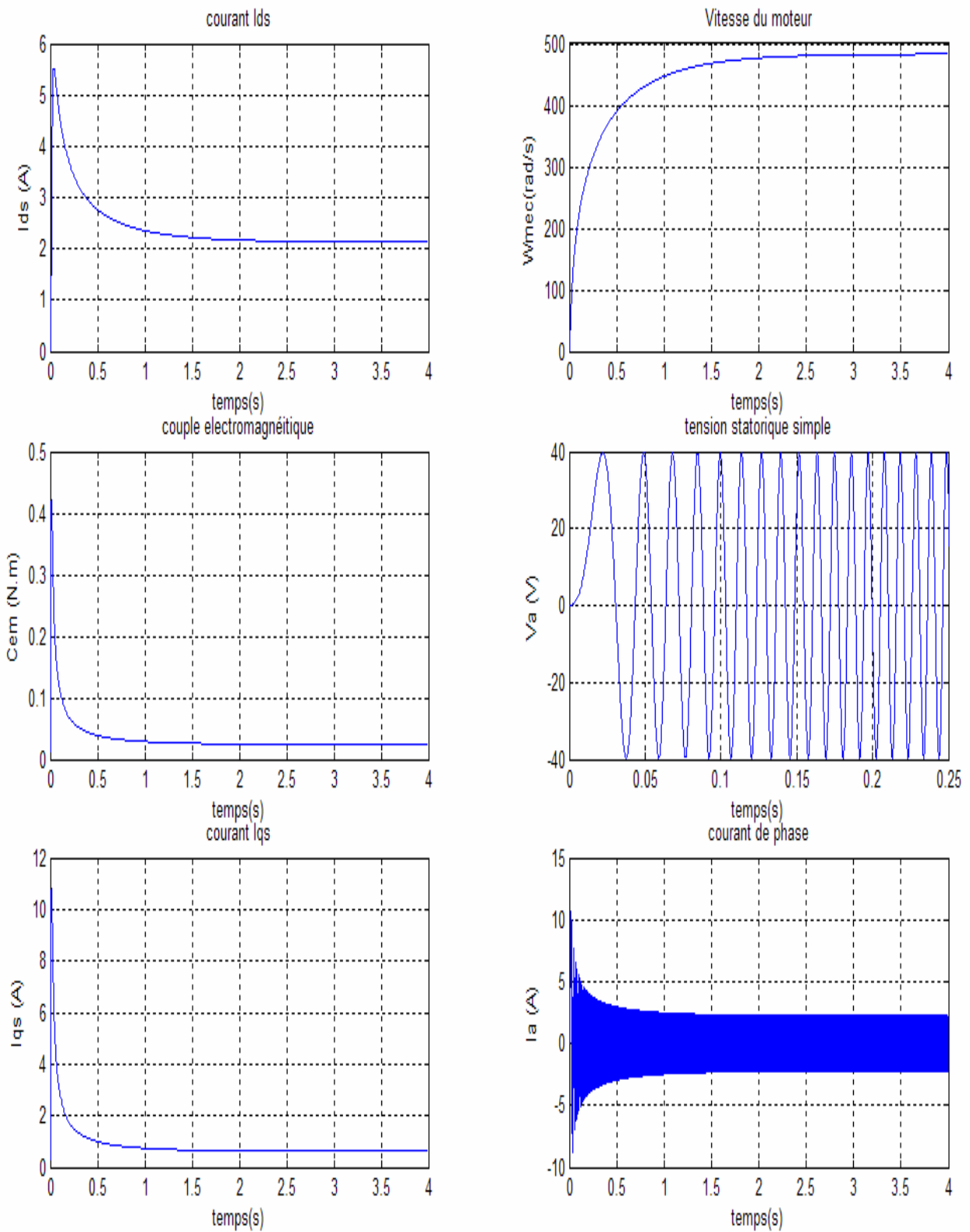


Figure (I.3) Caractéristique dynamique du model de la MSAP à vide

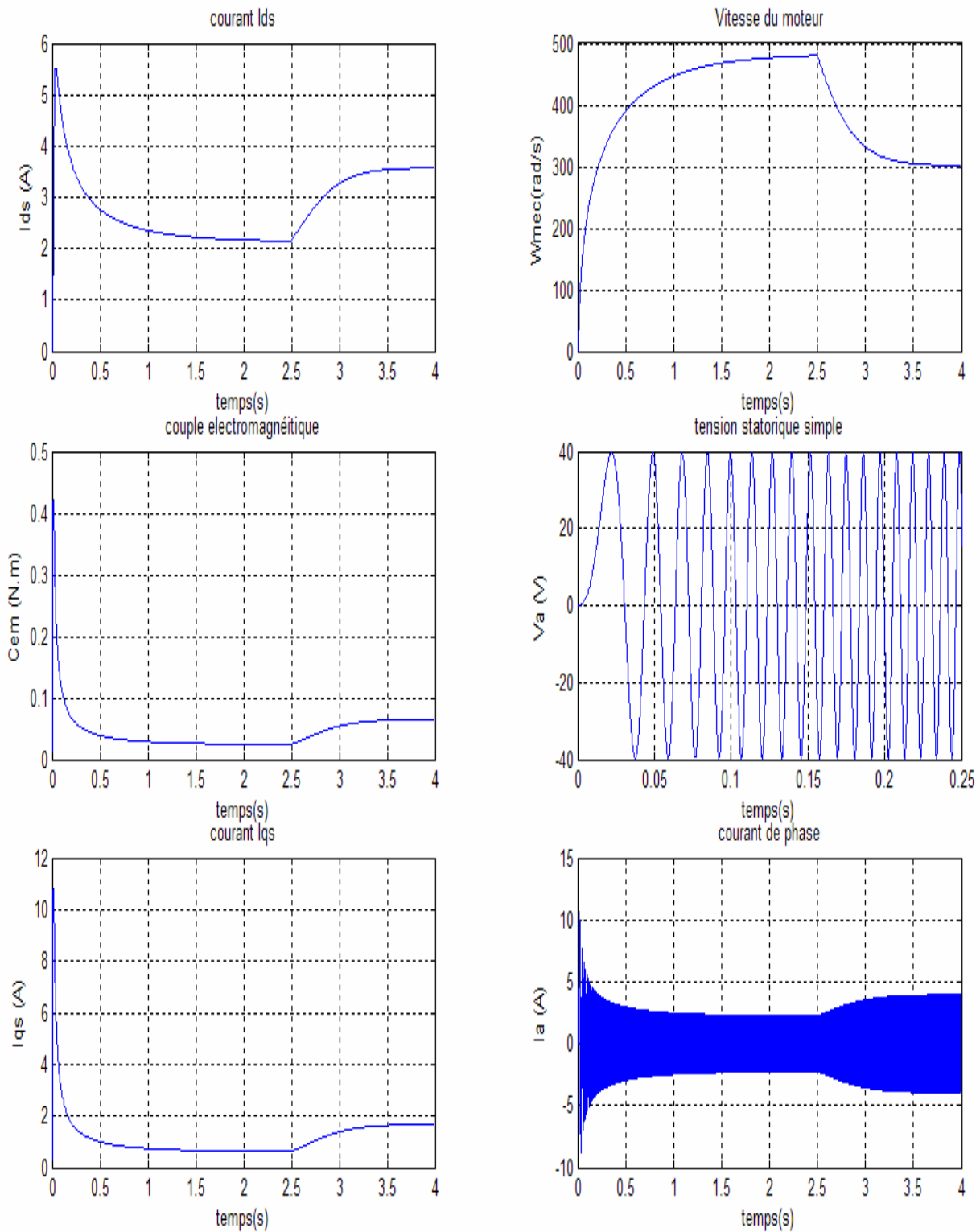


Figure (I.4) Caractéristique dynamique du model de la MSAP avec application d'un couple de charge de 0.05 N.m a t=2.5s

I-3 MODELISATION DU CONVERTISSEUR

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable où la fréquence d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique asservi à partir de la position du rotor. Pour cela, un capteur de position est placé pour capter la position du rotor. La MSAP est alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir d'une tension via un redresseur à diodes et un filtre LC Figure (I.4).

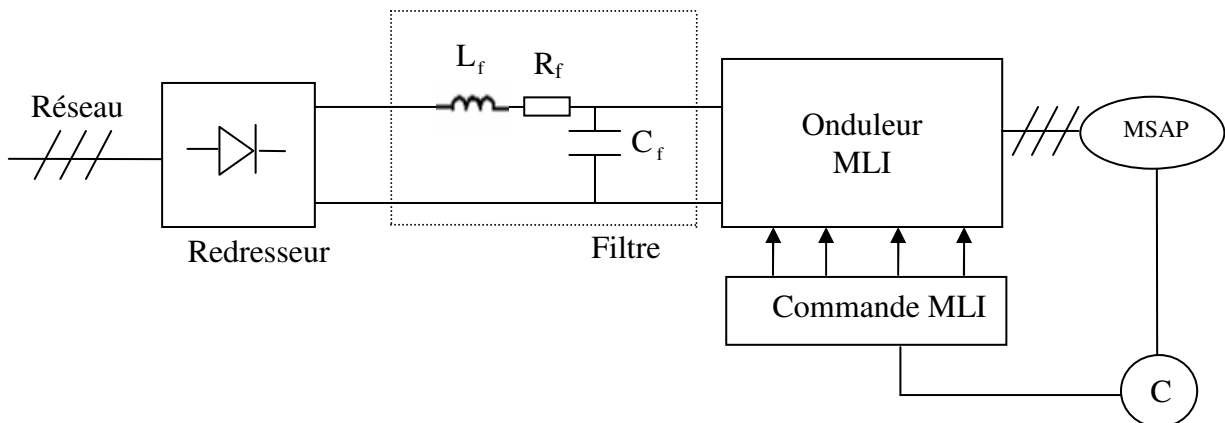


Figure (I.5) Schéma de l'ensemble Convertisseur- MSAP

I-3-1 MODELISATION DU REDRESSEUR

Nous utilisons le pont triphasé à diodes représentées à la figure (I.6) alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également ; il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 Est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max (V_j) ; j=1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max (V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$$

$$D_i' \text{ Conduit si } V_i = \min (V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max (V_j) - \min (V_j) ; j=1, 2, 3.$$

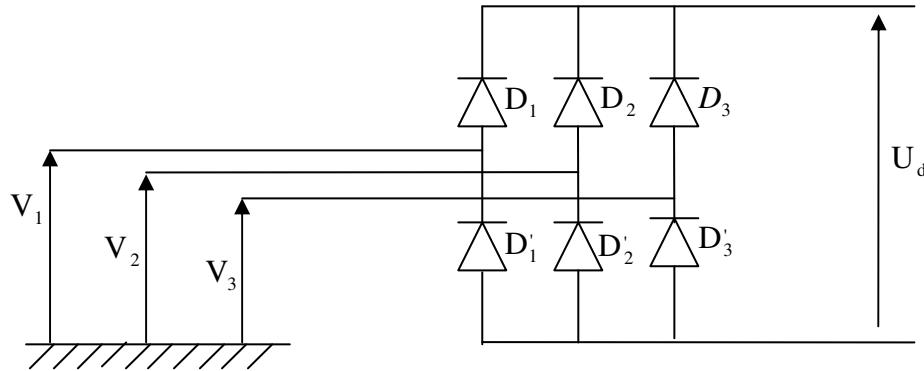


Figure (I.6) Redresseur à diodes

- **SIMULATION NUMERIQUE DU REDRESSEUR**

La simulation numérique du redresseur a donné le résultat représenté à la figure (I.7).

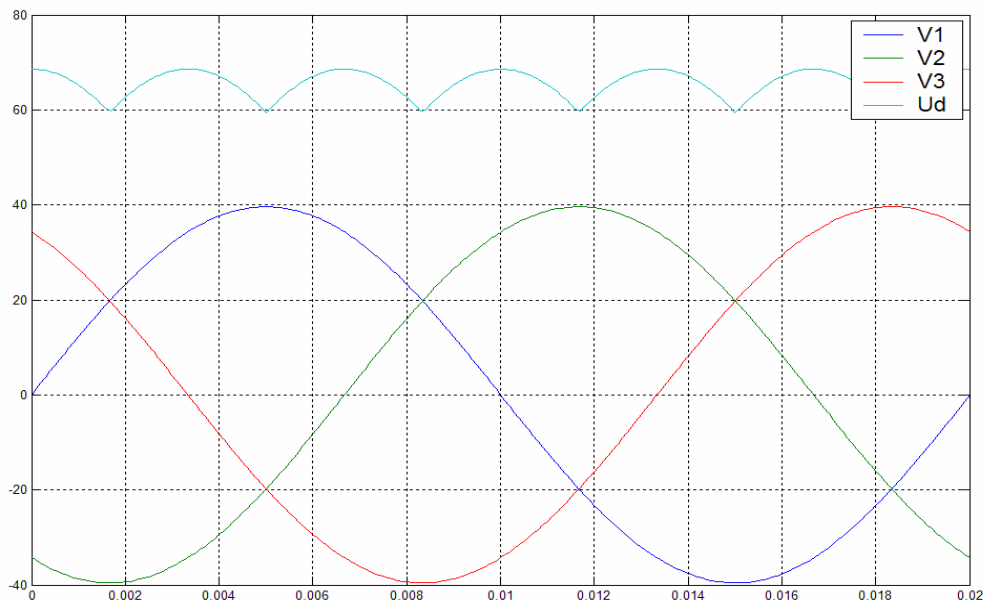


Figure (I.7) Tension redressée

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur figure (I.7) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

I-3-2 MODELISATION DU FILTRE

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (I.8), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur ;
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse ;
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur en cas de rôle de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

1. La tension U_f d'alimentation de l'onduleur ;
2. La composante continue du courant exigé i_f ;
3. L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité C_f du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas d'échéant.

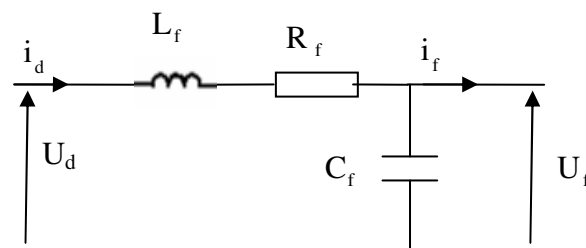


Figure (I.8) Schéma de filtre LC

Equation du filtre :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_f - R_f i_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Calculs des paramètres :

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert F(S) du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (\text{I.19})$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (\text{I.20})$$

Pour limiter les ondulations du courant i_d et de la tension U_f , il faudra que :

$$\omega_r < 2\pi f \text{ Où } f \text{ est la fréquence de réseau } (f=50 \text{ Hz}).$$

I-3-3 MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE MLI

Le réglage de la vitesse de la machine à aimants permanents se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée. L'onduleur donne une réponse à ce besoin. Les cellules (bras) de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant, et composées des (demi-bras) commandées à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire.

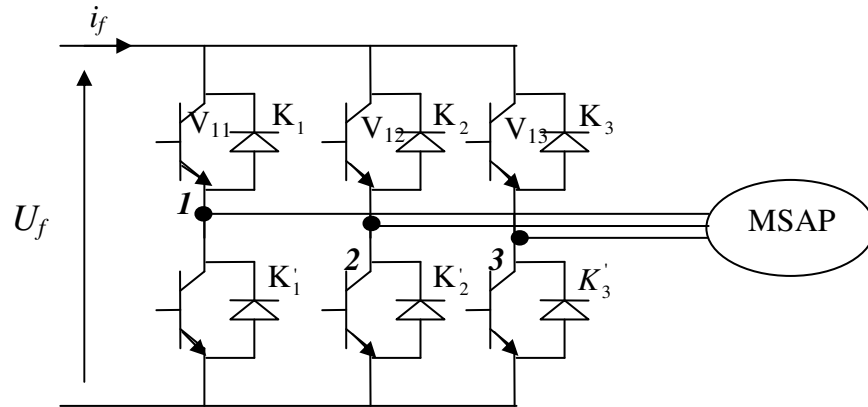


Figure (I.9) Schéma de principe de l'onduleur de tension

L'emploi de la technique MLI pour déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs permet de régler de manière indépendante les valeurs moyennes de chacune des tensions V_a , V_b et V_c sur chaque période de commutation.

Si les références forment un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdale on obtient à la sortie de l'onduleur des ondes de tension dont les valeurs moyennes forment elles aussi un système équilibré, on parle dans ce cas d'une modulation sinus-triangle.

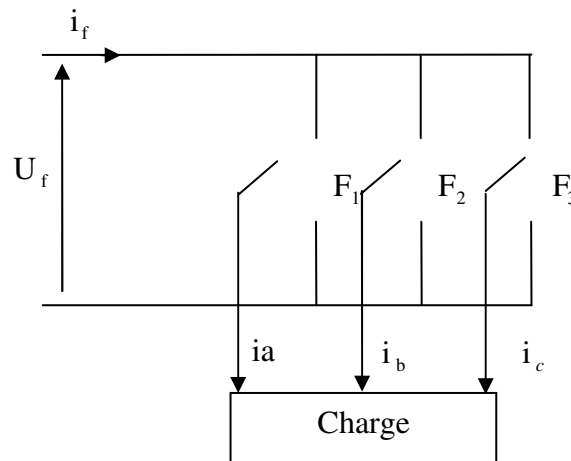


Figure (I.10) Représentation des interrupteurs.

I-3-3-1 TECHNIQUE MLI (SINUS-TRIANGLE)

La MLI sinus- triangle (MLI ST) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_r , appelée modulation et un signal triangulaire de haute fréquence f_p appelée porteuse.

Les trois signaux de référence sont donnés par les équations suivantes :

$$U_{ref} = V_m \sin\left(2\pi f t - 2\frac{(c-1)}{3}\right) \quad \text{Où } c=1, 2, 3$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(\frac{-4t}{T_p} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

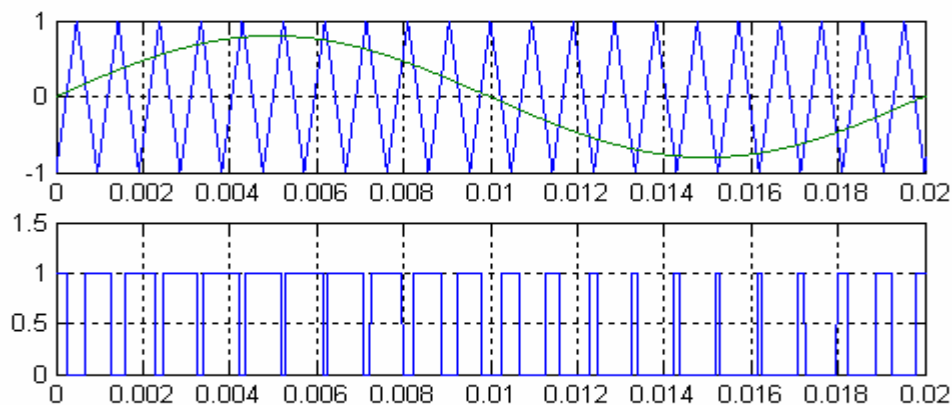


Figure (I.11) technique MLI sinus-triangle

Les trois instants de commutation sont déterminés par comparaison de trois ondes de références avec une onde porteuse qui fixe la fréquence de commutation, cette comparaison fournit trois signaux logiques f_1 , f_2 et f_3 qui valent (1) quand les interrupteurs du côté haut sont en conduction et ceux de côté bas sont bloqués à zéro (0).

A partir de ces signaux l'électronique de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs

- Si $U_{ref1}(t) \geq V_p$ $F_1=1$; sinon $F_1=0$
- Si $U_{ref2}(t) \geq V_p$ $F_2=1$; sinon $F_2=0$
- Si $U_{ref3}(t) \geq V_p$ $F_3=1$; sinon $F_3=0$

$$U_{12}=U_{as}-U_{bs}=V_{21}-V_{11}$$

$$U_{23}=U_{bs}-U_{cs}=V_{31}-V_{21}$$

$$U_{31}=U_{cs}-U_{as}=V_{11}-V_{31}$$

$$V_{11}=F_1 U_f ; V_{21}=F_2 U_f ; U_{12}=(F_2-F_1) U_f$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Il en découle

$$\begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres :

- L'indice de modulation 'm' égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m=f_p/f$).
- Le coefficient de réglage en tension 'r' égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation $r = V_m/V_{pm}$ (En général : $m=21$ et $r=0.8$).

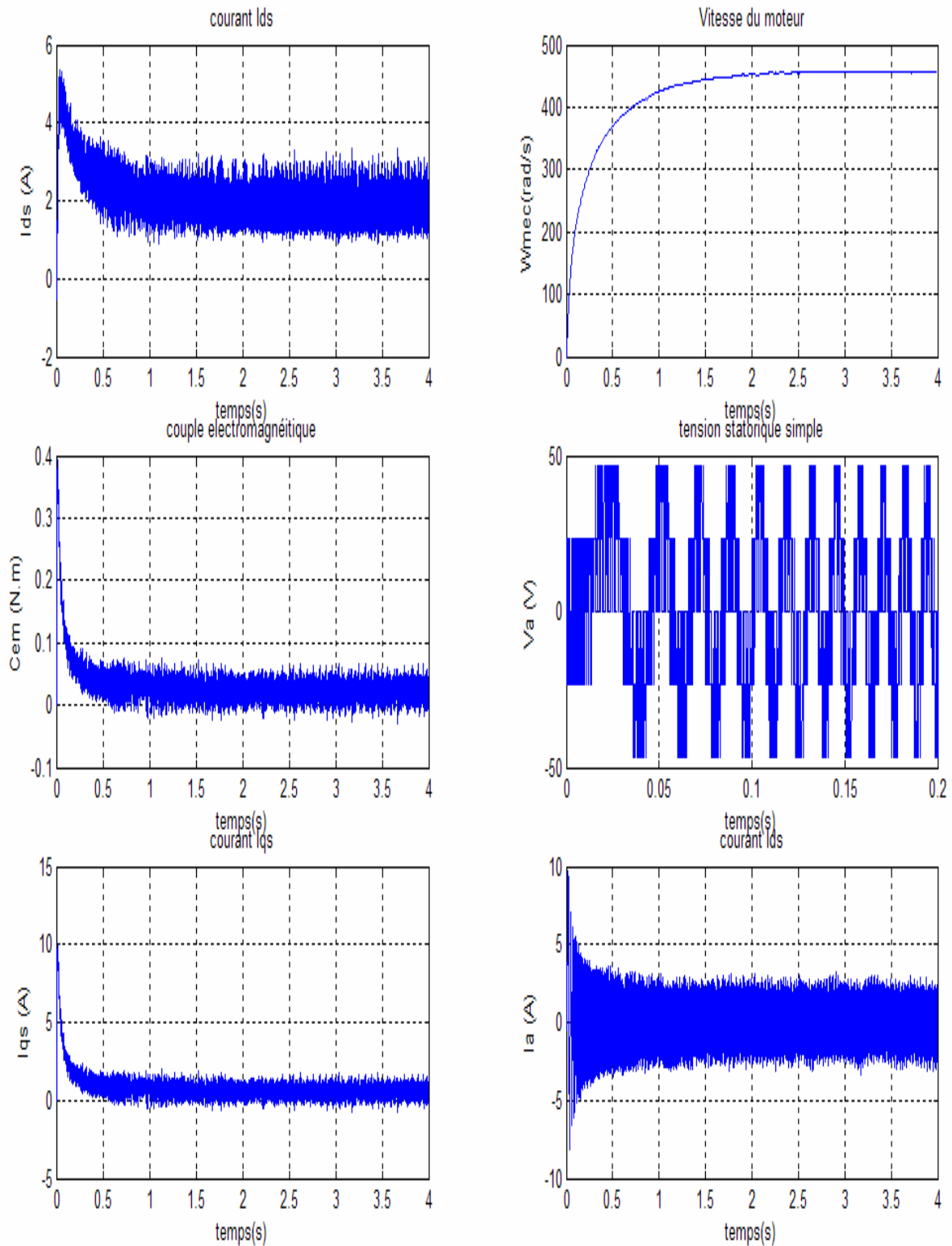


Figure (I.12) caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur MLI de tension et la MSAP à vide

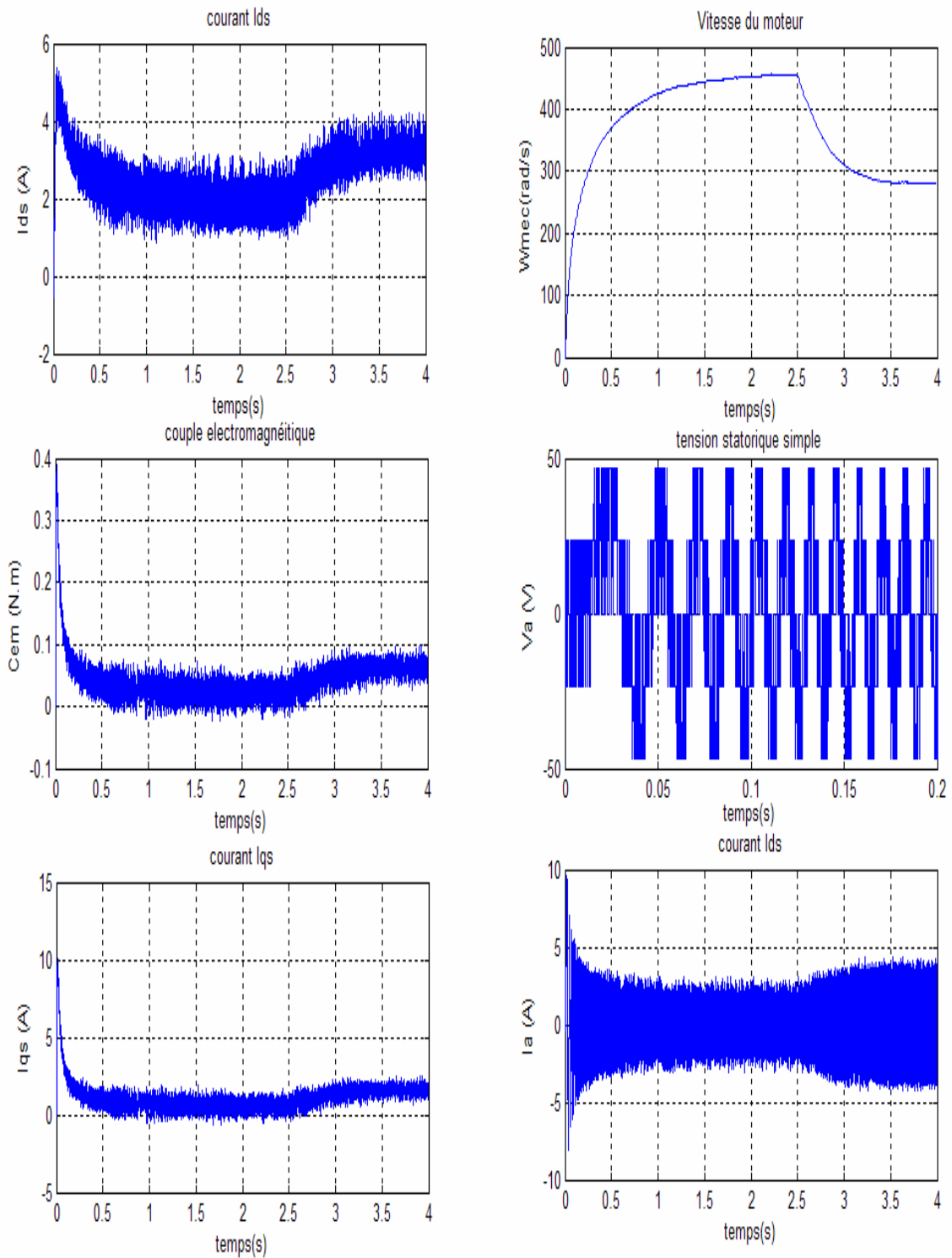


Figure (I.13) caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur MLI de tension et la MSAP avec application d'un couple de charge de 0.05 N.m a t=2.5s

I-4 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS

Les figures (I.3) et (I.4) représentent l'allure des différentes caractéristiques dynamique du modèle de la MSAP à vide et en charge.

1- A vide : On constate que la vitesse atteint une valeur constante après un temps égale au environ de (2s) qui représente un temps de réponse relativement important, qui veut dire que la dynamique de la machine est un peut lente.

On constate aussi que le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur considérable puis il diminue vers une valeur de (0.025 N.m) après un certain temps qui est le temps du régime transitoire. Cela pour compenser le couple de frottement et l'inertie de la machine.

Au démarrage le moteur fait appel à une grande valeur de courant, nécessaire pour donner au moteur un couple de démarrage important.

En régime permanent, on constate que les deux composantes d'axe direct et en quadrature présentent des valeurs constantes.

2-En charge : Lors de l'application d'un couple de charge de (0.05 N.m), on remarque une diminution considérable au niveau de la vitesse, et une augmentation du couple électromagnétique; cette augmentation est nécessaire pour vaincre la charge. Et par conséquent on remarque aussi une augmentation du courant d'induit.

Les figures (I.12) et (I.13) représentent les résultats de simulation de L'association onduleur MLI-MSAP les caractéristiques ont presque les mêmes allures que ceux précédemment présenté [fig. I.3 et I.4] sauf qu'on constate l'apparence des oscillations autour d'une valeur moyenne, ceci est dû principalement aux les harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

I-5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté un modèle de la machine synchrone à aimants permanents sous forme d'équations mathématiques en fonction des paramètres internes.

Ce modèle nous a donné des bons résultats d'après la simulation à vide et en charge, ce qui nous a permis d'avoir une idée sur le comportement dynamique de la machine, et de connaître les réponses en terme de couple, de vitesse et courant avant d'appliquer les types de commandes envisagées afin d'améliorer les réponses et de satisfaire les conditions de mise en marche au niveau de la vitesse et du couple et suivant la réponse désirée on exige pour une situation pratique.

Parmi les techniques qui nous donnent une souplesse et une robustesse de commande à ce genre de machine comme pour les autres types de machines, la technique de commande par logique floue.

CHAPITRE II

Théorie de La logique floue

II-1 INTRODUCTION

La logique booléenne, fondement de l'informatique classique, repose sur deux valeurs, le zéro et le un. Toute proposition ainsi traitée est alors considérée vraie ou fausse. Or, dans le monde réel, rares sont les catégories supportant une telle classification tout ou rien. Prenons le cas de la perception d'une distance et plus spécifiquement la notion d'éloignement : la description classique du sous-ensemble E associée à cette notion sera effectuée par la définition de bornes telles que toutes valeurs comprises entre elles seront considérées comme éloignées et toutes les autres comme non éloignées :

$$E = \{ d \in R \quad a < d < +\infty \} \quad (2.1)$$

Une telle catégorisation par le biais de sous-ensembles classiques montre immédiatement la non adéquation de ce type d'objets mathématiques pour la description de notions humaines subjectives. En effet, la définition d'appartenance à une notion, en tout ou rien, est fort éloignée du mode de fonctionnement de la perception naturelle dans laquelle les sous-ensembles ont des frontières beaucoup moins précises.

Une solution pour résoudre ce problème consiste à utiliser non plus la logique booléenne, mais à considérer plutôt les logiques multi-valuées. Jan Lukasiewicz introduisit dans les années 20 de telles logiques où les propositions ne sont désormais plus simplement vraies ou fausses, mais possèdent des valeurs de vérité variant continûment dans l'intervalle $[0,1]$. Ces logiques permettent ainsi de traduire l'appartenance partielle à un sous-ensemble et, par le fait même, d'évoquer la notion d'incertitude, d'imprécision. C'est dans le milieu des années 60 que Lofti Zadeh étendit explicitement le principe des sous-ensembles classiques à la logique multi-valuée, ce qui donna naissance à ce qu'il appela des fuzzy sets, et plus tard à la logique floue.

La logique floue suscite actuellement un intérêt général auprès des chercheurs et des industriels, mais plus généralement auprès de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [Han-94]. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une

représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. [*mam-77*]

Le souci d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine a poussé les chercheurs au développement de systèmes flous. Ces derniers ont la propriété d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire et l'autre avantage est qu'il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé. Ces systèmes sont basés sur deux concepts : celui de la décomposition d'un univers de discours d'une ou de plusieurs variables mesurées sous forme de symboles linguistiques: «petit», «moyen» et «grand»... et des règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, là aussi, sous forme d'un langage, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction de la ou des variables observées. [*Tle-07*]

Le but de ce chapitre, est de présenter un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, en insistant sur les idées utilisées en commande floue. Ensuite, nous présentons la structure des systèmes flous.

II-2 PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans la perspective des sciences de l'ingénieur, on peut admettre que dans les situations où les méthodes traditionnelles de modélisation à partir d'observations physiques s'avèrent non satisfaisantes, les sciences subjectives, particulièrement la logique floue, peuvent rendre beaucoup de services, dès lors que les connaissances sur la façon de résoudre un problème, de piloter un grand système, d'effectuer un réglage ... etc sont disponibles. Cela suppose que l'on sache définir des méthodes rigoureuses de représentation des connaissances. En pratique, la résolution d'un problème concret peut avoir recours à l'utilisation conjointe des méthodes objectives traditionnelles et celles subjectives. La logique floue offre un cadre formel, qui n'existait pas auparavant, pour mettre en oeuvre de telles méthodes de façon rigoureuses. Cette section est consacrée à la présentation des bases fondamentales de la logique floue ainsi que leurs utilisations pour représenter le raisonnement approximatif basé sur les expressions linguistiques.

II-2-1 ENSEMBLES FLOUS

Un ensemble flou a pour but de permettre des graduations au niveau de l'appartenance d'un élément à une classe, pour mieux illustrer cette notion on prends par

exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des «grands» s'il mesure 1.5m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8m, plus son appartenance à la classe des «grands» est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme «vieux» ou «adulte»), de situations intermédiaires entre le tout et le rien («presque vrai», le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de «tiède» à «chaud» selon la température), elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à des classes. [Tle-07]

Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence F continu ou discret

- Un ensemble classique F de U est défini par une fonction caractéristique μ_F qui prend la valeur 0 pour les éléments de U n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A (figure II.1.a).

$$\mu_F : U \rightarrow \{0,1\} \tag{2.2}$$

- Un ensemble flou F de U est défini par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément u de U , le degré $\mu_F(u)$, compris entre 0 et 1, avec lequel u appartient à F (Figure II.1.b).

$$\mu_F : U \rightarrow [0,1] \tag{2.3}$$

Cet ensemble flou F peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$F = \{(u; \mu(u)) / u \in U\} \tag{2.4}$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble F, qui indique pour tout élément u de U son degré d'appartenance $\mu_F(u)$ à F : [Han-94]

$$\begin{cases} F = \int_u \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si U est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si U est discret} \end{cases}$$

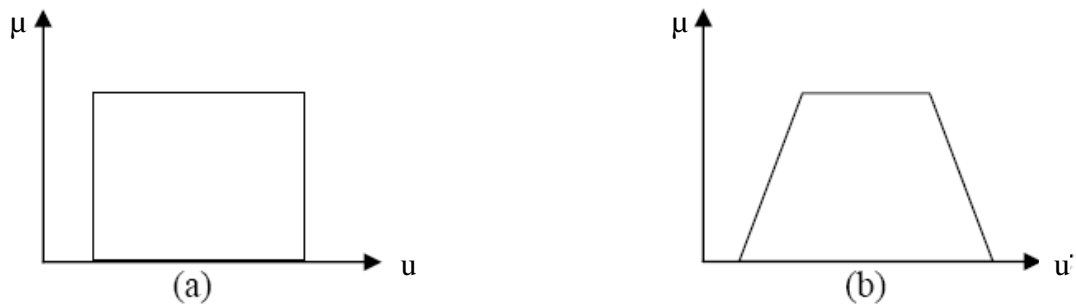


Figure II.1 : Exemples de fonction d'appartenance

-a) Logique classique

-b) Logique floue.

II-2-2 VARIABLE LINGUISTIQUE

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme :

- quelque, beaucoup, souvent
- chaud, froid, rapide, lent
- grand, petit, etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, U, T_V) , dans lequel V est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence U , sa valeur peut être n'importe quel élément de U . On note $T_V(A_1, A_2, \dots)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de U , qui sont utilisés pour caractériser V . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance [Cha-06].

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T_{(vitesse)} = \{lente, moyenne, rapide \dots\}$ où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou. Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure II.2.

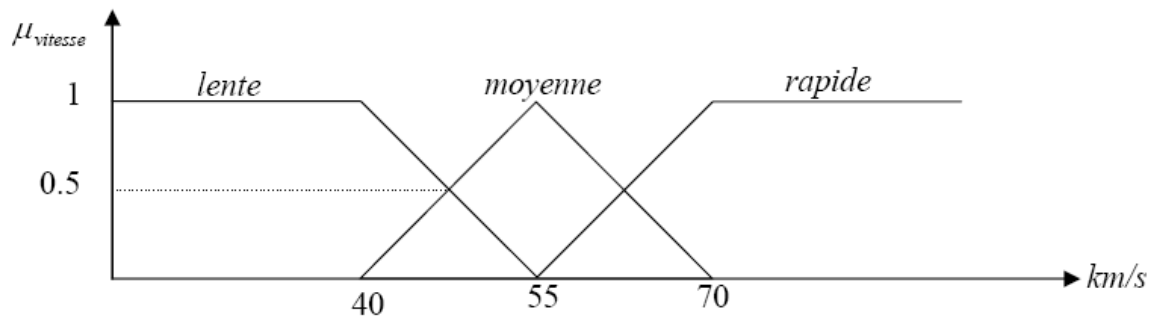


Figure II.2 : Représentation graphique des termes linguistiques.

II-2-3 OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique proportionnelle qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. [Cha-06]

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement $\mu_A(u)$ et $\mu_B(u)$ comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance .

- **Union (Disjonction Ou) :**

L'union de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments de U affectés du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou $C = A \cup B$, tel que :

$$\forall u \in U \quad \mu_c(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (2.5)$$

• **Intersection (Conjonction ET)**

L'intersection de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments de U affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble D , tel que :

$$\forall u \in U \quad \mu_D(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (2.6)$$

• **Complémentation :**

La fonction d'appartenance du complément d'un ensemble flou A est définie, par :

$$\forall u \in U \quad \mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (2.7)$$

• **Produit cartésien**

Soient A_1, A_2, \dots, A_n des ensembles flous dans U_1, U_2, \dots, U_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'espace produit de U_1, U_2, \dots, U_n , ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1, A_2, \dots, A_n}(u) = \min(\mu_{A_1}(u_1), \mu_{A_2}(u_2), \dots, \mu_{A_n}(u_n)) \quad (2.8)$$

II-2-4 FONCTIONS D'APPARTENANCE

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur est comprise entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

❖ **Fonction triangulaire:** L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$\mu(u) = \max\left[0, \min\left(\frac{u-a}{b-a}, \frac{c-u}{c-b}\right)\right] \quad (2.9)$$

❖ **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max\left[0, \min\left(\frac{u-a}{b-a}, 1, \frac{d-u}{d-c}\right)\right] \quad (2.10)$$

❖ **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$.

$$\mu(u) = \exp\left(-\left(\frac{u-m}{2\sigma}\right)^2\right) \quad (2.11)$$

❖ **Fonction en forme de cloche** : Elle est définie par deux paramètres $\{u_0, a\}$.

$$\mu(u) = \frac{1}{1 + \left(\frac{u-u_0}{a}\right)^2} \quad (2.12)$$

❖ **Fonction d'appartenance singleton** : Elle est définie par un paramètre u_0

$$\mu(u) = \begin{cases} 1 & \text{si } u = u_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.13)$$

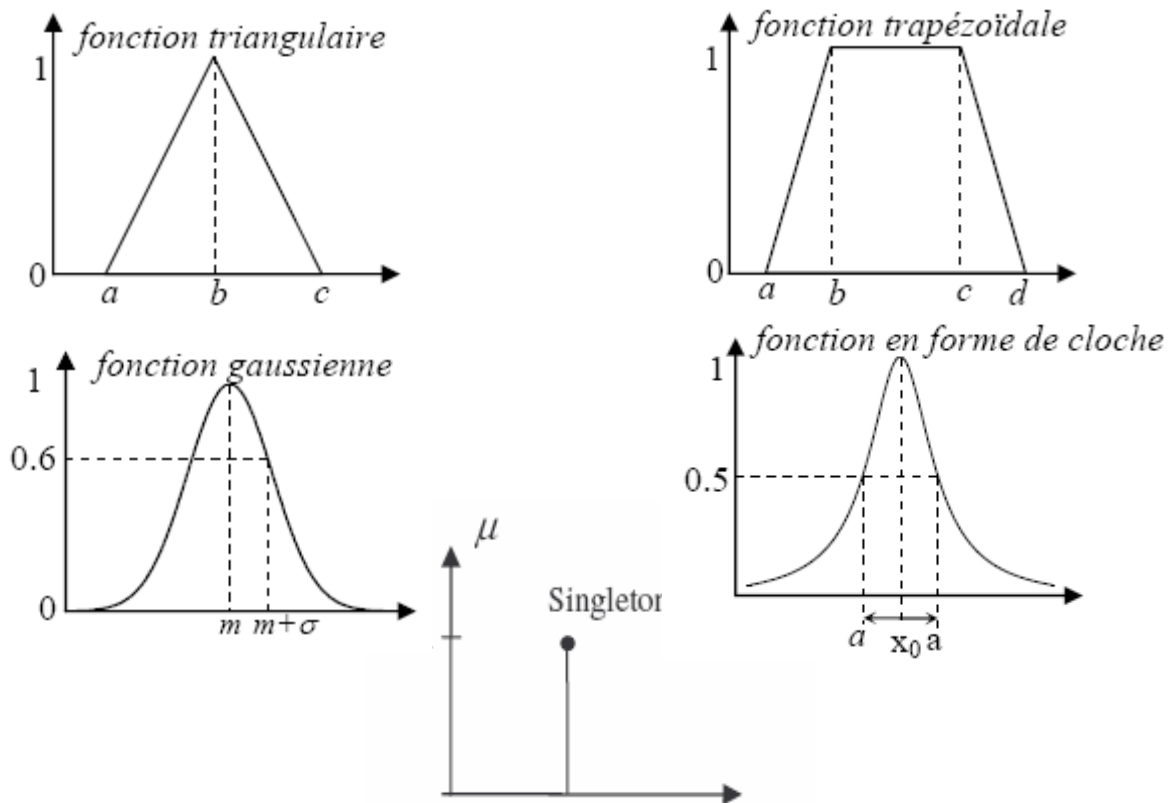


Figure II.3 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

II-2-5 QUELQUES DEFINITIONS

Les définitions utilisées ici sont celles données dans. [Cha-06]

- ***α-coupe :***

α – coupe A_α d'un ensemble flou A est un sous ensemble ordinaire de l'univers de discours U dont tout ses éléments possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal à α :

$$A_\alpha = \{u / \mu_A(u) \geq \alpha\} \tag{2.14}$$

- ***Support :***

Le support d'un ensemble flou A est un sous ensemble ordinaire de l'univers de discours U dont tout ses éléments ont un degré d'appartenance différent de zéro :

$$\text{sup } p(A) = \{u / \mu_A(u) > 0\} \tag{2.15}$$

• **Noyau :**

Le noyau d'un ensemble flou A est un sous ensemble flou ordinaire de l'univers de discours U dont tout ses éléments possèdent un degré d'appartenance unitaire :

$$core(A) = \{u / \mu_A(u) = 1\} \tag{2.16}$$

• **Cardinalité :**

$$A = \{ \mu_A(u_i) / u_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \}$$

La cardinalité d'un ensemble flou discret $A = \{ \mu_A(u_i) / u_i, i = 1, 2, \dots, n \}$ est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(u_i) \tag{2.17}$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(u) du \tag{2.18}$$

• **Hauteur :**

La hauteur d'un ensemble flou A est le suprémum des degrés d'appartenance des éléments dans A :

$$hgt(A) = \sup_{x \in X} \mu_A(x) \tag{2.19}$$

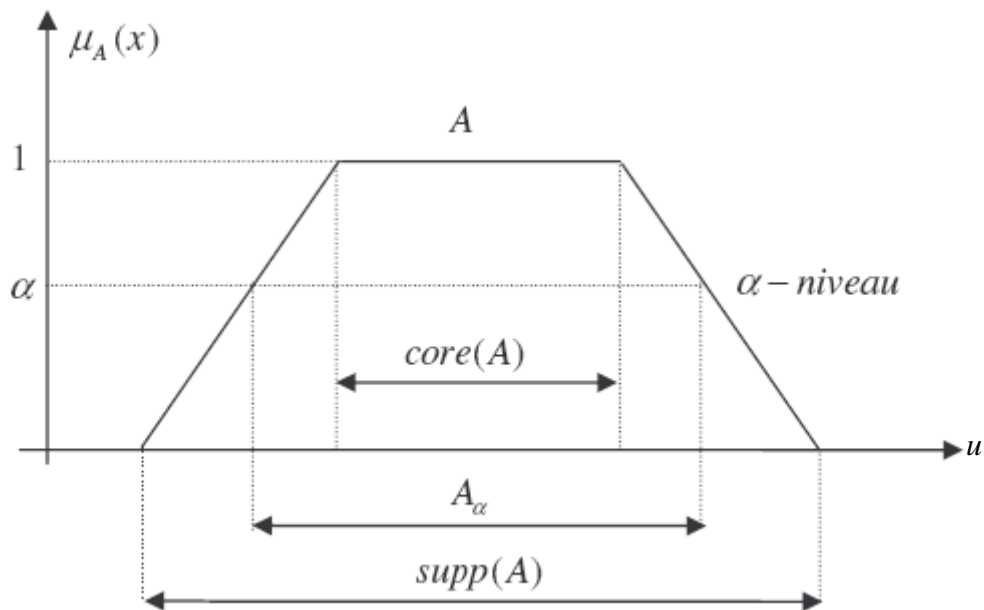


Figure.II.3. Noyau, Support et α -coupe d'un ensemble flou.

II-2-6 PROPOSITIONS FLOUES

1. Propositions floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, U, T_V) par la qualification « V est A », pour une caractérisation floue A , appartenant à T_V . [Tle-07]

2. Propositions floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » ... pour des variables linguistiques $V, W \dots$ [Tle-07]. Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme «si V est A et W est B alors U est C » (si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

II-3 RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies. Pour raisonner sur de telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

II-3-1 IMPLICATION FLOUE

Considérons une règle floue de la forme «si V est A alors W est B », construite à partir de deux variables linguistiques (V, U, T_V) et (W, Y, T_W) . L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen. [Tle-07]

- Implication de Mamdani :

$$\mu_R(u, y) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (2.20)$$

- Implication de Larsen :

$$\mu_R(u, y) = \mu_A(u) \times \mu_B(u) \quad (2.21)$$

II-4 STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir :

La fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le coeur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie (figure II.4). [Han-94]

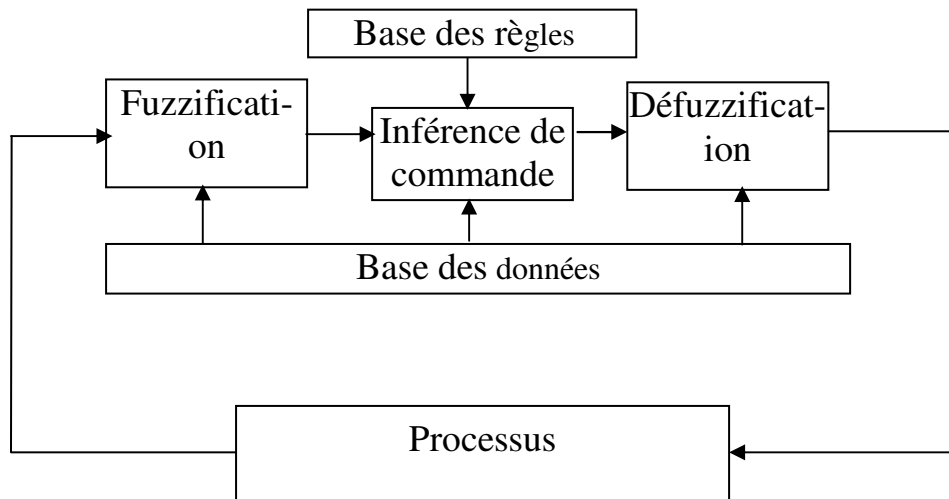


Figure II.4 : Schéma synoptique générale d'un système flou.

En générale on distingue classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno). [Han-94]

Ces deux types de systèmes flous sont basés sur une collection de règles “Si ... Alors”. Dans les deux cas, les prémisses de règles sont exprimées symboliquement. Seule l'expression des conclusions de règles permet alors de dissocier les deux familles de systèmes. Les systèmes de Mamdani utilisent en effet des conclusions symboliques de même nature que les prémisses alors que les systèmes de Sugeno exploitent des conclusions

numériques. Cette différence dans l'écriture des conclusions de règles permet de distinguer les deux types de systèmes à leur aspect externe.

II-4-1 BASE DES REGLES

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme «SI – ALORS », à titre d'exemple, peuvent être la suivante :

$$R : \text{SI } u_1 \text{ est } A_1 \text{ et } \dots \text{ et } u_n \text{ est } A_n \text{ Alors } y \text{ est } B_l$$

Ou sous la forme de Sugeno :

$$R : \text{SI } u_1 \text{ est } A_1 \text{ et } \dots \text{ et } u_n \text{ est } A_n \text{ Alors } y \text{ est } f_l(u)$$

Avec : $f_l(u)$ est un polynôme.

II-4-2 MOTEUR D'INFERENCE

Le moteur d'inférence est le noyau du système flou, il est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue [Tle-07]. Dans les règles floues interviennent les opérateurs «ET» et «OU». L'opérateur «ET» s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur «OU» lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs. Pour le réglage par logique floue, est utilisée en générale une des méthodes suivantes :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :**

La méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [Tle-07].

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :**

La méthode d'inférence max-produit réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [Cha-06].

- **Méthode de Sugeno :**

L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du produit, la conclusion de chaque règle floue à une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [Cha-06]

II-4-3 INTERFACE DE FUZZIFICATION

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes : [Jan- 95]

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

II-4-4 INTERFACE DE DEFUZZIFICATION :

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont : [Ger-80]

- *Méthode du maximum*
- *Méthode de la moyenne des maxima*
- *Méthode du centre de gravité*
- *Méthode des hauteurs pondérées*

❖ **Méthode du maximum :**

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

❖ **Méthode de la moyenne des maxima :**

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

❖ *Méthode du centre de gravité :*

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité \bar{y} de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [Tle-07] :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (2.22)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. La détermination du centre de gravité nécessite une envelopure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

❖ *Méthode des hauteurs pondérées*

Au fond, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante [Tle-07] :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (2.23)$$

Où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

y_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

II-4-5 SYSTEME FLOU DE MAMDANI

En 1974, E. H. Mamdani a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou [*mam-74*]. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règles subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui, appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile.

Macvicar et Whelan ont fait une analyse sur les bases de règles de King et Mamdani et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants :

Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.

Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

II-5 CONCLUSION :

Cette partie représente une synthèse de notre recherche bibliographique sur la théorie de la logique floue qui nous a permis d'assimiler un certain nombre de principes et de règles de cette technique. A partir de cette synthèse théorique on peut faire une stratégie de commande en vue de régler la vitesse en gardant la marge disponible des paramètres de la machine de point de vue de courants statoriques et de couple électromagnétique, à base des régulateurs flous de type Mamdani.

CHAPITRE III

Application de la commande par logique floue au modèle de la MSAP

III-1 INTRODUCTION

L'origine du développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basé sur la connaissance de l'opérateur.

La stratégie de contrôle d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend, essentiellement, du processus sous contrôle. [Tle-99]

Le contrôleur ainsi envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, basé sur la connaissance experte, en une stratégie de contrôle automatique.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnel. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

Dans ce chapitre, nous allons effectuer l'application de la commande par logique floue à la machine synchrone à aimants permanents, en utilisant deux régulateurs de courant, le premier suivant l'axe direct et l'autre suivant l'axe en quadrature et un régulateur de vitesse, les trois régulateurs sont de type MAMDANI

III-2 SYNTHESE DU REGULATEUR

III-2-1 BASE DE DONNEES

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un contrôleur flou. Durant cette étape de sélection, l'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important. En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance qui présentent une grande influence sur la structure du contrôleur flou. [FOD-08] Typiquement, dans un contrôleur flou, les variables linguistiques sont : l'erreur, la variation de cette erreur et la commande. L'erreur représente l'écart entre la consigne imposée et la sortie réelle du système.

Pratiquement, la base de données contient les fonctions d'appartenance des variables linguistiques représentées par : e_k , Δe_k et u_k . Selon un choix subjectif basé sur des expériences précédentes, les univers de discours de l'erreur e_k et de la variation de l'erreur

Δe_k sont limité à l'intervalle $[-1,1]$, et nous avons limité celui de la variation de la commande Δu_k à l'intervalle $[-0.2, 0.2]$. Sachant que la consigne c'est la vitesse et la commande c'est le couple.

III-2-2 CONTROLLEUR FLOU DE TYPE DE MAMDANI :

Un contrôleur flou peut être vu comme un système expert fonctionnant à partir d'une représentation des connaissances basées sur la théorie des ensembles flous. La figure (III.1) montre le schéma synoptique d'un tel contrôleur flou

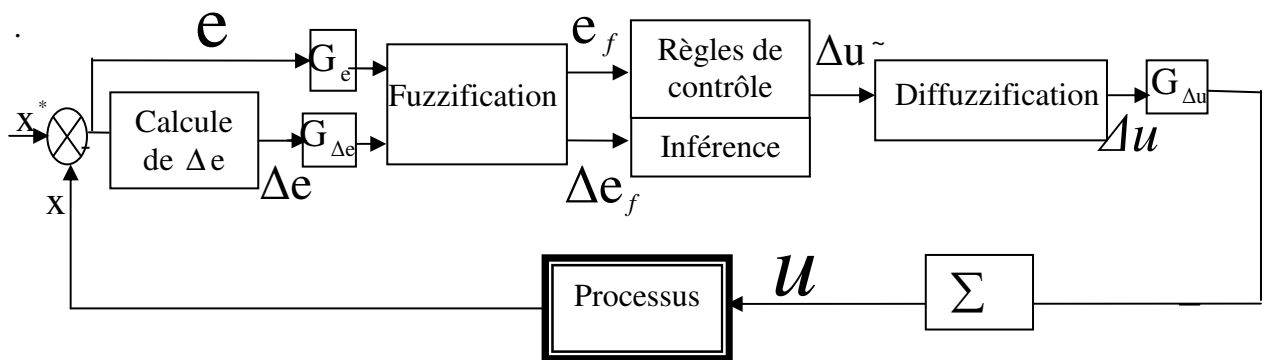


Figure (III.1) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou. [Tle-99]

Avec :

X^* : la consigne

X : la sortie mesurée.

e : l'erreur entre la consigne et la valeur mesurée.

Δe : la variation de l'erreur

Δu : la variation de la commande.

u : la commande.

Tell que : $u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$ (3.1)

$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$: sont les des facteurs d'échelle pour l'erreur, la variation de l'erreur et la variation de commande.

D'après ce schéma, le système est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe) ;
- Facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande Δu (normalisation des données) ;
- Règles du contrôleur flou ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur.

La relation (3.1) représente la loi de commande. Cette loi est une fonction de l'erreur et de sa variation ($u = f(e, \Delta(e))$). Par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande u .

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou :

G_e et $G_{\Delta e}$ représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on trouve un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces dernières qui fixeront les performances de la commande.

III-2-3 FUZZIFICATION:

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles) et sont obtenues à l'aide de divers capteurs, instruments de mesure ou grâce à l'avis de différents opérateurs. Or, dans notre cas, le traitement des données est basé sur la théorie des ensembles flous ; ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

La fuzzification est une démarche qui transforme une mesure en une évolution de valeur subjectif. Cette transformation se fait par le biais des fonctions d'appartenance des variables d'entrée [FOD-08]. Dans notre cas, nous avons choisi une fuzzification à sept sous ensembles.

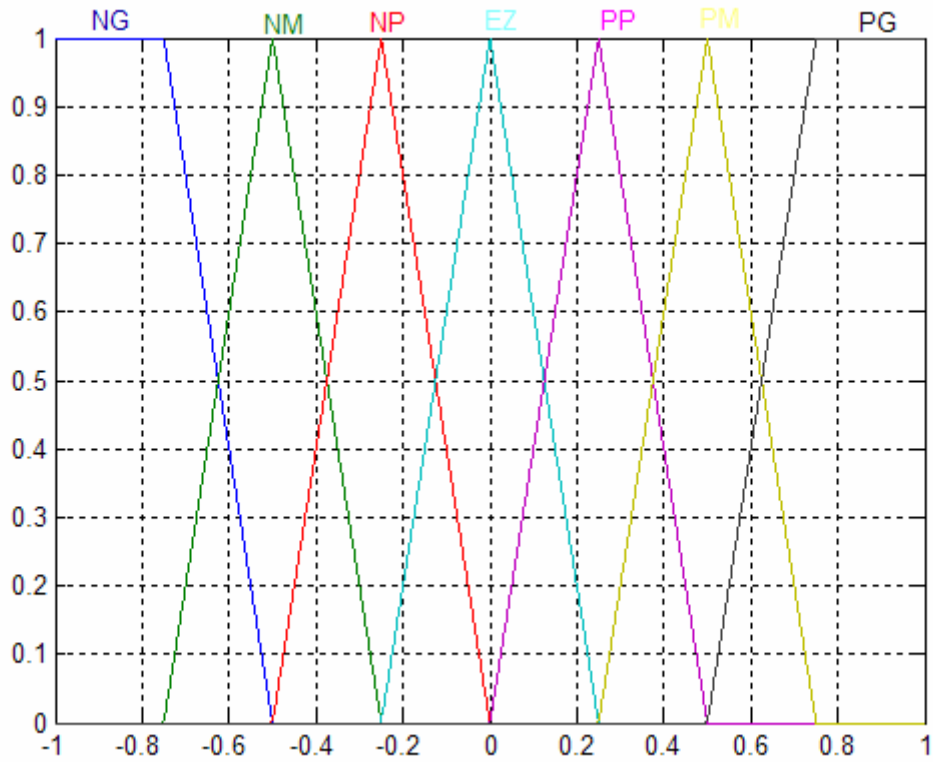


Figure (III.2) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de l'erreur et la variation de l'erreur.

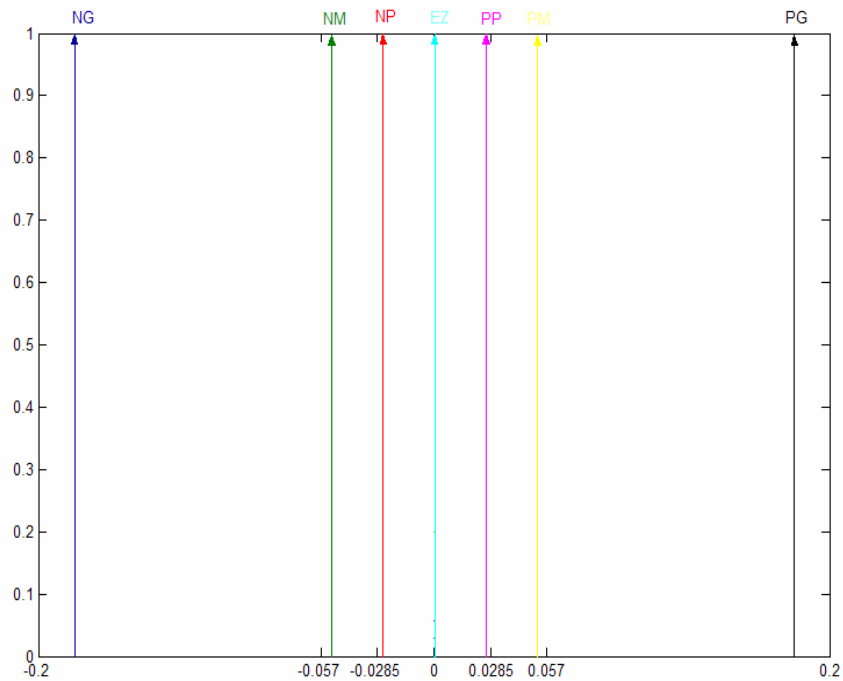


Figure (III.3) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de commande.

Les ensembles flous sont notés comme suit:

- **NG** : Négatif grand
- **NM** : Négatif moyen
- **NP** : Négatif petit
- **ZE** : Environ zéro
- **PP** : Positif petit
- **PM** : Positif moyen
- **PG** : Positif grand

III-2-4 BASE DES REGLLES

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques (règles) basées sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme de règles « SI -ALORS ».

La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensemble de règles du contrôleur flou.

Une règle floue c'est l'association entre les ensembles flous d'entrée et les ensembles flous de sortie [Tle-99]. Par exemple :

$$\text{Règle (i)} : \underbrace{\text{SI } e_k = \text{PM} \quad \text{ET} \quad \Delta e_k = \text{NP}}_{\substack{\text{Ensembles flous d'entrée représentant} \\ \text{L'antécédent de la règle (i)}}} \quad \text{ALORS} \quad \underbrace{u_k = \text{PP}}_{\substack{\text{Ensemble flou de sortie} \\ \text{représentant la conséquence de la} \\ \text{règle (i)}}}$$

Nous avons fait le choix de nos règles de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie réelle puisse être consigné dans une table d'inférence, comme le montre le tableau (III.1) ci-après.

Cette table comporte les deux variables d'entrée, soient e_k et Δe_k et une variable de sortie qui représente la variation de la consigne de commande u_k . Chacune des variables évolue sur un ensemble de référence ou plusieurs sous ensembles flous sont définis.

L'extraction des règles floues est un point assez délicat à résoudre. Les méthodes usuelles consistent à extraire un premier jeu de règles soit en interrogeant un expert, soit en

espionnant un opérateur. On pourra ensuite ajuster ce premier jeu de règles au fur et à mesure de l'avancement de l'exécution du processus.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1) : Table des règles (ou d'inférence)

Les valeurs contenues dans ces cellules ont été déterminées de façon logique en étudiant toutes les combinaisons possibles des variables d'entrée.

III-2-5 INFERENCE OU LOGIQUE DE PRISE DE DECISION

C'est un processus complexe qui consiste à évaluer les prémisses de chacune des règles, et en déduire une conséquence pour chacune d'elles, et enfin à agréger ces conséquences pour en tirer une conclusion.

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

III-2-6 DEFUZZIFICATION

Comme on a vu, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_O(u)$ pour la variable de sortie (commande u_k). Il s'agit donc d'une information floue. Donc pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées actuellement sont :

- Méthode de maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

Dans notre cas, nous allons opter pour l'utilisation de la méthode des hauteurs pondérées.

III-2-6-1 METHODE DES HAUTEURS PONDEREES

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, et c'est la méthode que nous avons utilisé dans notre contrôleur. Elle génère le centre de gravité de l'espace flou d'une action de contrôle (commande).

La sortie de commande u_k égale au centre de gravité flou qui est défini par :

$$u_k = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i}$$

Où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i issu du bloc de l'inférence.

y_i : l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

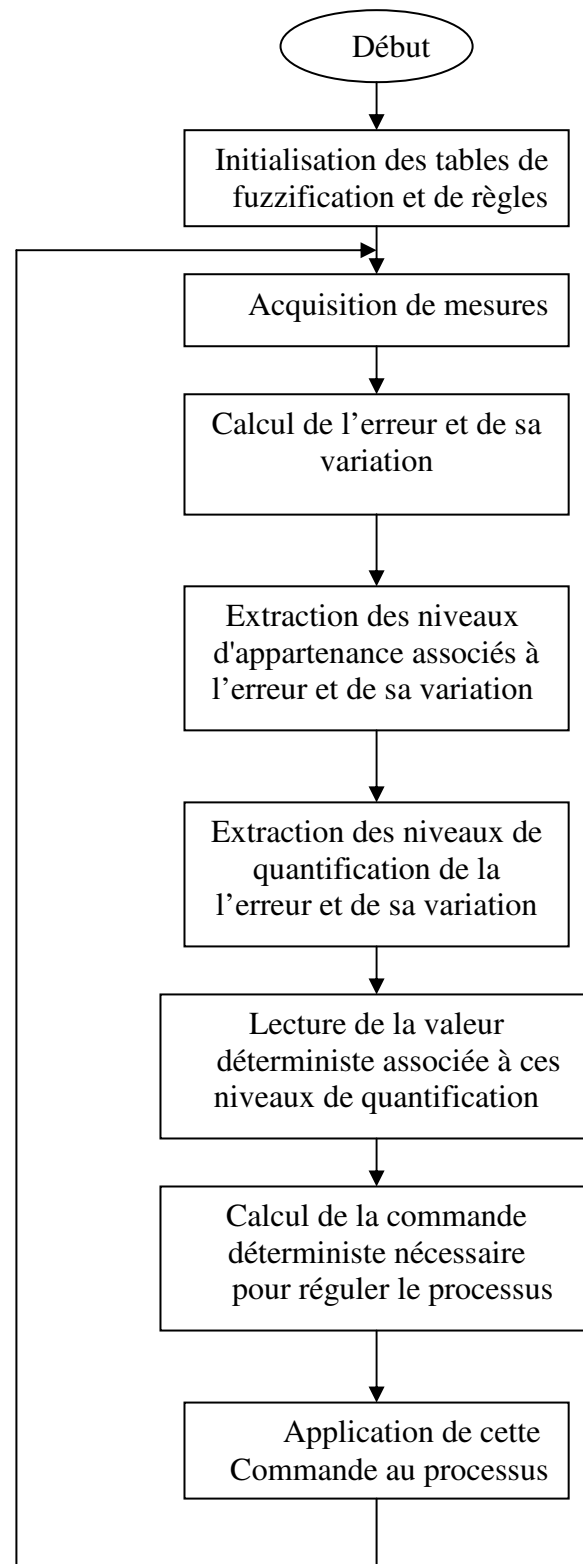


Figure (III.4) : Organigramme d'un algorithme flou. [ZER-03]

III-3 REGLAGE DE VITESSE DE LA MSPA PAR LA LOGIQUE FLOUE:

La structure globale de cette commande est représentée à la figure (III.5).

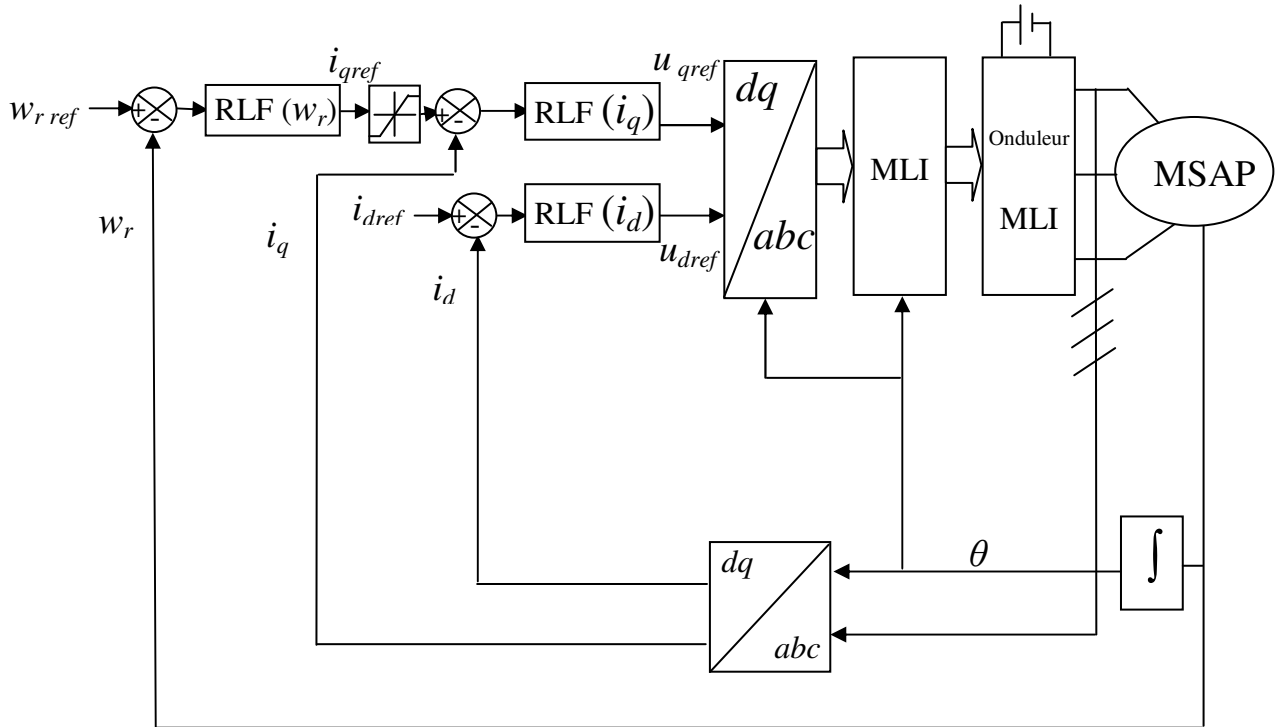


Figure (III.5) Structure globale du réglage de vitesse de la MSAP par la logique floue. [Tle-99]

A partir de la vitesse de référence et la vitesse mesurée, le premier contrôleur flou [(RLF (Ω))] fournit le courant i_{qref} souhaité pour contrôler la vitesse. Ce dernier sera utilisé comme référence pour le deuxième contrôleur flou [RLF (i_q)] pour fournir la tension de référence u_{qref} en assurant le contrôle du courant suivant l'axe en quadrature. D'une autre part, un troisième contrôleur flou [(RLF (i_d))] délivre la tension de commande u_{dref} après avoir reçu un courant i_{dsref} nulle pour pouvoir assurer le découplage. Une transformation de coordonnées ($dq-abc$) Park inverse permet de calculer les trois tensions statoriques de références (V_{aref} , V_{bref} et V_{cref}). Ces tensions sont utilisées dans le bloc MLI pour fixer les commandes de chaque bras de l'onduleur.

Les trois régulateurs sont du même type (régulateur de type Mamdani à sept classes), et possèdent les mêmes fonctions d'appartenance. La différence réside dans le gain de normalisation (facteurs d'échelle). Le mode de fonctionnement est le même que ce soit pour les contrôleurs de courants ou pour celui de la vitesse.

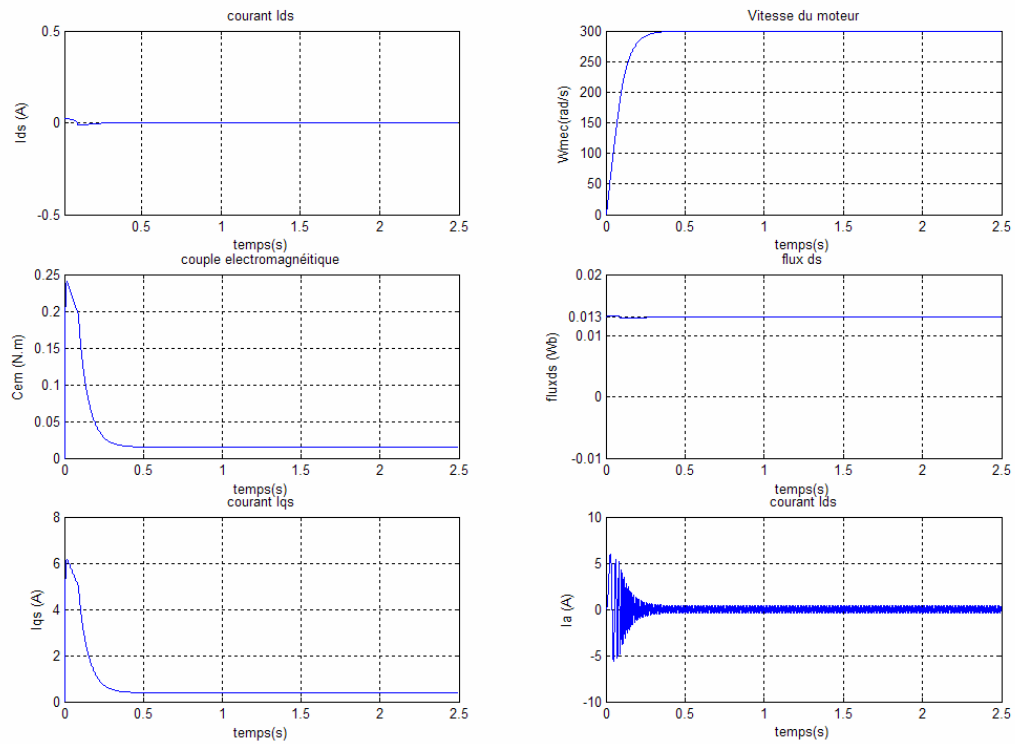


Figure (III.6-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

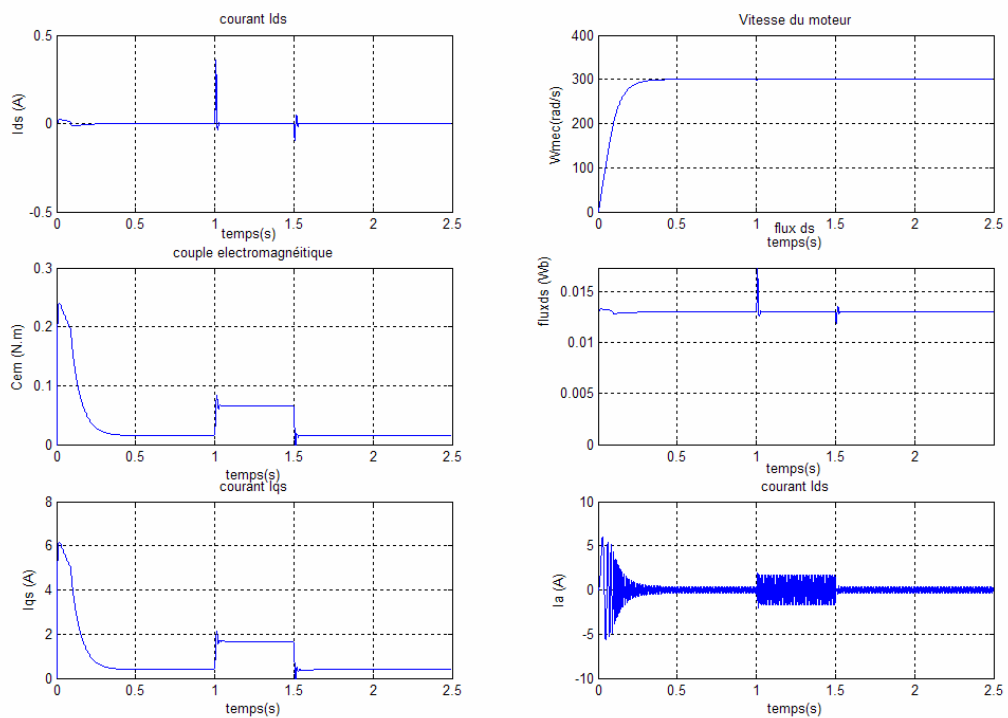


Figure (III.6-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05Nm$

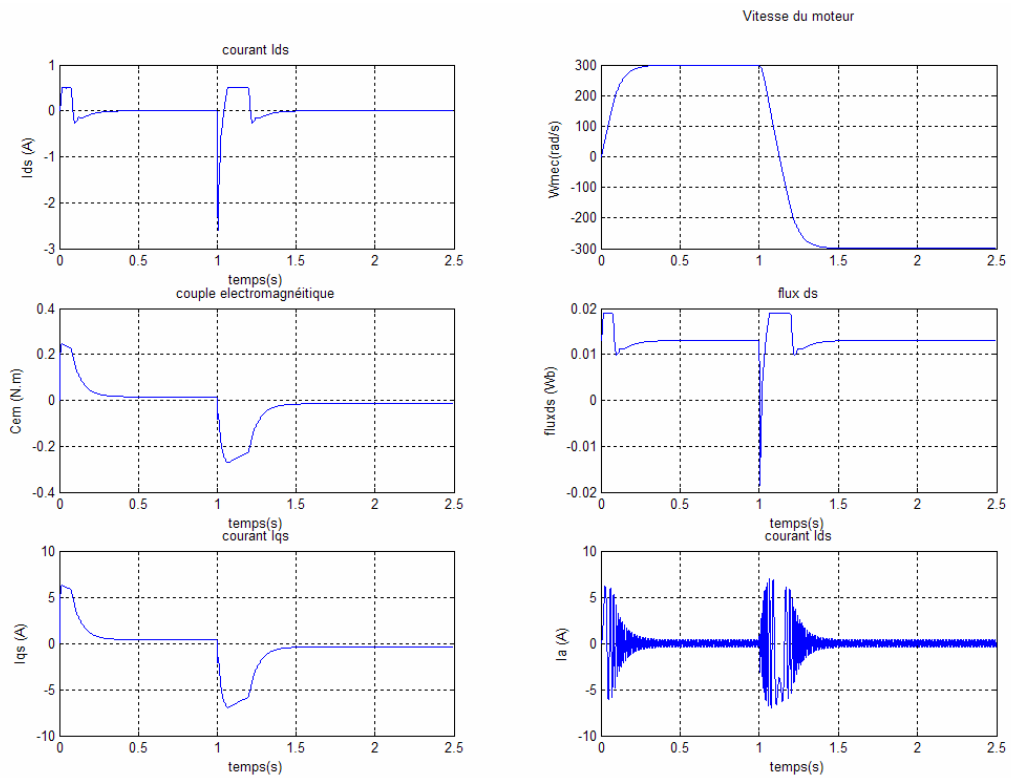


Figure (III.6-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s.

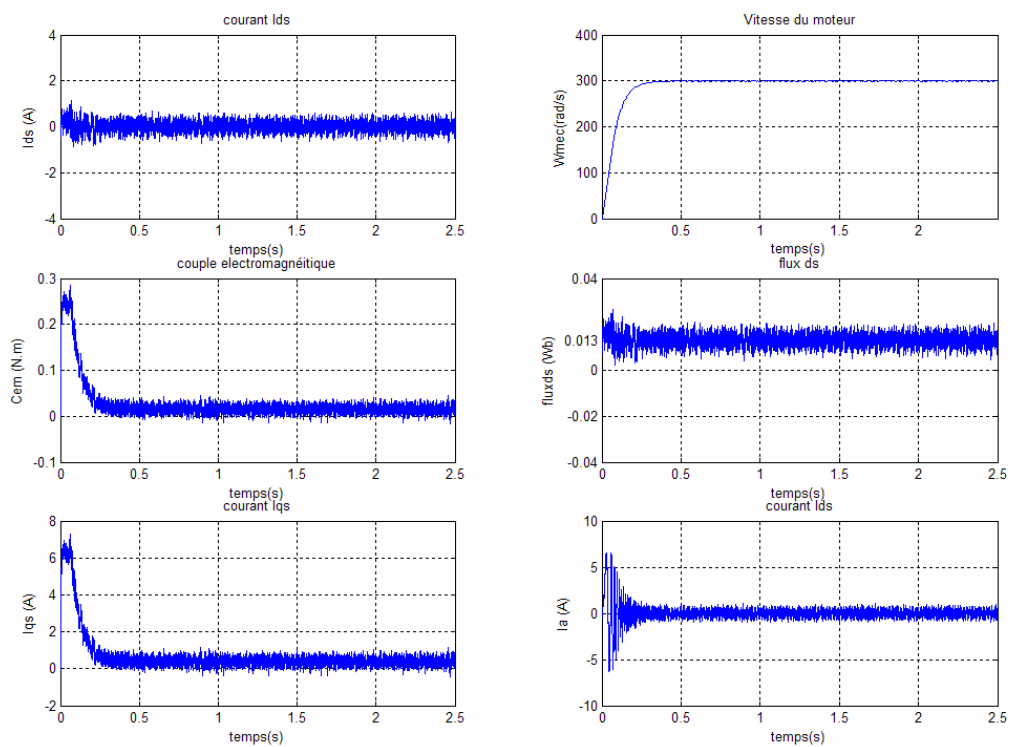


Figure (III.6-d) Réponse dynamique de l'ensemble Onduleur MLI -MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s.

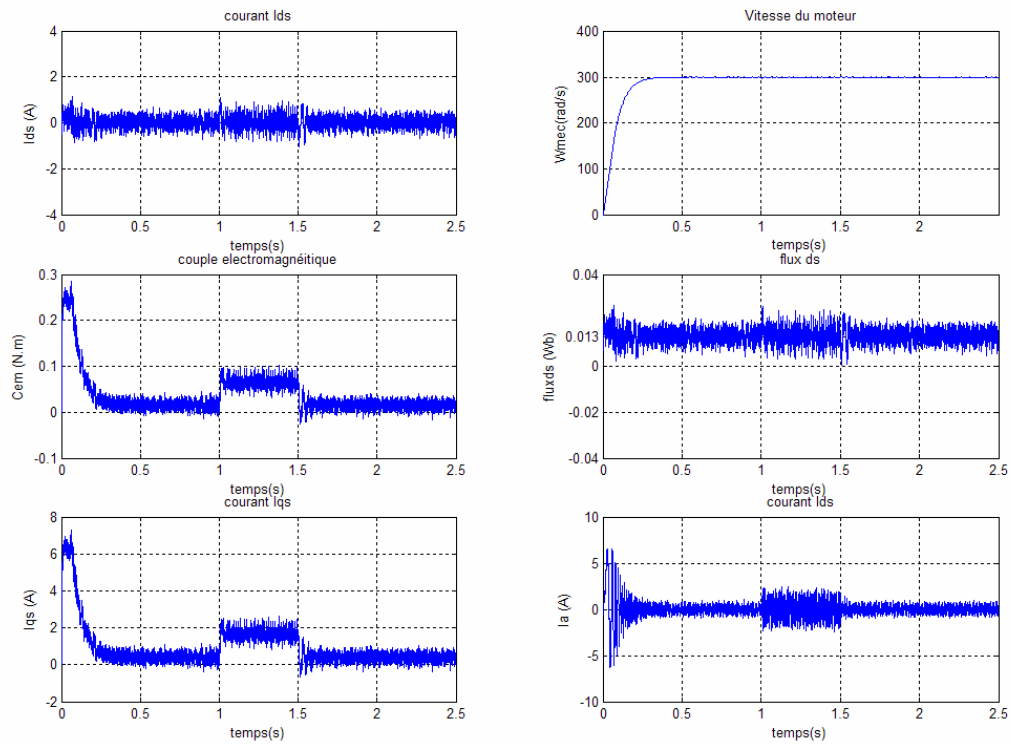


Figure (III.6-e) Réponse de l'ensemble onduleur MLI -MSAP avec application d'un couple résistant entre $t=1s$ et $t=1.5s$.

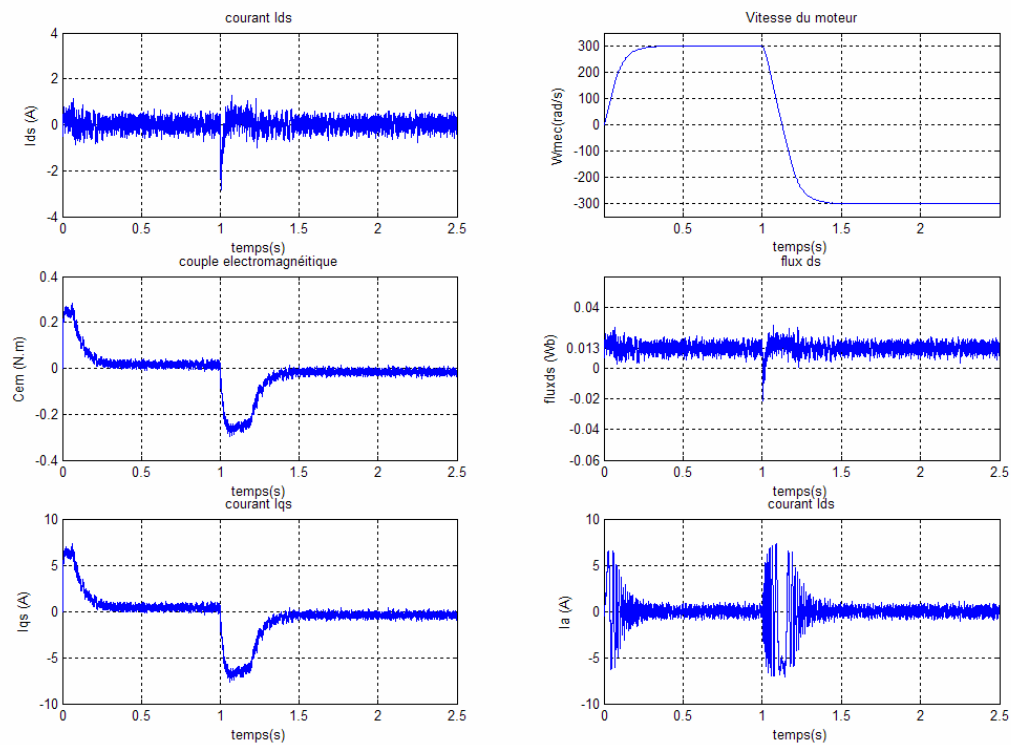


Figure (III.6-f) Réponse de l'ensemble Onduleur MLI -MSAP avec inversion de sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s.

III-4 RESULTAT DE SIMULATION :

La synthèse des régulateurs de Mamdani à sept classes, nous a permis d'appliquer une régulation de vitesse à une consigne de 300rad/s, en utilisant trois régulateurs flous. La simulation numérique du comportement global de la machine synchrone à aimants permanents, nous a permis d'obtenir les résultats suivants :

1-A vide :

Les figures (III.6-a) et (III.6-d) donnent les réponses du système lors de l'application d'une consigne de vitesse de 300 rad/s, on constate que la vitesse du moteur atteint cette valeur après un temps réponse très petit d'environ 0.4s.

Dans les figures (III.6-c) et (III.6-f), on a présenté les résultats de simulation d'une inversion de vitesse de 300 rad/s vers -300 rad/s. Le sens de rotation est inversé sans dépassements en un temps de réponse très court.

2-En charge :

Le test de performance de cette commande lors de l'application d'une charge est réalisé. Les résultats obtenus sont présentés au niveau des figures (III.6-b) et (III.6-e), où nous avons appliqué un couple résistant de 0.05 N.m. On constate un rejet de perturbation très rapide.

Il apparaît, suite aux différents résultats présentés précédemment, que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes, le rejet de perturbation est rapide et le découplage de la machine est assuré. L'application de la charge influe sur la vitesse par une diminution de 2 rad/s, cette dernière a été rejetée en un temps de 0.2s.

III-5 ROBUSTESSE :

Dans le but de tester la robustesse de la commande par la logique floue, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse. Nous considérons des variations sur la résistance statorique et sur les inductances. Pour cela, on fait varier la résistance statorique de 100% et les inductances de -20 %.

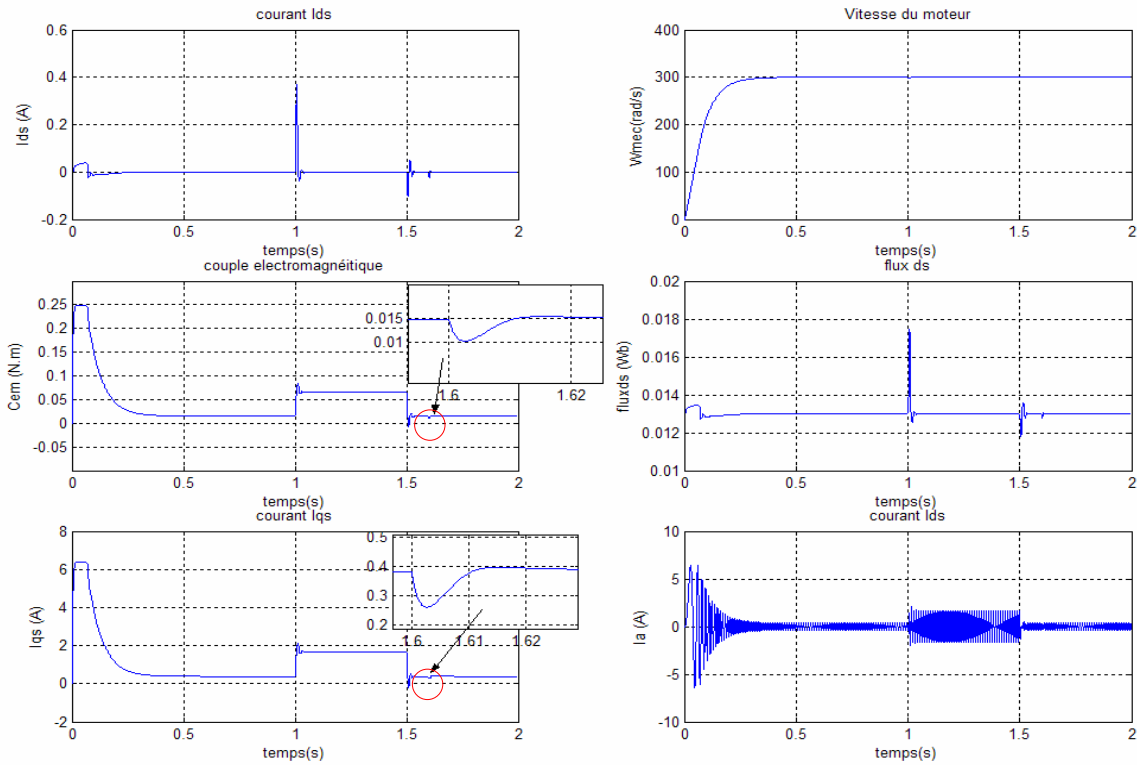


Figure (III.7) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05\text{Nm}$ et variation paramétrique augmentation de 100 % de R_s et diminution de 20% de L_d, L_q .

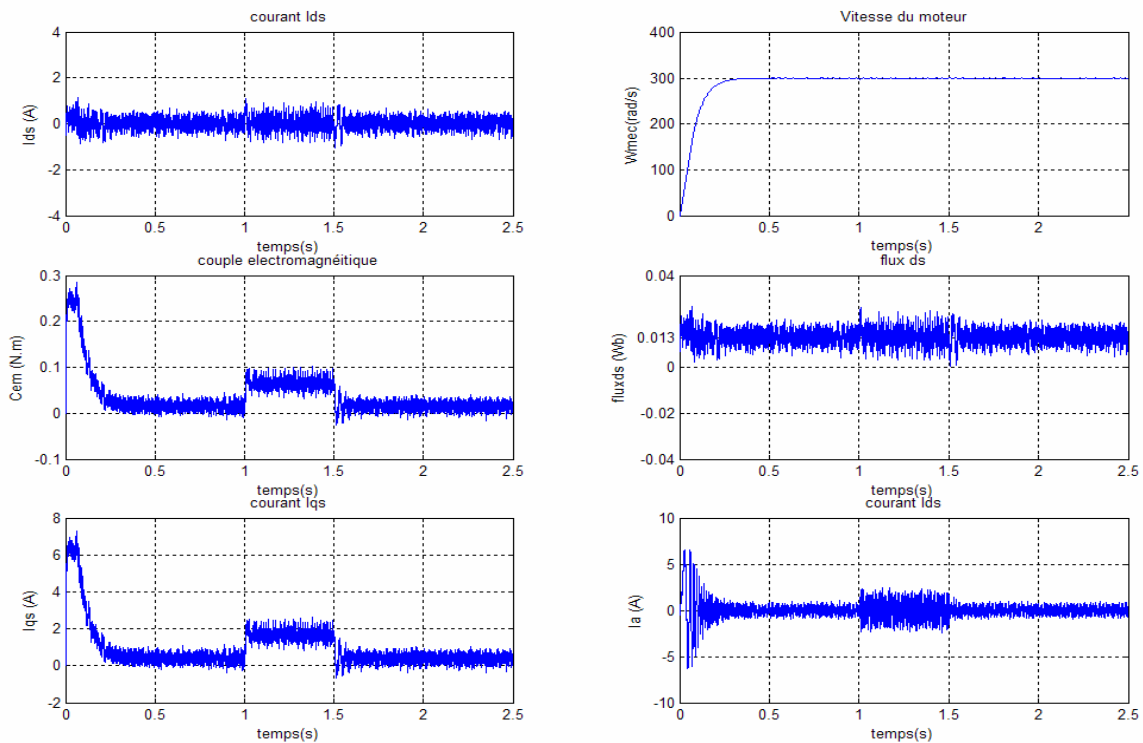


Figure (III.7) Réponse de l'ensemble Onduleur MLI -MSAP lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05\text{Nm}$ et variation paramétrique augmentation de 100 % de R_s et diminution de 20% de L_d, L_q .

III-6 JUGEMENT

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques. La dynamique de poursuite de la consigne ainsi que le découplage de la machine n'est pas affecté par les variations introduites sur les paramètres du système. Ces qualités de robustesse de la commande par la logique la plaçant parmi les commandes les plus convoitées par l'industrie.

III-7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la technique de commande par la logique floue, dans le but de régler la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

A la lumière des réponses enregistrées, la technique adoptée présente de bons résultats. En effet, les multiples tests effectués sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, en terme de poursuite d'une consigne, rejet de perturbation et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, nous ont permis de juger positivement la stabilité et l'efficacité de ce réglage. Dans le chapitre suivant, nous allons augmenter les performances de ces régulateurs flous en utilisant des régulateurs flous à gains adaptatifs.

CHAPITRE IV

Commande floue à gain auto-ajustable appliqué à la MSAP

IV -1 INTRODUCTION

Dans la plupart des études effectuées sur la régulation floue, le gain associé à la sortie de la commande est constant et le plus faible possible dans le but d'éviter le problème d'instabilité. Cela augmente, en général, considérablement le temps de réponse du système.

Pour résoudre ce problème, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue. Une table de décision pour le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système. [FOD- 08]

IV-2 DESCRIPTION DU REGULATEUR FLOU A GAIN DE COMMANDE ADAPTATIF

Le schéma de la commande floue à gain adaptatif est représenté par la figure (IV.1).

En prenant comme variables d'entrée l'erreur et sa variation :

$$\begin{cases} e(k) = y_{ref}(k) - y(k) \\ \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (4.1)$$

L'erreur et sa variation sont normalisées dans un univers de discours.

$$\text{Avec : } \begin{cases} e_i(k) = G_e \cdot e(k) \\ \Delta e_i(k) = G_{\Delta e} \cdot \Delta e(k) \end{cases} \quad (4.2)$$

Où $G_e, G_{\Delta e}$ représente des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. La variable de sortie est normalisée dans le même univers de discours.

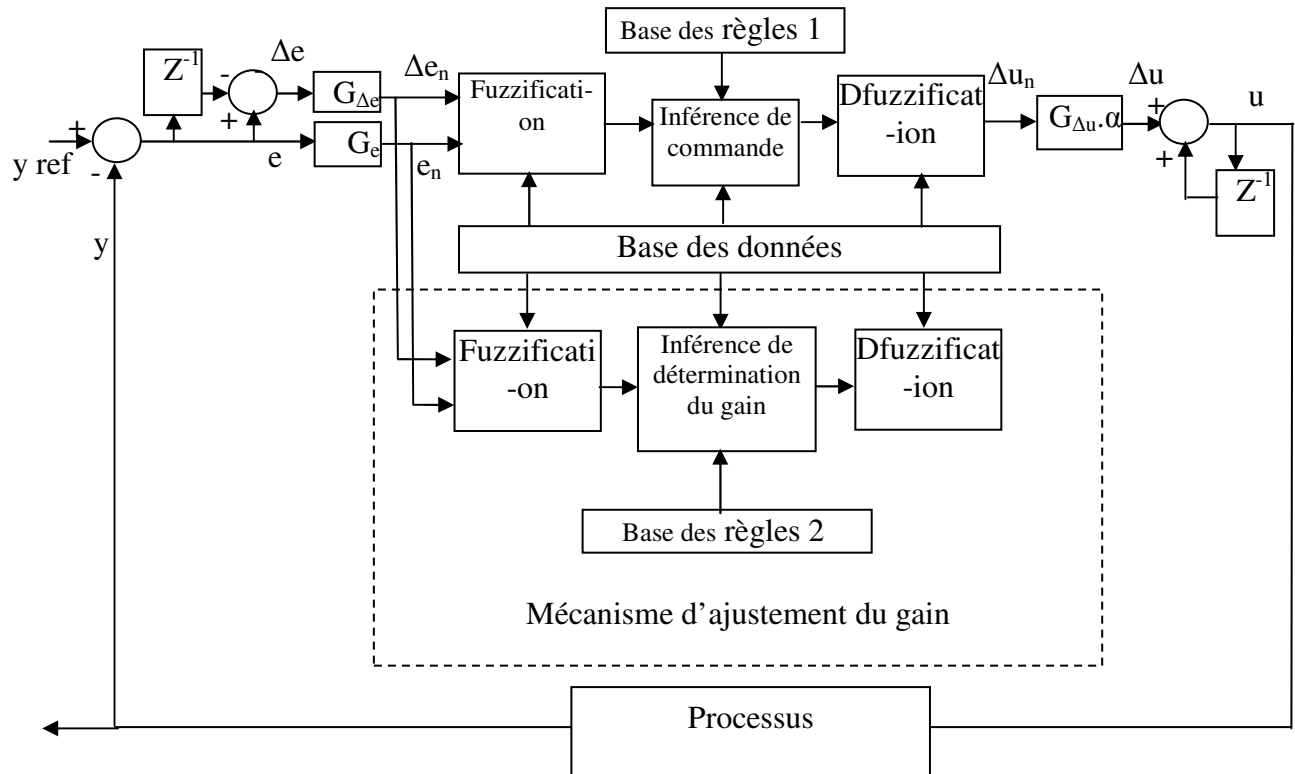


Figure (IV.1) Schéma d'un régulateur flou avec gain adaptatif flou. (Mécanisme d'adaptation du gain). [RAJ-99]

IV-3 DEVELOPPEMENT DE LA TABLE DE DECISION

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants t_k et t_{k+1} est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_u \alpha \times \Delta U_N \tag{4.3}$$

Les intérêts d'avoir un gain variable sont :

- Assurer une bonne stabilité du système.
- Adapter l'algorithme flou à chaque situation du système.

Pour se faire, il faut considérer le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci, nous amènons à définir une table de décision pour le gain basée sur l'erreur et la variation de l'erreur.

Sachant que le développement des règles de décision se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons, d'après les résultats obtenus dans le chapitre précédent, que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour l'améliorer, nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

C'est pourquoi, on fait correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais toujours strictement positive [RAJ-99].

Nous avons choisi les ensembles flous du gain adaptatif dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée comme suit :

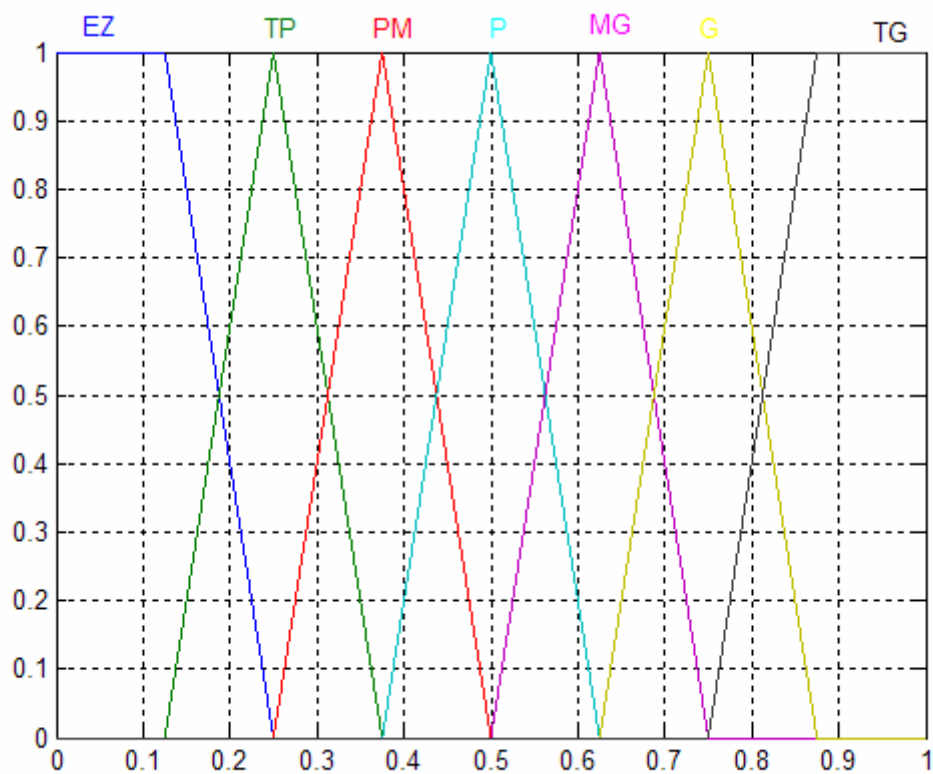


Figure (IV.2) Fonction d'appartenance du gain de la commande

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée comme suit :

Avec :

EZ : Environ Zéro.

TP : Très Petit.

PM : Petit Moyen.

P : Petit

MG : Moyen Grand.

G : Grand.

TG : Très Grand.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	TG	TG	TG	G	PM	P	EZ
NM	TG	TG	G	G	MG	P	TP
NP	TG	MG	G	TG	TP	P	TP
ZE	P	PM	MG	EZ	MG	PM	P
PP	TP	P	TP	TG	G	MG	TG
PM	TP	P	MG	G	G	TG	TG
PG	ZE	P	PM	G	TG	TG	TG

Tableau (IV.1) : Matrice de décision sur le gain de la commande. [RAJ-99]

IV-4 REGLAGE DE VITESSE:

La structure globale de cette commande est représentée à la figure (IV.3).

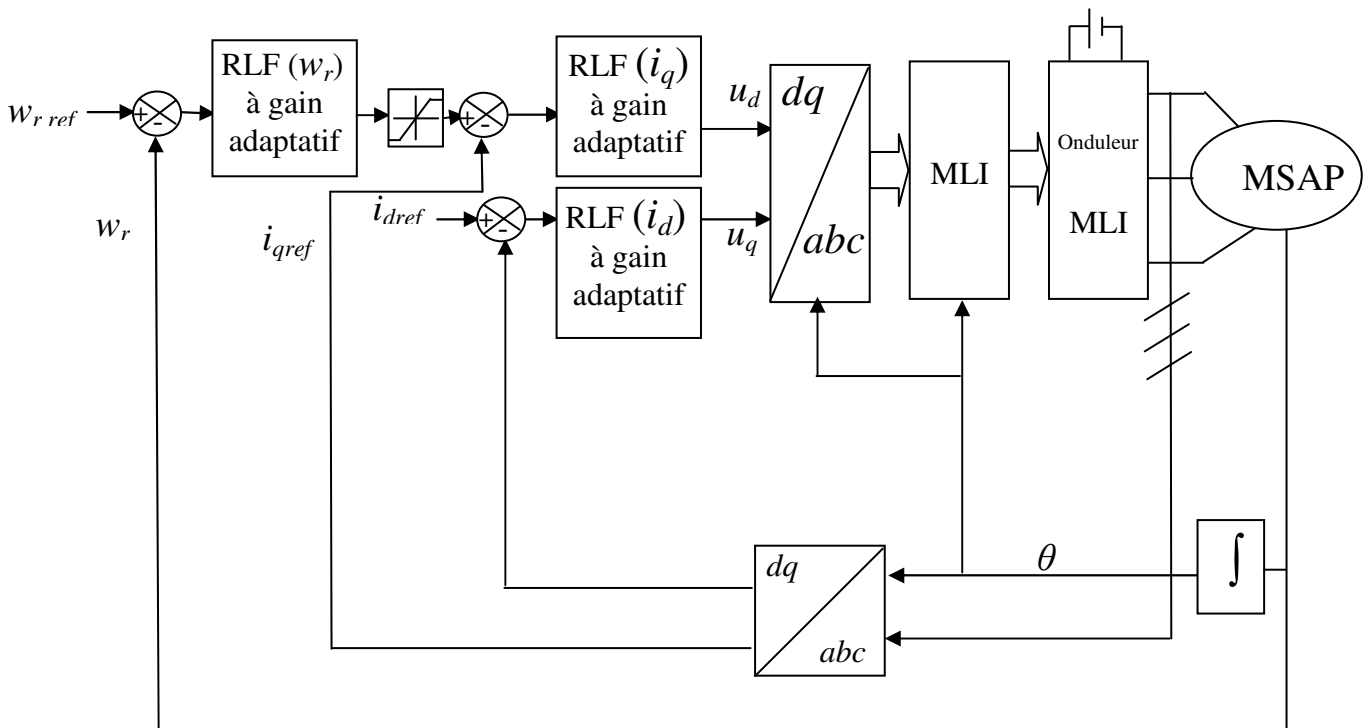


Figure (IV.3) Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MSAP

La stratégie de commande est la même que celle démontré dans le chapitre précédent sauf que les trois contrôleur sont doté du mécanisme du gain adaptatif.

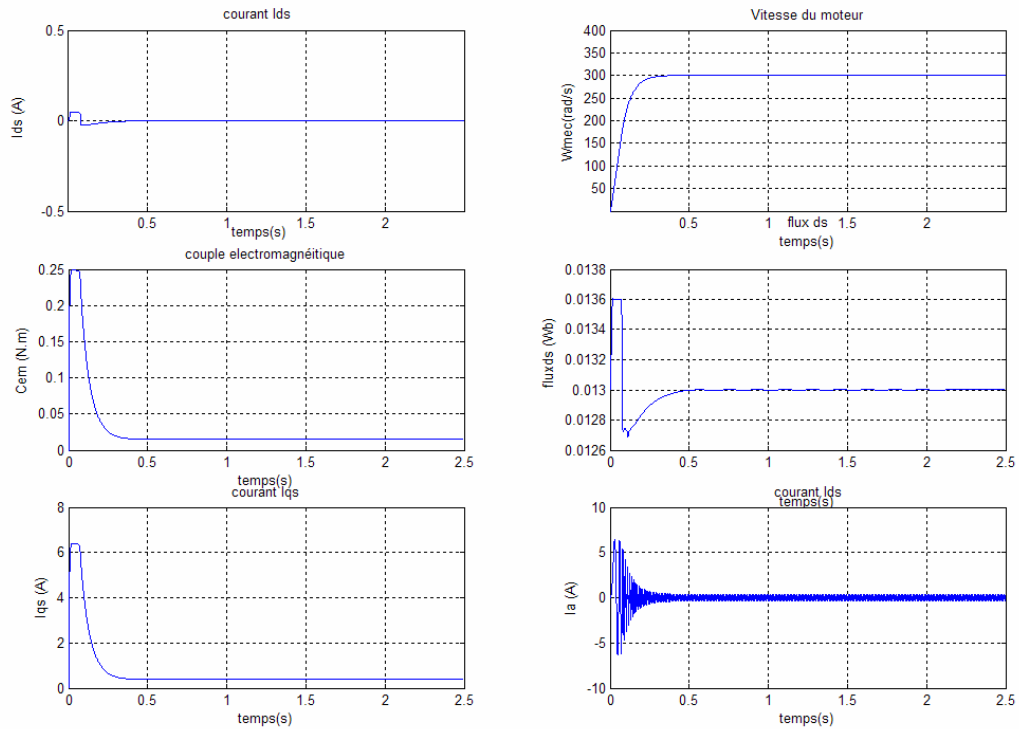


Figure (IV.4-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s.

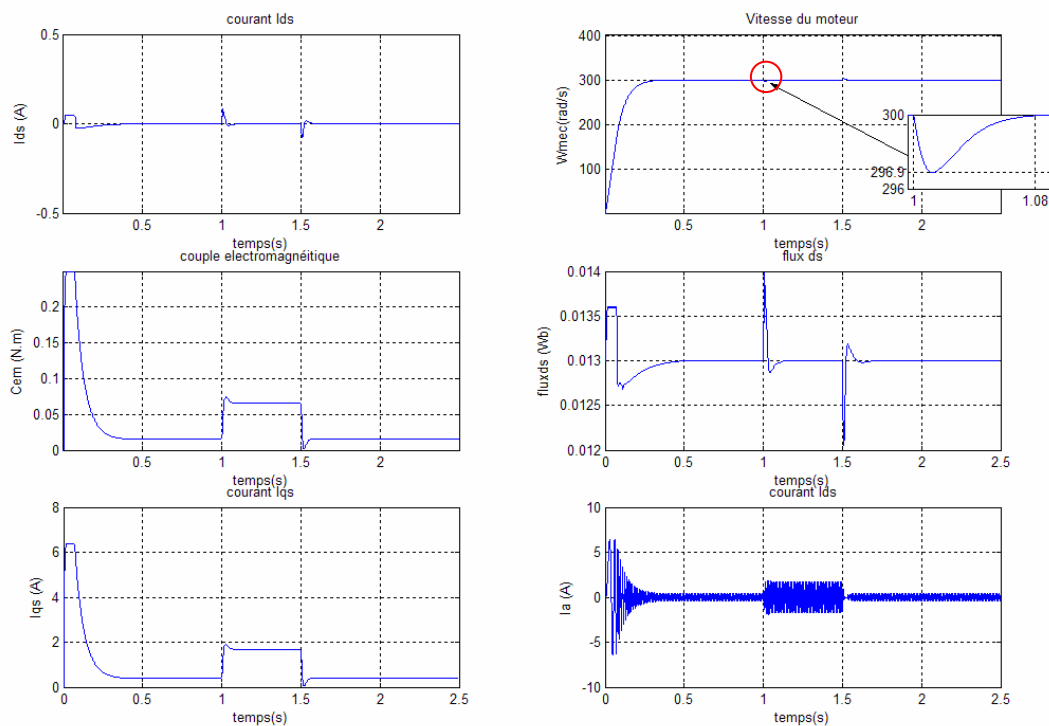


Figure (IV.4--b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05\text{Nm}$.

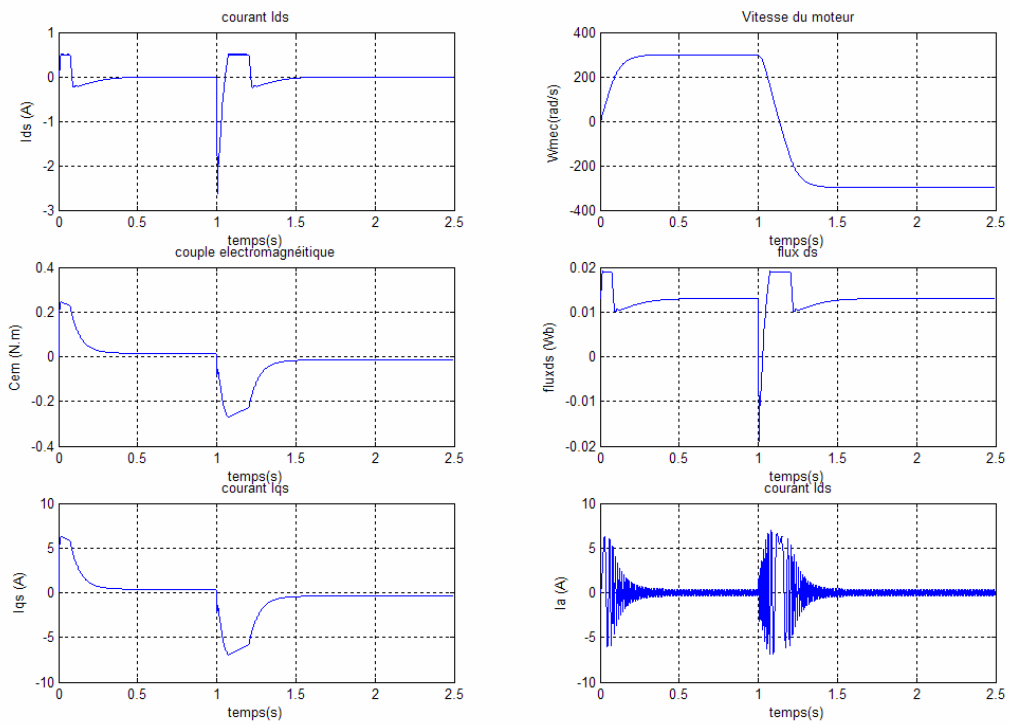


Figure (IV.4-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse de sens de rotation de 300rd/s à -300rd/s

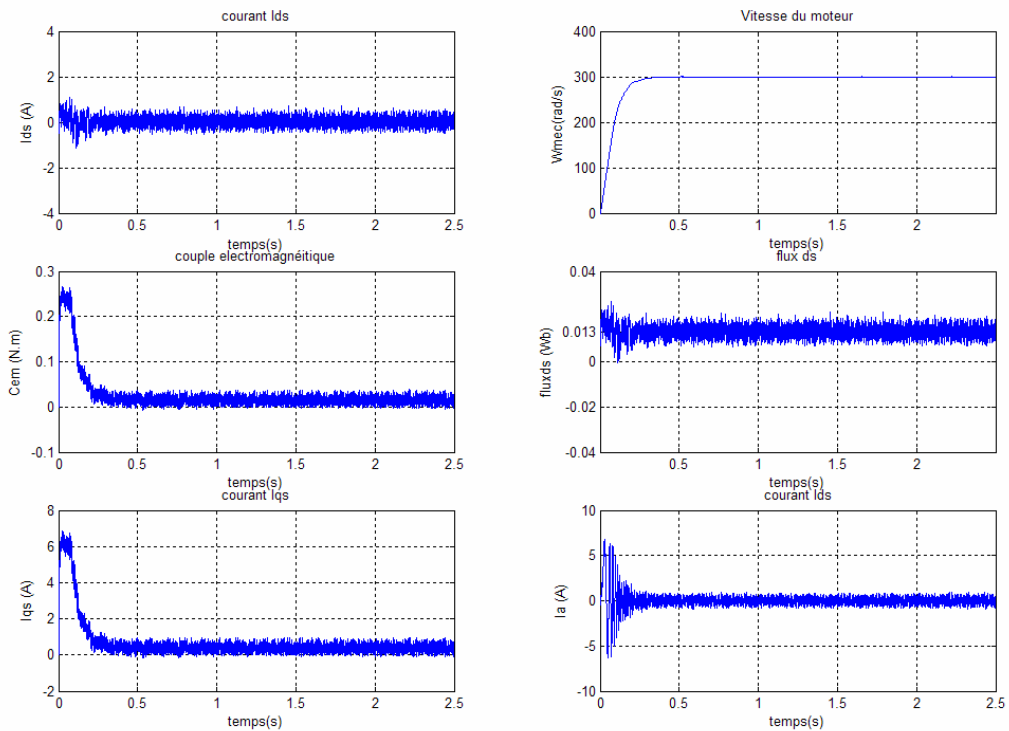


Figure (IV.4-d) Réponse dynamique de l'ensemble Onduleur MLI-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s.

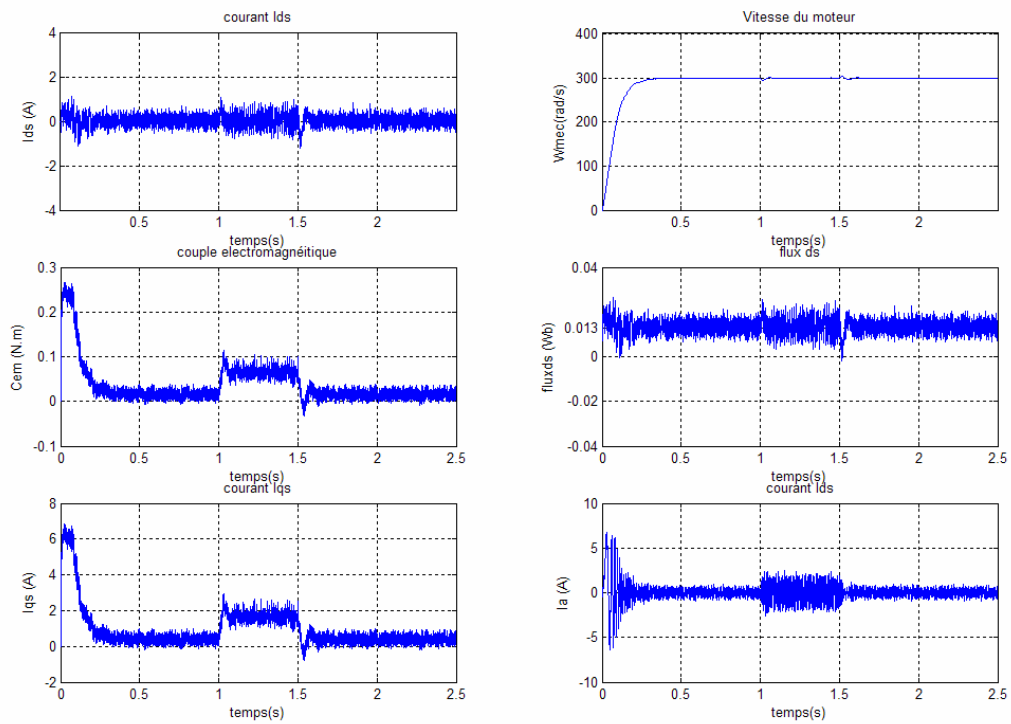


Figure (IV.4-e) Réponse de l'ensemble onduleur MLI-MSAP avec application d'un couple résistant entre $t=1s$ et $t=1.5s$.

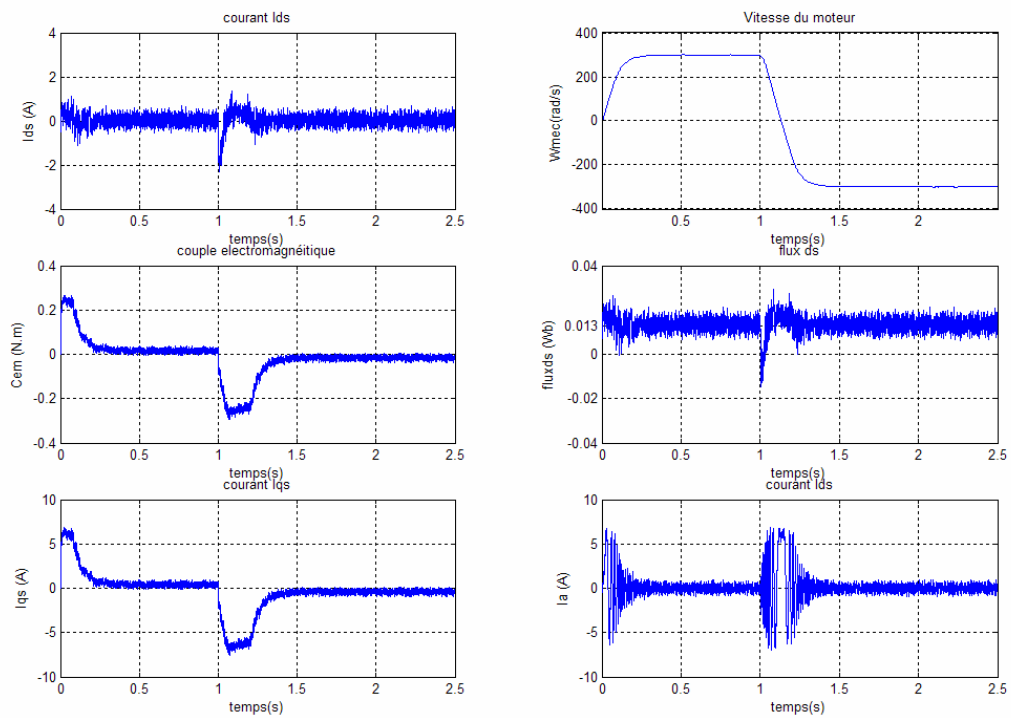


Figure (IV.4-f) Réponse de l'ensemble Onduleur MLI-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300dr/s à -300rd/s.

IV-5 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATIONS

Les résultats obtenus après la simulation du système associé au mécanisme d'adaptation du gain de la commande, l'amélioration majeure est la diminution du temps de rejet de perturbation due à la variation de la charge, on peut bien noter qu'il diminue de 0.2s vers 0.08s. Ce résultat met en évidence l'amélioration des performances du système.

IV-6 CONCLUSION

La régulation par la logique floue est une technique robuste comme on a vu au troisième chapitre, l'application de la régulation à base de gain adaptatif est une amélioration de la réaction du système au niveau de temps de rejet de perturbation ce qui permet de dire aussi une stabilité plus assurée par la réussite du découplage.

Conclusion générale

Conclusion générale

Vu la caractéristique non linéaire et la variation des conditions de la mise en marche de la machine synchrone à aimants permanents, la technique de contrôle basée sur la logique floue présente une souplesse et une efficacité de commande et augmente les performances dynamiques de l'entraînement électrique.

Ce mémoire présente l'application de l'une des techniques de commande les plus récentes à savoir le réglage par logique floue au modèle de la MSAP alimentée en tension à l'aide d'un onduleur MLI. Le travail que l'on a accompli dans le cadre de cette étude est conforme aux objectifs que l'on s'était fixé, à savoir une recherche bibliographique sur la théorie de la logique floue, et son application dans la commande et la régulation de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

Au début le système à commander est modélisé sous forme d'équations mathématiques par l'intermédiaire de la transformation de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices afin de minimiser la non linéarité du système et faciliter la visualisation des différentes caractéristiques dynamiques de la machine.

Après cela, une présentation théorique de la logique floue en se basant sur ce qui nous intéresse dans notre travail pour pouvoir synthétiser le régulateur flou à sept sous ensembles et ses lois de commandes en s'appuyant sur la technique de Mamdani.

L'application de cette commande pour une régulation de vitesse de la machine, nous a permis de justifier la place que prends ce type de commande en terme de réponses aux besoins de fonctionnement exigés en s'appuyant sur les performances obtenues, telles que, la poursuite de la consigne avec un temps de réponse acceptable, le découplage réalisé a assuré une souplesse de réglage qui apparaît surtout lors de l'application d'une charge avec un rejet de perturbation efficace. Le test de robustesse montre, d'après les résultats obtenus l'efficacité des systèmes flous vis-à-vis des variations paramétriques ce qui offre à la commande basée sur la logique floue la qualité de commande avec une robustesse considérable et satisfaisante.

L'industrie exige toujours plus d'améliorations au niveau des différentes performances que ce soit pour le temps de réponse ou bien pour la stabilité c'est-à-dire un rétablissement plus rapide lors d'une perturbation. C'est pour cela, et afin d'améliorer les performances de réglage, on a achever notre études par l'introduction d'un bloc d'adaptation du gain, ce bloc contient une table de commande qui agit sur les différentes variations au niveau du gain de commande ce qui a permet l'obtention d'un rejet de perturbation plus rapide lors de l'application d'une charge.

ANNEXE

ANNEXE

Les paramètres de la machine utilisée au niveau de la simulation numérique sont :

Puissance nominale	$P_n=100W$;
Tension nominale	$V_n=28V$;
Résistance d'une phase statorique	$R_s=3.4\Omega$;
Inductance cyclique	$L_d=L_q=0.0121H$;
Flux des aimants	$\phi_v=0.013Wb$;
Moment d'inertie	$J=10^{-4} Nms /rd$;
Coefficient de frottement	$f_c=5 \cdot 10^{-5} Ns /rd$;
Couple résistant nominal	$C_r = 0.05Nm$;
Nombre de paires de pôles	$P=2$.

*Références
bibliographiques*

- [*Mam-74*] **E.H. Mamdani**, "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant" IEEE, PP. 1585-1588, 1974.
- [*Mam-77*] **E.H. Mamdani**, "Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis" IEEE, Vol.30, PP. 1182-1191, 1977.
- [*Jan- 95*] **J.R. Jang, C.T. Sun**, "Neuro-fuzzy modeling and control" proc of IEEE, Vol.83, N^o.3, pp. 387-406, 1995.
- [*BOS-87*] **B.K. Bose**, "A high performance inverter fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", IEEE.Trans. ind. appl, Vol, N^o.6, 1987.
- [*FOD- 08*] **FOUDILE Malika**
"Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone.
Mémoire de magistère", Université de M'sila, 2008
- [*Han-94*] **Hansruedi Buhler**
"Réglage par logique floue" 1^{er} Editions romandes, 1994
- [*Thi-03*] **Thierry LUBIN**
"Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable.
Prise en compte de la saturation magnétique".
Université Henri Poincaré, Thèse de doctorat, Nancy, avril 2003
- [*Khe-06*] **Khelifa BENMANSOUR**
"Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur"
Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, juillet 2006

- [Tle-99] **TLEMÇANI Abdelhalim**
"Commande adaptative par les systèmes flous: application à la machine synchrone a aimants permanents".
Thèse de magistère, Ecole Nationale Polytechnique Alger 1999
- [Tle-07] **TLEMÇANI Abdelhalim**
"Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série".
Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007
- [Cha-06] **CHAFAA Kheiredine**
"Structures d'identification de commande des systèmes non linéaire basée sur les techniques floues".
Thèse de doctorat, Batna, 2006
- [Rek-91] **T.Rekioua**
"Contribution à la modélisation et à la commande véctorielle de la MSAP"
Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [Ger-80] **Gerhard Kreisselmeir**
"Perspectives on the application of adaptative control to AIRCRAFT systems" Edition kembridj 1980.
- [ZER-03] **Abbes BOUCHIBI, Boualem ZERROUKI**
"Commande par logique floue d'une machine asynchrone", PFE, M'sila 2003
- [BAR-82] **F-Barret**
"Régimes transitoires des machines tournantes". Edition Eyrolles, 1982
- [RAJ-99] **Rajani K. Mudi and Nikhil R. Pal.**
"Robust self-tunnig Sheme for PI- and PD-type fuzzy controllers, IEEE Vol 7 N°1. February 1999.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par MESSIEURS : **A.M. CHOUCYOU & Y. LAAMARI**

Présenté par : **M. BOUDIA et A. LOUNAS**

Thème :

**COMMANDE FLOUE AVEC ADAPTATION DES GAINS DE COMMANDE
APPLICATION A LA MSAP**

Résumé :

Ce travail présente le principe et l'application d'une nouvelle technique de commande à savoir la commande floue en utilisant des régulateurs à gains adaptatifs, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

A la première partie de cette étude, on a présenté la modélisation de la machine, qui a permis de simplifier le système par la mise sous forme d'équations mathématiques.

La deuxième partie, concerne la réquisition de la commande par logique floue en vue de régler la vitesse de rotation de la machine, ensuite l'amélioration des performances par l'adaptation des gains de commande. Ces derniers ont fait preuve de leurs efficacités de point de vue rejet de perturbation.

Mots Clefs: *Machine Synchrone à Aimants Permanents, Alimentation en tension, Technique MLI, Commande par logique floue, Régulateur flou, gain adaptatif.*