



UNIVERSITE DE BATNA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique



Mémoire de Magister

En Electrotechnique Option: Electronique de Puissance

Présenté par :

FERROUDJ ABDELMALEK

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de Batna

THEME

Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse.
Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle

Soutenu le :devant le Jury composé de :

<i>Jury</i>	<i>Grade</i>	<i>Affiliation</i>	<i>Qualité</i>
R. ABDESSEMED	<i>Prof</i>	<i>Université de Batna</i>	<i>Président</i>
S.BENAGGOUNE	<i>M.C</i>	<i>Université de Batna</i>	<i>Rapporteur</i>
F. NACERI	<i>Prof</i>	<i>Université de Batna</i>	<i>Co-Rapporteur</i>
T.BAHI	<i>M.C</i>	<i>Université de Annaba</i>	<i>Examineur</i>
S. SELLAMI	<i>M.C</i>	<i>Université de Batna</i>	<i>Examineur</i>

*** Année 2011**

AVANT PROPOS

Les travaux de recherche exposés dans ce mémoire ont été menés au sein du Laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna (LEB), dans le cadre de l'obtention de diplôme magister en électronique de puissance.

Avant toute chose, je remercie mon **Dieu** le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Said Benaggoune** Maître de Conférences à l'université de Batna, mon directeur de thèse, pour m'avoir donné la possibilité de réaliser cette thèse. Sa confiance et son dynamisme ont été des moteurs dans la bonne conduite de mes travaux.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **Farid Naceri** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna pour avoir co-encadré cette thèse, pour sa disponibilité et son soutien qu'il a toujours porté à mes travaux.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait monsieur **R. ABDESSEMED** Professeur l'université de Batna, en acceptant de présider la commission d'examen de ma présente thèse.

Je remercie chaleureusement monsieur **T.BAHI** Maître de Conférences à l'université de Annaba, monsieur **S. SELLAMI** Maître de Conférences à l'université de Batna, pour avoir participé au jury et pour avoir examiné cette présente thèse.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur **S. Belkacem** pour son aide précieuse et ses remarques pertinentes, ainsi que pour son écoute et son amitié.

Enfin, je remercie tout particulièrement mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis.

Je dédie ce modeste travail :

A mon père

A ma mère

A ma femme

A mes frères et sœurs

A tout ma famille et mes amis

Sommaire

Avant propos	I
Sommaire	II
Notations et symboles	III
Introduction générale	1

Chapitre I:

Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension

I.1 Introduction	4
I.2 Machine synchrone	4
I.2.1 Le stator	4
I.2.2 Le rotor	4
I.2.2.1 Rotor à pôles saillants	5
I.2.2.2 Rotor à pôles lisses	5
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	6
I.3.1 Mise en équation de la MSAP	7
I.3.2 Application de la transformation de Park	8
I.3.2.1 Représentation d'état	10
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension	11
I.5. Commande des onduleurs	12
I.5.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	12
I.5.2. Contrôle des tensions par MLI	13
I.5.3 La modulation MLI vectorielle	13
I.5.3.1 Principe de la MLI vectorielle	13
I. 6 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle	15
I. 6.1 Détermination des tensions de références V_α, V_β	15
I. 6.2 Détermination des secteurs	16
I. 6.3 Calcul des variables X, Y et Z	16
I. 6.4 Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur	16
I. 6.5 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con}	17
I. 6.6 Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c	17
I.7 Simulation de l'algorithme MLI vectorielle	17
I.8 Conclusion	18

Chapitre II

Commande non linéaire de la MSAP

II.1 Introduction	19
II.2 Outils mathématiques	19
II .2.1 Gradient	19
II .2.2 Dérivée de Lie	20
II .2.3 Crochets de Lie	20
II.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	20
II.3.1 Mise sous forme canonique	23
II.3.2 Conception du nouveau vecteur de commande v	24
II.4 Modélisation de la MSAP commandé en tension	25
II.5 Choix des grandeurs de sortie	26
II.6 Calcul du degré relatif	26
II.6.1 Degré relatif du courant I_d	26
II.6.2 Degré relatif de la vitesse mécanique Ω	27
II.7 Linéarisation du système	27
II. 8 Commande du courant et de la vitesse	28
II.8.1 Loi de commande interne	28
II. 8.2 Loi de commande physique	28
II.9 Simulation	29
II.9.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	29
II.9.2 Inversion du sens de rotation	31
II. 10 Simulation de commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur	32
II.10. 1 Présentation du système simulé	32
II.10.2 Résultat de simulation	32
II.10.2.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	32
II.10.2.2 Démarrage à vide avec inversion du sens de rotation	33
II.10. 3 Robustesse aux variations paramétriques	35
II.10. 3.1 Une variation de la résistance statorique +100% de R_s	35
II.10.3.2 Une variation des inductances L_d et L_q de 50%	35
II.11 Conclusion	36

Chapitre III

Concepts généraux de la logique floue

III.1 Introduction	37
III.2 Principe et historique de la logique floue	37
III.3 Application de la logique floue	38
III.4 Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle	38
III.5 Ensemble floue et variables linguistiques	39
III.6 Différentes formes de fonctions d'appartenances	41
III.7 Opérateurs de la logique floue	42
III.8 Inférences a plusieurs règles floues	44
III.9 Régulateur par logique floue	45
III.9.1 Fuzzification	46
III.9.2 Inférences (déductions floues)	48
III.9.3 Exemple de la méthode d'inférences Max-Min	48
III.9.4 Défuzzification	51
III.9.4.1 Défuzzification par centre de gravité	51
III.9.4.2 Défuzzification par valeur maximale	52
III.9.4.3 Défuzzification par la valeur moyenne des maxima	52
III.10 Différentes approches pour la détermination des règles	53
III.11 Développement pratique du contrôleur flou	54
III.11.1 Loi de commande	55
III.11.2 Implémentation	56
III.12 Conclusion	56

Chapitre IV

Application de la logique floue à la commande de la MSAP

IV.1 Introduction	57
IV.2 Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande de la MSAP	57
IV.2.1 Choix du nombre de classes ou sous ensembles flous	57
IV.2.2 Règles de décision de contrôle flou	58
IV.2.3 Choix de la méthode d'inférence	58
IV.2.4 Choix de la méthode de défuzzification	58

IV.3 Simulation d'une commande non linéaire de la MSAP par un RLF	59
IV.4 Résultats de simulation	60
IV.5 Conclusion	63

Chapitre V

Commande non linéaire sans capteur de vitesse de la MSAP

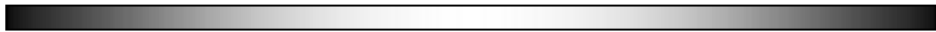
V-1. Introduction	65
V-2. Observateurs	66
V-2-1. Principe des observateurs	66
V-2-2. Classification des observateurs	66
V-3. Bruit	68
V-3-1. Bruit d'état	68
V-3-2. Bruit de mesure	69
V-4. Présentation du FKE	69
V-4.1 Filtre de Kalman étendu	69
V-4-1.1. Principe	69
V-4-1.2. Algorithme	70
V-5 Synthèse du filtre de Kalman étendu	71
V-6. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP	72
V-6-1. Détermination des matrices F et C	73
V-6-2. Choix des matrices de covariance Q et R	73
V-7. Commande NL sans capteur de vitesse d'un MSAP utilisant le FKE	73
V-8. Résultats de simulation	74
IV-8-1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	74
V-8-2. Inversion du sens de rotation	76
V-9. Conclusion	78
Conclusion générale	79
Résumé	81
Annexe	82
Bibliographie	83

Notations et symboles

MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
α, β	Référentielle fixe lié au stator
CNL	Commande non- linéaire
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temps [s]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
v_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases statoriques [V]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c , respectivement, [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c), respectivement [H]
ϕ_s	Flux statoriques [Wb]
R_s	Résistance statorique [Ω]
L_{ss}	Inductance statorique [H]
p	Nombre de paire de pôles
f	Coefficient de frottement visqueux [Nm / rad / s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m ²]
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rad / s]
Ω_{ref}	La vitesse de référence [rad / s]
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad / s]
p	Matrice de <i>Park</i> normalise
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ	La position réelle [rad]
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
ϕ_d, ϕ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]

L_d, L_q	Inductance du stator les axes d,q [H]
ϕ_{sf}	Flux des aimants [Wb]
x	Vecteur d'état
u	Vecteur de commande
X	Vecteur qui représente les grandeurs électriques
X_0	La partie homopolaire
θ_m	Représentant la position mécanique du rotor
T_i et T_i'	Les transistors
$\nabla h(x)$	Gradient
$L_f h$	Dérivée de Lie
$g(x)$	Vecteur de commande du système non-linéaire.
Y	Vecteur de sortie.
v	Vecteur des nouvelles commandes.
r	Degré relatif total.
$D(x)$	Matrice de découplage du système
$A(x)$	Matrice colonne (2x1) contrôleur NL.
CNL	Commande non linéaire.
RLF	Régulateur logique floue
w	Bruit d'état
v	Bruit de mesure
y	Vecteur d'observation
Q	Matrice de covariance de bruit d'état
R	Matrice de covariance de bruit de mesure
P	Matrice de covariance de l'erreur
$\hat{x}$	Vecteur d'état estimé
$\hat{Y}$	Vecteur de sortie estimé
$K(K)$	Gain du filtre de Kalman

Introduction Générale



Introduction générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.

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. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif

Les machines synchrones à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible cout d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [1].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne, et dans des applications domestiques.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus complexe que celle de la machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre [2] ,[3].

Dans ces dernières années des nouvelles techniques pour la commande des systèmes non linéaires ont été développées, parmi elles celles issues de la théorie de la commande par retour d'état basé sur la théorie de la géométrie différentielle. On peut citer tout particulièrement la méthode de la linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie permettant de transformer le système multi entrées non linéaires en un système linéaire aisément contrôlable.

La linéarisation par retour d'état est aujourd'hui confirmée par un grand nombre d'application dans divers domaines comme celui de la robotique, et présente une efficacité pour l'analyse et la commande des systèmes fortement non linéaires.

L'intelligence artificielle apparut en 1950, est une branche de l'informatique qui traite la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions, [48].

Les résultats les plus aboutis de l'intelligence artificielle concernent la résolution de problèmes complexes dans un domaine délimité de compétences.

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, [49-50]. Cependant, un système flou est difficile à appréhender. Sa commande et son réglage peuvent être relativement long. Il s'agit parfois beaucoup plus de tâtonnement que d'une réelle réflexion.

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression des ces capteurs est indispensable.

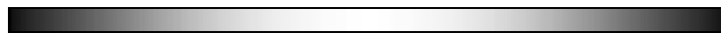
La structure de ce mémoire est la suivante :

- Dans **le premier chapitre** nous présenterons, dans une première partie la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI vectorielle.

- **Le deuxième chapitre**, se divise en deux parties, présente les concepts de la théorie de la commande non linéaire en se basant sur la notion de la géométrie différentielle (dérivée de Lie). La deuxième partie est consacrée à la commande non-linéaire appliquée à la MSAP ainsi les résultats de simulation sont présentés et interprétés.
- Le **troisième chapitre** est une étude détaillée qui présente les concepts généraux de la logique floue.
- Dans **Le quatrième chapitre**, nous présenterons la commande non-linéaire de la machine synchrone à aimant permanent associée à un régulateur logique floue.
- L'intégration d'un filtre de Kalman étendu, pour atteindre un réglage total, constitue l'objet du cinquième chapitre. Ce dernier permet d'estimer la vitesse et la position, afin de les introduire dans la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

CHAPITRE I



**Modélisation de la MSAP alimentée par
un onduleur de tension**

I.1 Introduction

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par d'onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage.

Ce chapitre est consacré à une brève description des différents types de machines synchrones et la modélisation de la (MSAP) en vue de la commande. Ensuite, l'onduleur triphasé de tension et sa modélisation sont décrits. Nous terminons ce chapitre par la présentation du programme développé pour la simulation de l'ensemble commande onduleur-MSAP.

I.2 Machine synchrone

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur + balais). Cela, permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation.

I.2.1 Le stator

La machine synchrone triphasé comporte un stator fixe et un rotor mobile de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$. [4]

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [5]. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad/s].

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

I.2.2 Le rotor

La structure électrique du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu. La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants. [4]

La figure (I.1) présente les différentes géométries possibles pour des rotors.

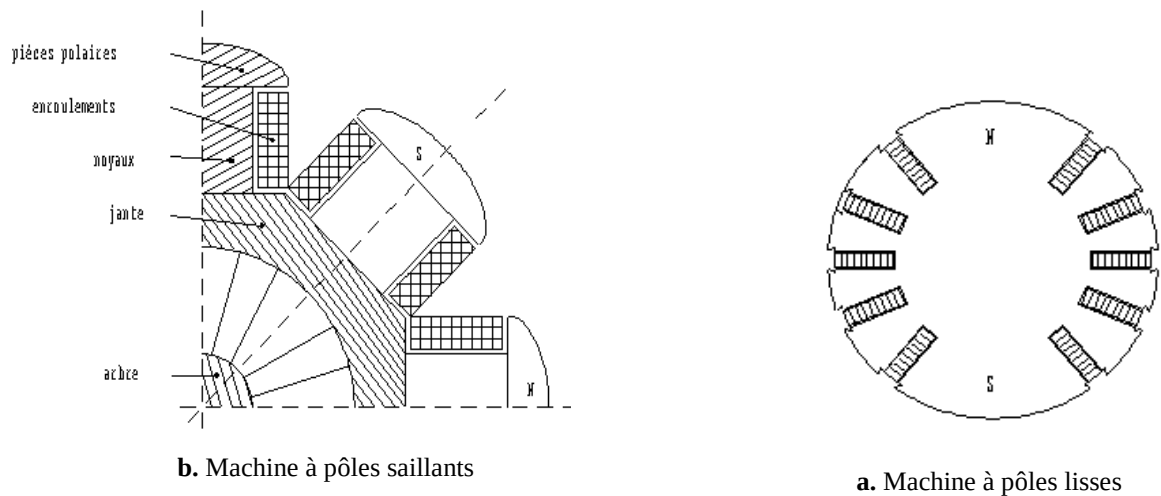


Fig I.1 Présentation des différentes technologies de rotor

I.2.2.1 Rotor à pôles saillants :

- Souvent plusieurs paires de pôles ($p \gg 1$), C'est le rotor seul qui présente des saillances.
- Les pôles saillants conviennent pour les alternateurs lents (centrales hydrauliques, par exemple centrales de pompage) car ils permettent une construction avec un grand nombre de pôles.
- Forme souvent aplatie. Exemple : pour un alternateur de 100 MVA 300 t/m : rotor de 5 m de diamètre et 1 m de longueur axiale)

I.2.2.2 Les rotors à pôles lisses :

- La répartition des encoches permet d'obtenir un champ sinusoïdal.
- Ce sont les rotors utilisés dans les alternateurs des centrales thermiques (nucléaires, gaz, mazout, charbon).
- Ordre de grandeur pour un alternateur de 100 MVA 3000 t/m : rotor de 1 m de diamètre et 5 m de longueur axiale.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Selon la structure du rotor utilisé nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents : machines à pôles lisses (aimants collés), et machines à pôles saillants (aimants enterrés ou à concentration de flux). La figure (I.2) représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor.

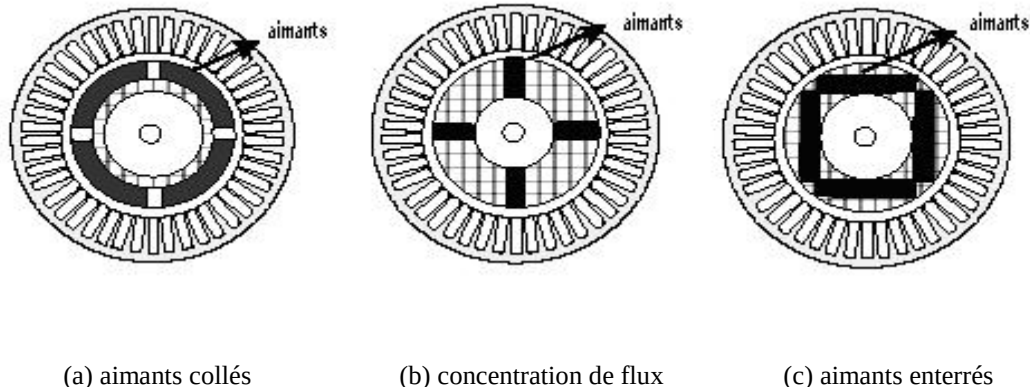


Fig I.2 Structures du rotor de la MSAP

- Les aimants permanents sont montrés à la figure (I.2.a), sont collés sur la surface cylindrique du moteur pour la structure à pôles lisses. Dans ce cas, les aimants sont magnétisés dans le sens radial. Le principal intérêt réside dans la simplicité de sa réalisation, car l'inductance de l'induit est pratiquement constante.
- Dans le cas des machines à concentration de flux les aimants sont aussi magnétisés dans le sens radial comme le montre la figure (I.2.b).
- Une autre structure de rotor possible est montrée à la figure (I.3.c), consiste à enterrer les aimants dans le rotor, dans ce cas ils sont magnétisés tangentiellement. Pour ces types de machines, la variation de la réluctance provenant de l'anisotropie du rotor contribue à la production d'ondulations de couple et nécessite donc une commande plus complexe pour la piloter [6].

Pour résumer on peut distinguer quatre types de machine synchrone [7] :

- MS à rotor bobiné et pôles saillants ($L_d > L_q$).
- MS à rotor bobiné et entrefer lisse ($L_d = L_q$).
- MSAP enterrés au rotor ($L_d < L_q$) (possibilité de vitesse de rotation élevées).
- MSAP montés en surface du rotor sans pièces polaires (grand entrefer) ($L_d = L_q$) (on peut avoir un couple trapézoïdale).

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [4]:

- l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable,
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,

- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau,
- les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,

I.3.1 Mise en équation de la MSAP

La figure (I.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

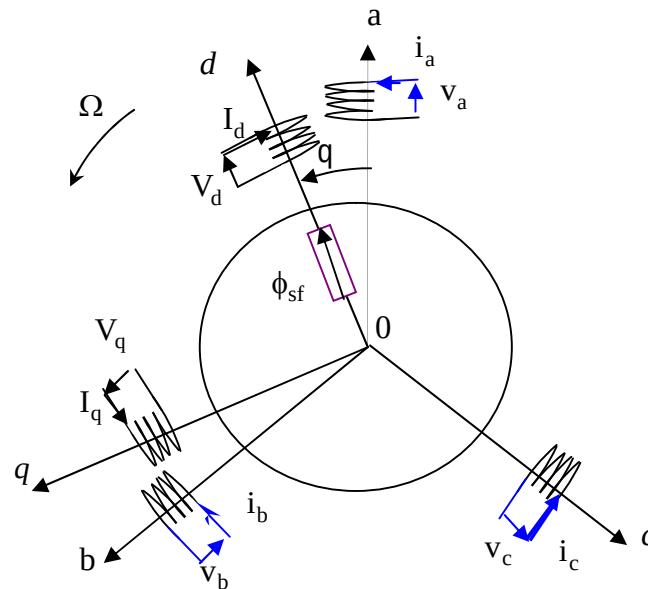


Fig I.3 Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel d-q.

o Expression des tensions statoriques

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.2)$$

o Expression des flux statoriques

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \quad (I.3)$$

où :

$$[v_s] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

I.3.2 Application de la transformation de Park

La modélisation utilisée dans cette partie est basée sur une représentation dans un repère diphasé lié au rotor (dq), à l'aide de la transformation de Park. L'utilisation de ce modèle permet de voir l'effet des champs tournants, modélisés sous forme de vecteurs tournants, sur la création du couple. Cette transformation d'état offre en effet un certain nombre d'avantages, parmi lesquels le fait que dans ce nouveau repère, le couple électromagnétique est une image directe de la composante en quadrature (q) du courant statorique.

La figure I.4 représente le modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents. La MSAP peut être modélisée comme une machine synchrone à rotor bobiné, où un circuit d'excitation composé par un enroulement d'excitation L_f est responsable de l'alimentation du rotor et représente le flux des aimants permanents.

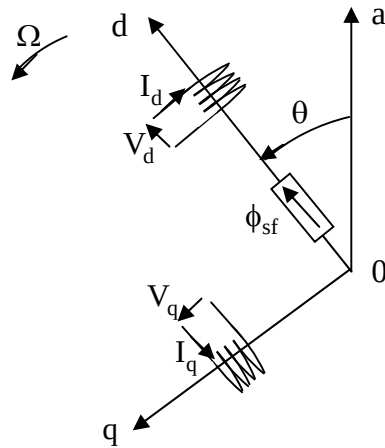


Fig I.4 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

En considérant X un vecteur qui représente les grandeurs électriques, X_0 étant la partie homopolaire, nous définissons les matrices dans le repère dq et abc suivantes :

$$[X_{dq0}] = [X_d, X_q, X_0]^t, [X_{abc}] = [X_a, X_b, X_c]^t.$$

Soit $[K_q]$, la matrice de passage de la transformation 3/2 conservant les puissances directes $[X_{dqo}] = [P][X_{abc}]$, et la transformation inverse $[X_{abc}] = [P]^{-1}[X_{dqo}]$,

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

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

où l'angle électrique θ est défini par $\theta = p\theta_m$ avec θ_m représentant la position mécanique du rotor et p le nombre de paire de pôles.

Il est montré en [8] que dans le repère (dq) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, nous obtenons un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (I.6)$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.7)$$

où V_d , V_q sont les grandeurs tension dans le repère rotorique, I_d , I_q sont les grandeurs courant dans le repère rotorique, L_d est l'inductance synchrone longitudinale, L_q est l'inductance synchrone transversale et ϕ_{sf} est le flux dans l'entrefer créé par les aimants du rotor.

D'après, (I.6) et (I.7), nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega L_d I_d + \omega \phi_{sf} \end{cases} \quad (I.8)$$

Le couple électromagnétique fourni par l'actionneur synchrone à aimants permanents dans le cas général est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p[\phi_{sf} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (I.9)$$

Le terme $p(L_d - L_q) I_d I_q$ représente le couple réluctant à cause de l'anisotropie du moteur, et le terme $p\phi_{sf} I_q$ représente le couple synchrone dû au flux créé par les aimants permanents.

o Equation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.10)$$

avec:

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m^2).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.3.2.1 Représentation d'état

En combinant les expressions (I.6) et (I.7), on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega \cdot L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega \cdot L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Fig (I.5). [9]

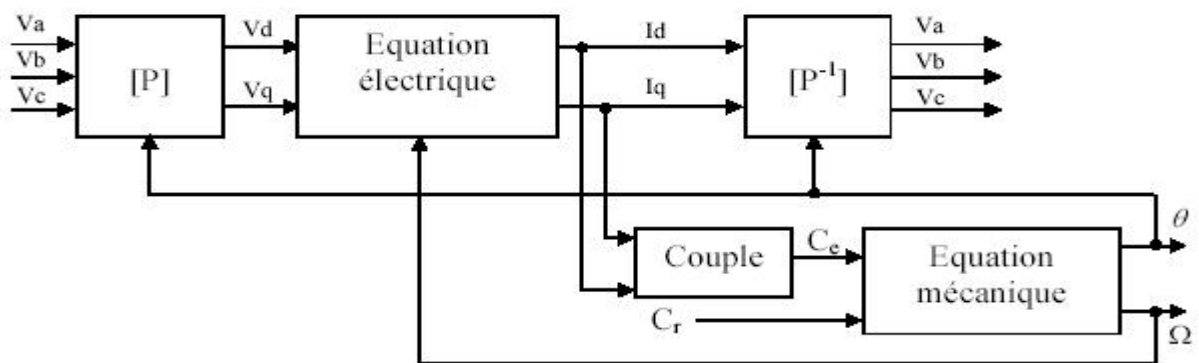


Fig I.5 Schéma fonctionnel du modèle de Park

I.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (I.6), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

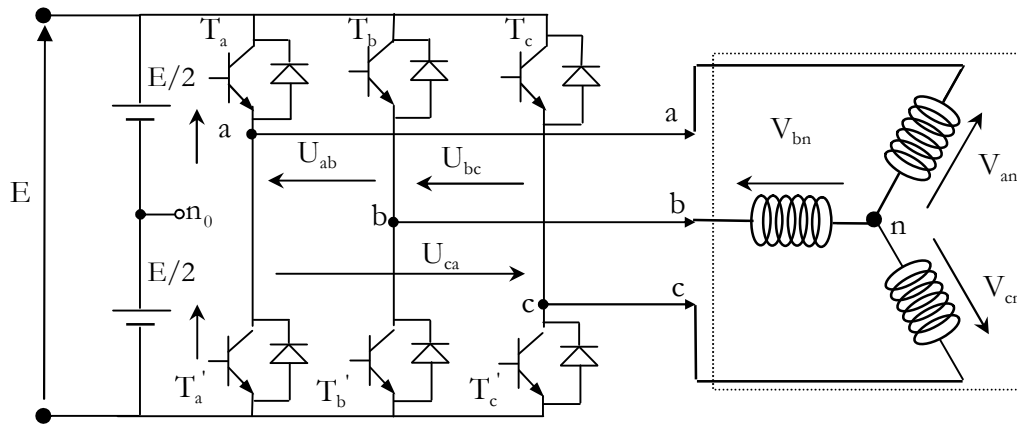


Fig I.6 Schéma d'un onduleur de tension triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

La figure (I.7) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

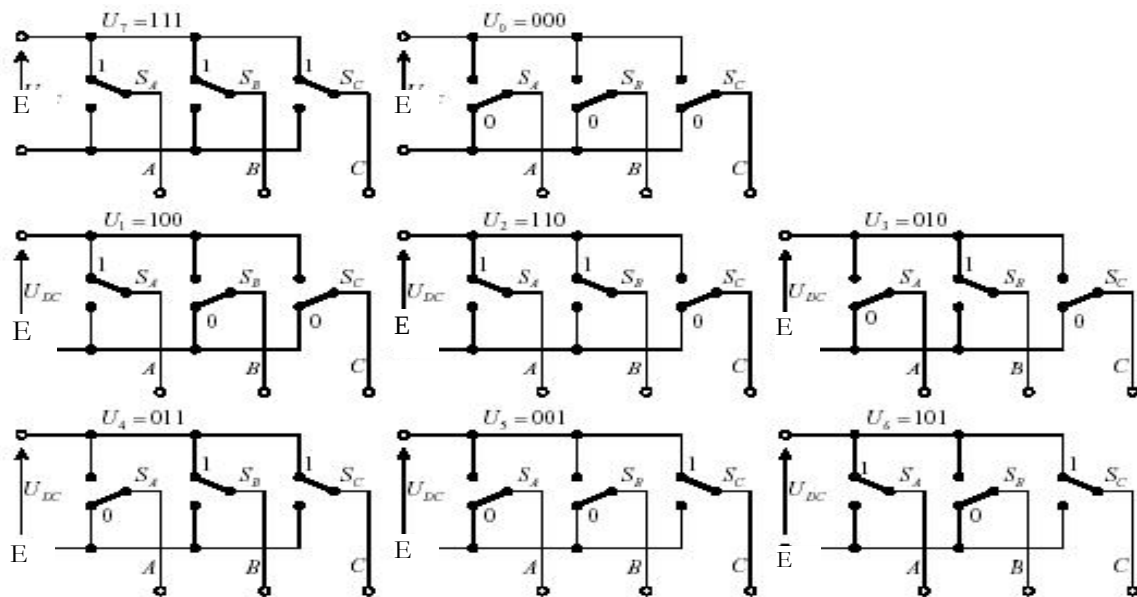


Fig I.7 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée les tensions phase neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{\phi\alpha} \\ V_{\phi\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

I.5. Commande des onduleurs

I.5.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Les interrupteurs T_i et T'_i sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI soit égal à h . Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$ illustrée par la figure (I.8). Les conditions de commutation sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned} S_i &= -1 & \text{si } i_i &\geq i_{ref} + \Delta i \\ S_i &= 1 & \text{si } i_i &\leq i_{ref} - \Delta i \\ S_i &= S_{i-1} & \text{si } i_i &= i_{ref} \end{aligned} \quad (I.14)$$

Tel que :

i_i ($i=1,2,3$) : représentent les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{ref} ($i=1,2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

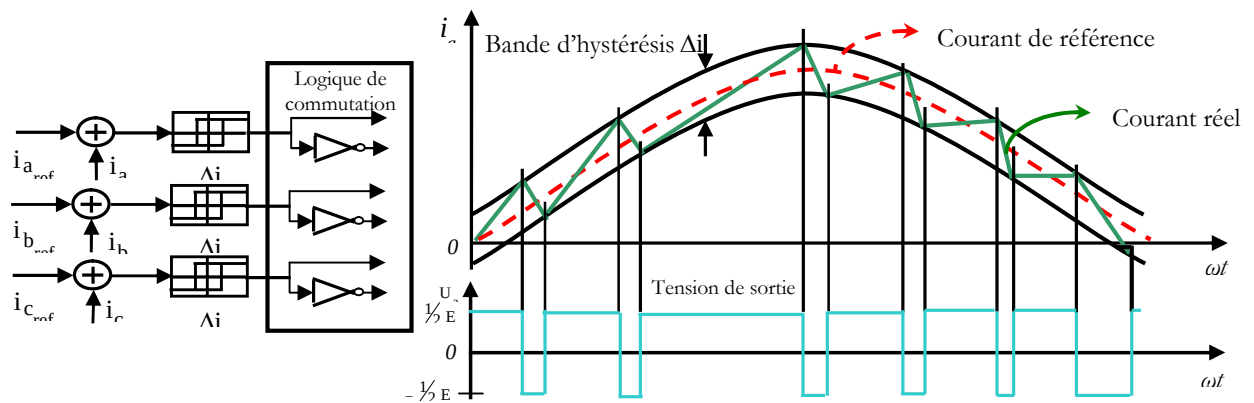


Fig I.8 Illustration de la bande de courant à hystérésis

I.5.2. Contrôle des tensions par MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, figure (I.9).

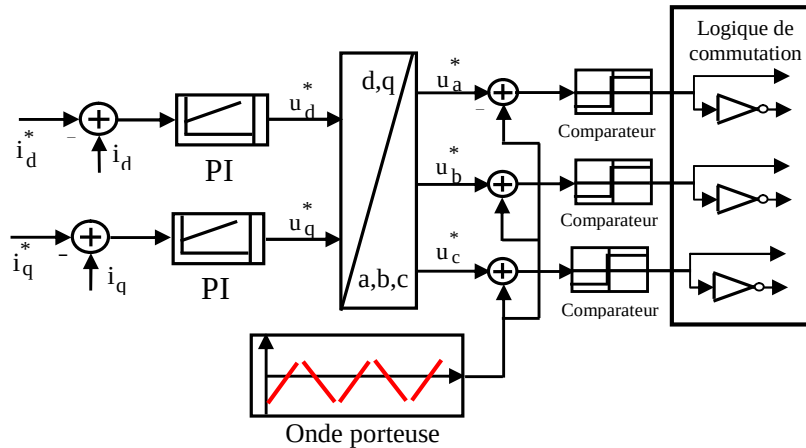


Fig I.9 Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

I.5.3 La modulation MLI vectorielle

I.5.3.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_s .

Un vecteur tension de référence $V_{s\text{ ref}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur tension moyen $V_{s\text{ moy}}$; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (I.10).

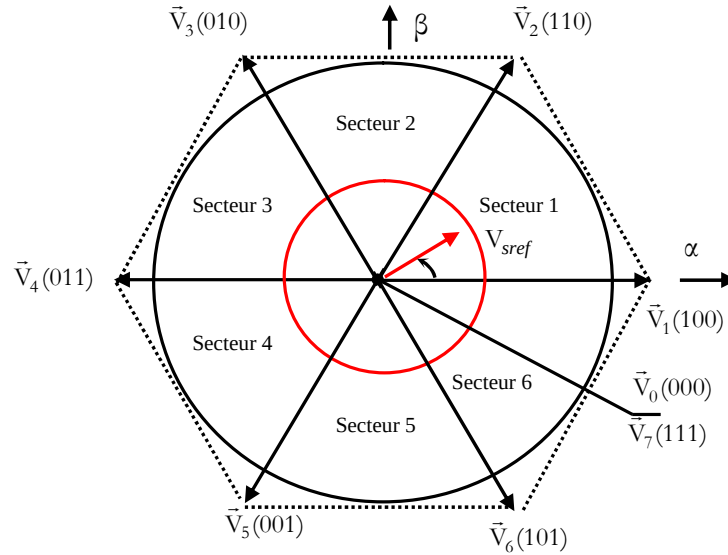


Fig I.10 Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β)

La figure (I.11) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence $V_{s\text{ref}}$ désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

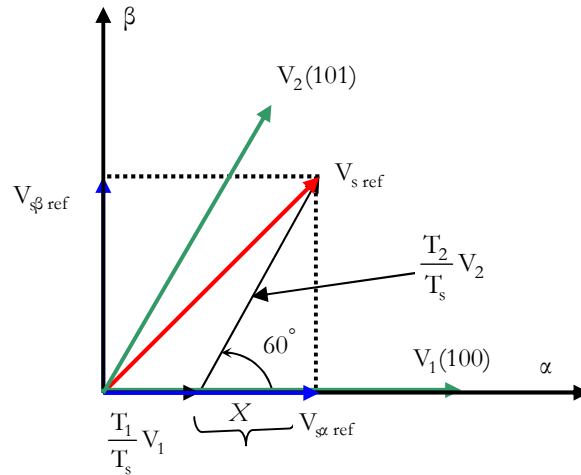


Fig I.11 Décomposition d'un vecteur tension de référence $V_{s\text{ref}}$

Dans le cas du secteur 1 figure (I.11), le vecteur de tension référence $V_{s\text{ref}}$ moyenne est donné comme suit :

$$\begin{aligned} V_{s\text{ref}} T_s &= T_1 V_1 + T_2 V_2 \\ T_s &= T_1 + T_2 + T_0 \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Où

T_s : représente la période de commutation,

T_1 : temps d'application du vecteur V_1 ,

T_2 : temps d'application du vecteur V_2 ,

T_0 : est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur $V_{s\text{ref}}$ coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $V_{s\text{ref}}$ s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $V_{s\text{ref}}$ atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 , sera maximale.

I. 6 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle

I. 6.1 Détermination des tensions de références V_α, V_β

A partir de la relation (I.12) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α, β) nous utiliserons l'équation (I.13), ce qui, pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fournira le résultat tableau (I.1).

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau I.1 Tensions statoriques

I. 6.2 Détermination des secteurs

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $V_{s\text{ ref}}$ dans le plan complexe ($\alpha \beta$), tel que cette position présente la phase δ de ce vecteur définie comme suite :

$$\delta = \arctan \left(\frac{V_{s\beta\text{ ref}}}{V_{s\alpha\text{ ref}}} \right) \quad (\text{I.16})$$

La table (I.2) détermine le secteur S_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour les différents angles δ

δ	$0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \delta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \delta \leq \pi$	$\pi \leq \delta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \delta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \delta \leq 2\pi$
Secteur S_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

Tableau I.2 Identification du secteur.

I. 6.3 Calcul des variables X, Y et Z

La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection, figure (I.12) :

$$\begin{aligned} V_{s\beta\text{ ref}} &= \frac{T_2}{T_s} |V_2| \cos(30^\circ) \\ V_{s\alpha\text{ ref}} &= \frac{T_1}{T_s} |V_1| + x \\ x &= \frac{V_{s\beta\text{ ref}}}{\tan(60^\circ)} \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

D'après le tableau (I.1) les période d'application de chaque vecteur est donné par :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_s}{2E} (3 V_{s\alpha\text{ ref}} - \sqrt{3} V_{s\beta\text{ ref}}) \\ T_2 &= \sqrt{3} \frac{T_s}{E} V_{s\beta\text{ ref}} \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul.

En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3} \cdot \frac{T_s}{E} V_{s\beta\text{ ref}} \\ Y &= \frac{T_s}{2E} (\sqrt{3} V_{s\beta\text{ ref}} + 3 V_{s\alpha\text{ ref}}) \\ Z &= \frac{T_s}{2E} (\sqrt{3} V_{s\beta\text{ ref}} - 3 V_{s\alpha\text{ ref}}) \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

Pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$

I. 6.4 Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur

La détermination du secteur (i) est basée sur l'argument de la tension de référence tel que :

$$\delta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta \text{ ref}}}{V_{s\alpha \text{ ref}}}\right), \quad (i-1)\frac{\pi}{3} \leq \delta \leq i\frac{\pi}{3} \quad (\text{I. 20})$$

Les durées T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z sont tabulés ci après :

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau I.3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

I. 6.5 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con}

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$\begin{aligned} T_{aon} &= \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} &= T_{aon} + T_i \\ T_{con} &= T_{bon} + T_{i+1} \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

I. 6.6 Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c

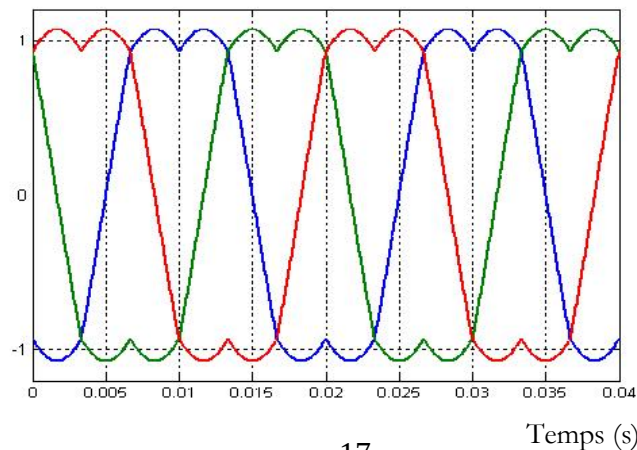
La détermination des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivante :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau I.4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

I.7 Simulation de l'algorithme MLI vectorielle

a)



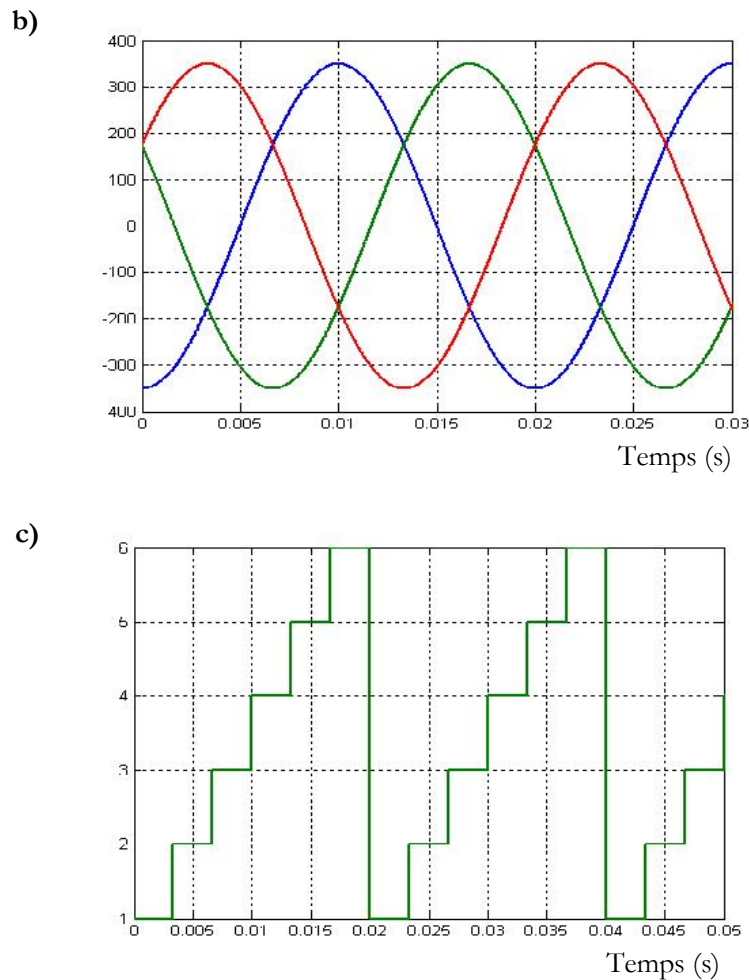


Fig I.12 Résultat de Simulation de l'algorithme MLI Vectorielle

(a) Allure des signaux modulateurs T_{aon} T_{bon} T_{con} , (b) Tension entre phase, (c) Secteur

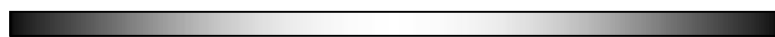
I.9 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimant permanent, ces domaines d'application et ces avantages, ainsi que sa modélisation en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude.

Nous avons présenté le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension en donnant les principes des MLI les plus connues.

Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande non linéaire. Un exposé général sur la théorie de cette commande sera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE II



Commande non linéaire de la MSAP

II .1 Introduction

La linéarisation exacte entrée-sortie a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori, [10] et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire. Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Les développements détaillés de telles théories ainsi que des exemples d'application peuvent être retrouvés dans plusieurs publications.

La linéarisation entrée-sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge.

La première partie du présent chapitre, présente brièvement les concepts de la théorie de la commande non linéaire en se basant sur la notion de la géométrie différentielle (dérivée de Lie) [10],[11],[12],[13],[14].

La seconde partie du présent chapitre illustre avec détails une application directe de la commande non linéaire pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents et spécialement le contrôle du courant et de la vitesse. Une simulation sous l'environnement Simulink/Matlab permet de mettre en évidence les performances de la stratégie de commande adoptée.

Cependant, afin de faciliter la compréhension, il est préférable de rappeler certaines définitions et théorèmes et montrer les procédures à suivre pour réaliser une commande linéarisante d'un système.

II.2 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties, [10].

II.2.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$ éléments) comme suit $(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$

II.2.2 Dérivée de Lie

Nous utilisons la notation standard des dérivées de Lie. Soient $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$: un champ de vecteurs et $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que :

$$L_f h(x) = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) f_i(x)$$

La dérivée de Lie n'est rien d'autre que la dérivée directionnelle le long du vecteur f . Si g est un autre champ de vecteur, alors on a :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h)g$$

II.2.3 Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs. Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par :

$$[f, g] = \text{ad}_f g = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne :

$$\text{ad}^0 f g = g \text{ (ad pour adjoint)}$$

$$\text{ad}^1 f g = [f, g]$$

.....

$$\text{ad}^i f g = [f, \text{ad}^{i-1} f g]$$

II.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sorties et une nouvelle entrée u , en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes classiques, on considère le cas suivant :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u \quad (\text{II.1})$$

$$y^i = h^i(x) \quad (\text{II.2})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ est le vecteur des états, $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1, y_2, \dots, y_p]$ représente le vecteur des sorties. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en décrivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_i^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad (\text{II.3})$$

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus, et doit être inférieur ou égale à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$

Qui peut être exprimé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix} = A(x) + E(x)u \quad (\text{II.4})$$

Où

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

et

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

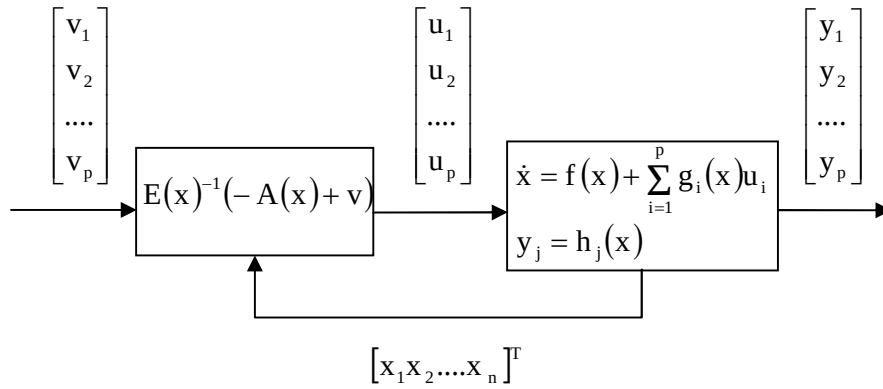
où $E(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage est inversible. La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = E^{-1}(x) [-A(x) + v] \quad (\text{II.7})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $E(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système est donné à la figure (II.1).

**Fig II.1** Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (II.7) dans (II.4), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

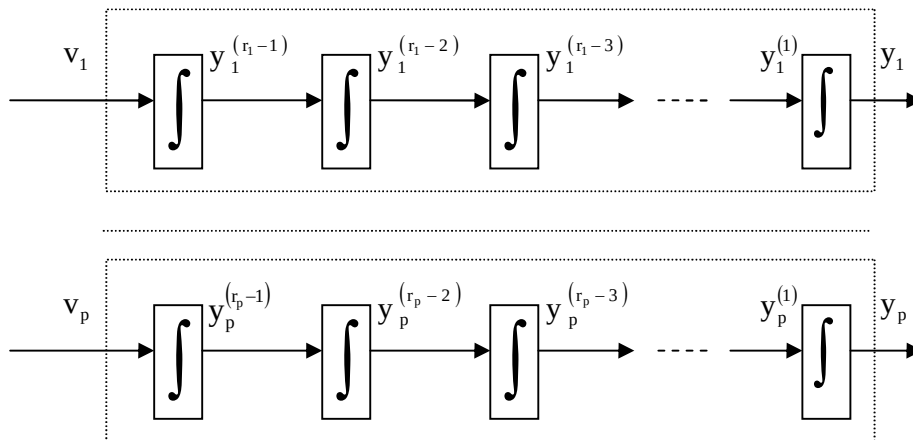
$$y_i^{(r_i)} = v_i \quad (\text{II.8})$$

ou plus explicitement par:

$$y_1^{r_1} \quad \dots \quad y_p^{r_p}]^T = [v_1 \quad \dots \quad v_p]^T \quad (\text{II.9})$$

ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \quad \dots \quad v_p]^T$

On remarque que l'expression (II.8) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable figure (II.2).

**Fig II.2** Dynamique du système linéarisé

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique.

II.3.1 Mise sous forme canonique

Supposons que le système (II.1) a des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$ où n est l'ordre du système. On définit r fonctions $(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_r)$ qui permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} z &= (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r) \\ z &= (h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \quad (II.10)$$

peut distinguer deux cas possibles:

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux cas possibles:

cas 1: $(r = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n)$. Dans ce cas, l'ensemble des fonctions $\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

cas 2 : $(r = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n)$. dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres fonctions $\Phi^k, (r+1 \leq k \leq n)$ pour que $\varphi^k, (1 \leq k \leq n)$ soit le rang n , on introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix}$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (II.1) s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots \dots \dots \\ \dot{z}_{r_1-1} &= z_{r_1} \\ \dot{z}_{r_1} &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_1-1} h_1 u_j \\ \dot{z}_{r_1+1} &= z_{r_1+2} \\ &\dots \dots \dots \\ \dot{z}_r &= L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_p-1} h_p u_j \end{aligned} \quad (II.12)$$

Pour les $(n - r)$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u$.

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r_1+1} \\ &\dots\dots\dots \\ y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1} \end{aligned} \quad (II.13)$$

En appliquant la loi linéarisation (II.7) au système (II.12) nous obtenons:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_2} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_2} \end{bmatrix} u \\ \dot{\eta} &= \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u \end{aligned} \quad (II.14)$$

avec :

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

et pour la sortie :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_2} \end{bmatrix} z \quad (II.15)$$

II.3.2 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (II.16)$$

Où les vecteurs $\{y_{d_i}, y_{d_i}^{(1)}, \dots, y_{d_i}^{(r_i-1)}, y_{d_i}^{(r_i)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme

$s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_i}(t) - y_j(t)$ satisfait $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$.

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (II.3) suivante:

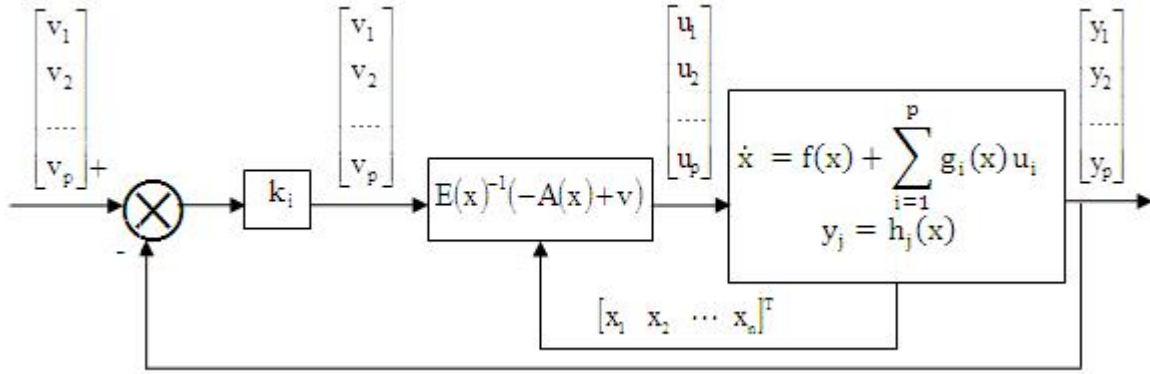


Fig II.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

II.4 Modélisation de la MSAP commandé en tension

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle complet correspond dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état :

$$\begin{aligned} x &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [I \quad I_q \quad \Omega]^T \\ u &= [u_1 \quad u_2]^T = [u \quad u_q]^T \end{aligned}$$

Ce modèle est régi par : $\dot{x} = f(x) + gu$ (II.17)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Avec :

- $f(x)$ est un champ de vecteur d'ordre ($n=3$) et g est une matrice $[3,2]$
- f, g et h sont des fonctions non linéaires.

Les champs vectoriels f et g sont :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} x_1 + p \frac{L_q}{L_d} x_2 x_3 \\ -p \frac{L_d}{L_q} x_1 x_3 - \frac{R}{L_q} x_2 - p \frac{\Phi_f}{L_q} x_3 \\ -p \frac{(L_d - L_q)}{J} x_1 x_2 + p \frac{\Phi_f}{J} x_2 - \frac{f}{J} x_3 - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T$$

II.5 Choix des grandeurs de sortie

L'objectif consiste à contrôler la vitesse du moteur et forcer la composante longitudinale du courant statorique (I_d) à être nulle, en tout temps assurant ainsi un fonctionnement à couple maximale [15]. Le vecteur des sorties est donc :

$$y = h(x) = [x_1 \quad x_2]^T = [I \quad \Omega]^T \quad (\text{II.19})$$

II.6 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré du système [16]. On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, le quel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée u .

II.6.1 Degré relatif du courant I_d

$$\dot{y}_1(x) = \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) u \quad (\text{II.20})$$

avec :

$$L_f h_1(x) = f_1(x)$$

$$L_g h_1(x) = [g_1 \quad 0]$$

Donc :

$$\dot{y}_1 = -\frac{R}{L_d} I_c + p \frac{L_q}{L_d} \Omega I_q + \frac{1}{L_d} u$$

Ainsi l'entrée u apparaît. On arrête ici et on note, pour cette sortie, le degré relatif est $r_1 = 1$

II.6.2 Degré relatif de la vitesse mécanique Ω

$$\begin{aligned} y_2(x) &= h_2(x) = L_f h_2(x) \\ &= f_3(x) \end{aligned}$$

On remarque qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2(x) &= \dot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u \\ &= f_1(x) p \frac{(L_d - L_q)}{J} x_2 + f_2(x) \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) - f_3(x) \frac{f}{J} \\ &\quad + g_1 \frac{P(L_d - L_q)}{J} x_2 u_d + g_2 \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) u_q \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Les deux entrées (u_d, u_q) apparaissent et le degré relatif de y_2 est $r_2 = 2$

Donc le degré globale du système est $r = r_1 + r_2 = 3$, le système est exactement linéarisable

$r = n = 3$,

n : étant l'ordre du système à contrôler.

II-7 Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie de la machine, on considère seulement les dérivées des sorties, on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} &= A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \\ A(x) &= \begin{bmatrix} f_1(x) p \frac{(L_d - L_q)}{J} x_2 + f_2(x) \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) - f_3(x) \frac{f}{J} \end{bmatrix} \\ E(x) &= \begin{bmatrix} g_1 \frac{P(L_d - L_q)}{J} x_2 & g_2 \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

$E(x)$: est la matrice de découplage.

Le déterminant de la matrice $E(x)$ est différent de zéro (machine à aimant permanent), donc $E(x)$ est matrice inversible.

Ainsi, la loi de commande par linéarisation par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.23})$$

Avec $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouveau vecteur des variables d'entrées.

L'application de la loi de commande (II.23) sur le système (II.22) conduit à deux sous système mono-variables linéaires et découplés :

$$\begin{aligned}\dot{h}_1(x) &= v_1 \\ \ddot{h}_2(x) &= v_2\end{aligned}\tag{II.24}$$

II. 8 Commande du courant et de la vitesse

II.8.1 Loi de commande interne

Pour assurer une parfaite régulation du courant et de vitesse vers leurs références I_{ref} et Ω_{ref} , les entrées internes v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivante [17][18][19].

$$\begin{aligned}v_1 &= k_{Id}(I_{dref} - I_i) + \frac{d}{dt} I_{dref} \\ v_2 &= k_{\Omega 2}(\Omega_{ref} - \Omega) + k_{\Omega 1} \left(\frac{d}{dt} \Omega_{ref} - \frac{d}{dt} \Omega \right) + \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref}\end{aligned}\tag{II.25}$$

Conduit à la dynamique

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} e_1 + k_{Id} e_1 &= 0 \\ k_{\Omega 2} e_2 + k_{\Omega 1} \frac{d}{dt} e_2 + \frac{d^2}{dt^2} e_2 &= 0\end{aligned}\tag{II.26}$$

Où les erreurs de poursuite e_1 et e_2 sont définies par :

$$\begin{aligned}e_1 &= I_{ref} - I_i \\ e_2 &= \Omega_{ref} - \Omega\end{aligned}$$

Les coefficients k_{Id} , $k_{\Omega 1}$, et $k_{\Omega 2}$ sont choisis tel que $k_{Id} + s$ et $k_{\Omega 2} + k_{\Omega 1}s + s^2$ soient des polynômes d'Hurwitz (racines du polynômes à parties réelles négatives) [20]

Ces coefficients sont calculés pour un placement de pôles.

II. 8.2 Loi de commande physique

La loi de commande non linéaire fait à partir de (II.23), on obtient :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{bmatrix} k_{Id}(I_{dref} - i_d) \\ -k_{\Omega 1}f_3(x) + k_{\Omega 2}(\Omega_{ref} - \Omega) \end{bmatrix} \right)\tag{II.27}$$

$$\left(\frac{d}{dt} I_{ref} = \frac{d}{dt} \Omega_{ref} = \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref} = 0 \right)\tag{II.28}$$

On résume les opérations de linéarisation et de mise en forme de la dynamique (calcul de contrôleur) dans la figure (II.4).

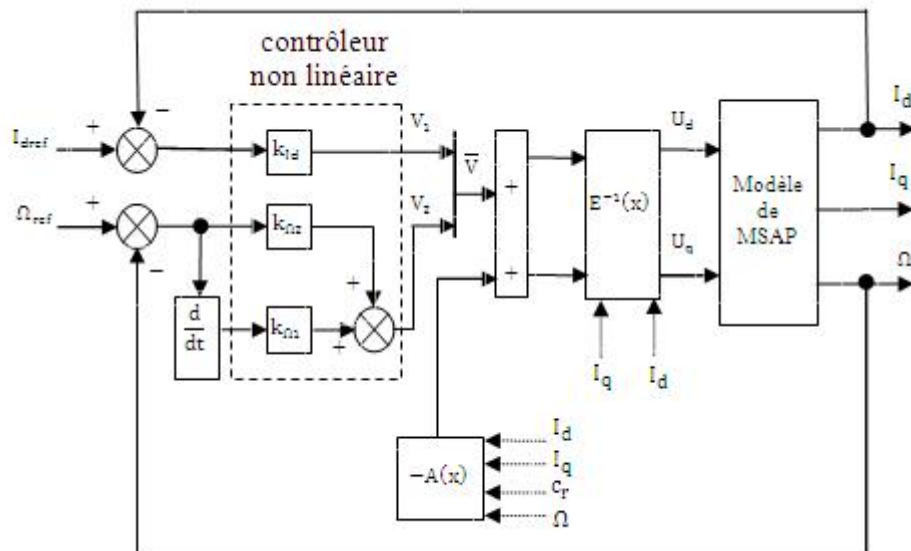


Fig II.4 Principe de la commande par linéarisation entrée-sortie

II.9 Simulation

Pour étudier les performances et la robustesse de la commande non linéaire à la vitesse de rotation, on a simulé le système en deux cas ; la première est le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de 5Nm et la deuxième c'est l'inversion du sens de rotation utilisant les paramètres du moteur montrés dans le tableau 1.1 de l'annexe A.

II.9.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

Le moteur démarre à vide avec une vitesse de consigne de 100[rad/s] avec application d'un couple de charge de 5Nm à $t=0.2s$ voir la figure (II.5).

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court. On constate le rejet de la perturbation (couple de charge de (5 Nm) à 0.2s) et le suivi de sa référence figure (II.5.a).

Le couple électromagnétique de la machine au démarrage à vide prend un pic de (12.4 Nm) puis une application d'un couple de charge de (5 Nm) à 0.2s. Le couple est presque instantané, avec un très faible dépassement et sans oscillations figure (II.5.b).

La figure (II.5.c) montre que le courant de phase i_a prend une valeur d'amplitude petite à vide et en charge prend une forme quasi-sinusoïdale.

Les composants du courant statorique i et i_q montre bien le découplage introduit par la commande non linéaire de la MSAP, ($i = 0$) maintenue par le contrôleur non linéaire du courant, un pic très important au démarrage 25.8A pour la composante i_q puis s'annule rapidement, le couple dépend seulement de la composante statorique i_q figure (II.5.d).

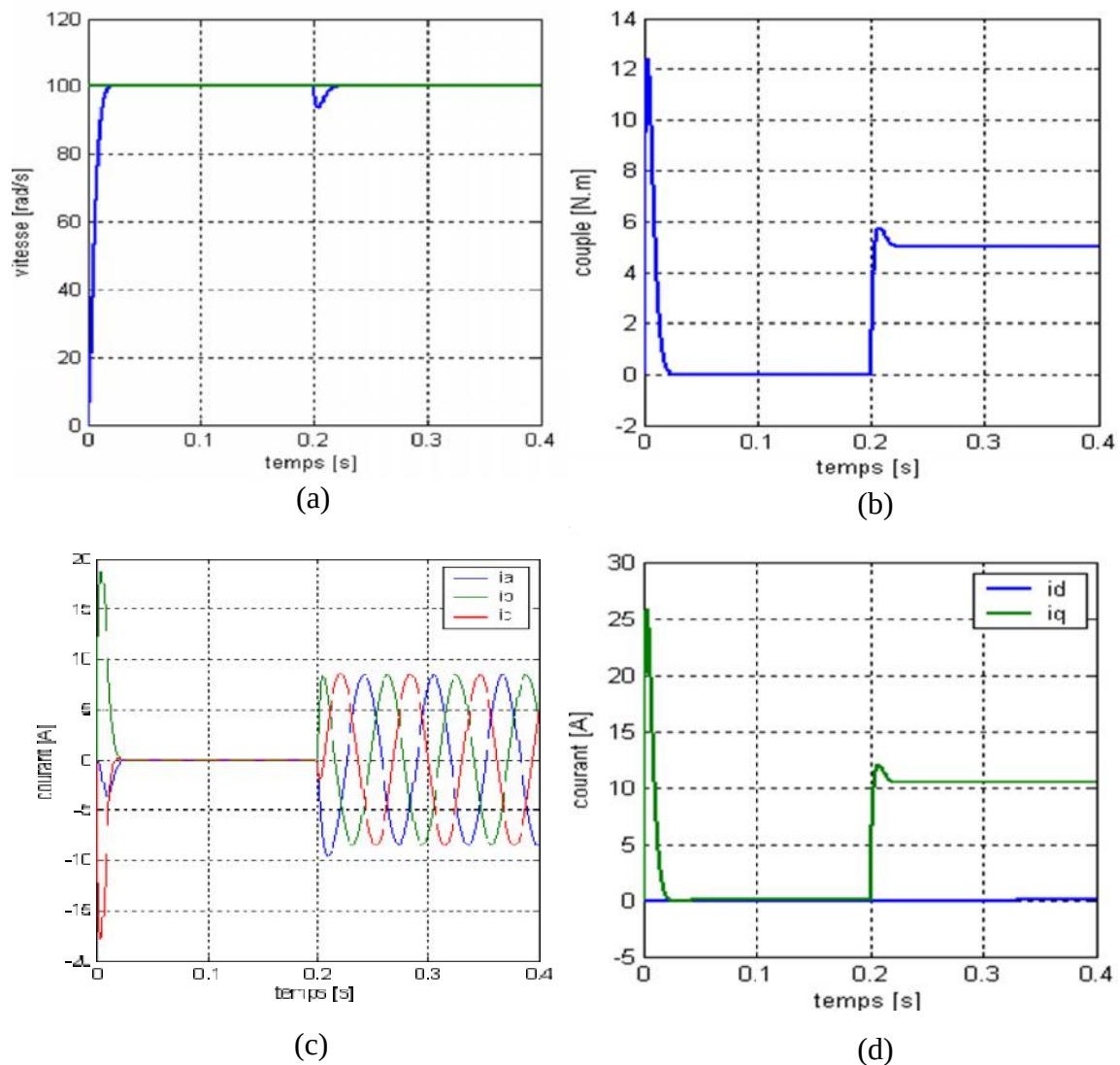


Fig II. 5 Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MSAP pour un démarrage à vide avec un couple de charge 5 Nm à $t=0.2$ s.

- a- vitesse de rotation et sa consigne de 100[rad/s]
- b- couple électromagnétique
- c- courant de phase i_a, i_b, i_c
- d- composantes de courants i_d et i_q

II.9.2 Inversion du sens de rotation

On applique une consigne de vitesse égale à $100[\text{rad/s}]$ pendant une durée de temps $t=0.2\text{s}$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à $-100[\text{rad/s}]$. Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation, voir la figure (II.6).

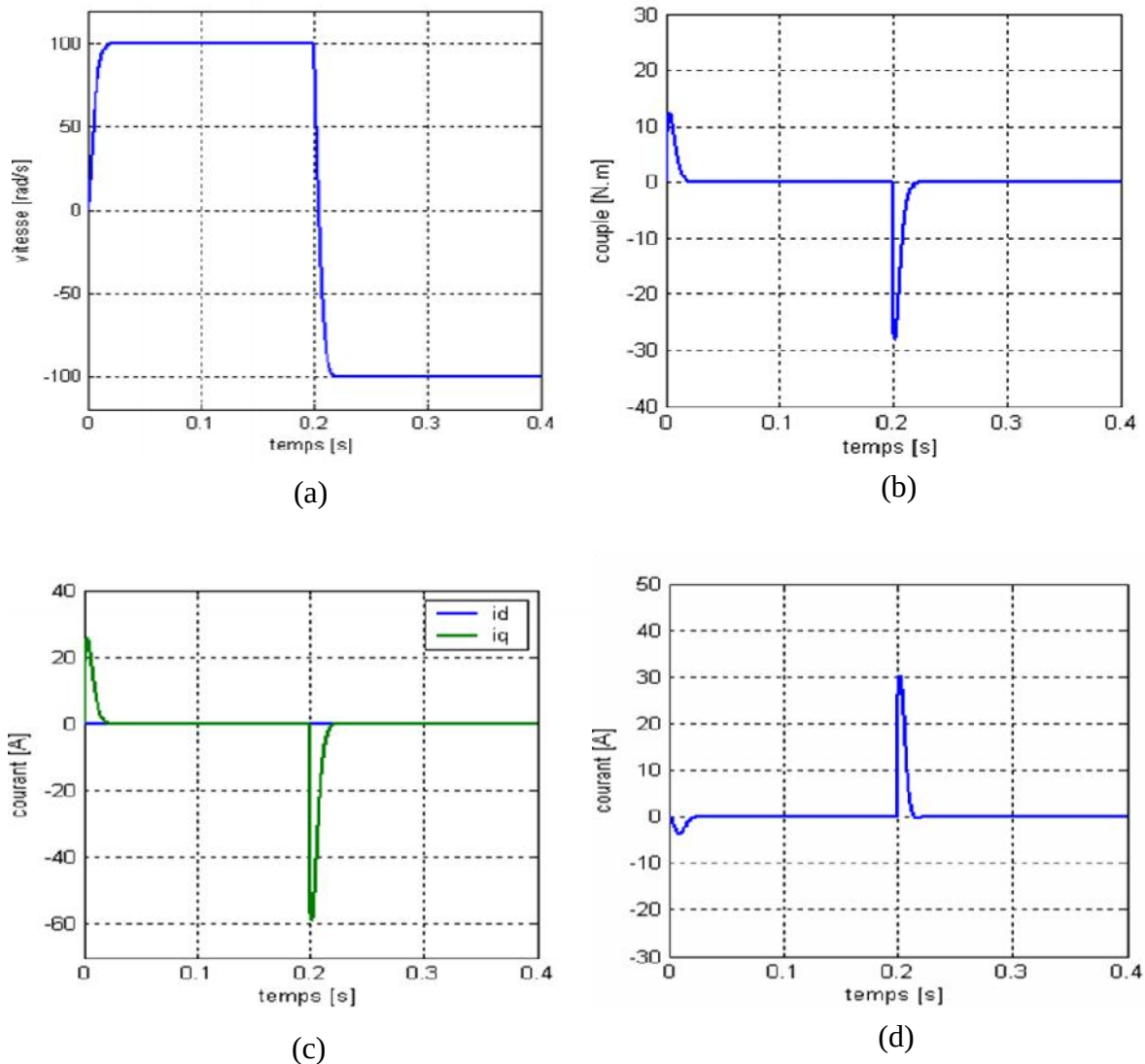


Fig II. 6 Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP pour un démarrage à vide avec inversion du sens de rotation.

- a- vitesse de rotation
- b- couple électromagnétique
- c- composantes de courants i_d et i_q
- d- courant de phase i_a

Dans les deux tests la vitesse suit sa référence avec exactitude au régime permanent que au transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement et avec un temps de réponse petit.

On observe d'après ces résultats que la commande est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse.

II. 10 Simulation de commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur

II.10. 1 Présentation du système simulé

La figure (II.7) représente le schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI.

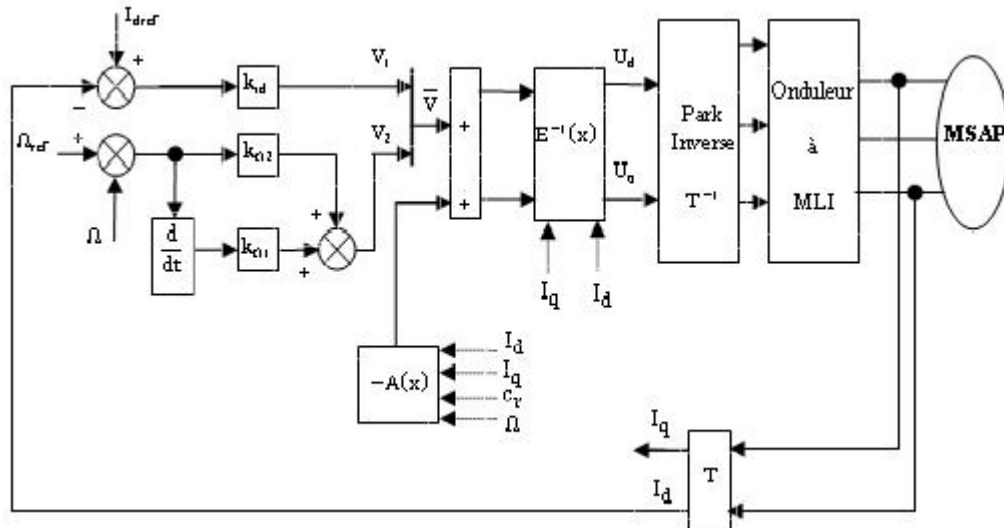


Fig II.7 Schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI.

II.10.2 Résultat de simulation

La commande de la MSAP dans ce cas de test, est associée avec un onduleur de tension à MLI. Les résultats de simulation obtenue sont illustrés par les figures ci-dessous.

II.10.2.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

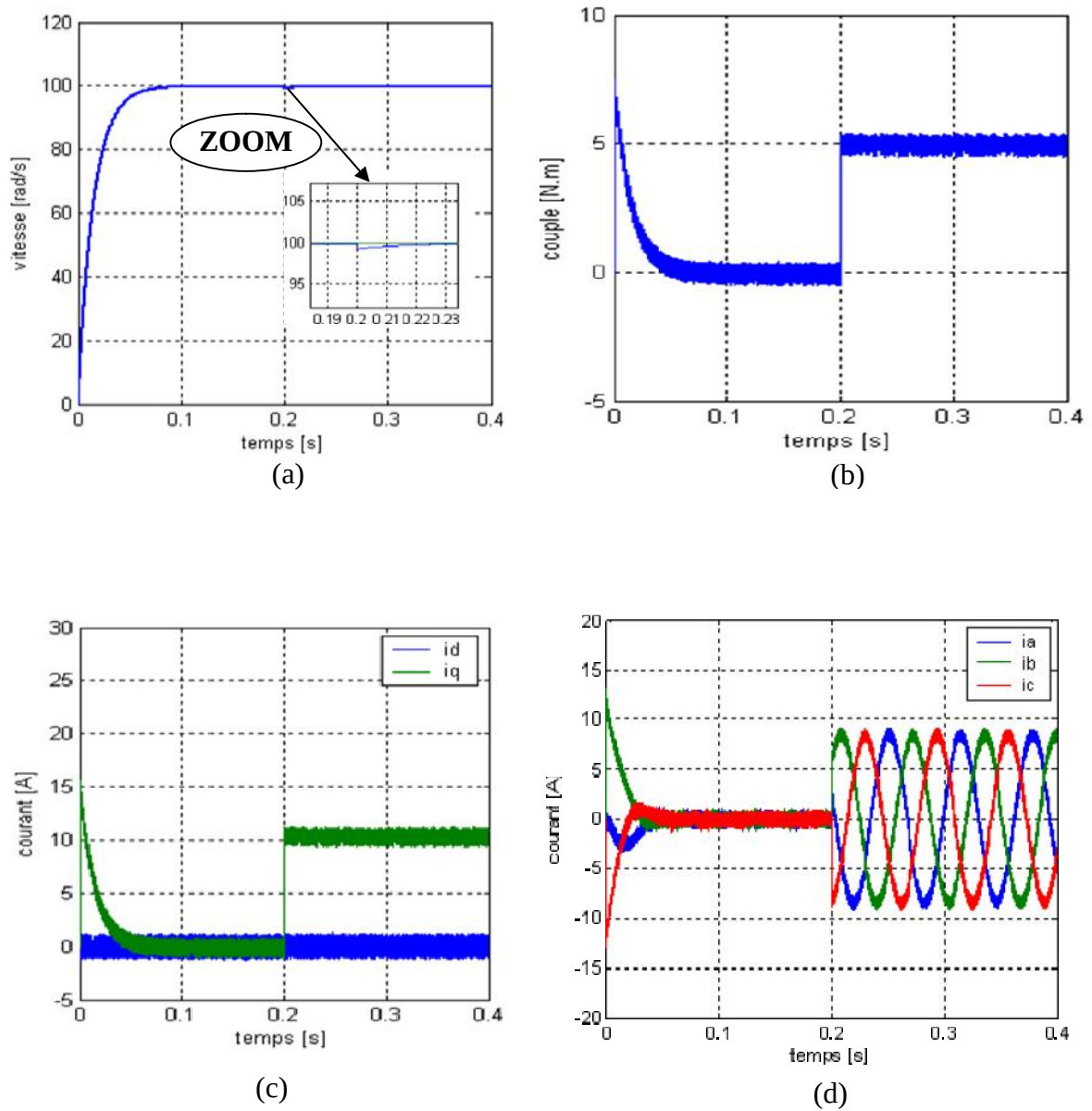


Fig II.8 Résultats de simulation pour un démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de 5 Nm à l'instant $t=0.2$ s.

- a- vitesse de rotation
- b- couple électromagnétique
- c- composantes de courants i_d et i_q
- d- courant de phase i_a, i_b, i_c

II.10.2.2 Démarrage à vide avec inversion du sens de rotation

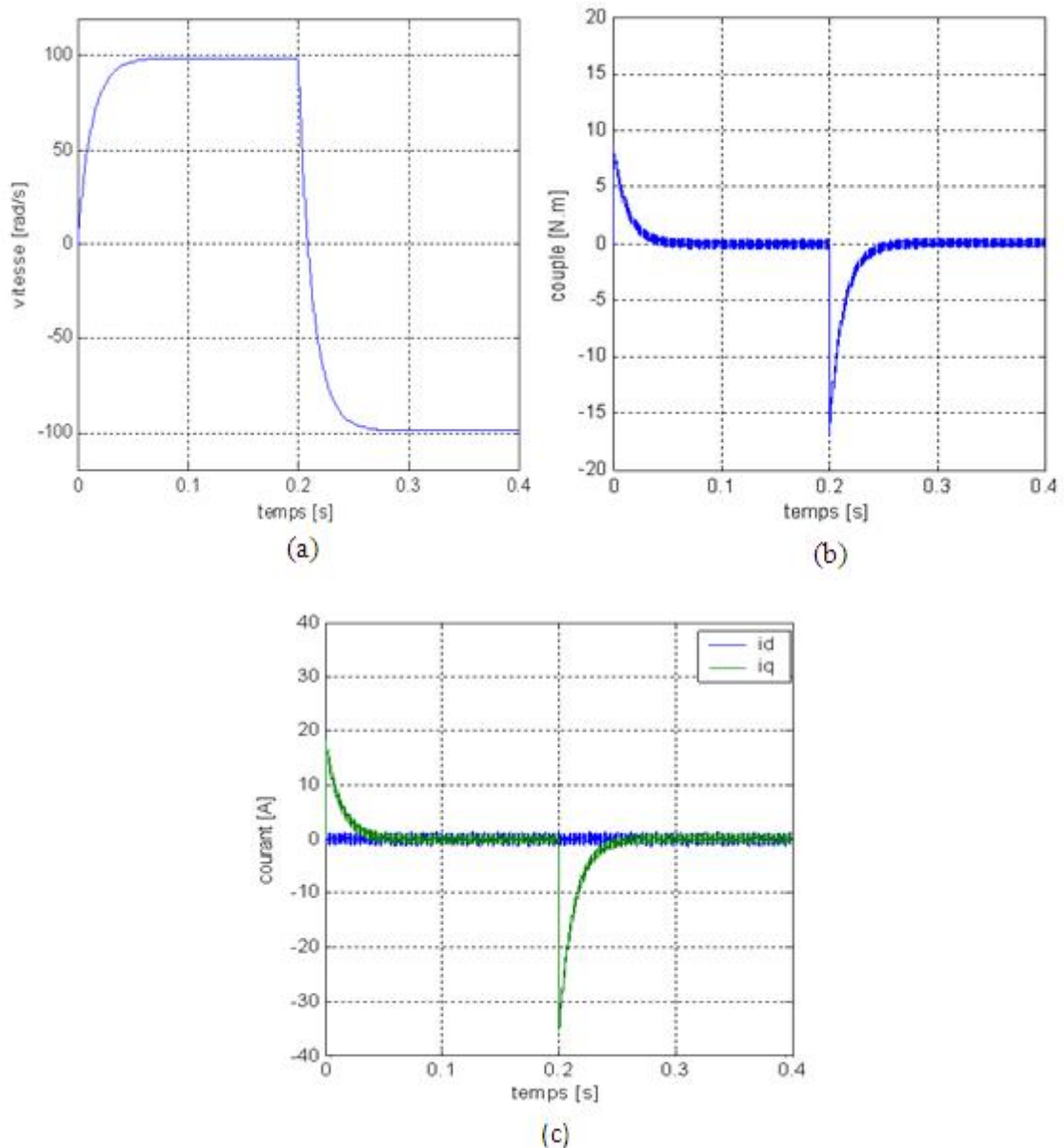


Fig II. 9 Résultats de simulation de la commande non linéaire appliquée au MSAP pour un démarrage à vide avec inversion du sens de rotation.

- a- vitesse de rotation
- b- couple électromagnétique
- c- composantes de courants i_d et i_q

Dans ce cas de test est d'après les résultats obtenues on remarque que la vitesse toujours tient sa référence sans dépassement. On peut noter que l'influence de la charge est presque négligeable figure (II.8.a).

Les figures (II.8.b et II.8.c) montrent que les courants et le couple présentent des ondulations, à cause de l'utilisation de l'onduleur.

II.10.3 Robustesse aux variations paramétriques

Pour mettre en évidence la sensibilité du CNL, on teste par voie de simulation les performances du contrôleur non-linéaire lorsque deux des paramètres du moteur changent en réalisant les tests suivants :

- Une variation de la résistance statorique +100% de R_s
- Une variation des inductances L_d et L_q de 50%

II.10.3.1 Une variation de la résistance statorique +100% de R_s

Le test est fait à deux valeurs de R_s (la première pour R_s égale sa valeur nominale et la seconde pour une valeur de R_s augmentée de 100% par rapport à sa valeur nominale). La figure (II.10) montre l'allure de la vitesse de rotation.

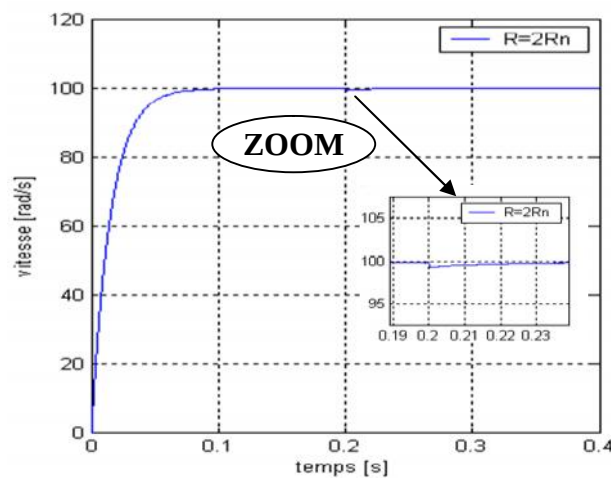


Fig II.10 Test de robustesse pour une variation de la résistance statorique +100% de R_s

On remarque dans ce test que la variation de la résistance n'affecte plus le contrôleur non linéaire lorsque le moteur fonctionne à vide, mais elle provoque une petite diminution de vitesse lorsque on applique un couple de charge.

II.10.3.2 Une variation des inductances L_d et L_q de 50%

Dans ce cas on teste la MSAP pour les valeurs nominales des inductances statoriques (L_d , L_q) et quand celles-ci augmentent de 50% par rapport à leurs valeurs nominales. La figure (II.11) montre l'allure de la vitesse.

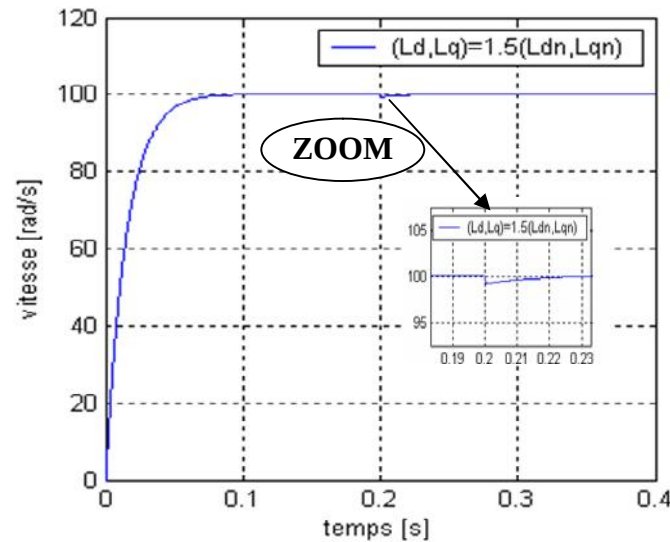


Fig II.11 Test de robustesse pour une variation des inductances L_d et L_q de 50%

Les résultats obtenus montrent la robustesse de la commande non linéaire vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la technique de commande non linéaire au sens entrées-sorties appliquée au modèle de la MSAP qui forme un système non linéaire, cette technique est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état.

Les résultats de simulation obtenus montrent la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation, des variations de charge et de variation des paramètres de la MSAP.

Finalement, la technique non-linéaire permet d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bonnes performances dynamiques du système.

CHAPITRE III

Concepts généraux de la Logique Floue

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue. Cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander; et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision [21]. Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, ou nous mettons le point sur [22][23] :

- la fuzzification;
- les inférences floues;
- et la défuzzification.

III.2 Principe et historique de la logique floue

L'imposition des contraintes sévères sur les performances des équipements industriels impose la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. La démarche de l'automatique classique (approche algorithmique) consistait à construire un modèle mathématique du système à piloter. A partir de ce modèle une commande est déterminé (PID, commande par retour d'état, commande optimal...) afin d'amener ce système dans les états désirés tout en respectant les critères des performances[24].

La logique floue (fuzzy logic, en anglais) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit durant les années 1920 et 1930 au développement de la logique à valeurs multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M.Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies (0, 1/2, 1) pour classer les éléments ou symboles[25].

A partir des années soixante l'automaticien célèbre Zadeh appréhende l'aspect douteux que ce type d'approche soit toujours viable pour les systèmes complexes. En effet, l'obtention d'un modèle mathématique précis et simple à exploiter s'avère parfois difficile. Cette constatation a été à l'origine du développement des commandes à base de la logique floue. Ainsi L'auteur s'est intéressé aux règles floues reposant sur la représentation du savoir des experts pour décrire l'état du système et eut ainsi l'idée d'élargir la notion d'appartenance normalement traduite par "oui" ou "non" aux critères "peut être", "sans doute", "à peu près"...etc. Il a ainsi fixé la notion des sous-ensembles flous et a fourni le point de départ d'une nouvelle théorie[26].

III.3 Application de la logique floue

La logique floue est une technique utilisée en intelligence artificielle. Elle a été formalisée par Lotfi Zadeh en 1965 et utilisée dans des domaines aussi variés que l'automatisme (freins ABS), la robotique (reconnaissance de formes), la gestion de la circulation routière (feux rouges), le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie, analyse du cycle de vie), la médecine (aide au diagnostic), l'assurance (sélection et prévention des risques) et bien d'autres.

III.4 Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle

La comparaison entre régulation en logique floue et régulation conventionnelle fait apparaître des différences sur plusieurs aspects [25] :

1. Les types processus qui se prête à la régulation par l'une ou l'autre stratégie.
2. La difficulté de mise en œuvre de chaque stratégie.
3. La difficulté de réglage d'une régulation de processus.
4. Le comportement de la régulation dans des conditions industrielles normales.
5. Le comportement de la régulation en présence de parasites.
6. La fiabilité du système de régulation.

Un système conventionnel se caractérise comme suit :

- Il ne peut réguler en principe que des processus linéaires.
- Une boucle de régulation conventionnelle ne demande que quelques lignes. Par contre les processus complexes demandent un grand effort de programmation.
- Un bon réglage suppose qu'une description mathématique du processus est possible.
- Une boucle de régulation conventionnelle n'est réglable de façon optimale dans la plupart des cas que pour une plage réduite.
- Une boucle de régulation conventionnelle est en général passablement sensible aux parasites.

Un système en logique floue se caractérise comme suit :

- La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaire que non linéaire. C'est une différence importante entre la logique floue et la régulation conventionnelle.
- La régulation en logique floue d'une boucle de régulation simple demande en principe un plus grand effort que la conception d'une boucle simple de régulation conventionnelle. Pour un processus compliqué, la logique floue reprendra l'avantage.
- La simplicité de réglage est la différence la plus frappante entre une régulation conventionnelle et une régulation floue.

- La régulation en logique floue peut surpasser la régulation conventionnelle pour ce qui est de la qualité de réponse dynamique du système.
- L'ensemble du système de régulation floue se comporte comme un amortisseur de perturbations.

III.5 Ensemble floue et variables linguistiques

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit... Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle donc de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux..

Pour éclaircir la situation, on peut prendre un exemple qui considère l'âge d'un homme comme variable linguistique. On peut, à coup sûr, classer les hommes suivant leur âge en jeune, Moyen et vieux, mais comment déterminer les limites entre chaque catégorie autrement qu'avec le secours de la logique floue [27].

Essayons de définir la catégorie jeune: Un homme est vraiment jeune au dessous de 30 ans, à 37.5ans, il n'est "qu'à moitié" jeune. Il ne l'est plus du tout au-delà de 45ans.

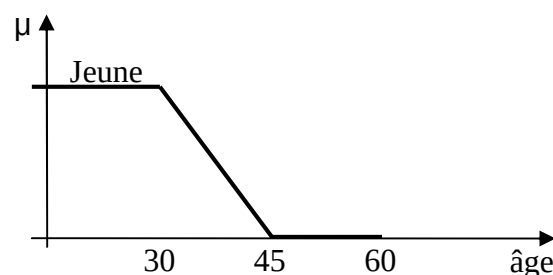


Fig III.1 Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou jeune

Définissons aussi la fonction d'appartenance à l'état vieux : Un homme est vraiment vieux au dessus de 60 ans, à 52.5 ans il n'est "qu'à moitié" vieux. Il ne l'est plus du tout en deçà de 45 ans

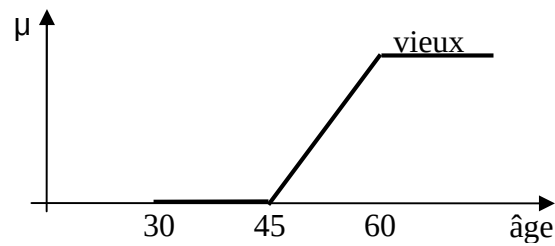


Fig III.2 Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux

D'autre part la fonction d'appartenance à l'état moyen, peut être représentée ainsi : Un homme est tout à fait moyen à 45 ans. En dessous de 30 ans, il n'est pas assez vieux pour être moyen. Au delà de 60 ans, il ne l'est plus non plus.

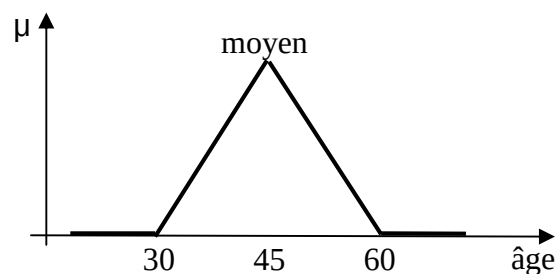


Fig III.3 Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou moyen

Cette représentation donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou, elle s'appelle fonction d'appartenance μ .

Par exemple une personne de 40 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.20$ et à l'ensemble "moyens" avec une valeur $\mu = 0.60$.

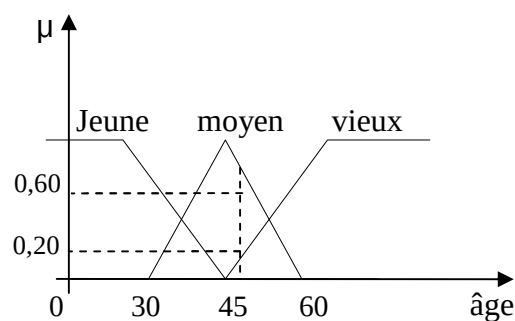


Fig III.4 Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge

On peut ainsi illustrer la terminologie suivante :

- variable linguistique : âge
- valeur d'une variable linguistique : jeune, moyen, vieux,...
- ensemble flou : 'jeune', 'moyen', 'vieux',...
- plage de valeurs : (0, 30, 45, 60,...)

- fonction d'appartenance : $\mu_e(x) = a \quad (0 \leq a \leq 1)$
- degré d'appartenance : a

III.6 Différentes formes de fonctions d'appartenances

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Ils s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par 3 points P1, P2 et P3 pour la forme triangulaire, voire 4 points P1, P2, P3 et P4 pour la forme trapézoïdale figure (III.5). La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

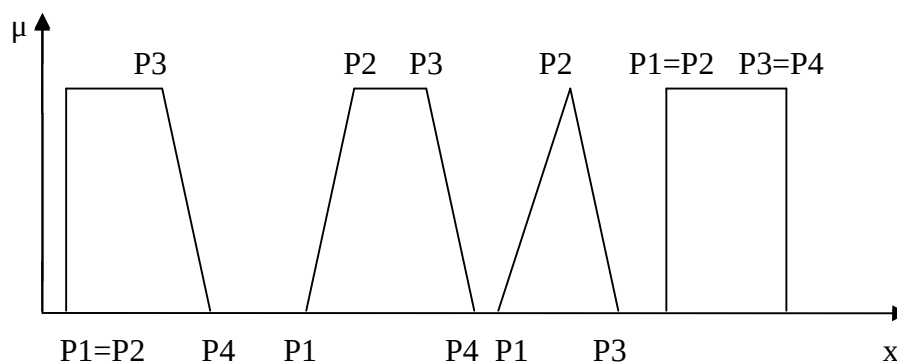


Fig III.5 Fonctions d'appartenance de formes trapézoïdales et triangulaires

Les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser figure (III.6).

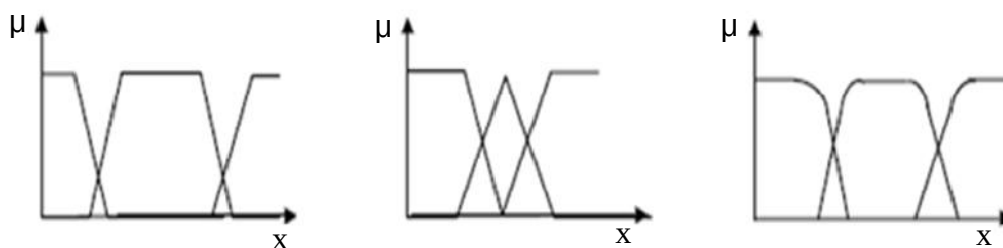


Fig III.6 Différentes formes de fonctions d'appartenance

On définit ainsi une variable linguistique ($x = \text{âge}$); et on prend la division $E_i (i= 1,3)$, des ensembles flous tels que $E_1 = \text{jeune (J)}$; $E_2 = \text{Moyen (M)}$; $E_3 = \text{Vieux (V)}$

La transcription des ensembles flous en des fonctions d'appartenance, $\mu_{E_i}\{x= \text{âge}\}$, ($i=1,3$) est montrée sur la figure (III.7).

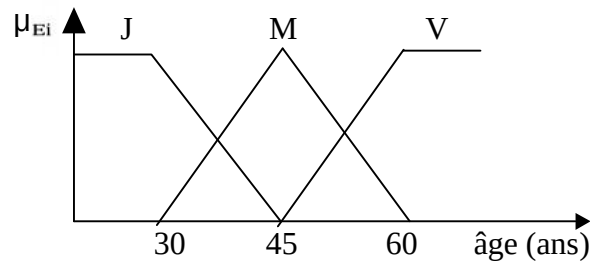


Fig III.7 Fonctions d'appartenance avec trois ensembles flous pour la variable linguistique (âge)

Pour une subdivision plus fine composée de sept ensembles flous (PJ , J, MJ, M, MV ,V, PV), les fonctions d'appartenance μ_{E_i} (âge) pour ($i=1,7$) sont illustrées par la figure (III.8), l'âge étant normalisée.

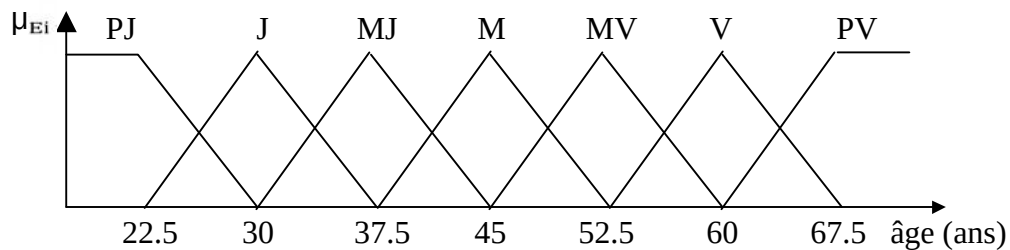


Fig III.8 Fonctions d'appartenance avec sept ensembles flous pour la variable linguistique(âge)

Pour obtenir le degré d'appartenance d'une valeur donnée de la variable linguistique, relatif à un sous-ensemble flou, il suffit de projeter verticalement cette valeur sur la fonction d'appartenance correspondant à ce sous-ensemble flou.

III.7 Opérateurs de la logique floue

Les mathématiques élaborées à partir des ensembles flous ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existe pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux où plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue.

- Opérateur NON

$$c = \bar{a} = \text{NON}(a) \quad (\text{III.1})$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (\text{III.2})$$

- Opérateur ET

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b \quad (\text{III.3})$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum figure (III.9), qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (\text{III.4})$$

où μ_a, μ_b, μ_c , signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum..3

- Opérateur OU

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cup b \quad (\text{III.5})$$

il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela se réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\} \quad (\text{III.6})$$

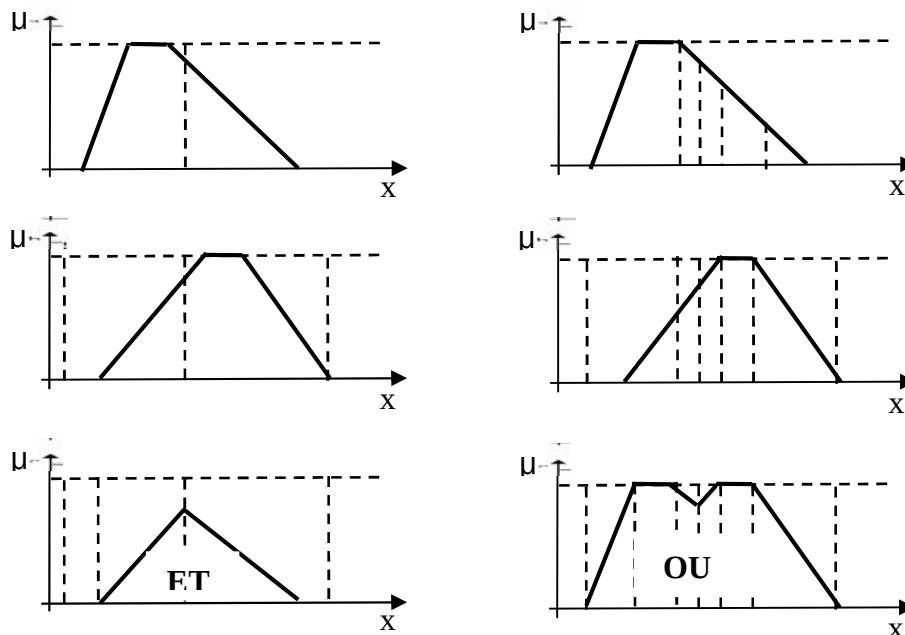


Fig III.9 Opérateurs ET et OU

- Autres réalisations pour les opérateurs ET et OU

a) Par opérations arithmétique

* ET = opérateur produit

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \quad (\text{III.7})$$

* OU = opérateur somme

$$\mu_c(x) = \frac{\mu_a(x) + \mu_b(x)}{2} \quad (\text{III.8})$$

b) Par opérations combinées

* ET flou

$$\mu_c(x) = \gamma[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2}[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III.9})$$

Avec le facteur

$$\gamma \in [0,1]$$

* OU flou

$$\mu_c(x) = \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2}[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III.10})$$

- opérateurs min-max

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\gamma) \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III.11})$$

- opérateur γ

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \cdot (1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)])^\gamma \quad (\text{III.12})$$

Le premier facteur contient l'opérateur produit pondéré avec l'exposant $1-\gamma$. Par contre, le deuxième facteur est la somme algébrique pondérée avec l'exposant γ .

A partir des notions précédentes nous pouvons constater que la logique classique est un cas particulier de la logique floue, autrement dit, la logique floue est une extension de la logique classique.

III.8 Inférences a plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc.[28][29].

En automatique, les variables d'état représentant les entrées du système de contrôle sont mesurées ou estimées. En associant des variables linguistiques comprenant des

subdivisions d'ensembles flous, et en interprétant mathématiquement des règles mentales ou floues en terme de ces variables d'état de la forme :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action, la logique floue fonctionne suivant le principe suivant : Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

Après avoir fuzzifier (c'est à dire transformer en variables linguistiques) les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. En effet, il ne faut pas perdre le but final qui consiste à chaque instant, à analyser l'état ou la valeur des entrées du système pour déterminer l'état ou la valeur de toutes les sorties.

On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale.

Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

Action ou opération = {Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;

Si condition 2 ET condition 2' ALORS opération 2 OU; ...

Si condition m ET condition m' ALORS opération m }

III.9 Régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue[30], figure (III.10).

La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- fuzzification,
- base de connaissance,
- inférence,
- et défuzzification

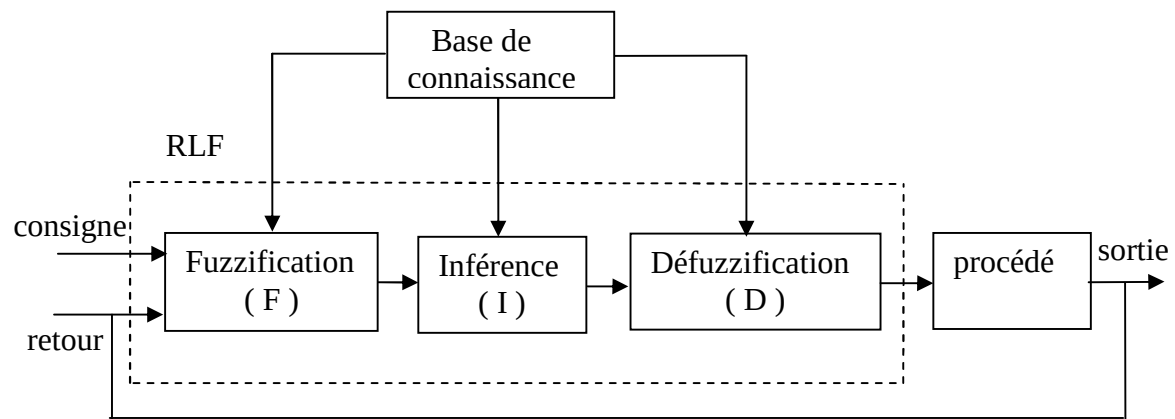


Fig III.10 Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes [31][32]:

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques.

2) Le bloc base de connaissance est composée :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.

4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

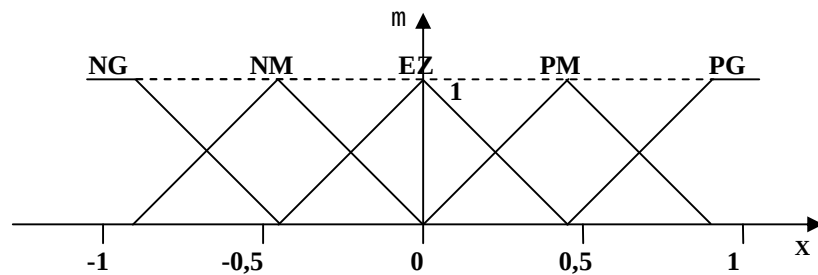
- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

III.9.1 Fuzzification

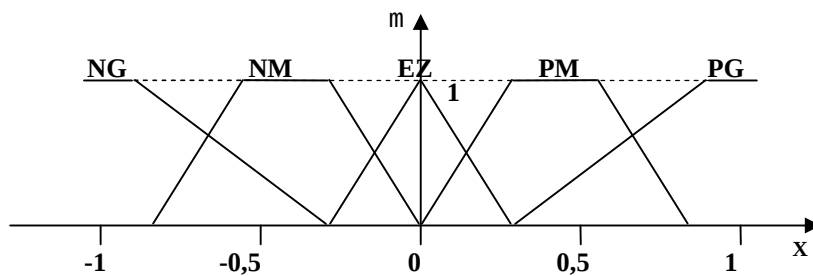
Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurées à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes figure (III.11). il faut éviter les chevauchements figure (III.12.a) et les lacunes figure (III.12.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage [33].

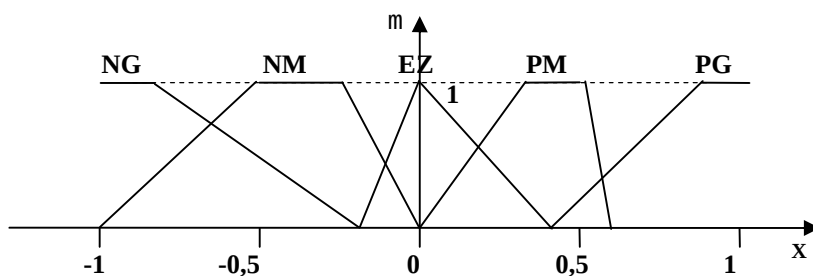
En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.



a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes



b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes



c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Fig III.11 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

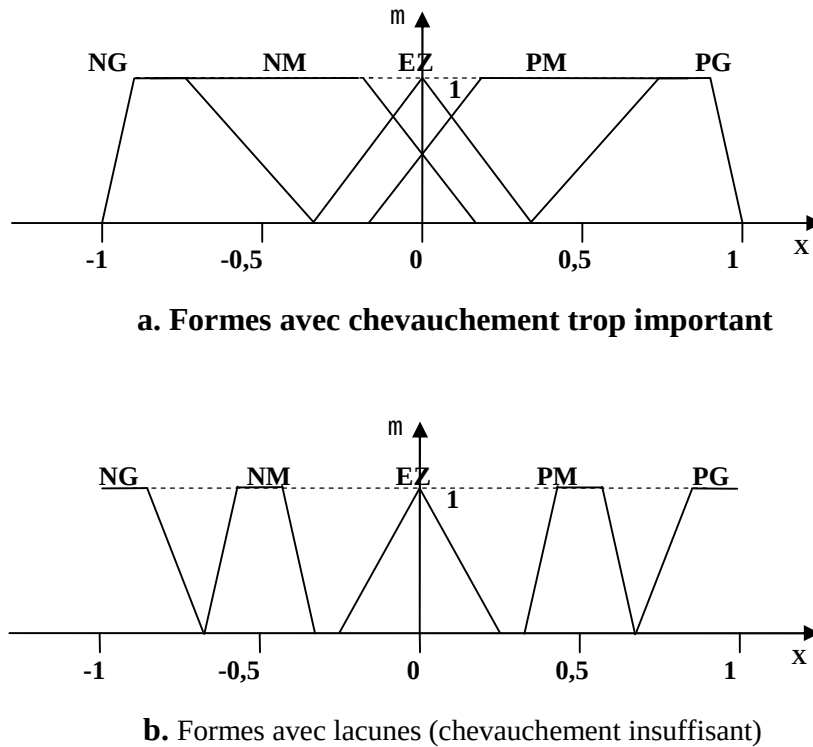


Fig III.12 Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

III.9.2 Inférences (déductions floues)

Les inférences lient les grandeurs mesurées (transformées en variables linguistiques) à la variable de sortie exprimée également en variable linguistique.

Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences ; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes [34] :

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani)
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen)
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh).

III.9.3 Exemple de la méthode d'inférences Max-Min

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée x_1 et x_2 et une variable de sortie x_r . Chacune est composée de trois ensembles NG (négatif grand), EZ (environ zéro) et PG (petit grand) et définie par des fonctions d'appartenances, comme le montre la (figure 3.11). Pour les variables d'entrées on suppose que les valeurs numériques sont $x_1 = 0,44$ et $x_2 = -0,6$.

Dans cet exemple, l'inférence est composée de deux règles :

$x_r : = \text{si } (x_1 \text{ PG ET } x_2 \text{ EZ}), \text{ ALORS } x_r : = \text{EZ OU}$
 $\text{si } (x_1 \text{ EZ OU } x_2 \text{ NG}), \text{ ALORS } x_r : = \text{NG}$

La première condition $(x_1 \text{ PG ET } x_2 \text{ EZ})$ implique pour $x_1=0,44$ un facteur d'appartenance $\mu_{\text{PG}}(x_1 = 0,44) = 0,67$ et pour $x_2 = -0,67$ un facteur d'appartenance $\mu_{\text{PG}}(x_2 = -0,67) = 0,33$.

La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance $\mu_{\text{c1}} = 0,33$ à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance $\mu_{\text{EZ}}(x_r)$ pour la variable de sortie est donc écrêtée à 0,33 et cela à cause de l'opérateur ALORS réalisée par la formation du minimum. La fonction d'appartenance partielle pour $\mu_{\text{R1}}(x_r)$ pour la variable de sortie x_r est mise en évidence par un trait renforcé sur la figure (3.11)

La condition $(x_1 \text{ ET OU } x_2 \text{ NG})$ de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance $\mu_{\text{EZ}}(x_1 = 0,44) = 0,33$ et $\mu_{\text{NG}}(x_2 = -0,67) = 0,67$. La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs $\mu_{\text{c2}} = 0,67$ à cause de l'opérateur OU. De la même manière que la première condition, la fonction d'appartenance de la deuxième condition $\mu_{\text{NG}}(x_r)$ de la variable de sortie est écrêtée à 0,67. La fonction d'appartenance partielle $\mu_{\text{R2}}(x_r)$ est également mise en évidence par un trait renforcé sur la figure (3.11).

La fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{Res}}(x_r)$ s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles $\mu_{\text{R1}}(x_r)$ et $\mu_{\text{R2}}(x_r)$. Puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la figure (III.13).

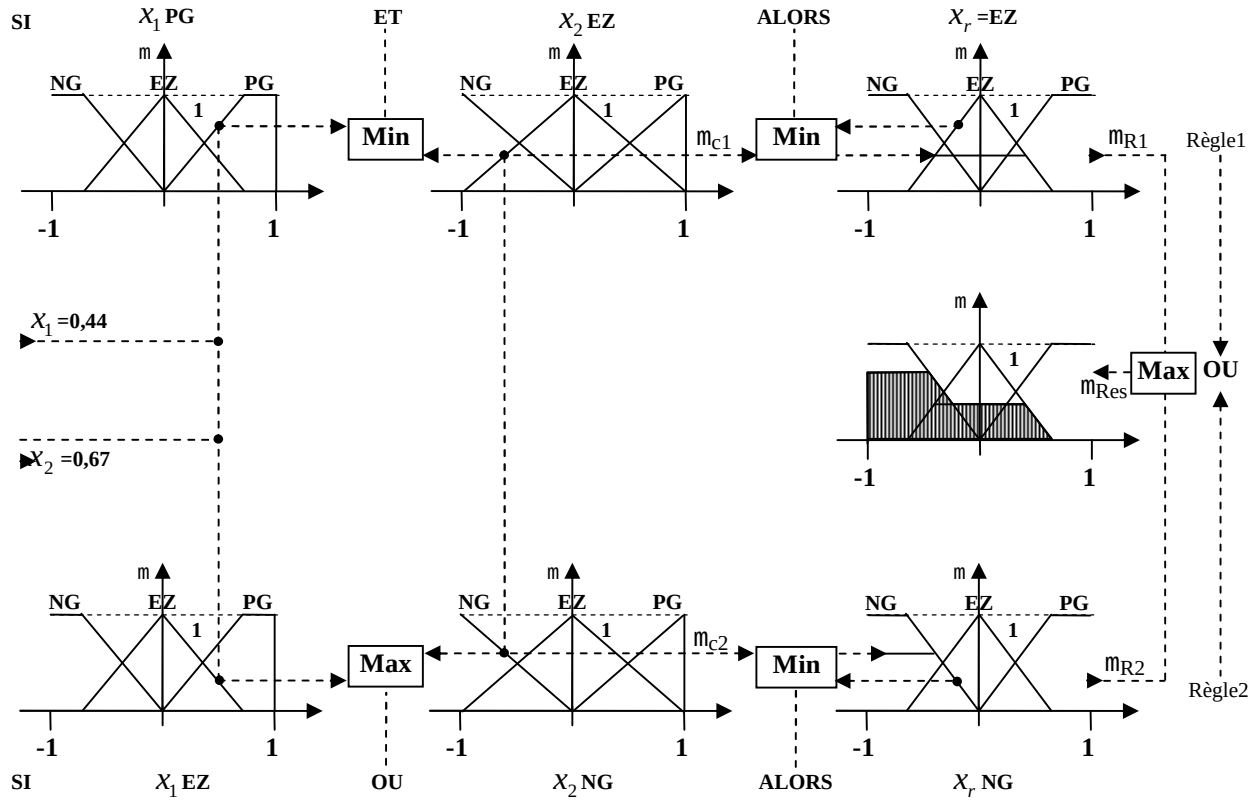


Fig III.13 Méthodes d'inférences Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles

En général, on obtient la fonction d'appartenance partielle $\mu_{Ri}(x_r)$ de chaque règle par les relations suivantes :

- Pour la méthode d'inférence Max-prod et Somme-prod

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (III.13)$$

- Pour la méthode d'inférence Max-Min

$$\mu_{Ri}(x_r) = \min[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x)] \quad \text{avec } i=0,1,\dots,m. \quad (III.14)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par les expressions suivantes :

-Pour la méthode d'inférence Max-prod et Max-min

$$\mu_{Res}(x_r) = \max[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r), \dots, \mu_{Rm}(x_r)] \quad (III.15)$$

- Pour la méthode d'inférence Somme-prod

$$\mu_{Res}(x_r) = [\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)]/m \quad (III.16)$$

III.9.4 Défuzzification

La défuzzification définit la loi de commande du régulateur logique flou, elle réalise donc la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique).

Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maxima.

III.9.4.1 Défuzzification par centre de gravite

Elle consiste a déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$.

a) Centre de gravité par la méthode d'inférence Somme-prod

Elle est calculée par l'expression de l'abscisse de la fonction d'appartenance résultante :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i} \quad (III.17)$$

Avec :

$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{0i}(x_r) dx_r \quad (III.18)$$

Et :

$$x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{0i}(x_r) dx_r \quad (III.19)$$

b) Centre de gravité pour la fonction d'appartenance sans chevauchement

elle est donnée par la relation suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum \mu_{CE} S_E} \quad (III.20)$$

Avec :

$$\mu_{CE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CE} \quad \text{pour la méthode Somme-prod} \quad (III.21)$$

Et :

$$\mu_{CE} = \text{Max}[\mu_{CEi}] \quad \text{pour la méthode Max-Min et Max-prod} \quad (III.22)$$

c) Centre de gravite pour la méthode des hauteurs pondérées

Elle représente un cas particulier des fonctions d'appartenance avec chevauchement, l'abscisse du centre de gravite se réduit à l'expression suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^*}{\sum \mu_{CE}} \quad (III.23)$$

III.9.4.2 Défuzzification par valeur maximale

Pour cette méthode on choisit l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Néanmoins cette méthode n'est pas intéressante pour le réglage lorsque l'abscisse de la valeur maximale est comprise entre deux valeurs x_{r1} et x_{r2} figure (III.14).

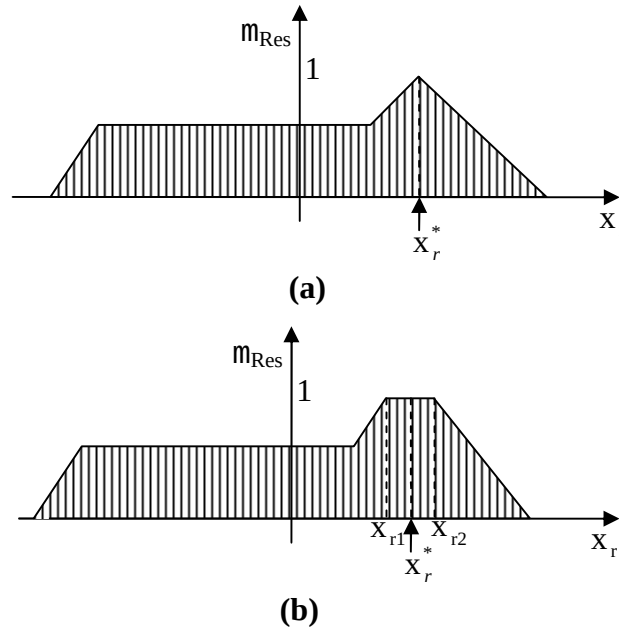


Fig III.14 Défuzzification par valeur maximale

III.9.4.3 Défuzzification par la valeur moyenne des maxima

Pour éviter l'indétermination présentée lors de la méthode par valeur maximale, on fait appel la méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima. Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance maximales. Cependant, cette méthode présente également un grand inconvénient qui réside dans le saut du signal de sortie si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre Figure (III.15). Par conséquent, ce comportement provoque un mauvais comportement du circuit de réglage.

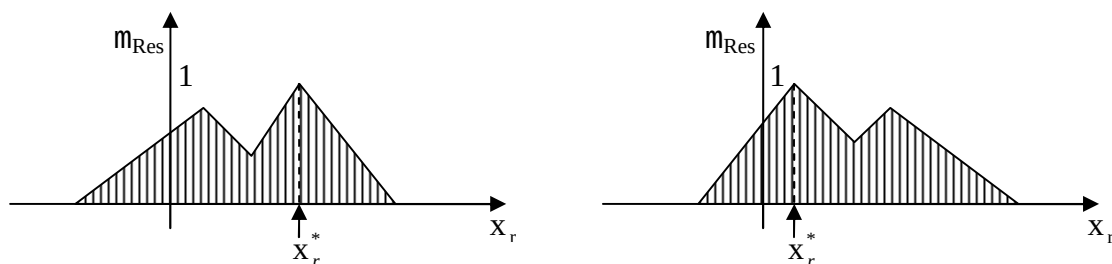


Fig III.15 Discontinuité lors de la défuzzification par valeur maximale

III.10 Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigée. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [35]. La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite [36] pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur e (observation) et la variation de l'erreur Δe . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande ΔU (entrée du processus à réguler).

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure (III.16). Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Règle 1: Si $e=PG$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=PG$. Départ.

Règle 2: Si $e=PG$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U =PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.

Règle 3: Si $e=PM$ et $\Delta e =NP$ alors $\Delta U =PP$. Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.

Règle 4: Si $e=PP$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.

Règle 5: Si $e=EZ$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=NP$. Freinage du processus.

Règle 6: Si $e=NP$ et $\Delta e=PP$ alors $\Delta U =NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande.

Règle 7: Si $e=NM$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=NM$. Rappel du processus vers l'équilibre.

Règle 8: Si $e=NP$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.

Règle 9: Si $e=EZ$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Equilibre.

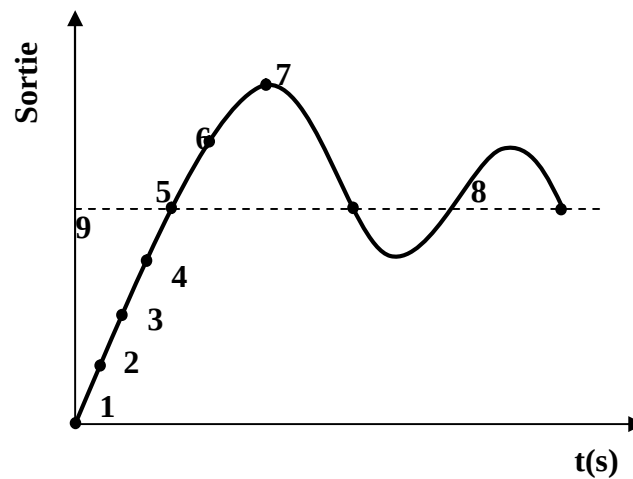


Fig III.16 Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle très connue de Mac Vicar-whilan [37][35] :

Δe \ e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	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	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau N°1 Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure III.16

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

III.11 Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani [38]; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (III.17).

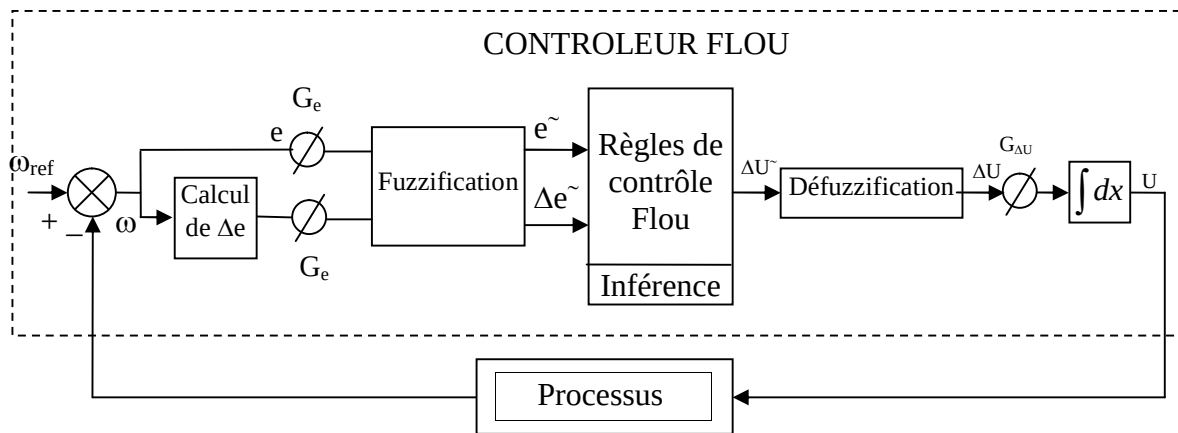


Fig III.17 Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

III.11.1 Loi de commande

La loi adoptée est fonction de l'erreur et de sa variation ($U=f(e, \Delta e)$). Par conséquent, la variation de la commande nécessaire est donnée par l'activation de l'ensemble des règles de décision associées. Dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par lecture d'une table de décision définie hors ligne. La forme générale de cette loi de commande est donnée par: $U_{k+1}=U_k+ G_k +1 \Delta U_{k+1}$

Où G_{k+1} est le gain associé à la commande U_{k+1} , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système et ΔU_{k+1} est la variation de la commande.

III.11.2 Implémentation

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

1. Calcul de la présente erreur et de sa variation.

$$e(K+1) = \text{Référence} - \text{Sortie du processus.}$$

$$\Delta e(K+1) = e(K+1) - e(K).$$

2. Normalisation de l'erreur et de sa variation à l'aide de facteurs d'échelle ou gains correspondants.

$$e^*(K+1) = e(K+1) * G_e$$

$$\Delta e^*(K+1) = \Delta e(K+1) * G_{\Delta e}$$

3. Conversion des valeurs obtenues en variables floues.
4. Lecture du niveau de quantification de la variation de la commande dans la table de décision correspondante.
5. Conversion du niveau obtenu en valeur numérique normalisée de la variation de la commande.
6. Détermination de la commande à appliquer à l'entrée du processus à réguler à l'aide du facteur d'échelle ou du gain correspondant

$$U^*(K+1) = U^*(K) + G_u U(K+1)$$

III.12 Conclusion

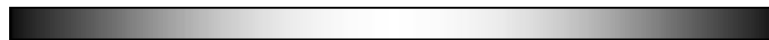
Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement, des règles d'un contrôleur flou.

Retenons, que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

Les contrôleurs flous se distinguent selon la conclusion de leurs règles; symbolique (contrôleurs de type MAMDANI) ou algébrique (contrôleurs de type SUGENO).

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à la commande non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent associée d'un régulateur par logique floue RLF.

CHAPITRE IV



**Application de la logique floue à la
commande de la MSAP**

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons deux techniques de commande, la commande linéarisante et la commande floue. La première méthode permet de découpler et de linéariser le système sans tenir compte de l'orientation du flux. Tandis que la deuxième permet de contrôler le système mal défini ou mal modélisé en se basant sur l'expertise de l'opérateur. La commande non linéaire (CNL) appliquée à la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) décompose le système en deux sous système mono variables, linéaires et indépendants. Le contrôle de la vitesse est effectué par un régulateur à logique floue (RLF) de type Mamdani.

IV.2 Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande de la machine synchrone à aimant permanent

On considère un ensemble de stratégies de contrôle reposant sur l'erreur entre une consigne prédéterminée de la vitesse et la sortie réelle du système qui est la vitesse de rotation de la machine d'une part et de la variation de cette erreur d'autre part.

Les entrées du régulateur flou sont donc ;

- La vitesse de rotation de la machine ω (sortie du processus).
- La référence de la vitesse ω_{ref} .
- L'erreur à l'instant t_1 égale à e_1 .
- L'erreur à l'instant t_2 égale à e_2 .

IV.2.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous

Dans notre cas du réglage par logique floue, on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires dans la fuzzification figure (IV.1). Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites réparties dans " $r = trois$ " univers de discours e_2 , dont le nombre " $n_i = sept$ " ensembles flous dans chaque univers e_1 et s , donc " $n_{max} = vingt et un$ " est le nombre maximal des règles floues (équation IV.1) à définir par l'expert.

$$n_{max} = \prod_{i=1}^r n_{i_i} \quad (IV.1)$$

Ces sous ensembles sont symbolisés de la manière suivante :

PG : Positif Grand

PM : Positif Moyen

PP : Positif petit

EZ : Egal Zéro

NG : Négatif Grand

NM : Négatif moyen

NP : Négatif petit

IV.2.2 Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision se composent de paires situation/action de la forme : si e_1 est A ET e_2 est B, ALORS s est C. Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à e_1 et e_2 et toutes les valeurs correspondantes de s .

Pour le cas de notre application, nous avons opté pour la base de règles de Mac vicar-Whelan [30]. Cette dernière est organisée sous la forme d'une table de décision diagonale symétrique (Tableau IV.1).

IV.2.3 Choix de la méthode d'inférence

La méthode d'inférence qui lie les règles fait appel aux opérateurs Max-min (inférence de Mamdani), ce moteur fournit les informations floues pour la variable de sortie du contrôleur.

IV.2.4 Choix de la méthode de défuzzification

A partir des méthodes de défuzzification traitées dans les sections précédentes, notre choix s'est porté sur l'une des méthodes les plus utilisées à savoir la méthode de défuzzification par centre de gravité des hauteurs pondérées. C choix est particulièrement motivé par le fait qu'elle est facile à implémenter et ne demande pas beaucoup de calcul figure (IV.2).

e2 \ e1	S	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
N		NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
ZE		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
P		NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM

Tableau IV.1 Table de décision diagonale Mac vicar-Whelan.

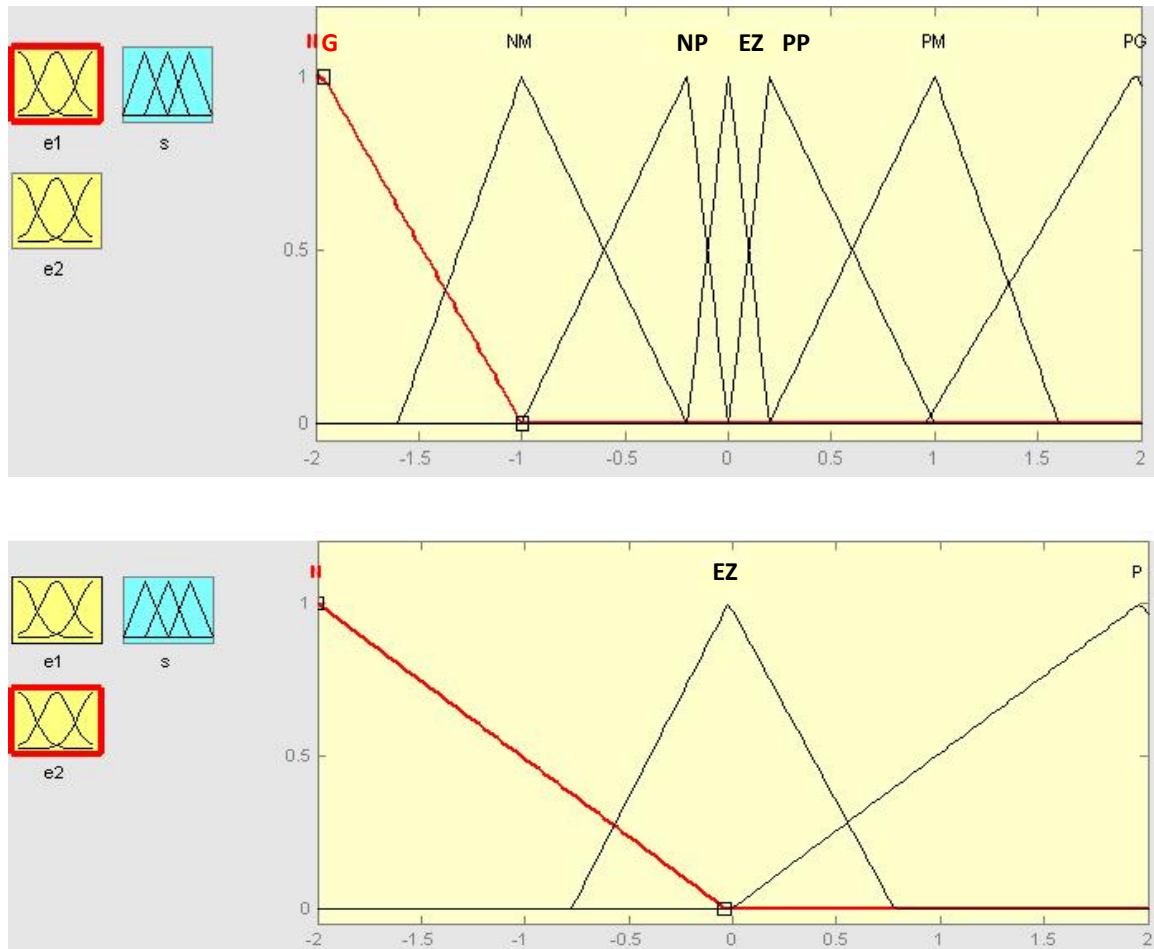


Fig. IV.1 Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification

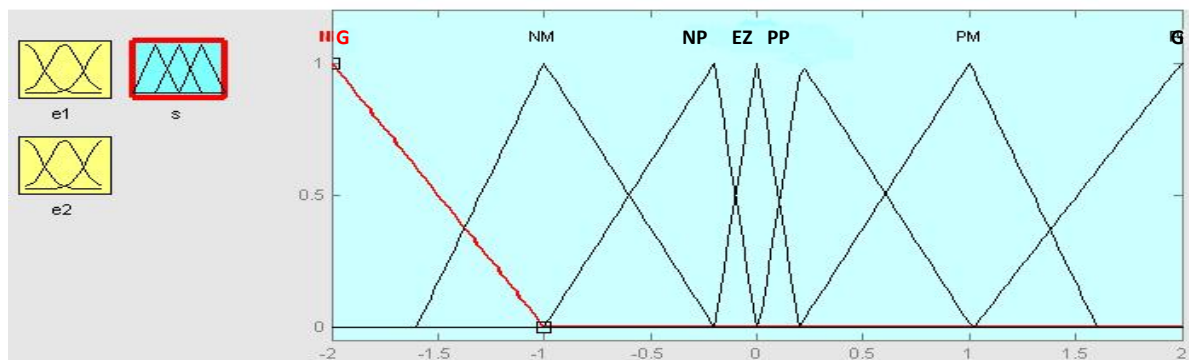


Fig. IV.2 Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification

IV.3 Simulation d'une commande non linéaire de la MSAP par un RLF

Dans le cas du réglage flou avec découplage non linéaire des axes dq de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI figure (IV.3), le système global est testé par une simulation numérique.

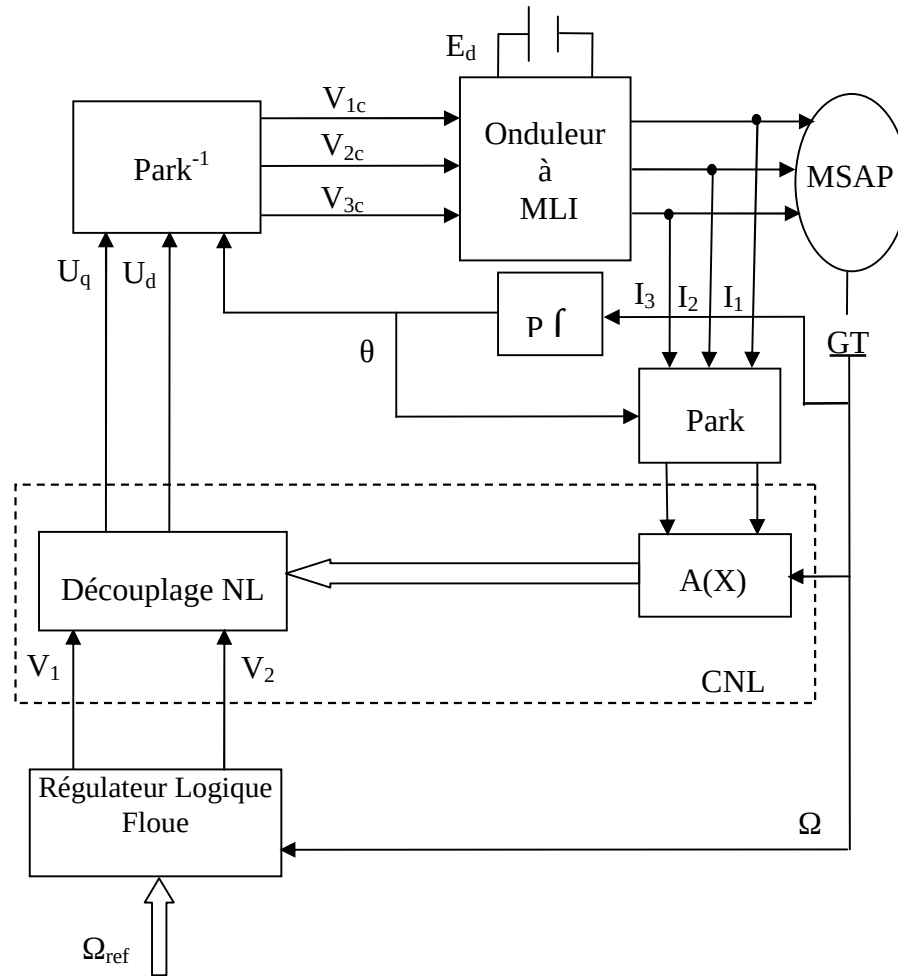


Fig. IV.3 Schéma de principe du réglage flou avec découplage NL de la MSAP.

IV.4 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation ont mis en évidence son efficacité.

Les figures **(IV.4)** et **(IV.5)** représentent les performances du système de commande pour un échelon de vitesse 100rad/s avec application d'une charge de 5Nm à 0.2s. Les performances du réglage sont très satisfaisantes. La dynamique de poursuite est légèrement affectée lors de la variation du couple de charge. Le rejet de perturbation est très rapide. Le découplage non linéaire est assuré pour la charge nominale. On remarque, pour la vitesse figure **(IV.5.a)**, un démarrage rapide sans dépassement et sans erreur statique. Le courant est limité à 20A max. Le courant Id est maintenu nul et indépendant du couple figure **(IV.5.c)**. Les fluctuations enregistrées sur les courants sont dû à la commande de l'onduleur.

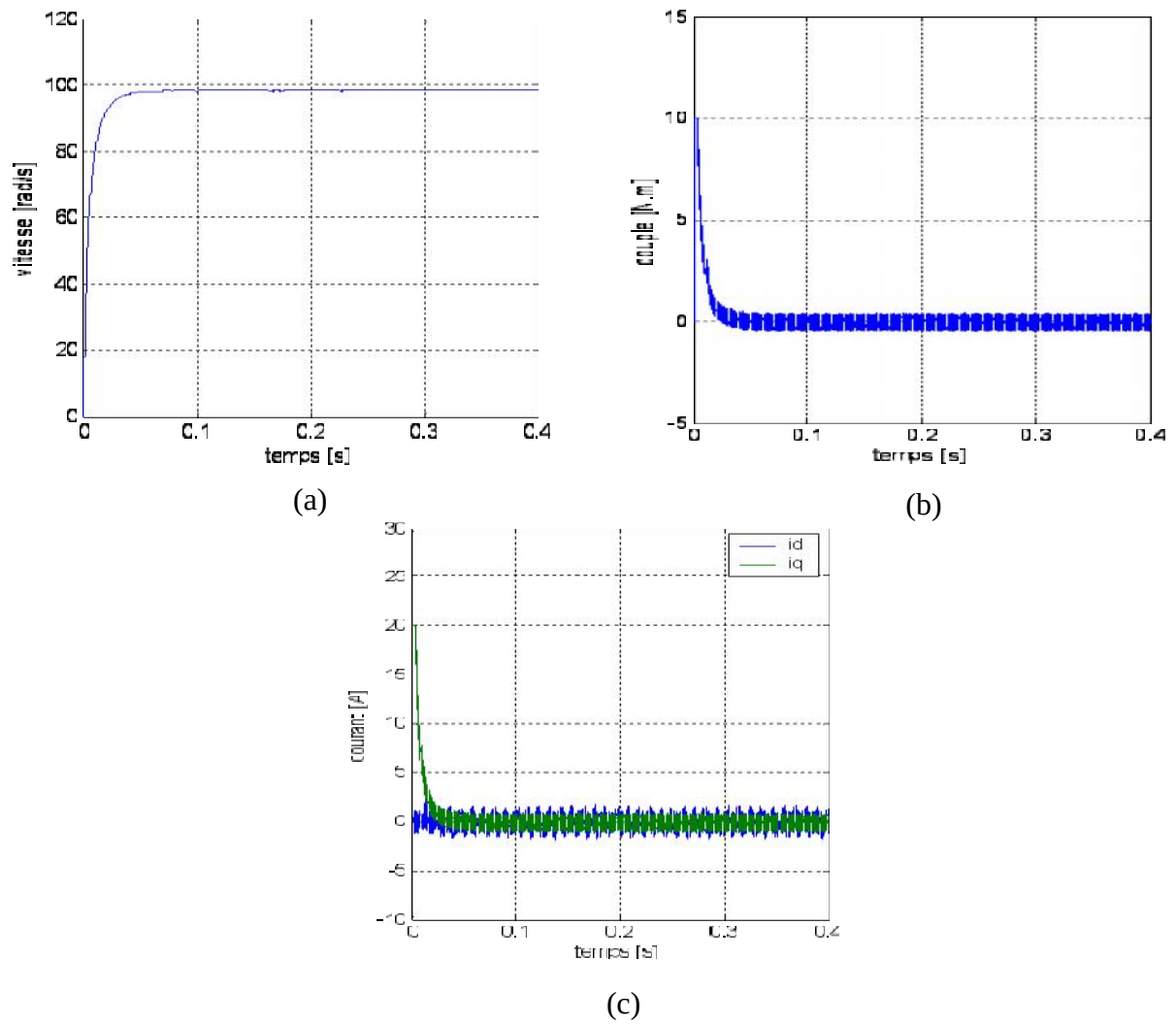


Fig IV.4 Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MSAP pour un démarrage à vide.

- (a) Vitesse de rotation
- (b) couple électromagnétique
- (c) composantes de courants id, iq

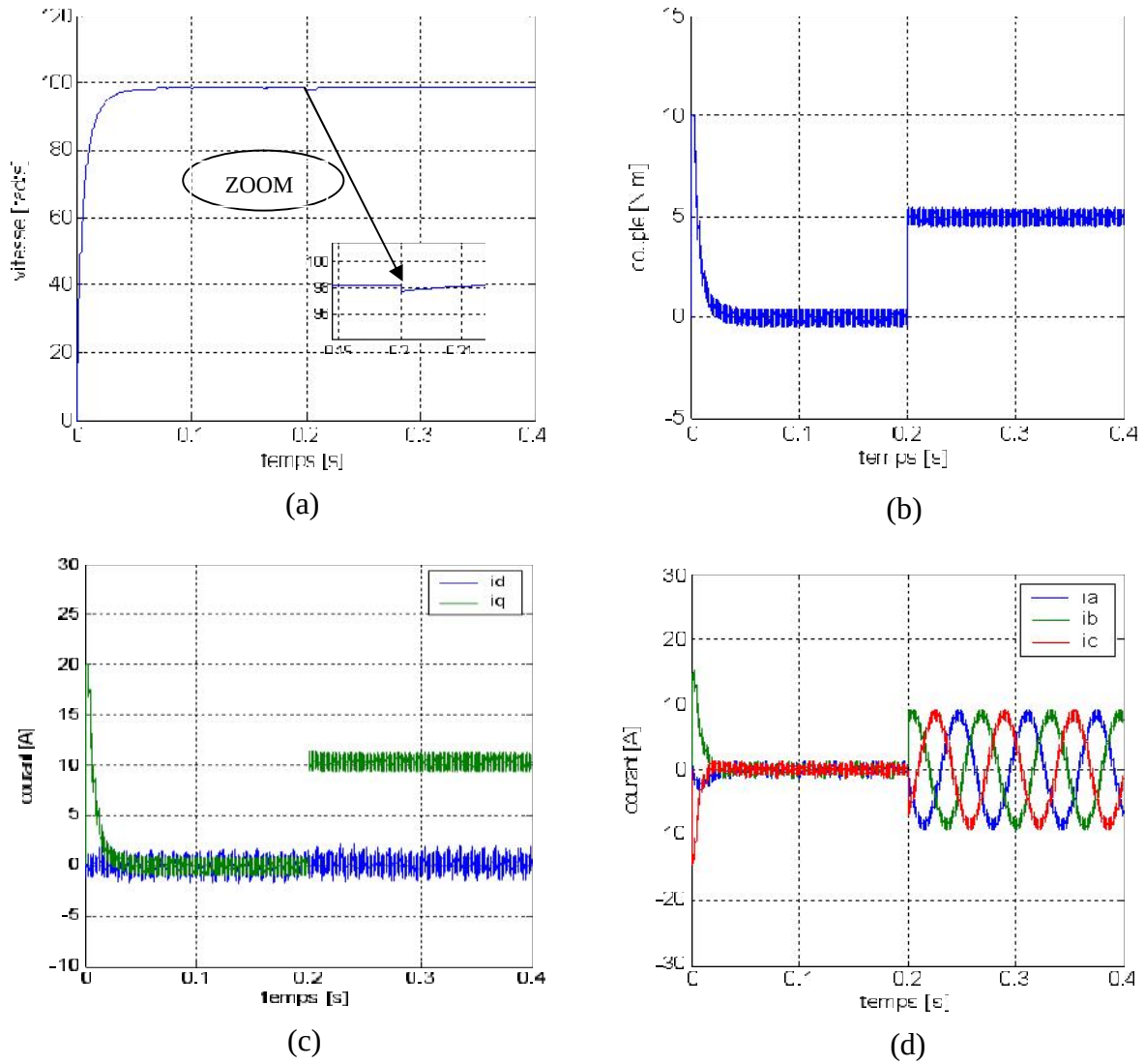


Fig IV.5 Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MSAP à un échelon de vitesse 100rad/s un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2$ s

- (a) Vitesse de rotation
- (b) couple électromagnétique
- (c) composantes de courants i_d , i_q
- (d) courant de phase i_a, i_b, i_c

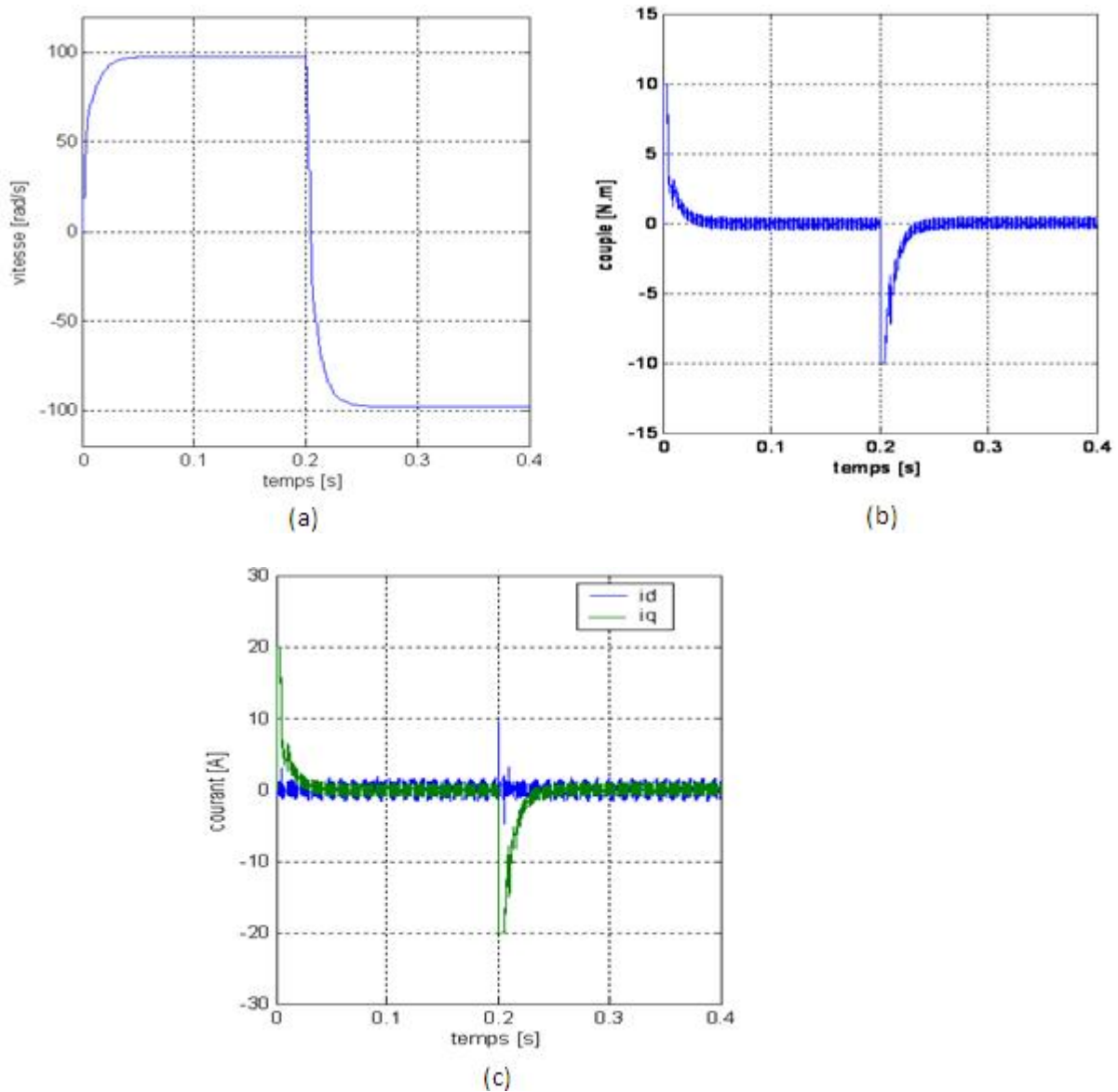


Fig IV.6 Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MSAP à un échelon de vitesse 100rad/s pour un démarrage à vide avec inversion de sens de rotation -100rad/s à $t=0.2s$

- (a) Vitesse de rotation
- (b) couple électromagnétique
- (c) composantes de courants id, iq

Lors de l'inversion de la vitesse, nous remarquons que le système répond toujours sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide figure (IV.6).

IV.5 Conclusion

Les résultats obtenus lors de la simulation en utilisant un contrôleur flou appliqué à la commande non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent étudiée nous permettent de conclure que :

- La régulation par logique floue donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses dynamiques du système. C'est l'une des principales propriétés de la logique floue qui permet de définir et d'atteindre avec facilité un équilibre optimal.
- Le système de régulation par logique floue se comporte comme un amortisseur de perturbations surtout lors d'une inversion du sens de rotation de la machine.

CHAPITRE V



**Commande non linéaire sans capteur de
vitesse de la MSAP**

V-1. Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des MSAP sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [39].

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Ce chapitre présente une description générale d'un contrôle non linéaire sans capteurs de vitesse et de position d'un MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman.

La commande de la MSAP, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement,

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

La première idée, pour accéder au flux, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère la stabilité de la machine et les avantages du moteur asynchrone sont, alors, perdus. De plus, le surcoût et les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans des applications industrielles.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés, le flux est évalué, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- des estimateurs placés en boucle ouverte ou bien pas,
- des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Pour toutes ces raisons, on a recours à la théorie des observateurs. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la MSAP

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse sans capteur mécanique d'un MSAP associé à un FKE.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine.

V-2. Observateurs

V-2-1. Principe des observateurs

V-2-2. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classées en deux grandes catégories [40], [41] :

- **Observateurs pour les systèmes linéaires** : c'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.
- **Observateurs pour les systèmes non linéaires** : Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :
 - des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
 - des observateurs à structure variables (modes glissants),
 - des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [42] :

- **Observateurs de type déterministes** : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.
- **Observateurs de type stochastiques** : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [43]:

- **Observateurs d'ordre complet** : ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

▪ **Observateurs d'ordre réduit** : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A , B et C figure (V.1). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K figure (V.1) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [43].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [43].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

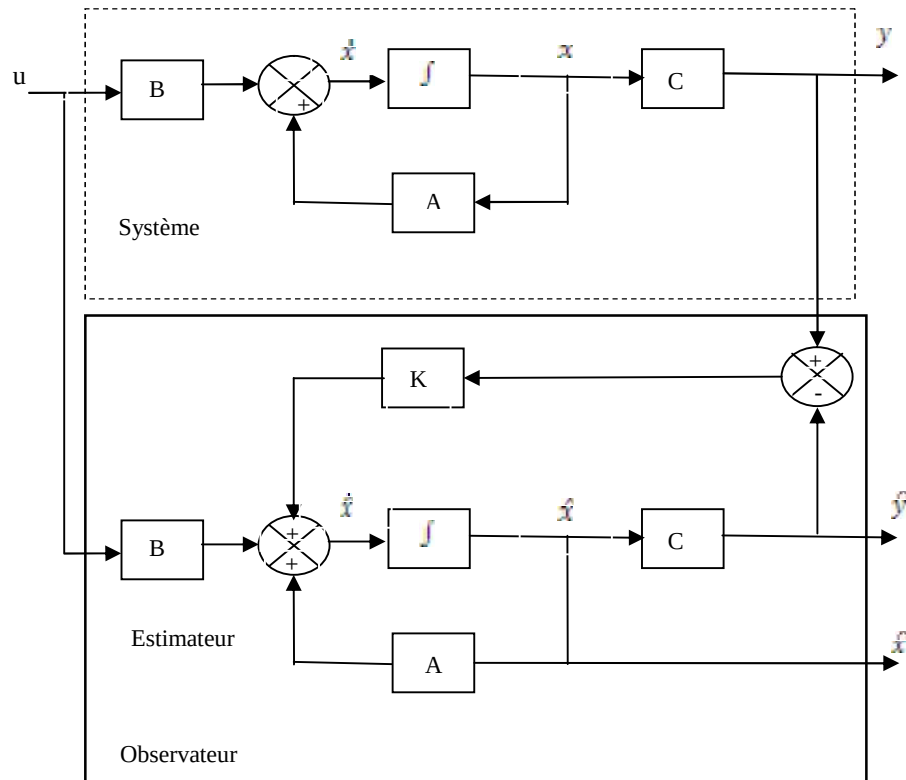


Fig V.1 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

V-3. Bruit

V-3-1. Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [44]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [44], [45].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [44].

V-3-2. Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques-numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [44].

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

V.4. Présentation du FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction-correction illustrée par la figure(V.2).

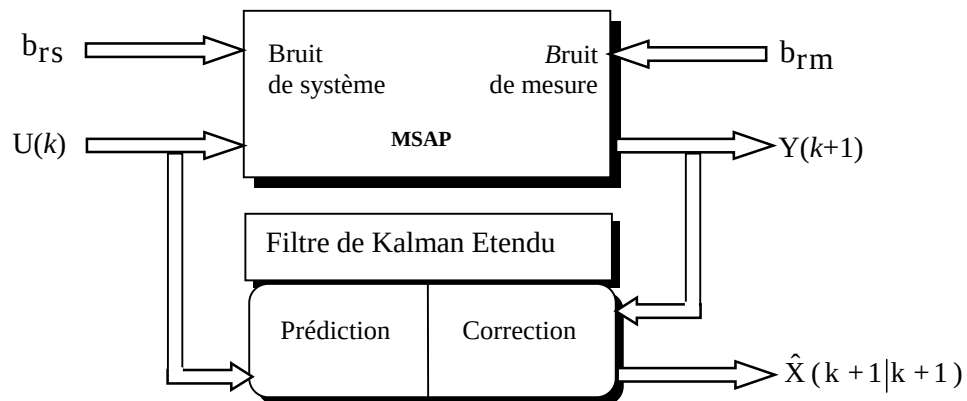


Fig. V.2 : La Structure globale du FKE

V-4.1 Filtre de Kalman étendu

V-4-1.1. Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables.

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure.

V-4-1.2. Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [46]:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (V.1)$$

avec

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

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

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes :

Etape 1 : Phase de prédiction

- Estimation sous forme de prédiction :

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (V.2)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (V.3)$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (V.4)$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k).C(k)^T.(C(k)P(k+1/k)C(k)^T + R)^{-1} \quad (V.5)$$

Avec:

$$C(k) = \left. \frac{\partial c(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k) = \hat{x}(k)} \quad (V.6)$$

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)C(k)P(k+1/k) \quad (V.7)$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - C\hat{x}(k+1/k)) \quad (V.8)$$

La figure (V.3) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

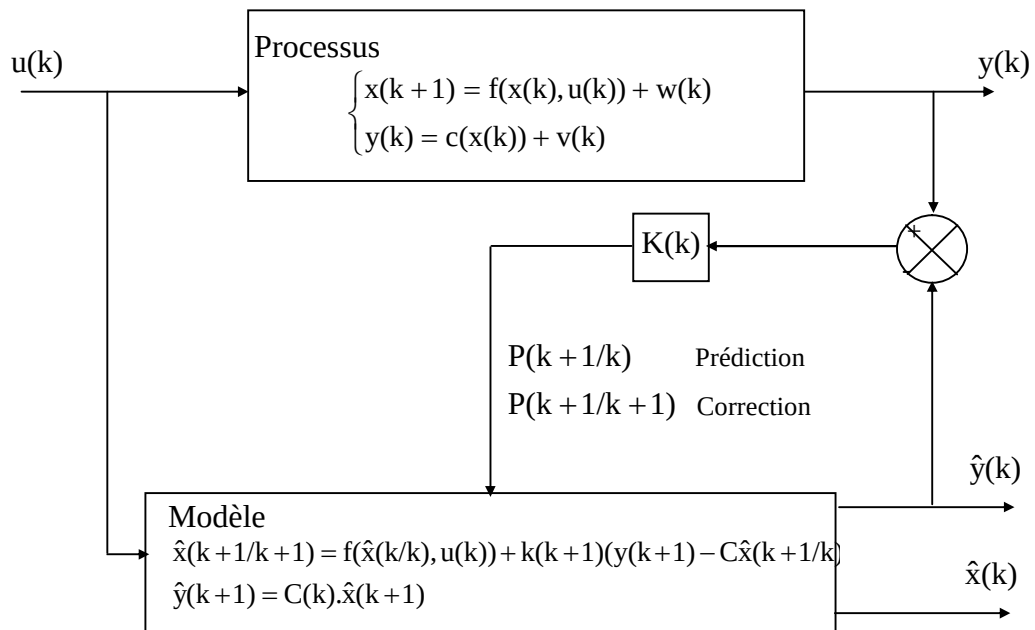


Fig V.3 Principe d'un filtre de Kalman

V.5 Synthèse du filtre de Kalman étendu

Dans ce chapitre, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux et de la vitesse rotorique du MSAP on fait appel au filtre de kalman étendu. La structure de cet observateur est illustrée par la Fig. V.4.

A. Choix des grandeurs

Pour réaliser cet observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application, nous avons posé les considérations suivantes :

- Paramètres du modèle : Connus et invariants,
- Courants statoriques : Mesurés,
- Tensions statoriques : Fournies par la commande,

- Flux statorique : A observer,
- Vitesse rotorique : A observer.

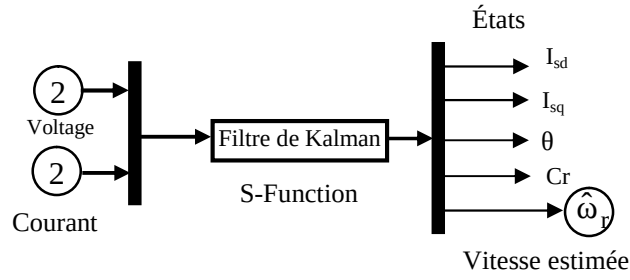


Fig. V.4 Structure globale du FKE.

V-6. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman étendu est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel lié au rotor.

Dans notre cas, on a choisit un modèle avec ce référentiel (lié au rotor) et le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état x_k composé des courants I_d et I_q , la vitesse de rotation, la position du rotor et le couple de charge. Dans ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre.

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (V.9)$$

Avec :

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_d}) I_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} I_q + T_s \frac{1}{L_d} v_d \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) I_d + (1 - T_s \frac{R_s}{L_q}) I_q - T_s \frac{\Phi_{sf}}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} v_q \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q I_d + pT_s \frac{\Phi_{sf}}{J} I_q + (1 - T_s \frac{f}{J}) \Omega - T_s \frac{i}{J} Cr \\ \theta + T_s \Omega \\ Cr \end{bmatrix}$$

et:

$$c = [I_d \quad I_q]^T$$

V-6-1. Détermination des matrices F et C

Les matrices de linéarisation F et C nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement.

Elles sont données comme suit:

$$F(k) = \begin{bmatrix} (1-T_s \frac{R_s}{L_d}) & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{pL_q}{L_d} I_q & 0 & 0 \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) & 1-T_s \frac{R_s}{L_q} & -T_s \frac{p\Phi_{sf}}{L_q} - T_s \frac{pL_d}{L_q} I_d & 0 & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q & pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_d + pT_s \frac{\Phi_{sf}}{J} & 1-T_s \frac{f}{J} & 0 & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.10)$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.11)$$

V-6-2. Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [47].

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur. La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure

V-7. Commande NL sans capteur de vitesse d'un MSAP utilisant le FKE

Le schéma bloc du système d'entraînement du moteur synchrone à aimants permanents commandé par la commande non linéaire sans capteur de vitesse est illustré par la figure (V.5).

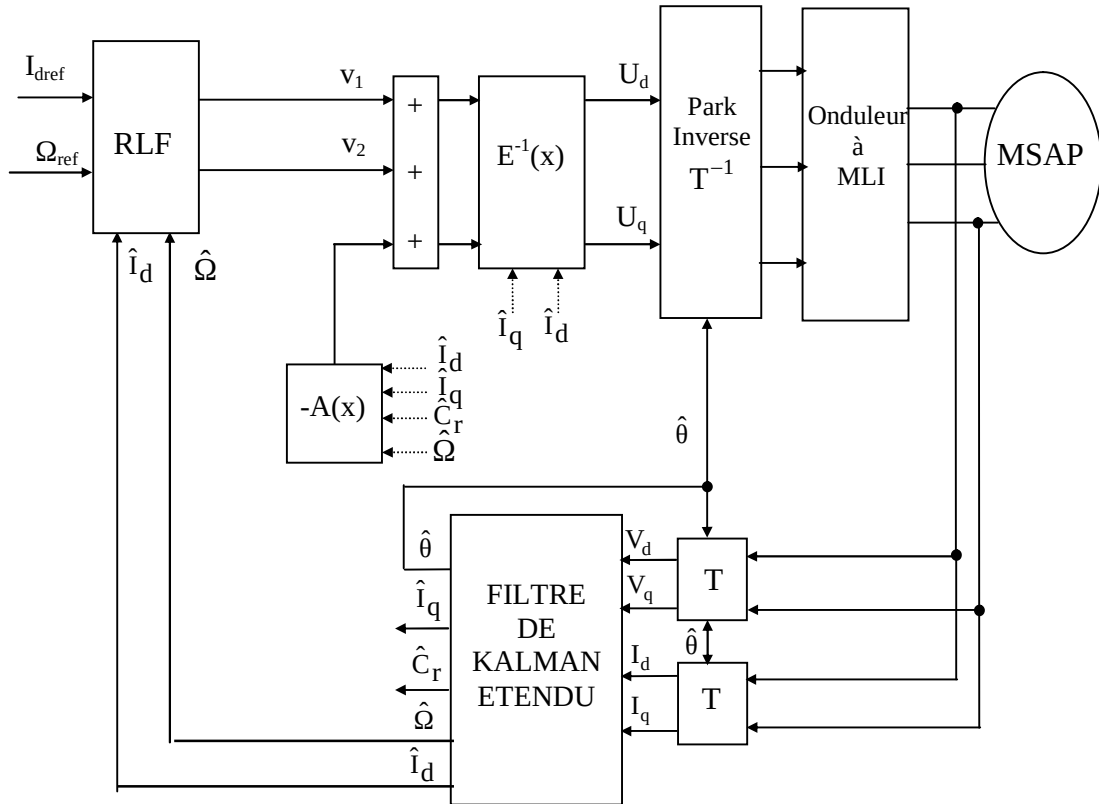


Fig V.5 Régulation de vitesse par la commande non linéaire d'un MSAP avec introduction du filtre de Kalman étendu.

V.8. Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à des tests de simulation.

IV-8-1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (V.6) illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.2s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 5Nm$.

Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation de la vitesse de rotation, les courants. On remarque que la charge n'influe plus aux grandeurs estimées que aux grandeurs réels. L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que ce filtre est implanté avec succès vis-à-vis de la variation de la charge.

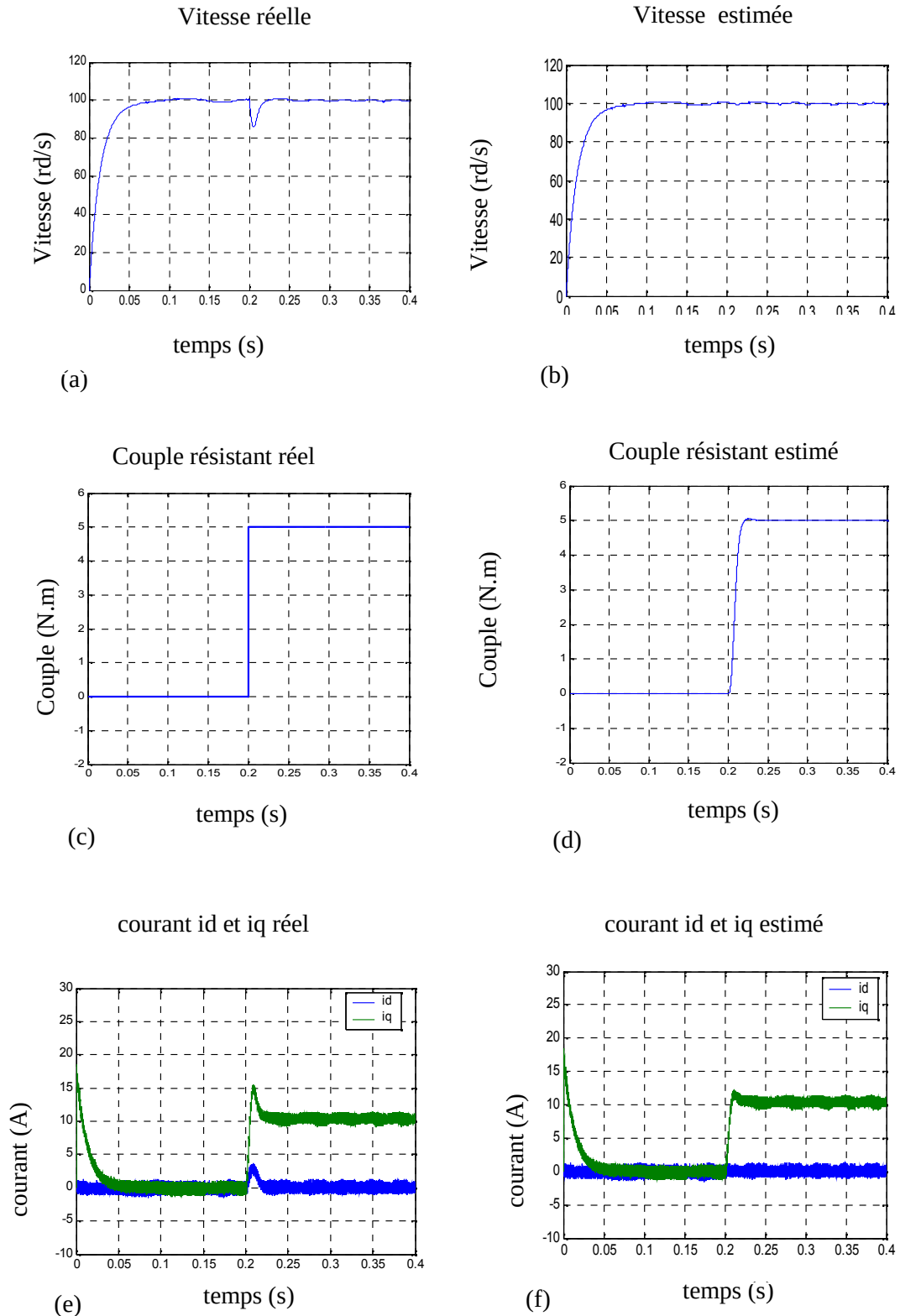


Fig V.6 Résultats de simulation de la commande NL d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2s$

a- vitesse réelle , b- vitesse estimée

c- couple de référence , d- couple résistant estimé

e- composants du courant id et iq réels

f- composants du courant id et iq estimés

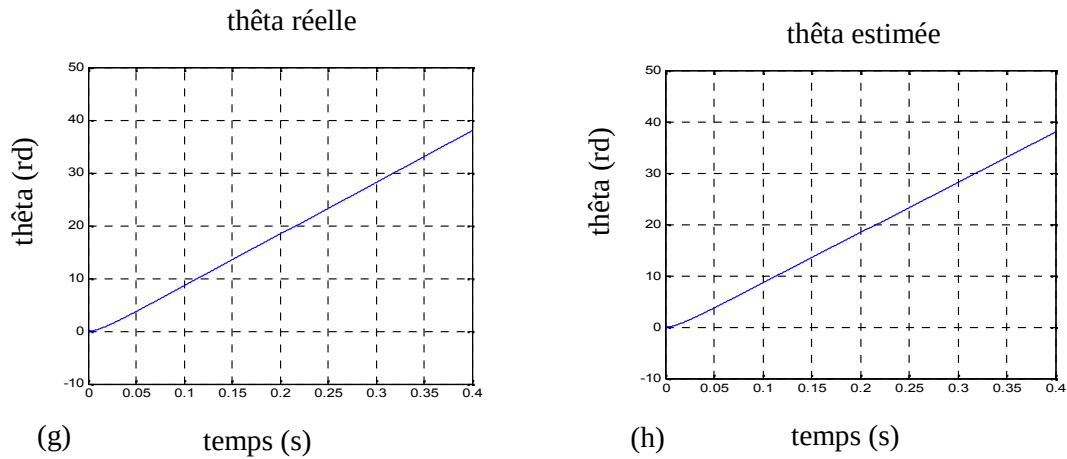


Fig V.6 Suite des résultats de simulation
 g- angle de position thêta réelle
 h- angle de position thêta estimée

V-8-2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande non linéaire utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100d/s pendant une durée de $t=0.2s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100d/s. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (V.7).

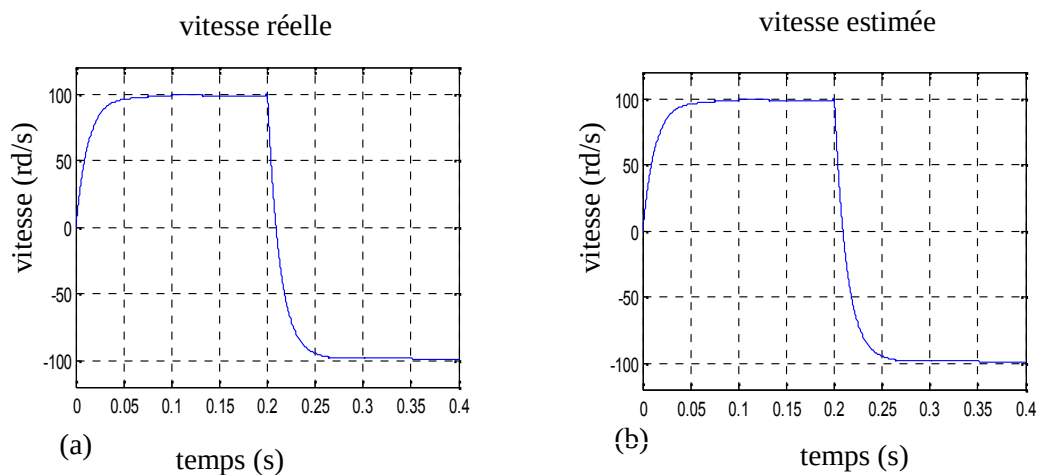


Fig V.7 Résultats de simulation de la commande non linéaire d'un MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu pour un démarrage à vide avec inversion de sens de rotation à $t=0.2s$
 a- vitesse réelle
 b- vitesse estimée

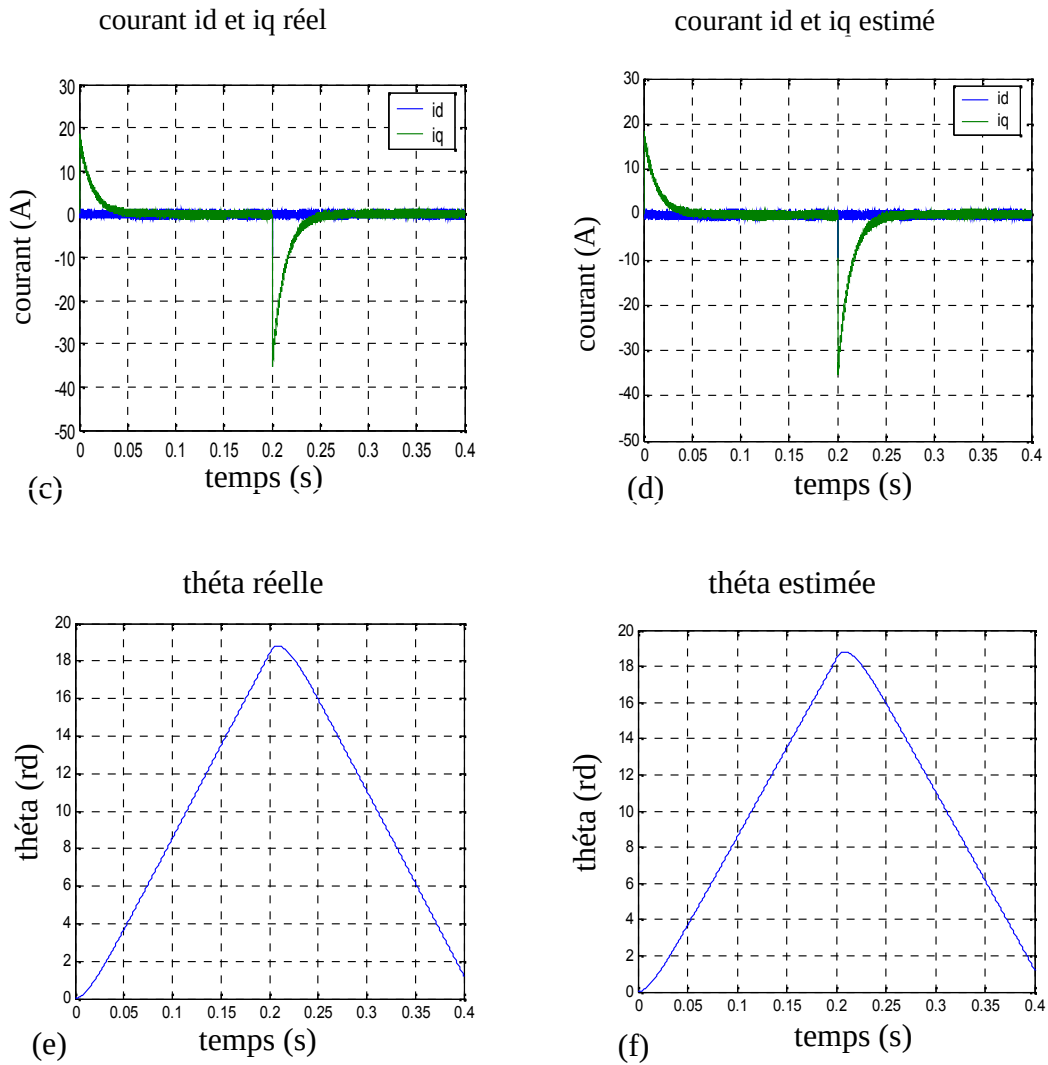


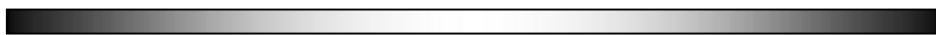
Fig IV.7 Suite des résultats de simulation
c- composants du courant i_d et i_q réels
d- composants du courant i_d et i_q estimés
e- angle de position θ réelle
f- angle de position θ estimée

On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent. Aux transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la commande et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du courant et de l'angle est faite d'une façon adéquate.

V-9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté un algorithme d'estimation de la vitesse d'un MSAP associé à un FKE. On a étudié ainsi la robustesse de l'algorithme d'estimation vis à vis des perturbations de différentes nature à travers des situations simulées. L'introduction du filtre de Kalman étendu à la commande NL apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge et l'inversion du sens de rotation. Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques.

Conclusion Générale



Conclusion générale

L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande non linéaire à la MSAP alimenté en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En premier lieu, nous avons présenté brièvement la construction et la théorie de base de la machine synchrone à aimant permanent ainsi que leur modélisation et les simplifications apportées.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté les concepts de base théorique de la commande non linéaire, du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire statique, et son application à la machine synchrone à aimant permanent, associée à un onduleur de tension triphasé à MLI.

L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique, dont le but d'assurer la commande de la vitesse mécanique et du courant rotorique.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

L'approche de commande par logique floue a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées. Les principes et concepts de la commande par logique floue ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour commander la machine synchrone à aimant permanent.

Dans le but d'asservir la vitesse de rotation de la machine synchrone à aimant permanent, nous avons introduit un régulateur flou en utilisant la notion de table de décision définie hors ligne (contrôleur flou).

Nous avons présenté dans ce mémoire les performances du réglage flou pour une MSAP découplée par une contre réaction d'état NL et associée à un onduleur de tension à MLI. Les résultats obtenus montrent l'applicabilité de cette technique de commande dans le domaine des entraînements électriques. Les objectifs de poursuite et de rejet de perturbation sont

acceptables. Le découplage est maintenu même en cas de variations de la charge. La linéarisation entrée-sortie par retour d'état NL permet de ramener le comportement du système linéaire découplé sans passer par la connaissance exacte de la position du flux rotorique. La combinaison du découplage NL par contre réaction et le réglage flou basé sur l'interprétation linguistique d'un expert en contrôle permet d'éviter le problème de l'orientation du flux et de l'inexactitude du modèle représentatif du système. Cette stratégie de commande a fourni un système stable avec des performances satisfaisantes aussi bien à vide que lors d'une variation de la charge. Les performances dépendent de l'expertise de l'opérateur.

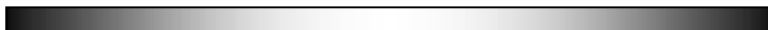
Concernant la commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position, les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu. Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite.

La robustesse du système d'entraînement lors de l'application du couple de charge (l'insensibilité aux variations de la charge) et l'inversion du sens de rotation.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- la prise en compte de la saturation de la machine,
- l'identification paramétrique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel du réglage flou avec découplage non linéaire sans capteurs mécaniques par utilisation des cartes DSP.

RÉSUMÉ



Résumé

La technique de la commande vectorielle permet d'assimiler la MSAP à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple. Le vecteur flux doit être concentré sur l'axe d avec le courant direct nul. Cependant la connaissance exacte de la position du flux rotorique pose un problème de précision. La technique de la commande non linéaire (CNL) qui fait abstraction à l'orientation du flux permet de résoudre ce problème. Elle permet aussi, par une contre réaction d'état non linéaire, de découpler complètement le système en deux sous systèmes mono variables et linéaires. Ainsi, il est possible de contrôler indépendamment la vitesse et le courant direct.

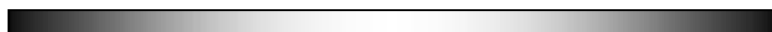
L'apport des méthodes d'intelligence artificielle logique floue (LF), nécessite seulement une puissance de calcul réduite, tout en maintenant satisfaisante statique et performances dynamiques et une insensibilité aux perturbations bonne et incertitudes paramètre.

La commande non linéaire sans capteurs mécanique de vitesse est obtenue grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman (FKE) qui limite fortement leurs implantations en temps réel, donne une bonne robustesse du système d'entraînement lors de l'application du couple de charge (l'insensibilité aux variations de la charge) et l'inversion du sens de rotation.

Mots clés

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande non linéaire (CNL), logique floue (LF), commande sans capteur, filtre de Kalman étendu (FKE).

ANNEXE



Paramètres de la machine :

Machine synchrone	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 3 \text{ Kw}$
Tension nominale	$V = 220 \text{ v}$
Vitesse nominale	$\Omega = 230 \text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s = 0.6\Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 4$
Flux permanent	$\Phi_{sf} = 0.12 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 1.1 \cdot 10^{-3} \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 1.1 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M.Ezzat**, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimant permanent", Thèse de doctorat de L'École Centrale de Nantes , N 503-126 , pp 2011.
- [2] **M. Kadjoudj**, "Contribution à la commande d'une MSAP", Thèse de doctorat d'état Université de Batna, 2003.
- [3] **A.Chibani**, "Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Asynchrone", Mémoire Magister, Batna, 2005.
- [4] **M. Kadjoudj, R. Abdessemed**: "Modélisation des machines électriques" , Presse de l'université de Batna , pp. 12, 1997.
- [5] **Smigiel, E. Sturtzer, G.** " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [6] **L. Gasc**, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de directions automobile : Approches par la structure et par la commande". Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse.2159, 254 pp, 2004.
- [7] **G.Grellet, G.Clerc.** "Actionneurs Electriques, Principes, Modèles, Commande ".Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [8] **J. Chatelain**, "Machines Electriques". Tome 2, Edition Dunod.
- [9] **Babak, N.** "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.
- [10] **A.Isidori**, "Non Linear Control Systems", Ed.Springer-Verlag, 2nd edition, 1989.
- [11] **D.G Taylor**, "Non Linear Control of Machine: an Overview" Springer-Verlag, December 1994.
- [12] **M.Bodson, J.Chaison**, "differential Geometric Methods for Control of Electric Motors", Int.Jo.Robust Nonlinear Control, Vol.8, 1998, 923-954.
- [13] **J.J.Slotine, W.Li**, "Applied Nonlinear Control", prentice Hall, 1991.
- [14] **M.Bodson, J.Chaison**, "Differential Geometric Methods for Control of Electric Motors", Int.Jo.Robust Nonlinear Control, Vol.8, 1998, 923-954.

- [15] **A. Kaddouri, S. Blais, M. Ghribi**, "Développement d'un Outil de Conception Automatisée des Contrôleurs Non-Linéaires Basées sur la Théorie de la Géométrie Différentielle ", CEE'02, université de Batna.pp 74-79,Décembre 2002.
- [16] **B .Belabbes, A Meroufel , M K Felleh.** " Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents" , CEE'02, université de Batna.pp 74-79,Décembre 2002.
- [17] **B. Le Pioufle** , "Comparison of Speed Non Linear Control Strategies for the Servomotor" 'Electric Machine and power system', 1993, pp 151-169.
- [18] **R. Marino et P. Tomei**, "Nonlinear control design : geometric ,adaptive and robust", Hall information and system sciences series,Britain 1995.
- [19] **A.Kaddouri.**''Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent'' Thèse de doctorat (PhD) de l'université de Laval Quebec.2000.
- [20] **R. Marino, S. Peresada and P. Valigi**, "Adaptive input-output linearization control of induction Motors", **IEEE Trans. on Automat. Contr.**, vol. 38, N0.2, pp 208-221 ,Feb. 1993.
- [21] **E. Mamdani**, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", Intrnational journal on man- machine studies, vol. 07, pp. 1-13, 1975.
- [22] **A. H. H. Amin, H. W. Ping, H. Arol, H. A. F. Mohamed**, "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", University of Malaya, Malaysia, 2002.
- [23] **W. Pedrycz**, "Fuzzy control and fuzzy system", Department of electrical engineering University of Manitoba Winnipeg, Cannada, R.S.P, Taunton, sonerset, England, 1998.
- [24] **C. H Chen**, "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.
- [25] **D. Hissel, P. Maussion, G. Gateau, J. Faucher**, "Fuzzy logic control optimization of electrical systems using experimental designs," In *proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 september 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.
- [26] **L. A. Zadeh**, "Fuzzy sets," Information and control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [27] **Y. Benbouazza, Y. Ait Gougam, R. Ibtouen**, "Régulation par logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant ", COMAEI'98, Bejaia, décembre 1998.
- [28] **A.M. Alimi**, "Thé bête fuzzy system : Approximation of standard membership functions", 17ème journées tunisiennes d'électrotechnique et d'automatique,1997.
- [29] **C. C. Lee**, "Fuzzy logic in control system: Fuzzy logic controller- Part I", Trans. Syst. Man cybem, vol. 20, 02, pp. 404-418, mars/avril 1990.
- [30] **L.Rambault**, "Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 1993.

- [31] **M.Boussak**, "Commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasées, module. association machine, convertisseur", *EEPS, Marseille, 1994*
- [32] **C.C.LEE**; "Fuzzy Logic in Control System: Fuzzy Logic Controller - PART I", *IEEE Trans.Syst. Man Cybem*, Vol. 20, 02, pp. 404-418, Mars/Avril 1990.
- [33] **A. Rezzoug, L. Baghli, H. Razik**, "Commande floue et domotique," in proc. Journées 1998 de la section electrotechnique, CLUB E.E.A, Nancy, France, 29-30 Janvier 1998, pp. 1-11.
- [34] **D. U. Neacsu, R. Stinescu, L. Raducanu, V. Donescu**, "Fuzzy logic control of an V/f PWM inverter-fed drive,"In proc. ICEM'94, 1994, pp. 12-17.
- [35] **M. RODRIGUES, et al**; "Fuzzy logic torque ripple reduction by turn-off angle compensation for switched reluctance motors", *IEEE trans. On Ind. Electronics* 48 n°3 (2001), 711-715.
- [36] **A.H. H.AMIN, H.W. PING, H. AROL, H.A.F. MOHAMED**; "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", *University of Malaya, Malaysia; 2002.*
- [37] **H. HENAO, G.A. CAPOLINO, J.A. MARTINEZ-VELASCO**; "A new structure of fuzzy-hysteresis current controller for vector controlled induction machine drives", *Proceedings of IEEE conference on power electronics*, 1996, pp. 708-712.
- [38] **L.A.ZADEH**; "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.
- [39] **W. Laala**, "Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse". Thèse de magister, université de Biskra 2001.
- [40] **Garcia. S.G**, "Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [41] **Grellet . G, Clerc. G**, "Actionneurs électriques, principe /Modèle/ commande" , Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [42] **Akin. B**, "State Estimation Techniques for speed sensor less field oriented control of induction motors". Thesis of Master, the Middle East technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [43] **Canudas. C**, "Commande des moteurs asynchrones 1 : Modélisation, Control vectoriel et DTC". Volume 1. Paris Hermès science publication, 2000.
- [44] **Sedda. E** , "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage de Kalman". Thèse de doctorat de l'université de Paris 6. France. 1998.
- [45] **Canudas. C**, "Commande des moteurs asynchrones 2 : Optimisation, Discrétisation et Observateurs". Volume 2. Paris Hermès science publication, 2000.

-
- [46] **Benchaiib. R**, "Application des modes de glissements pour la commande en temps réel de la machine asynchrone". Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes. France. 1998.
- [47] **Morand. F**, "Techniques d'Observation Sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des machines Asynchrones". Thèse de Doctorat, école doctorale de Lyon. 2005.
- [48] **Kaufmann. A**, "Nouvelles logiques pour l'intelligence artificielle'', Edition Hermes, Paris, 1987.
- [49] **Dubois. D et S. Gentil**, "Intelligence Artificielle et Automatique'', Revue d'Intelligence Artificielle, Vol. 8, N°1, pp. 7-27,1994.
- [50] **Dubois. D et H. Prade**, "Fuzzy Sets and Systems'', Academic Press, 1980.