

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

MEMOIRE

Département d'Electrotechnique

Pour l'Obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : Maîtrise d'énergie

Présenté par :

Chikhi Abdesselem

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

**Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la
Logique Floue**

Soutenu le,.... /... 2008

Devant le Jury

| | | | |
|------------------------------|------------------------------|-------------------------------------|----------------------|
| Dr. Abdessemed Rachid | Professeur | Université de Batna | Président |
| Dr. Sellami Said | Maître de conférences | Université de Batna | Rapporteur |
| Dr. Naceri Farid | Professeur | Université de Batna | Co-Rapporteur |
| Dr. Dib Abderahmane | Maître de conférences | Université D'Oum. El Bouaghi | Examineur |
| Dr.Chikhi Khaled | Maître de conférences | Université de Batna | Examineur |
| Dr.Bouharkat Malek | Maître de conférences | Université de Batna | Examineur |

Résumé

Un système de commande de haute performance demande en général une bonne réponse en régulation et en poursuite, qui soit insensible aux variations des conditions d'opération et des paramètres du procédé. Cependant, les performances du système de commande avec la machine asynchrone n'ont pas toujours été assurées à cause de la complexité des caractéristiques non linéaires des machines asynchrones.

Dans ce mémoire, une étude de simulation d'un système de commande d'un moteur asynchrone triphasé avec un contrôle direct du couple a été réalisé. La première phase a pour objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, alors un correcteur proportionnel intégral PI a été utilisé. Les performances obtenues pour la stabilité et le temps de réponse sont satisfaisantes. Néanmoins on remarque que la vitesse présente un rejet de perturbation à chaque consigne de charge, le couple présente des harmoniques et un dépassement flagrant surtout lorsque on change le sens de rotation de la vitesse et les paramètres du moteur s'avèrent très affectées quand la valeur du moment d'inertie varie.

Pour palier à ces inconvénients, la deuxième phase a été consacrée à la conception d'un régulateur logique floue RLF pour remplacer le PI.

La troisième phase a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique de la logique floue car les résultats de simulation obtenus ont montré que le RLF manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.

Mots clés

Moteur asynchrone, contrôle direct du couple DTC, correcteur classique PI, régulateur flou RLF.

AVANT PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna.

* J'exprime ma profonde reconnaissance à mon promoteur Monsieur Dr. **S. Sellami**, Maître de conférences à l'université de Batna pour l'encadrement de ce mémoire et pour l'aide et les suggestions pertinentes qu'il m'a apporté.

* Mes remerciements les plus sincères vont à mon co-promoteur Monsieur Dr **F. Nacéri** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce mémoire.

* Je tiens également à témoigner ma reconnaissance au Dr **K. Chikhi** pour son aide morale et matérielle qu'il m'a prodigué pour l'aboutissement de ce travail et de bien vouloir accepter de participer à ce jury

* Mes remerciements vont aussi à Monsieur **S. Belkacem** pour son aide précieuse et bénéfique et à toute personne ayant aidé de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

* Que Monsieur Dr. **R. Abdessamed** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna trouve ma sincère reconnaissance en acceptant de m'honorer pour présider le jury de soutenance de ce mémoire.

* Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Dr. **A. Dib** Maître de conférence à L'université d' Oum EL Bouaghi pour avoir accepté d'être membre de jury.

* Que Monsieur Dr. **M. Bouharkat** Maître de conférence à L'université de Batna trouve ma sincère reconnaissance de bien vouloir accepter de participer à ce jury

SOMMAIRE

| | |
|--|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE | 01 |
| CHAPITRE 1 : MODELISATION ET SIMULATION DEL'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MOTEUR ASYNCHRONE | |
| 1.1. INTRODUCTION | 04 |
| 1.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 04 |
| 1.2.1 Modèle électrique | 05 |
| 1.2.2 Modèle dynamique..... | 05 |
| 1.2.3 Equations de la machine..... | 07 |
| 1.2.4 La transformation de park..... | 10 |
| 1.2.5 Application de la transformation de Park..... | 10 |
| 1.2.6 Choix du référentiel..... | 14 |
| 1.2.7 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lie au champ tournant..... | 15 |
| 1.2.8 Principe de la simulation de la machine asynchrone..... | 17 |
| 1.2.9 Résultats de simulation..... | 17 |
| 1.3 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MOTEUR -ONDULEUR..... | 19 |
| 1.3.1 Introduction..... | 19 |
| 1.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension..... | 20 |
| 1.3.3 Commande des onduleurs par régulateurs à hystérésis..... | 23 |
| 1.3.4 Contrôle de la tension par MLI..... | 24 |
| 1.3.5 Résultats de simulation de l'association moteur convertisseur..... | 25 |
| 1.4 CONCLUSION..... | 26 |

CHAPITRE 2 : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|---|-----------|
| 2.1 INTRODUCTION..... | 27 |
| 2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE..... | 27 |
| 2.2.1 Contrôle vectoriel du couple..... | 28 |
| 2.2.2 Contrôle du flux statorique..... | 30 |
| 2.3 PRESENTATION DE LA STRUCTURE CONTROLE..... | 30 |
| 2.3.1 Choix du vecteur tension V_s | 30 |
| 2.4 ESTIMATEURS..... | 32 |
| 2.4.1 Estimation du flux statorique..... | 32 |
| 2.4.2 Estimation du couple électromagnétique..... | 33 |
| 2.5 ELABORATION DU VECTEUR COMMANDE..... | 33 |
| 2.5.1 Correcteur de flux..... | 33 |
| 2.5.2 Correcteur de couple..... | 34 |
| 2.5.3 Correcteur à deux niveaux..... | 34 |
| 2.5.4 Correcteur à trois niveaux..... | 35 |
| 2.6 STRATEGIE DE COMMANDE DTC PAR LA METHODE DE TAKAHASHI..... | 35 |
| 2.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE..... | 36 |
| 2.8 SCHEMA DE SIMULATION..... | 37 |
| 2.9 RESULTATS DE SIMULATION..... | 37 |
| 2.9.1 Démarrage a vide..... | 38 |

| | |
|--|-----------|
| 2.9.2 Introduction du couple de charge..... | 40 |
| 2.9.3 Inversion du sens de rotation..... | 42 |
| 2.10 ROBUSTESSE VIS-A-VIS DES VARIATIONS PARAMETRIQUES..... | 44 |
| 2.10.1 Variation de la résistance statorique..... | 44 |
| 2.10.2 Variation du moment d'inertie..... | 46 |
| 2.11 INFLUENCE DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONAGE..... | 48 |
| 2.12 CONCLUSION..... | 48 |
| CHAPITRE 3 : THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE | |
| 3.1 INTRODUCTION..... | 49 |
| 3.2 PRINCIPE ET HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE..... | 49 |
| 3.3 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE..... | 50 |
| 3.4 ENSEMBLE FLOU ET VARIABLES LINGUISTIQUES..... | 50 |
| 3.5 DIFFERENTES FORMES DE FONCTIONS D'APPARTENANCE..... | 52 |
| 3.6 OPERATEURS DE LA LOGIQUE FLOUE..... | 54 |
| 3.7 INFERENCE A PLUSIEURS REGLES FLOUES..... | 56 |
| 3.8 REGULATEURS PAR LA LOGIQUE FLOUE..... | 57 |
| 3.8.1 Fuzzification..... | 58 |
| 3.8.2 Inférences (déductions floues)..... | 60 |
| 3.8.3 Exemple de la méthode d'inférences Max Min..... | 60 |

| | |
|---|-----------|
| 3.8.4 Defuzzification..... | 62 |
| 3.9 AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE | 64 |
| | |
| CHAPITRE 4 : COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA LOGIQUE FLOUE | |
| | |
| 4.1 INTRODUCTION..... | 66 |
| | |
| 4.2 ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE..... | 66 |
| | |
| 4.3 DIFFERENTES METHODES POUR LA DETERMINATION DES REGLES..... | 68 |
| | |
| 4.4 CHOIX DE LA STRUCTURE DU REGULATEUR PAR LA LOGIQUE FLOUE..... | 69 |
| 4.4.1 Facteurs d'échelle (normalisation)..... | 70 |
| 4.4.2 Loi de commande..... | 70 |
| | |
| 4.5 APPLICATION DU REGULATEUR FLOU DE MAMDANI POUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... | 70 |
| 4.5.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous..... | 71 |
| 4.5.2 Règle de décision de contrôle flou..... | 71 |
| 4.5.3 Choix de la méthode d'inférence..... | 72 |
| 4.5.4 Choix de la méthode de defuzzification..... | 72 |
| | |
| 4.6 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR UN RLF..... | 73 |
| | |
| 4.7 RESULTATS DE SIMULATION..... | 74 |
| 4.7.1 Démarrage a vide | 75 |
| 4.7.2 Introduction de couple de charge..... | 76 |
| 4.7.3 Inversion de sens de rotation..... | 79 |

4.8 ROBUSTESSE VIS-A-VIS DE LA VARIATION PARAMETRIQUE.....80

4.9 CONCLUSION.....83

CONCLUSION GENERALE.....85

INTRODUCTION GENERALE

Un actionneur électrique à vitesse variable est composé principalement d'un convertisseur, d'une électronique de commande et d'une machine électrique.

L'électronique de puissance est aujourd'hui un domaine en pleine expansion pour lequel de multiples topologies de convertisseurs existent afin de répondre aux besoins croissants des industriels. Les applications de moyennes puissances font appel la plupart du temps à des commutateurs IGBT où à des MOSFET.

Des développements importants dans le domaine des convertisseurs résonants sont toujours d'actualité. Les performances exigées par les moteurs électriques dans les applications industrielles sont largement variables, ils doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple). Ainsi le contrôle rapide et approprié du couple permet d'adapter le moteur aux exigences imposées [1]. Le modèle du moteur asynchrone est associé à un système multivariable car le couple et le flux sont fortement couplés et dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques c'est pourquoi le contrôle du couple (vitesse et position) exige le contrôle simultané de plusieurs variables et nécessairement un découplage fictif entre le flux et le couple. Les systèmes classiques de commande par orientation du flux statorique sont toujours d'actualité, de même la technique de contrôle vectorielle est celle qui donne les meilleures performances. Avec une dynamique proche de celle des moteurs à courant continu. Néanmoins, cette technique exige la connaissance de la position du rotor, d'où la nécessité d'implanter des capteurs de position qui sont coûteux et diminuent la fiabilité du système [2]. L'intérêt de la communauté scientifique pour piloter les machines électriques a donné lieu à de nombreux développements. Nous pouvons ainsi citer : la commande directe de couple développée initialement pour les machines asynchrones, La nature, naturellement variante, du comportement du moteur nous a conduit à prêter une attention particulière à la robustesse de cette commande. En effet, la robustesse est, à notre sens, une qualité fondamentale que doit avoir la commande pour susciter un intérêt industriel. Nous avons ainsi réalisé le premier type de commande avec une régulation conventionnelle PI [3]. Cependant les performances de cette technique classique ne sont pas satisfaisantes en raison de la non linéarité ainsi que la variation des paramètres à commander.

L'expérience a montré que le savoir faire de l'homme peut être considéré comme un contrôleur robuste non linéaire dans une boucle de régulation. Cette stratégie de contrôle humain intègre la connaissance du processus ; Celui-ci peut prendre donc une action de

contrôle face à une non linéarité [4]. Ainsi le deuxième type de régulation sera réalisé avec un contrôleur flou qui peut être considéré comme un cas de commande expert reposant sur les jugements de l'être humain représentant un mécanisme souvent incertain [5].

La majorité des études ont prouvées la robustesse du contrôleur flou en relation avec la variation de la dynamique du système à commander et en comparaison avec un régulateur conventionnel PI, ce dernier présente un temps de montée faible et un dépassement limité.

Objectifs de ce mémoire :

L'objectif principal de ce mémoire est la conception d'un système de commande qui sera appliqué à un moteur asynchrone à cage .Pour sa conception, nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MAS. Après une étude détaillée de cette technique, nous avons trouvé quelques aspects améliorables, liés principalement au remplacement du régulateur conventionnel de vitesse par un contrôleur flou. Nous avons ainsi cherché à concevoir un système de commande qui ne soit pas affecté par des problèmes liés plus particulièrement aux oscillations du couple et présentant une amélioration de la réponse dynamique d'une part et un autre aspect remarquable d'autre part qui est la simplicité de la méthode que nous proposons, aussi bien au niveau du bloc de commande de l'onduleur, que du nombre de correcteurs nécessaires à la maîtrise du couple et de la vitesse du moteur.

La structure de ce mémoire est la suivante :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation et à la simulation de l'association convertisseur-moteur asynchrone. Dans cette partie on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un repère à deux axes, basé sur des hypothèses simplificatrices, ainsi que l'étude de la configuration et des modes de fonctionnement du convertisseur triphasé. La simulation a donné des résultats satisfaisants pour le fonctionnement du moteur alimenté par un réseau triphasé, cependant la présence du convertisseur MLI présente l'inconvénient d'affecter le fonctionnement des interrupteurs en augmentant la fréquence de découpage pour réduire les harmoniques du courant qui provoque des pulsations du couple.

Le deuxième chapitre fera l'objet d'une étude du contrôle direct du couple DTC qui ne nécessite pas l'utilisation du convertisseur MLI ce qui représente en soi un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur PI classique. En effet la

simulation a prouvé que les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant on remarque que le couple présente un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système.

Dans le troisième chapitre on va présenter le principe général, la théorie de base de la logique floue et la procédure de la conception d'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un régulateur logique floue RLF pour commander la machine asynchrone.

Le quatrième chapitre fera l'objet de la comparaison des performances statiques et dynamiques des deux types de la commande DTC, avec un régulateur PI classique et un régulateur logique floue, dans les mêmes conditions de fonctionnement (charges, perturbations,...etc.) et dans la même configuration de simulation, ainsi on a adopté ce type de régulation adéquat par RLF pour l'intérêt des résultats de simulation constatés pour les différentes variations effectuées sur la machine.

Le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi nous présentons des perspectives pour les travaux de recherche d'avenir.

1.1 INTRODUCTION

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement est un modèle "régime permanent". C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée avec un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante. Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable. Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle. Ce dernier est basé sur le modèle "transitoire" ou "dynamique" de la machine qui est le contrôle vectoriel de la machine. Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle du couple. Il est cependant plus difficile à implanter puisqu'il requiert plus de puissance de calcul en temps réel de la part de l'organe de commande [6]. C'est pourquoi développer de nouvelles lois de commande pour machines à courant alternatifs exige l'aspect de modélisation pour leur pilotage. Cette modélisation repose principalement sur les travaux de G-Kron, basé sur une approche tensorielle et qui ont donné naissance à la notion de machine généralisée, un cas particulier de ce concept est le modèle de Park.

Dans ce chapitre sera présenté la modélisation linéaire de Park d'une machine asynchrone suivie d'une simulation numérique du modèle de cette machine dont les paramètres sont donnés en annexe B.

1.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Ø Entrefer constant.
- Ø Effet des encoches négligé.
- Ø Circuit magnétique non saturé.
- Ø Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Ø L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sont négligeables

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux
- La constance des inductances propres.

- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.2.1 Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction est représenté par le circuit équivalent par phase de la (figure 1.1).

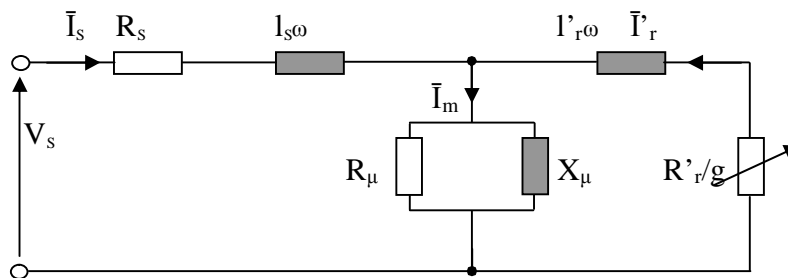


Fig. 1.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.

$l_s \omega$: la réactance cyclique de fuite d'une phase primaire,

$l_r \omega$: la réactance cyclique de fuite d'une phase secondaire,

X_μ : la réactance cyclique magnétisante,

$R'_r, l'_r \omega$: les valeurs de $R_r, l_r \omega$ ramenées au primaire,

I'_r : le courant secondaire ramené au primaire,

I_m : le courant magnétisant.

1.2.2 Modèle dynamique

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (a_s, b_s, c_s) décalées entre elles par un angle de $2\pi/3$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de Ferraris).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent [7], [8], [9].

La machine électrique généralisée triphasée est une machine biphasée idéale avec six enroulements (trois sur le stator et trois sur le rotor).

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent, il permet d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécanique et le contrôle nécessaire aux problèmes qui accompagnent les opérations de freinage, variation de charge, etc.

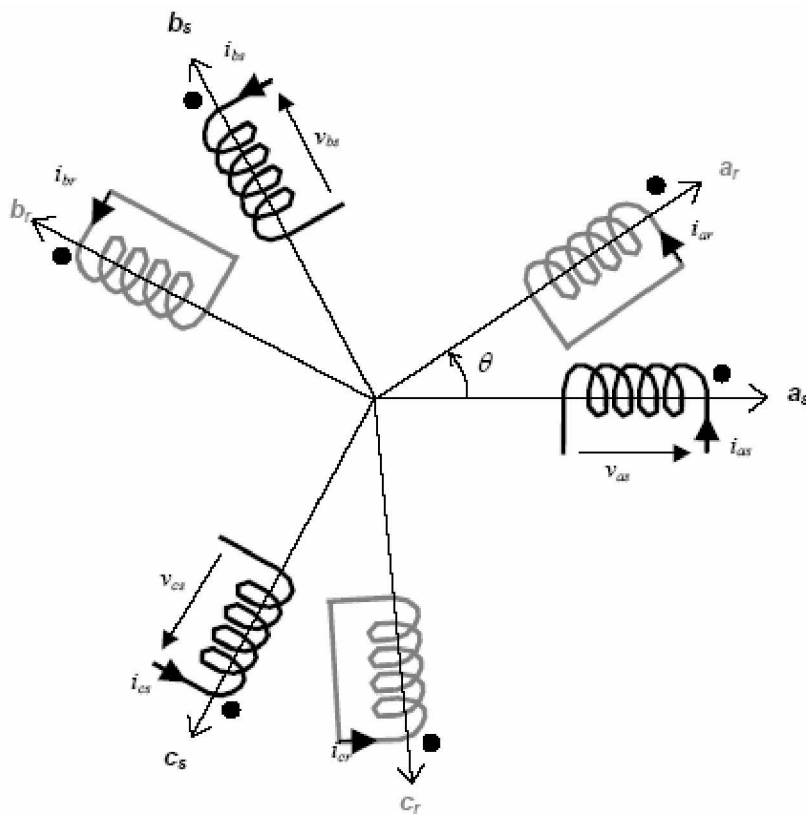


Fig. 1.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

a_r, b_r, c_r : correspondent aux trois phases du rotor,

a_s, b_s, c_s : correspondent aux trois phases du stator.

1.2.3 Equations de la machine

Pour la mise en équation, on peut se référer à [10], [11], [12]. Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (figure1.2). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elles même. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

Les six enroulements (ar, br, cr et as, bs, cs) obéissent aux équations matricielles

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_s] &= \mathbf{R}_s [\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [\mathbf{V}_r] &= \mathbf{R}_r [\mathbf{i}_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{aligned} \quad (1.1)$$

a) Les équations liées au stator

$$\begin{cases} V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d}{dt} (\Phi_{as}) \\ V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d}{dt} (\Phi_{bs}) \\ V_{cs} = R_{cs} i_{cs} + \frac{d}{dt} (\Phi_{cs}) \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

b) Les équations liées au rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = R_{ar} i_{ar} + \frac{d}{dt} (\Phi_{ar}) \\ V_{br} = R_{br} i_{br} + \frac{d}{dt} (\Phi_{br}) \\ V_{cr} = R_{cr} i_{cr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{cr}) \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s . \quad (1.6)$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r . \quad (1.7)$$

R_s : Résistance propre d'une phase statorique.

R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

NB : Les tensions des phases rotoriques sont nulles par ce qu'elles sont court-circuitées.

c) Les équations magnétiques

Les équations magnétiques sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t \quad (1.9)$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\Pi/3) & \cos(\theta_r - 2\Pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\Pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\Pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\Pi/3) & \cos(\theta_r - 2\Pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

M_{sr} : représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction de θ_r (système à résolution difficile). L'application de la transformation de Park s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

A partir des équations (1-3), (1-5) et (1-6) on peut tirer les équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [l_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [l_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \} \end{aligned} \quad (1.14)$$

d) Equation mécanique

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l - f\Omega_r) \quad (1.15)$$

- pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(T_e - T_l - f \frac{\omega}{P} \right) \quad (1.16)$$

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : coefficient du frottement visqueux.

T_e : couple électromagnétique.

T_l : couple de charge.

Ω_r : Vitesse rotorique de moteur.

ω_{mec} : Vitesse mécanique de moteur

P : nombre de paire de pôles.

1.2.4 La transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase statorique et le système d'axe (d,q), elle est définie par :

$$K(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

L'angle θ dans la matrice $K(\theta)$ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statorique et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$K(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.2.5 Application de la transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée de Clark ou de Concordia suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc , par contre le repère dq est

mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

La (figure1.3) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

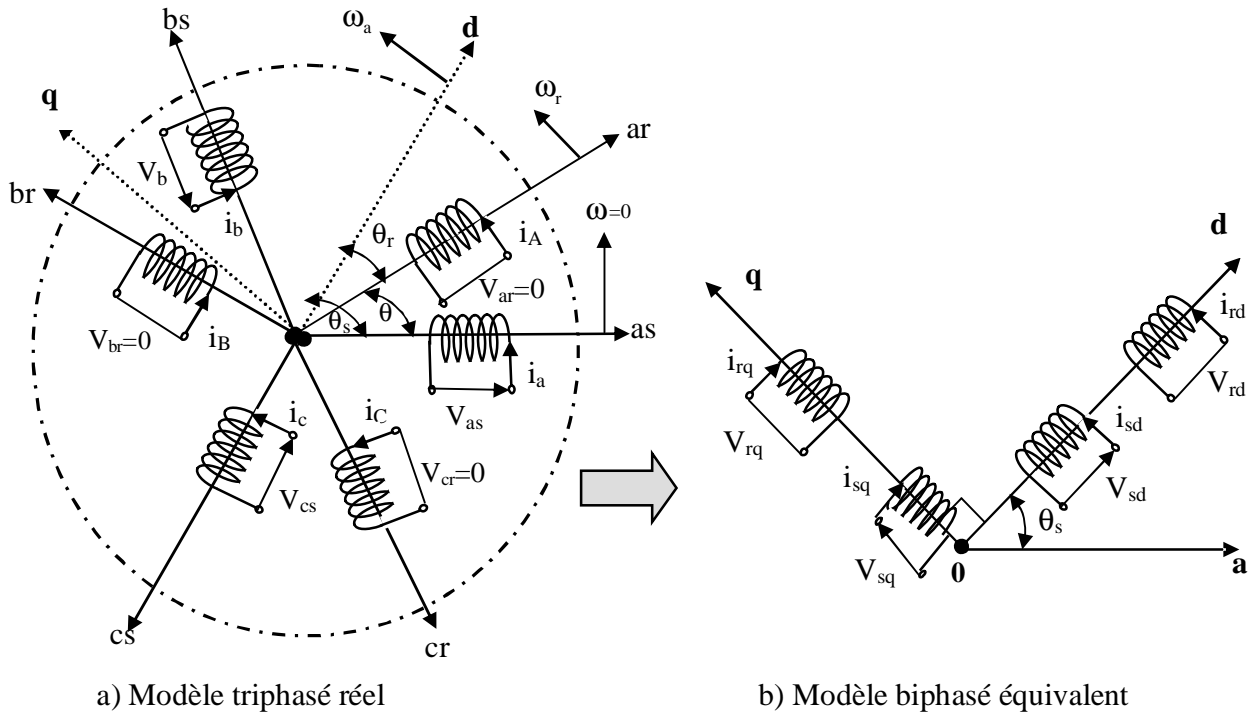


Fig 1.3 Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée

La transformation de Park appliquée sur le système d'équations (1-11)

$$[\mathbf{K}(\theta)^{-1}] [\mathbf{V}_{dqo}] = [\mathbf{R}] [\mathbf{K}(\theta)^{-1}] [\mathbf{i}_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[\mathbf{K}(\theta)^{-1}] [\Phi_{dqo}]] \quad (1.19)$$

$$[\mathbf{V}_{dqo}] = [\mathbf{R}] [\mathbf{i}_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + [\mathbf{K}(\theta)] \left[\frac{d[\mathbf{K}(\theta)^{-1}]}{dt} \right] [\Phi_{dqo}] \quad (1.20)$$

$$[\mathbf{K}(\theta)] \left[\frac{d[\mathbf{K}(\theta)^{-1}]}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (1.21)$$

Tel que : $\theta = \theta_s$ Pour les grandeurs statoriques

$\theta = \theta_s - \theta_r$: Pour les grandeurs rotoriques

On remplace la relation (1-18) dans (1-17) on obtient Le modèle électrique dynamique pour l'enroulement triphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_q \\ V_q = R i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_d \\ V_o = R i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (1.22)$$

NB : La composante homopolaire du système (1-19) est de valeur nulle pour un système équilibré. À partir de ce qui précède on tire les équations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère de Park sous la forme suivante [13] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux et ceux des axes (abc)

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [K(\theta)] [\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [K(\theta)] [\Phi_r] \end{cases} \quad (1.24)$$

Au stator :

$$[\Phi_{dqos}] = [K(\theta)] \{ [1_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \} \quad (1.25)$$

$$[\Phi_{dqos}] = [K(\theta)] [1_r] [K(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] + [K(\theta)] [M_{sr}] [K(\theta)]^{-1} [i_{sdqo}] \quad (1.26)$$

Au rotor

$$[\Phi_{dqor}] = [K(\theta)] \{ [1_r] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \} \quad (1.27)$$

$$[\Phi_{dqor}] = [K(\theta)] [1_r] [K(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] + [K(\theta)] [M_{sr}] [K(\theta)]^{-1} [i_{sdqo}] \quad (1.28)$$

Après un calcul long et fastidieux les équations (1-23) et (1-25) nous donnent

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 1_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 1_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & 1_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & 1_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

On pose :

$L_s = 1_s - M_s$ Inductance cyclique statorique.

$L_r = 1_r - M_r$ Inductance cyclique rotorique.

$L_m = 1_r - M_r$ Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{os} = 1_s + 2M_s$ Inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = 1_r + 2M_r$ Inductance homopolaire rotorique

Si on élimine la composante homopolaire du système (1-26) on obtient

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & L_m \frac{d}{dt} & -L_m \frac{d\theta_s}{dt} \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \frac{d\theta_s}{dt} & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -L_m \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \frac{d\theta}{dt} \\ L_m \frac{d\theta}{dt} & L_m \frac{d}{dt} & L_r \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Le rotor étant en court circuit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_m & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ $\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$

À partir du système d'équations (1-27) on peut exprimer les courants en fonction des flux comme suit.

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{ds} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Phi_{dr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Phi_{qr} \\ i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{dr} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Phi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Phi_{qs} \end{cases} \quad (1.33)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; (σ : coefficients de fuite totale, ou coefficient de dispersion)

A partir des équations du système (1.22)

$$\begin{cases} \frac{[d\Phi_{ds}]}{dt} = -R_s i_{ds} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{qs} + V_{ds} \\ \frac{[d\Phi_{qs}]}{dt} = -R_s i_{qs} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{ds} + V_{qs} \\ \frac{[d\Phi_{dr}]}{dt} = -R_r i_{dr} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_{qr} = 0 \\ \frac{[d\Phi_{qr}]}{dt} = -R_r i_{qr} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.34)$$

1.2.6 Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

a) Référentiel lié au stator :

On remplace dans le système (1.30) par $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$; $\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$. Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

b) Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

c) Référentiel lié au champ tournant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

C'est ce référentiel que nous allons choisir parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

1.2.7 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d,q)

Le modèle de la machine asynchrone a pour but d'établir les performances que nous pouvons espérer d'un actionneur réel, dans notre travail nous avons choisi un référentiel immobile au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique.

Les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) sont considérées comme variables de commande

Les courants et les flux $[i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et la vitesse mécanique ω_{mec} comme variables d'état.

La représentation d'état des équations (1-31) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} + \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1.35)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; (σ : coefficients de fuite totale, ou coefficient de dispersion)

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$; Constante de temps rotorique,

$\omega_r = p\Omega_r$; La pulsation mécanique du rotor.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} \right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; \quad (1.36)$$

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^t ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; u = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

1.2.8 Principe de la simulation d'une machine asynchrone

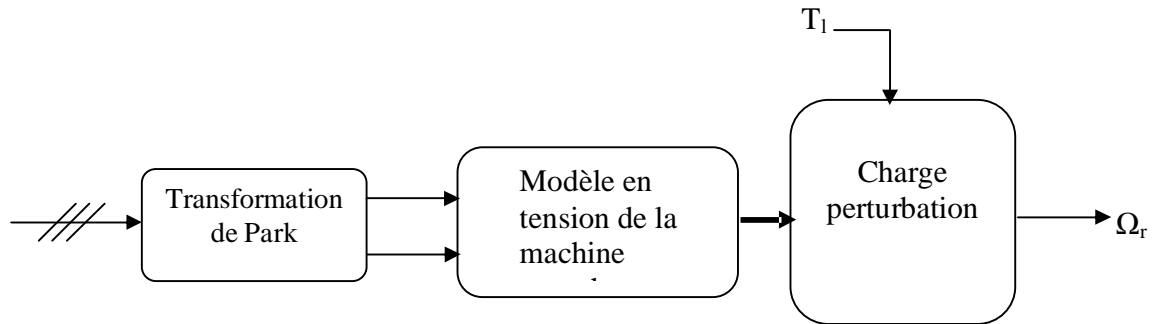


Fig 1.4 Schéma de principe de machine alimentée en tension

1.2.9 Résultats de simulation

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe A.

La (figure 1.5 a) illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide, Selon les courbes, on remarque :

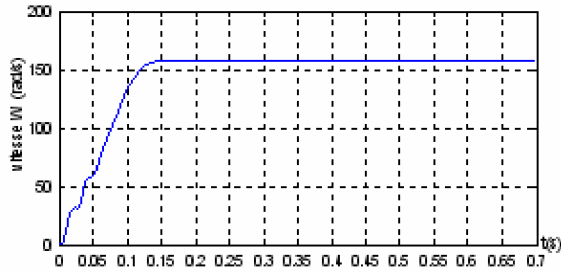
Lors du démarrage de la machine l'allure de la vitesse n'est pas régulièrement croissante mais a tendance à osciller tout en augmentant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement du flux qui sont faibles. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au bout de 0.120 secondes.

La valeur du couple C_{elem} présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul dépend de la saturation. Ces pulsations traduisent le bruit engendré par la partie mécanique.

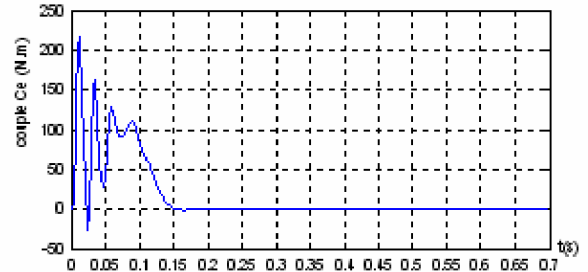
On remarque aussi un fort appel du courant, il est de l'ordre de six fois le courant nominal au démarrage.

La (figure 1.5 b) présente les résultats de simulation lorsque le moteur fonctionne avec un couple de charge de 15N.m appliquée à l'instant $t = 0.25s$, on constate clairement que cela provoque une diminution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique suit parfaitement cet échelon de consigne.

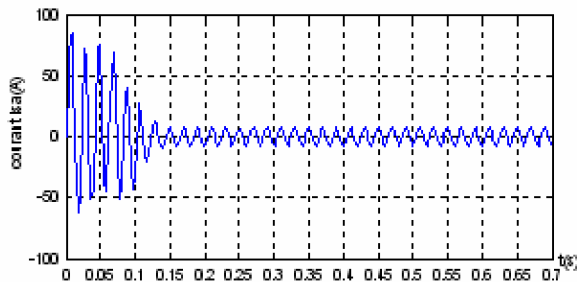
a) A vide



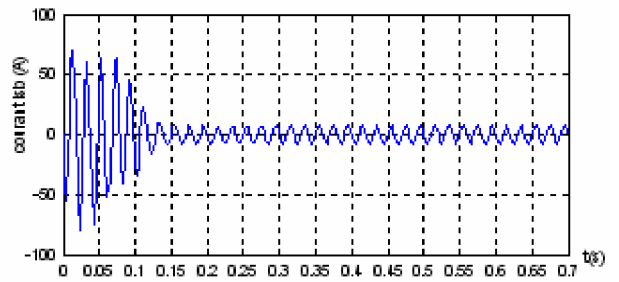
Réponse de la vitesse ω



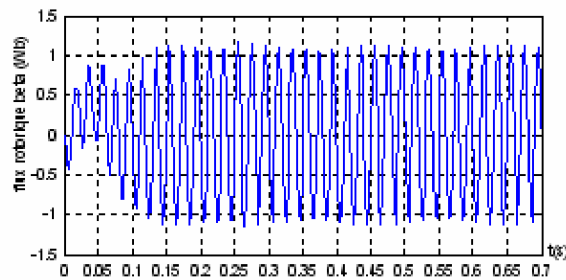
Réponse du couple C_e



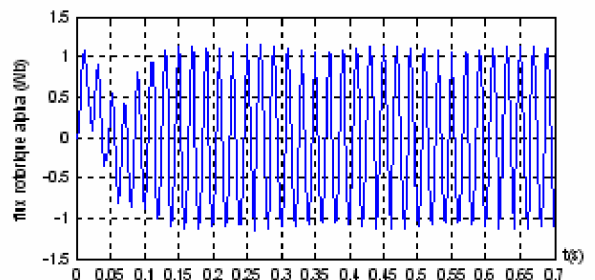
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}

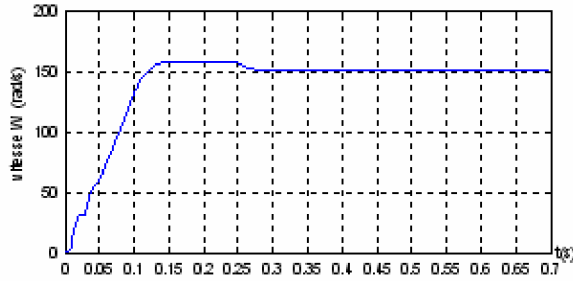


Réponse du flux rotorique Φ_β

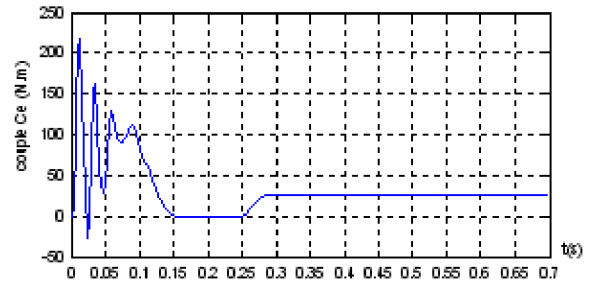


Réponse du flux rotorique Φ_α

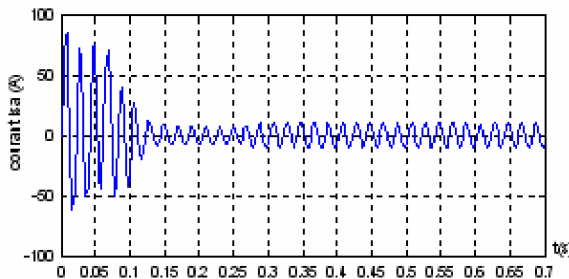
b) En charge



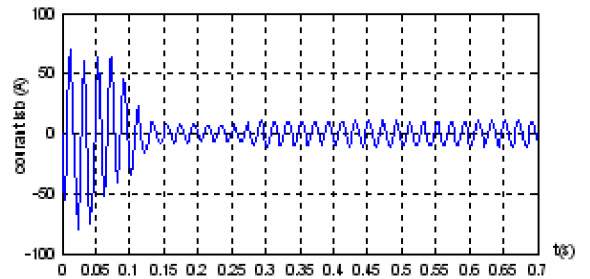
Réponse de la vitesse ω



Réponse du couple C_e



Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}

Fig 1.5 Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé a) à vide ; b) en charge avec un échelon de consigne de 15 N.m à $t=0.25s$

1.3 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE-ONDULEUR

1.3.1 Introduction

Dans cette partie on présente l'étude de la modélisation de l'ensemble convertisseur machine, où la machine à induction est associée à deux convertisseurs en cascades à travers lesquels s'opère le transfert d'énergie entre le réseau et la machine.

Le convertisseur est constitué d'un redresseur triphasé et d'un filtre du côté de la source alternative et d'un onduleur de tension du côté de la machine

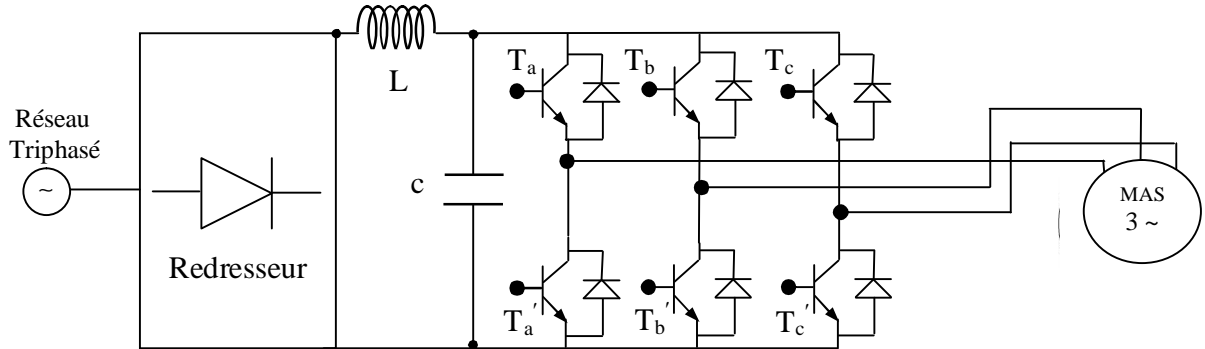


Fig 1.5 Schéma de l'association machine asynchrone onduleur de tension.

1.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [14].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) commandé à l'ouverture et à la fermeture chaque demi-bras possède son complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, voir (figure 1.6), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [15], [16].

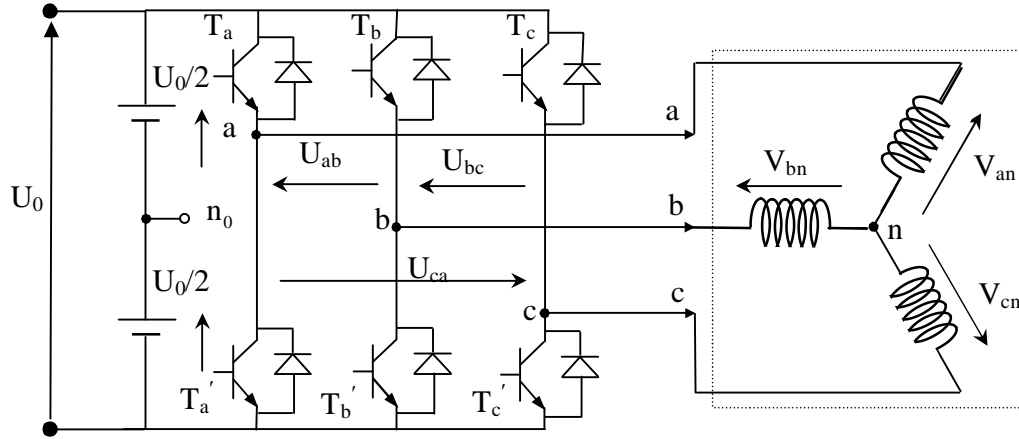


Fig 1.6 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.38)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.39)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (1.40)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3} [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (1.41)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits \Leftrightarrow Si (i=a, b, c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (1.42)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (1.43)$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (1.44)$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

1.3.3 Commande des onduleurs par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) 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' ce que ΔI soit égal à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$ [17], [18].

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustré par la (figure 1.7).

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned} S_i &= -1 & \text{si } i_i &\geq i_{\text{ref}} + \Delta i \\ S_i &= 1 & \text{si } i_i &\leq i_{\text{ref}} - \Delta i \\ S_i &= S_{i-1} & \text{si } i_i &= i_{\text{ref}} \end{aligned} \tag{1.46}$$

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 des trois bras de l'onduleur.

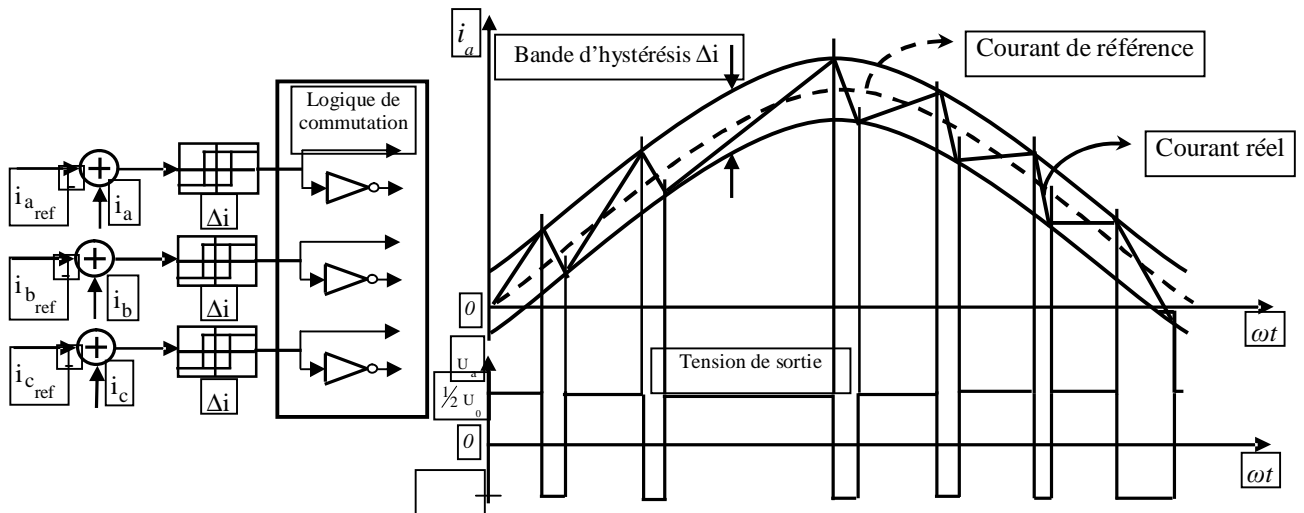


Fig 1.7 illustration de la bande de courant à hystérésis

1.3.4 Contrôle de la tension par modulation de la largeur d'impulsion MLI

Cette technique consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence par un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

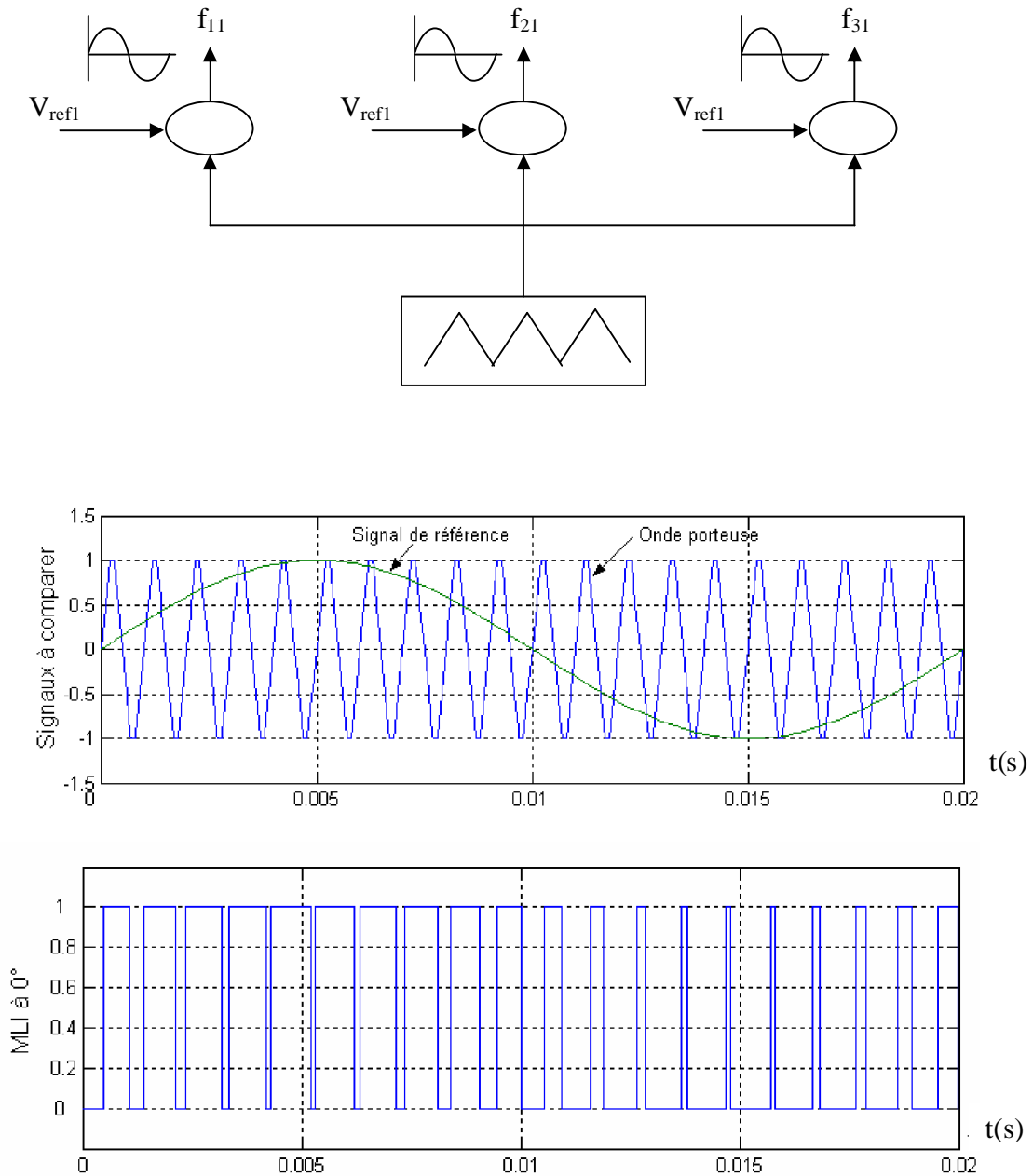


Fig 1.8 principe de la technique MLI

1.3.5 Résultats de simulation de l'association moteur asynchrone convertisseur

La (figure 1.9 a) montre que les résultats de simulation dans le cas d'un démarrage à vide avec une fréquence de commutation de l'ordre de 4kHz sont identique pour la vitesse avec ou sans la présence du convertisseur MLI, on remarque que le système répond sans dépassement avec pratiquement le même temps de réponse. Cependant sur la (figure 1.9 b et c) le couple électromagnétique ainsi que les composantes des courants i_{sa} et i_{sb} engendrent des pulsations qui sont dues aux harmoniques à haute fréquence.

la MLI à l'avantage de réduire sensiblement les harmoniques des courants en augmentant la fréquence de découpage, néanmoins elle risque d'affecter le fonctionnement des interrupteurs, de même elle réalise la mise en forme de la tension ce qui facilite le filtrage.

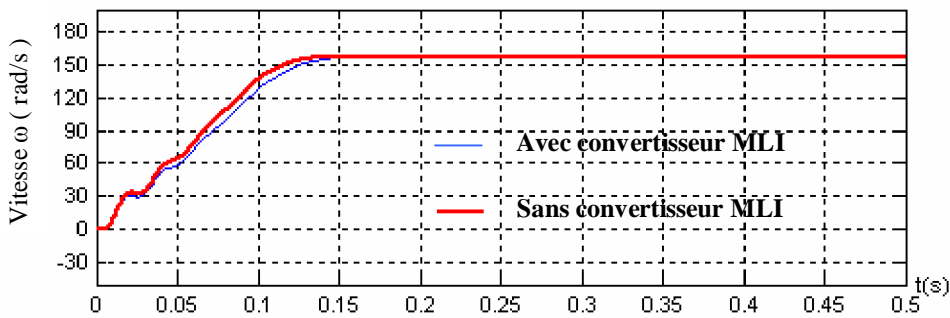


Fig 1.9 Résultats de simulation de la vitesse à vide avec et sans le convertisseur MLI

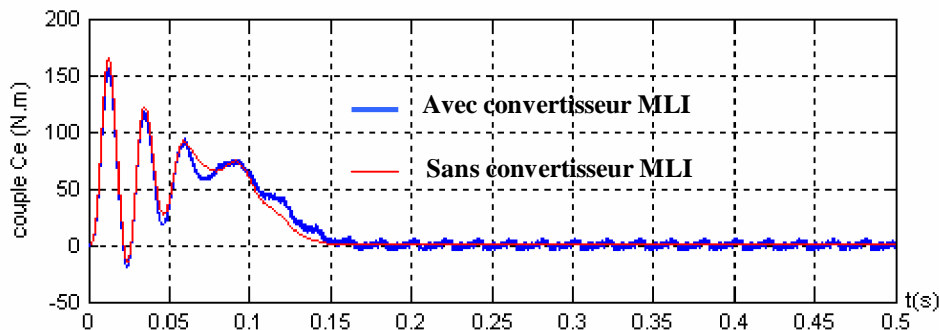


Fig 1.10 Résultats de simulation du couple à vide avec et sans le convertisseur MLI

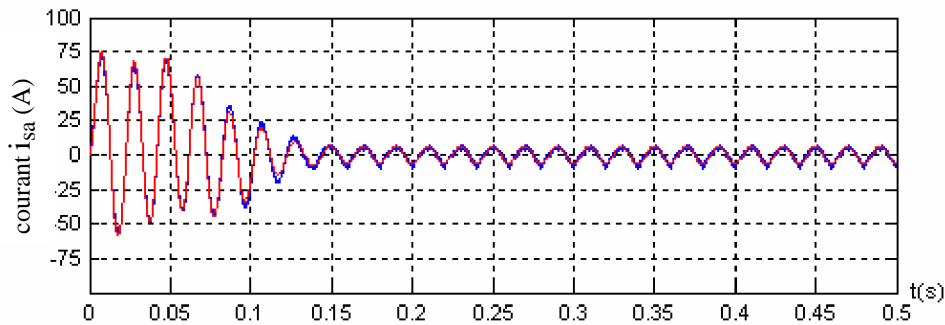
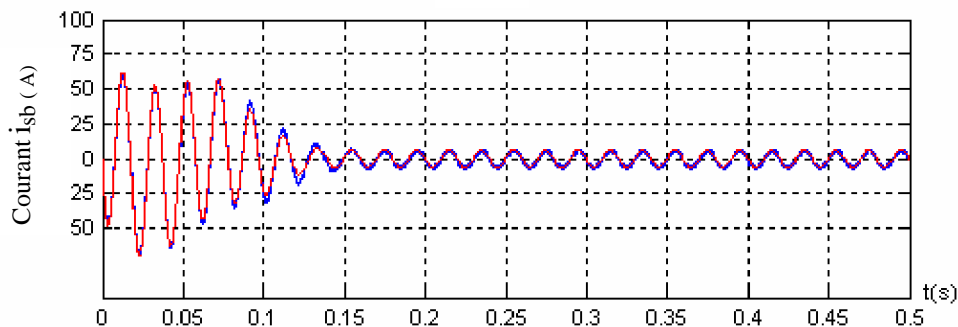
a) courant i_{sa} b) courant i_{sb} 

Fig 1.10 . Résultats de simulation des courant à vide avec et sans le convertisseur MLI

1.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine asynchrone qui a été réduit grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park en une machine biphasée équivalente.

L'alimentation par un convertisseur statique engendre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant. Ainsi le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Cependant Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la commande de la machine asynchrone en utilisant la technique du contrôle directe du couple DTC.

2.1. INTRODUCTION

la commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine, c'est pourquoi on a développé les méthodes de contrôle direct de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones durant les années quatre-vingt par Takahashi et Depenbrock, dans ces méthodes de contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [19]. L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et du bloc de calcul de modulation de tension MLI rend la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique. Cependant, elle présente des problèmes à basse vitesse, la nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple et les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 kHz). Elle présente les avantages suivants: [20], [21].

- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Le contrôle par hystérésis limite la fréquence de commutation de l'onduleur.
- La variation des paramètres de la machine présente une grande robustesse.

Dans ce chapitre on exposera les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées (correcteur à hystérésis) ainsi que la structure générale et la simulation numérique de cette commande

2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Le principe est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs [22].

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.0)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur \bar{V}_S dont deux correspondant au vecteur nul.

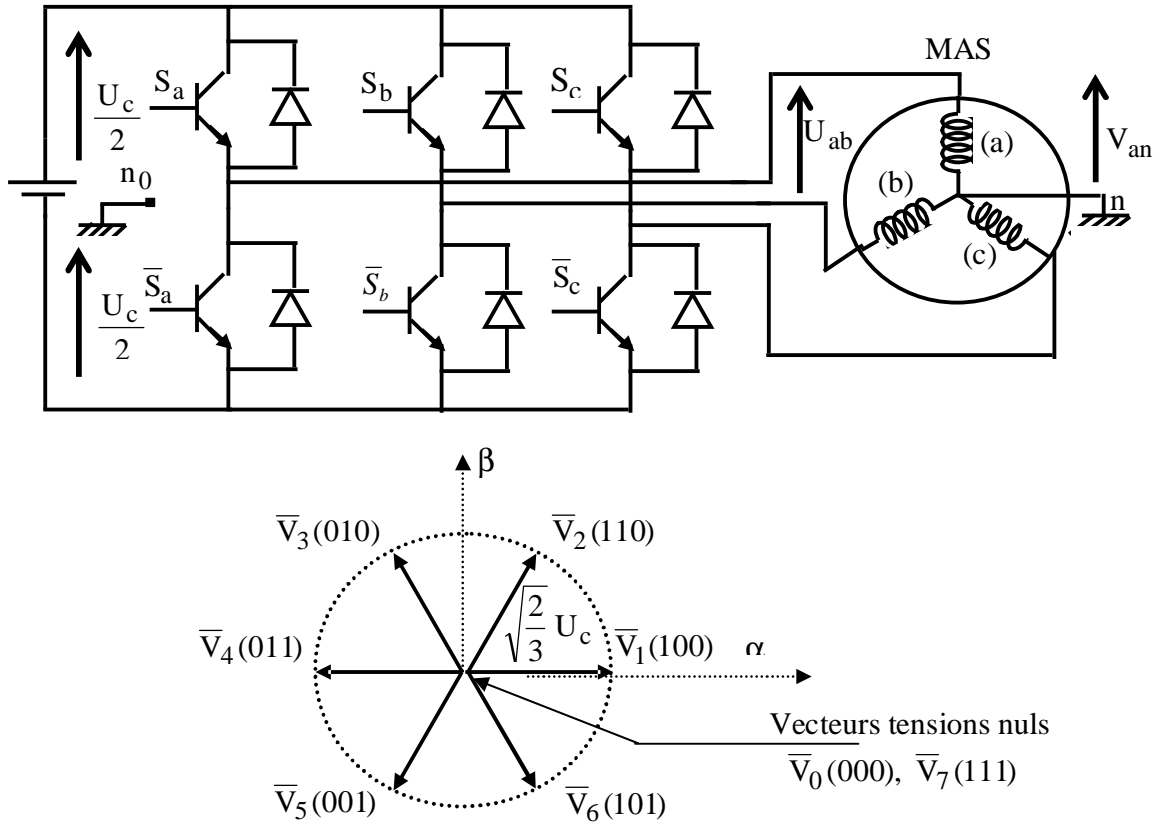


Fig 2.1 Onduleur de tension et vecteurs de tension V_s

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_i non nuls, et des vecteurs nuls \bar{V}_0, \bar{V}_7 . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e)

2.2.1 Le contrôle vectoriel du couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator : [23].

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\sigma \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.1)$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (2.2)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.3)$$

Les équations deviennent :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \delta_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r &= \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \delta_r} \bar{\Phi}_s \end{aligned} \quad (2.4)$$

Ces relations montrent que :

- le vecteur $\bar{\Phi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près.
- Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps $\sigma \delta_r$, le rotor agit comme un filtre de constante de temps $\sigma \delta_r$ entre les flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

De plus $\bar{\Phi}_r$ atteint en régime permanent :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\bar{\Phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma \delta_r} \quad (2.5)$$

En posant $\gamma = (\bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_r)$, le couple s'exprime par :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (2.6)$$

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation T_e est très inférieure à $\sigma\delta_r$.

2.2.2 Le contrôle de flux statorique

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{2.7}$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \tag{2.8}$$

Avec la résistance R_s considéré constante au cours du temps.

Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ comme négligeable devant la tension \bar{V}_s , On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e [24].

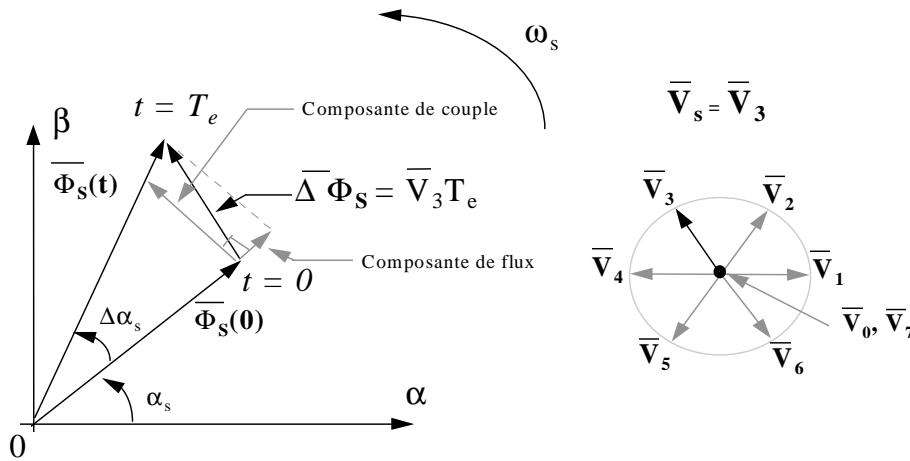


Fig 2.2 Evolution de l'extrémité de Φ_s

2.3 PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

2.3.1 Choix du vecteur tension \bar{V}_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la

variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple.

L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ est décomposé en six zones i, avec $i = [1,6]$, telle que représentée sur la (figure 2).

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants : [25],[26].

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} croît,
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} décroît,
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} croît,
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et Γ_{elm} décroît,
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé.

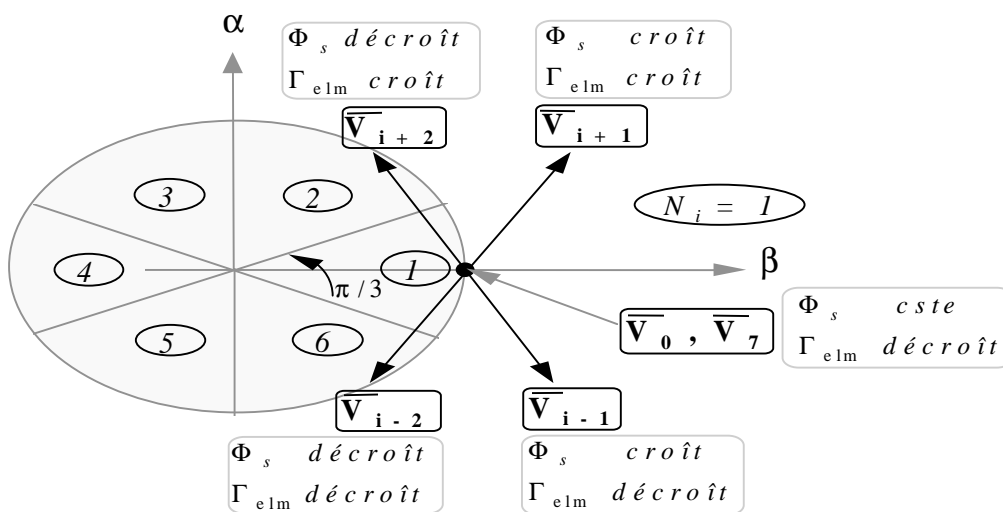


Fig 2.3 Choix du vecteur tension

En début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude Φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Les vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont pas utilisés quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$.

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [27].

2.4 ESTIMATEURS

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [28].

2.4.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine, l'expression du flux statorique s'écrit [29],[30] :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.9)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (2.10)$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s \alpha - R_s I_s \alpha) dt \quad \text{et} \quad \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_s \beta - R_s I_s \beta) dt \quad (2.11)$$

Les calculs sont effectués dans le repère (α, β) auquel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) et des tensions statoriques (déduites de U_0).

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_{s\alpha} + j \cdot \mathbf{I}_{s\beta} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ \mathbf{I}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2.13)$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.14)$$

Le module du flux statorique s'écrit

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.15)$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (2.16)$$

2.4.2 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple Γ_{elm} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{elm} = p \left[\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha} \right] \quad (2.17)$$

2.5 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

2.5.1 Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la (figure 3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à

deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [31].

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [Cflx], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [Cflx=1] ou diminuée [Cflx=0] de façon à maintenir :

$$\left| (\Phi_s)_{\text{ref}} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s \quad (2.18)$$

Avec : $(\Phi_s)_{\text{ref}}$ est le flux de référence, $\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

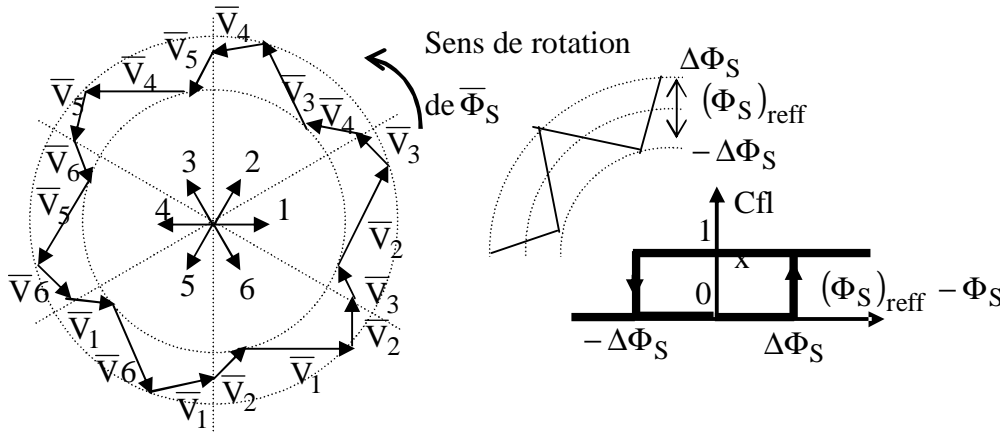


Fig 2.4 Correcteur de flux à hystérésis

2.5.2. Le correcteur du couple

Le correcteur de couple à pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$\left| (\Gamma_{\text{elm}})_{\text{ref}} - \Gamma_{\text{elm}} \right| \leq \Delta\Gamma_{\text{elm}} \quad (2.19)$$

Avec : $(\Gamma_{\text{elm}})_{\text{ref}}$ est le couple de référence et $\Delta\Gamma_{\text{elm}}$ est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [32], [33].

Deux solutions sont à envisager

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux

2.5.3 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilise pour le contrôle du module de $\bar{\Phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnes pour faire évoluer le flux $\bar{\Phi}_s$. par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalise par la sélection des vecteurs nuls [34].

2.5.4 Le correcteur à trois niveaux

Dans notre étude on a utilisée un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne Ccpl (Figure5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl=1) pour une consigne positive et (Ccpl = -1) pour une consigne négative, ou diminuée (Ccpl = 0)

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\overline{\Phi}_s$), on applique les vecteurs \overline{V}_{i-1} ou \overline{V}_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\overline{\Phi}_r$ rattrapera très vite le flux $\overline{\Phi}_s$ sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de $\overline{\Phi}_s$) [35].

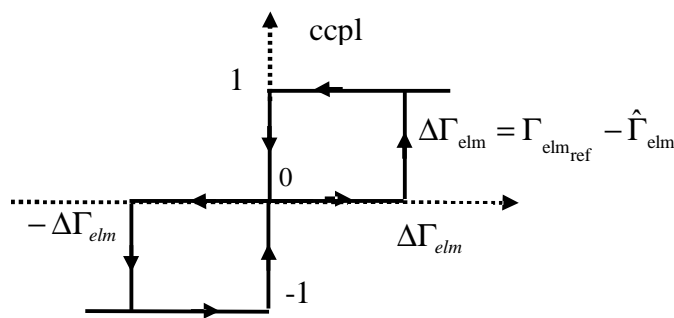


Fig 2.5 Correcteur de couple à trois niveaux

2.6 STRATEGIE DE COMMANDE DTC PAR LA METHODE DE TAKAHASHI

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [36] :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$),
- à chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase,
- on reconstitue les composantes du vecteur flux stator,
- l'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes,
- l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (cflx) à deux niveaux,
- l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (ccpl) afin de minimiser

la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux,

-Le choix de l'état de l'onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl) et de la zone de la position de flux Φ_s .

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur [37].

| | | | | | | |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Cflx | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| Ccpl | 1 | 0 | -1 | 1 | 0 | -1 |
| S_1 | V_2 | V_7 | V_6 | V_3 | V_0 | V_5 |
| S_2 | V_3 | V_0 | V_1 | V_4 | V_7 | V_6 |
| S_3 | V_4 | V_7 | V_2 | V_5 | V_0 | V_1 |
| S_4 | V_5 | V_0 | V_3 | V_6 | V_7 | V_2 |
| S_5 | V_6 | V_7 | V_4 | V_1 | V_0 | V_3 |
| S_6 | V_1 | V_0 | V_5 | V_2 | V_7 | V_4 |

Table 2.1 Table de commutation de la structure de la DTC

2.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE

La structure du contrôle direct du couple est représenté comme suit [38]:

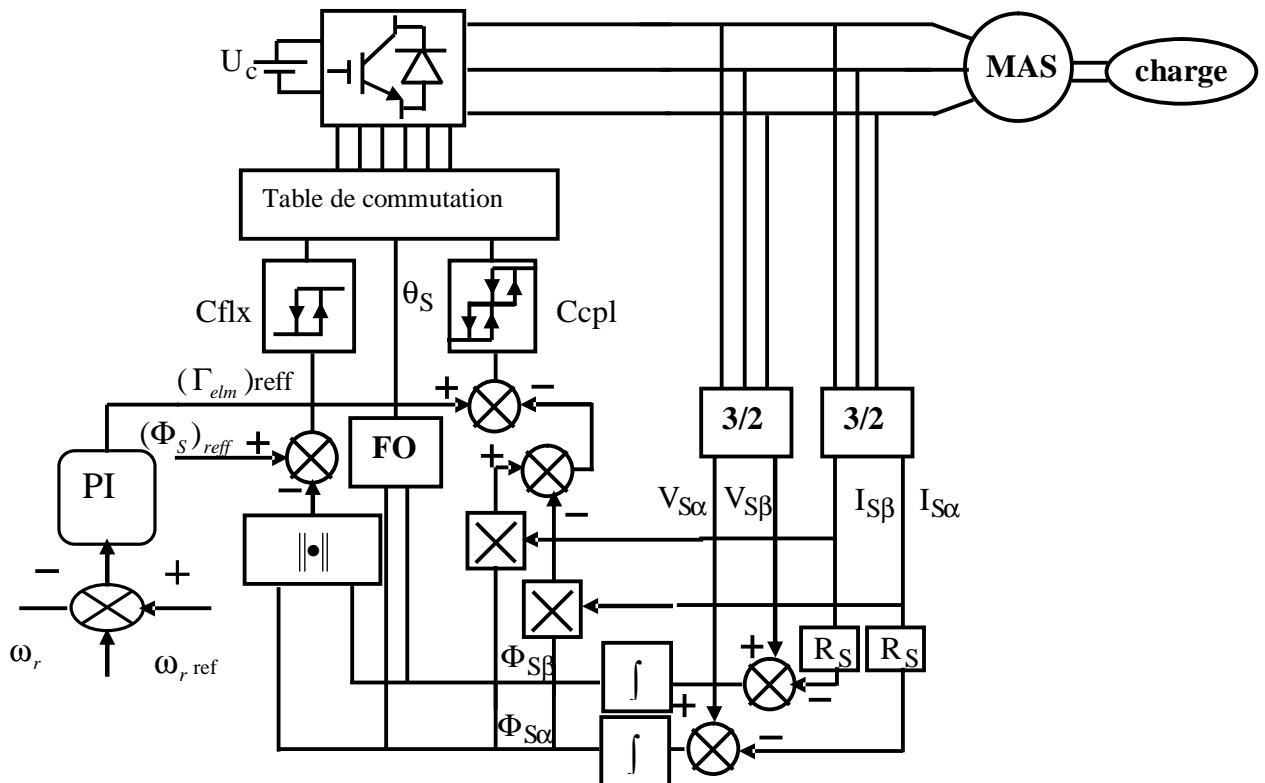


Fig 2.6 Structure générale du contrôle direct du couple avec un PI

Par analogie avec une machine à courant continu avec boucle de courant, la machine asynchrone avec commande DTC peut être modélisée par un système linéaire (autour d'un point de fonctionnement) ayant comme entrée la référence couple et comme sortie la vitesse.

La boucle de régulation de vitesse comprend un régulateur PI classique dont la détermination des paramètres est illustrée dans l'annexe B.

2.8 SCHEMA DE SIMULATION

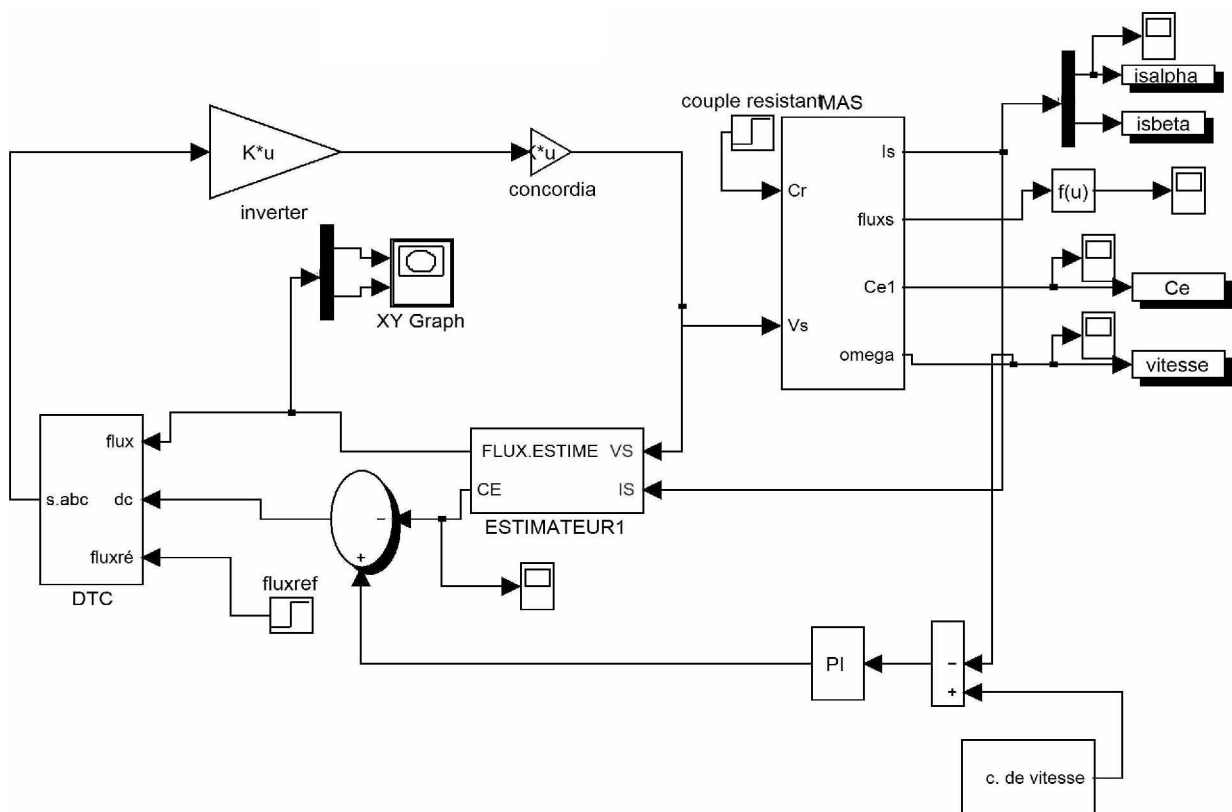


Fig 2.7 Schéma bloc de simulation

2.9 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe A et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à $\pm 0.25 \text{ Nm}$, et celle du comparateur de flux à $\pm 0.05 \text{ Wb}$.

$\Gamma_{\text{elm}(ref)}$ est récupéré à la sortie d'un PI, $\Phi_{sref} = 1,13 \text{ wb}$.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle directe du couple de la machine asynchrone par un PI classique, on a simulé trois régimes transitoires : un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant $t=0.5s$ puis l'introduction de deux couples de charges aux instants $t=0.3s$ et $t=0.6s$ et une inversion du sens de rotation de la vitesse à $t=0.5s$, et enfin on a testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres clés de la machine qui sont la résistance statorique R_s et le moment d'inertie J .

2.9.1 Démarrage à vide

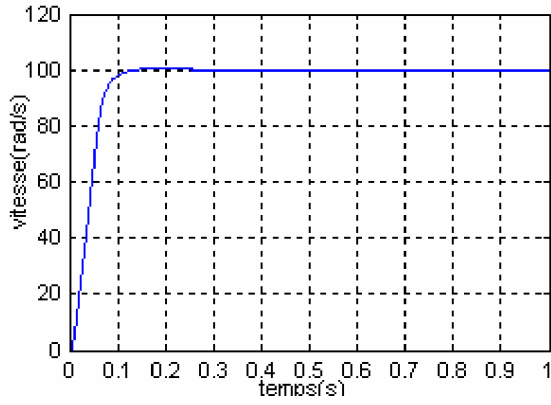
On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone avec contrôle directe du couple DTC schématisé par la (figure 6.2), lors d'un démarrage à vide avec $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$.

La (figure 2.8) montre les performances de la régulation, on note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps $t=0.0492s$. En effet pour le premier ordre le régime permanent est considéré atteint à 63% de la vitesse nominale.

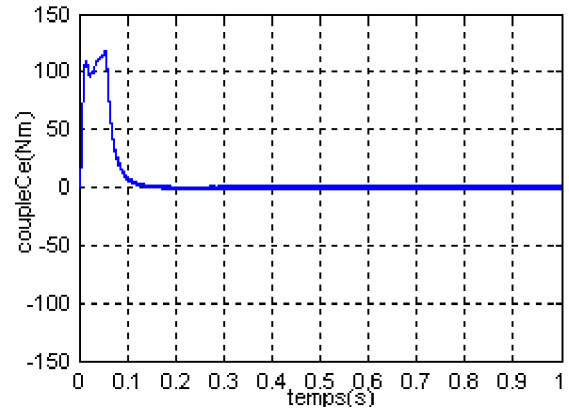
Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales. Les composantes en tension quant, à elles, sont déterminées à partir de la tension continue issue du redresseur de tension, des ordres de commande $S_{a,b,c}$, et de la transformation de Concordia, ont donc des formes d'ondes d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

Par ailleurs la (figure 2.8) présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) . La valeur de référence du flux est, dans ce cas égale à 1.13 wb . Lors du démarrage, nous observons des ondulations qui sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

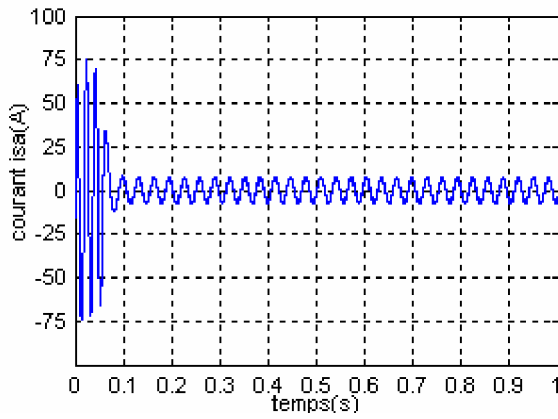
En ce qui concerne le couple, on remarque qu'au démarrage il atteint un pic et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.



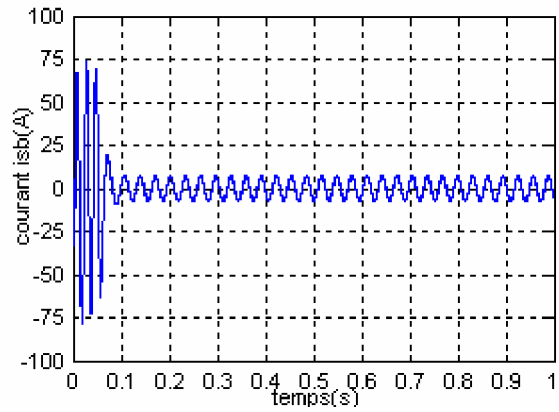
Réponse de la vitesse ω



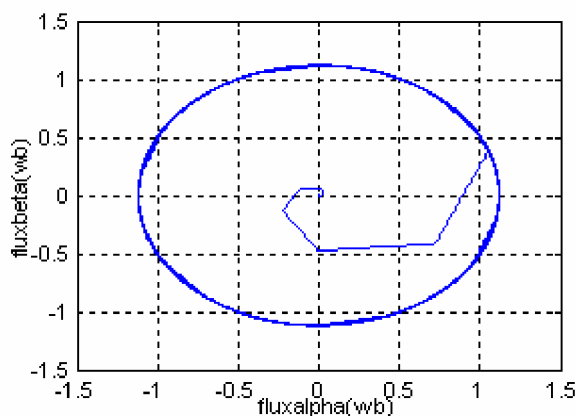
Réponse du couple C_e



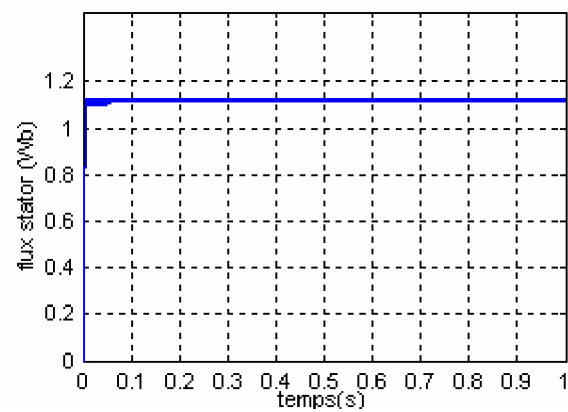
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)



Réponse du module du flux statorique Φ_s

Fig 2.8 Réponse du système à vide

2.9.2 Introduction du couple de charge

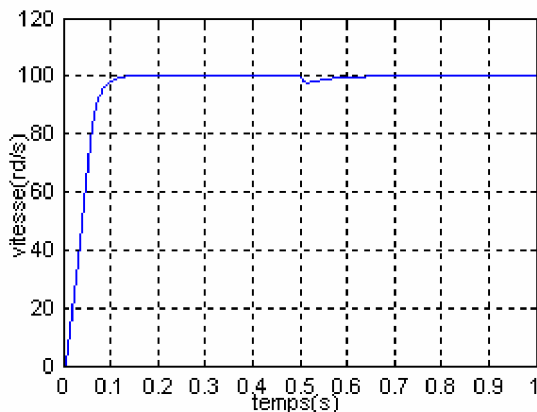
L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 25N.m à l'instant $t=0.5s$ après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine, est montré à la (figure2.9).

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis à vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse. De même on constate sur la (figure2.10) l'apparition des deux rejets de perturbations aux instants $t=0.3s$ et $t=0.6s$ correspondant respectivement aux couples de charges de 25N.m et -25N.m.

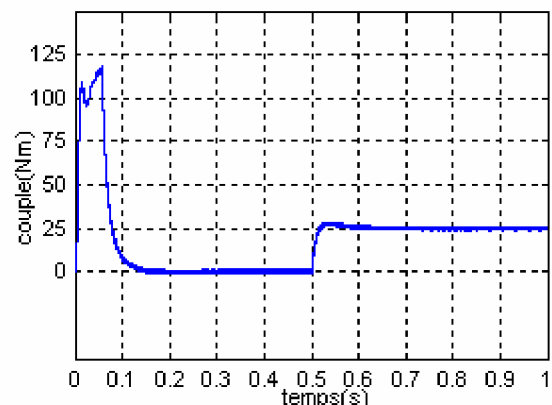
A travers cette simulation, nous constatons aussi à partir de la (figure2.9) et la (figure2.10) que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant $t=0.5s$ suite à l'application du couple de charge.

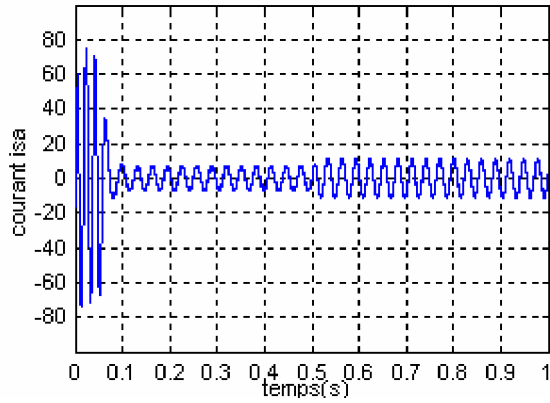
La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge.



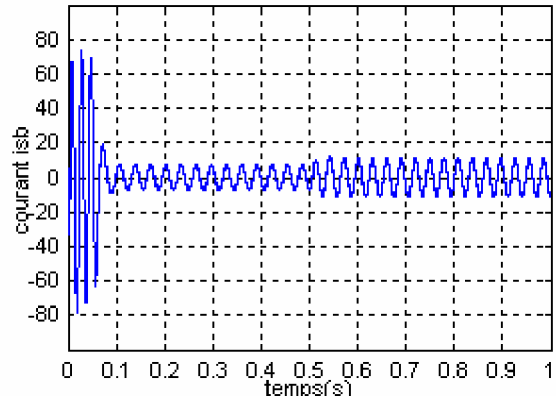
Réponse de la vitesse ω



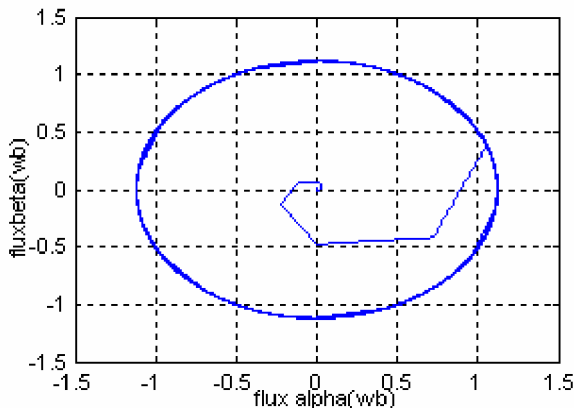
Réponse du couple C_e



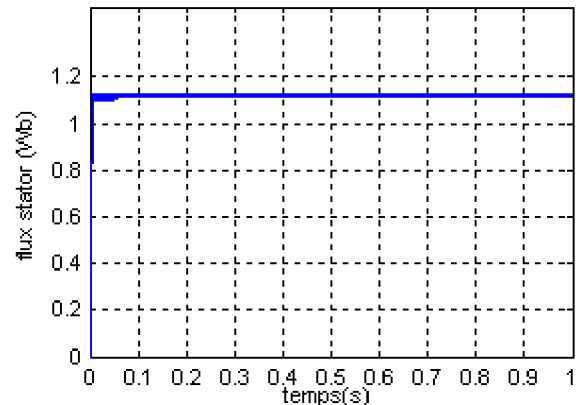
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}

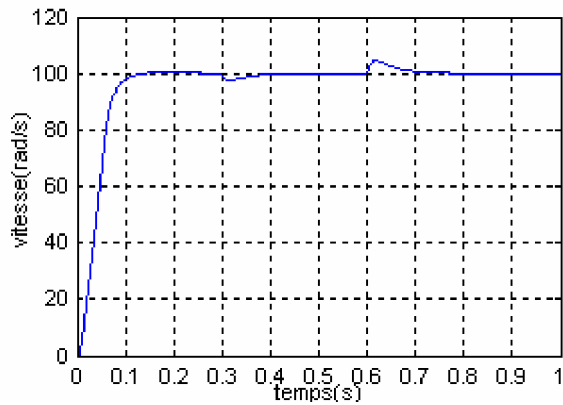


Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

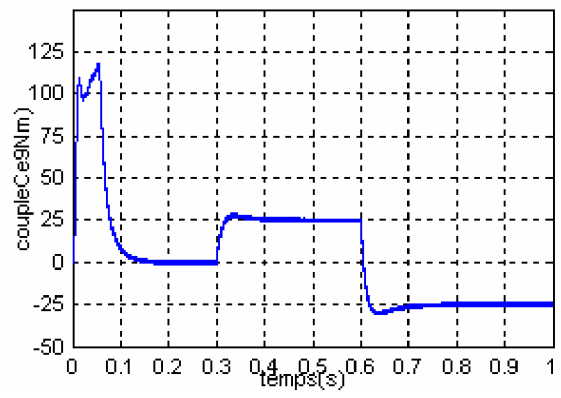


Réponse du module du flux statorique Φ_s

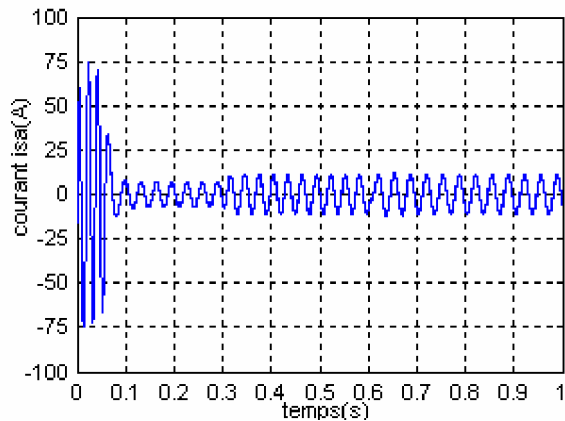
Fig 2.9 Réponse du système pour un échelon de consigne de 25Nm à l'instant $t=0.5s$



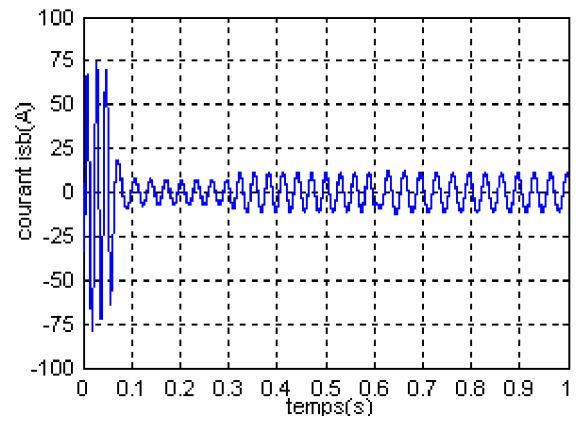
Réponse de la vitesse ω



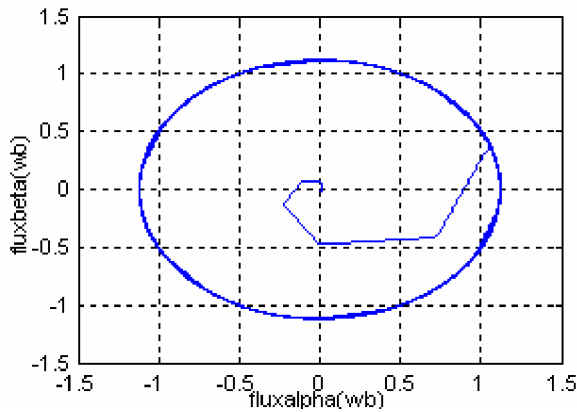
Réponse du couple C_e



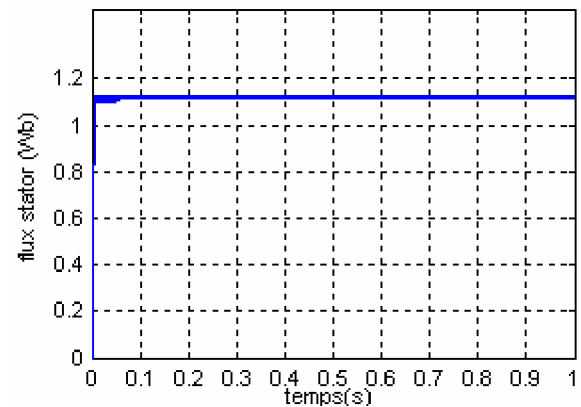
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

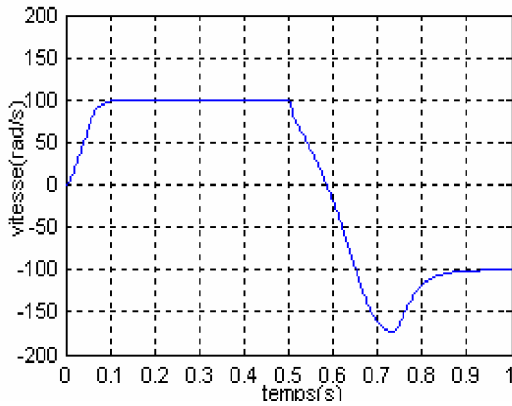


Réponse du module du flux statorique Φ_s

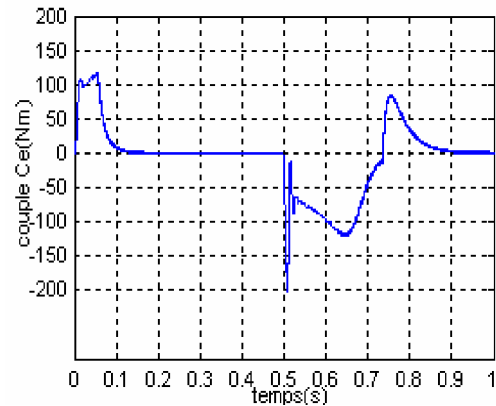
Fig 2.10 réponse du système pour deux consignes de 25Nm à $t=0.3s$ et de -25Nm à $t=0.6s$

2.9.3 Inversion du sens de rotation

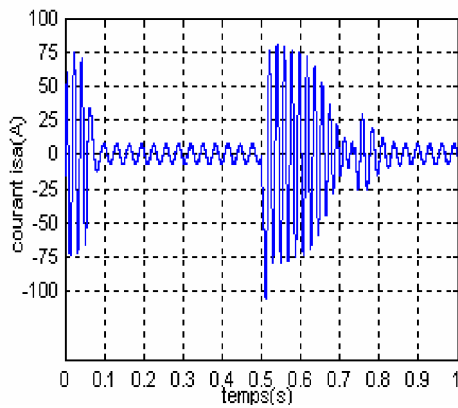
Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de -100 rad/s à 100rad/s à l'instant $t=0.5s$ après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la (figure2.11) que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande de contrôle.



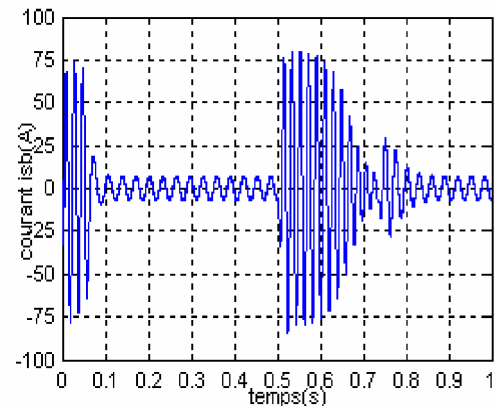
Réponse de la vitesse ω



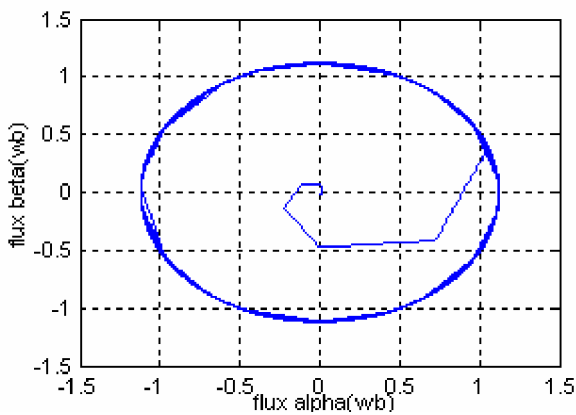
Réponse du couple C_e



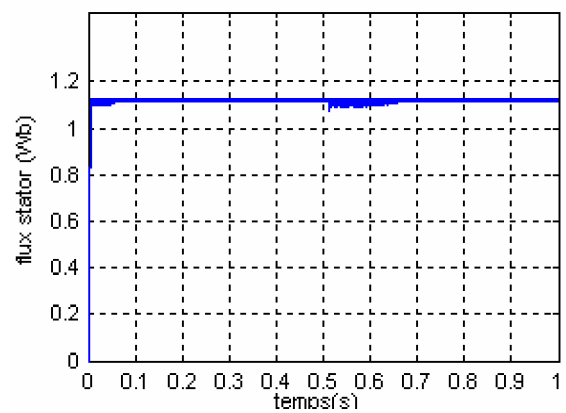
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)



Réponse du module du flux statorique Φ_s

Fig 2.11 réponse du système pour une inversion de vitesse de -100rd/s à $t=0.5\text{s}$

2.10 ROBUSTESSE VIS À VIS DES VARIATIONS PARAMETRIQUES

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d'une machine asynchrone avec DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir [24],[25].

- l'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- l'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le facteur de frottement...etc.

Pour ce faire, les performances de cette commande ont été établies par simulation pour le cas de la variation respective de la résistance statorique et de la variation du moment d'inertie de l'ordre de 100%.

2.10.1 Variation de la résistance statorique

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux.

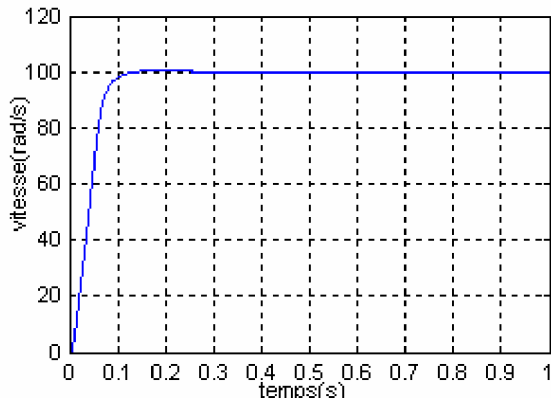
Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs, [3].

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour une augmentation de +100% de la résistance statorique nominale. On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique lors du démarrage entre les instants $t=0s$ et $t=0.75s$, de même on constate clairement lors de la réponse du flux statorique dans le plan (α, β) de la (figure 2.9), la déformation de la trajectoire d'extrémité du flux. En effet, lorsque la bande d'hystérésis de flux augmente, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue.

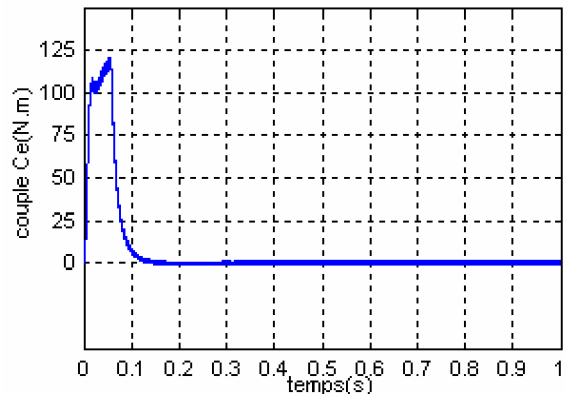
Les phénomènes d'ondulations relevés sur la progression du flux statorique sont dus à un décalage entre la force électromotrice E_s et le vecteur tension statorique V_{i+1} , correspondant à une zone $N=i$, sélectionné par les commandes en sortie de l'onduleur, ce décalage est fonction de la grandeur du terme résistif $R_s i_s$. L'extrémité du flux se déplace en réalité avec la pente

$\frac{d\Phi_s}{dt} = V_s - R_s i_s = E_s$, où E_s est la force électromotrice ce qui explique le fait qu'en début de la

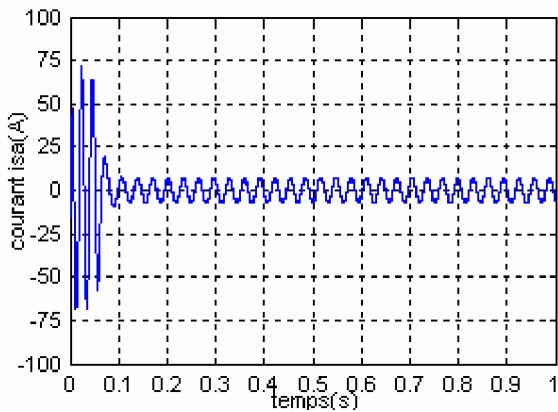
zone $N=i$, l'extrémité du vecteur flux statorique suit la variation de E_s . On note que l'amplitude du flux Φ_s progresse en ondulant chacune de ces ondulations correspondant à une zone de position N du vecteur flux ce qui entraîne un retard dans l'établissement de ce dernier. Les effets d'oscillation sont donc bien prononcés en début de la zone.



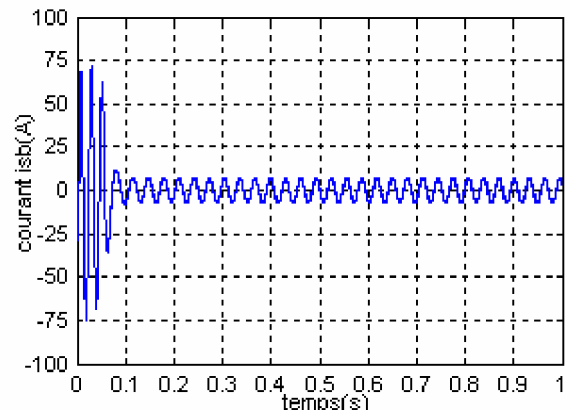
Réponse de la vitesse ω



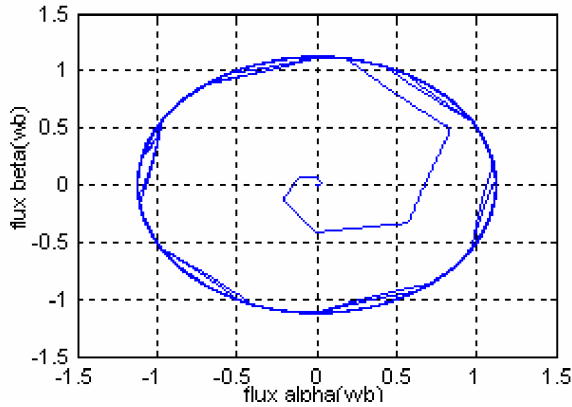
Réponse du couple C_e



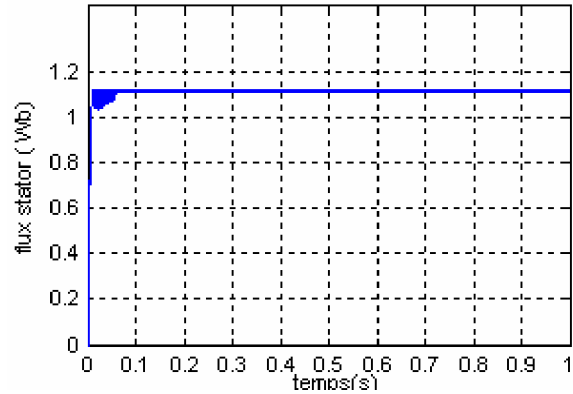
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

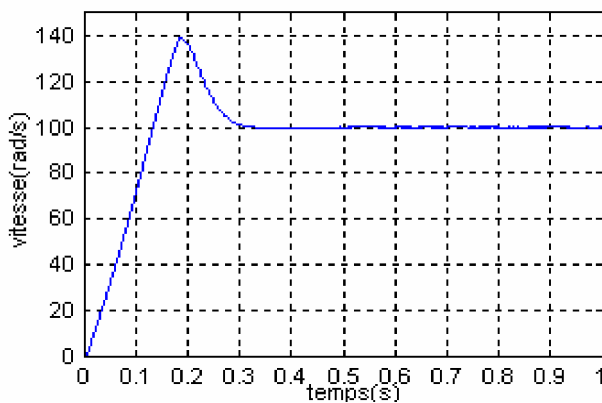


Réponse du module du flux statorique Φ_s

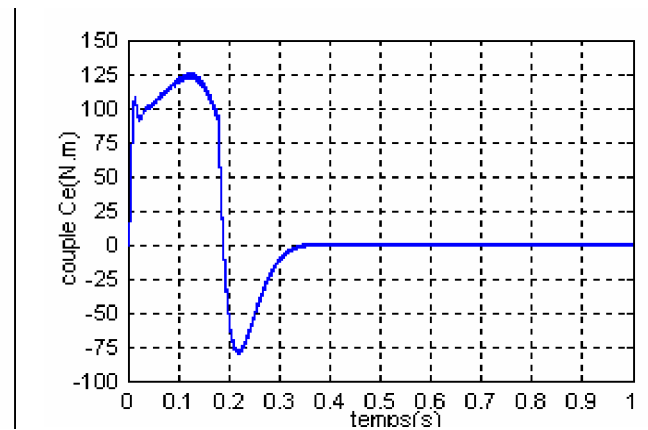
Fig 2.11 réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 100%

2.10.2 Variation du moment d'inertie

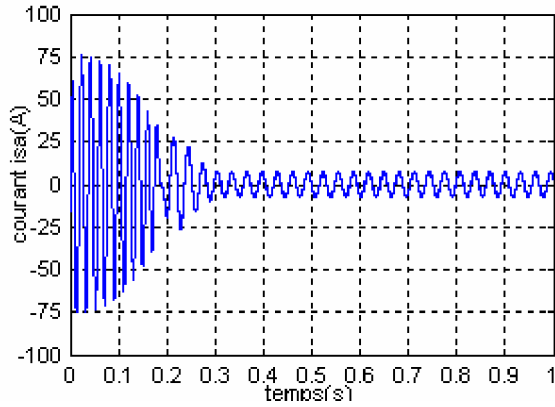
On constate d'après les résultats de simulation de la (figure2.12) qu'une augmentation de l'ordre de 100% de la valeur du moment d'inertie peut provoquer une dégradation importante des performances de la commande. En effet on note une réponse de vitesse avec un temps prolongé et un dépassement flagrant, quant au couple on remarque que son établissement s'effectue après un temps et un dépassement considérable.



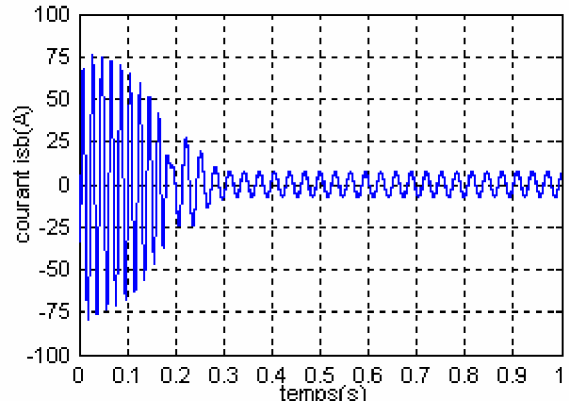
Réponse de la vitesse ω



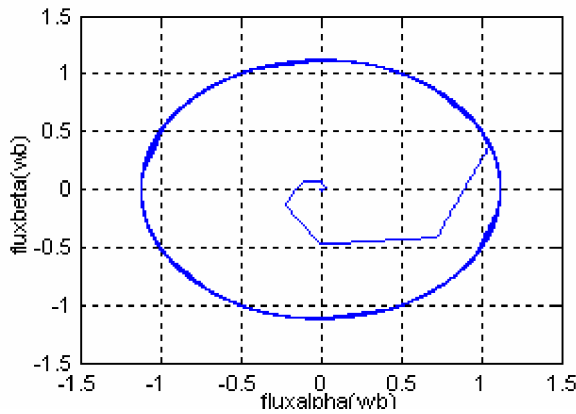
Réponse du couple C_e



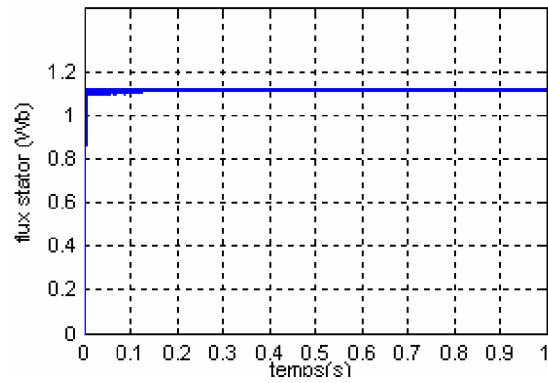
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)



Réponse du module du flux statorique Φ_s

Fig 2.12 Réponse du système lors de variation du moment d'inertie de 100%

2.11 INFLUENCE DE LA FREQUENCE D'ÉCHANTILLONAGE

La fréquence d'échantillonnage doit être élevée et associée à la borne supérieure de la fréquence de commutation de l'onduleur qui est généralement limité par d'autres paramètres. Cependant pour simplifier notre étude on considère la vitesse de rotation constante.

2.12 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC).cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur .cette méthode apporte donc une solution concrète aux problèmes de dynamique et de robustesse rencontrés dans les autres structures de contrôle telle que la commande vectorielle.

Néanmoins cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point présente deux problèmes majeurs qui sont :

- l'absence de maîtrise des harmoniques de couple provoquant la variation de la qualité acoustique.
- l'apparition de couples pulsatoires entraînant un vieillissement précoce du moteur.

Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple observe un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système.

Pour palier à ces problèmes, la solution qu'on a envisagée consiste à utiliser un système de commande avec la technique de la logique floue.

3.1 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 [39]. Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, ou nous mettons le point sur [40][41] :

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

3.2 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[42].

La logique floue (fuzzy logic) 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[43].

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[44].

3.3 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE

Au cours des années soixante dix, différentes équipes de recherche ont contribué à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sédai (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce[45].

3.4 ENSEMBLE FLOU 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 [46].

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.

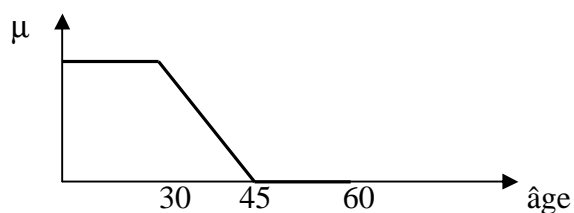


Fig 3.1 fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou jeune

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

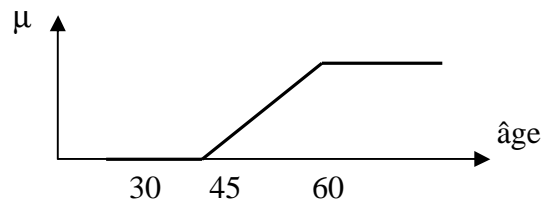


Fig 3.2 fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux

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.

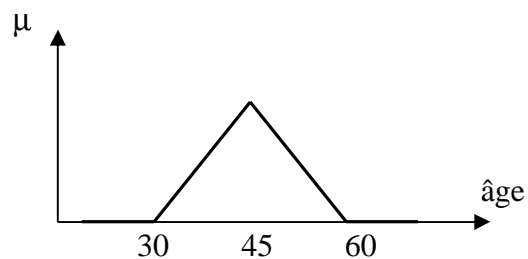


Fig 3.3 Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou moyen

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 $\mu = 0.60$.

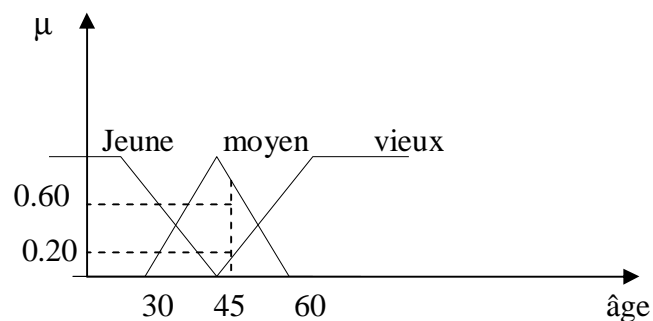


Fig 3.4 Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge

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

3.5 DIFFERENTES 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 3.5). 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.

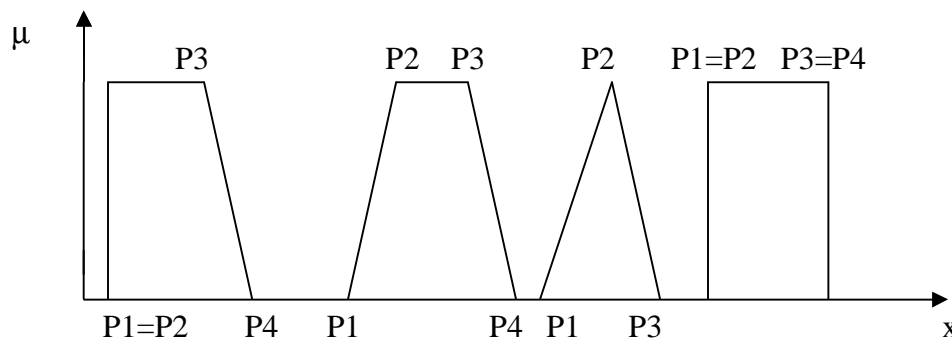


Fig 3.5 Fonctions d'appartenance de formes trapézoïdales et triangulaires

Les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser (figure 3.6).

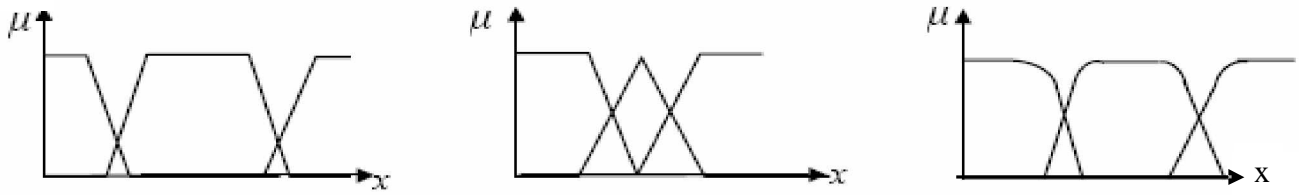


Fig 3.6 différentes formes de fonctions d'appartenance

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 3.7).

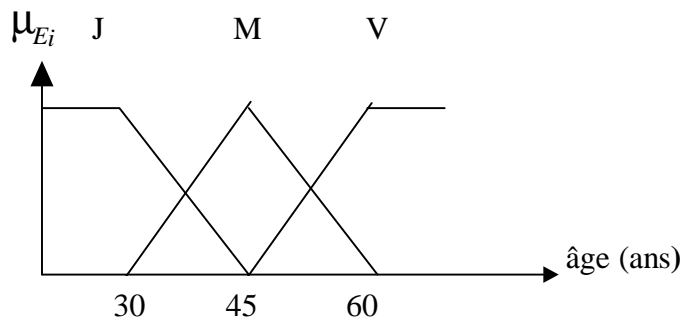


Fig 3.7 fonctions d'appartenance avec trois ensembles flous pour la variable linguistique (âge)

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 (figure3.8), l' âge étant normalisée.

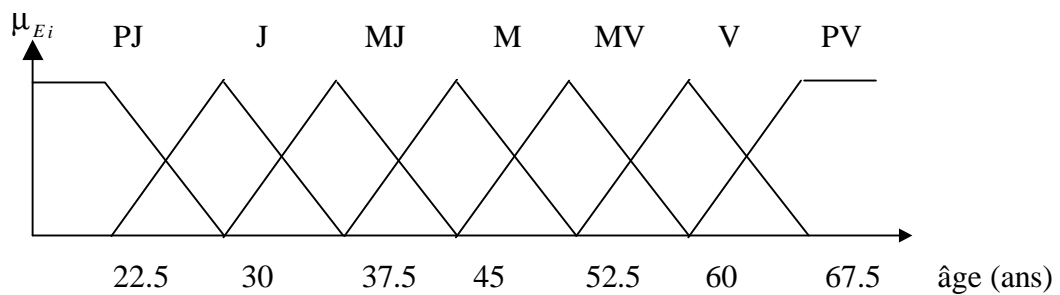


Fig 3.8 Fonctions d'appartenance avec sept ensembles flous pour la variable linguistique(âge)

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.

3.6 OPERATEURS 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

$$c = \bar{a} = \text{NON}(a) \quad (3.1)$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (3.2)$$

- Opérateur ET

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

$$c = a \cap b \quad (3.3)$$

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

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (3.4)$$

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 :

$$c = a \cup b \quad (3.5)$$

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.

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\} \quad (3.6)$$

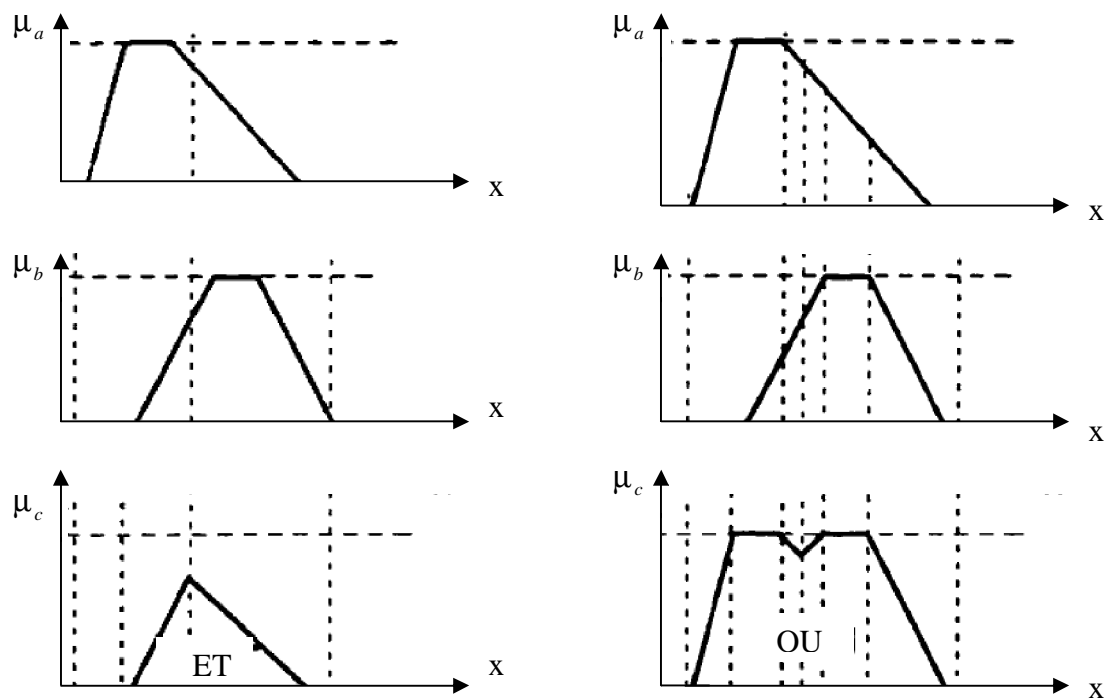


fig 3.7 opérateurs ET et OU

- Autres réalisations pour les opérateurs ET et OU

a) Par opérations arithmétique

* ET = opérateur produit

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \tag{3.7}$$

* OU = opérateur somme

$$\mu_c(x) = \frac{\mu_a(x) + \mu_b(x)}{2} \tag{3.8}$$

b) Par opérations combinées

* ET flou

$$\mu_c(x) = \gamma[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2}[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \tag{3.9}$$

Avec le facteur

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

* OU flou

$$\mu_c(x) = \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (3.10)$$

- opérateurs min-max

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\gamma) \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (3.11)$$

- opérateur γ

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \cdot (1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)])^\gamma \quad (3.12)$$

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 dire, la logique floue est une extension de la logique classique.

3.7 INFERENCE A PLUSIEURS REGLES 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.[47][48].

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 }

3.8 REGULATEUR 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[49].

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

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

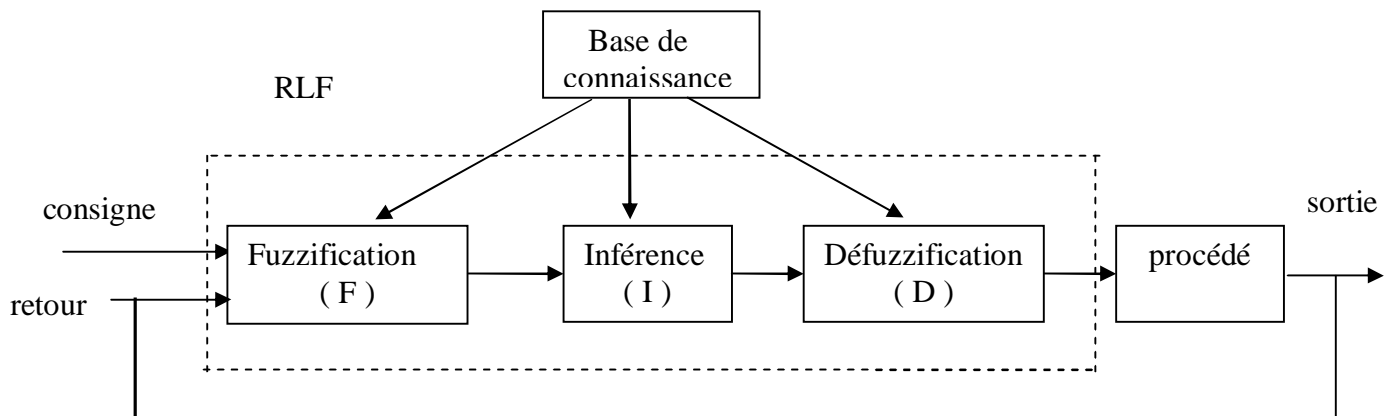


Fig 3.8 Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

- 1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.

2) Le bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du régulateur flou.

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 :

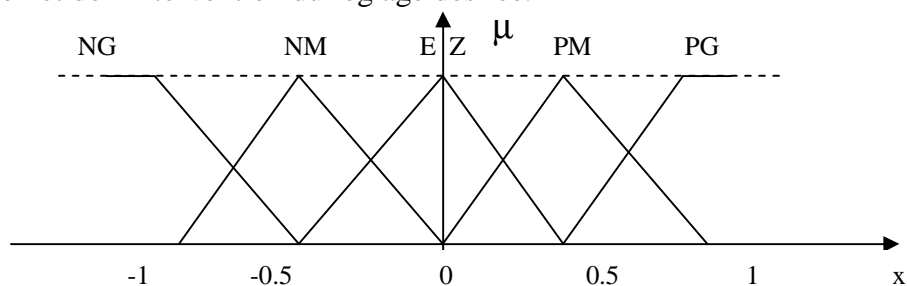
- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

3.8.1. Fuzzification

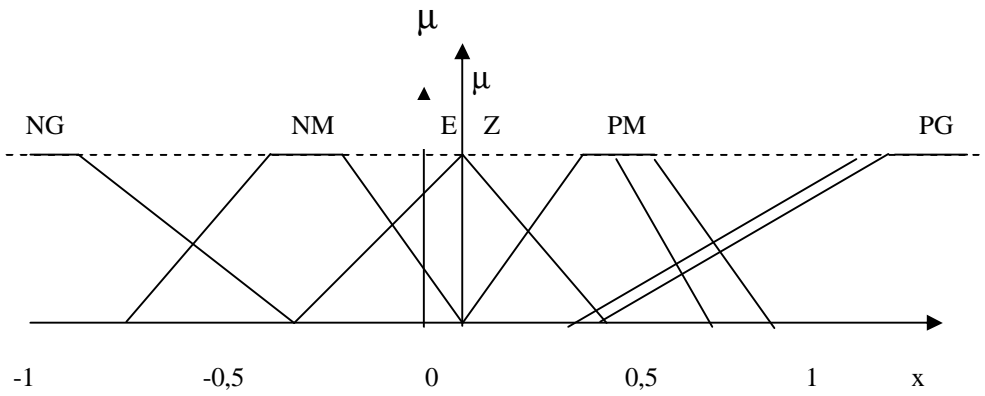
Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurés à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes (figure 3.9). il faut éviter les chevauchements (figure 3.10.a) et les lacunes (fig3.10.b) entre les fonctions d'appartenances de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage[50].

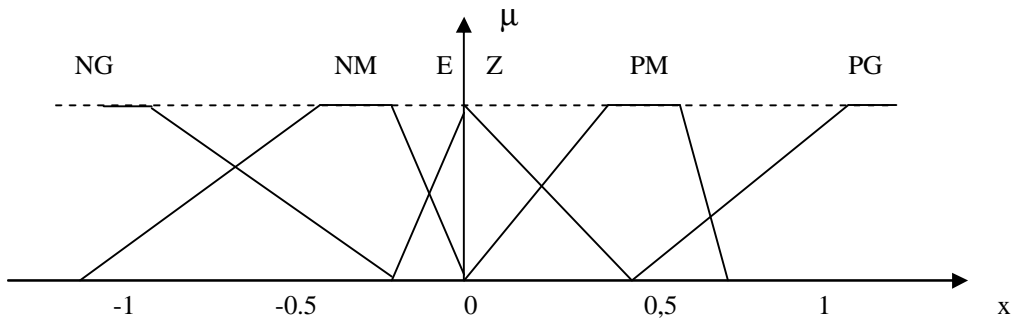
En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.



a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes

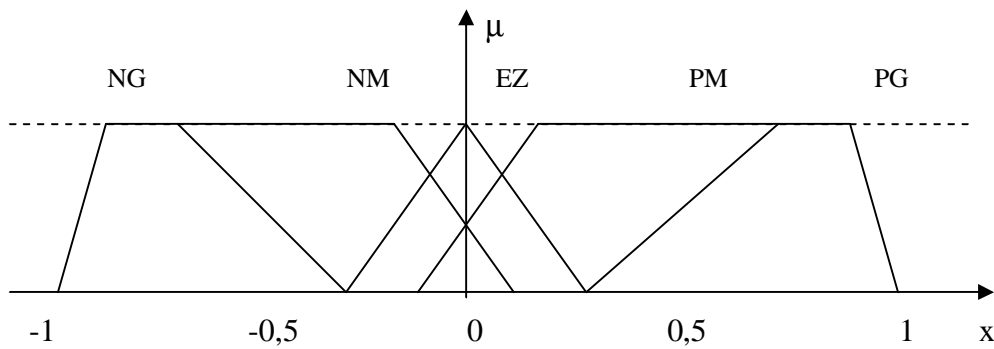


b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes

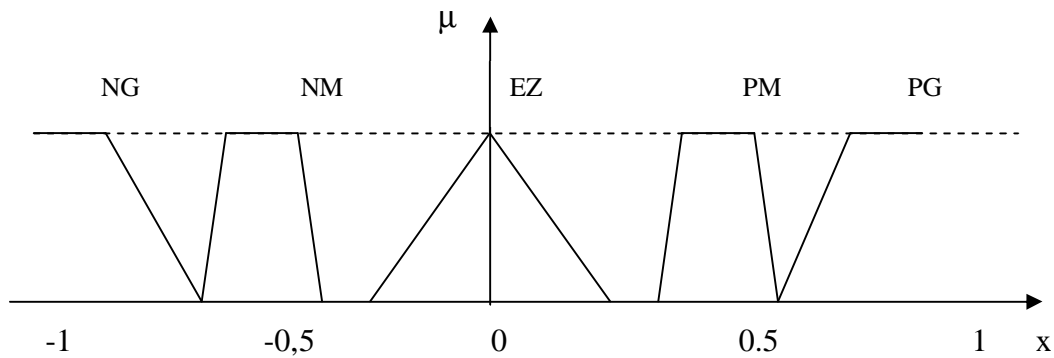


c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Fig 3.9 Différentes formes de fonctions d'appartenances



a. Formes avec chevauchement très important



b. Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

Fig 3.10 Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrées

3.8.2 Inférences (déductions floues)

Les inférences lient les grandeurs mesurées (transformées en variable linguistique) 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[51] :

- 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).

3.8.3. 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 composé de deux règles :

$x_r : =$ si (x_1 PG ET x_2 EZ), ALORS $x_r : =$ EZ OU

si (x_1 EZ OU x_2 NG), ALORS $x_r : =$ NG

La première condition (x_1 PG ET x_2 EZ) implique pour $x_1=0,44$ un facteur d'appartenance $\mu_{PG}(x_1 = 0,44) = 0,67$ et pour $x_2 = -0,67$ un facteur d'appartenance $\mu_{EZ}(x_2 = -0,67) = 0,33$. La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance $\mu_{c1} = 0,33$ à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance $\mu_{EZ}(x_r)$ 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 $\mu_{R1}(x_r)$ pour la variable de sortie x_r est mise en évidence par un trait renforcé sur la (figure 3.11)

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

La fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$ s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles $\mu_{R1}(x_r)$ et $\mu_{R2}(x_r)$. Puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la (figure 3.11).

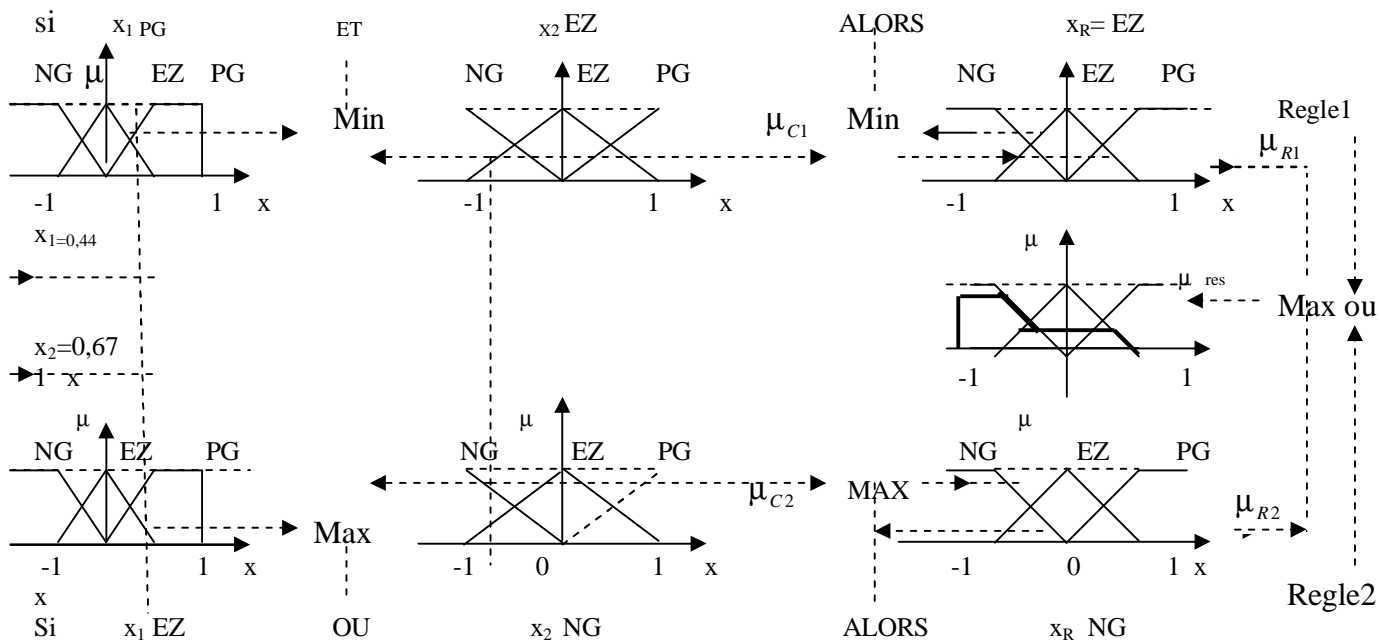


Fig 3.11 Méthodes d'inférences Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles

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

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

$$\mu_{R_i}(x_r) = \mu_{c_i} \cdot \mu_{0_i}(x_r) \quad (3.13)$$

- Pour la méthode d'inférence Max-Min

$$\mu_{R_i}(x_r) = \text{Min}[\mu_{c_i}, \mu_{0_i}(x)] \quad \text{avec } i=0,1,\dots,m. \quad (3.14)$$

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

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

$$\mu_{R_{e.s}}(x_r) = \text{Max}[\mu_{R_1}(x_r), \mu_{R_2}(x_r), \dots, \mu_{R_m}(x_r)] \quad (3.15)$$

- Pour la méthode d'inférence Somme-prod

$$\mu_{R_{e.s}}(x_r) = [\mu_{R_1}(x_r) + \mu_{R_2}(x_r) + \dots + \mu_{R_m}(x_r)] / m \quad (3.16)$$

3.8.4 Defuzzification

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.

1) Défuzzification par centre de gravité

Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{R_{e.s}}(x_r)$.

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 :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{c_i} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{c_i} S_i} \quad (3.17)$$

Avec :
$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{0i}(x_r) dx_r \quad (3.18)$$

Et :
$$x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{0i}(x_r) dx_r \quad (3.19)$$

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

elle est donnée par la relation suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum \mu_{CE} S_E} \quad (3.20)$$

Avec :
$$\mu_{CE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CE} \quad \text{pour la méthode Somme-prod} \quad (3.21)$$

Et :
$$\mu_{CE} = \text{Max}[\mu_{CEi}] \quad \text{pour la méthode Max-Min et Max-prod} \quad (3.22)$$

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 :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^*}{\sum \mu_{CE}} \quad (3.23)$$

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 comprises entre deux valeurs x_{r1} et x_{r2} (figure 3.12).

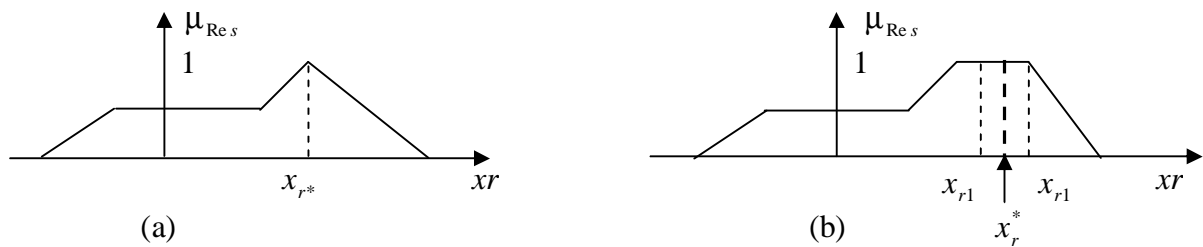


Fig 3.12 Defuzzification par valeur maximale

Cette méthode a pour avantage la possibilité de générer une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance, et ainsi donc d'éviter l'indétermination pour la méthode par valeur maximale. Cependant le saut du signal de sortie

si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre provoque un mauvais comportement du réglage du circuit.

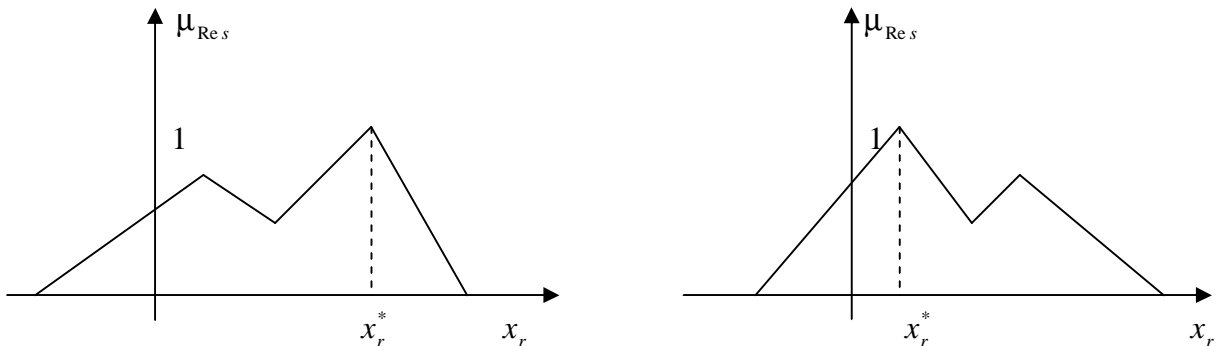


Fig 3.13 Defuzzification par la valeur moyenne des maxima

3.9 AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages qui sont[52] :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable);
- la possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus;
- la maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser);
- l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).

Les inconvénients de la commande par logique floue sont :

- le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification);
- l'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile);
- l'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable);
- la possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire;
- la cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

En tout cas, on peut confirmer que le réglage par logique floue présente une solution valable par rapport aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de

recherche sur le plan théorique. Ainsi, il est possible de combler quelques lacunes actuelles, comme le manque de directives pour la conception et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité en l'absence d'un modèle valable.

4.1 INTRODUCTION

Les intérêts de l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone malgré qu'il est possible de la modéliser par l'utilisation des équations d'état se résument comme suit :

- la machine asynchrone est un procédé fortement non linéaire. Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances au système non linéaire à régler par rapport à celles d'un régulateur conventionnel. Le RLF est un régulateur non linéaire, nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance;
- l'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).

4.2 ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE

La boucle de commande de vitesse de la machine asynchrone est illustrée selon la configuration générale suivante [53] :

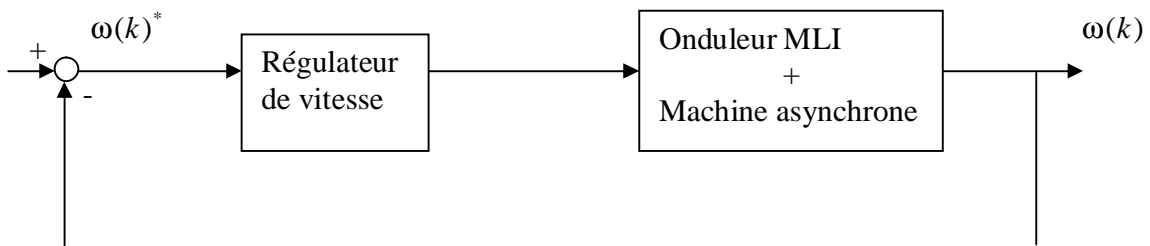


Fig 4.1 configuration de la boucle de vitesse

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse du système en boucle fermée de vitesse à la suite d'un changement de la consigne ou de la charge.

La (figure 4.2) montre un exemple avec la réponse typique à un échelon de consigne, où on peut distinguer 4 régions : montée, dépassement, amortissement et région de régime permanent. Nous pouvons facilement déduire de cette réponse que ce sont l'erreur de vitesse e (entre la consigne et la réponse) et le changement (la dérivation) de l'erreur Δe qui peuvent le mieux la représenter.

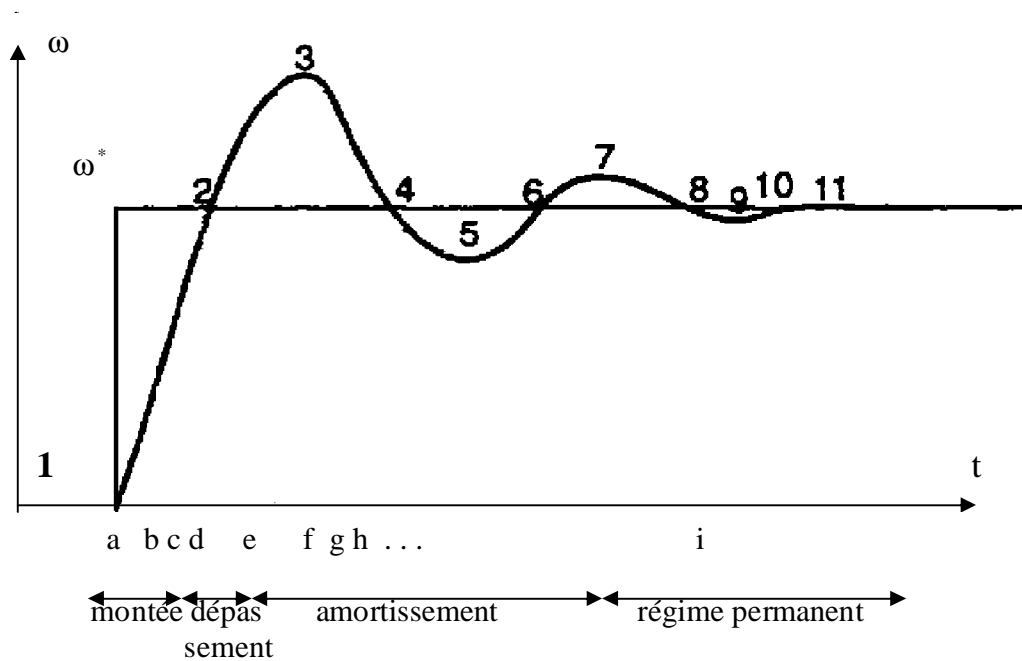


Fig 4.2 Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse

La description du système à commander se présente comme suit :

- Au point a : l'erreur $e = \omega^* - \omega$ est très grande et positive avec un changement d'erreur Δe négatif, il faut donc une correction très grande.
- Au point b : l'erreur e est positif avec Δe négatif, la vitesse ω se rapproche de la consigne ω^* donc la correction est faible.
- Au point c : l'erreur e est nulle avec ω qui tend à s'éloigner de la consigne ω^* , donc la commande est diminuée.
- Au point d : l'erreur e est négative et tend à devenir plus négative, il faut beaucoup diminuer la commande.
- Au point e : l'erreur e est négatif et ne change pas, il faut donc une correction moyenne.
- Au point f : l'erreur e est négative et son changement est positif, comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.
- Au point g : l'erreur e est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner, il faut un peu augmenter le signal de commande.
- Au point h : l'erreur e est positif et tend à devenir plus positif, il faut assez augmenter le signal de commande.

- Au point i : l'erreur est nulle et ne change plus (régime permanent), le signal de commande doit être maintenu à sa valeur actuelle.

4.3 DIFFERENTES METHODES POUR LA DETERMINATION DES REGLES

Pour la détermination des règles d'un régulateur flou, on utilise généralement deux méthodes :

La première est purement heuristique ou les règles sont déterminées à partir de la correction de l'écart entre la consigne et la sortie. Elle nécessite donc une connaissance qualitative du comportement du processus.

La seconde méthode détermine 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 pour déterminer les règles en se basant sur la trajectoire du système en boucle fermée (figure 4.2). La procédure suivie pour la détermination des règles du régulateur flou est expliquée en considérant point par point le comportement du processus et l'action de commande à appliquer, on obtient la table de règles très connu de Mac-Vicar.

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, la variation de la commande est représentée par l'ensemble EZ. Le système à régler est donc dans un état transitoire qui nécessite une petite intervention pour atteindre le régime permanent.

| $\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$ | 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 1. Trajectoire de phase du comportement décrit par la (figure 4.2)

4.4 CHOIX DE LA STRUCTURE DU REGULATEUR PAR LA LOGIQUE FLOUE

Comme nous pouvons le constater à partir de l'analyse précédente, l'erreur de vitesse e et son changement Δe sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elles sont alors choisies comme deux entrées du régulateur logique flou de vitesse. Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander Δc . Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration générale (figure 4.5) de manière qu'elle comporte le régulateur logique flou à la place d'un régulateur conventionnel PI dans la structure de contrôle directe du couple tel qu'illustré à la (figure 4.3) suivante :

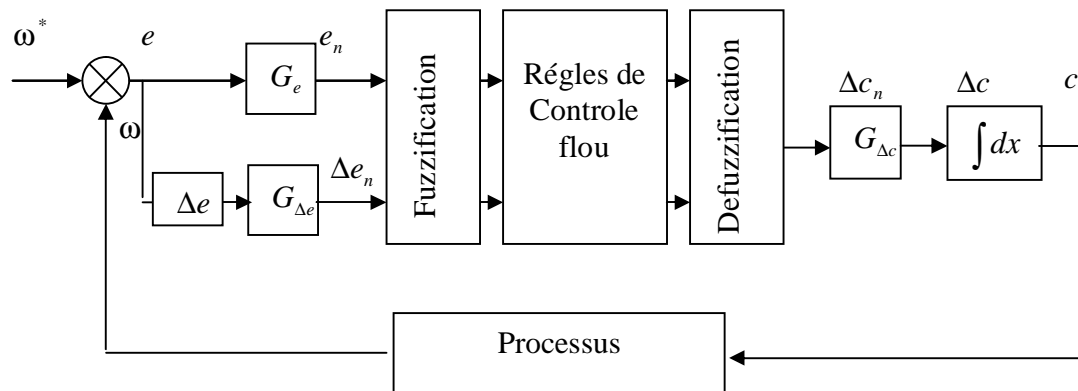


Fig 4.3 Schéma bloc d'un régulateur flou

(La figure 4.3) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono- entrée / mono- sortie [54]. Ce régulateur est composé :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.
- Des facteurs d'échelles (normalisation) associée à l'erreur G_e , à sa variation $G_{\Delta e}$ et à la variation de la commande $G_{\Delta c}$.
- D'un bloc de defuzzification de l'erreur et de sa variation.
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférences)

- D'un bloc de defuzzification utilise pour convertir la variation de la commande en une valeur numérique.

4.4.1 Facteurs d'échelles (normalisation)

Les variables représentant l'erreur, sa variation et la variation de la commande peuvent être normalisées comme suit :

$$e_n = \frac{e}{G_e} \quad (4.1)$$

$$\Delta e_n = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \quad (4.2)$$

$$\Delta c_n = \frac{\Delta c}{G_{\Delta c}} \quad (4.3)$$

Avec :

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta c}$ sont des gains qui peuvent être constants ou variables. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées par la commande.

4.4.2 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $c=f(e, \Delta e)$ par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande Δc nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande c .

La forme la plus générale de cette commande est [55] :

$$c_{k+1} = c_k + G_{k+1} \Delta c_{k+1}$$

Ou G_{k+1} : gain associé à la commande c_{k+1} , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

Δc_{k+1} : Variation de la commande.

4.5 APPLICATION DU REGULATEUR FLOU DE MAMDANI POUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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 .
- La référence de la vitesse ω^* .
- L'erreur à l'instant t_1 égale à e_1 .
- L'erreur à l'instant t_2 égale à e_2 .

4.5.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous

Le choix des formes trigonométriques des fonctions d'appartenances est représenté sur la (figure 4.4).

Afin de réaliser un réglage fin et précis nous avons choisi un nombre de sous ensembles flous égal à 7 pour les variables e_1 et Δc et pour la variable e_2 un nombre égal à 3. 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

4.5.2 Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision sont de la forme : si e est A ET Δe est B, ALORS Δc est C, cette base de règles de Mac vicar- whelan est répartie sous la forme d'une table de décision diagonale symétrique représentée au (tableau 2).

4.5.3 Choix de la méthode d'inférence

Le choix de la méthode d'inférence dépend du comportement statique et dynamique du système à régler, de l'organe de commande et surtout des intérêts de réglage envisagés.

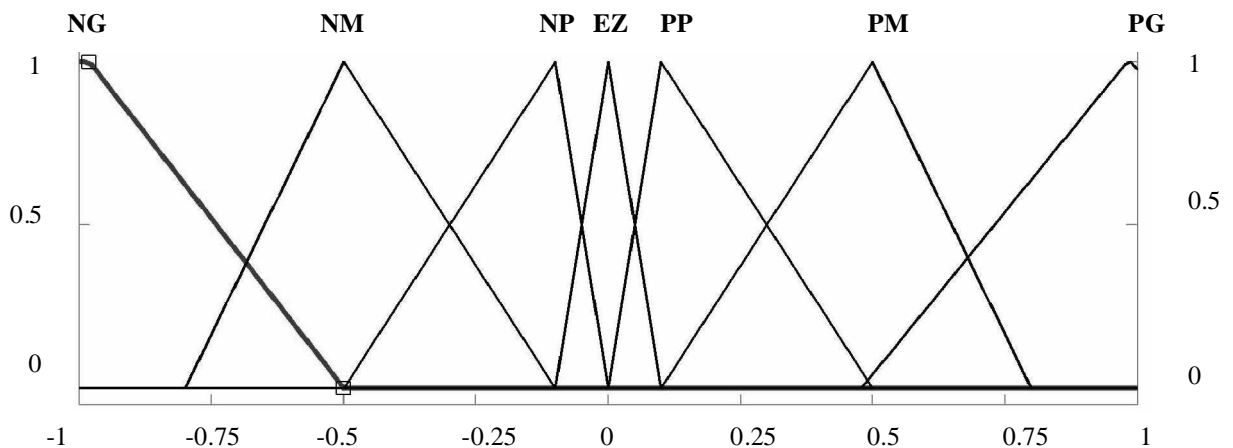
On a adopté la méthode d'inférence Max-Min car elle présente l'avantage d'être facile à implémenter d'une part et donne de meilleurs résultats d'autre part.

4.5.4 Choix de la méthode de defuzzification

La méthode de defuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité des hauteurs pondérés, notre choix est porté sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul.

| | | | | | | | | | |
|----|------------|------------|----|----|----|----|----|----|----|
| | e | | NG | NM | NP | EZ | PP | PM | PG |
| | Δe | Δc | | | | | | | |
| N | | | NM | NP | EZ | PP | PM | PG | PG |
| EZ | | | NG | NM | NP | EZ | PP | PM | PG |
| P | | | NG | NG | NM | NP | EZ | PP | PM |

Tableau 2. Table de décision Mac Vicar



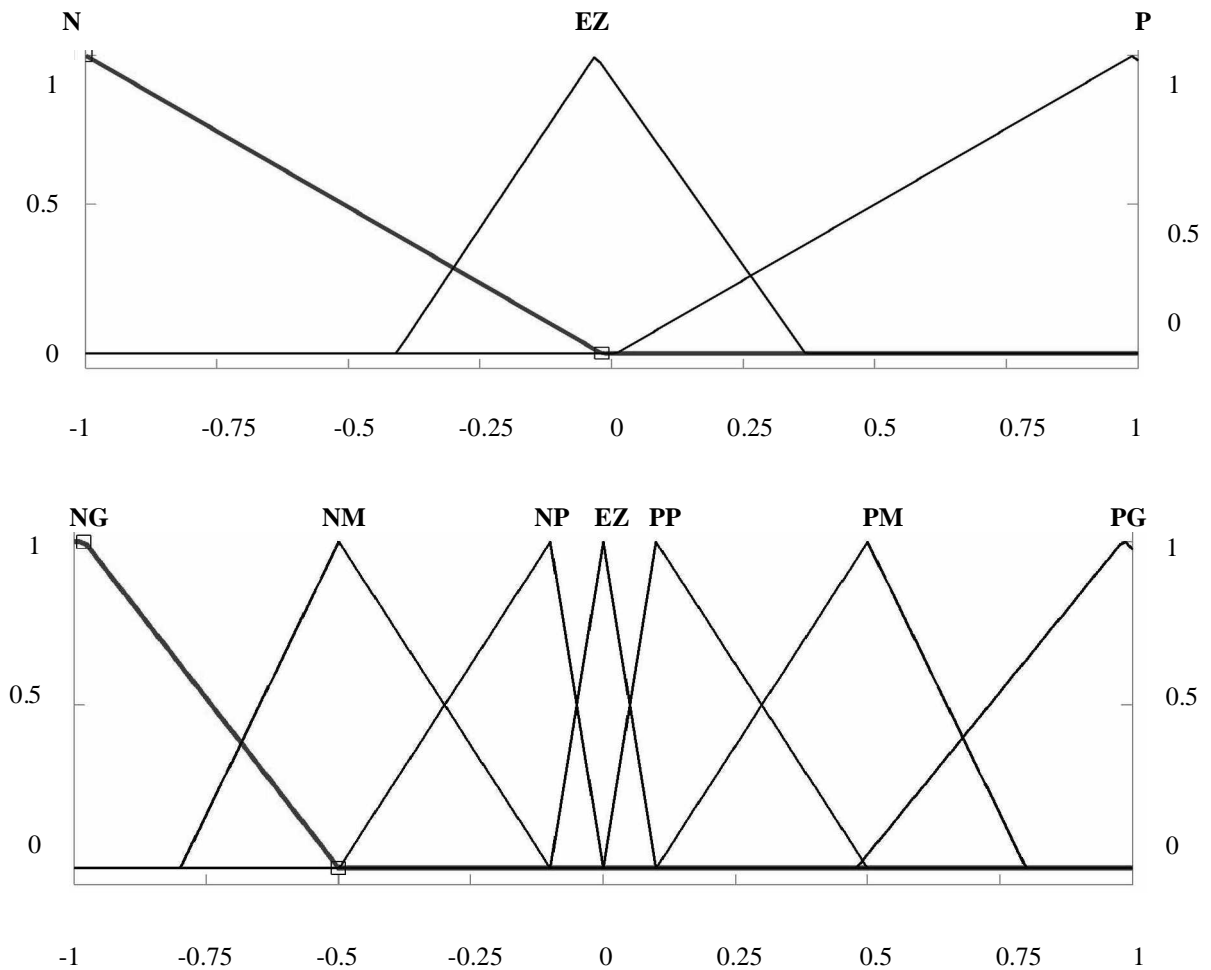


Fig 4.4 Répartition des sous ensembles flous correspondant à e , Δe et Δc

4.6 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DTC PAR UN RLF

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants [56] :

- Choix des variables linguistiques.
- Choix des fonctions d'appartenance.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de defuzzification.

Etant donné que l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste comparativement celle d'un PI classique, on a retenu pour le régulateur flou :

- Une structure proportionnelle- intégrale, donc le régulateur reçoit comme entrée l'erreur, et la variation de l'erreur de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par rapport à la référence.
- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique comme le montre la (figure 4.5) suivante :

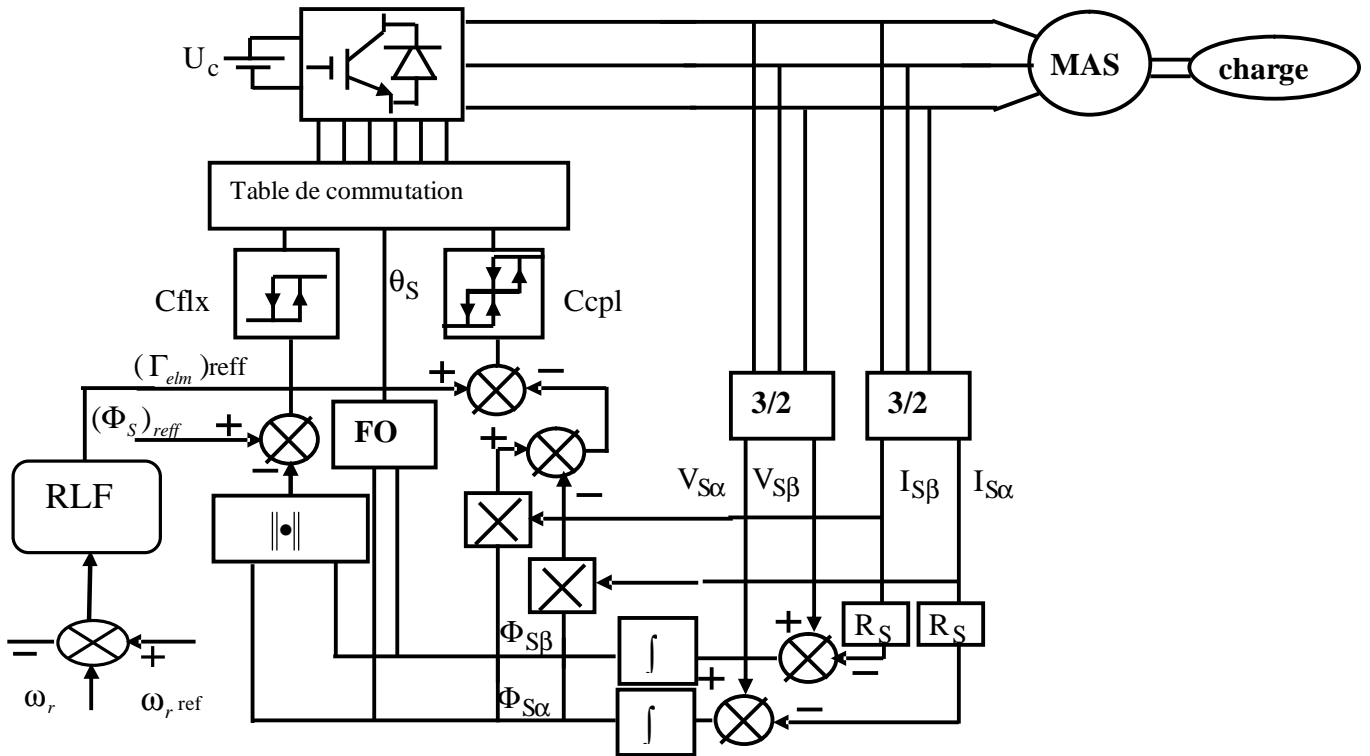


Fig 4.5 structure de réglage par un RLF de la DTC de la machine asynchrone

4.7 RESULTATS DE SIMULATION

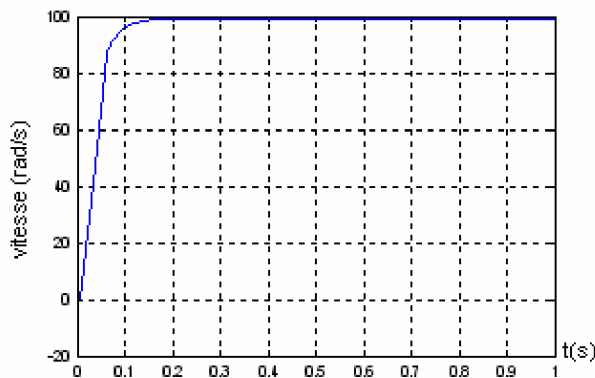
Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un régulateur RLF flou par rapport à un PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande de la machine asynchrone avec DTC, on a mené une étude de simulation aux mêmes conditions de tests à savoir les trois régimes transitoires : un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge et une inversion du sens de rotation de la vitesse, et tester la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques.

Ces performances ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou, après plusieurs tests d'ajustement voir annexe A des paramètres.

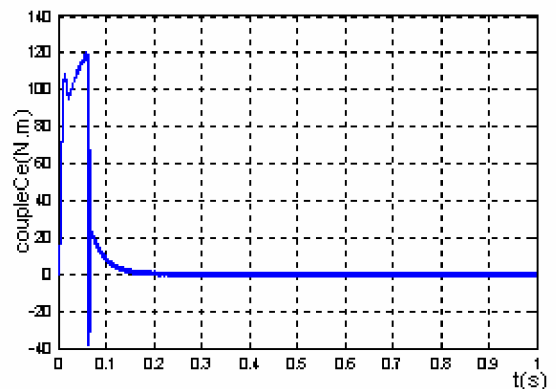
4.7.1 Démarrage à vide :

On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la (figure4.5), pour $\omega_{ref} = 100\text{rad/s}$, lors d'un démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la (figure 4.6).

On remarque le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.0487\text{s}$ qui correspond au temps d'établissement du régime permanent considéré à 63% de la valeur de la vitesse nominale. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre de $t=0.15\text{s}$. le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.13wb avec une légère ondulation au démarrage qui est très visible dans le plan (α, β) .



Réponse de la vitesse ω



Réponse du couple C_e

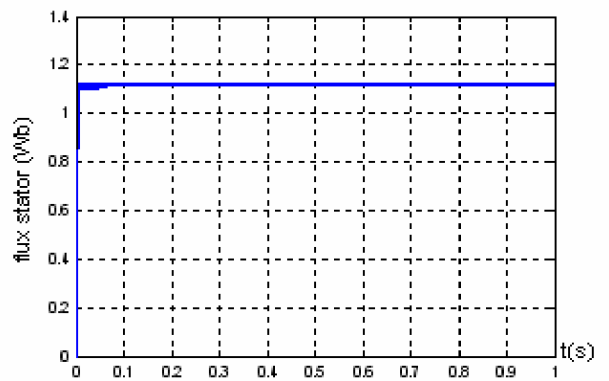
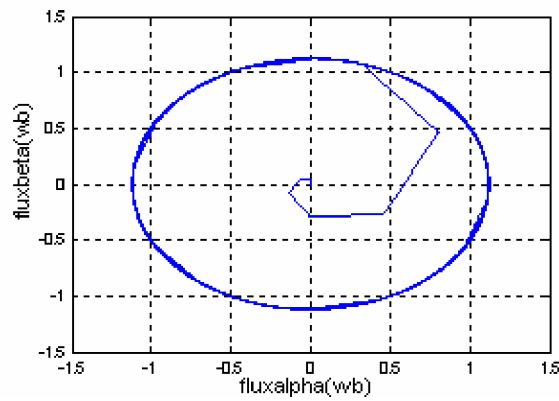
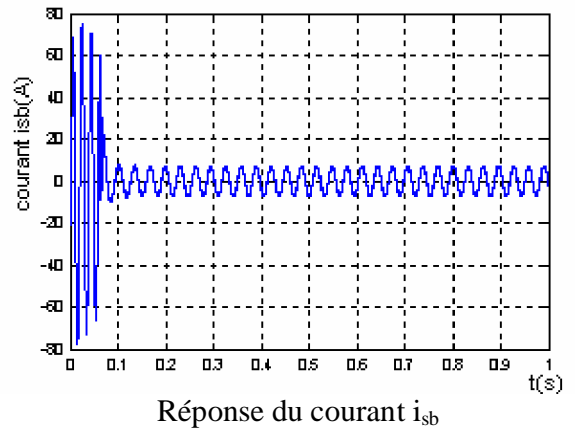
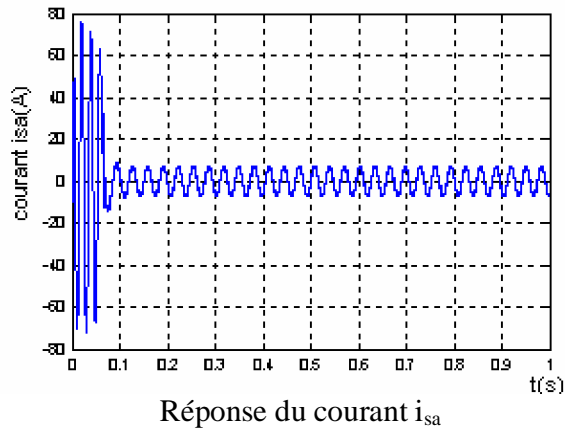


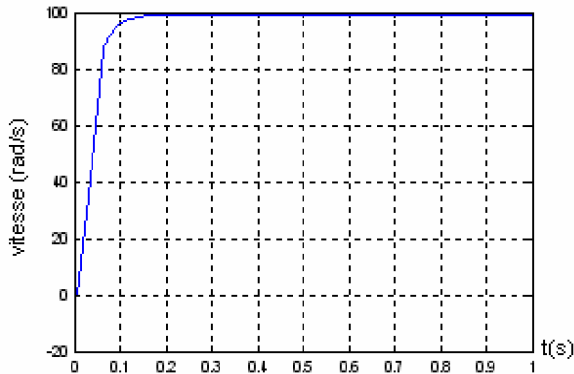
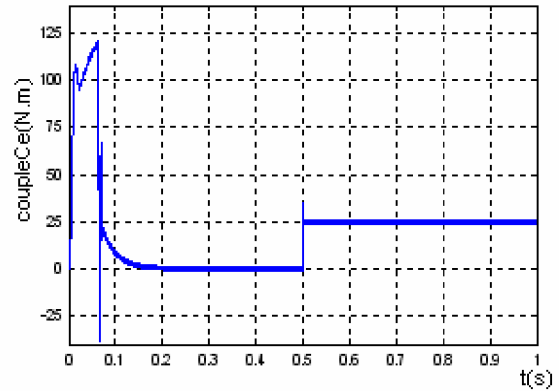
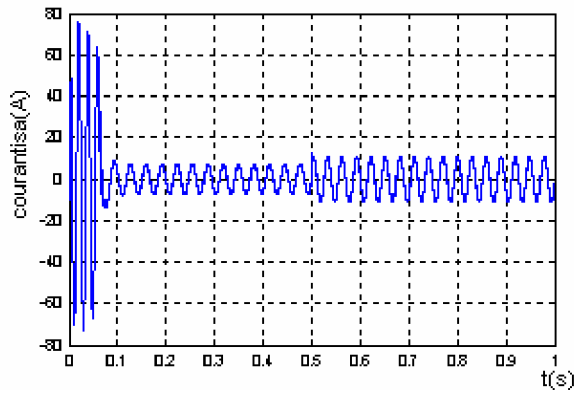
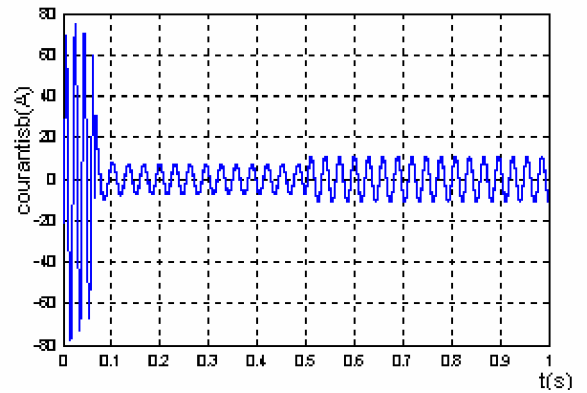
Fig 4.6 Réponse du système à vide

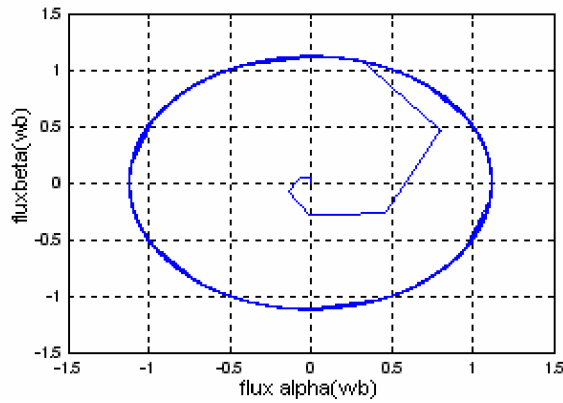
4.7.2 Introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse du réglage de la machine asynchrone par un RLF flou, on a introduit un couple de charge de 25N.m à l’instant $t=0.5s$ et pour examiner davantage ce test on a utilisé un échelon de consigne de 25N.m à $t=0.3s$ et un autre de -25N.m à $t=0.6s$, voir la (figures 4.7) et (figure 4.8).

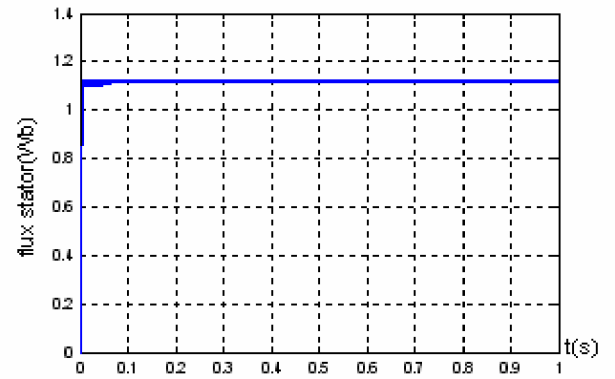
On constate que la vitesse atteint sa référence $\omega_{ref} = 100rad/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu’on a observé lors du réglage par un PI classique. On note aussi

que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

Réponse de la vitesse ω Réponse du couple C_e Réponse du courant i_{sa} Réponse du courant i_{sb}

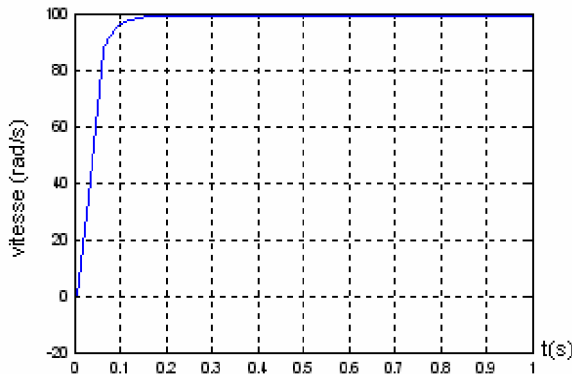


Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

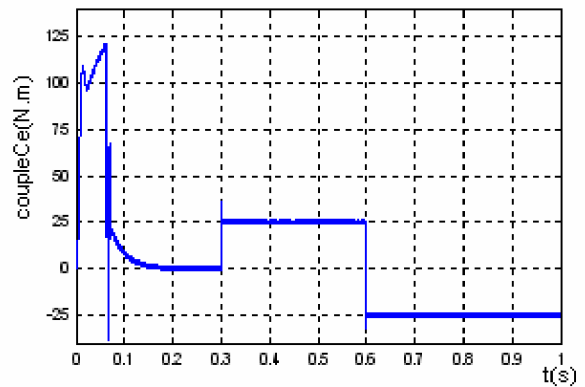


Réponse du module du flux statorique Φ_s

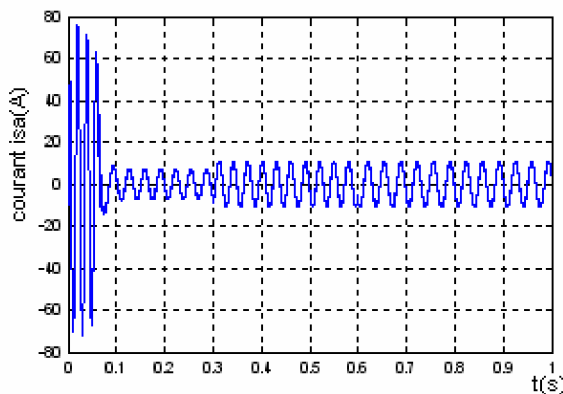
Fig 4.7 Réponse du système pour un échelon de consigne de 25Nm à l'instant $t=0.5$



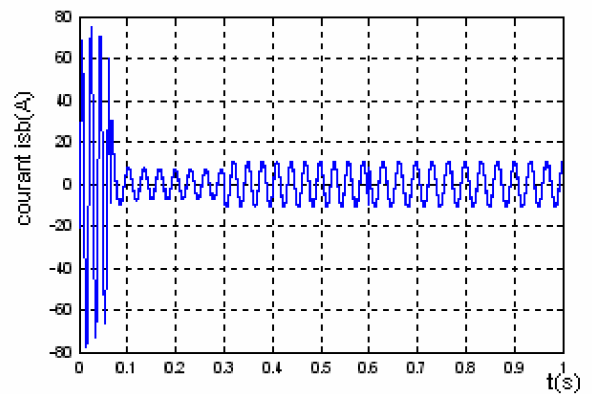
Réponse de la vitesse ω



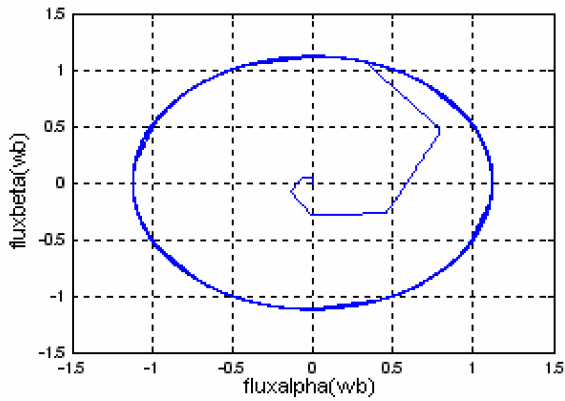
Réponse du couple C_e



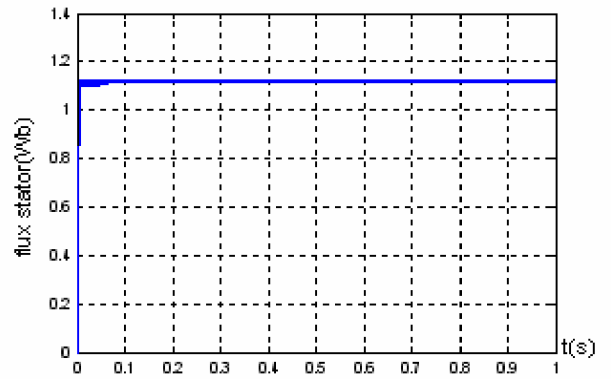
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}



Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

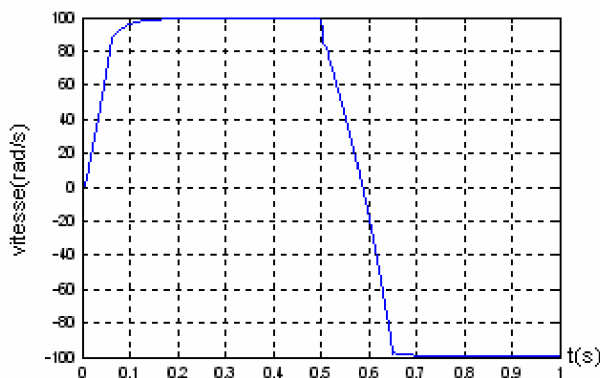


Réponse du module du flux statorique Φ_s

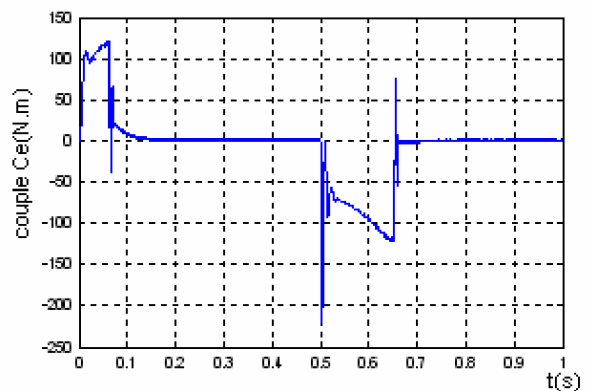
Fig 4.8 réponse du système pour deux consignes de 25Nm à $t=0.3s$ et de -25Nm à $t=0.6s$

4.7.3 Inversion du sens de rotation de la vitesse

La (figure 4.9) illustre clairement la robustesse du régulateur RLF flou plus particulièrement pour la réponse de vitesse vis-à-vis d'une inversion importante de la référence de celle-ci de 100rad/s à -100rad/s. cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de la vitesse mais le temps du freinage au démarrage dans le sens inverse se déroule en un temps court relativement à celui obtenu par un PI classique voir la (figure 2.11). les allures des courants et du flux statorique présentent de légères ondulations à l'instant d'inversion du sens de rotation de la vitesse .



Réponse de la vitesse ω



Réponse du couple C_e

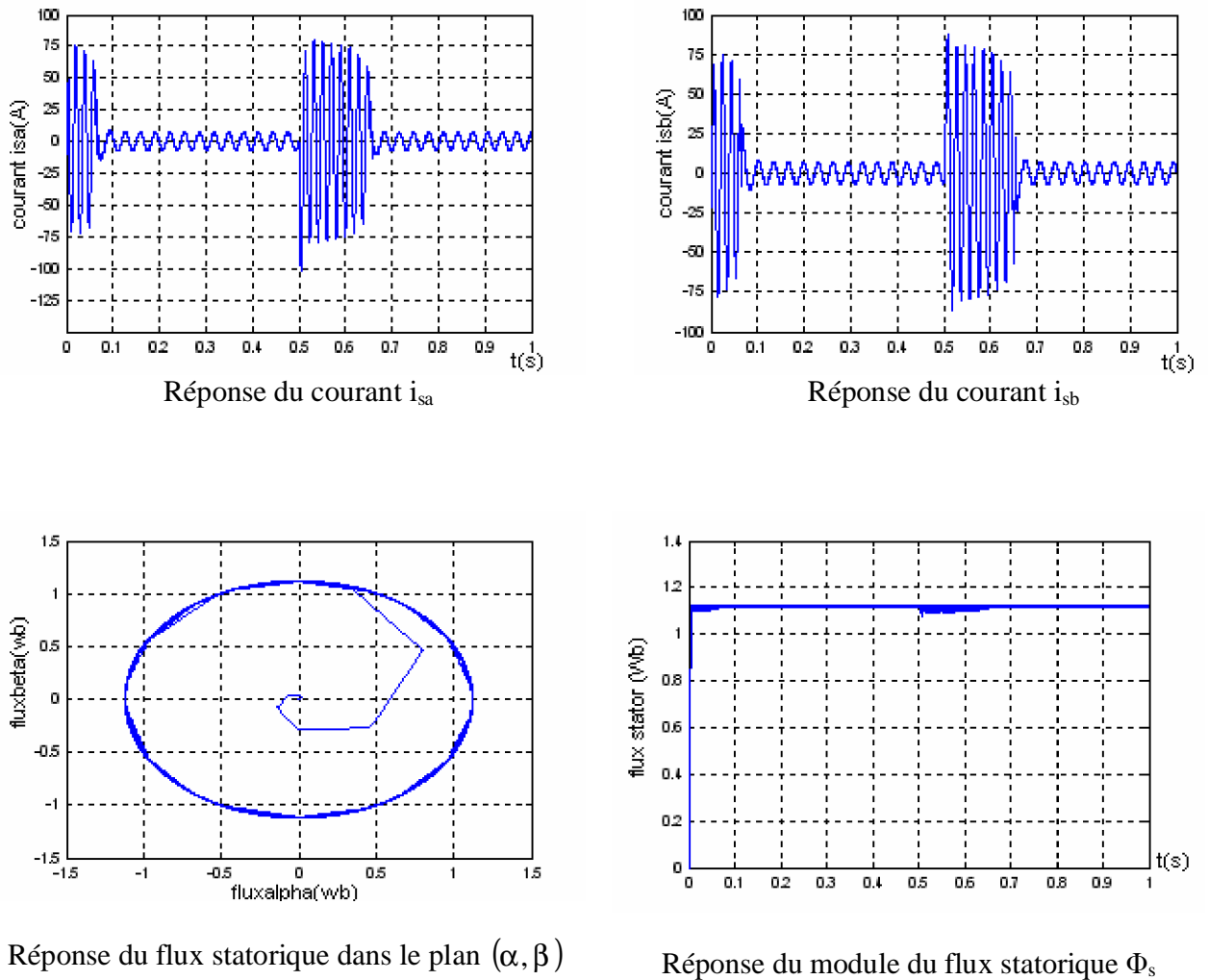
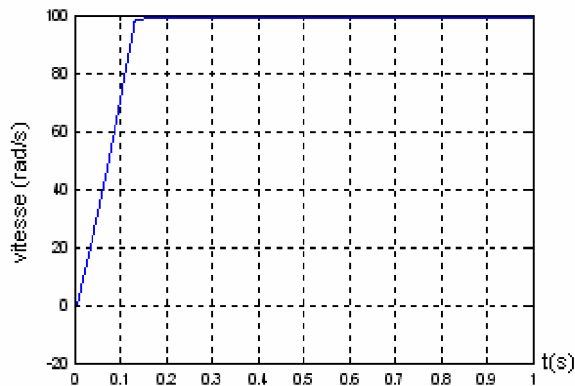


Fig 4.9 Réponse du système pour une inversion de vitesse de -100rd/s a t=0.5s

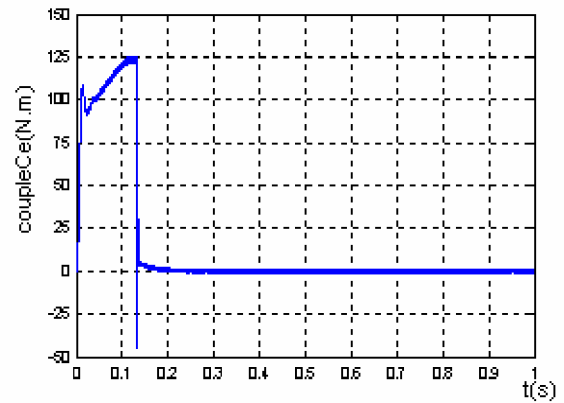
4.8 ROBUSTESSE VIS-A-VIS DE LA VARIATION PARAMETRIQUE

La (figure 4.10) et la (figure 4.11) illustrent les performances de la régulation lors de la variation de 100% des paramètres essentiels qui sont la résistance statorique et le moment d'inertie de la machine asynchrone avec DTC. On observe dans ce cas une nette amélioration de la robustesse de la commande par apport au réglage par un PI classique surtout pour la variation du moment d'inertie ou on constate clairement que la vitesse s'établit sans dépassement et converge rapidement à sa référence de 100rad/s alors que Le couple électromagnétique atteint un pic et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent, ce dernier est atteint

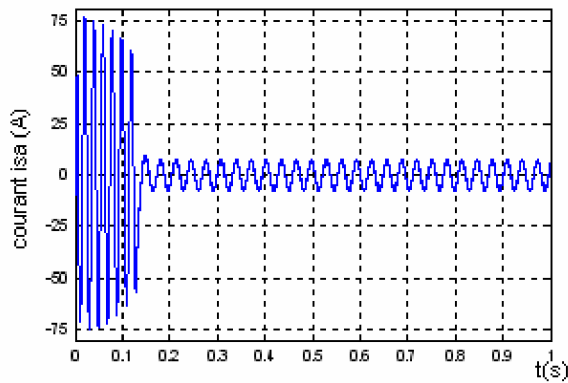
en un temps très court par les courants statoriques par rapport à celui du PI classique. De même pour le flux statorique qui présente moins d'ondulation en début de zone pour le RLF flou.



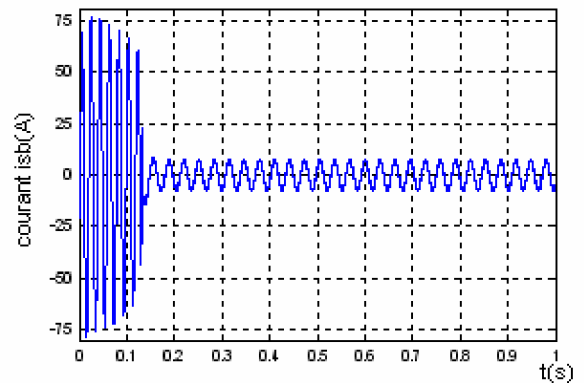
Réponse de la vitesse ω



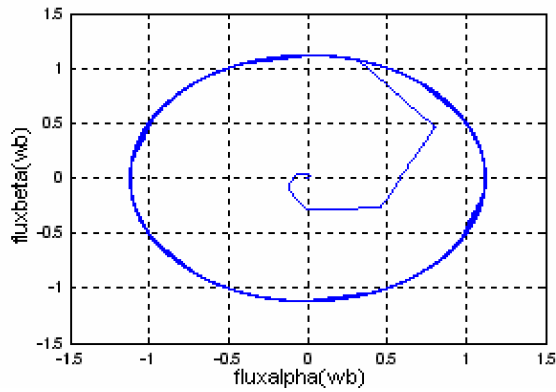
Réponse du couple C_e



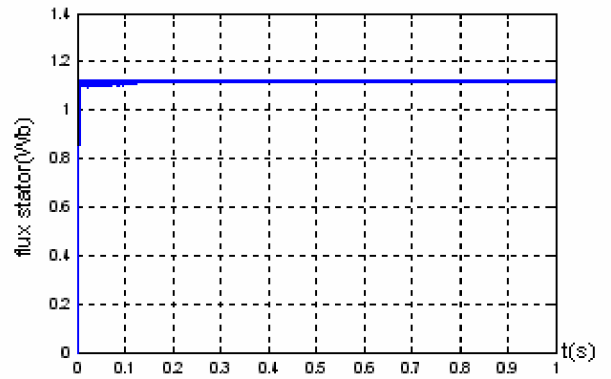
Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}

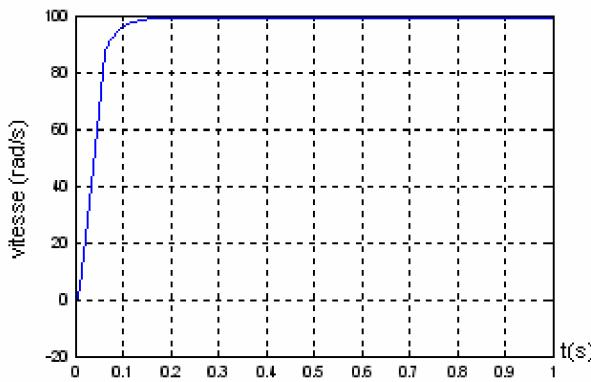


Réponse du flux statorique dans le plan (α, β)

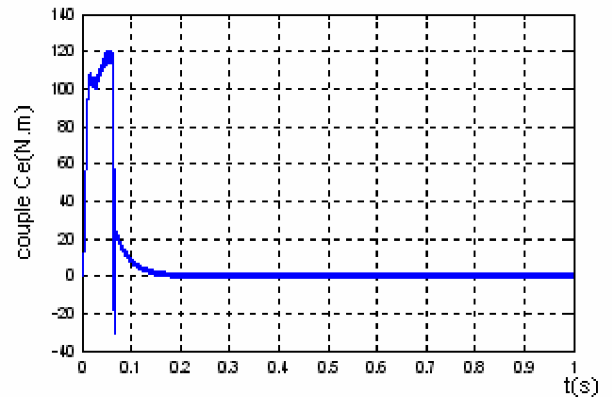


Réponse du module du flux statorique Φ_s

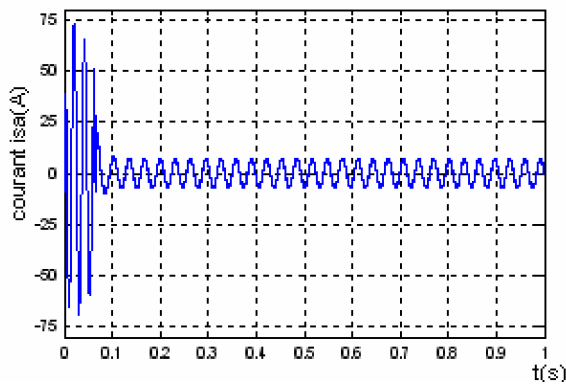
Fig 4.10 Réponse du système lors de variation du moment d'inertie de 100%



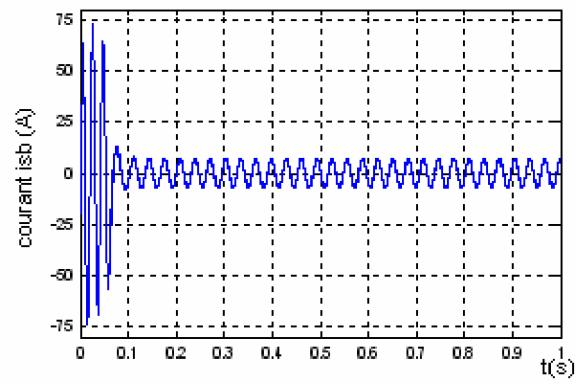
Réponse de la vitesse ω



Réponse du couple C_e



Réponse du courant i_{sa}



Réponse du courant i_{sb}

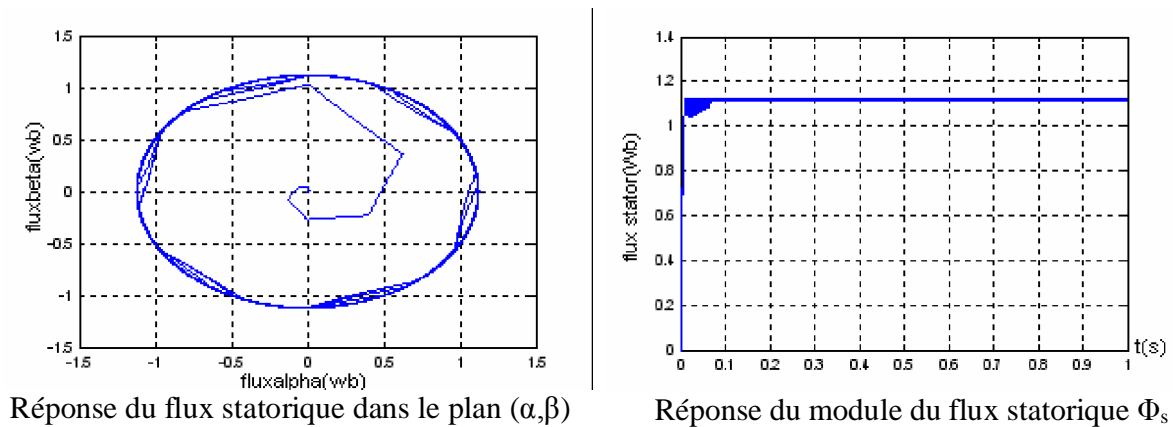


Fig 4.11 réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 100%

4.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a introduit les principes de la commande par la logique floue tout en justifiant notre choix de cette méthode pour commander les machines asynchrones. Par la suite on a présenté les aspects de la conception d'un régulateur RLF flou pour la boucle de commande de vitesse. Après avoir choisi la méthode de simulation Simulink et confirmé son efficacité, on a utilisé cette simulation sous plusieurs conditions de fonctionnement afin d'exploiter avec rigueur les différents résultats obtenus. Ainsi on a démontré clairement que le régulateur RLF flou surpasse le régulateur PI classique, effectivement on constate sur la (figure 4.8) que le RLF annule les effets de perturbation des consignes de charges appliquées aux instants $t=0.3s$ et $t=0.6s$, de même on remarque aussi sur cette figure que le couple électromagnétique suit ces consignes sans provoquer des dépassements aux instants considérés et avec moins d'oscillations contrairement à la (figure 2.10) où toutes ces imperfections se sont manifestées avec le PI classique. L'intérêt que suscite la présence du RLF est clairement défini aussi sur la (figure 4.9) et la (figure 4.10) qui traduisent respectivement la stabilité du système lors de la variation du sens de rotation de la vitesse et la robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie et de la résistance statorique. En effet à l'instant $t=0.5s$ la réponse du système à l'inversion de vitesse de $-100rad/s$ s'opère sans dépassement et sans oscillations et dans un temps record de l'ordre de $0.13s$. Le changement de la valeur du moment d'inertie s'avère sans effets sur le comportement du moteur, cependant l'augmentation de la résistance statorique présente des harmoniques pour le

module du flux statorique en début de zone, ceci est montré judicieusement sur la (figure 4.11) dans le plan (α, β) .

Mais malgré La robustesse du régulateur RLF flou pour toutes les variations considérées (de la charge du couple, de l'inversion du sens de rotation de la vitesse, de la résistance statorique et du moment d'inertie) face au PI classique, néanmoins il existe certaines réserves sur les caractéristiques de cette nouvelle technique de commande pour assurer une haute performances lorsque les conditions de fonctionnement changent sur une grande plage.

CONCLUSION GENERALE

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres. Actuellement, l'utilisation des techniques présentées dans ce mémoire représente une solution à de nombreuses applications relatives aux machines et à leur commande.

La commande directe du couple (DTC) est présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. La DTC est intéressante, compte tenu de sa simplicité, elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En ce qui concerne la logique floue, compte tenu de l'immense champ d'applications, nous avons orienté notre étude à la régulation au sein d'une commande du contrôle directe du couple de la machine. Nous nous sommes intéressés au régulateur de vitesse conventionnel classiquement utilisé et à son remplacement par le type de régulateur flou. Cependant, il n'est pas question d'obtenir, à l'aide de ces régulateurs, des performances très supérieures à celles des contrôleurs classiques convenablement choisis et optimisés. Ce qui est intéressant, c'est la manière dont s'opère la conception, la mise au point et le réglage de ces nouveaux régulateurs. Ces techniques conviennent alors particulièrement aux cas des systèmes complexes à modéliser. La logique floue offre un cadre formel pour une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques.

Après avoir abordé les deux types de commande classique et floue appliqué à une machine asynchrone alimentée en tension nous pouvons faire une analyse récapitulative des résultats obtenus.

Le premier chapitre de ce mémoire a traité la discrétisation du modèle qui est un travail approfondi afin d'obtenir à la fois un modèle discret avec une grande précision et un temps de calcul réduit. Ce modèle discret est très utile dans les études de comportement de la machine par simulation.

Le deuxième chapitre est consacré à la synthèse de la commande directe du couple (DTC). Les résultats de simulation, montrent que l'utilisation des régulateurs classiques pour le réglage de la

vitesse présente de bonnes performances, cependant nous constatons une certaine sensibilité aux variations paramétriques.

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 au chapitre trois. Les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour commander les machines asynchrones. Un régulateur logique flou est par la suite conçu étape par étape pour la boucle de vitesse.

Les conclusions du chapitre deux nous ont motivés à investir dans la commande des machines asynchrones par logique floue, qui est le contenu du chapitre quatre. La plupart des études faites sur les régulateurs flous ont été accompagnées d'une comparaison avec les régulateurs conventionnels (en général de type PI).

Les résultats obtenus montrent l'intérêt des algorithmes flous dans la régulation des processus aussi bien linéaire que non linéaire qui est un avantage important par rapport à la régulation en PI, car la plupart des processus sont non linéaires.

Le réglage par logique floue peut surpasser le réglage par (PI) en ce qui concerne la qualité de la réponse dynamique du système. En effet, ce dernier réduit davantage le temps de réponse en produisant un dépassement limité accompagné de faibles oscillations autour de la consigne en régime permanent, la précision n'est pas aussi bonne que celle d'un régulateur (PI) où l'action intégrale élimine l'erreur statique, ceci suggère alors la combinaison des deux types de régulateurs.

- Un régulateur flou : pour le régime transitoire.

- Un régulateur (PI): pour le régime permanent.

L'inconvénient majeur des régulateurs flous est l'adaptation des gains assurant la stabilité du système. En outre, la commande est calculée seulement à partir des deux valeurs : l'erreur et la variation de l'erreur.

Plusieurs études sont envisageables pour diminuer les harmoniques aux niveaux du couple et du flux. L'optique est donc de substituer l'hystérésis du couple par un contrôleur flou.

De même, du fait que la résistance statorique constitue le paramètre clé du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, la substitution d'un régulateur flou pour le contrôle de ce paramètre se trouve intéressante et dans certaines conditions de fonctionnements très importante.

En perspective, ce travail peut être complété par un banc d'expérimentation afin de valider les conclusions et de confronter les résultats de simulation des chapitres deux et quatre à la réalité et ainsi faire appel à d'autres techniques tenant compte des problèmes rencontrés dans les systèmes plus complexes, il est possible également d'améliorer les performances des régulateurs flous en combinant les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques pour avoir un régulateur adaptatif, robuste et stable.

Au niveau de l'implantation de la commande, de récentes études concernent le développement de composants intégrant un très grand nombre de processeurs flous ou de réseaux neuronaux. Les commandes spécifiques de plus en plus rapides et pointues évoluent des dispositifs à base de DSP vers des structures moins coûteuses à base de FPGA et d'ASIC.

La commande rapprochée et le concept de "mécatronic" vont permettre la miniaturisation, la baisse des coûts de fabrication et donc la diffusion encore plus large des dispositifs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **L. Baghli**, "Méthodes de commande du moteur asynchrone pour un cahier de charge précis," Rapport bibliographique, INPL, Nancy, Avril 1995, 27p.
- [2] **C. De Wit**, "Optimisation, discrétisation et observateurs". Vol 2, édition hermes science europe Ltd, 2000
- [3] **Y. A. Chapuis**, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par L'orientation de son flux statorique", Thèse de doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996
- [4] **H. Bühler**, "Réglages par logique floue", Presses Polytechniques Romandes, 1994, 181p
- [5] **H. Scholten**, "Logique floue et régulation PID", Fuzzy mode d'emploi, Août 1995.
- [6] **L. Baghli**, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone à enroulements de mesure de f.e.m", Rapport de stage de DEA, Université Henri Poincaré, Nancy, Juillet 1995, 76p.
- [7] **D. Khmssi** " Commande de position des machines asynchrones avec pilotage vectoriel ", Ecole militaire polytechnique, thèse de magister 2000.
- [8] **M. Rivoire, J. L. Ferrier**, "Commande par calculateur, identification " Edition Eyrolles, 1997.
- [9] **J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier**, " Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et documentation, 1981, 247p.
- [10] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, "Modélisation et commande de la machine. asynchrone" Ed technip, 1995, 279p
- [11] **B. K. Bose**, " Power electronics and AC drives," Prentice hall, 1986, 402p.
- [12] **P. Vas**, "*Vector control of AC machines*", Ed. Oxford University Press, 1990, 332p.
- [13] **G. Clerc, G. Grellet**, "Actionneurs électriques : Principes, modèles, commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [14] **L. Baghli**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Janvier 1999.
- [15] **M. Boussak**, "Commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasées, module. association machine, convertisseur", *EEPS, Marseille, 1994*

- [16] **G. Segulier, F. Labrique**, "Les Convertisseurs de l'électronique de puissance, vol. 5, Commande et comportement dynamique ", Edition tec.doc, Paris Cedex, 1998.
- [17] **C. Tutas**, "Voltage source inverter fed asynchronous machine with hysteresis control of rectified motor currents", EPE95, pp.1.695-1.700, Sevilla 1995.
- [18] **C. T. Pan, Y. S. Huang, T. L. Jong**, " A constant hysteresis band current controller with fixed switching frequency", Dep. of El. Eng. National Tsing Hua University, Hsinchu, 300, Taiwan, R.O.C, March 2005.
- [19] **M. Depenbrock**, "Direct self-control of the flux and rotary moment of an rotary-field machine", *US Patent*, 1987
- [20] **M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz**, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 42, n°4, pp. 344-349, Aug. 1991
- [21] **Takahashi, T. Noguchi**, "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine", *IEEE Trans. Industry application*, vol. 22, pp. 820- 827, sep/oct 1986.
- [22] **M. Elbuluk**, "Torque ripple minimization in direct torque control of induction machines", University of Akron, 2003.
- [23] **C. Elmoucary**, " Contribution à l'étude de commande directe de couple et du flux de la machine à induction", These de doctorat, university Paris IX, 2000.
- [24] **P. Marino, M. D'incecco, N. Visciano**, "A comparaison of direct control methodologies for induction motor", *Power tech proceedings, 2001 IEEE Porto*, volume 2, 10-13 sept. 2001, vol.2
- [25] **M. E. Haque, M. F. Rahman**, "The effect of stator resistance variation on direct torque controlled of an induction motor", *Australia*, 2003.
- [26] **J. Faiz, M. B. B. Sharifian, A. Keyhani, and A.B. Proca**, "Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle energy conversion", *IEEE transactions on power electronics*, vol. 18, pp. 1- 10, March 2003.
- [27] **J. K. Kang**, " Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis band", *conf. rec. IEEE-IAS*, pp. 640-642, 1999.
- [28] **M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, G. Cirrincione**, " A new direct torque control strategy for the minimization of common mode emissions", *Industry applications, IEEE transactions on volume 42, issue 2, march-april 2006* pages: 504-517.
- [29] **L. Hoang**, "Comparison of field-oriented control and direct torque control", *IEEE*, 1999.

- [30] **J. Rodreguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda**, "A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation", 35th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen, Germany, pp. 1392-1397, 2004.
- [31] **L. Tang and M.F. Rahman**, "A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive-A Matlab/Simulink Model", School of electrical engineering and telecommunications the university of New South Wales Sydney, Australia, pp. 1-7, 2002.
- [32] **L. Cristian, I. Boldea, and F. Blaabjerg**, "A modified direct torque control for induction motor Sensorless drive", IEEE Trans .Industrial Appl, vol. 36, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.
- [33] **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani**, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", *IEEE tran on industry electronics*, pp. 787- 797, 2002.
- [34] **A. Llor, B. Allard, L. Xuefang, J. M. Retif**, "Comparaison of DTC implementation for Synchronous machines", Power electronics specialists conference, 2004. PESC 04. IEEE 35 th annual, volume 5, 20-25 June 2004 pages: 3581-3587 vol.5
- [35] **G. Edelbaher and K. Jezernik**, "Speed sensorless torque and flux control of induction motor" IEEE international symposium ind elec, ISIE'03, vol. 1, pp. 240 – 245, June 2003.
- [36] **M. Hedef**, "Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique", *Thèse de magister, Université de Bejaia*, 2002.
- [37] **S. H. Kaboli, M. R. Zolghadri, A. Homaifar**, "Effects of sampling time on the performance of direct torque controlled induction motor drive", IEEE power electronics, pp. 421-426, 2003.
- [38] **T. A. Wolbank, A. Moucka, and J. L. Machl**, "A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors reference to shaft-sensorless control at low and zero-speed", Intelligent control, proceedings of the IEEE international symposium, pp. 391-396. Oct 2002.
- [39] **E. Mamdani**, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", *Intrnational journal on man- machine studies*, vol. 07, pp. 1-13, 1975.
- [40] **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.
- [41] **W. Pedrycz**, "Fuzzy control and fuzzy system", Departement of electrical engineering University of Manitoba Winnipeg, Cannada, R.S.P, Taunton, sonerset, England, 1998.

- [42] **C. H. Chen**, "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.
- [43] **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.
- [44] **L. A. Zadeh**, "Fuzzy sets," *Information and control*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [45] **E. Levrat**, "*logique floue*", Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.
- [46] **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.
- [47] **A. M. Alimi**, "Thé bête fuzzy system : Approximation of standard membership functions", 17ème journées tunisiennes d'électrotechnique et d'automatique, 1997.
- [48] **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.
- [49] **L. Rambault**, "Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 1993.
- [50] **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.
- [51] **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.
- [52] **H. Razik, L. Baghli, A. Rezzoug**, "Neuro-fuzzy speed control of an induction motor," In *proc. IMACS-CESA '98*, Nabeul-Hammamet, Tunisie, 1-4 April 1998, vol. 1, pp.1026-1030.
- [53] **M. T. Cao**, "Commande numérique de machine asynchrone par logique floue," Thèse de Phd de l'université Laval-Quebec, decembre 1997.
- [54] **R. Ketata**, "Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue", These de doctorat de l'INSA de Toulouse, juillet 1992.
- [55] **S. Stati, L. Solvatore**, "Design of four fuzzy controllers for induction motors drives", IEEE-IAS, 2000.
- [56] **Z. Ibrahim, E. Levi**, "Comparative anlysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach", IEEE-IAS, 2000.

- [57] **L. Vuichard, P. Schouwey M. Lakhal, M. Ghribi, A. Kaddouri,** "Electrical and Computer Engineering", 2006. CCECE apos;06. Canadian Conference on Volume , Issue , May 2006 Page(s):1082 - 1085
- [58] **N. Essounbouli, A. Hamza,** " Direct and indirect robust adaptive fuzzy controllers for a class of nonlinear system". International Journal of Control, Automation and, Systems, 4(2):146- 154, 2006.

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| MACHINE ASYNCHRONE | SYMBOLES | VALEURS |
|------------------------------|-----------------------|------------------------------|
| Puissance nominale | P_n | 4 KW |
| Tension nominale | V_n | 220/380 V |
| Courant nominal | I_n | 15/8.6 A |
| Resistance statorique | R_s | 1.2 Ω |
| Resistance rotorique | R_r | 1.8 Ω |
| Inductance statorique | L_s | 0.155 H |
| Inductance rotorique | L_r | 0.156 H |
| Inductance mutuelle | M | 0.15 H |
| Constante de temps rotorique | T_r | 0.0871 S |
| Moment d'inertie | J | 0.07 Kg/m² |
| Coefficient de frottement | f | 0.001N.m.s/rd |
| Flux de référence | Ph_n | 1.13Wb |
| Vitesse nominale | W_n | 100 rd/s |

PARAMETRES DE SIMULATION DE LA DTC AVEC RLF

| DESCRIPTIONS | VALEURS |
|--|--|
| Période d'échantillonnage | 0.00005 S |
| Bande hystérésis couple | ± 0.25N.m |
| Bande hystérésis flux | ± 0.5Wb |
| Tension d'alimentation de l'onduleur | 240 V |
| Coefficients du régulateur logique floue | G_e =1100, G_{Δe} =0.49, G_{ΔC} =0.95 |

ANNEXE B

DETERMINATION DES PARAMETRES D'UN REGULATEUR PI CLASSIQUE DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(p) = k_p \left(1 + \frac{1}{pT_i}\right) \quad (1)$$

Avec $T_i = \frac{K_p}{K_i}$

La détermination des paramètres de ce régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique de la machine asynchrone. En effet cette équation dans le plan de Laplace a la forme suivante :

$$C_{emref}(p) - C_r(p) = pJ\omega_r(p) \quad (2)$$

Par ailleurs le régulateur génère a sa sortie le couple électromagnétique de référence, qui peut être exprime par :

$$C_{emref}(p) = K(p) \left(1 + \frac{1}{pT_i}\right) (\omega_{ref}(p) - \omega_r(p)) \quad (3)$$

En égalisant les deux équations (2) et (3) on obtient :

$$\omega_r(p) = \frac{K_p}{J} \frac{p + \frac{1}{T_i}}{p^2 + p \frac{K_p}{J} + \frac{K_p}{JT_i}} \omega_{ref}(p) - \frac{1}{J} \frac{p}{p^2 + p \frac{K_p}{J} + \frac{K_p}{JT_i}} C_r(p) \quad (4)$$

D'où le polynôme caractéristique de la fonction de transfert de l'équation (4) définie pendant l'absence de la perturbation ($C_r=0$) est donnée par :

$$P_c(p) = p^2 + p \frac{K_p}{J} + \frac{K_p}{JT_i} \quad (5)$$

Suivant la méthode de placement des pôles, les valeurs des paramètres du régulateur sont donc :

$$K_p = 2.5 \text{ et } K_i = 52.$$

Notations et Symboles

Paramètres de modélisation de la machine

- R_s : Résistance statorique par phase
 R_r : Résistance rotorique par phase
 P : Nombre de paires de pôles
 J : Moment d'inertie des parties tournantes
 f : Coefficient de frottements visqueux
 T_r : Constante de temps rotorique (L_r/R_r)
 σ : Coefficient de dispersion ($\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$)
 $[L_s]$: Matrice d'inductance statorique
 $[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique
 $[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor

Repères

- a_s, b_s, c_s : Les trois phases du stator
 a_r, b_r, c_r : Les trois phases du rotor
 α, β : Les axes du référentiel statorique
 d, q : Les axes du référentiel de park
 θ_r : L'angle du rotor entre a_r et d
 θ_s : L'angle du stator entre a_s et d
 θ : L'angle entre les axes a_s et a_r

Grandeurs électriques du stator

- $V_{s \ a_s \ b_s \ c_s}$: Tension statorique des phases a_s, b_s, c_s

V_{sd} : Tension statorique sur l'axe d
 V_{sq} : Tension statorique sur l'axe q
 $i_{s \text{ as bs cs}}$: Courant statorique des phase a, b, c
 i_{sd} : Courant statorique sur l'axe d
 i_{sq} : Courant statorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques du stator

$\Phi_{s \text{ as bs cs}}$: Flux statorique des phases as, bs, cs
 Φ_{sd} : Flux statorique sur l'axe d
 Φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe q

Grandeurs électriques du rotor

$V_{r \text{ ar br cr}}$: Tension rotorique des phase ar, br, cr
 $i_{r \text{ ar br cr}}$: Courant rotorique des phase ar, br, cr
 V_{rd} : Tension rotorique sur l'axe d
 V_{rq} : Tension rotorique sur l'axe q
 i_{rd} : Courant rotorique sur l'axe d
 i_{rq} : Courant rotorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques du rotor

$\Phi_{r \text{ ar br cr}}$: Flux rotorique des phase ar, br, cr
 Φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d
 Φ_{rq} : Flux rotorique sur l'axe q

Grandeurs mécaniques

| | | |
|----------------|---|---------------------------------|
| Ω_r | : | Vitesse rotorique du moteur. |
| ω_{mec} | : | Vitesse mécanique du moteur |
| ω_s | : | Pulsation électrique statorique |
| ω_r | : | Pulsation électrique rotorique |

Symboles techniques

| | | |
|---------------|---|--|
| MOSFET | : | Metal oxide semi conductor field effect transistor |
| IGBT | : | Insulated gate bipolar transistor |
| MLI | : | Modulation de Largeur d'Impulsion |
| PI | : | Proportionnel Intégral |
| DTC | : | Direct Torque Control |
| RLF | : | Régulateur Logique Floue |
| DSP | : | Digital Signal Processor |
| FPGA | : | Field Programmable Gate Array |
| ASIC | : | Application Specific Integrated Circuit |