

الجامعة الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيدة -

Université Saida Dr Tahar Moulay –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

**En :** Électrotechnique

**Spécialité :** Électrotechnique Industrielle

**Par :** HAMIDI Hicham et HARTANI Noureddine

**Sujet**

### Réalisation et contrôle de la trajectoire directe d'une machine-outil à commande numérique par logique floue

Soutenue publiquement en .../06/2022 devant le jury composé de :

Mr. ....	Univ. Saida	Président
Mr. BENMAHDJOUB Mohammed Amin	MAB	Univ. Saida
Mr. ....	Univ. Saida	Rapporteur
		Examinateur

Année universitaire 2021/2022

## *REMERCIEMENTS*

*Nous Remerciements Premièrement, nous remercions dieu, le tout puissant, de nous avoir donner la santé et la volonté pour faire cet humble travail.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Dr.Mohammed Amin BENMAHDJOUB pour avoir d'abord proposée ce thème,*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département Dr. Amara mohamed qui a contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.*

*Enfin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral.*



## *Dédicaces*

*A mes très chers parents et  
ma grande famille.*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes très chers frères et mes sœurs.*

*A mes professeurs qui doivent voir dans  
ce travail la fierté d'un savoir bien acquis.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*Hicham*



## *Dédicaces*

*Ce travail est dédié particulièrement à  
mes parents qui m'ont soutenu tout au long  
de ma vie scolaire et universitaire.*

*A mes très chers frères et mes très chères sœurs.*

*A mes oncles et mes tantes.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'ont aidé de près ou loin pour  
la réalisation de ce modeste travail.*

*A tous mes camarades de la promotion Master II  
et tous les autres sans exception.*

*Noureddine*

# Table des matières

Remerciement .....	
Dédicace -1 .....	
Dédicace -2 .....	
Table des matières.....	i
Introduction générale .....	1

## **Chapitre I : Généralités sur les machines-outils à commande numérique (MOCN)**

I.1. Introduction .....	4
I.2. La commande numérique .....	4
I.2.1. Origines de la commande numérique .....	4
I.2.2. Principe de la commande numérique .....	5
I.3. Structure d'une machine à commande numérique .....	6
I.3.1. Partier operative .....	6
I.3.1.1. Tâches effectuées.....	7
I.3.1.2. Armoire électrique de relayage ou armoire de puissance.....	7
I.3.2. Partite commande.....	8
I.4. Principe de fonctionnement d'une machine à commande numérique .....	8
I.5. Les familles des machines à commande numérique.....	9
I.5.1. Fraisage à commande numérique (FCN) .....	9
I.5.2. Tournage à commande numérique (TCN) .....	9
I.5.3. Rectification à commande numérique.....	10
I.5.4. Electroérosion à commande numérique .....	10
I.6. Classification des MOCN.....	11
I.6.1. Classification des MOCN selon le mode de fonctionnement .....	12
I.6.1.1. Fonctionnement en boucle ouverte.....	12

I.6.1.2. Fonctionnement en boucle fermée.....	12
I.6.1.3. Fonctionnement avec commande adaptative .....	13
I.6.2. Classification des MOCN selon le nombre d'axe .....	14
I.6.3. Classification des MOCN selon le mode d'usinage.....	14
I.7. La machine à commande numérique a trois axes .....	14
I.8. Conclusion .....	15

## **Chapitre II : Généralité sur les moteurs pas à pas**

II.1. Introduction .....	17
II.2. Définition moteur pas à pas .....	17
II.3. Principe de fonctionnement du moteur pas à pas .....	18
II.4. Différents types de moteur pas à pas .....	18
II.4.1. Moteur à réductance variable .....	18
II.4.1.1. Moteur a reluctance variable à circuit magnétique unique.....	21
II.4.1.2. Moteur a reluctance variable a plusieurs circuits magnétique.....	22
II.4.1.3. Structure de machines a plots .....	23
II.4.1.4. Caractéristiques principales de moteur a reluctance variable.....	25
II.4.2. Le moteur a aimant permanent :	25
II.4.2.1. Le principe de fonctionnement .....	26
II.4.2.2. Caracterestiques principales du moteur à aimant permanent .....	28
II.4.3. Le moteur hybride .....	29
II.4.3.1. Caracteristiques principales du moteur hybride .....	29
II.5. Comparaison des trois categories des moteurs pas à pas.....	30
II.6. Comparaison avec le moteur à courant continu.....	30
II.7. Conclusion .....	31

**Chapitre III : Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent**

III.1. Introduction .....	33
III.2. Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent.....	33
III.2.1. Equations des tensions : .....	33
III.3. Transformation de park.....	36
III.3.1. Transformation de Park appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent	36
III.3.2. Equation du couple .....	37
III.4. Domaine de fonctionnement du moteur pas à pas .....	37
III.4.1. Comportement statique.....	37
III.5. Comportement dynamique .....	38
III.6. Caractéristique couple vitesse .....	39
III.7. Modes de séquencement du moteur pas à pas :.....	40
III.8. Simulation et résultats.....	40
III.8.1. Discussion .....	44
III.9. Conclusion .....	45

**Chapitre IV : Commande du moteur pas à pas à aimant permanent**

IV.1. Introduction .....	47
IV.2. Modélisation du moteur pas à pas en vue de la commande.....	47
IV.2.1. Transformation de la place du model d'état.....	48
IV.2.2. Stratégie de l'orientation du vecteur de tension (VOC) .....	49
IV.3. Commande du moteur pas à pas par correcteur PI .....	53
IV.3.1. Synthèse des correcteurs PI.....	53
IV.3.1.1. Synthèse des correcteurs des courants .....	54
IV.3.1.2. Synthèse des correcteurs de la pulsation rotorique .....	56
IV.3.2. Simulation et discussion.....	57

IV.4. Commande du moteur pas à pas par la logique floue: .....	60
IV.4.1. Généralité sur la logique floue .....	60
IV.4.1.1. Les opérations des ensembles flous .....	60
IV.4.1.2. Notions d'ensemble flou .....	60
IV.4.1.3. Les propositions floues et les variables linguistiques .....	62
IV.4.1.4. Implication floue (règle Si /Alors):.....	62
IV.4.1.5. Système d'inférence floue .....	63
IV.4.1.6. Fuzzyfication (quantification floue) .....	63
IV.4.1.7. Inférence floue .....	65
IV.4.1.8. Défuzzification ou concrétisation .....	66
IV.4.1.9. Commande floue.....	68
IV.4.2. Commande floue du moteur pas à pas .....	69
IV.4.2.1. Etape de fuzzification .....	71
IV.4.2.2. Etape des règles linguistiques .....	73
IV.4.2.3. Défuzzification.....	73
IV.4.3. Simulation et discussion.....	74
IV.5. Conclusion:.....	76

## **Chapitre V : Réalisation expérimentale d'une machine CNC à axe direct**

V.1. Introduction .....	77
V.2. Description réelle de la machine CNC à axe direct réalisée.....	78
V.2.1. Structure mécanique .....	78
V.2.2. Structure électrique et électronique.....	79
V.3. Carte de commande pour la machine CNC .....	79
V.3.1. Vue d'ensemble.....	80
V.3.2. Les entrées et sorties de la carte Arduino.....	81
V.3.3. Programmation de la carte.....	82
V.4. Commande du moteur pas à pas .....	83

## Table des matières

V.5. Supervision des données mesurées en temps réel .....	84
V.5.1. Transmission des données.....	86
V.5.2. Interface de programmation NI-VISA .....	86
V.6. Résultats expérimentaux.....	88
V.7. Conclusion.....	89
Conclusion générale.....	90
Bibliographie.....	91
Annexes.....	94

# Introduction générale

On ne peut évoluer dans le monde de l'industrie sans se servir la numérisation. En effet, la numérisation est toujours associée à la nouvelle technologie. Trouvant sa naissance dans le monde moderne, la machine-outil est un appareil spécifique piloté par commande numérique via un microprocesseur ou un microcontrôleur. La fabrication mécanique constitue son principal champ d'utilisation. La probabilité d'utiliser les machines-outils dans les futurs processus industriels est élevé. Cette dernière expression nous donne envie d'en savoir plus sur les machines-outils, leur importance dans l'industrie, et comment les contrôler et programmer numériquement.

Actuellement, les machines-outils à commande numérique (MOCN) permettent des réponses aux exigences de productivité modernes, vu le contrôle et la maîtrise des coûts qui reste une préoccupation importante, et vu aussi la qualité des pièces obtenues en terme de précision et qualité de l'état de surface. La MOCN et son évolution actuelle représentent aujourd'hui le moyen de production le plus important dans la mise en forme des pièces mécaniques. En effet, l'étude et la réalisation d'une machine-outil à commande numérique demande beaucoup de temps et un investissement énorme. L'adapter à un processus technologique de production c'est encore plus difficile.

Ce travail est une partie d'un projet de réalisation d'une machine à commande numérique à uniaxial qui consiste l'étude et la réalisation d'une CNC. Pour ce fait nous avons subdivisé notre travail en cinq chapitres dans lesquels :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter des généralités sur les machines-outils à commande numérique (MOCN), en illustrant les différentes étapes de développement de la MOCN, la structure et les classifications des machines MOCN.

Dans le second chapitre, nous présenterons les différentes structures et les types du moteur pas à pas et leur principe de fonctionnement puis la Comparaison des trois catégories du moteur pas à pas.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons le modèle mathématique du moteur pas à pas et la simulation en boucle ouverte afin de justifier notre modèle établie, en écrivant les équations du mouvement dans un repère immobile puis dans un repère mobile.

Le quatrième chapitre est divisé en deux partie la première est consacrée à l'application de

## Introduction générale

la commande par un correcteur PI au moteur pas à pas à aimant permanent et la deuxième partie est dédiée à l'application de la commande floue du moteur.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons une réalisation d'une machine-outil à axe direct, en montrant une description réelle de la machine CNC à uniaxial réalisée et les résultats expérimentaux obtenus à travers le logiciel de programmation graphique LabView.

Finalement, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce travail.

## **Généralité sur les machines-outils à commande numérique(MOCN)**

---

---

I.1.	Introduction .....	4
I.2.	La commande numérique .....	4
I.2.1.	Origines de la commande numérique.....	4
I.2.2.	Principe de la commande numérique .....	5
I.3.	Structure d'une machine à commande numérique .....	6
I.3.1.	Partier operative .....	6
I.3.1.1.	Tâches effectuées .....	7
I.3.1.2.	Armoire électrique de relayage ou armoire de puissance.....	7
I.3.2.	Partite commande.....	8
I.4.	Principe de fonctionnement d'une machine à commande numérique.....	8
I.5.	Les familles des machines à commande numérique .....	9
I.5.1.	Fraisage à commande numérique (FCN) .....	9
I.5.2.	Tournage à commande numérique (TCN) .....	9
I.5.3.	Rectification à commande numérique.....	10
I.5.4.	Electroérosion à commande numérique .....	10
I.6.	Classification des MOCN.....	11
I.6.1.	Classification des MOCN selon le mode de fonctionnement .....	12
I.6.1.1.	Fonctionnement en boucle ouverte .....	12
I.6.1.2.	Fonctionnement en boucle fermée .....	12
I.6.1.3.	Fonctionnement avec commande adaptative.....	13
I.6.2.	Classification des MOCN selon le nombre d'axe.....	14
I.6.3.	Classification des MOCN selon le mode d'usinage .....	14
I.7.	La machine à commande numérique a trois axes.....	14
I.8.	Conclusion.....	15

## **I.1. Introduction**

Selon le nouveau Larousse illustré de 1904 : « la machine-outil est une machine dont l'effet final est un outil mis en mouvement, et qui a pour but de remplacer la main de l'homme lors du façonnage des matières ». L'évolution des machines-outils commence il y a plus de cinq mille ans avec les premiers tours à potier.

A travers l'évolution des machines-outils, du tour du potier au tour numérique, apparaissent en filigrane de nombreuses tendances qui ont déterminé l'histoire de l'humanité.

D'abord, l'histoire des techniques qui a été influencée par la succession des types d'énergie utilisée : la force de l'homme (le pied sur la pédale), celle du vent ou de l'eau (au XVI<sup>e</sup> siècle, grâce à la mécanisation du système d'entraînement, le tour fut couplé à des moulins et autres roues à aubes), la combustion du charbon (la machine à vapeur), l'électricité (mais aussi l'énergie lumineuse, chimique, acoustique jusqu'au faisceau à particule) puis le développement de l'informatique.

Ensuite l'histoire des objets qui a suivi l'évolution des matériaux utilisés, la terre, le bois, le métal puis les matières les plus diverses et les alliages développés pour les besoins de la technologie moderne.

Enfin, l'histoire des machines-outils soulève des questions de société comme la condition du travailleur (de l'ouvrier à la chaîne, esclave de la machine-outil, jusqu'au technicien responsable des tours numériques...) et la condition de l'homme moderne. La production standardisée et les gains de productivité permis par les machines-outils ont en effet pu lui offrir la consommation de masse et le temps libre

Ce chapitre traite des connaissances fondamentales relatives à la commande numérique et les machines-outils à commande numérique.

## **I.2. La commande numérique**

### **I.2.1. Origines de la commande numérique**

La Seconde Guerre Mondiale est à peine terminée que les États-Unis en amorcent une autre, la « guerre froide ». L'effort de recherche/développement en matière d'armement est à nouveau relancé. Dans ce contexte, Parsons Works, se voit confier par l'US Air Force la mission d'améliorer la productivité des chaînes de fabrication et plus particulièrement du

long, complexe et fastidieux processus de fabrication et de contrôle des surfaces gauches des pales d'hélicoptère. John T. Parsons, aidé de son ingénieur en chef Frank Stulen mènent les études. Ils imaginent différents concepts dont l'un consiste à motoriser les axes des machines concernées. Se pose alors le problème du pilotage de ces moteurs. Ce point les amène à faire appel aux moyens et compétences tout d'abord d'une de leurs filiales, La Parson Corp, spécialisée dans les solutions usant de calculateurs (on appelait ainsi l'ancêtre de l'ordinateur) alimentés en données par des bandes perforées et, d'autre part, à consulter le M.I.T (Massachusetts Institute of Technology). Finalité : commander par un calculateur (IBM y participera) le déplacement d'une table sur glissières mue par une vis à billes couplée à un moteur électrique. En 1952, le Dr Richard KEGG (Milacron) et le MIT (concepteur des servo contrôleurs) présentent au gratin de l'aéronautique le résultat prometteur de leurs travaux sur une fraiseuse Cincinnati Milacron Hydrotel. Une demande de brevet est aussitôt déposée par précaution au bureau des brevets américain (USPTO) par Parson et Stulen.

Sur la base des succès précédents et après avoir travaillé pendant cinq ans à industrialiser le concept (affinage des tout premiers concepts de programmation de trajectoires avec interpolation axiale), Parson et Stulen confirment le brevet le 14 janvier 1958 par un brevet intitulé « Motor Controlled Apparatus for Positioning Machine Tool » qui sonne la naissance commerciale de cette technologie. General Electric sera historiquement le premier fabricant industriel de commandes numériques, rejoint en 1962 par son voisin japonais, FANUC. En 1964, les États-Unis comptaient 35 000 machines à commande numérique [Gill 90].

### **I.2.2. Principe de la commande numérique**

La commande numérique a pour tâche de générer des mouvements d'axes. Ces instructions qui viennent du programme pièce ou de l'opérateur machine consisteront en une position et une vitesse de déplacement. Le processeur de la commande numérique va alors générer une consigne afin qu'on puisse commander les moteurs d'axes. Elle aura également pour tâche, lors du déplacement des axes, de vérifier la position de ces derniers et dans certain cas, la vitesse de déplacement. Les commandes numériques actuelles sont capables d'effectuer des mouvements en combinant simultanément les positions sur les axes X, Y et Z. Elles s'appellent commande numérique par calculateur. De plus, elles sont capables de gérer plusieurs axes simultanément. On parle alors d'interpolation. Cette dernière peut être linéaire ou circulaire selon la consigne générée par le microcontrôleur de la partie commande. Le rôle

de ce processeur est d'interpréter un code machine que l'on appelle un code G, puis de générer les signaux de commande des axes et de la broche.

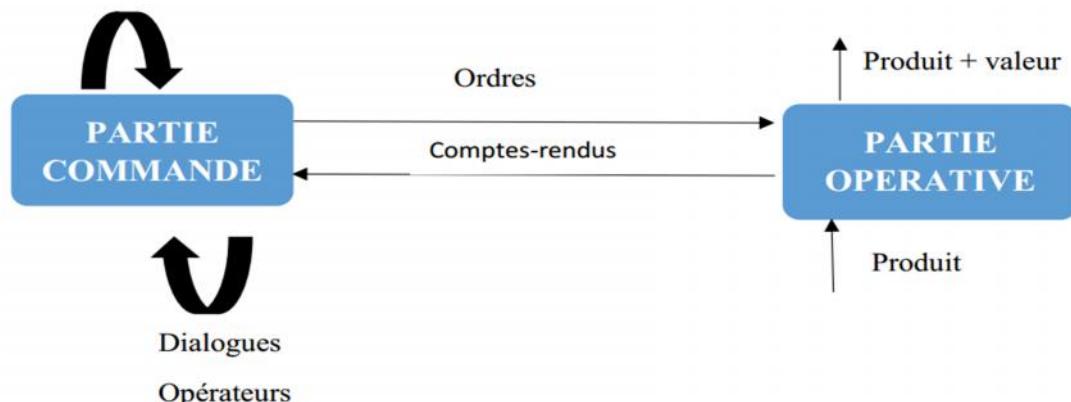
### I.3. Structure d'une machine à commande numérique

La machine-outil est équipée d'une commande numérique capable de réaliser les calculs des coordonnées des points définissant une trajectoire (interpolation), on dit qu'elle est à calculateur. Elle est appelée CNC (Commande Numérique par Calculateur). La plupart des MOCN sont des CNC [Gill 81].

La machine-outil à commande numérique forme un ensemble comprenant : une partie commande et une partie opérative, tel qu'elle est représentée dans la Figure I.1.

Communications

Autres PC



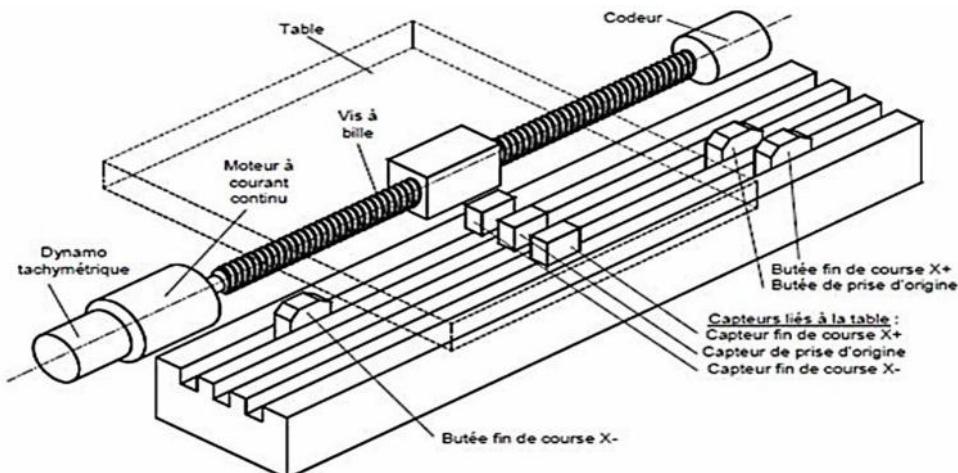
**Figure I.1.** Structure d'une MOCN.

#### I.3.1. Partier operative

Les mouvements sont commandés par des moteurs ; presque comparable à une machine-outil classique, et elle comprend :

- Un socle, très souvent en béton hydraulique vibré, assurant l'indépendance de la machine au sol,
- Un bâti, un banc, dont les larges glissières sont en acier traité,
- Un support outil (broche, torche, laser, jet d'eau ...),
- Une table support pièce, mobile selon 2 ou 3 axes, équipée de système de commande à vis et écrou à bille. Le granit, ou le granit reconstitué, est utilisé pour la fabrication des tables et des bâts des machines à mesurer tridimensionnelles des rectifieuses et de certains tours.

- Des moteurs chargés de l'entraînement de la table,
- Un élément de mesure ou capteur de position renseignant à tout moment sur la position du mobile sur chaque axe,
- Une dynamo tachymétrie assurant la mesure de la vitesse de rotation .Les éléments de la partie opérative sont représentés dans la figure –I.2-.



**Figure I.2.** Les éléments de la partie opérative.

### I.3.1.1. Tâches effectuées

Les tâches effectuées sur le site de la partie opérative sont :

- Chargement et déchargement (pièce port pièce).
- Chargement et déchargement (outils port outils).
- Intervention manuelles nécessitées par l'usinage et l'entretien.
- Surveillance de commande:

### I.3.1.2. Armoire électrique de relayage ou armoire de puissance

Elle est composée :

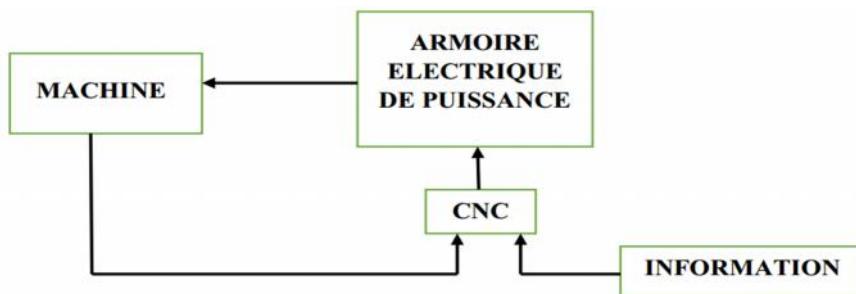
- D'un automate programmable gérant toutes les entrées - sorties,
- D'un relais,
- D'électrovannes
- De cartes variateurs d'axes (une par axe)
- De contacteurs (1 par élément de machine : axes, broche)
- D'un interrupteur général avec sécurité.

### I.3.2. Partie commande

Différente d'une machine conventionnelle et constituée d'une armoire dans laquelle on trouve :

- Le pupitre permettant de rentrer les commandes à l'aide d'un clavier,
- Le lecteur de données (ce lecteur peut être une option lors de l'achat de la machine),
- La sortie RS 232 pour les liaisons avec les Périphériques externes,
- L'écran de visualisation de toutes les données enregistrées,
- Le calculateur,
- Les cartes électroniques (commandes d'axes, mémoire ...).

La partie commande est alimentée par un courant faible et ne peut donc pas alimenter directement les moteurs de la machine. La fonction originale de cette dernière est représentée dans la figure -I.3-.



**Figure I.3.** Fonction originale d'une commande numérique

### I.4. Principe de fonctionnement d'une machine à commande numérique

Les programmes d'usinage sont réalisés à partir d'une origine appelée « origine programme » (OP) positionnée par le programmeur. Le programme commande les déplacements relatifs entre le brut et les outils dans le but de réaliser l'usinage de la pièce finale.

Ces déplacements sont réalisés dans un repère orthonormé normalisé (O, X, Y, Z) basé sur la structure de la machine.

**L'axe (Z)** de ce repère est un axe confondu avec celui de la broche de la machine — axe de rotation de la fraise en fraisage, axe de rotation de la pièce en tournage. Le sens positif de cet axe est donné par le sens d'éloignement de l'outil par rapport à la pièce. La détermination de **l'axe (X)** entre les 2 axes restants se fait en identifiant celui qui permet le plus grand déplacement. Le sens positif de (X) est déterminé par le sens logique d'éloignement de l'outil

par rapport à la pièce.

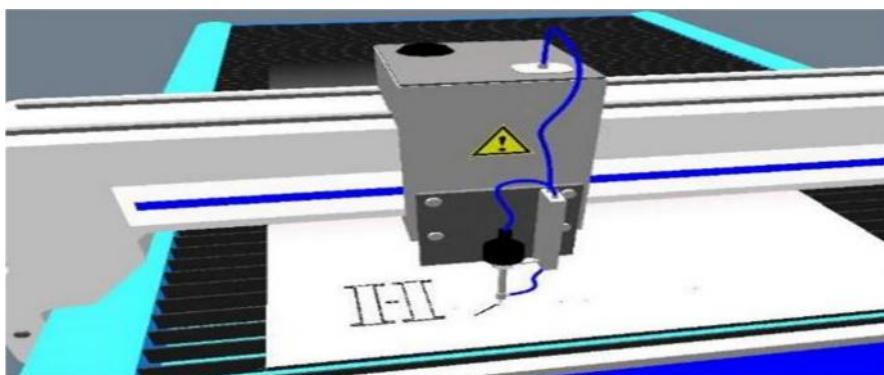
L'axe(Y) est déterminé à partir de (X) et (Z) grâce à la règle du trièdre direct [Clau 92].

### **I.5. Les familles des machines à commande numérique**

On peut aussi découper la famille des commandes numériques en quatre sous familles de machines :

#### **I.5.1. Fraisage à commande numérique (FCN)**

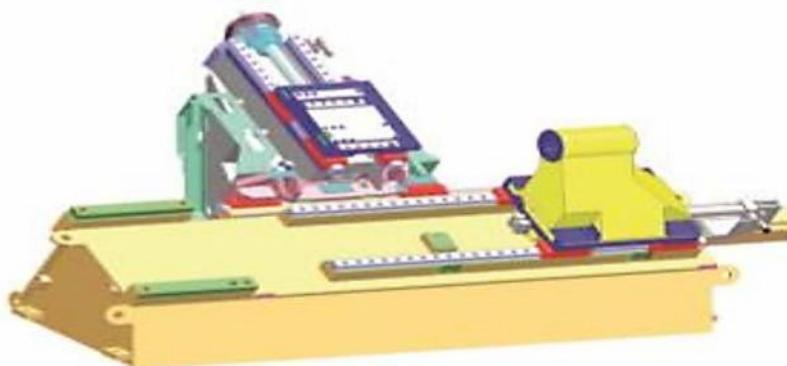
Le fraisage est un procédé de fabrication où l'enlèvement de matière sous forme de copeaux résulte de la combinaison de deux mouvements : la rotation de l'outil de coupe, d'une part, et l'avancée de la pièce à usiner d'autre part. Le fraisage est habituellement réalisé par une machine-outil, la fraiseuse qui est particulièrement adaptée à l'usinage de pièces prismatiques et permet également, si la machine est équipée de commande numérique, de réaliser tous types de formes même complexes. L'outil classiquement utilisé est la fraise [ Jean 99]. La figure –I.4- présente un exemple de fraisage numérique.



**Figure I.4.** Fraisage à commande numérique.

#### **I.5.2. Tournage à commande numérique (TCN)**

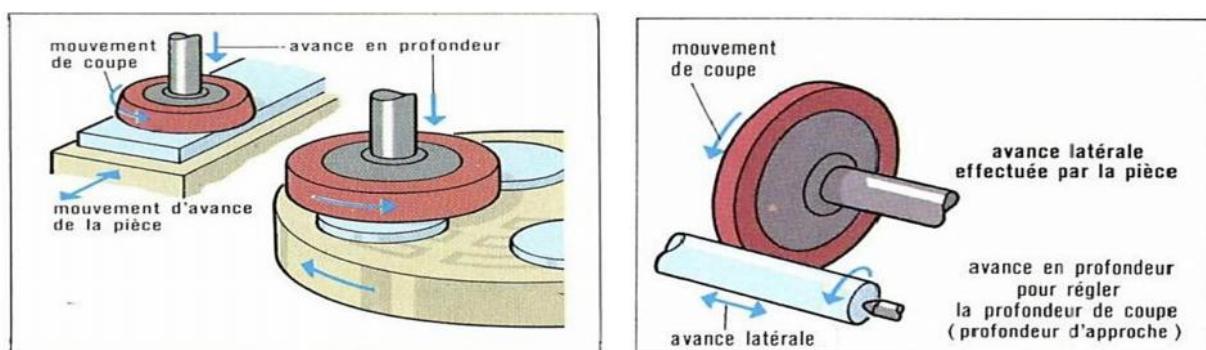
Le tournage est une technique d'usinage qui consiste à enlever, à l'aide d'outils coupants, de la matière sur une pièce initiale cylindrique pour obtenir une pièce finale (figure- I.5). La matière est enlevée par la combinaison de la rotation de la pièce usinée et du mouvement de l'outil coupant [And 88].



**Figure I.5.** Tour à commande numérique.

### I.5.3. Rectification à commande numérique

La rectification d'une pièce mécanique est une opération destinée à améliorer son état de surface. Les deux techniques principales sont la rectification plane et la rectification cylindrique (figure -I.6-). La rectification s'effectue sur une machine-outil conçue à cet effet la rectifieuse. Il s'agit de rectifier, c'est-à-dire d'approcher une surface d'une forme parfaite (en général : plan, cylindre de révolution ou cône). La rectification est souvent utilisée dans le but de préparer des surfaces de frottement, par exemple, la portée d'un arbre qui tournera dans un palier lisse ou dans un joint d'étanchéité. Elle peut également être utilisée pour donner un profil particulier à la pièce lorsque la meule a été au préalable usiné au profil complémentaire [Iddir 91].

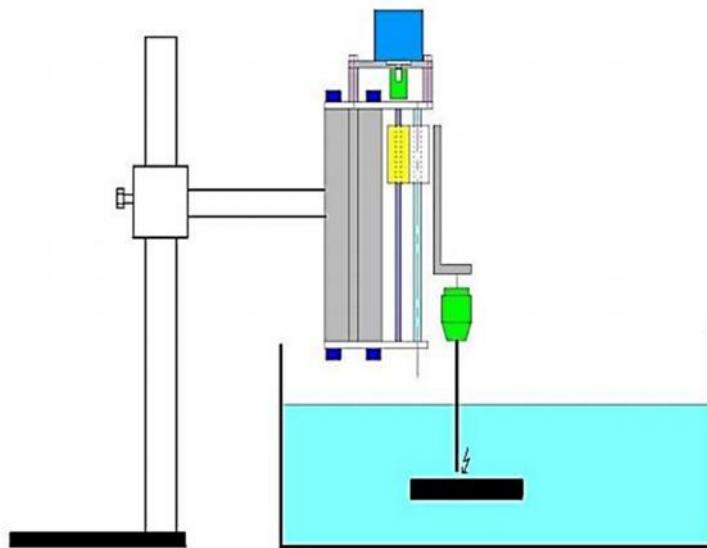


**Figure I.6.** Rectification plane et cylindrique.

### I.5.4. Electroérosion à commande numérique

L'électroérosion, appelée aussi EDM (electrical discharge machining), est un procédé d'usinage qui consiste à enlever de la matière dans une pièce en utilisant des décharges électriques.

On parle aussi d'usinage par étincelage. Cette technique se caractérise par son aptitude à usiner tous les matériaux conducteurs de l'électricité (métaux, alliages, carbures, graphites, etc.) quelle que soit leur dureté. La figure –I.7- représente un dessin d'une machine d'électroérosion à commande numérique [2].



**Figure I.7.** Electroérosion.

## I.6. Classification des MOCN

Les machines-outils à commande numérique (MOCN) sont classées selon :

- Le mode de fonctionnement de la machine
- Le nombre d'axes de la machine
- Le mode d'usinage
- Le mode de fonctionnement du système de mesure
- Le mode d'entrée des informations

Les machines-outils à commande numérique (MOCN) peuvent être assistées d'une programmation extérieure et de mécanismes tendant à les rendre encore plus performantes, tels que :

- Ordinateur et ses périphériques.
- Commande adaptative.
- Prérglage des outils.
- Codage des outils.

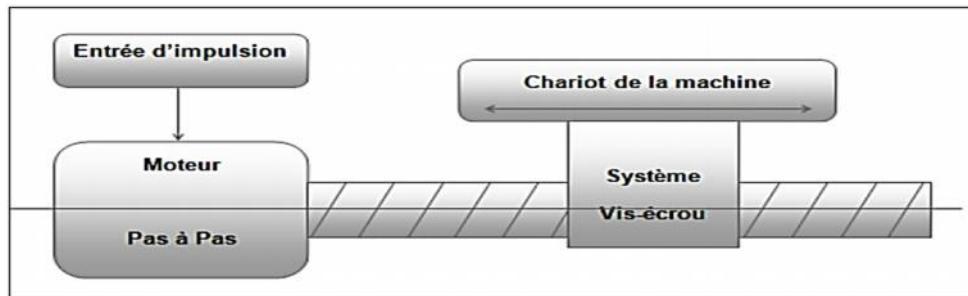
- Chargeur d'outils et magasin.
- Chargeur et convoyeur de pièces.
- Combinaison de type d'usinages (centre de tournage, centre d'usinage).
- Table de montage.
- Évacuateur de copeaux.
- Dispositifs de contrôle de pièces.

#### **I.6.1. Classification des MOCN selon le mode de fonctionnement**

Les MOCN sont classifiées selon les modes de fonctionnement suivants :

##### **I.6.1.1. Fonctionnement en boucle ouverte**

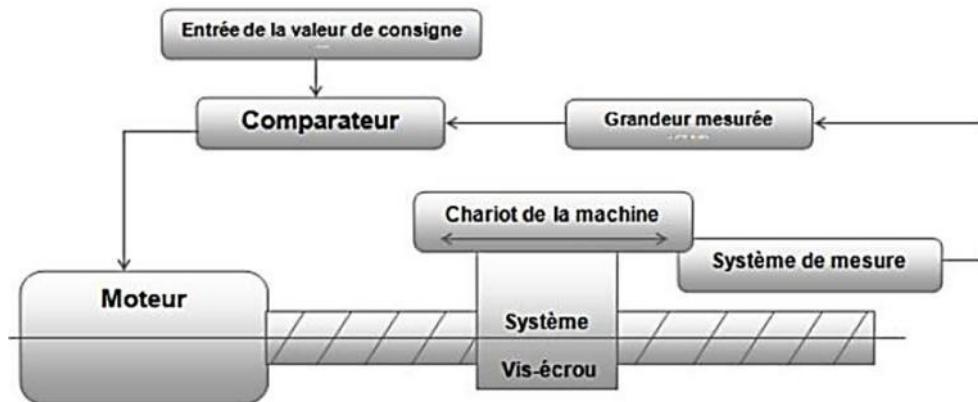
En boucle ouverte (figure –I.8-), le système assure le déplacement du chariot mais ne le contrôle pas



**Figure I.8.** Fonctionnement en boucle ouverte

##### **I.6.1.2. Fonctionnement en boucle fermée**

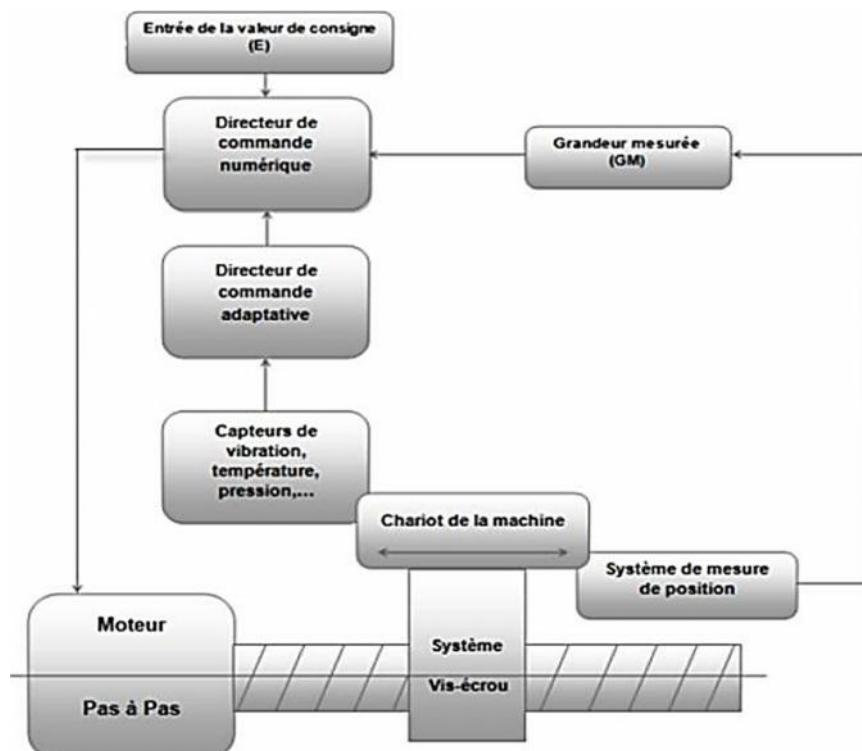
En boucle fermée le système contrôle le déplacement ou la position jusqu'à égalité des grandeurs entrée (E) dans le programme et celui mesuré (Gm).



**Figure I.9.** Fonctionnement en boucle fermée.

#### I.6.1.3. Fonctionnement avec commande adaptative

La commande adaptative, illustrée sur la Figure I.10, réalise d'une façon continue et automatique l'adaptation des conditions de coupe. Des capteurs relèvent les valeurs de couple de la broche, l'amplitude de vibration de la broche, la température au point de coupe. Ces informations sont transmises à une unité spéciale qui les envoie vers le directeur de commande numérique qui agit selon l'analyse des informations sur les conditions de coupe pour permettre une meilleure qualité de travail, une meilleure productivité et une plus grande sécurité.



**Figure I.10.** Fonctionnement avec commande adaptative

### **I.6.2. Classification des MOCN selon le nombre d'axe**

Les possibilités de travail des MOCN s'expriment en nombre d'axes de travail.

**Un axe** : définit toute direction principale suivant laquelle le mouvement relatif de l'outil et de la pièce a lieu lorsqu'un seul des moteurs de déplacement fonctionne avec contrôle numérique continue.

**Un demi-axe** : définit la direction dans laquelle l'avance n'est pas contrôlable numériquement mais contrôle par pistes, cames ou plateaux diviseurs.

### **I.6.3. Classification des MOCN selon le mode d'usinage**

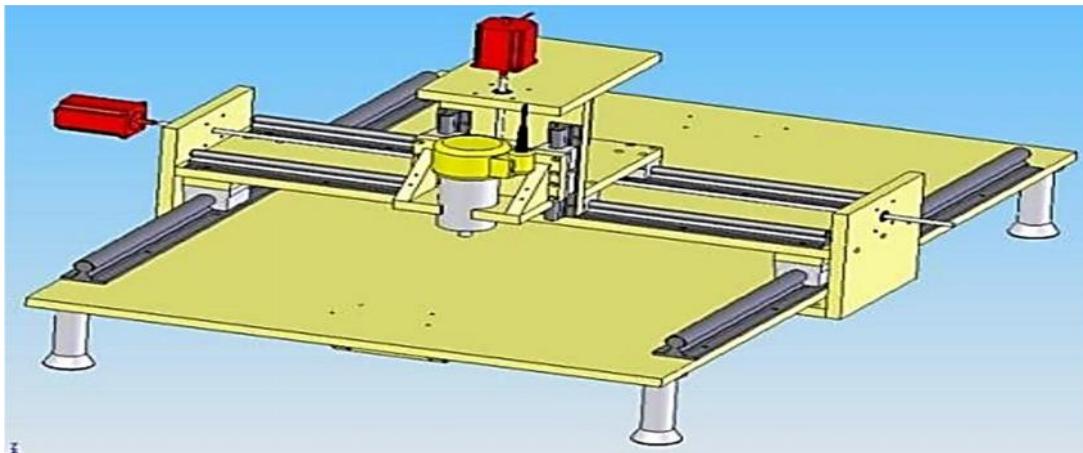
Selon le mode d'usinage on peut classer les MOCN en trois catégories :

- Commande numérique point à point.
- Commande numérique par axiale.
- Commande numérique de contournée.

## **I.7. La machine à commande numérique a trois axes**

L'usinage trois (3) axes est l'une des techniques les plus employées dans la fabrication de pièces mécaniques. Tel que les machines-outils classiques comme la fraiseuse qui permet un travail de la matière sur trois (3) axes (X, Y et Z) (figure -I.11-).

La machine-outil procède alors à l'enlèvement des copeaux suivant trois directions de base correspondant aux axes d'une surface plane. Tout à fait adaptée aux pièces peu profondes. Cependant cette technique a de grosses limites quand il s'agit de traiter une pièce profonde avec des cavités étroites. Pour cela de nouvelles technologies d'usinage ont été développé tel que 4 axes [3].



**Figure I.11.** Machine à commande numérique à trois axes.

### I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue générale de la commande numérique et de la machine à commande numérique et de son histoire, puis nous avons discuté en général la machine à commande numérique par ordinateur en termes de principe, d'utilisation et de structure, et nous avons parlé des classifications des machines CNC.

## Généralité sur les moteurs pas à pas

---

---

II.1.	Introduction .....	17
II.2.	Définition moteur pas à pas .....	17
II.3.	Principe de fonctionnement du moteur pas à pas .....	18
II.4.	Différents types de moteur pas à pas .....	18
II.4.1.	Moteur à réluctance variable .....	18
II.4.1.1.	Moteur a reluctance variable à circuit magnétique unique .....	21
II.4.1.2.	Moteur a reluctance variable a plusieurs circuits magnétique .....	22
II.4.1.3.	Structure de machines a plots .....	23
II.4.1.4.	Caractéristiques principales de moteur a reluctance variable .....	25
II.4.2.	Le moteur a aimant permanent : .....	25
II.4.2.1.	Le principe de fonctionnement .....	26
II.4.2.2.	Caracterestiques principales du moteur à aimant permanent .....	28
II.4.3.	Le moteur hybride .....	29
II.4.3.1.	Caracteristiques principales du moteur hybride .....	29
II.5.	Comparaison des trois categories des moteurs pas à pas.....	30
II.6.	Comparaison avec le moteur à courant continu.....	30
II.7.	Conclusion .....	31

## II.1. Introduction

Les nombreuses applications de la commande numérique ont remis en faveur le moteur pas à pas, appelé aussi moteur à impulsions qui était utilisé depuis déjà longtemps. Les moteurs pas à pas ont été créés en 1930. Leurs développements ont commencé au début des années soixante grâce à l'apparition des microprocesseurs, microcontrôleurs et aux énormes progrès de l'électronique de puissances à transistor.

Et encore, pendant des années, l'apparition essentielle fut celle de la commande numérique des machines outil ayant besoin d'un tel type de moteur. Puis avec le développement de la recherche spatiale, de nouveaux moteurs pas à pas firent leur apparition (dimensions réduites et pas angulaires plus grand) et furent largement utilisé grâce à leurs avantages important de fiabilité et de simplicité de commande qu'ils offraient sur les autres moteurs.

Dans cette deuxième partie de l'étude nous présenterons les principales caractéristiques des différents types de moteur pas à pas, et leurs principes de fonctionnement.

## II.2. Définition moteur pas à pas

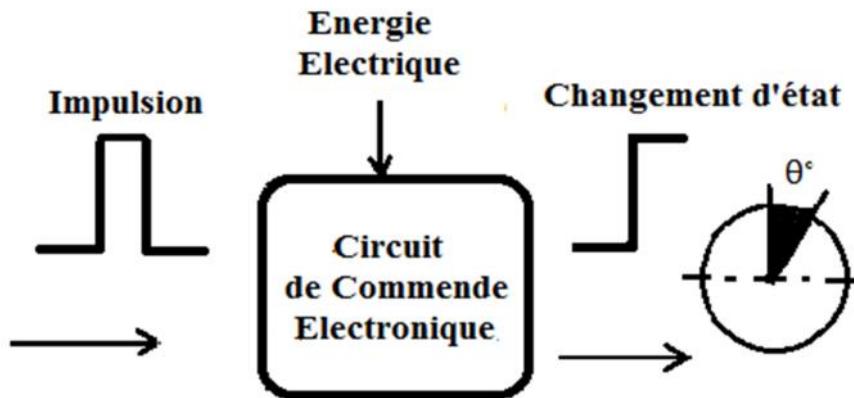
Un moteur pas à pas, illustré sur la Figure II.1, est une machine qui tourne et fonctionne en impulsions électroniques reçues dans ses bobinages, l'angle de rotation minimale entre deux modifications des impulsions électrique s'appelle un pas ( $\text{pas}$ ), On caractérise un moteur pas à pas par le nombre de pas par tour. On peut dire que le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique destiné à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique de rotation. Le nombre du pas par tour est déterminé par la relation  $N_p = \frac{2f}{\text{pas}}$ .



**Figure II.1.** Moteur pas à pas.

### II.3. Principe de fonctionnement du moteur pas à pas

Les moteurs pas à pas reçoivent des signaux carrés périodiques déphasés et les transforment en mouvements mécaniques rotatifs appelés « pas » ou «  $\frac{1}{2}$  pas ». Pour un pas, l'axe du moteur (rotor) effectue une rotation de  $90^\circ$ . Pour un  $\frac{1}{2}$  pas, le rotor se déplace d'un angle de  $45^\circ$ .



**Figure II.2.** Principe du moteur pas à pas

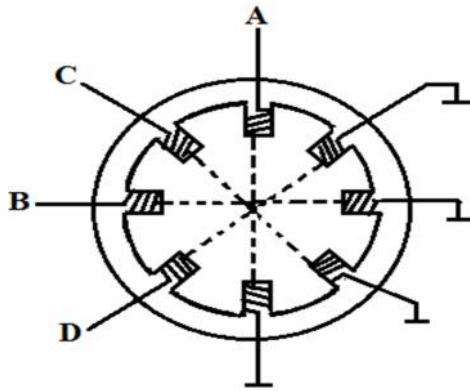
### II.4. Différents types de moteur pas à pas

Les moteurs pas à pas sont classés selon le principe physique à l'origine de l'interaction stator – rotor; il existe trois types de moteur pas à pas :

- Moteur à Réductance variable: Il utilise le principe du flux maximum (M.R.V).
- Moteur à Aimant permanent : Il utilise le principe de l'action d'un champ magnétique sur un aimant (M.P).
- Moteur Hybride : C'est la superposition des deux principes ci-dessus (MH).

#### II.4.1. Moteur à réductance variable

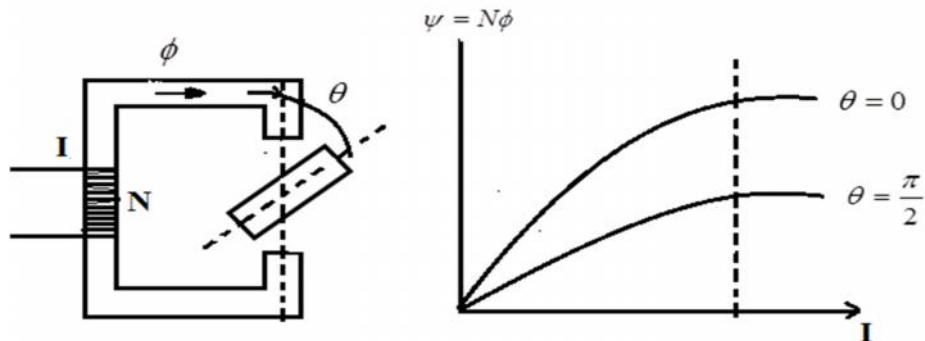
Il s'agit d'un moteur qui comporte bien évidemment un stator et un rotor. Le rotor est fabriqué en acier doux non magnétique. Il n'est pas lisse et possède plusieurs dents. Le rotor se positionnant dans la position de la plus faible réductance. La réductance est le quotient de la force magnétomotrice d'un circuit magnétique par le flux d'induction qui le traverse.



**Figure II.3.** Moteur à réluctance variable.

Considérons le circuit magnétique simple de la Figure II.4, constitué d'une culasse ferromagnétique fixe et une pièce ferromagnétique mobile dont l'axe est repéré par l'angle  $\theta$  , [Pie-00, Dia-93, Tien-87, Tec-D3].

Le passage d'un courant  $I$  dans les  $N$  spires de l'enroulement, crée une force magnétomotrice (f.m.m) définie par  $F = NI$  .



**Figure II.4.** Principe de la réluctance variable .

Le flux traversant les  $N$  spires de l'enroulement varie en fonction de la resistance des différentes portions du circuit, cette resistance est appelée réluctance  $R$ , elle est la somme des réluctances de la culasse et de la piece mobile, ainsi que celle de l'entrefer qui est généralement dominante .La réluctance peut être représentée par un autre paramètres dit

perméance, et définie par  $p = \frac{1}{R}$ .

En considérant une variation de flux  $\mathbb{E}$  par rapport au courant  $I$ , on peut écrire:

$$\mathbb{E} = LI = N^2 IP \quad (\text{II.1})$$

$L$  : étant l'inductance propre de l'enroulement.

Pour un courant  $I$  dans l'enroulement, la variation de l'entrefer définit deux valeurs limites du flux (**Figure II.4**). Pour  $\alpha = 0$  et  $\alpha = f$ , le flux est maximal, et il devient minimal pour  $\alpha = \pm f/2$  :

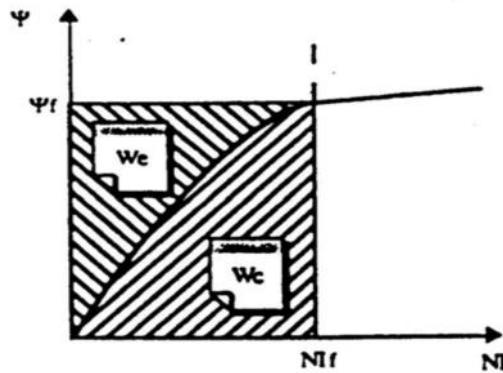
La perméance possède donc une périodicité de  $2\alpha$ . En se limitant au premier harmonique, elle s'exprime par :

$$p = p_0 + p_1 \cos 2\alpha \quad (\text{II.2})$$

D'une manière similaire, la relation entre l'inductance de l'enroulement et l'angle  $\alpha$  est :

$$L = N^2 P_0 + N^2 P_1 \cos(2\alpha) = L_0 + L_1 \cos(2\alpha) \quad (\text{II.3})$$

Pour des variations du courant  $I$  entre 0 et  $I_f$  et du flux  $\Phi$  entre 0 et  $\Phi_f$ , nous pouvons déterminer l'énergie magnétique  $W_e$  ainsi que la coénergie magnétique  $W_c$ , illustrée sur la Figure II.5, définie par :



**Figure II.5 .** Caractéristique de la variation du flux

Cette énergie définie par:

$$W_e = \int_0^v I d\Phi \quad (\text{II.4})$$

$$W_c = \int_0^{I_f} \Phi dI \quad (\text{II.5})$$

Le couple se déduit alors par:

$$C = \frac{\partial W_e}{\partial \alpha} \quad (\text{II.6})$$

$$C = \frac{\partial W_c}{\partial \alpha} \quad (\text{II.7})$$

Pour le circuit de la Figure II.5 nous avons:

$$\begin{cases} W_e = W_c = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} I \mathbb{E} = \frac{1}{2} P (N I)^2 \\ C = \frac{\partial W_c}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} (N I)^2 \frac{\partial P}{\partial \alpha} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En reprenant la relation (II.2) donnant la variation de la perméance en fonction de la position, le couple s'écrit alors :

$$C = - (N I)^2 P_1 \sin 2\alpha \quad (\text{II.9})$$

Le couple varie sinusoïdalement avec l'angle  $\alpha$ , il est proportionnel au carré du courant dans l'enroulement .

L'exemple du circuit de la Figure II.4., illustre le schéma de principe des moteurs à réductance. Plusieurs structures peuvent être obtenues par la modification de certains paramètres tels que le nombre d'enroulements (phases), et les dispositions géométriques du stator et du rotor.

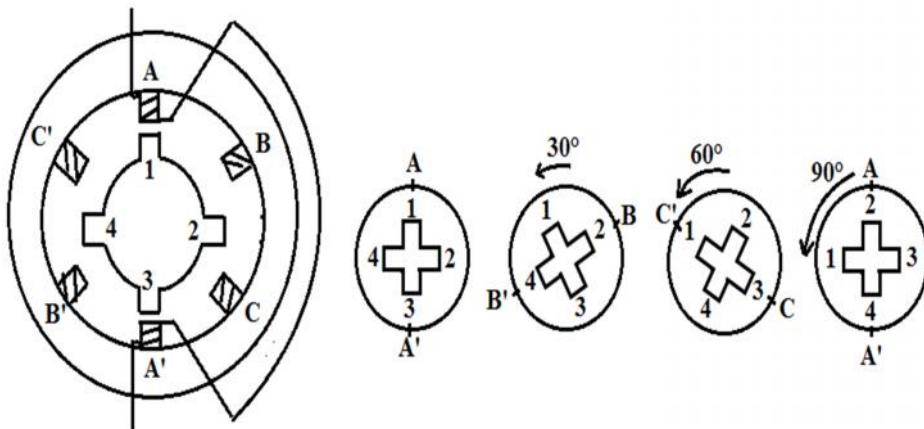
#### **II.4.1.1. Moteur à réductance variable à circuit magnétique unique**

Le rotor est un cylindre en fer doux (non aimanté) dans lequel sont taillées des dents (pôles du rotor). Le stator est un empilage de tôles découpées, encochées où sont logés des enroulements diamétralement opposés. Le nombre de dents au rotor ( $N_r$ ) et au stator ( $N_s$ ) est obligatoirement différent. Lorsqu'on alimente une paire de bobines, le rotor se place de façon à ce que le flux qui le traverse soit maximal (ou réductance minimale) . Comme le montre les différentes figures du schéma, le rotor avance d'un pas à chaque impulsion de courant sur une nouvelle paire de bobine de la Figure II.6, (A-A' puis B-B' puis C-C' puis A-A' .... ).

Nombre de pas par tour est donné par  $N_p = \frac{N_s * N_r}{N_s - N_r}$ .

Le pas électrique est donnée par  $\text{pas}_e = \frac{2f}{N_c} = \frac{360}{3} = 120^\circ$

$N_c$ : est le nombre de commutations nécessaires pour retrouver la même configuration électrique de la machine :



**Figure II.6:** Structure d'un moteur à réluctance variable à trois phases

Selon la Figure II.6, le déplacement mécanique pour un pas est  $\text{pas}_p = \frac{\text{pas}_e}{N_r} = \frac{120^\circ}{4} = 30^\circ$ .

D'autre part, le moteur dispose donc de nombre de pas  $N_p = \frac{360}{30} = 12 \text{ pas}$

L'alimentation simultanée de deux phases permet, en plus de l'augmentation du couple , le positionnement du rotor dans des positions stables intermédiaires de celles obtenues en alimentant une seule phase, [Dja-93], [Juf-79].

#### II.4.1.2. Moteur à réluctance variable à plusieurs circuits magnétique

Le principe de construction de ce type de machines est basé sur la multiplication de la structure de moteur à réluctance variable. Ces moteurs permettent une augmentation du nombre de positions stables ainsi qu'un accroissement du couple moteur. Deux structures sont possibles:

- Plusieurs stators en phase et les rotors décalés.
- Les rotors en phase et les stators décalés

L'exemple de la Figure (II.7), montre une structure avec trois stators régulièrement décalés

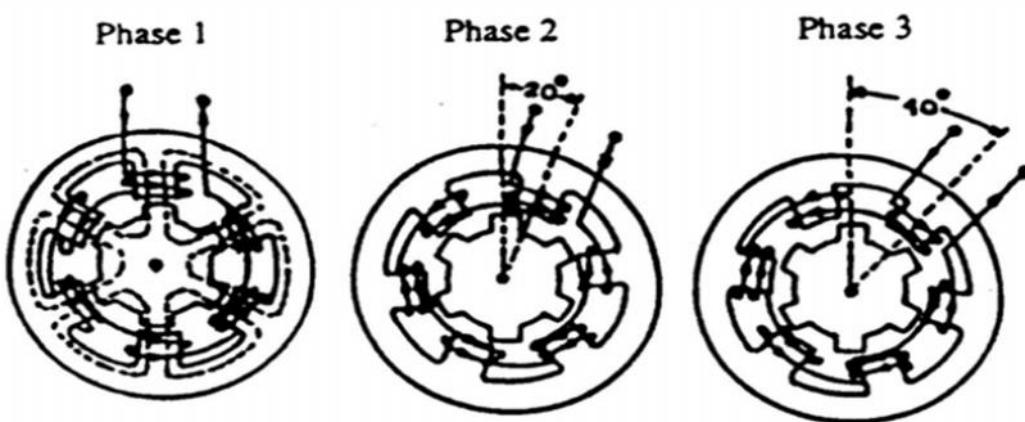
de  $\frac{2f}{mN_r}$  Où :

$m$  : nombre de phases

$N_r$  : nombre de dent rotorique

$N_s$  : nombre de dent statorique

$N_s = N_r = 6$  et  $m = 3$  l'angle de pas  $\alpha_p$  est donc égal à  $20^\circ$ .



**Figure II.7.** Structure d'un moteur à plusieurs circuits magnétiques (multi-stack)

Les principaux inconvénients de ce type de machines sont d'une part l'encombrement, et d'autre part, le non couplage entre les enroulements.

#### II.4.1.3. Structure de machines à plots

Cette structure se déduit directement de la structure à plusieurs circuits magnétiques "multi-stack" en évitant les inconvénients cités précédemment. Si de chaque stack on ne conserve qu'une partie (correspondant à deux plots).

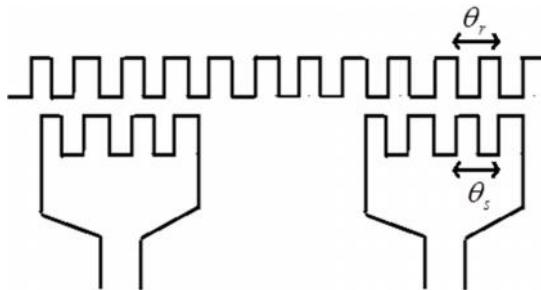
Si les plots sont décalés de manière régulière. Il s'agit d'un M.R.V à plot symétriques, [Sar-81]. Dans ce cas, le décalage angulaire mécanique entre deux plots consécutifs est de

$$\frac{2f}{N_{PS}}.$$

Avec  $N_{PS}$  : le nombre de plots au stator.

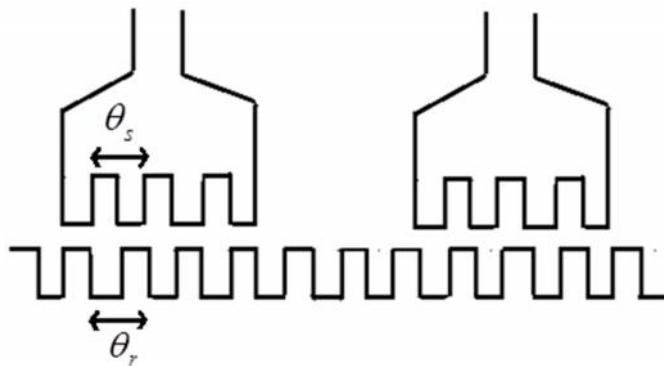
Deux types de structures dentées peuvent être obtenues selon que les dimensions des dents statoriques et rotoriques sont égales ou pas.

Soient  $\theta_s$  et  $\theta_r$ , les périodes des dents statoriques et rotoriques, respectivement. Si  $\theta_s = \theta_r$ , les dents d'un même plot sont toutes en face des dents rotoriques. Le plot est dit à structure localisée.



**Figure II.8.** Plots à denture localisée

Si  $\theta_s \neq \theta_r$ , les dents du plot sont décalées par rapport à celles du rotor. Le plot est à denture distribuée ou répartie.



**Figure II.9.** Plots à denture distribuée.

Dans le cas d'une structures à denture localisée, les dents d'un plot agissent toutes dans le même sens, ce qui permet d'augmenter le couple. Pour des dimensions identiques, les machines à denture distibuée ont un couple légèrement plus faible que celui des machines à denture localisée [ Mag-D5].

D'un autre côté, dans la structure à denture distribuée, l'augmentation du nombre de dents par plot permet de filtrer la perméance en la rendant sinusoïdale. Ceci permet l'optimisation du fonctionnement synchrone de la machine, [ Kau-79],[Goe-80].

Un des inconvénients des moteurs à plots symétriques est l'impossibilité d'obtenir certaines valeurs de pas. La relation qui permet de donner le nombre de pas tour pour telles structures est en utilisant la relation (II.10) :

$$N_r = K \cdot N_{PS} + r \quad (\text{II.10})$$

Avec :  $K$  est un nombre entier supérieur à 1

$$\text{Le pas élémentaire sera donc: } n_p = \frac{2f * r}{N_{PS} N_r}.$$

Le nombre de pas par tour est :

$$N_p = \frac{2f}{n_p} = \frac{N_{PS} N}{|r|} \quad (\text{II.11})$$

Il y a des valeurs de nombre de pas  $N_p$  (exemple: 64, 100, 250,...) pour lesquelles on ne peut trouver aucune combinaison qui respecte la relation (II.10). Ce problème peut être évité en réalisant des structures à plots “dissymétriques”. Il y a alors différents décalages interplots dans la machine. Une équipe du G.R.E.E.N, a défini les différentes relations pour assurer le bon fonctionnement de telles structures [Gud-92].

#### **II.4.1.4. Caractéristiques principales de moteur à reluctance variable**

Les principales caractéristiques associées à la structure et au fonctionnement du moteur à réductance variable sont:

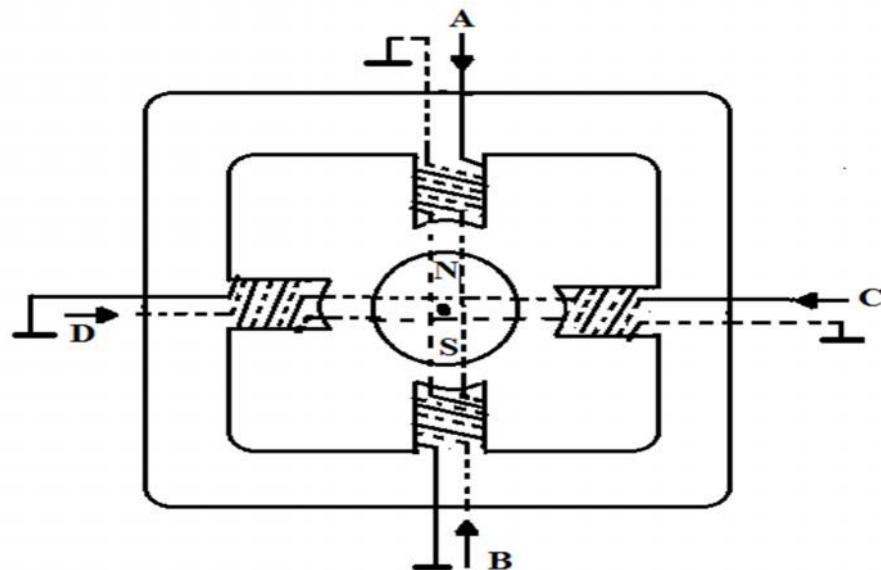
- Une bonne précision du positionnement
- Un couple développé proportionnel au carré du courant
- De faible inerties pour des couples importants
- Des valeurs d'inductance très élevées
- L'absence de couple en l'absence du courant
- Nombre de pas important
- Le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation des bobines
- Rendement faible
- Fonctionne à des fréquences élevées

#### **II.4.2. Le moteur à aimant permanent :**

Le moteur à aimant permanent est aussi appelé moteur polarisé. Les moteurs à aimants permanents se subdivisent en deux types :

##### **a- Les moteurs unipolaires :**

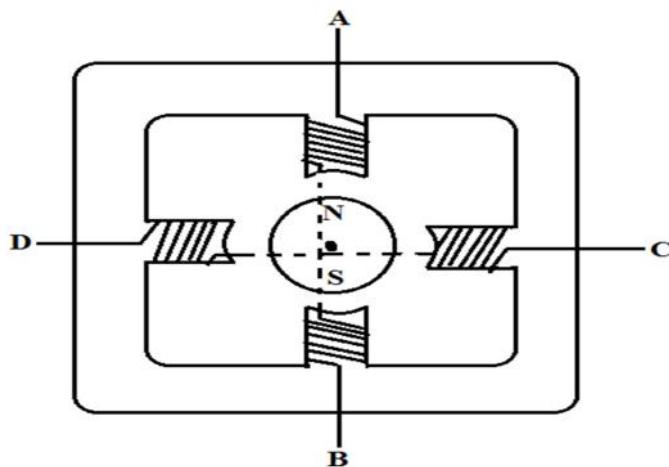
Ils ont en général six (6) fils, dont deux sont reliés au milieu des bobines, tel que c'est représenté dans la Figure II.10. Ils se commandent en les alimentant tour à tour, mais les bobinages sont alimentés toujours dans le même sens par une tension unique d'où le nom d'unipolaire.



**Figure II.10.** Schéma d'un moteur unipolaire

### b- Les moteurs bipolaires

Ils ont en général quatre (4) fils et se commandent en inversant le sens du courant dans une des deux bobines, tel que c'est représenté dans la Figure II.11, qui sont alimentés une fois dans un sens, une fois dans l'autre sens. Ils créent une fois un pôle nord, une fois un pôle sud d'où le nom de bipolaire.

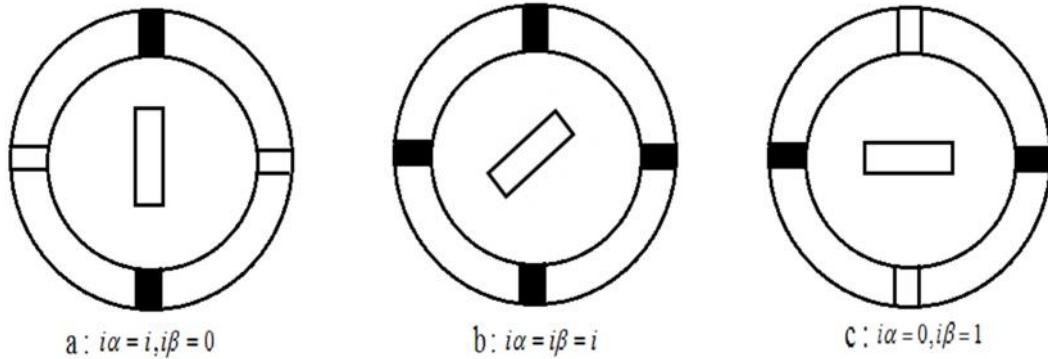


**Figure II.11.** Schéma d'un moteur bipolaire

#### II.4.2.1. Le principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur à aimant permanent se situe au niveau du rotor, qui, par la présence d'aimants, a tendance à s'aligner sur le champ statorique si les bobines sont alimentées, la Figure II.12 représente la structure d'un moteur pas à pas diphasé.

Le moteur comporte quatre plots au stator portant les deux phases et . L'alimentation d'une phase oblige le rotor , par la loi du flux maximum, à s'orienter face au plot correspondant à cette phase comme représenté par les Figures II.12a et II.12c. L'alimentation simultanée des deux phases permet de définir des position stables intermédiaires Figure II.12b, appelées demi pas.



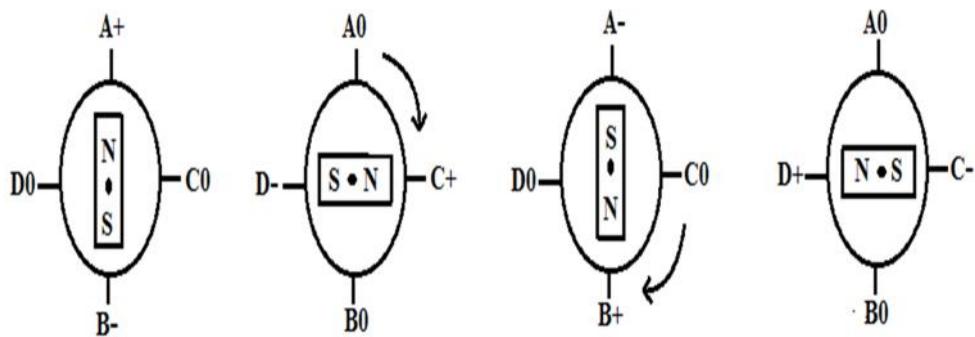
**Figure II.12.** Structure d'un moteur pas à pas à aimant permanent

La présence de l'aimant génère un couple même lorsque les phases ne sont pas alimentées ,c'est le couple de détente qui s'exprime par la relation suivante:

$$Cd = -K \sin 4\pi e \quad (\text{II.12})$$

#### a- Mode Monophasé

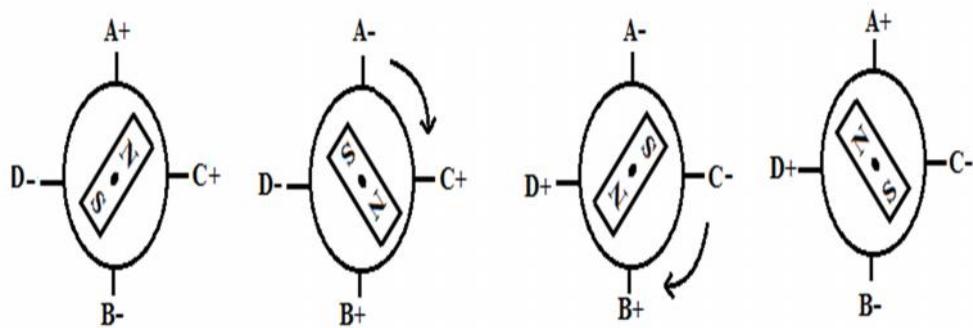
L'alimentation d'une seul phase à chaque pas le couple développé par le moteur n'est pas très important. La **Figure (II.13a)** montre la chronologie à respecter (AB,CD,BA,DC, puis AB...)



**Figure II.13a.** Mode monophasé

#### b- Mode biphasé

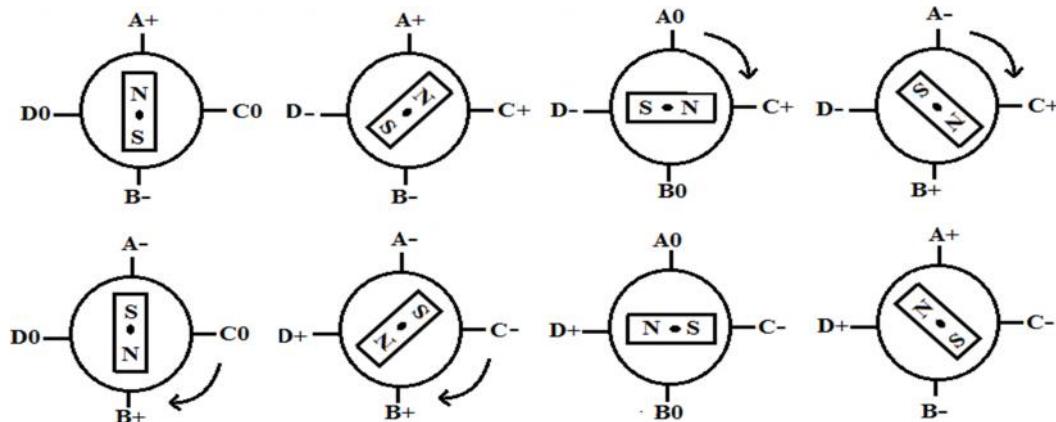
L'alimentation simultanée des deux phases, le couple développé par le moteur est très important.



**Figure II.14b.** Mode biphasé.

### c- Mode demi pas

Le moteur est alimenté en biphasé puis en monophasé, dans ce mode on augmente la précision du moteur (nombre de pas) mais le couple irrégulier.



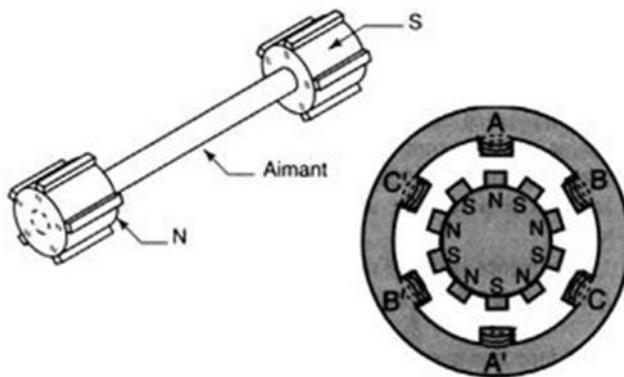
**Figure II.15c.** Mode demi pas.

#### II.4.2.2. Caractéristiques principales du moteur à aimant permanent

- Un couple développé proportionnel au carré du courant
- De faible inerties pour des couples importants
- La présence de couple en l'absence du courant
- Le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation
- Sens du courant
- Nombre de pas réduit dû à la difficulté de loger les aimants
- Fréquence de travail faible

### II.4.3. Le moteur hybride

On superposant le principe du moteur à réductance variable et à aimant permanent on obtient un moteur hybride qui combine les avantages des deux moteurs. Le rotor est constitué de deux disques dentés décalés mécaniquement. Entre ces deux disque est inséré un aimant permanent. Le nombre de dents du rotor est différent de celui du stator. Lorsqu'on alimente une bobine, le rotor place les dents Nord et Sud de telle façon à ce que le flux traversant le rotor soit maximal , [Hal-81], [Chr-81].



**Figure II.16 :** moteur hybride

#### II.4.3.1. Caractéristiques principales du moteur hybride

- La présence de couple en l'absence du courant ,
- Le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation,
- Sens du courant,
- La proportionnalité du terme principal du couple au courant,
- Une inertie élevée ( pour les moteurs à aimant rotorique),
- Une grande précision du positionnement.

Grande précision de positionnement d'après la littérature, [Kan-89] le moteur hybride le plus performant possède une résolution de  $0.1^\circ$  et 3600 pas par tour.

## II.5. Comparaison des trois catégories des moteurs pas à pas

Type du moteur	Moteur à aimant permanent	Moteur à réluctance variable	Moteur hybride
Résolution (Np de pas/tour)	Moyenne	Bonne	Elevée
Couple moteur	Elevée	Faible	Elevée
Sens de rotation	Il dépend : - du sens du courant pour le moteur bipolaire - L'ordre d'alimentation des bobines	Il dépend uniquement de l'ordre d'alimentation des bobines	Il dépend : - du sens du courant pour le moteur bipolaire - L'ordre d'alimentation des bobines
Fréquence de travail	Faible	Grande	Grande

## II.6. Comparaison avec le moteur à courant continu

Les moteurs pas à pas concurrencent dans un certain nombre d'applications les servomoteurs à courant continu. Le comportement de ce dernier a été étudié depuis fort longtemps et bénéficie de ce fait d'un très grand avantage. Le tableau ci-après donne un certain nombre d'éléments de réponses pour l'un ou l'autre type de moteur [Kar-89].

MOTEUR PAS A PAS	SERVOMOTEUR EN COURANT CONTINU
Commande relativement complexe	Commande simple
Pas de reinjection pour le repérage de la position (régulation en boucle ouverte)	Nécessite d'un repérage (potentiomètre-codeur, tachymètre)
Robuste usure lente, moteur pouvant être étanche	Usure des balais
Bonnes caractéristiques d'immobilisation asservie électriquement	Blocage par dispositif mécanique
La vitesse dépend uniquement de la fréquence d'alimentation	La vitesse dépend de la tension d'alimentation
Il y a un champ tournant et une position définie	Il n'y a pas de champ tournant car celui-ci est sans cesse maintenu en quadrature par le collecteur, et pas de position définie
C'est un moteur de positionnement	C'est un moteur d'entrainement et d'asservissement
La position est définie par la séquence de commutation	Couple indépendant de la position et la vitesse

## **II.7. Conclusion**

Dans cette partie nous avons présenté les trois grandes familles du moteur pas à pas, et les caractéristiques de chacun. Ces moteurs sont simples à réaliser et peuvent présenter une faible inertie, ce qui nous permet d'avoir une accélération importante. Les moteurs à réluctance variable sont beaucoup moins utilisés actuellement, car ils nécessitent un usinage très précis ; par conséquent leur prix est élevé pour un nombre de pas par tour important. La modélisation de moteur pas à pas à aimant permanent fera l'objet du prochain chapitre.

## Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent

---

---

III.1. Introduction .....	33
III.2. Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent.....	33
III.2.1. Equations des tensions : .....	33
III.3. Transformation de park.....	36
III.3.1. Transformation de Park appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent	36
III.3.2. Equation du couple .....	37
III.4. Domaine de fonctionnement du moteur pas à pas .....	37
III.4.1. Comportement statique.....	37
III.5. Comportement dynamique .....	38
III.6. Caractéristique couple vitesse .....	39
III.7. Modes de séquencement du moteur pas à pas :.....	40
III.8. Simulation et résultats :.....	40
III.8.1. Discussion .....	44
III.9. Conclusion.....	45

### **III.1. Introduction**

Pour étudier le comportement de systèmes complexes, par exemple pour savoir si un actionneur déterminé va répondre de façon satisfaisante à un cahier de charges donné, il faut soit essayer soit simuler.

Les essais ne sont possibles que si l'on dispose du matériel adéquat, ils sont en général coûteux et souvent risqués. On préfère si cela est possible prévoir le comportement par simulation.

Cet outil d'investigation peut également aider à la mise en œuvre de nouvelles commandes, et d'en tester l'efficacité avant de les appliquer sur le système réel.

Toute simulation travaille sur un modèle. Il apparaît donc impératif de connaître au mieux les équations de l'ensemble, pour le simuler correctement.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation et la simulation du moteur pas à pas à aimant permanent qui dérive de la machine synchrone à aimant permanent, et régit par les mêmes équations.

Avant d'aborder les équations générales, nous effectuons des hypothèses simplificatrices suivantes:

- On néglige la variation de réluctance liée à la rotation.
- Force contre électromotrice sinusoïdale.
- Nous négligeons la saturation des dents
- Pas de fuite
- Entrefer très faible
- Pas de couplage entre les phases suppose les aimants parfaits, les inductances mutuelles sont alors nulle

### **III.2. Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent**

#### **III.2.1. Equations des tensions :**

Les expressions des tensions  $U_r$  et  $U_s$  aux bornes des deux phases et respectivement, sont :

$$\begin{aligned} U_r &= R_r I_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \\ U_s &= R_s I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

avec :  $R_r$  ,  $R_s$  : résistances des phases  $r$  et  $s$  .

$\Psi_r$  ,  $\Psi_s$  : flux associés aux phases  $r$  et  $s$  .

Le flux de chaque phase  $i$  peut se représenter par la somme des termes correspondant au flux propre  $\Phi_{ii}$  , aux flux mutuels entre phases  $\Phi_{ij}$  et aux flux mutuels entre phases et aimant  $\Phi_{im}$  .

$$\begin{aligned} \Psi_r &= \Psi_{rr} + \Psi_{rs} + \Psi_{rm} \\ \Psi_s &= \Psi_{ss} + \Psi_{sr} + \Psi_{rm} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

En définissant les inductances propres  $L_{rr}$  et  $L_{ss}$  , des deux phases  $r$  et  $s$  respectivement,

$$\begin{cases} L_r = \frac{\Psi_{rr}}{I_r} \\ L_s = \frac{\Psi_{ss}}{I_s} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{rr}}{dt} = L_{rr} \frac{dI_r}{dt} \\ \frac{d\Psi_{ss}}{dt} = L_{ss} \frac{dI_s}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le flux mutuel phase- aimant peut être décrit par une fonction sinusoïdale de la position :

$$\Psi_{rm} = \Psi_0 \cos(N_r \theta) \quad (\text{III.5})$$

$$\Psi_{sm} = \Psi_0 \sin(N_r \theta) \quad (\text{III.6})$$

$\Psi_0$  : flux mutuel maximal produit par l'aimant .

$N_r$  : nombre de dents rotorique .

$\theta$  : angle de position mécanique.

$$\frac{d\Psi_{rm}}{dt} = -Kw \sin(N_r) \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{d\Psi_{sm}}{dt} = Kw \cos(N_r) \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$K = N_r \Psi_0 : \text{constant de couple}$$

$$W = \frac{d\omega}{dt} : \text{vitesse mécanique de rotation.}$$

Si on considère les phases du moteur en Quadrature, le flux mutuels entre les deux phases peuvent être négligés. On a :  $\Psi_{rs} = \Psi_{sr} = 0$

La variation du flux total dans chaque phase s'écrit alors, en reprenant :

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = L_{rr} \frac{dI_r}{dt} - Kw \sin(N_r) \quad (\text{III.9})$$

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = L_{ss} \frac{dI_s}{dt} Kw \cos(N_r) \quad (\text{III.10})$$

En posant  $R_r = R_s = R$  et  $L_{rr} = L_{ss} = L$  les relations de (II.1) deviennent alors :

$$U_r = RI_r + L \frac{dI_r}{dt} - Kw \sin(N_r) \quad (\text{III.11})$$

$$U_s = RI_s + L \frac{dI_s}{dt} Kw \cos(N_r) \quad (\text{III.12})$$

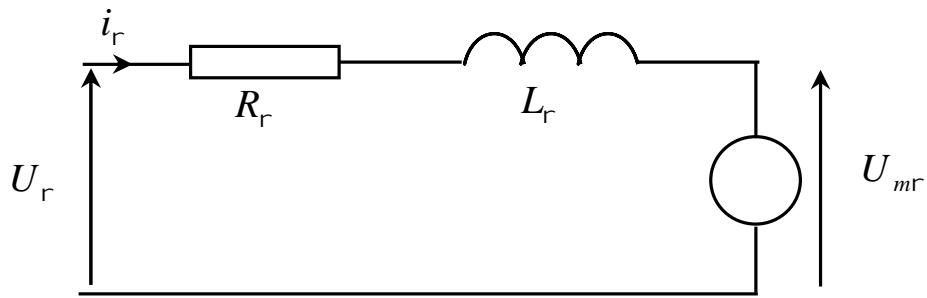
Avec :

$$U_{mr} = -Kw \sin(N_r) \quad (\text{III.13})$$

$$U_{ms} = Kw \cos(N_r) \quad (\text{III.14})$$

$U_{mr}$  et  $U_{ms}$  Représentent les tensions induites de mouvement dans les deux phases et .

Le modèle mathématique des phases, donnée par les relations (III.11) et (III.12), permet de schématiser chacune d'elles par le circuit électrique de la Figure III.1.



**Figure III.1.** Schéma équivalent d'une phase du moteur

### III.3. Transformation de park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en les ramenant à un modèle unique dit machine primitive ou machine de Kron. Cette conversion appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électriques et magnétique disposés selon les axes d et q. Cette transformation a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

#### III.3.1. Transformation de Park appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent

On désire transformer les enroulements de la machine à des enroulements orthogonaux équivalents selon les axes d et q dénommés :

- Direct selon (d)
- Transversal selon (q)

Selon Park, on utilise la matrice de transformation pour les courants et les tensions définies par :

$$M = \begin{bmatrix} \cos N_{r''} & \sin N_{r''} \\ -\sin N_{r''} & \cos N_{r''} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$M^{-1} = \begin{bmatrix} \cos N_{r''} & -\sin N_{r''} \\ \sin N_{r''} & \cos N_{r''} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

On peut exprimer les courants et les tensions dans le repère d-q tournant lié au rotor :

$$\begin{cases} V_{dq} = M V_{rs} \\ I_{dq} = M I_{rs} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le modèle des équations (III.11) et (III.12) dans le repère d-q tournant lié au rotor est détaillé dans l'annexe (A), d'où les équations s'exprime sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} L \frac{di_q}{dt} &= V_d - Ri_d + N_r L \Omega i_q \\ L \frac{di_d}{dt} &= V_d - Ri_d - N_r L \Omega i_q - K \Omega \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

### III.3.2. Equation du couple

Le couple développé par un moteur à aimant permanent est donné par :

$$C_e = \Psi_{am} (-I_r \sin \theta_e + I_s \sin \theta_e) + M \left\{ (I_s^2 - I_r^2) \sin 2\theta_e + 2I_r I_s \cos 2\theta_e \right\} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$\Psi_{am}$  : Le flux créé par l'aimant dans les bobines.

$I_r, I_s$  : Les courants d'alimentation des deux phases.

$\theta_e$  : L'angle électrique de la machine.

$M$  : le coefficient d'inductance mutuelle entre les deux phases.

$$C_e = \Psi_{am} (-I_r \sin \theta_e + I_s \sin \theta_e) \quad (\text{III.20})$$

Le couple dynamique développe par le moteur est essentiellement dû à la variation du flux envoyé par l'aimant à travers des deux phases.

$$C_e = I_r \frac{d\Psi_r}{d\theta_e} + I_s \frac{d\Psi_s}{d\theta_e} \quad (\text{III.21})$$

$$C_e = -K(I_r \sin(N_r \theta_e) - I_s \cos(N_s \theta_e)) \quad (\text{III.22})$$

## III.4. Domaine de fonctionnement du moteur pas à pas

### III.4.1. Comportement statique

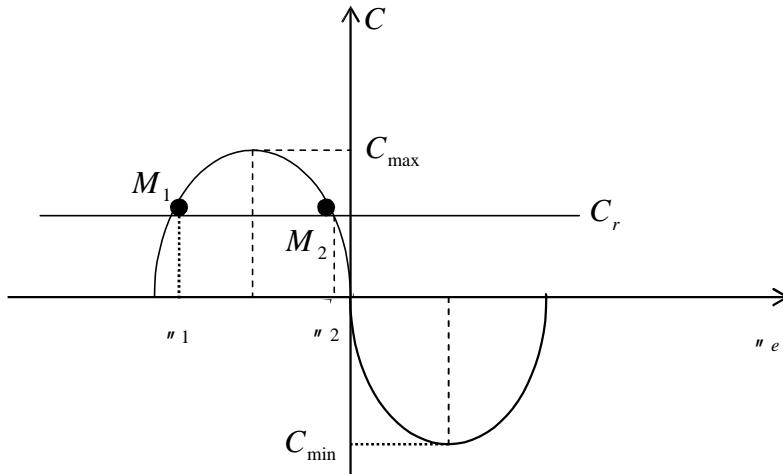
Soit un moteur à aimant à deux phases r et s, alimenté selon une configuration qui fait correspondre, pour un couple de charge nul, une position d'équilibre  $\theta_1$ , comme l'illustre la Figure III.2.

La variation du couple statique, comme pour les autres structures de moteurs pas à pas, est sinusoïdale en fonction de la position.

L'application d'un couple résistant  $C_r$  permet d'écrire :

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = C - C_r \quad (\text{III.23})$$

Avec  $J$ , le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes du rotor. L'équilibre défini par la condition  $C = C_r$ , fait apparaître deux positions d'équilibres représentées par les points  $M$  et  $M'$ . Seul le point  $M$  correspond à un équilibre stable à la position  $\theta_1$



**Figure III.2.**Caractéristique statique.

La présence du couple de charge  $C_r$  entraîne un écart de position statique défini par :

$$\Delta \theta = \theta_1 - \theta_1 = \arcsin\left(\frac{C_r}{C_{\max}}\right)$$

où  $C_{\max}$  est le couple de maintien qui correspond au couple de charge maximal applicable au rotor, sans provoquer sa rotation.

### III.5. Comportement dynamique

En appliquant le principe fondamental de la dynamique on obtient:

$$J \frac{d\ddot{\theta}}{dt} = C_e + F\dot{\theta} + C_{rs} \cdot \text{sign}(\dot{\theta}) + C_r \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$F$  : Coefficient de frottement visqueux,

$C_r$  : Couple de charge,

$C_{rs}$  : Coefficient de frottement sec,

$$J \frac{d\Omega}{dt} Ki_q - C_r \quad (\text{III.25})$$

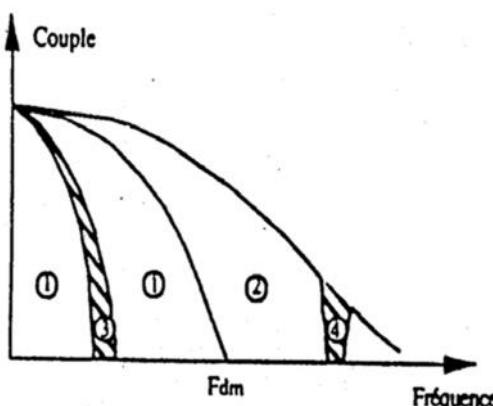
$$\frac{d\Omega}{dt} = \Omega \quad (\text{III.26})$$

### III.6. Caractéristique couple vitesse

Les performances dynamique du moteur sont définies par des courbes qui caractérisent l'évolution du couple en fonction de la fréquence de commande, comme le montre la Figure III.3.

On distingue quatre zones de fonctionnement.

- **Zone 1** : C'est la zone d'arrêt-démarrage du moteur, elle est délimitée par la fréquence limite de démarrage ( $F_{dm}$ ) au-dessus de laquelle le moteur ne pourra plus démarrer.
- **Zone 2** : Pour accéder à cette zone, dite de survitesse ou d'entrainement, le moteur devra effectuer une accélération à partir de la zone d'arrêt-démarrage. L'arrêt d'un moteur fonctionnant dans la zone de survitesse doit se faire par une décélération progressive, jusqu'à une fréquence inférieure à  $F_{dm}$ .
- **Zone 3** : Lors du fonctionnement dans la zone d'arrêt-démarrage, des instabilités, dites de basses fréquences (zone3), peuvent entraîner une perte de synchronisme. Ceci est dû essentiellement au phénomène de résonance qui se produit lorsque la durée du pas est voisine de la pseudo-période des oscillations.
- **Zone 4** : Dans la zone 4, un phénomène d'oscillations de la vitesse instantanée du moteur autour de la vitesse de synchrone peut également conduire à une perte de synchronisme.



**Figure III.3.** Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas.

### **III.7. Modes de séquencement du moteur pas à pas :**

Les caractéristiques de sortie d'un moteur pas à pas sont étroitement liées à la manière d'alimenter les différents enroulements. Ces modes d'alimentation, imposés par le séquencement des différentes impulsions de commande, dépendent du type de moteur ainsi que de la nature du bobinage des différentes phases, [ Ham-92] .

Les modes de séquencement les plus répandus pour les moteurs diphasés sont :

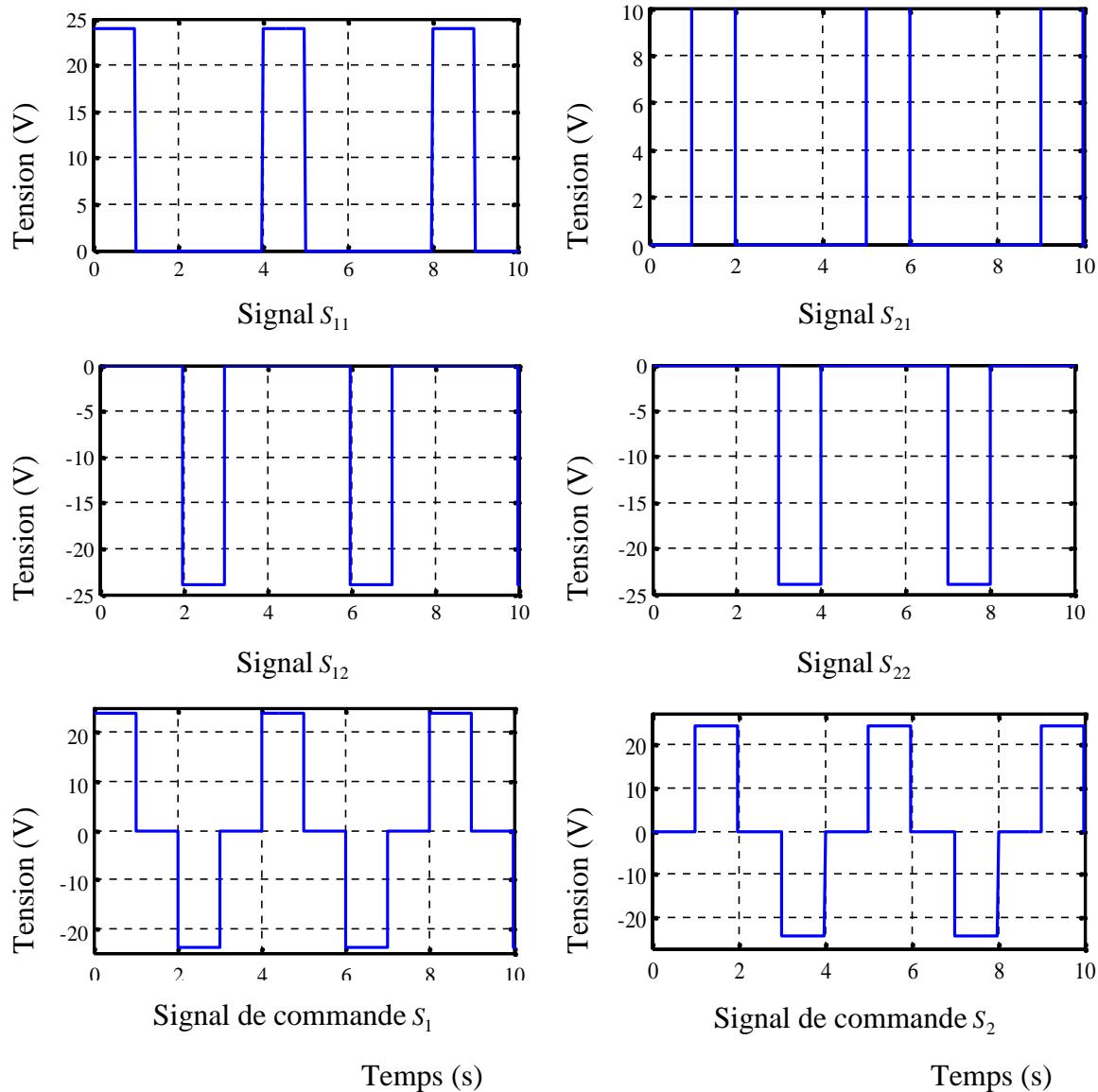
- **Mode 1** : A un instant donné, une seule phase du moteur est alimentée.
- **Mode2** : Les deux phases sont alimentées en même temps. Ce mode de séquencement fait apparaître des positions d'équilibre intermédiaires. Le couple développé est de racine de deux plus grand que celui disponible avec mode 1.
- **Mode3** : il correspond à une utilisation alternative des deux premiers modes. Son avantage est de doubler le nombre de positions d'équilibre (demi pas) mais les couples sont différents pour les déplacements élémentaires.
- **Mode4** : il répond au problème de déséquilibre du couple du mode 3. Lorsque l'on alimente une seule phase, le courant est réglé à une valeur de racine de deux fois plus grande que celle normalement utilisée pour le mode 1. Ceci permet pour tous les déplacements élémentaires.
- **Mode5** : ce mode utilise le principe de modulation des courants de phase pour augmenter le nombre de déplacements élémentaires appelés micros-pas. La modulation peut se faire selon une loi sinusoïdale,[Goe-84].

### **III.8. Simulation et résultats :**

L'intérêt de cette simulation est de montrer le principe de fonctionnement du moteur pas à pas et de justifier le modèle du moteur établit ci-dessus. Dans ce contexte, les simulations en mode pas entier et en demi-pas seront présentées.

- **Simulation en mode pas entier**

La génération de la commande du moteur pas à pas en mode pas complet revient à superposer deux signaux ( $S_{11}$  et  $S_{12}$  ;  $S_{21}$  et  $S_{22}$ ) périodiques. Les signaux résultants  $S_1$  et  $S_2$  seront utilisés pour alimenter les phases A et B afin de commander le moteur.

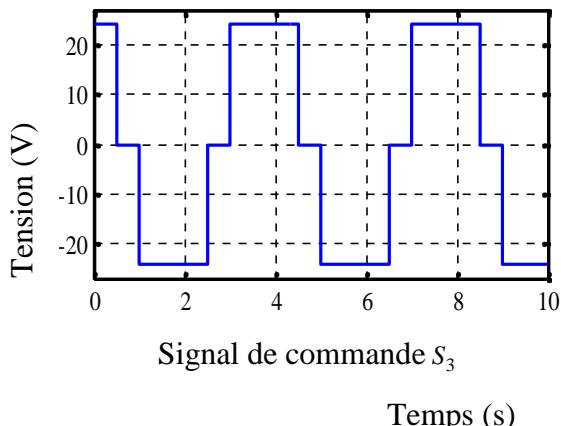


**Figure III.4.** Signal de commande  $S_1$  de la phase A décomposé par deux signaux périodiques  $S_{11}$  et  $S_{12}$ .

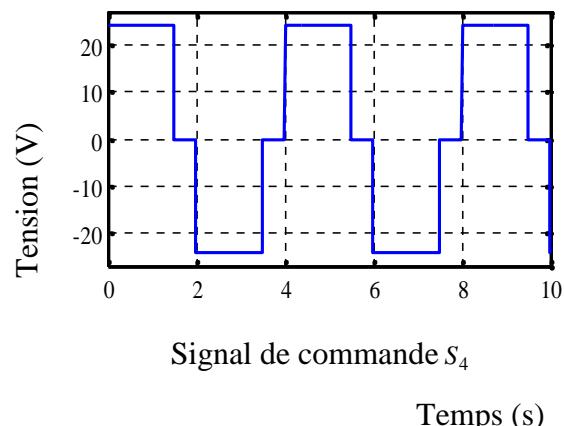
**Figure III.5.** Signal de commande  $S_2$  de la phase B décomposé par deux signaux périodiques  $S_{21}$  et  $S_{22}$ .

#### ■ Simulation en mode demi-pas

Les signaux  $S_3$  et  $S_4$  sont utilisés pour alimenter les phases A et B afin de commander le moteur pas à pas en mode demi-pas.

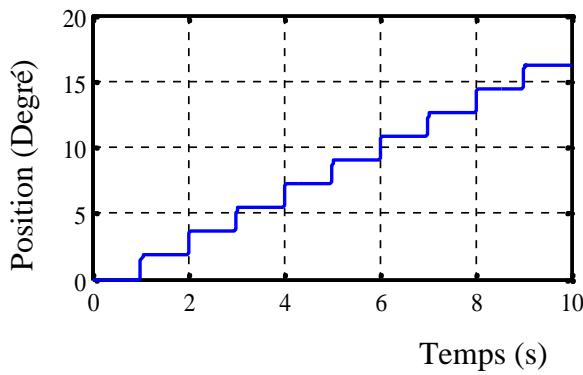


**Figure III.6.** Signal de commande  $S_3$  de la phase A.

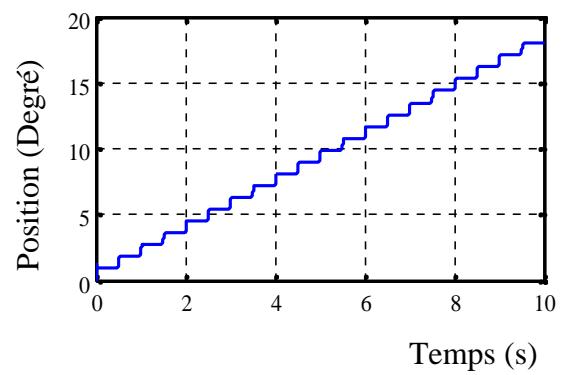


**Figure III.7.** Signal de commande  $S_4$  de la phase B.

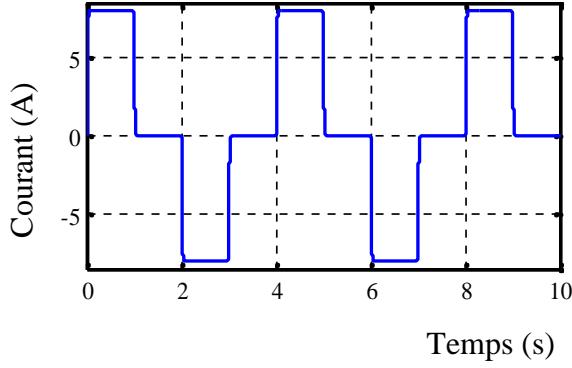
Les résultats de simulation en mode pas entier et en demi-pas sont illustrés sur les figures III.8-III.17.



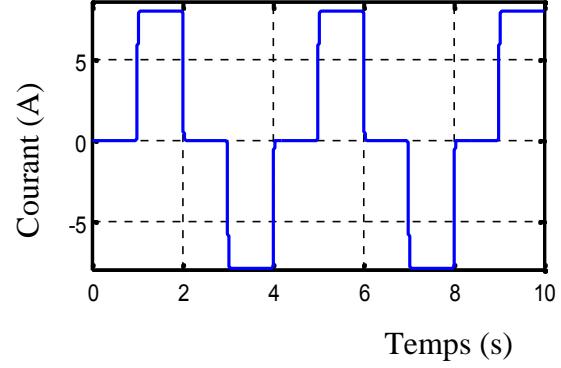
**Figure III.8.** Position du moteur pas à pas en mode pas entier.



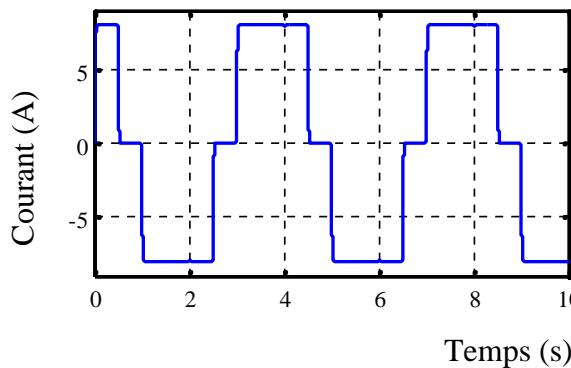
**Figure III.9.** Position du moteur pas à pas en mode demi-pas.



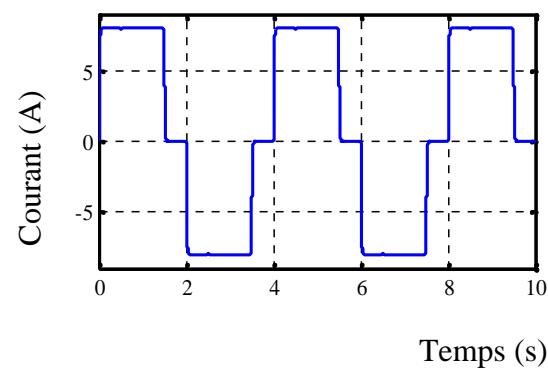
**Figure III.10.** Courant absorbé de la phase A en mode pas entier



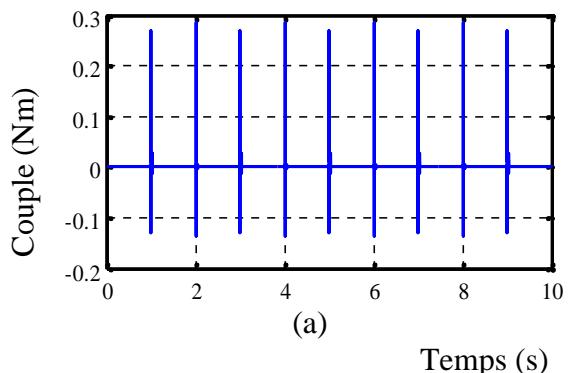
**Figure III.11.** Courant de la phase B en mode pas entier.



**Figure III.12.** Courant absorbé de la phase A en mode demi-pas.

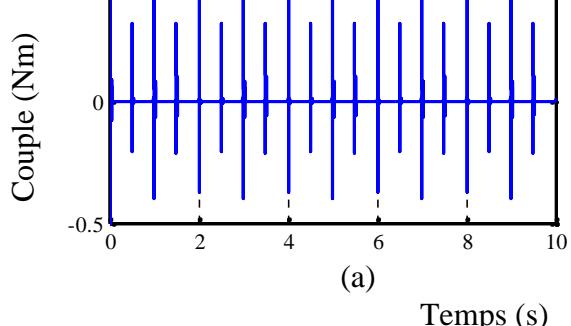
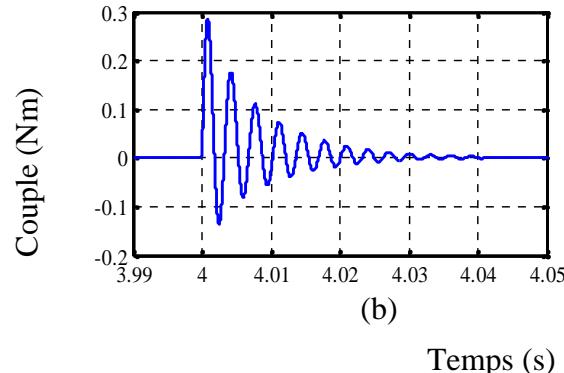


**Figure III.13.** Courant de la phase B en mode demi-pas.



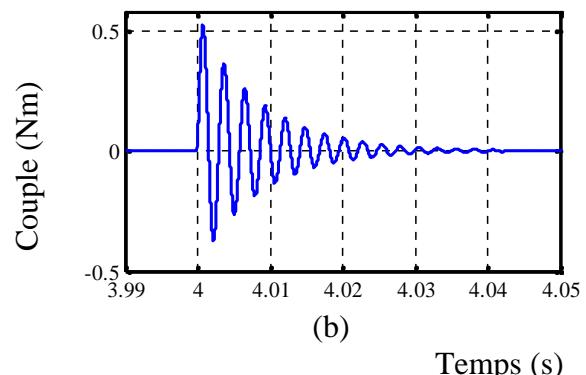
**Figure III.14.** Couple du moteur pas à pas en mode pas entier.

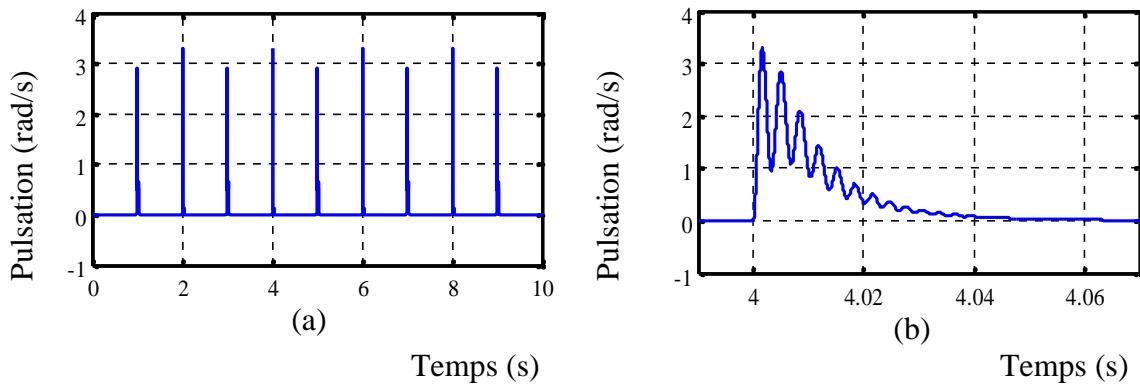
(a) Couple du moteur ; (b) Zoom du couple.



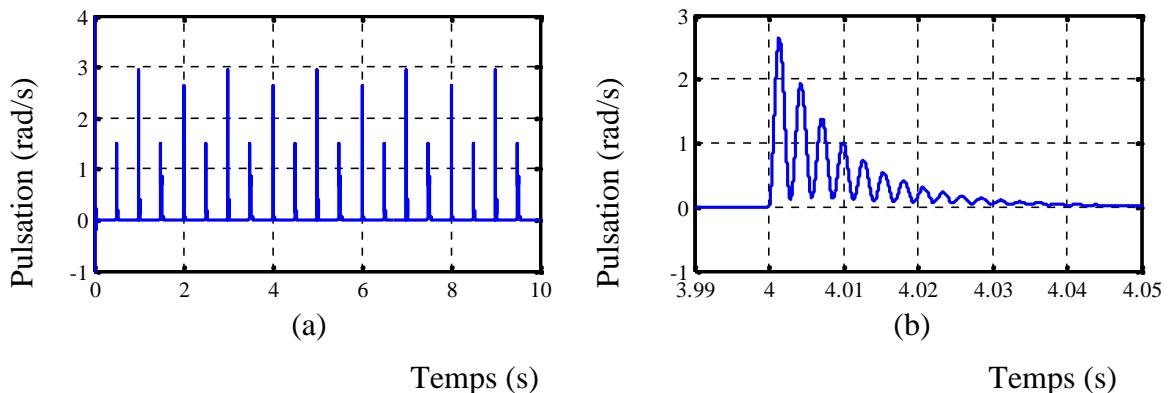
**Figure III.15.** Couple du moteur pas à pas en mode demi-pas.

(a) Couple du moteur ; (b) Zoom du couple.



**Figure III.16.** Pulsation rotorique du moteur en mode pas entier.

(a) Pulsation du moteur ; (b) Zoom du pulsation.

**Figure III.17.** Pulsation rotorique du moteur en mode demi-pas.

(a) Pulsation du moteur ; (b) Zoom du pulsation.

### III.8.1. Discussion

D'après les résultats de simulation ci-dessous, on constate que le moteur possédant 200 pas par tour avance de  $1.8^\circ$  ce qui correspond bien à un fonctionnement en pas entier, alors qu'il avance de  $0.9^\circ$  pour le mode demi-pas, comme le montrent les Figures III.8 et III.9. Par conséquent, le changement de mode permet d'obtenir des déplacements plus petits. On constate également que les courants des phases possèdent moins d'harmonique et un couple plus grand en mode demi-pas qu'en mode entier, comme l'illustrent les Figures III.10 et III.15. Par conséquent, l'amélioration des performances dynamique du moteur pas à pas tels que, la précision et le couple, est adapté avec le pourcentage des harmoniques dans les courants des phases du moteur pas à pas. A cette fin, il faut donc adapter la commande en courant pour assurer un bon fonctionnement du moteur.

D'après les Figures III.16 et III.17, le fonctionnement du moteur en demi-pas est moins rapide qu'en mode pas-entier.

### **III.9. Conclusion**

Dans cette partie nous avons présenté le modèle mathématique du moteur pas à pas à aimant permanent et la simulation en boucle ouverte. La simulation a été élaborée pour voir le comportement du moteur et représente une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

# Commande du moteur pas à pas à aimant permanent

---

---

IV.1. Introduction .....	47
IV.2. Modélisation du moteur pas à pas en vue de la commande.....	47
IV.2.1. Transformation de la place du model d'état.....	48
IV.2.2. Stratégie de l'orientation du vecteur de tension (VOC).....	49
IV.3. Commande du moteur pas à pas par correcteur PI .....	53
IV.3.1. Synthèse des correcteurs PI.....	53
IV.3.1.1. Synthèse des correcteurs des courants .....	54
IV.3.1.2. Synthèse des correcteurs de la pulsation rotorique .....	56
IV.3.2. Simulation et discussion.....	57
IV.4. Commande du moteur pas à pas par la logique floue: .....	60
IV.4.1. Généralité sur la logique floue .....	60
IV.4.1.1. Les opérations des ensembles flous .....	60
IV.4.1.2. Notions d'ensemble flou .....	60
IV.4.1.3. Les propositions floues et les variables linguistiques .....	62
IV.4.1.4. Implication floue (règle Si /Alors):.....	62
IV.4.1.5. Système d'inférence floue .....	63
IV.4.1.6. Fuzzyfication (quantification floue) .....	63
IV.4.1.7. Inférence floue .....	65
IV.4.1.8. Défuzzification ou concréétisation .....	66
IV.4.1.9. Commande floue.....	68
IV.4.2. Commande floue du moteur pas à pas .....	69
IV.4.2.1. Etape de fuzzification .....	71
IV.4.2.2. Etape des règles linguistiques .....	73
IV.4.2.3. Défuzzification.....	73
IV.4.3. Simulation et discussion.....	74
IV.5. Conclusion:.....	76

## IV.1. Introduction

La régulation est au cœur de toutes les applications industrielles. Elle consiste à agir de façon à ce qu'une mesure soit asservissement, égale à une consigne. Si l'on cherche à atteindre une consigne, on parlera de poursuite ou si l'on cherche à éliminer des perturbations pour qu'une valeur reste constante, on parlera de la régulation. En effet, la régulation est basée sur une méthodologie de la commande du système afin d'obtenir des performances souhaitées.

La commande fiable du notre système consiste à contrôler les tensions des phases du moteur pas à pas, tout en maintenant les positions de rotation dans leurs limites admissibles, même en cas de perturbations pouvant affecter le moteur. Cette fiabilité est assurée par des systèmes de commande, qui doivent être fidèlement modélisés afin d'obtenir des performances plus fiables.

Dans ce contexte, la modélisation en vue de la commande du système hydraulique à deux réservoirs a été présentée dans le chapitre précédent. En effet, la commande par linéarisation entrée/sortie et la commande par logique floue ont été modélisées et détaillées.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation en vue de la commande du moteur pas à pas et l'application des lois de commande par régulateur PI et par logique flou. De plus, nous allons présenter des simulations réalisées sur MATLAB en boucle fermée afin de conclure les performances de chaque régulateur.

## IV.2. Modélisation du moteur pas à pas en vue de la commande

La modélisation du moteur pas à pas en vue de la commande consiste à définir le modèle d'état du moteur dans le repère diphasé ( $\vec{d}, \vec{q}$ ) et à choisir une stratégie de régulation. À cet égard, la stratégie basée sur l'orientation du vecteur de tension (en anglais : Voltage Oriented Control / VOC) sont utilisée pour contrôler le moteur à aimant permanent.

#### IV.2.1. Transformation de la place du modèle d'état

$$\begin{cases} \frac{d''}{dt} = \dot{S} \\ \frac{d\dot{S}}{dt} = \frac{1}{J} [-K_m i_q - B\dot{S} - f_1] \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} [v_d - Ri_d + N_r L \dot{S} i_q] \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} [v_q - Ri_q - N_r L \dot{S} i_d - K_m \dot{S}] \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Considérons ensuite les courants  $i_d$  et  $i_q$  et la pulsation  $S$  comme des variables d'état, après réarrangement :

$$\begin{cases} Lpi_d = v_d - Ri_d + N_r L \dot{S} i_q \\ Lpi_q = v_q - Ri_q - N_r L \dot{S} i_d - K_m \dot{S} \\ Jp\dot{S} = -K_m i_q + B\dot{S} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

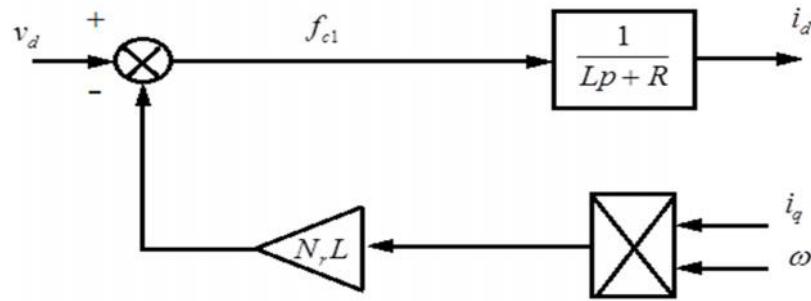
Donc, on trouve la formule suivante :

$$\begin{cases} \frac{i_d}{f_{c1}} = \frac{1}{Lp + R} \\ \frac{i_q}{f_{c2}} = \frac{1}{Lp + R} \\ \frac{\dot{S}}{i_q} = \frac{-K_m}{Jp - B} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

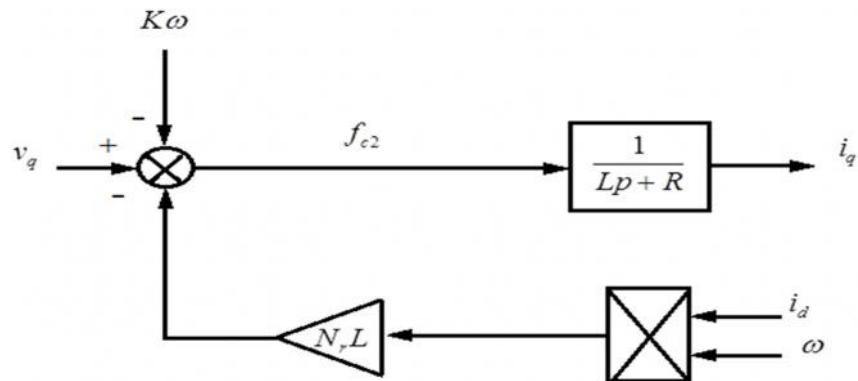
Avec :

$$\begin{cases} f_{c1} = v_d - N_r L \dot{S} i_q \\ f_{c2} = v_q - N_r L \dot{S} i_d - K_m \dot{S} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

En posant la constante de temps électrique de l'impédance ( $R, L$ ) :  $T_R = L/R$  on obtient les schémas bloc suivant :



**Figure IV.1.** Boucle de courant  $i_d$ .



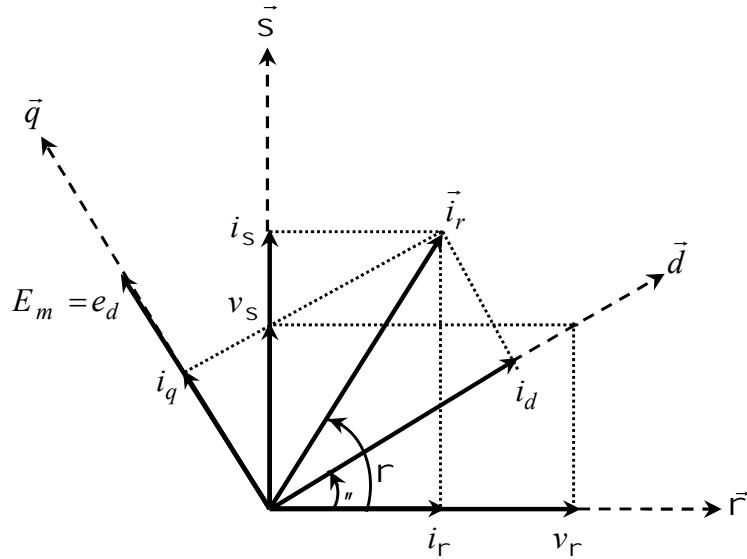
**Figure IV.2:** Boucle du courant  $i_q$ .

#### IV.2.2. Stratégie de l'orientation du vecteur de tension (VOC)

La méthode utilisée pour effectuer la commande de notre système est connue selon le nom VOC, et est développée à partir de l'analogie avec la commande vectorielle des machines électriques, qui permet de contrôler les courants des phases du moteur pas à pas. En effet, son principe de fonctionnement est basé sur l'orientation du vecteur de courant suivant la même direction du vecteur de tension, en contrôlant le courant du moteur les deux axes  $d$  et  $q$  [Sai-18, Fek-18]. Par conséquent, la méthode VOC permet d'obtenir un contrôle découplé des deux grandeurs du vecteur de courant dans le repère tournant orienté dans la même direction avec le vecteur de tension [Sai-18].

Dans l'espèce vectorielle déphasée « $d,q$ », le vecteur de courant du moteur pas à pas comprend deux grandeurs perpendiculaires  $\vec{i}_r = (\vec{i}_d, \vec{i}_q)$ . En effet, la grandeur  $\vec{i}_q$  est liée à la pulsation rotorique du moteur, comme le présentent les équations (IV.2) et (IV3). Ceci nous permet d'imposer le vecteur du courant en quadrature  $\vec{i}_d$  à la valeur zéro, dans la

commande du moteur pas à pas. Dans ce contexte, le vecteur de courant a été aligné avec le vecteur de tension, comme illustré dans la Figure IV.1.



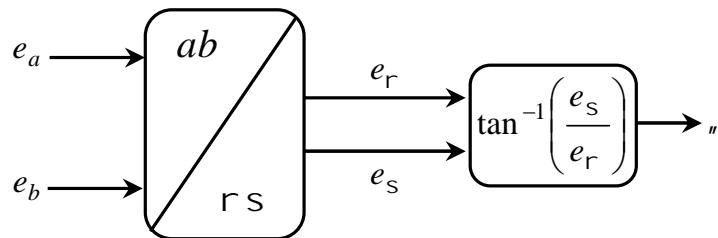
**Figure IV.3.** Diagramme vectoriel pour la stratégie de la commande «VOC» du moteur.

Selon la Figure IV.3, le courant en direct du moteur pas à pas est mis à zéro tout au long du processus de la commande. Cependant, le vecteur de courant direct doit être contrôlé à tout moment en contrôlant la pulsation rotorique du moteur. En effet, l'angle du vecteur de tension „ $\alpha$ “ peut être défini dans l'espace vectoriel diphasé « $d,q$ » par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \cos(\alpha) = e_r / (\sqrt{(e_r)^2 + (e_s)^2}) \\ \sin(\alpha) = e_s / (\sqrt{(e_r)^2 + (e_s)^2}) \end{cases} \quad (\text{IV. 5})$$

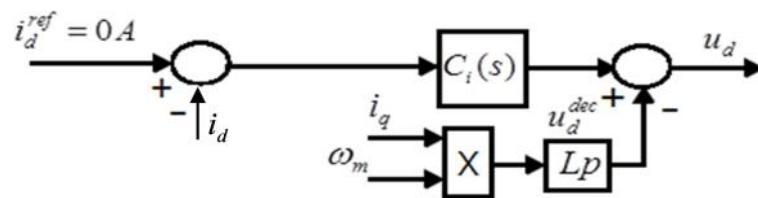
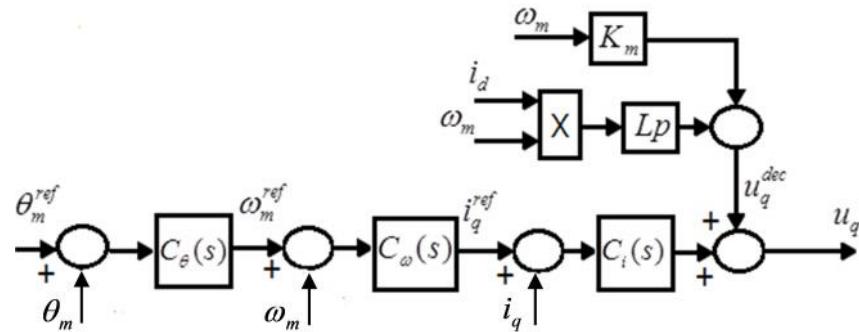
Donc, l'angle du vecteur de tension „ $\alpha$ “ peut être calculé selon le schéma bloc présenté sur la Figure IV.4, en appliquant l'équation suivante:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{e_s}{e_r}\right) \quad (\text{IV.6})$$



**Figure IV.4.** Principe du calcul de l'angle du vecteur de tension.

Par intégration de la méthode VOC dans la commande du moteur pas à pas, le schéma bloc de la régulation des courants du moteur peuvent être présentés sur les Figure IV.5-IV.6.



Le schéma bloc global de la commande du moteur pas à pas, en utilisant la méthode VOC, est présenté sur la Figure IV.7.

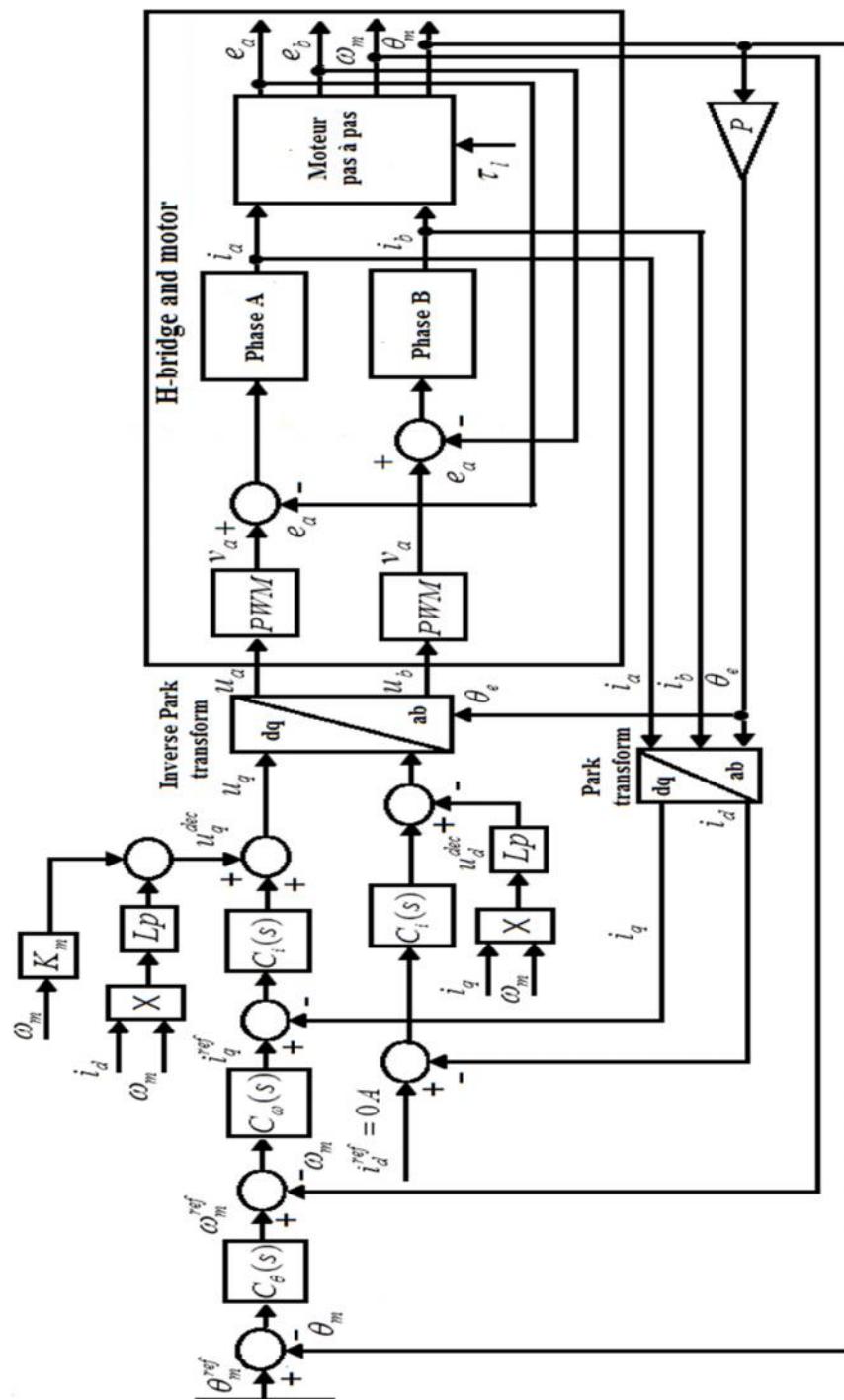


Figure IV.7. Schéma bloc global de la commande du moteur pas à pas avec correcteur.

### IV.3. Commande du moteur pas à pas par correcteur PI

L'étape suivante consiste à choisir un correcteur de la régulation et à définir les paramètres des correcteurs dans les boucles fermées. À cet égard, le correcteur PI et la méthode de placement de pole seront utilisés pour contrôler la position du moteur.

#### IV.3.1. Synthèse des correcteurs PI

Le correcteur Proportionnelle Intégrale (PI) a été utilisé pour le corriger la réponse de la pulsation rotorique et des courants dans les boucles fermées. Il est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables. L'action proportionnelle sert à régler la rapidité de la dynamique du système, alors que l'action intégrale permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir [Bel-14].

Sa fonction de transfert est:

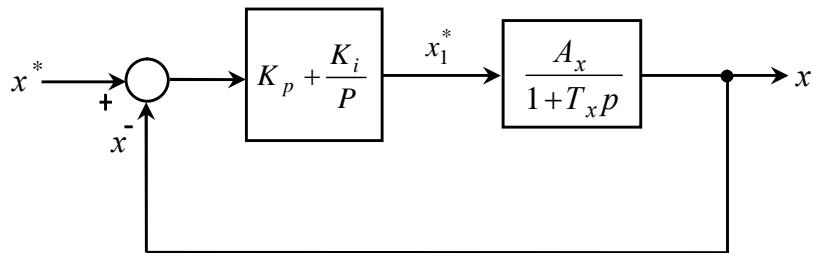
$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{IV.7})$$

la fonction de transfert en boucle ouverte  $F(s)$  est donnée par :

$$F(s) = \frac{A_r}{1 + T_r \cdot s} \quad (\text{IV.8})$$

$$\begin{cases} A_r = \frac{1}{R} \\ T_r = \frac{L}{R} \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

La boucle de régulation est donnée par :



**Figure IV.8:** Système à réglé par un correcteur PI.

La fonction transfert en boucle fermée (FTBF) avec le correcteur s'écrit de la manière suivante :

$$FTBF = \frac{\frac{A_r}{T_r}(K_p \cdot p + K_i)}{p^2 + p(\frac{1 + A_r \cdot K_p}{T_r}) + \frac{A_r \cdot K_i}{T_r}} \quad (\text{IV.10})$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (IV.10) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Pour avoir plus de souplesse dans le choix des dynamiques de régulation, nous utilisons le faisceau de courbes présenté à l'annexe C, pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme [Bel-14] :

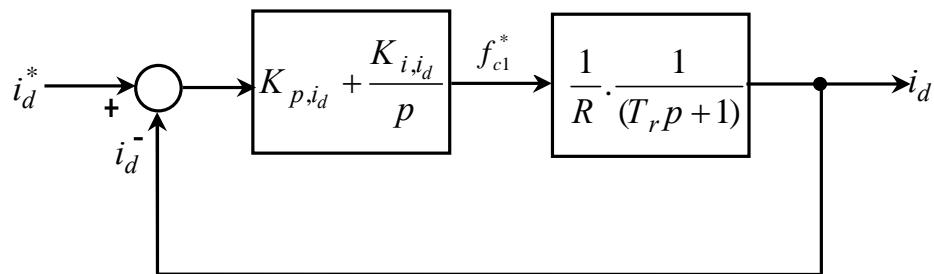
$$D(s) = p^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \tilde{S}_0 \cdot p + \tilde{S}_0^2 \quad (\text{IV.11})$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et la pulsation propre  $\tilde{S}_0$ .

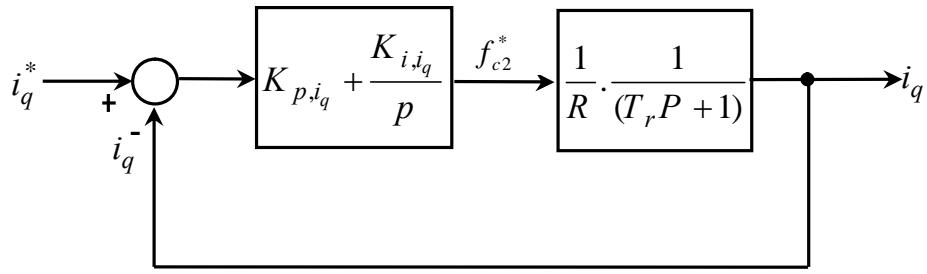
$$\begin{cases} K_p = \frac{(2 \cdot T_r \cdot \zeta \cdot \tilde{S}_0 - 1)}{A_r} \\ K_i = \frac{T_r \cdot \tilde{S}_0^2}{A_r} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

#### IV.3.1.1. Synthèse des correcteurs des courants

les boucles détaillées de régulation des courants  $i_d$ ,  $i_q$  peuvent être représentées de la manière suivante :



**Figure IV.9:** Système à réglé du courant  $i_d$  par un correcteur PI



**Figure IV.10:** Système à réglé du courant  $i_q$  par un correcteur  $PI$ .

Pour les figures (IV.9) ou (IV.10), la fonction de transfert en boucle ouverte  $F(s)$  est donnée par :

D'après le raisonnement de l'équation (IV.12), les paramètres des correcteurs des courants s'écrivent :

$$\begin{cases} K_{p,i_d} = K_{p,i_q} \frac{(2T_r \cdot \check{S}_0 - 1)}{A_r} \\ K_{i,id} = K_{i,i_q} = \frac{T_r \check{S}_0^2}{A_r} \end{cases} \quad (IV.13)$$

En fonction des valeurs de l'amortissement  $\zeta_i$  et de pulsation propre  $\check{S}_{0,i}$  choisies, les résultats suivants sont obtenus :

➤ **Correcteur de courant direct  $i_d$**

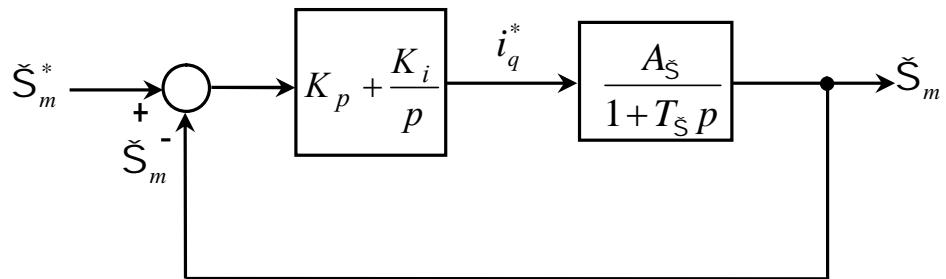
	$\check{S}_{0,i_d}$	$\zeta_{i_d}$	$K_{p,i_d}$	$K_{i,i_d}$
Correcteur PI	100	0.7	161.25	6.25

➤ **Correcteur de courant en quadrature  $i_q$**

	$\check{S}_{0,i_q}$	$\zeta_{i_q}$	$K_{p,i_q}$	$K_{i,i_q}$
Correcteur PI	100	0.7	161.25	6.25

### IV.3.1.2. Synthèse des correcteurs de la pulsation rotorique

La boucle détaillée de régulation de la pulsation  $\check{S}_m$  peut être représentée de la manière suivante:



**Figure IV.11.** Système à réglé de la pulsation  $S$  par un correcteur *PI*.

D'après l'équation (IV.3) et la Figure IV.11, la fonction de transfert en boucle ouverte  $F(s)$  de la pulsation rotorique est donnée par :

$$F(s) = \frac{A_S}{1 + T_S \cdot p} \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

$$\begin{cases} A_S = \frac{K_m}{B} \\ T_S = -\frac{J}{B} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

D'après le raisonnement de l'équation (IV.12), les paramètres des correcteurs de la pulsation rotorique s'écrivent :

$$\begin{cases} K_{p,S} = \frac{2T_S \cdot \zeta_S \cdot \check{S}_{0,S} - 1}{A_S} \\ K_{i,S} = \frac{T_S \cdot \check{S}_{0,S}^2}{A_S} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

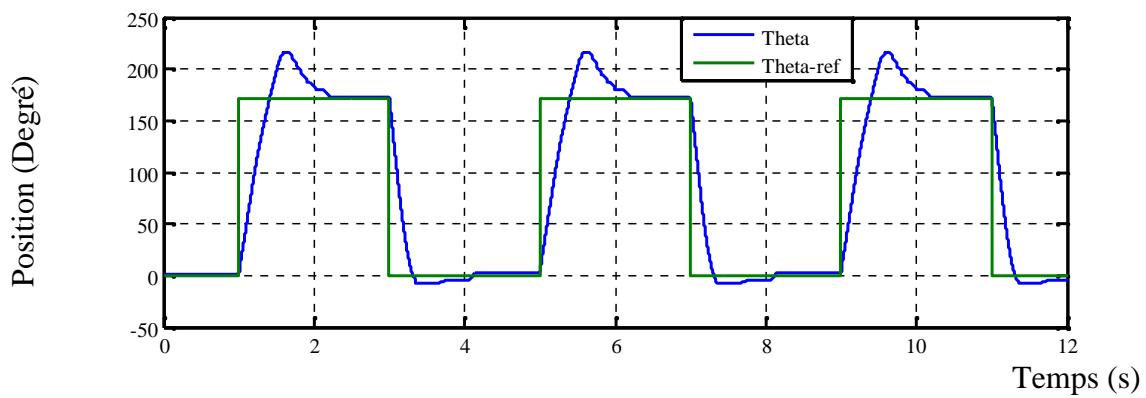
	$\tilde{S}_{0,\varsigma}$	$\varsigma_{\varsigma}$	$K_{p,\varsigma}$	$K_{i,\varsigma}$
Correcteur PI	100	0.7	0.40	8.2275

### IV.3.2. Simulation et discussion

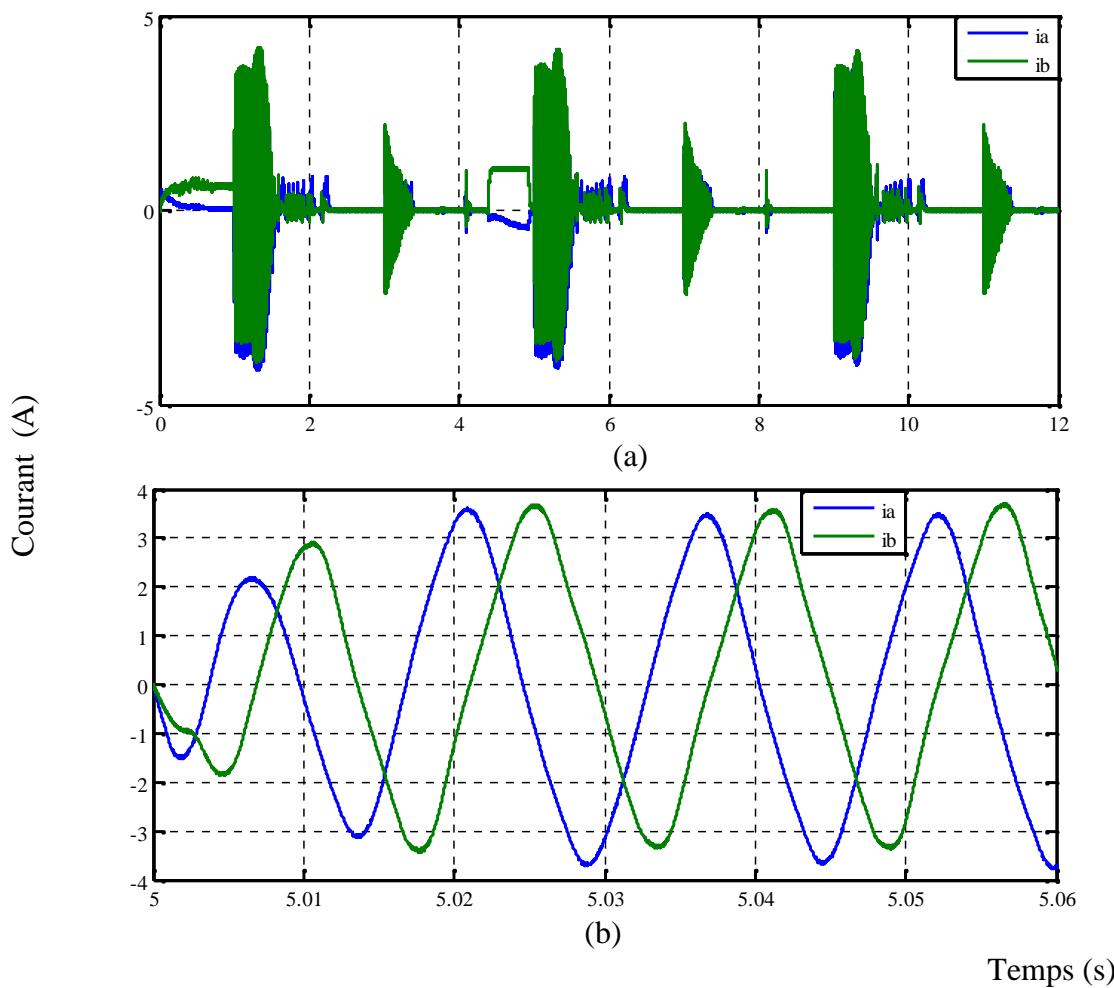
Pour la première simulation en boucle fermée, la commande du moteur pas à pas est examinée. En effet, les performances du moteur seront testées durant un changement brusque de la position pour montrer l'influence du correcteur PI sur les performances du moteur pas à pas.

Les Figures IV.12-IV.17 représentent les résultats de simulation de la commande du moteur pas à pas par un régulateur PI. Pour un essai de variation de la position du moteur, la position souhaitée a été maintenue, comme le montre la Figure IV.12. Dans ce cas, la variation brusque de la position entraînera une variation de la valeur des courants, du couple et de la vitesse rotorique, comme l'illustrent les Figures IV.13-IV.15. En effet, les courants des phases obtenues à la sortie sont des signaux presque sinusoïdaux déphasés par un angle de  $\frac{f}{2}$ . Suivant la stratégie VOC, le vecteur de courant est orienté suivant la même direction du vecteur de tension, ce qui annule le courant en direct, comme le montrent les Figures IV.16-IV.17.

D'autre part, les résultats obtenus sur les Figures IV.12-IV.17 montrent qu'il y a un dépassement dans la régulation de la position et des ondulations dans les courants des phases lorsque la position de référence égale à zéro ( $\theta_{ref} = 0^\circ$ ). Ces ondulations entraînent des vibrations du moteur en état de repos. Par conséquent, on va essayer d'améliorer les performances dynamiques du moteur pas à pas par une autre commande. Dans la suite du chapitre, la commande intelligente par la logique floue sera testée afin de maintenir la position du moteur souhaitée avec de meilleures performances.

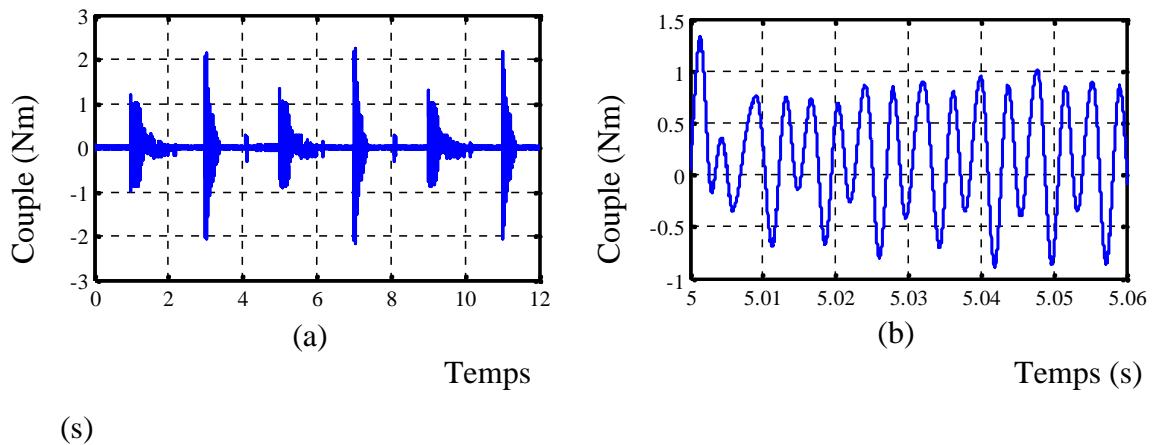


**Figure IV.12.** Position du moteur pas à pas



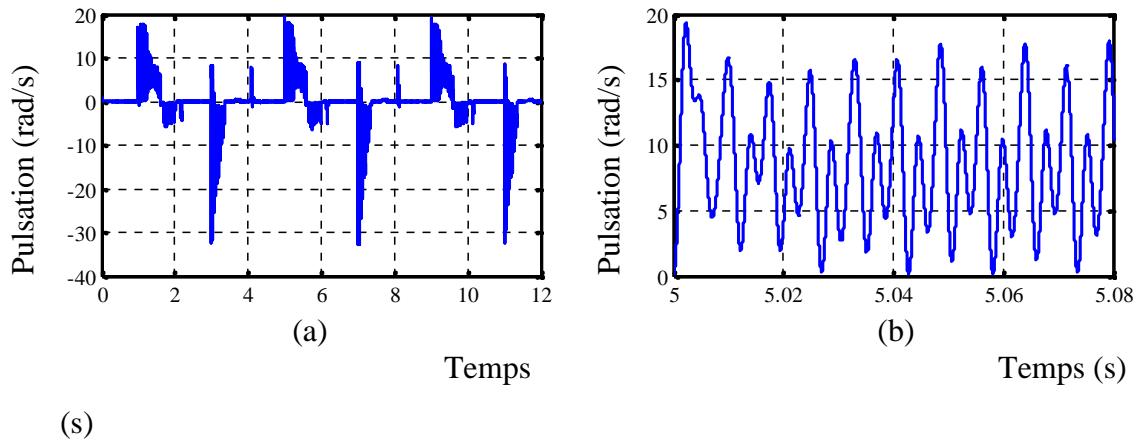
**Figure IV.13.** Courant des phases A et B .

(a) : Courants  $i_a$  et  $i_b$  ; (b) : Zoom des courants.



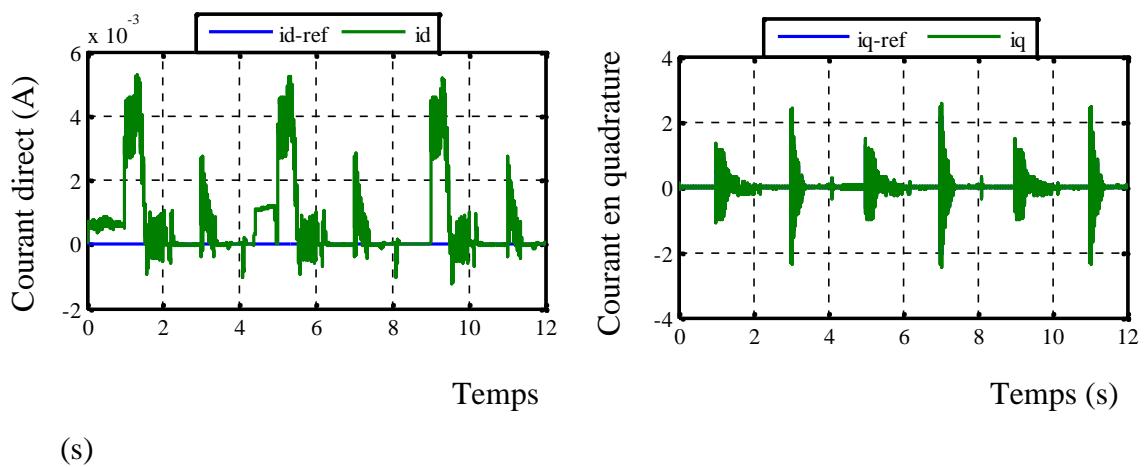
**Figure IV.14.** Couple électromagnétique du moteur pas à pas.

(a) Couple du moteur ; (b) Zoom du couple.



**Figure IV.15.** Pulsion rotorique du moteur pas à pas.

(a) Pulsion ; (b) Zoom du pulsation.



**Figure IV.16.** Courant direct  $i_d$ .

**Figure IV.17.** Courant en quadrature  $i_q$

$$i_q$$

## IV.4. Commande du moteur pas à pas par la logique floue:

### IV.4.1. Généralité sur la logique floue

La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance, et permet de formaliser les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision.

#### IV.4.1.1. Les opérations des ensembles flous

La logique floue a été formulée par Lotfi A. Zadeh dans le milieu des années soixante. Elle constitue une généralisation de la logique booléenne classique, et ajoute cependant une fonctionnalité déterminante : la possibilité de calculer un paramètre en disant simplement dans quelle mesure il doit se trouver dans un intervalle de valeurs.

#### IV.4.1.2. Notions d'ensemble flou

On considère que  $X$  est un ensemble non nul. Un ensemble flou  $A$  dans  $X$  est caractérisé par son fonction d'appartenance  $\sim_A : X \rightarrow [0,1]$ .  $\sim_A(x)$  Est interprété comme le degré d'appartenance d'élément  $x$  dans l'ensemble flou  $A$  car chaque  $x \in X$ .

On peut donc dire qu'un élément peut appartenir à un ensemble flou (figure IV.18) de manière graduelle, ce qui rompt avec le tout ou rien de la théorie ensembliste classique.

À l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition d'être en un autre état que vrai ou faux. Il y a des degrés dans la vérification d'une condition.

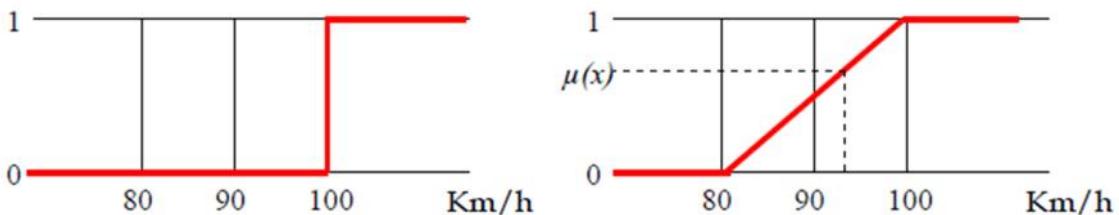


Figure IV.18. Ensemble flou.

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont « *et* », « *ou* », « *non* ». De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces Opérateurs sont établis :

- ❖ *Et* : opérateur de conjonction : les plus employés sont le « minimum » et le « produit ».  $x$  appartient à  $A$  et  $B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \sim_{A \cap B}(x)$ . L'opérateur « *et* » se défini par une norme triangulaire (t-norme) :

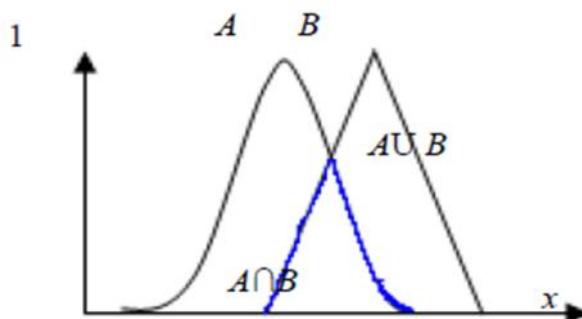
$$T : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1] \quad (x, y) \mapsto z = xTy \quad (\text{IV.17})$$

- ❖ *ou* : opérateur de disjonction, les plus employés sont le « maximum » et la « Somme ».
- $x$  Appartient à  $A$  ou  $B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \sim_{A \cup B}(x)$ . L'opérateur « *ou* » se défini par une Co-norme triangulaire ( $T^*$ ) qu'on appelle aussi S-norme(S):

$$S : [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1] \quad (x, y) \mapsto z = xTy \quad (\text{IV.18})$$

- ❖ *Non* : opérateur qui désigne le complémentaire d'un ensemble flou:  $x$  appartient au complément de :

$$A \Leftrightarrow x \in \overline{A} \Leftrightarrow \sim_{\overline{A}}(x) \quad (\text{IV.19})$$



**Figure IV.19.** Intersection et union de deux ensembles flous.

#### IV.4.1.3. Les propositions floues et les variables linguistiques

L'association de sous-ensembles flous à des termes linguistique définis sur un univers de discours quelconque, autorise la représentation d'information plus au moins spécifique et précise.

Une variable linguistique peut être définie comme l'association d'une variable Classique et de plusieurs sous-ensembles flous caractérisant les valeurs possibles de celle-ci. On appelle une proposition floue élémentaire, une proposition du type  $X$  est  $A$  , où:

$X$  Est une variable linguistique et  $A$  un sous ensemble flou.

Une telle proposition possède un degré de vérité  $\sim_A(X)$ , compris entre 0 et 1.

#### IV.4.1.4. Implication floue (règle Si /Alors):

L'opérateur d'implication permet d'introduire la notion de règle floue qui caractérise les relations de dépendance entre plusieurs propositions floues quelconques :  $X_1$  est  $A_1$  et  $X_2$  est  $A_2$  impliqué  $Y$  et  $B$ . Cette règle peut également être exprimée sous forme plus classique :

$Si(X_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (X_2 \text{ est } A_2) \text{ alors } (Y \text{ est } B).$

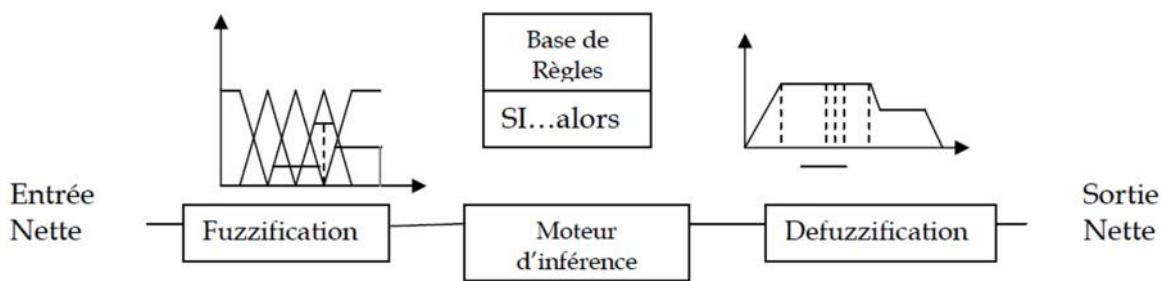
Le tableau IV.1 regroupe les types d'implications les plus utilisées

N°	Nom	Implication
<b>01</b>	Kleene-dienes (binaire)	Max { 1-a,b }
<b>02</b>	Lukasiewiez	Min { 1,1-a-b }
<b>03</b>	Reichenbach	1-a+b*b
<b>04</b>	Fodor	$\begin{cases} 1 & si \ a \leq b \\ \max\{1-a,b\} & si \ a > b \end{cases}$
<b>05</b>	yager	$\begin{cases} 1 & si \ a = 0 \\ b^a & si \ a > 0 \end{cases}$
<b>06</b>	Zadeh	Max { min{a,b,1-a} }
<b>07</b>	Dubois-Prade	$\begin{cases} 1-a & si \ b = 0 \\ b & si \ a = 1 \\ 1 & si \ non \end{cases}$

Tableau IV.1. Implication floues.

#### IV.4.1.5. Système d'inférence floue

La notion de règle floue permet de définir un système expert flou comme une extension d'un système expert classique, manipulant la proposition floue. Donc un système d'inférence floue (SIF) est formé de trois blocs comme l'indique la figure IV.20. Le premier, bloc défuzzification transforme les valeurs numériques en degrés d'appartenance aux différents ensembles flous de la partition. Le second bloc est le moteur d'inférence, constitué de l'ensemble de règles. Enfin, le bloc de défuzzification permet, si nécessaire, d'inférer une valeur nette, à partir du résultat de l'agrégation des règles.



**Figure IV.20.** Système d'inférence floue.

#### IV.4.1.6. Fuzzyfication (quantification floue)

Elle consiste à associer à chaque valeur d'entrée un ou plusieurs sous-ensembles flous ainsi que les degrés d'appartenance associés. Cette étape réalise la transformation de valeurs numériques en informations symboliques floues.

Le choix du nombre d'ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur réparation sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autre.

- **Comment fuzzifier?**

Pour fuzzifier, il faut donner:

1. L'univers du discours, i.e. : Plage de variations possibles de l'entrée considérée.
2. Une partition en classe floue de cet univers.
3. Les fonctions d'appartenances de chacune de ces classes.

- **L'Algorithm fuzzy k-means**

L'un des premiers algorithmes, introduit par Bazdek 1974, proposés pour construire automatiquement des fonctions d'appartenance est l'algorithme « fuzzy k-means » ou

algorithme des centres mobiles flou. Cet algorithme non supervisé consiste à minimiser itérativement un critère en fonction d'une matrice de partition flou

$$U = [\}^{}_k(x_i)]_{(k=1, m; i=1, n)}$$

Où  $\}^{}_i(x)$  le degré d'appartenance de vecteur  $x$  à la classe  $i$ .

Et  $V = (\sim_1, \dots, \sim_M)$  de la forme :

$$J_m(U, V) = \sum_{i=1}^N \sum_{K=1}^M \}^{}_K(x_i)^m d_k(x_i)^2 \quad (\text{IV.20})$$

Sous les contraintes :

$$\}^{}_k(x_i) \in [0, 1] \quad \forall i, k \quad (\text{IV.21})$$

$$\sum_{k=1}^M \}^{}_k(x_i) = 1 \quad (\text{IV.22})$$

Cette condition traduit le concept de totale appartenance.

$$0 < \sum_{i=1}^N \}^{}_k(x_i) < 1 \quad (\text{IV.23})$$

L'ensemble des vecteurs d'apprentissage est constitué de  $N$  vecteurs  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$

susceptibles d'appartenir à  $M$  classes  $\{a_1, a_2, \dots, a_m\}$ .

La solution qui minimise la formule (3.18) est donnée par les deux conditions suivantes :

$$\sim_k = \frac{\sum_{i=1}^N \}^{}_k(x_i)^m x_i}{\sum_{i=1}^N \}^{}_k(x_i)^m} \quad (\text{IV.24})$$

$$\}^{}_k(x_i) = \frac{1}{\sum_{j=1}^M (d_k(x_i) \times d_j(x_i))^{-2 \times (1-m)}} \quad (\text{IV.25})$$

Les caractéristiques essentielles de cet algorithme sont : Partitionnement, non exclusivité,

#### IV.4.1.7. Inférence floue

La phase d'inférence consiste à calculer le degré de vérité des différentes règles du système, en utilisant les formules données dans la phase de fuzzification, et à associer à chaque règle une valeur de sortie. Cette valeur de sortie dépend de la partie conclusion des règles qui peut prendre plusieurs formes. Donc on peut dire que l'inférence floue est l'opération d'agrégation des règles floues.

Il peut s'agir d'une proposition floue, et l'on parlera dans ce cas de règle de *type mamdani*:

*SI* Alors Y est B.

Il peut également s'agir d'une fonction réelle des entrées, et l'on parlera dans ce cas de règle de *type sugéno* : *SI* Alors Y est  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ . où  $x_1, \dots, x_n$  sont des valeurs réelles des variables d'entrée.

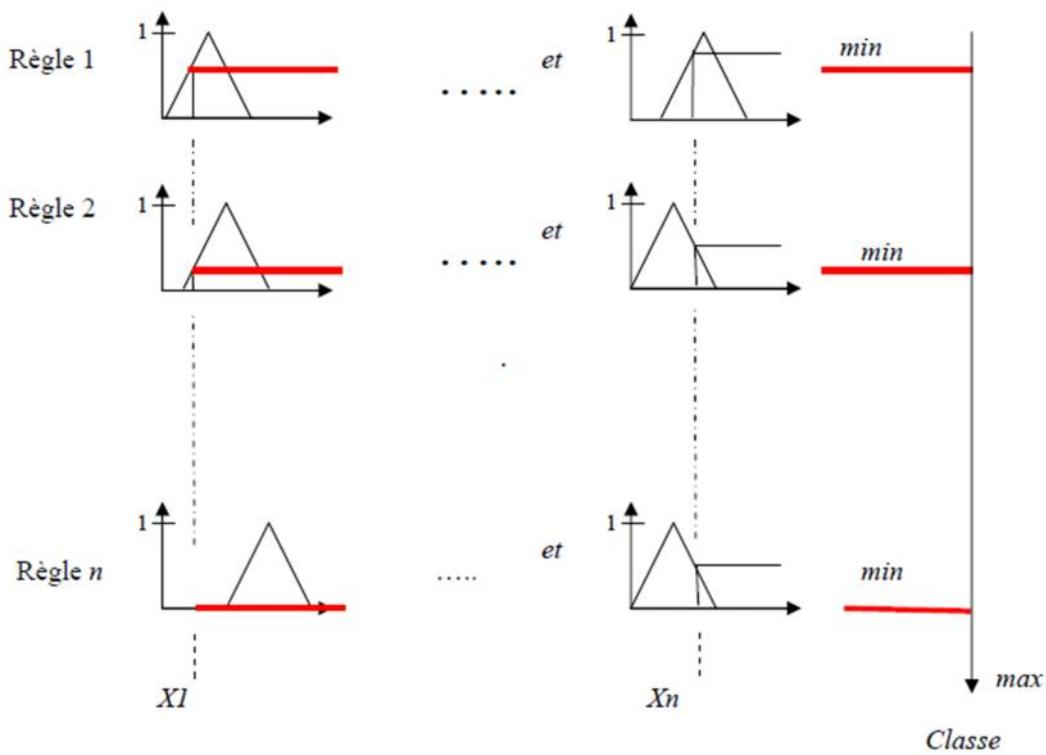
Une règle est une combinaison de variables d'entrées, combinaison qui utilise les opérateurs flous, tel que le "ET" et le "OU" (min et max).

Ainsi, pour toutes les combinaisons possibles des entrées, nous allons définir une règle. Cette règle nous indique à quel sous-ensemble de sortie, le coefficient de modification va être attribué.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons

- linguistiquement : on écrit les règles d'une façon explicite.
- symboliquement : il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la Désignation des ensembles flous par des observations.
- Par matrice d'inférence : elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau à deux dimensions : Les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrée. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, dont les principales sont : **MIN / MAX, MAX / PROD, SOM / PROD.**



**Figure IV.21.** Base de règle floue avec une évaluation Min/Max.

	MIN/MAX	MAX / PROD	SOM / PROD
<b>ET</b>	Min	Min	Prod
<b>OU</b>	Max	Max	Som
<b>ALORS</b>	Min	Prod	Prod
<b>Combinaison</b>	Max	Max	Som
Combinaison des règles activées (OU)			

**Tableau IV.2.** Méthodes d'inférence floues.

#### IV.4.1.8. Défuzzification ou concréétisation

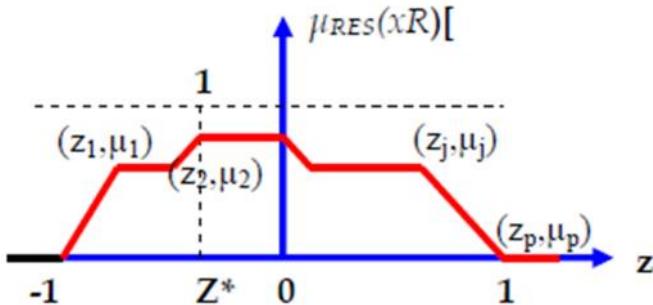
Le moteur d'inférence fournit une fonction d'appartenance résultante pour la variable de sortie. Il s'agit donc d'une information floue.

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse correspondant à la valeur de cette sortie.

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, dont les principales sont : Défuzzifications basées sur le centre de gravité des ensembles ; le MIN / MAX ; le SOM / PROD.

### ➤ Défuzzification par le centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\sim_{RES}(x_R)$ . Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse  $Z^*$ . La figure IV.22 montre le principe de défuzzification.



**Figure IV.22.** Défuzzification par centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale

Suivante :

$$CdG = X *_{\bar{R}} = \frac{\int_{-1}^1 x_R \sim_{RES}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 \sim_{RES}(x_R) dx_R} \quad (\text{IV.26})$$

Lorsque la fonction d'appartenance est composée par morceaux de droits, il est possible de faire les intégrations analytiquement. Avec les coordonnées  $Z_j$ ,  $\sim_j$  des points d'intersections des  $p$  segments de droites.

L'abscisse du centre de gravité peut être calculée par la relation :

$$Z^* = \frac{\sum_{j=1}^p (z_{j+1} - z_j) [(2z_{j+1} + z_j)\sim_{j+1} + (z_{j+1} + 2z_j)\sim_j]}{3 \sum_{j=1}^p (z_{j+1} - z_j)(\sim_{j+1} + \sim_j)} \quad (\text{IV.27})$$

### ➤ Calcul du centre de gravité lors de la méthode d'inférence SOM / PROD

Cette méthode est la plus utilisée vu son temps de calcul court. Les coefficients issus du moteur d'inférence sont utilisés pour multiplier les fonctions d'appartenance des sous-ensembles de sortie. La valeur de la sortie correspondra au centre de gravité de tous ces ensembles pris individuellement.

Remarque : La position du centre de gravité de chaque sous-ensemble n'a pas été modifiée par le produit, d'où l'avantage d'un calcul simple du centre de gravité global.

Le calcul du centre de gravité peut être ramené au calcul suivant:

$$x^*_{\bar{R}} = \frac{\sum_{i=1}^m \tilde{c}_i x^*_i S_i}{\sum \tilde{c}_i S_i} \quad (\text{IV.28})$$

Où :

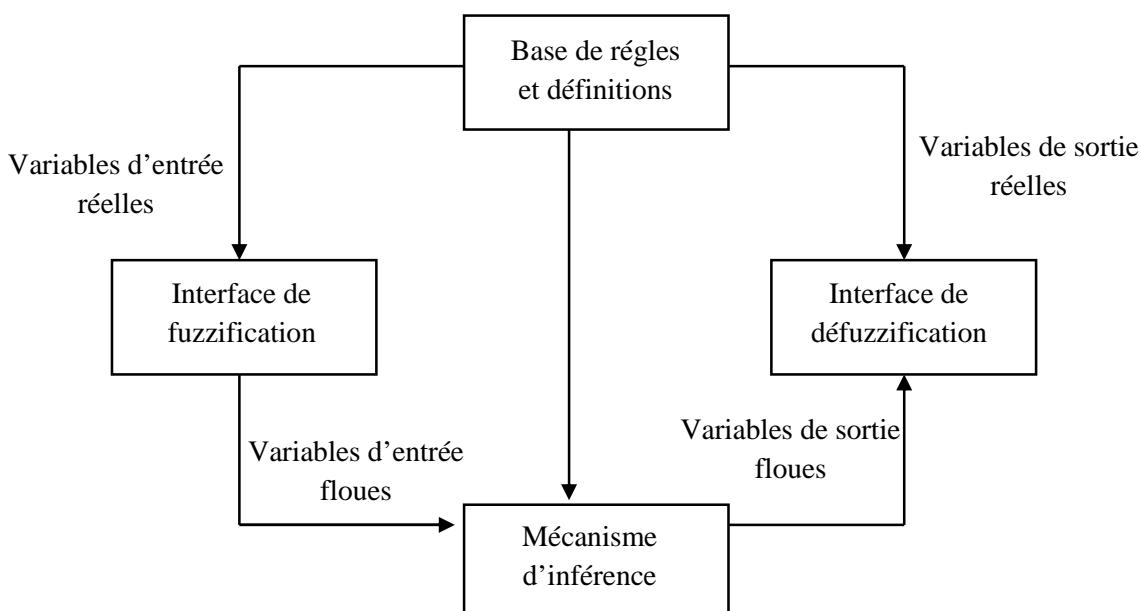
$\tilde{c}_i$  : Coefficient de modification à appliquer au sous-ensemble.

$S_i$  : Surface du sous-ensemble i.

$x^*_i$  : Centre de gravité du sous-ensemble de sortie i.

#### IV.4.1.9. Commande floue

La Commande floue est l'application la plus utilisée de la logique floue. Elle consiste à remplacer les algorithmes de réglage conventionnels par des règles linguistiques. Ainsi, on obtient un algorithme linguistique s'y prête mieux que les méthodes traditionnelles à la commande d'un processus. Le schéma général d'une commande floue est illustré sur la figure IV.23 :



**Figure IV.23.** Schéma général d'une commande floue.

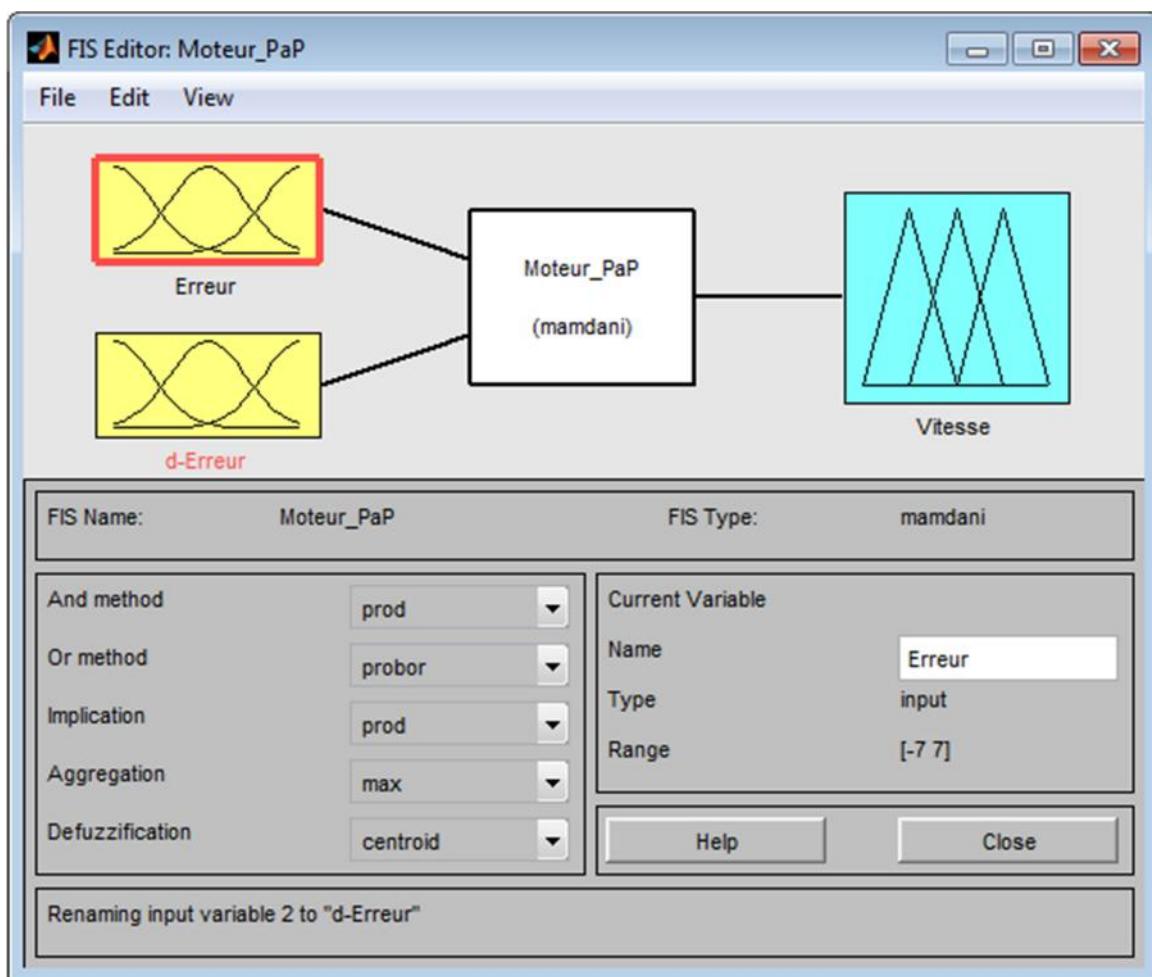
Nous procémons tout d'abord à la partition en sous-ensembles flous des différents univers de discours (ou référentiels) que le système impose. Nous déterminons ensuite la base de règles qui va caractériser le fonctionnement désiré du système. Puis il faut transformer les variables réelles, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la « fuzzification ». Nous utilisons alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance. Enfin, nous opérons à la de fuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence.

#### **IV.4.2. Commande floue du moteur pas à pas**

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de la position du moteur pas à pas à aimant permanent.

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schémas est présenté sur la Figure (IV.24), il est composé de :

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur ( $e$ ), à sa variation ( $\Delta e$ ) et à la variation de la vitesse ( $V$ ) .
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou.
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.



**Figure IV.24.** Schéma de Mamdani pour la régulation floue de la vitesse du moteur pas à pas.

Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander.

#### IV.4.2.1. Etape de fuzzification

Les variables et les valeurs linguistiques sont définis comme suit :

- **2 entrées** : Erreur ( $e$ ), Dérivée de la sortie ( $\frac{dN}{dt}$ )
  - a. Erreur ( $e$ )  $\in \{\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Moyenne (NM)}, \text{Négative (N)}, \text{Environ Zero (EZ)}, \text{Positive (P)}, \text{Positive Moyenne (PM)}, \text{Positive Grande (PG)}\}$

Erreur ( $e$ )							
Valeurs	NG	NM	N	EZ	P	PM	PG
Forme	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss
Paramètre	[0.7 -7]	[0.8 - 4.2]	[0.5 - 1.9]	[0.4 0]	[0.6 1.92]	[0.8 4.2]	[0.7 7]

**Tableau IV.3.** Les fonctions d'appartenance pour l'erreur ( $e$ ).

- b. Dérivée de la sortie ( $\frac{de}{dt}$ )  $\in \{\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Moyenne (NM)}, \text{Environ Zero (EZ)}, \text{Positive Moyenne (PM)}, \text{Positive Grande (PG)}\}$

Dérivée de l'erreur ( $\frac{de}{dt}$ )					
Valeurs	NG	NM	EZ	PM	PG
Forme	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss
Paramètre	[0.07 -0.808]	[0.07 -0.36]	[0.07 0]	[0.07 0.36]	[0.08 0.81]

**Tableau IV.4.** Les fonctions d'appartenance pour l'erreur ( $\frac{de}{dt}$ ).

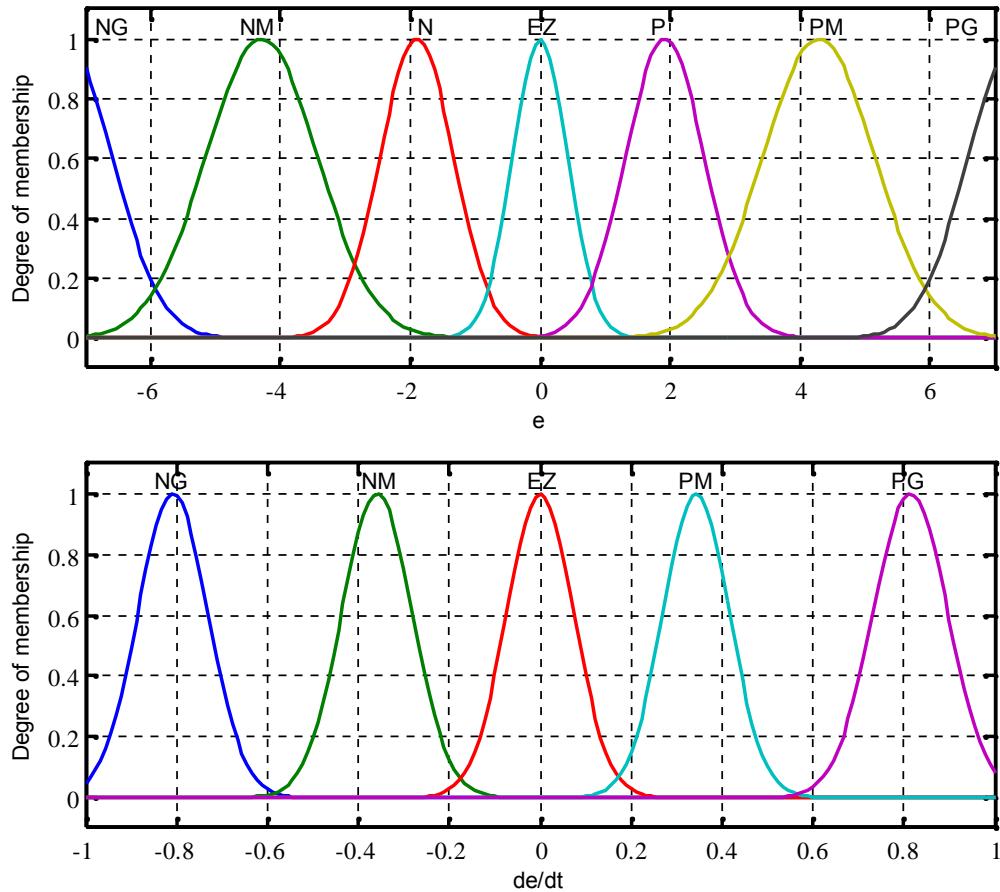
- **1 sortie** : Vitesse ( $V$ )
  - a. Vitesse ( $V$ )  $\in \{\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Moyenne (NM)}, \text{Négative (N)}, \text{Environ Zero (EZ)}, \text{Positive (P)}, \text{Positive Moyenne (PM)}, \text{Positive Grande (PG)}\}$

Les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie sont définies comme suit :

Vitesse ( $V$ )							
Valeurs	NG	NM	N	EZ	P	PM	PG
Forme	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss	Gauss
Paramètre	[3 -24]	[3 - 16.8]	[3 -7.5]	[3 0]	[3 7.4]	[3 16.2]	[3 23.5]

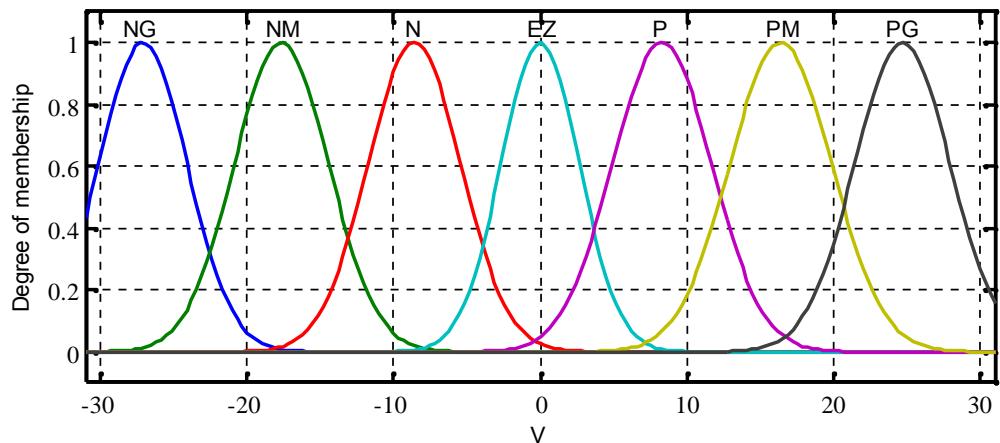
**Tableau IV.5.** Les fonctions d'appartenance pour la vitesse ( $V$ ).

Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées sont définies comme suit :



**Figure IV.25.** Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées.

Les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie sont définies comme suit :



**Figure IV.26.** Les fonctions d'appartenance pour la variable de sortie.

#### IV.4.2.2. Etape des règles linguistiques

A partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de la vitesse rotorique basée sur les expériences, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a onze règles linguistiques, Les règles sont définies comme suit :

---

R1 : **Si** ( $e$  est PG) **Alors** ( $V$  est PG)

---

R2 : **Si** ( $e$  est PM) **Alors** ( $V$  est PM)

---

R3 : **Si** ( $e$  est P) **Alors** ( $V$  est P)

---

R4 : **Si** ( $e$  est PZ) **Alors** ( $V$  est EZ)

---

R5 : **Si** ( $e$  est NG) **Alors** ( $V$  est NG)

---

R6 : **Si** ( $e$  est NM) **Alors** ( $V$  est NM)

---

R7 : **Si** ( $e$  est PZ) **et** ( $\frac{de}{dt}$  est PZ) **Alors** ( $V$  est PZ)

---

R8 : **Si** (Erreur est PZ) **et** ( $\frac{de}{dt}$  est NG) **Alors** ( $V$  est NM)

---

R9 : **Si** ( $e$  est PZ) **et** ( $\frac{de}{dt}$  est PG) **Alors** ( $V$  est PM)

---

R10 : **Si** ( $e$  est PZ) **et** ( $\frac{de}{dt}$  est NM) **Alors** ( $V$  est N)

---

R11 : **Si** ( $e$  est PZ) **et** ( $\frac{de}{dt}$  est PM) **Alors** ( $V$  est P)

---

**Tableau IV.6.** Les règles linguistiques

#### IV.4.2.3. Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

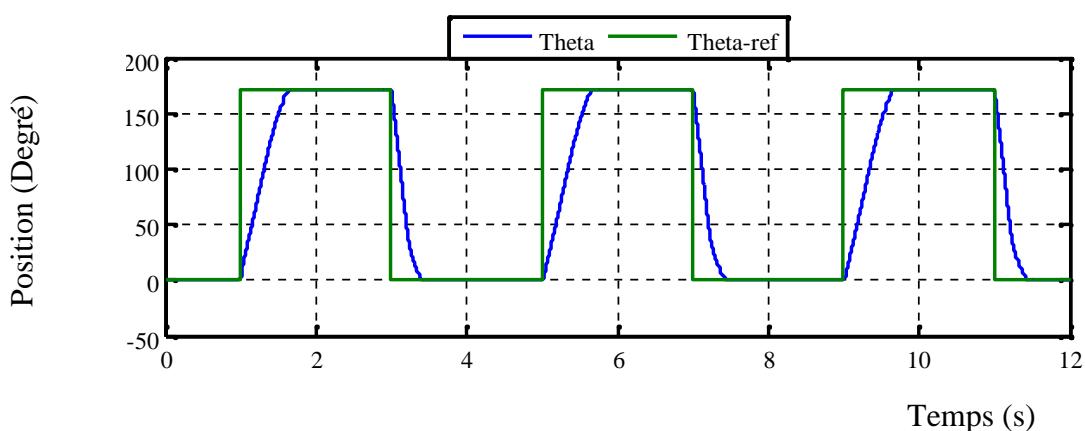
$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \tilde{B}(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \tilde{B}(x) dx} \quad (\text{IV.29})$$

#### IV.4.3. Simulation et discussion

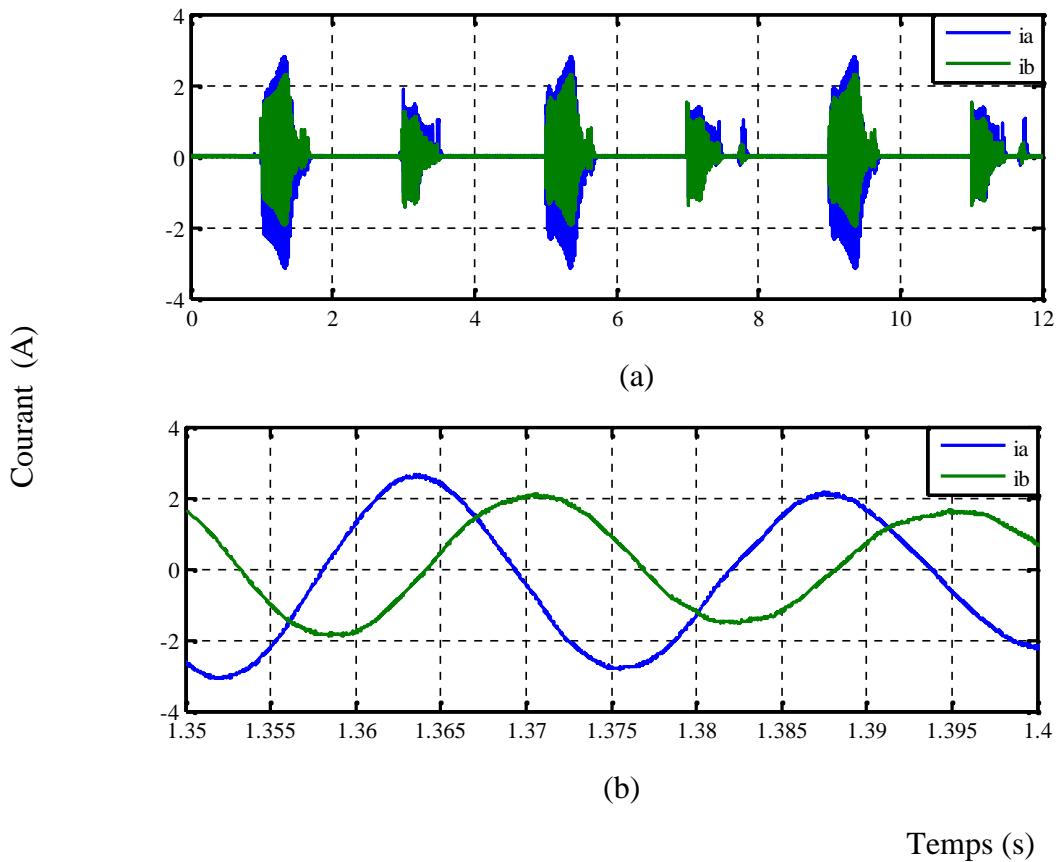
Pour la deuxième simulation en boucle fermée, la commande du moteur pas à pas est examinée. En effet, les performances du moteur seront testées durant un changement brusque de la position pour montrer l'influence du régulateur flou sur les performances du moteur pas à pas.

Les Figures IV.27-IV.30 représentent les résultats de simulation de la commande du moteur pas à pas par un régulateur flou. Pour un essai de variation de la position du moteur, la position souhaitée a été maintenue, comme le montre la Figure IV.27. En effet, la régulation de la position du moteur pas à pas a été améliorée par la commande floue, en annulant le dépassement résultant par régulateur PI illustré sur la Figure IV. 12. De plus, la commande par la logique floue a amélioré les formes des courants des phases, ils sont devenus des signaux sinusoïdaux, comme le montre la Figure IV.29. Par conséquent, les harmoniques des courants ont été atténués.

Grace à l'atténuation des harmoniques des courants, les performances du moteur pas à pas ont été améliorées, en augmentant le couple et la vitesse du moteur, comme le montre les Figures IV.29-IV.30. D'autre part, les ondulations dans les courants des phases lorsque la position de référence égale à zero ( $\theta_{ref} = 0^\circ$ ) illustrées sur la Figure IV.13 ont été atténuées, qui va réduire les vibrations du moteur en état de repos.

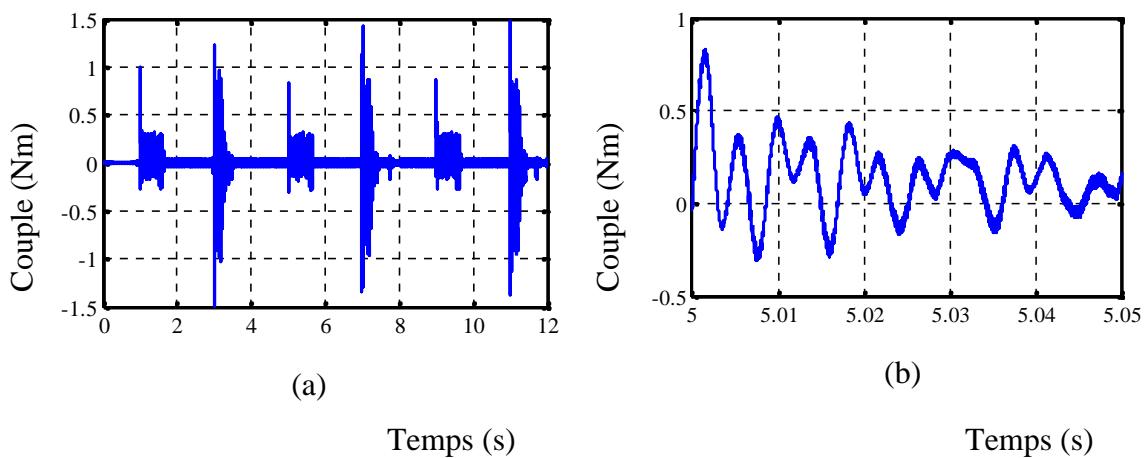


**Figure IV.27.** Position du moteur pas à pas



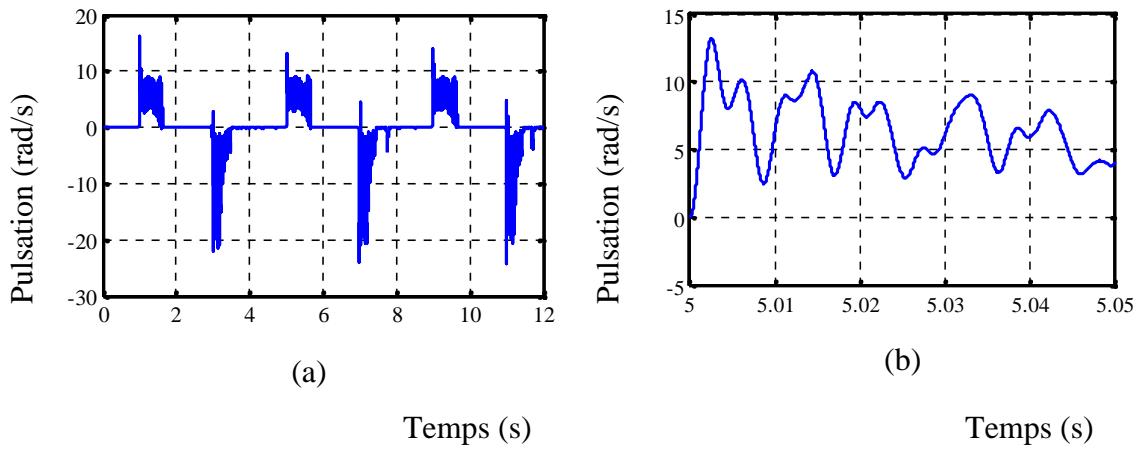
**Figure IV.28.** Courant des phases A et B .

(a) : Courants  $i_a$  et  $i_b$  ; (b) : Zoom des courants.



**Figure IV.29.** Couple électromagnétique du moteur pas à pas.

(b) Couple du moteur ; (b) Zoom du couple.

**Figure IV.30.** Pulsation rotorique du moteur pas à pas.

(b) Pulsation ; (b) Zoom du pulsation.

#### IV.5. Conclusion:

Dans ce quatrième chapitre, nous avons donné un aperçu de la commande par un correcteur PI et de la commande par logique floue et son application au notre système de motorisation. A cette fin, nous avons appliqué la méthode de placement des pôles pour synthétiser les paramètres du correcteur PI dans les boucles de régulation. De plus, la stratégie de la commande VOC a été utilisée afin de contrôler les courants et la position du moteur pas à pas. D'autre part, nous avons vu les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception.

Les résultats de la simulation pour les deux régulateurs montrent que la position du moteur pas à pas a bien suivi la consigne ou la position désirée. Cependant, le régulateur flou peut améliorer les performances du moteur, en illuminant le dépassement dans le régime transitoire.

# Réalisation expérimentale d'une machine CNC à axe direct

---

---

V.1.	Introduction .....	78
V.2.	Description réelle de la machine CNC à axe direct réalisée .....	78
V.2.1.	Structure mécanique.....	78
V.2.2.	Structure électrique et électronique.....	79
V.3.	Carte de commande pour la machine CNC .....	80
V.3.1.	Vue d'ensemble .....	81
V.3.2.	Les entrées et sorties de la carte Arduino .....	82
V.3.3.	Programmation de la carte .....	83
V.4.	Commande du moteur pas à pas.....	84
V.5.	Supervision des données mesurées en temps réel .....	85
V.5.1.	Transmission des données.....	86
V.5.2.	Interface de programmation NI-VISA .....	87
V.6.	Résultats expérimentaux .....	89
V.7.	Conclusion.....	90

## V.1. Introduction

L'usinage ou l'obtention de pièces mécaniques sous contrôle numérique s'étend désormais à l'ensemble des secteurs de l'industrie. Réservée, il y'a pas si longtemps, à certaines industries de pointe, les machines-outils à commande numérique sont maintenant utilisées dans toutes les usines de fabrications mécaniques et sont accessibles aux petites et moyennes entreprises. La connaissance de ces machines est devenue nécessaire dans l'industrie en générale.

Durant ces dernières années, la commande des machines électriques a subi des progrès significatifs. Ces progrès sont essentiellement dus à la révolution technologique en informatique industriel, ce qui a permis le développement des solutions numériques efficaces avec une possibilité d'implanter des algorithmes plus complexes. Ces commandes sont en majorité basées sur les microprocesseurs, les DSP (Digital Signal Processor) et les microcontrôleurs PIC.

Dans le dernier chapitre on présentera d'une description réelle de la machine CNC à axe direct et finir avec un test des commandes détaillées dans les chapitres précédents, régulateur PID et logique floue, sur la machine réalisée. Les résultats expérimentaux obtenus dans ce chapitre sont supervisés a traves le logiciel de la programmation graphique « «LabVIEW » »

## V.2. Description réelle de la machine CNC à axe direct réalisée

Dans notre projet, la machine CNC a été réalisée pour travailler sur la coupe ou le perçage des matériaux tendre comme le bois, plastiques et l'aluminium. La machine réalisée contient une structure mécanique et l'autre électrique.

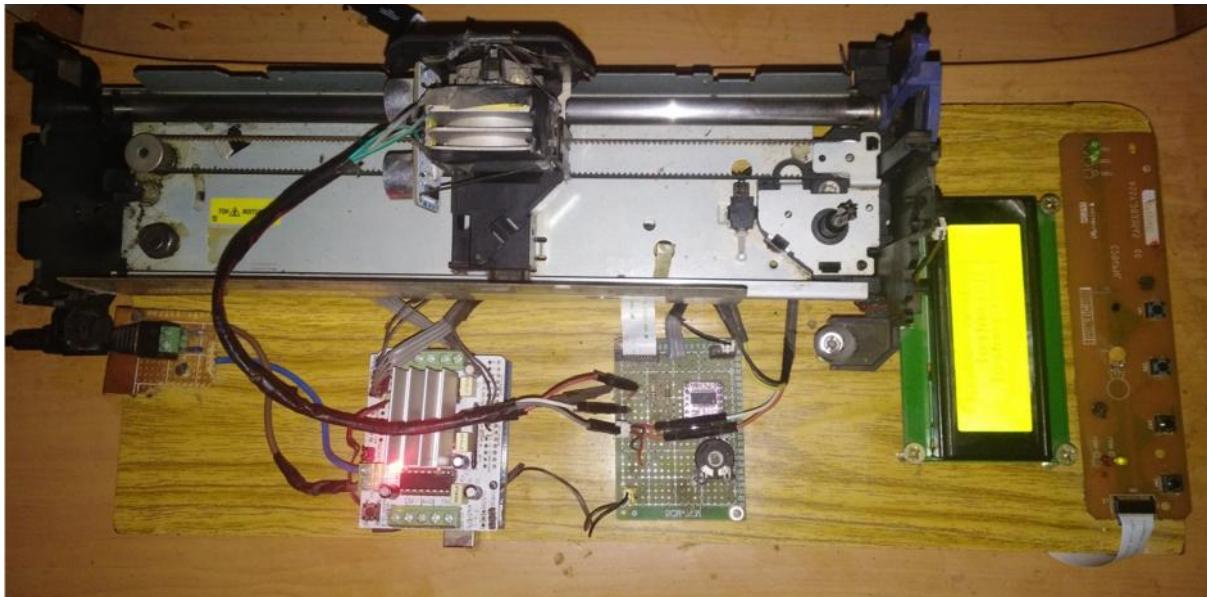
### V.2.1. Structure mécanique

Pour réaliser un système mécanique permettant de déplacer un objet dans l'espace, nous avons opté pour l'aluminium pour la structure de l'axe car il est plus léger que l'acier et pour les vis sans fin et les glissières on les a faites avec de l'acier. De plus, nous avons utilisé le bois pour construire la base de la machine CNC.

La machine réalisée est constituée de deux parties qui sont :

- La base en bois, qui porte la partie mécanique et électrique de la machine
- l'axe direct « X », qui constitué d'une plaque de métal et de deux glissières entraîné par une courroie.

Après avoir cité les différentes parties de la machine CNC, nous allons les assembler pour avoir une CNC complète, la figure ci-dessous le montre.

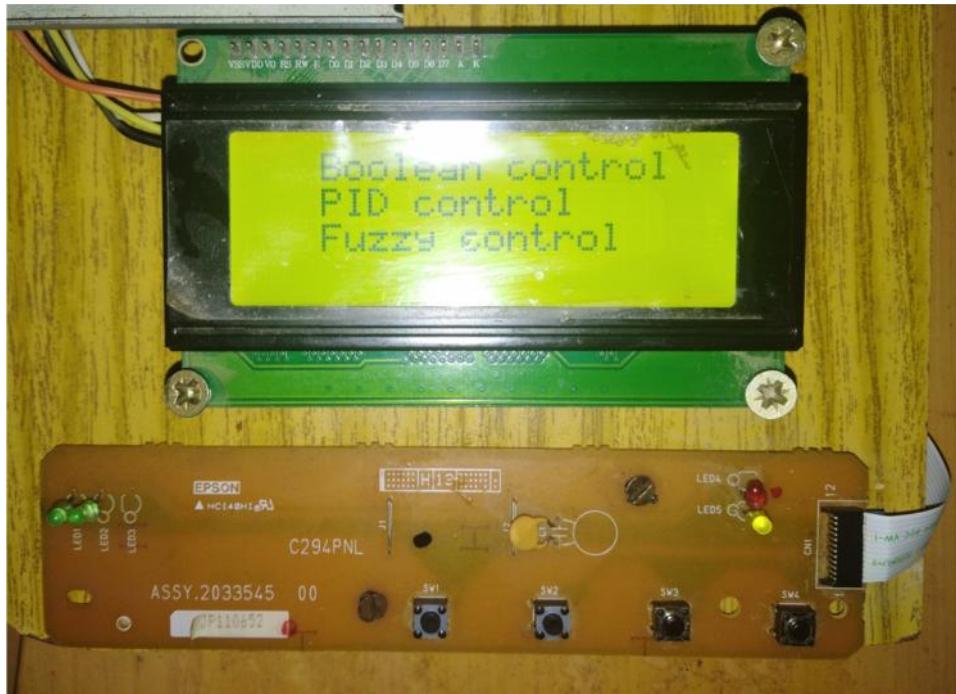


**Figure V.1.** Assemblage complet de la base et l'axe direct

### V.2.2. Structure électrique et électronique

Pour réaliser un système de commande permettant de contrôler la machine CNC à axe direct, nous avons utilisé les composants électriques et électroniques suivants :

- **Carte Arduino Uno** : Cette carte est utilisée pour contrôler numériquement la machine réalisée, en programmant le régulateur PID et la logique floue,
- **Carte d'interface**, Cette carte est utilisée pour assurer la protection du microcontrôleur et pour gérer les impulsions de commande du moteur pas à pas.
- **Capteur Ultrasonique**, Ce capteur est utilisé pour mesurer la distance écoulée,
- **Boutons poussoirs**, Les boutons sont utilisés pour valider le choix de la commande utilisée, commande par régulateur PID ou logique floue. De plus, ils sont utilisés pour saisir la distance désirée, comme le montre la Figure V.2.
- **Afficheur LCD I2C**, L'afficheur est utilisé pour afficher les données mesurées, la distance et la vitesse, comme le montre la Figure V.2.
- **Alimentation électrique de la machine**, Notre machine utilise moteurs pas-à-pas dont la tension recommandée est de 12 V et 1.5A.



**Figure V.2.** Assemblage des boutons poussoirs et l'afficheur LCD

### V.3. Carte de commande pour la machine CNC

La carte de commande est constituée d'une carte Arduino UNO, alimentée par une alimentation de 12 Volts. Le microcontrôleur Arduino délivre les signaux PWM aux drivers de moteurs pas à pas pour commander les différents moteurs qui contrôlent l'axe direct de la machine CNC, qui sont de leurs côtés alimentés avec une tension de 12 Volts délivré par un générateur de tension, La figure ci-dessous montre la carte Arduino UNO et le Brochage de l'ATMega328.



**Figure V.3.** Carte Arduino UNO.

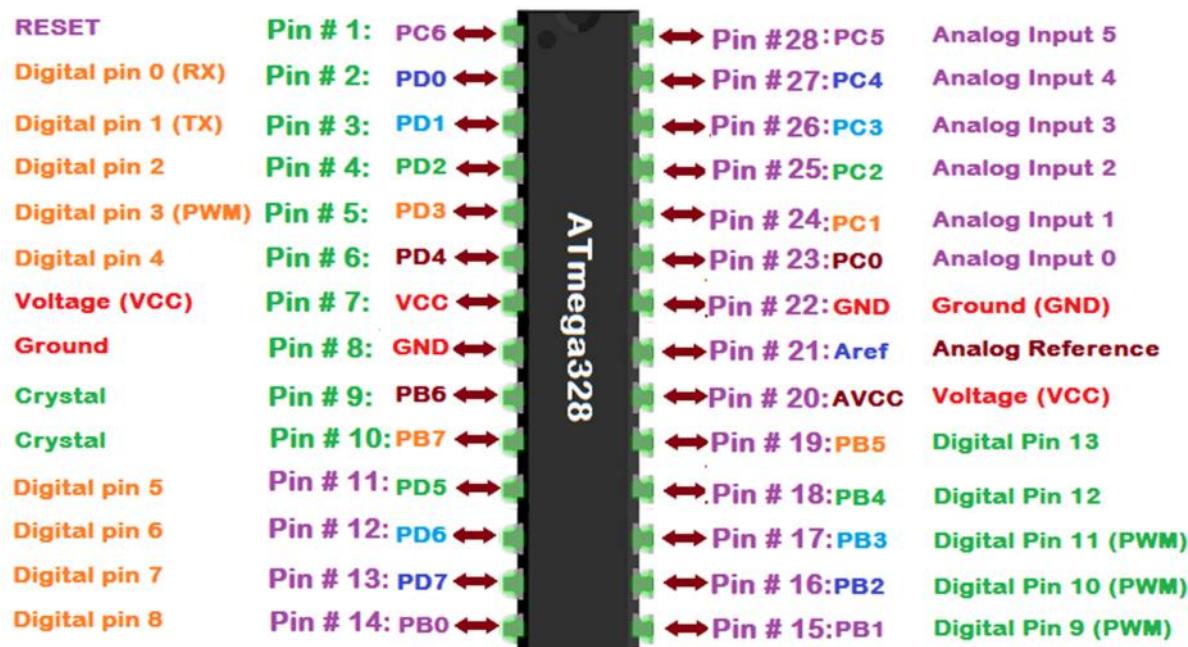


Figure V.4. Brochage de l'ATMega328.

### V.3.1. Vue d'ensemble

Le modèle UNO de la société ARDUINO est une carte électronique dont le cœur est un microcontrôleur ATMEL de référence ATMega328. Le microcontrôleur ATMega328 est un microcontrôleur 8bits avec une vitesse d'horloge de 16Mhz de la famille AVR dont la programmation peut être réalisée en langage C. L'intérêt principal des cartes ARDUINO (d'autres modèles existant) est leur facilité de mise en œuvre. ARDUINO fournit un environnement de développement s'appuyant sur des outils open source. Le chargement du programme dans la mémoire du microcontrôleur se fait de façon très simple par port USB. En outre, des bibliothèques de fonctions "clé en main" sont également fournies pour l'exploitation d'entrées sorties courantes : gestion des E/S TOR, gestion des convertisseurs ADC, génération de signaux PWM, exploitation de bus TWI/I2C, exploitation de servomoteurs..

Nous avons choisi le microcontrôleur Arduino Uno grâce à ces avantages suivants :

- Pas cher : les cartes Arduino sont relativement peu coûteuses comparativement aux autres plates-formes.
- La moins chère assemblée à la main, et même les cartes Arduino pré €uros (microcontrôleur inclus).

- multiplateforme : le logiciel Arduino, écrit en Java, tourne sous les systèmes d'exploitation Windows, Macintosh et Linux. La plupart des systèmes à microcontrôleurs sont limités à Windows.
- un environnement de programmation clair et simple : l'environnement de programmation Arduino (le logiciel Arduino) est facile à utiliser pour les débutants, tout en étant assez flexible pour que les utilisateurs avancés puissent en tirer profit également.
- logiciel Open Source et extensible : le logiciel Arduino et le langage Arduino sont publiés sous licence open source, disponible pour être complété par des programma expérimentés.
- matériel Open source et extensible : les cartes Arduino sont basées sur les microcontrôleurs Atmel ATMEGA8, ATMEGA168, ATMEGA 328, etc... Les schémas des modules sont publiés sous une licence Creative Commons, et les concepteurs de circ expérimentés peuvent réaliser leur propre version des cartes Arduino, en les complétant et en les améliorant. Même les utilisateurs relativement inexpérimentés peuvent fabriquer la version sur plaque d'essai de la carte Arduino, dans le but de compren comment elle fonctionne.

### V.3.2. Les entrées et sorties de la carte Arduino

Le microcontrôleur utilisé dans notre réalisation expérimentale contient deux broches principales :

- **Broche numérique** : Chacune des 14 broches numériques de la carte UNO (numérotées de 0 à 13) peut être utilisée soit comme une entrée numérique, soit comme une sortie numérique, en utilisant les instructions pinMode(), digitalWrite() et digitalRead() du langage Arduino. Ces broches fonctionnent en 5V. Chaque broche peut fournir ou recevoir un maximum de 40mA d'intensité et dispose d'une résistance interne "rappel au plus" (pull-up) (déconnectée par défaut) de 20-50 KOhms. Cette résistance interne s'active sur une broche en entrée à l'aide de l'instruction digitalWrite(broche, HIGH).
- **Broche analogique** : La carte Uno dispose de 6 entrées analogiques (numérotées de 0 à 5), chacune pouvant fournir une mesure d'une résolution de 10 bits (c-à-d sur 1024 niveaux soit de 0 à 1023) à l'aide de la très utile fonction analogRead() du langage

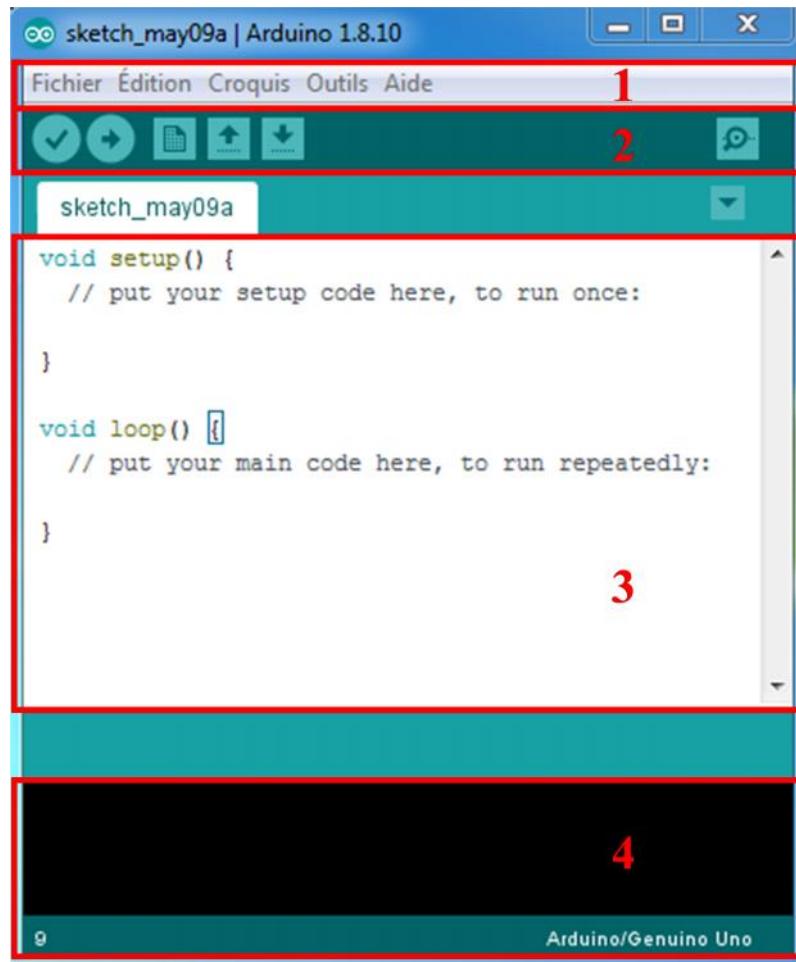
Arduino. Par défaut, ces broches mesurent entre le 0V (valeur 0) et le 5V (valeur 1023),

De plus, certaines broches ont des fonctions spécialisées :

- ✓ **Communication Série:** Port série (USART) Broches 0 (RX) et 1 (TX). Utilisées pour recevoir (RX) et transmettre (TX) les données série.
- ✓ **Interruptions Externes:** Broches 2 et 3. Ces broches peuvent être configurées pour déclencher une interruption sur une valeur basse, sur un front montant ou descendant, ou sur un changement de valeur. Voir l'instruction attachInterrupt() pour plus de détails Timers/Counters: Timer0 et Timer2 (comptage 8 bits), Timer1 (comptage 16bits), on peut les utiliser comme temporisateur ou compteur.
- ✓ PWM 8-bits à travers les broches 3, 5, 6, 9, 10, et 11.
- ✓ SPI (Interface Série Périphérique): Broches 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK). Les broches SPI sont également connectées sur le connecteur ICSP qui est mécaniquement compatible avec les cartes Mega.
- ✓ Communication I2C: Broches 4 (SDA) et 5 (SCL). Supportent les communications de protocole I2C (ou interface TWI (TwoWire Interface - Interface "2 fils"), disponible en utilisant la librairie Wire/I2C (ou TWI - Two-Wire interface - interface "2 fils") .

### V.3.3. Programmation de la carte

Pour programmer la carte Arduino UNO, nous avons utilisé le logiciel Arduino C prévu à cet effet. C'est un logiciel libre et gratuit développé pour Windows, Mac et Linux. Ce logiciel présente une interface épurée et permet de développer facilement des programmes qui peuvent être transférés sur la carte en branchant celle-ci sur un port USB. Le langage utilisé par le logiciel est basé sur le C, auquel s'ajoutent des instructions spécifiques au langage Arduino. Le logiciel dispose d'une banque d'exemples très riche qui permet d'utiliser des morceaux de codes pré-écrit.



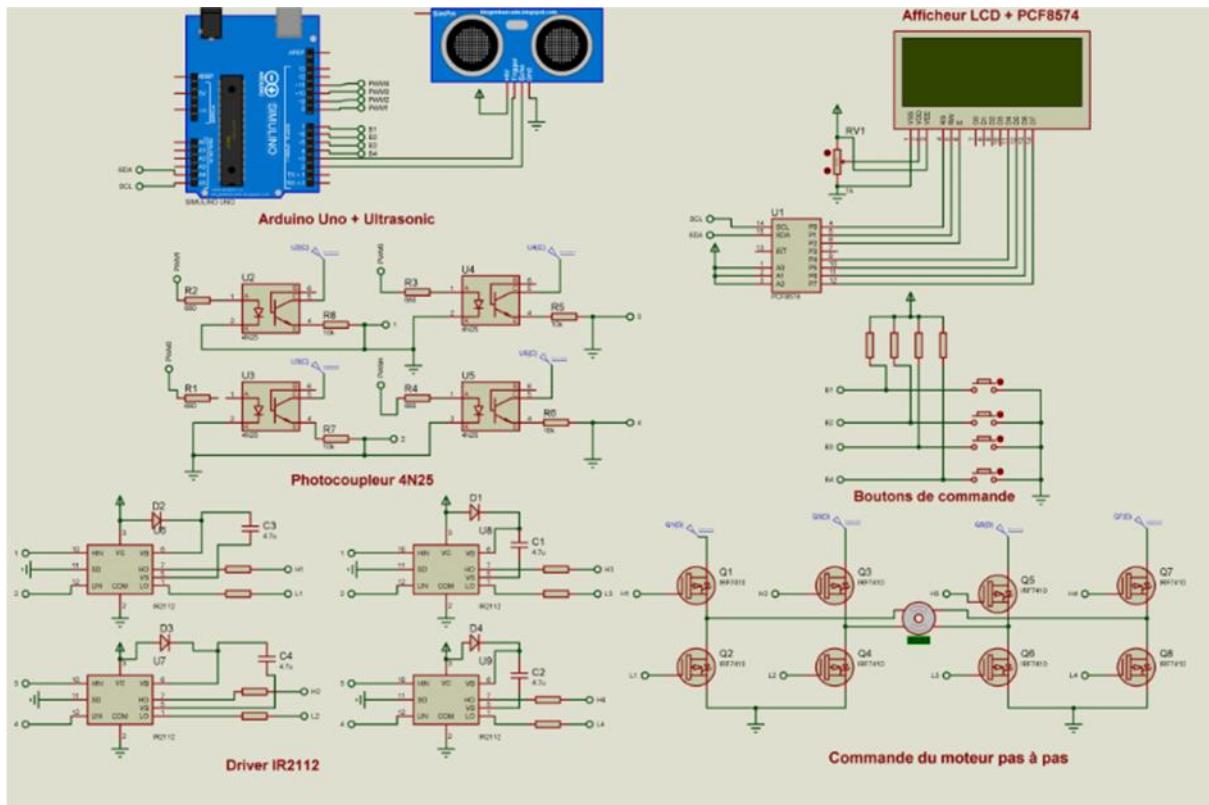
**Figure V.5.** : Présentation du logiciel de programmation pour le microcontrôleur Arduino

- Le cadre numéro 1 : ce sont les options de configuration du logiciel,
- Le cadre numéro 2 : il contient les boutons qui vont nous servir lorsque l'on va programmer la carte Arduino,
- Le cadre numéro 3 : ce bloc va contenir le programme que nous allons écrire,
- Le cadre numéro 4 : celui-ci est important, car il va nous aider à corriger les fautes dans notre programme.

#### V.4. Commande du moteur pas à pas

La commande du moteur pas à pas exige de générer un signal de modulation par largeur d'impulsion (MLI). La commande par MLI permet de produire simplement une variation de la valeur moyenne d'une tension. La commande "MLI" est un signal numérique où la tension peut prendre deux valeurs seulement. Le signal de cette commande est carré et le niveau bas correspond généralement à 0 Volt. Le schéma électrique de la commande du moteur pas à pas est présenté sur la Figure V.6. Le schéma global de la commande du moteur pas à pas est

illustré sur la figure V.6. En effet, le câblage du driver 2112 du Mosfet est illustré dans le Datasheet.

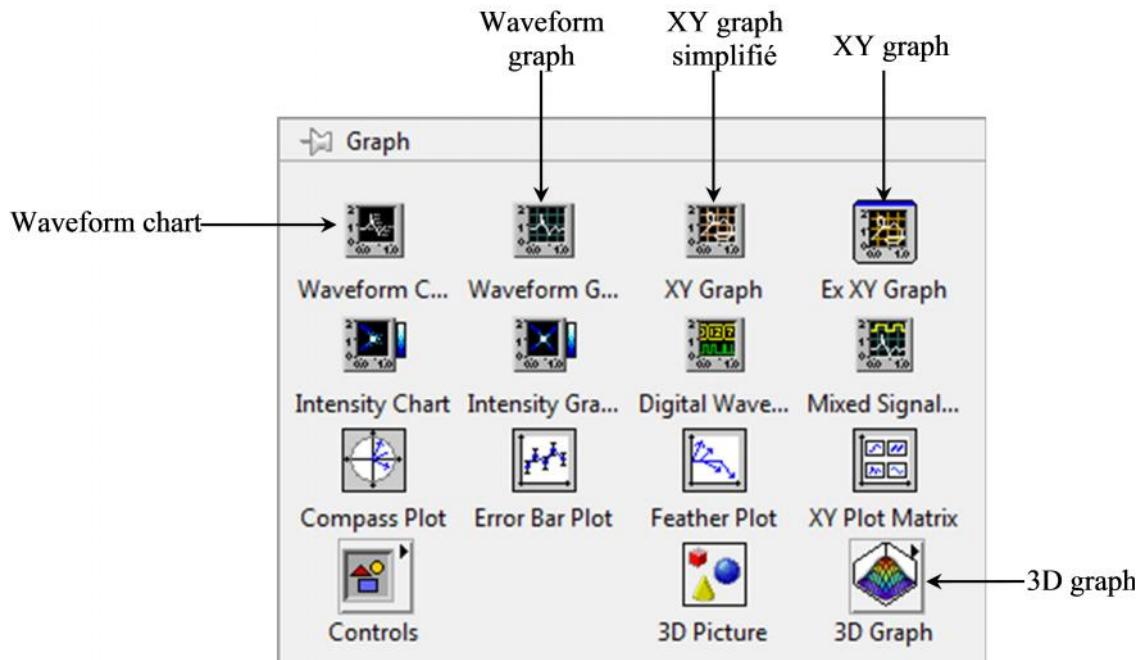


**Figure V.6.** Schéma global de la commande du moteur pas à pas

## V.5. Supervision des données mesurées en temps réel

Le logiciel LabVIEW est une "Plate-forme Expérimentale d'Instruments Virtuels pour Laboratoire : « Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench ». C'est un environnement de programmation commercialisé par la société « National Instruments » permettant de coder à l'aide de diagramme. On peut grâce à ce logiciel créer des outils de mesure et de contrôle souvent très utilisés dans des projets de recherches. On peut contrôler et commander un processus physique externe allant du simple capteur ou actionneur à la chaîne de fabrication.

Dans notre réalisation, le logiciel de la programmation graphique « LabVIEW » est utilisé afin d'analyser et de présenter des données mesurées, telles que la vitesse et la distance. Ce logiciel dans son langage graphique G, offre à l'utilisateur des objets extrêmement performants, correspondant à des types de données numériques inexistantes dans les autres langages, permettant l'affichage et la manipulation aisée des graphiques.



**Figure V.7.** Choix des Graphes de la palette ‘Commandes’.

Les graphes sont accessibles dans la palette de commande ‘Graph Indicators’. Les graphes inscrivent les points en donnant une abscisse initiale et un incrément à chaque nouveau point. LabVIEW propose 3 principaux types de graphes :

- ✓ **Graphe déroulant** : c'est une sortie 2D représentant une courbe (ou plusieurs courbes) dont les points sont donnés point par point.
- ✓ **Graphe XY** : permet de tracer des courbes paramétriques, en annulant la base de temps. Pour ce faire, il faut envoyer un cluster contenant les points pour X, et les points pour Y sur chaque composante du cluster en entrée du graphe.
- ✓ **Graphe 3D** : comme son nom l'indique c'est une représentation tridimensionnelle de sortie.

A la création, ces afficheurs graphiques présentent sur le panneau avant une zone d'affichage de courbes, pourvue d'échelles verticale et horizontale, et proposent d'entrer immédiatement le nom (Label) du graphique à l'emplacement du curseur. Des options par défaut sont fournies pour les échelles et le style d'affichage des points, mais l'utilisateur peut personnaliser le graphique grâce aux fenêtres accessibles par le menu surgissant.

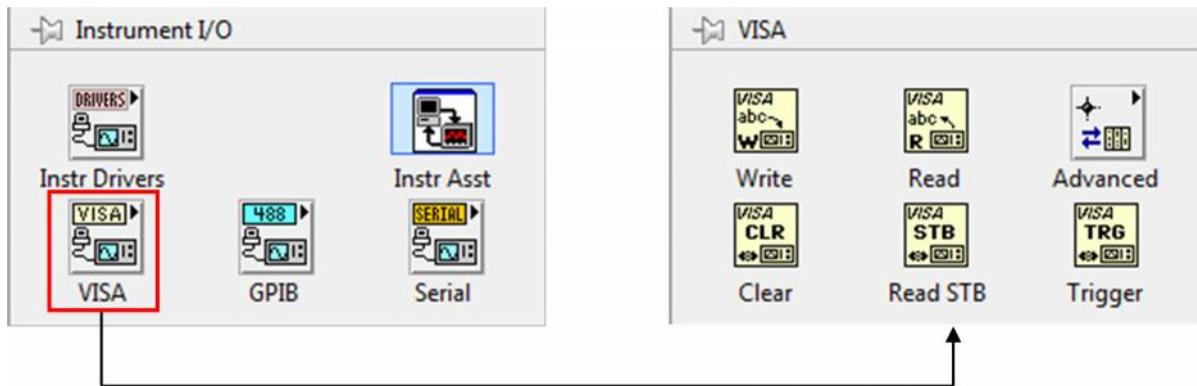
### V.5.1. Transmission des données

Pour contrôler, réguler ou agir efficacement sur un processus physique, chimique ou biologique, naturel ou industriel, il faut avoir un système de transmission tel que le RS232.

LabVIEW dispose de VI spéciales appelés VISA RS232, elle permet de transmettre le signal acquis via port série en code ASCII de l'ordinateur vers l'interface de commande pour un traitement ou une visualisation.

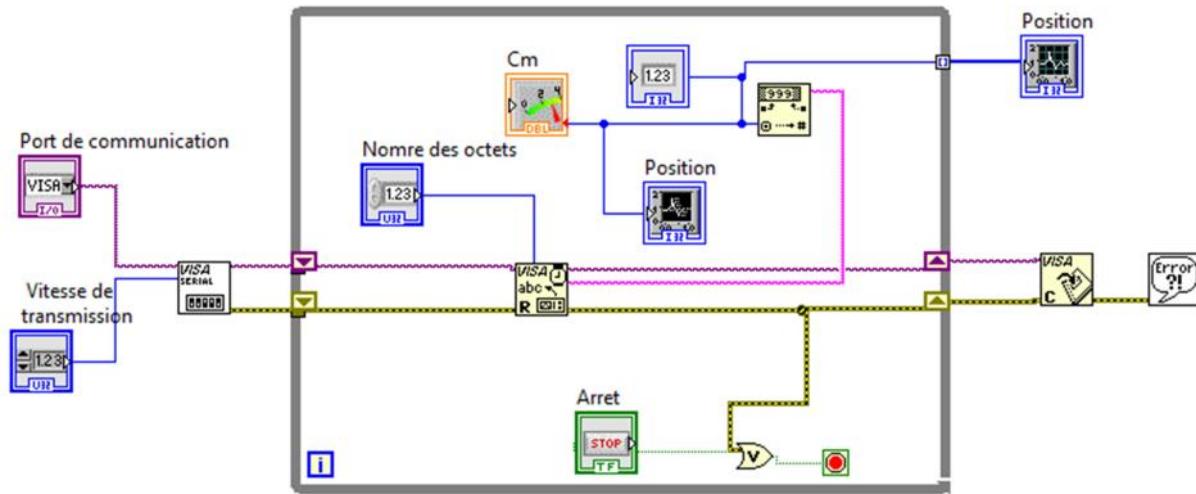
### V.5.2. Interface de programmation NI-VISA

LabVIEW permet de piloter des instruments GPIB ou série en allant rechercher les fonctions associées dans la palette E/S d'instruments comme représenté ci-dessous. Néanmoins, dans la plupart des cas, on utilisera les fonctions NI-VISA qui permettent de dialoguer avec un instrument en utilisant des fonctions de haut-niveau indépendantes du moyen et protocole de communication utilisé.



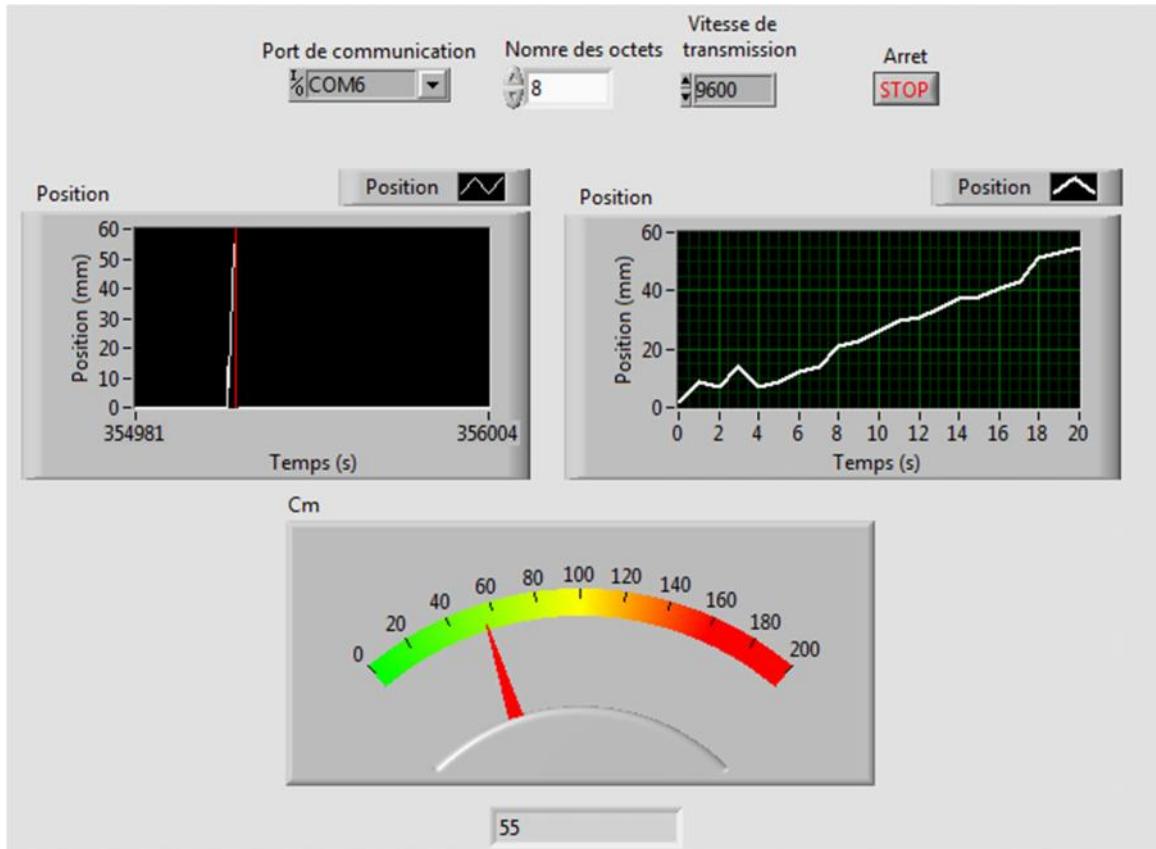
**Figure V.8.** L'interface d'E/S VISA.

VISA est une API standard qu'on utilise pour contrôler une vaste gamme d'instruments. Cette interface est en effet capable d'appeler le driver approprié suivant le type d'instrument utilisé, on n'a donc pas à appréhender le protocole de communication utilisé par l'instrument. La figure V.9 représente le programme où on peut voir que la transmission RS232 se fait avec des VI bien spécifiques, tel que l'ouverture se fait par un VISA OPEN, et fermé par un VISA CLOSE, configuré avec un VISA CONTROL SERIAL PORT, on envoie des données via la VISA WRITE, et on peut lire avec un VISA READ.



**Figure V.9.** Lire et réception des données mesurées via la transmission RS232.

D'autre part, l'application de la commande et de la supervision de la position du moteur pas à pas est illustrée sur la Figure V.10.

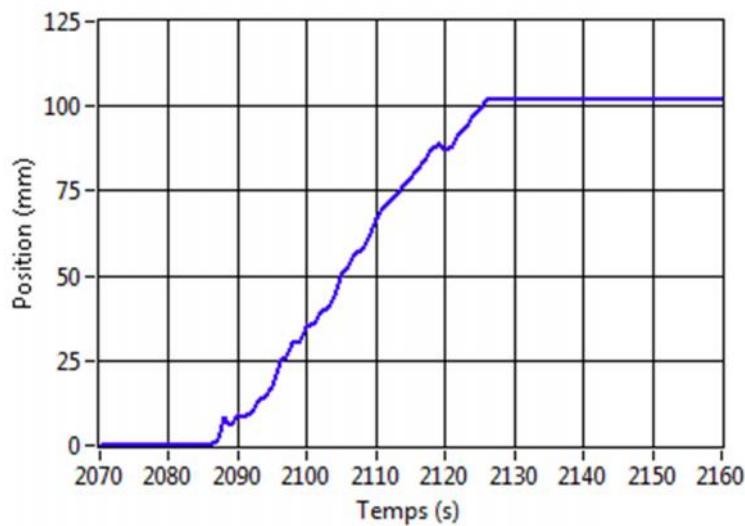


**Figure V.10.** Application de la commande et de la supervision des données.

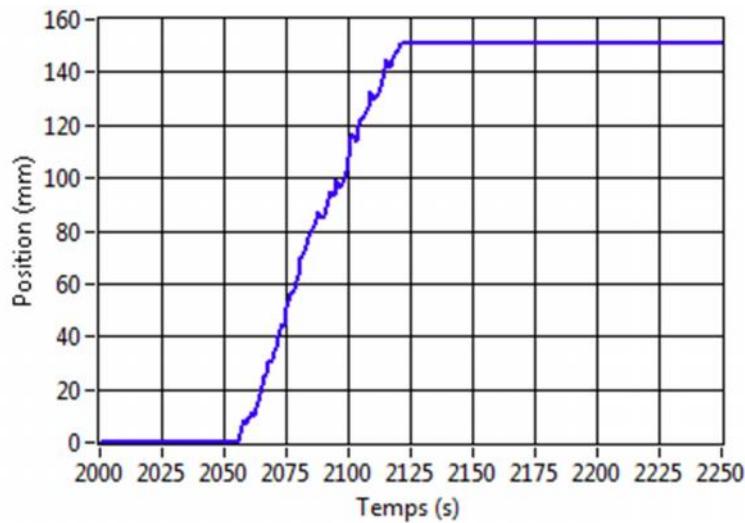
## V.6. Résultats expérimentaux

Nous avons utilisé l'IDE Arduino pour programmer notre carte Arduino en langage C. Ce code Arduino s'exécute en synchronisation avec le programme LabVIEW, qui reçoit des données mesurées à travers le PORT « COM 3 ». Les résultats expérimentaux obtenus sont illustrés sur les Figures V.11-V.14.

Les Figures V.11 et V.12 représentent les résultats expérimentaux de la commande du moteur pas à pas par un correcteur PID. Les résultats montrent que les distances parcourues par le moteur pas à pas sont suivies les consignes de 10 mm et de 15 mm, respectivement.

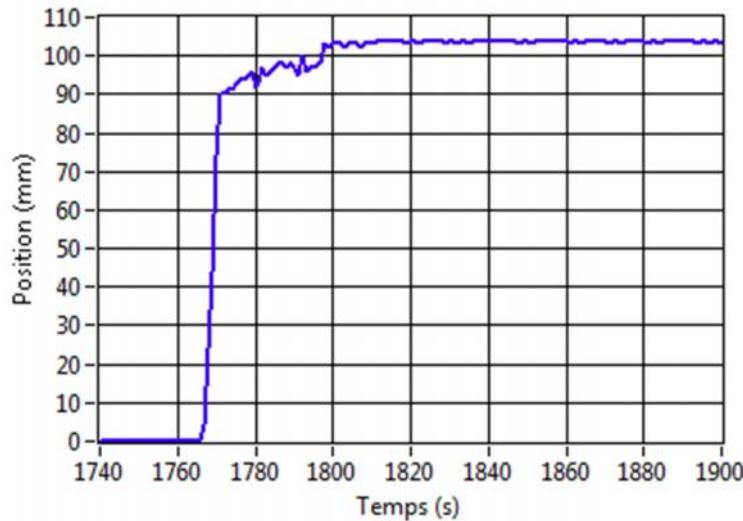


**Figure V.11.** Distance parcourue par le moteur pas à pas pour une consigne de 10 mm,

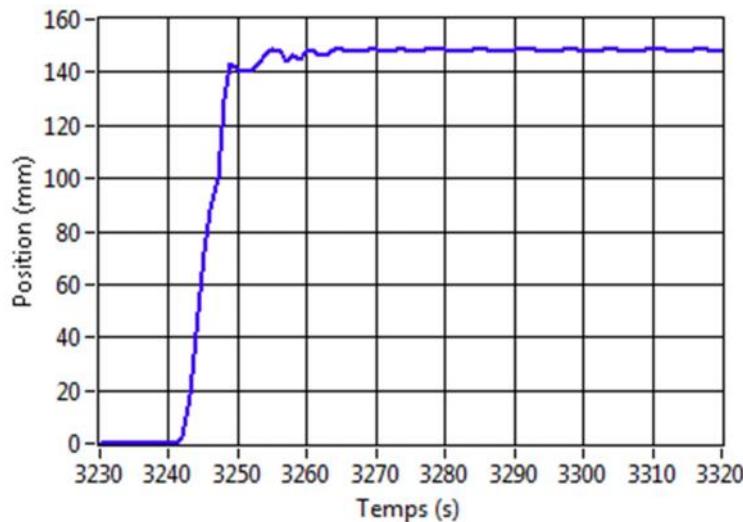


**Figure V.12.** Distance parcourue par le moteur pas à pas pour une consigne de 15 mm,

Les Figures V.13 et V.14 représentent les résultats expérimentaux de la commande floue du moteur pas à pas par. Les résultats montrent que les distances parcourues par le moteur pas à pas sont suivies les consignes de 10 mm et de 15 mm, respectivement. En effet, les distances parcourues par le moteur pas à pas ont été améliorées par la commande floue, en réduisant le temps de réponse et le dépassement résultant par régulateur PI illustré sur les Figures IV. 11 et IV.12.



**Figure V.13.** Distance parcourue par le moteur pas à pas pour une consigne de 10 mm,



**Figure V.14.** Distance parcourue par le moteur pas à pas pour une consigne de 15 mm,

## V.7. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté une réalisation d'une machine CNC à axe direct et nous avons testé les commandes détaillées dans les chapitres précédents, régulateur PID et logique floue, sur la machine réalisée. Les résultats expérimentaux obtenus dans ce chapitre

sont affirmés les résultats obtenus dans la partie de la simulation en boucle fermées. En effet, la commande floue peut utiliser pour améliorer les performances dynamiques du système.

# Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté une simulation du moteur pas à pas à aimant permanent et une réalisation d'une machine-outil à commande numérique. La machine choisie dans notre travail est une machine CNC à axe direct, qui peut être utilisée dans le coupage du bois ou le soudage des tuyaux. Afin d'atteindre les objectifs souhaités, le moteur pas à pas a été contrôlé par un correcteur PID et par une commande floue. L'objectif de cette étude réside à améliorer les performances dynamiques du moteur pas à pas, en mettant l'accent sur la différence entre la commande par le correcteur PID et par la logique floue.

En effet, pour établir la simulation du moteur pas à pas, on a proposé un modèle mathématique qui tient en compte les équations représentant le fonctionnement de notre système bien sûr avec certaines hypothèses simplificatrices. A cette fin, nous avons réécrit les équations d'état du moteur résidant dans le repère diphasé immobile dans un repère diphasé mobile afin d'éliminer le produit des variables et des fonctions trigonométriques de la position du rotor. Le modèle établi du moteur pas à pas a été examiné en boucle ouverte afin de pouvoir passer à la partie de la commande.

Nous avons établi la commande et crée le programme qui permet de répondre au cahier de charge. A ce stade, nous pouvons affirmer que l'objectif de notre travail est atteint. En effet, la réalisation de cette commande programmée nous a conduits réellement à obtenir la position du moteur pas à pas désirée et à améliorer les performances dynamiques du moteur, en réduisant le temps de réponse et le dépassement dans le régime transitoire.

Malgré que la commande flou a donné un bon résultat que le commande par un correcteur PID, mais le temps de développement d'un régulateur flou est assez important que l'autre régulateur parce-que nous avons rencontré des difficultés pour poser des règles floues et des fonctions d'appartenance pour notre système.

## Bibliographie:

- [ Gill 90] Gilles Patri, « Aérospatiale : une nouvelle ère industrielle. Des outils classiques à la commande numérique », dans Revue aérospatiale, N° hors-série 20 ans d'Aérospatiale, janvier1990.
- [ Gill 81] Gilles prud'homme, « commande numérique des machines-outils »Technique de l'ingénieur, génie mécanique, usinage, B7130, D. Duret, « simulation de gamme d'usinage », revue de l'ingénieur et du Technicien de l'enseignement technique, n°229,1981, pp. 34-37,1995.
- [Clau 92] Claude Barlier, Lionel Girardin, “Mémotech productique : matériaux et usinage” Ed. Casteilla , pp 406, 1992.
- [ Jean 99] Jean-Pierre Urso “Mémotech : commande numérique” Educalivre, pp 334, 1999
- [Andre 88] Andre Chevalier, Jacques Bohan, “Guide du technicien en productique” Hachette, pp 272,1988.
- [Idd 91] Iddir Smail, Slimani samir “Essais et Méthodologie en vue d'une exploitation rationnelle des MOCN” pp163, 1991,
- [ Bag 99] 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 de Henri Poincaré, Nancy, France.1999.
- [Abr 00] A. Abraham, cerebral quotient of neuro fuzzy techniques-hype or hallelujah, school of computing and information technology, Victoria, Australia.2000.
- [ Oja 94] T. Ojala, neuro-fuzzy systems in control, department of electrical engineering. These de Master en science, Université de Tempere, Finland.1994.
- [Ham-92] A. Hamzaoui , « Modèles Dynamique et Commandes d'un Moteur pas à pas »,Thèse Doctorat,1992.

- [Bag 99]. 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 de Henri Poincaré, Nancy, France.1999.
- [Bel-14] Kh. Belgacem, « Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université DJILLALI Liabes, Sidi-Bel-Abbès (Algérie), 2014
- [Goe-84]. C. Goeldel , « Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas ». Thèse d'Etat. I.N.P.L. Nancy –1984.
- [Sai-18] Y. Saidi, A. Mezouar, Y. Miloud, M. A. Benmahdjoub, «*robust control strategy for three phase voltage t source PWM rectifier connected to a PMSG wind energy conversion system*», International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), pp. 1-6, 2018.
- [Fek-18] A. Fekik, H. Denoun, A. T. Azar, M. L. Hamida, M. Zaouia, N. Benyahia, «*Comparative study of two level and three level PWM-rectifier with voltage oriented control*», In International Conference on Advanced Intelligent Systems and Informatics, pp. 40-51, 2018.
- [Cha-81] T. Charbonnier , « Etude d'un moteur à réductance hybride à aimant statoriques multiples ». Thèse de Docteur ingénieur. I.N.P.L. Nancy-octobre 1981.
- [Goe-84] C. Goeldel , « Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas ». Thèse d'Etat. I.N.P.L. Nancy – 1984.
- [Gud-92] E. J. Gudefin. F. M. Sargos. P. Zaskalicky, « Machines à réductance à stator dissymétrique ». 7ème colloque internationnal sur les moteurs pas à pas . Nancy 1992.

- [Hal-81] M. A. Haller, « Contribution à la modélisation et l'identification d'un moteur pas à pas hybride et de son alimentation ». Thèse Docteur Ingénieur. I.N.P.L. Nancy 1981.
- [Juf-79] M. Jufer, « Eletromécanique », Edition Dunod -1979.
- [Kan-89] M. Kant, « Les actionneurs électriques pas à pas ». Edition hermes 1989.
- [Kau-79] J. M. Kauffman, « Caractéristiques internes et externes des différents types de moteur pas à pas ». Première journées d'Etude sur les moteurs pas à pas et leurs applications. Nancy 1979.
- [Mai-D5] A. Mailfert , « Machines à réluctances variable ». Les Techniques de l'Ingenieur Fasc D550.
- Pierre.Corrieu, « Commande par mode glissants », adresse : [http://ourworld.compuserve.com/homepages/pierrecorrieu/plc\\_slid.html](http://ourworld.compuserve.com/homepages/pierrecorrieu/plc_slid.html)
- [Pie-00] A. Sabanovic, B. V. Izozimov, « Application of sliding modes to induction motor control », IEEE Trans.Tdust.Applic.VolIA 13,N°.1,pp41,1981.
- [Tec-D3] Technique de l'ingénieur « Moteur pas à pas », D3690.
- [Tie-87] T. Gang, « Modélisation, Identification et Commande d'un prototype de moteur pas à pas à fort couple », Thèse Doctorat de L'I.N.P.L ,1987.

## Annexe A

On reprend les équations (A.1) et (A.2)

$$U_r = RI_r + L \frac{dI_r}{dt} - K\Omega \sin(N_{r''}) \quad (\text{A.1})$$

$$U_s = RI_s + L \frac{dI_s}{dt} + K\Omega \cos(N_{r''}) \quad (\text{A.2})$$

on va exprimer les tensions et les courants dans le repère d-q tournant lié au rotor :

$$\begin{aligned} M &= \begin{vmatrix} \cos N_{r''} & \sin N_{r''} \\ -\sin N_{r''} & \cos N_{r''} \end{vmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos N_{r''} & \sin N_{r''} \\ -\sin N_{r''} & \cos N_{r''} \end{vmatrix} \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos N_{r''} & \sin N_{r''} \\ -\sin N_{r''} & \cos N_{r''} \end{vmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \end{aligned}$$

On écrit les équations (II.11) et (II.12) sous forme matriciel et en la multiplie par la matrice  $M$  on obtient :

$$[M] \begin{bmatrix} U_r \\ U_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} [M] \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( [M] \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \right) + [M] \begin{bmatrix} -K\Omega \sin N_{r''} \\ K\Omega \cos N_{r''} \end{bmatrix}$$

En développant le terme  $\frac{d}{dt} \left( [M] \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \right)$ .

Il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [M] \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M] &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \frac{d_n}{dt} [M] \\ \frac{d}{dt} [M] &= N_r \begin{bmatrix} \sin N_{r''} & -\cos N_{r''} \\ \cos N_{r''} & \sin N_{r''} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Avec :  $\frac{d_n}{dt} = \Omega$

Il vient que :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \Omega N_r \begin{bmatrix} \sin N_{r''} & -\cos N_{r''} \\ \cos N_r & \sin N_{r''} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \Omega N_r \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix}$$

En développant aussi le terme :

$$[M] \begin{bmatrix} -K\Omega \sin N_{r''} \\ K\Omega \cos N_{r''} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K\Omega \sin N_{r''} \cos N_{r''} + K \sin N_{r''} \cos N_{r''} \\ K\Omega \cos^2 N_{r''} + K\Omega \sin^2 N_{r''} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ K\Omega \end{bmatrix}$$

Puis en remplace ces termes dans l'équations on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \Omega N_r \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K\Omega \end{bmatrix}$$

En la développant on obtient les équations (A.1) et (A.2) ci-dessus.

## **Annexe B**

Paramètre de moteur pas à pas à aimant permanent

Les paramètres de moteur pas à pas à aimant permanent sont définis comme suit :

R=4.2

L=4.2mH

J=0.000010Kgm<sup>2</sup>

K=1Nm/A

Nr=50

Pas=1.8°

V=4.2V

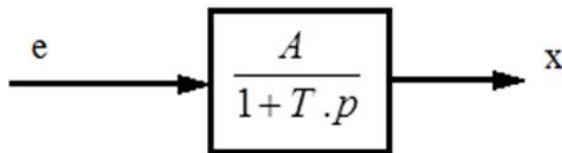
## Annexe C

### Méthode de synthèse des correcteurs PI

Soit un système du premier ordre, défini par la fonction de transfert suivante :

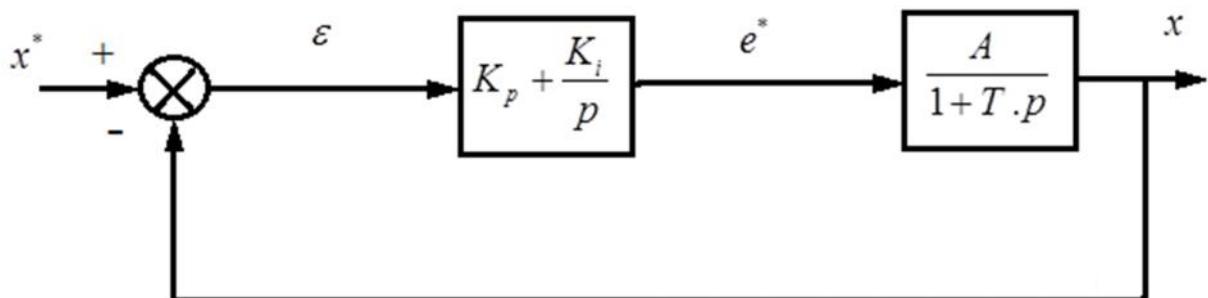
$$\frac{x(p)}{e(p)} = \frac{A}{1 + T \cdot p} \quad (C.1)$$

Ce système peut être représenté par la figure (C.1). C'est la représentation du système en boucle ouverte.



**Figure C.1. Schéma bloc d'un système en boucle ouverte.**

La boucle de régulation de la variable  $x$  est représentée par la figure C.2. :



**Figure C.2. Schéma bloc de régulation de la variable  $x$ .**

Le correcteur *PI* fournit l'entrée  $e^*$  nécessaire pour maintenir la variable  $x$  à sa valeur de référence  $x^*$ .

Suivant la figure C.2., la fonction de transfert  $\frac{x}{e}$  et donnée par :

$$\frac{x}{e} = \frac{A}{1 + T \cdot p} \quad (C.2)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{x}{x^*} = \frac{\frac{A}{T}(K_p \cdot p + K_i)}{p^2 + p\left(\frac{1 + A \cdot K_p}{T}\right) + \frac{A \cdot K_i}{T}} \quad (\text{C.3})$$

Pour notre étude, le dimensionnement du correcteur se fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (B.3) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. On identifie le dénominateur de cette fonction à celui de la fonction suivante :

$$D(s) = P^2 + 2\zeta \check{S}_0 p + \check{S}_0^2$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et la pulsation propre  $\check{S}_0$  :

$$K_p = \frac{(2T\zeta \check{S}_0 - 1)}{A} \quad (\text{C4})$$

$$K_i = \frac{T\check{S}_0'}{A} \quad (\text{C5})$$