



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Chrif elmoukhtar cherif el meky

&

Hassene ismail El Hacem

THEME

**Commande d'un Moteur Pas à Pas à Aimant
Permanent par Mode Glissant et MRAS**

Soutenu le : xx juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

Dr.Labdani Rafik

MAA à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Président

Dr. Beddiaf Yassine

MCA à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Encadreur

Dr. Benhada Nabil

MCA à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela Examineur

Promotion 2020/2021

Remerciements

Tout d'abord nous tenons à remercier ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la santé, la volonté, le courage et la patience pour mener à réaliser ce travail de recherche.

En guise de reconnaissance, nous tenons à remercier, très sincèrement notre encadreur, DR. BEDDIAF YAASINE, chef de spécialité de la commande électrique, nous avons eu l'honneur et la chance de bénéficier de ses connaissances et compétences, de ses précieux conseils et de son suivi tout au long de notre parcours académique. Son sens élevé du devoir, sa disponibilité malgré ses multiples occupations, le fait d'être toujours montré à l'écoute ainsi que sa rigueur scientifique impose l'estime et le respect. Nous vous remercions infiniment.

Nous tenons à remercier les membres du jury pour leur présence, nous adressons également des remerciements à tous les enseignants de la faculté des sciences et technologie –université ABBES LAGHROUR – en général, et aux membres de département de génie industriel en particulier.

Nous ne pouvons pas oublier notre deuxième pays l'Algérie et ses honorables peuples, qui nous a honorés Pendant cinq d'études ; dans les quels nous ne sommes pas sentis l'expatriation.

De peur d'en avoir oublié, nous souhaite remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de ce parcours universitaire.



DÉDICACES

Merci avant tous à dieu

À MES TRÈS CHERS PARENTS

Je dédie ce travail tous à ma famille c'est grâce à leur sacrifices leurs encouragements et le leurs conseils qui étaient toujours un bonus pour éclairer mon chemin.

Que dieu vous réserve la santé et la longue vie.

À MON ENCADREUR, DR. BEDDIAF YAASINE

Qu'ils puissent trouver dans ce modeste mémoire l'expression de mon attachement et de ma profonde reconnaissance

À TOUS MES CHERS AMIS

Qu'ils trouvent dans ce travail l'expression de mon profond respect et reconnaissance

Chrif elmoukhtar cherif el meky

SOMMAIRE

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES MOTEUR PAS A PAS

I.1 Introduction :	1
I - 2 Présentation :	2
I.3 Principe de fonctionnement :	3
I.4.Caractéristiques des moteurs pas à pas :	4
I.4.1.Les Caractéristiques mécaniques, électriques et électromécaniques :	5
I.5.Les différents types des moteurs pas à pas :	6
I.5.1.Type selon la technologie du rotor :	7
I.5.1.1 Moteur à aimants permanents :	8
I.5.1.2 Moteurs à réluctance variable :	9
I.6 Comparaison des différents types de moteurs pas à pas :	10
I.7 Conclusion :	10

CHAPITRE II : MODELISATION DES MOTEURS PAS A PAS

II.1 Introduction :	12
II.2 Modélisation des moteurs pas à pas :	12
II.3.1. Principe :	12
II.3.2. Equations des tensions :	13
II.3.3. Transformation de park :	15
II.3.3.1. Transformation de park appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent :	15
II.3.4 Equation de couple :	16
II.4 Modélisation du Moteur à reluctance variable :	17
II.4.1. Principe :	17
II.4.2 Cas du moteur à reluctance variable :	18
II.5 Equation dynamique :	20
II.6 Accélération :	21
II.7 Caractéristique couple vitesse :	22

II.8 Schéma de simulations :	23
II.8.1 Résultats de simulation :	24
II.8.2 Interprétation des résultats de simulations :	26
II.9 Conclusion :	27
CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT	
III.1 Introduction :	28
III.2 Théorie de la commande par mode de glissement :	28
III.2.1 Système a structure variable :	28
III.3 Conception de la commande par mode glissant :	29
III.3.1 Choix de la surface de glissement :	29
III.3.2 Conditions de convergence et d'existence :	30
III.3.2.1 La fonction discrète de commutation :	30
III.3.2.2 La fonction de lyapunov :	30
III.3.3 Calcul de la commande :	31
III.4 Principe de la commande par mode de glissement (exemple classique d'un double intégrateur :	32
III.4.1 Recherche d'une commande assurant un mode glissant :	34
III.5 Application de la commande au moteur pas a pas a aimant permanent :	35
III.5.1 Commande par mode glissant équivalente :	36
III.5.2 Calcul de la commande robuste :	37
III.5.3 Calcul de la commande globale :	37
III.6 Simulation du moteur pas a pas a aimant permanent par mode glissant :	38
III.6.1 Schéma bloc de simulation :	38
III.6.2 Resultats de simulation :	38
III.6.3 Interprétation des résultats de la simulation :	42
III.7 Conclusion :	44

CHAPITRE IV : COMMANDE ADAPTATIVE DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

IV. 1. Principe de la commande adaptatif avec model de référence :	45
IV. 2. Application à la commande du moteur pas à pas à aimant permanant :	45
IV. 2.1. Modèle de référence :	46
IV. 2.1. Modèle ajustable :	46
IV.3. Etude de la stabilité de la dynamique de système :	47
IV.4. Schéma de commande :	47
IV.5. Résultats de Simulation :	48
IV.6. Conclusion :	50

Liste des figures

Figure (I. 1) : Principe de base de la création d'un champ tournant	4
Figure (I. 2) : type des moteurs pas à pas selon la technologie du rotor	6
Figure (I. 3) : Moteur pas - à - pas à aimant permanent	6
Figure (I. 4) : Moteur pas - à - pas à reluctance variable	7
Figure (I. 5) : Schéma de principe de fonctionnement du moteur pas- à - pas à reluctance variable	8
Figure (I. 6) : Moteur pas à pas hybride selon la conception des enroulements statorique	9
Figure (I. 7) : Moteur à aiment permanent unipolaire	9
Figure (I. 8) : Moteur à aiment permanent bipolaire	9
Figure (II.1) : principe du moteur à aimant permanent	12
Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une phase du moteur	15
Figure (II.3) : Circuit magnétique comportant une partie mobile	17
Figure (II.4) : Minimum et maximum de la perméance	18
Figure (II.5) : Variations de l'inductance en fonction de la position	18
Figure (II.6) : Repérage de la position du rotor	18
Figure (II.7) : Courbes des couples en fonction de la position	20
Figure (II.8) : Accélération linéaire de ω vers ω pendant t_1-t_2	21
Figure (II.9) : Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas	22
Figure (II.10) : Schéma de simulation du moteur (mode réel)	23
Figure (II.11) : Schéma de simulation du moteur dans le référentiel α - β	24
Figure (II.12) : Simulation du moteur pas a pas a aimant permanent pour $f=10$ HZ	26
Figure (III.1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	29
Figure (III.2) : Représentation de la commande discontinue	32
Figure (III.3) : commande par retour de position	33
Figure (III.4) : Glissement	33
Figure (III.5) : reticence	34
Figure (III.6) : reticence, allure de la vitesse	34
Figure (III.7): Schéma - bloc de la commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent	35
Figure (III.8) : Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10$ Hz	35

Figure (III.9) : Schéma - bloc de la commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent	38
Figure (III.10) : Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$	39
Figure(IV.1) : Structure de la commande adaptative par modèle de référence	45
Figure(IV.2) : Schéma - bloc de la commande adaptative du moteur pas à pas à aimant permanent	47
Figure(IV.3) : Résultats de simulation pour une commande adaptative du moteur pas à pas à aimant permanent	48

NOMENCLATURE

R = Résistance d'une phase statorique

L = Inductance d'une phase statorique

N_s = Nombre des dents statorique

N_r = Nombre des dents rotorique

K = Coefficient du couple et de la force électromotrice

F = Coefficient de frottement visqueux

C_r = Couple de charge

C_{rs} = Coefficient de frottement sec

C_e = Couple électromagnétique

Ω = Vitesse de rotation du rotor

J = Inertie des masses tournantes

θ = Position M.R.V Moteur à Réductance variable

M.P = Moteur à Aimant permanent

MH= Moteur Hybride

E = Ecart entre la grandeur réelle et sa référence r Référence e Ecart

I_α, I_β = Intensité dans les phases α et β

U_α, U_β = Tensions aux bornes des phases α et β

α, β = Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator

d, q = Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au champ tournant

$S(X,t)$ = Surface de glissement

$U(X,t)$ = Loi de commande

U_{eq} = Grandeur de commande équivalente

U = Commande non linéaire

U = Commande globale

$V(x)$ = Fonction de Lyapunov

$\dot{V}(x)$ = Dérivée de la fonction de Lyapunov



**INTRODUCTION
GENERALE**

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les moteurs électriques de précision et de positionnement ont pris un essor grandissant grâce à l'électronique numérique et ce à partir de 1960. Plusieurs types de moteurs sont utilisés et les moteurs pas à pas est un choix impératif lorsqu'un déplacement ou une rotation par pallier ou incrémental avec précision est demandée. Ils permettent d'obtenir une précision extraordinaire grâce à leur conception mécanique et électrique.

Les moteurs pas à pas en combinaison avec des systèmes mécaniques sont des mécanismes de positionnement de précision. On les retrouve dans plusieurs domaines de l'industrie et de la recherche comme la robotique, l'automatisme, l'astronomie, l'instrumentation médicale et autre. Plusieurs périphériques informatiques comme l'imprimante, disque dur, lecture de disquette et scanner les utilisent.

Historique de la machine

En 1927 « Mc Clelland, W » publia un article intitulé « The application of electricity in Warships » dont l'une de ces parties faisait la description d'un moteur pas à pas à réluctance variable à trois phases et qui tournait à l'aide d'un mécanisme rotatif manuel, qui alimentait chaque fois une des trois phases et ainsi le rotor commençait à tourner d'un pas de 90° chaque Introduction générale fois et depuis les chercheurs se sont intéressés au développement et à l'exploitation des qualités de ce moteur . En janvier 1957 « Thomas, A.G et Fleischaver, F.J » publiaient un article intitulé « The power stepping motor a new actuator » qui traitait l'utilisation du moteur pas à pas à réluctance variable multi-stacks dans les applications modernes tel que les machines à commande numérique. C'est à partir de 1970 et jus qu'à nos jours que le moteur pas à pas a connu une révolution , surtout dans l'industrie des ordinateurs et avec le développement de la théorie des semi- conducteurs il était possible de commander le moteur à l'aide des microprocesseurs, se qui à rendu son intégration dans différents systèmes à commande numérique,[Bou-98].

L'objectif de notre travail consiste à l'application de la commande par mode glissant et MRAS au moteur pas à pas à aimant permanent. Notre mémoire s'articule sur quatre chapitres :

- ✓ Le premier chapitre présente les différentes structures du moteur pas à pas et leur principe de fonctionnement.

INTRODUCTION GENERALE

- ✓ Dans le second chapitre, nous présenterons le modèle mathématique du moteur pas à pas à aimant permanent et à reluctance variable) ainsi que la simulation du moteur pas à pas à aimant permanent en boucle ouverte.
- ✓ Il sera exposé dans le troisième chapitre le concept de base de la commande par mode glissant et son application pour la réalisation de la commande par mode de glissement du moteur pas à pas à aimant permanent
- ✓ Le quatrième chapitre sera consacré à la commande adaptative du moteur pas à pas à aimant permanent

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES MOTEUR PAS A PAS

I.1 Introduction :

Le moteur pas-à-pas constitue un convertisseur électromécanique destiné à transformer le signal électrique (impulsion ou) en déplacement (angulaire ou linéaire) mécanique. Au point de vue électrotechnique, le moteur classique ressemble à la machine synchrone, dont le stator (le plus souvent à pôles saillants) porte les enroulements de pilotage et le rotor (presque toujours à pôles saillants) est soit muni d'aimants permanents (structure dite polarisée ou active), Soit constitué par une pièce ferromagnétique dentée (structure dite réluctance ou passive). Entre le moteur et son alimentation, sont intercalés trois éléments essentiels :

- ✓ une unité de calcul, qui élabore les impulsions de commande.
- ✓ un modulateur PWM, qui génère les commandes des contacteurs électroniques de commutation.
- ✓ une électronique de commutation (puissance), qui, à partir d'une alimentation, fourni l'énergie vers les enroulements appropriés du moteur.[1]

I - 2 Présentation :

Les premiers moteurs pas à pas datent de 1930, leur véritable développement est lié à l'événement de la micro-informatique (microprocesseur). Les moteurs pas à pas permettent de convertir directement un signal électrique numérique en un positionnement angulaire de caractère incrémental. Chaque impulsion envoyée par le système de commande au module de puissance se traduit par la rotation d'un pas du moteur. La résolution angulaire d'un moteur pas à pas va de 4 à 400 pas. Le moteur pas à pas peut remplir deux fonctions :

- ✓ Conversion d'énergie électrique en énergie mécanique (c'est le moteur classique).
- ✓ Conversion de l'information numérique en un positionnement angulaire ou linéaire.

Le caractère synchrone du moteur pas à pas permet de faire fonctionner sans boucle de retour.

I.3 Principe de fonctionnement :

Le principe de base est la création d'un champ tournant, les pôles magnétiques de rotation de même nom se repoussent et les pôles des noms contraires s'attirent, le champ magnétique entraînera le rotor alimenté dans le même sens.

Ceci traduit le fait qu'on transforme une grandeur numérique en une grandeur analogique. La fréquence de rotation, ou vitesse est donc commandée par des impulsions

(consigne de rotation) contrôlées elle-même par un dispositif électronique en technologie câblée programmée.

Analysant théoriquement un moteur composé d'un aimant permanent (boussole) et de deux bobinages constitués chacun de deux bobines. Le passage d'un courant, successivement dans chaque bobinage, fait tourner l'aimant.

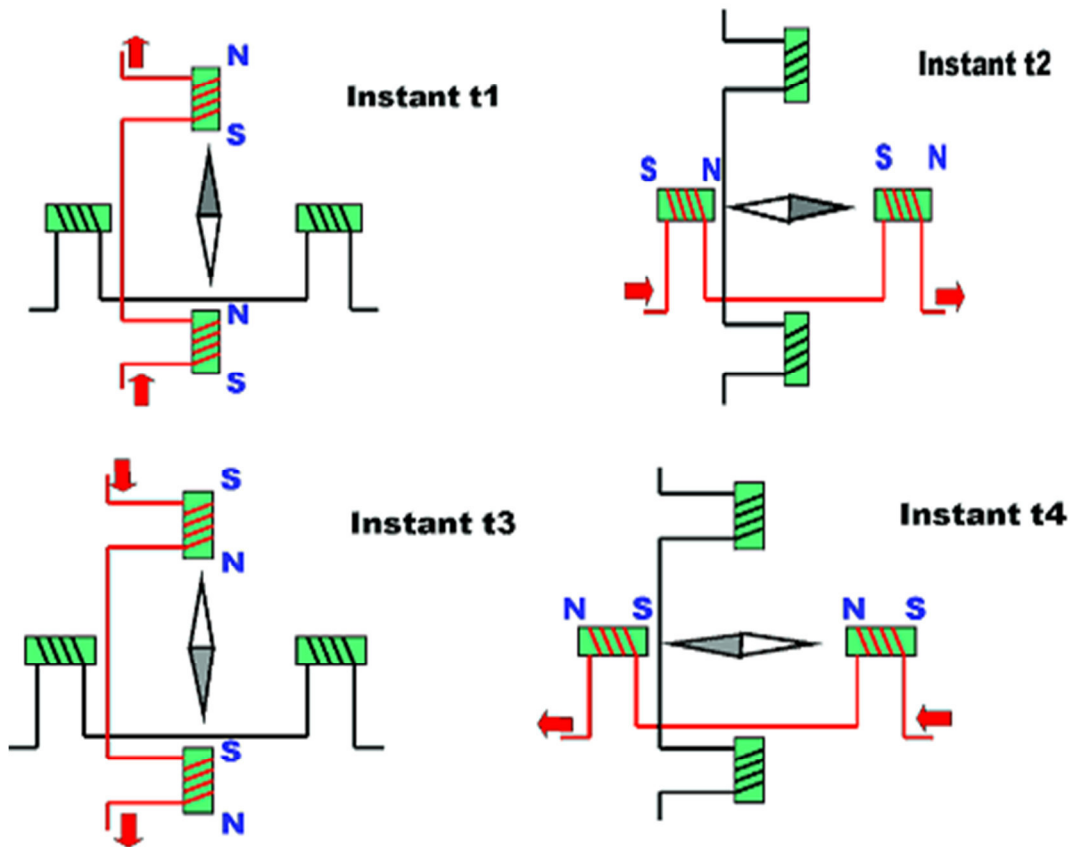


Figure (I. 1) : Principe de base de la création d'un champ tournant

- ✓ Nous avons créé un moteur de quatre pas par tour.
- ✓ Les impulsions électriques sont du type tout ou rien, c'est à dire passage de courant ou pas de passage de courant.
- ✓ L'électronique actuelle permet de piloter la chronologie de ces impulsions avec beaucoup de précision et d'en comptabiliser le nombre.
- ✓ Le moteur pas à pas et son circuit de commande permettent donc la rotation d'un axe avec beaucoup de précision en vitesse et en amplitude.

I.4. Caractéristiques des moteurs pas à pas :

Il y a deux sortes de caractéristiques : les caractéristiques mécaniques qui dépendent essentiellement du moteur, et les caractéristiques électromagnétiques et électromécaniques qui

dépendent du circuit de commande. Les constructeurs ont l'habitude de fournir ces dernières pour des circuits-types, à partir desquels on doit extrapoler.

I.4.1. Les Caractéristiques mécaniques, électriques et électromécaniques

- ✓ Taille : C'est la dimension mécanique du moteur. Elle consiste en un diamètre (ou unecote sur plat pour les moteurs carrés) et une longueur. Pour les moteurs hybrides, les cotes sontsouvent données en pouces, ce qui fait qu'un moteur de 2, 3 pouces de diamètre et de 2 pouces delongueur est désigné par "taille 23 longueur 2 pouces".
- ✓ Nombre de pas par tour : Il correspond au nombre de systèmes de pôles. Il est donnépour une commande dite "en plein pas" et vaut 4 fois le nombre de systèmes de pôles pour lesmoteurs diphasés.
- ✓ Précision du pas : C'est la tolérance non-cumulative de la position des pas par rapport à leur place théorique. Elle est donnée en % de l'intervalle angulaire entre deux pas.
- ✓ Inertie du rotor : C'est le moment d'inertie donné en g. cm².
- ✓ Couple résiduel : C'est le couple qu'il faut fournir au moteur non alimenté pour vaincre l'attraction magnétique rotor-stator. Les fabricants y incluent aussi le frottement des paliers.
- ✓ Résistance et inductance de phase : C'est la valeur ohmique de chaque enroulement et l'inductance de chaque enroulement non couplé aux autres (tous les autres en circuit ouvert), respectivement.
- ✓ Courant de phase : C'est l'intensité nominale moyenne par phase. Elle est limitée par des considérations d'échauffement et par la saturation du circuit magnétique. Ces deuxlimitations agissent différemment selon le mode de commande. Cette valeur ne constitue pas lalimite supérieure mais plutôt correspond à la performance optimum en service continu.
- ✓ Couple de retenue : C'est le couple qu'il faut appliquer pour faire décrocher le moteur (le déplacer de façon permanente de sa position initiale). Cette valeur est généralement donnéepour un moteur à l'arrêt mais sous tension.
- ✓ Couple dynamique : la valeur du couple résistante qui provoque le décrochage en marche
- ✓ Puissance nominale : la puissance qu'on peut tirer en régime de puissance maximale en alimentant avec un circuit simple donne en référence.

I.5. Les différents types des moteurs pas à pas

I.5.1. Type selon la technologie du rotor

Il y a trois principaux types de moteurs pas à pas :

- ✓ Les moteurs à aimant permanent
- ✓ Les moteurs à réluctance variable
- ✓ Les moteurs hybrides

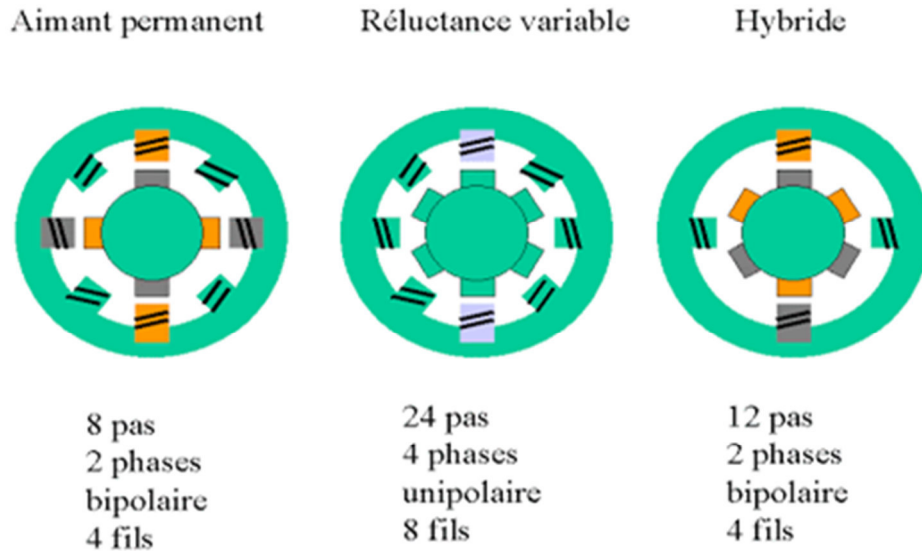


Figure I.2 : type des moteurs pas à pas selon la technologie du rotor

I.5.1.1 Moteur à aimants permanents

Les moteurs à aimants permanents sont constitués par le rotor qui possède des pôles NORD et SUD. À cause des aimants permanents, le rotor reste freiné à sa dernière position lorsque le bloc d'alimentation cesse de fournir des impulsions. Une façon simple de voir le système, est de placer une boussole entre deux aimants. Suivant bobine qui est alimentée et le sens du courant, l'aimant va s'aligner avec le champ.

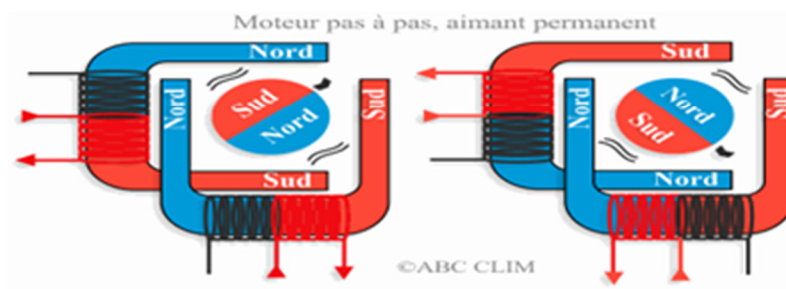


Figure I.3 : Moteur pas - à - pas à aimant permanent

- ✓ **Avantages du moteur à aimant permanent :**
 - ✓ Bon marché
 - ✓ Dimensions réduites
 - ✓ Bon rendement

- ✓ Bon amortissement des oscillations
- ✓ Grand angle de pas (nombre de pas faible : 48)
- ✓ **Inconvénients du moteur à aimant permanent :**
 - ✓ Puissance faible
 - ✓ Paliers en bronze ou plastique (pas de roulement)
 - ✓ Couple résiduel sans courant
 - ✓ Vitesse faible

I.5.1.2 Moteurs à réluctance variable

Il s'agit d'un moteur qui comporte un rotor à encoches se positionnant dans la direction de la plus faible réluctance. Ce rotor, en fer doux, comporte moins de dents qu'il n'y a de pôles au stator. Le fonctionnement du moteur est assuré par un pilotage du type unipolaire et l'avance du rotor est obtenue en excitant tour à tour une paire de pôles du stator.

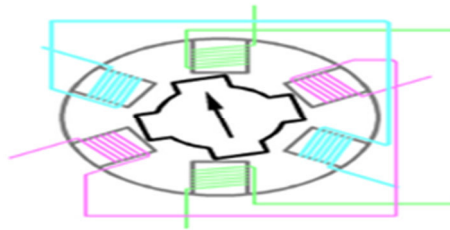


Figure I.4 : Moteur pas - à - pas à reluctance variable

A chaque impulsion de la commande, la phase suivante du stator est alimentée. On constate que les pôles du rotor les plus proches des bobines alimentées se positionnent en face de ces dernières. Suivant l'ordre d'alimentation des phases du stator, on peut choisir le sens de rotation.

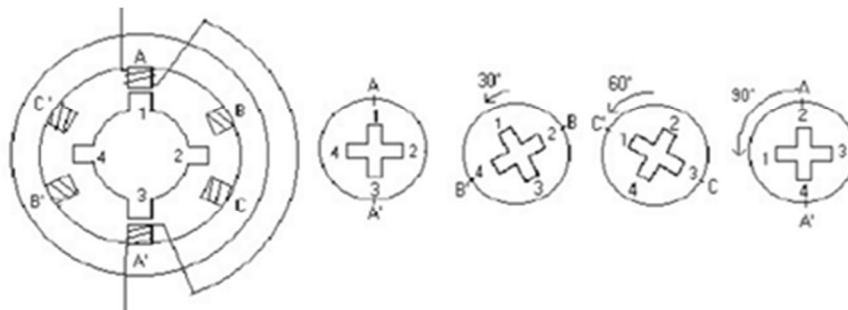


Figure I.5 : Schéma de principe de fonctionnement du moteur pas- à - pas à reluctance variable

A- Différents types de la MRV

Les machines à réluctance variable se divisent, de parts leur construction, en deux grandes catégories :

- ✓ Les machines à stator lisse.
- ✓ Les machine à double denture dite « vernier ».

Dans ces deux types le rotor est à N_r dents identiques et régulièrement réparties.

A- Inconvénients des MRV

- ✓ Nécessite au moins trois bobinages, pour obtenir un cycle complet.
- ✓ Pas de couple résiduel, c'est-à-dire que hors tension, le rotor est libre, ce qui peut être problématique pour ce genre de moteur.
- ✓ Fabrication est assez délicate, les entrefers doivent être très faibles.

B- Avantage des MRV

- ✓ Peu coûteux,
- ✓ Bonne précision.
- ✓ Sens du courant dans la bobine n'a aucune importance.

I.5.1.3 Moteur hybride :

En mode pas entier, les bobines sont alimentées une par une alternativement, dans un sens puis dans l'autre. On voit bien ici l'intérêt d'avoir un rotor polarisé : quand on coupe l'alimentation de la bobine verte et qu'on alimente la bobine rose, en l'absence de polarisation du rotor on n'aurait aucun contrôle sur le sens de rotation, les deux dents bleues et rouges étant attirés de la même façon par la bobine. Avec un rotor polarisé, on peut choisir une de ces deux dents en agissant sur le sens du courant dans la bobine. Il en résulte le mouvement décrit sur l'animation suivante :

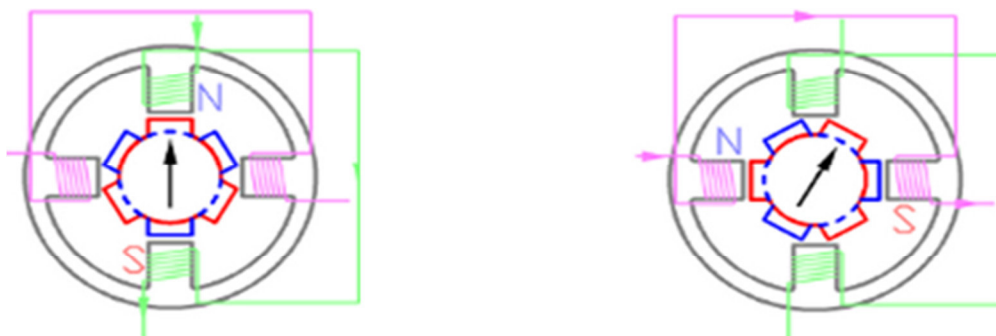


Figure I.6. : Moteur pas à pas hybride selon la conception des enroulements statorique.

a) Moteurs unipolaire

Les bobinages d'un moteur unipolaire sont alimentés toujours dans le même sens par une tension unique d'où le nom d'unipolaire.

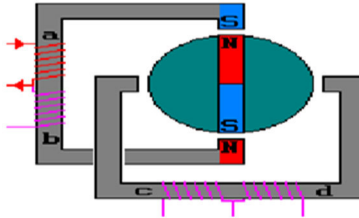


Figure I.7 : Moteur à aimant permanent unipolaire

b) Moteurs bipolaire

Les bobines d'un moteur bipolaire sont alimentées 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.

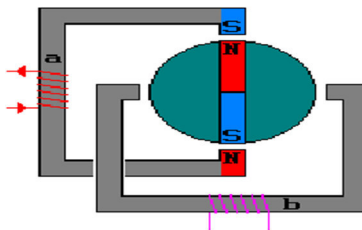


Figure I.8 : Moteur à aimant permanent bipolaire

I.6 Comparaison des différents types de moteurs pas à pas

a) Les moteurs à aimant permanent

- ✓ Ils ont un couple élevé en raison de l'incorporation d'un aimant sur le rotor.
- ✓ Étape angles disponibles sont grandes.
- ✓ La taille est conditionnée par le rotor à aimant permanent et le terrain, vous pouvez obtenir de petites tailles. Parce que l'aimantation du rotor, ce moteur un couple résiduel ou un couple de freinage.
- ✓ L'effet d'amortissement généré par l'aimantation des limites de la plage de vitesses.

b) Les moteurs à réluctance variable

- ✓ Ne comprenant pas un aimant permanent, le rotor peut être fabriqué avec un petit diamètre, et donc la taille du moteur est également réduite.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs pas à pas

- ✓ Avec un petit diamètre de rotor, le moment d'inertie de cette offre également une plagedynamique élevée (haute vitesse), et un couple de départ.
- ✓ L'angle de pas est limité, le diamètre de pôles de stator limite le nombre de bobines qu'il peut contenir.
- ✓ Il n'a pas de couple participation résiduelle quand il est éteint, ce qui est souvent uninconvenient.
- ✓ Ils sont beaucoup moins de couple, mais en la rendant plus facile.

c) Les moteurs hybrides

Possibilité d'obtenir des angles de petit pas, sans l'aide d'un grand nombre de phases. Ils sont des bonnes gammes dynamiques que les moteurs à aimants permanents ou à réluctance variable. Ces mesures sont contenues sans atteindre le moteur VR en raison de l'emplacement del'aimant permanent dans le stator et produit un couple élevé produit par des moteurs à réluctance vigueur que VR.

Le tableau ci-après résume les avantages de l'un par rapport à l'autre :

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

Tableau comparatif des différents types des moteurs pas à pas.

I.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 des moteurs pas à pas à aimant permanent et à reluctance variable fera l'objet du prochain chapitre.



CHAPITRE II



MODELISATION DES MOTEURS PAS A PAS

Chapitre II : Modélisation des moteurs pas à pas

II.1 Introduction

La réalisation d'une commande électrique d'un convertisseur dynamique (moteurs) nécessite une modélisation mathématique correcte de la machine. L'étape de modélisation entraîne obligatoirement des hypothèses et des simplifications afin de permettre une analyse des propriétés du modèle qui ne soit pas trop complexe et une procédure de synthèse de commande efficace.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation De deux moteurs pas à pas:

- ✓ **moteurs pas à pas à aimant permanent.**
- ✓ **moteurs pas à pas à reluctance variable.**

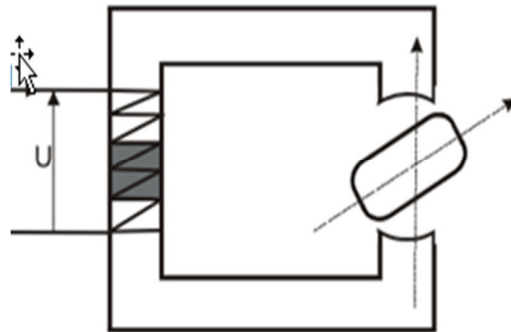
II.2 Modélisation des moteurs pas à pas

Il s'agit d'obtenir des expressions des couples et des forces électromotrices Comme n'importe quel moteur électrique, le moteur pas à pas à (m) phases peut être modélisé de manière simple grâce aux relations électriques et aux équations de mouvements.

II.3 Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent

C'est l'un des principaux types de moteurs pas à pas qui est caractérisé par une structure rotorique active ou polarisée, dans lesquelles le rotor est constitué par plusieurs aimants (pôles), de polarité alternée, situés sur sa périphérie.

II.3.1. Principe



Figure(II.1) : Principe du moteur à aimant permanent.

Le moteur à aimant doit être considéré comme un système à excitation multiple ; les sources de forces magnétomotrices sont issues à la fois des aimants et des bobines. Ainsi, le couple qui résulte de l'interaction d'une bobine et d'un aimant s'écrit [1] :

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(\frac{d\varphi_{aa}}{dt} \cdot \varphi_a + \frac{d\varphi_{bb}}{dt} \cdot \varphi_b + \frac{d\varphi_{aba}}{dt} \cdot \varphi_{ab} \right) \quad (\text{II.1})$$

Chapitre II : Modélisation des moteurs pas à pas

Avec

φ_a Et φ_b sont les forces magnétomotrices de l'aimant et de la bobine,

φ_{aa} Et φ_{bb} les flux propres de l'aimant et de la bobine.

φ_{ab} Flux mutuelle entre aimant et bobine.

Comme dans la quasi-totalité des moteurs pas-a-pas à aimants, la perméance propre de l'aimant dépend de sa position et il existe un couple en l'absence de courant : c'est le couple de détente. Le dernier terme du couple apparait dès que la bobine est alimentée : c'est lui qui agit principalement en fonctionnement normal.

On peut écrire:

$$\gamma_{ab} = \frac{d\varphi_{ab}}{dt} \cdot \varphi_a \cdot \varphi_b = \frac{d\psi}{dx} i \quad (\text{II .2})$$

Or, le flux total dans la bobine est :

$$\varphi = \varphi_0 \cos(\theta) + l_0 i \quad (\text{II .3})$$

Dans cette expression, ψ_0 est le flux total envoyé par l'aimant dans la bobine lorsqu'il est placé dans son axe et l_0 est l'inductance propre de la bobine, ce qui donne pour le couple correspondant à l'interaction entre l'aimant et la bobine :

$$\gamma_{ab} = -\psi_0 i \sin\theta. \quad (\text{II .4})$$

II.3.2. EQUATIONS DES TENSIONS

Les expressions de tension U_α, U_β aux bornes de deux phases respectivement sont:

$$U_\alpha = R_\alpha I_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \quad (\text{II .5})$$

$$U_\beta = R_\beta I_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \quad (\text{II .6})$$

Avec :

R_α Et R_β : Résistances des phases α et β .

ψ_α, ψ_β : flux associés aux phases α et β .

Le flux de chaque phase (i) peut se représenter par la somme des termes correspondant au flux propre ψ_{ii} , aux flux mutuels entre phases ψ_{ij} et aux flux mutuels entre phases et aimant ψ_{im} . [2]

$$\begin{aligned} \Psi_\alpha &= \Psi_{\alpha\alpha} + \Psi_{\alpha\beta} + \Psi_{con} \\ \Psi_\beta &= \Psi_{\beta\beta} + \Psi_{\beta\alpha} + \Psi_{\beta n} \end{aligned} \quad (\text{II .7})$$

En définissant les inductances propres $L_{\alpha\alpha}$ et $L_{\beta\beta}$, des deux phases α et β respectivement,

Chapitre II : Modélisation des moteurs pas à pas

$$L_{\alpha\alpha} = \frac{\Psi_{\alpha\alpha}}{I_{\alpha}} \text{ et } L_{\beta\beta} = \frac{\Psi_{\beta\beta}}{I_{\beta}}$$

Nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{\alpha\alpha}}{dt} = L_{\alpha\alpha} \frac{dI_{\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{\beta\beta}}{dt} = L_{\beta\beta} \frac{dI_{\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II .8})$$

Le flux mutuel phase- aimant peut être décrit par une fonction sinusoïdale suivante :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha m} = \psi_0 \cos(N_r \theta) \\ \psi_{\beta m} = \psi_0 \sin(N_r \theta) \end{cases} \quad (\text{II .9})$$

ψ_0 : Flux mutuel maximal produit par l'aimant.

N_r : Nombre de dent rotorique.

θ : Angle de position mécanique.

Alors :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{\alpha m}}{dt} = -Kw \sin(N_r \theta) \\ \frac{d\psi_{\beta m}}{dt} = Kw \cos(N_r \theta) \end{cases} \quad (\text{II .10})$$

Avec:

$K = N_r \psi_0$: Constante de couple.

$w = \frac{d\theta}{dt}$: vitesse mécanique de rotation.

Si on considère les phases du moteur en Quadrature, le flux mutuels entre les deux phases devient:

$$\Psi_{\alpha\beta} = \Psi_{\beta\alpha} = 0 \quad (\text{II .11})$$

D'après (II .8) et (II .10) , La variation du flux total dans chaque phase s'écrit alors :

$$\frac{d\psi_{\alpha}}{dt} = L_{\alpha\alpha} \frac{dI_{\alpha}}{dt} - Kw \sin(N_r \theta) \quad (\text{II .12})$$

$$\frac{d\psi_{\beta}}{dt} = L_{\beta\beta} \frac{dI_{\beta}}{dt} + Kw \cos(N_r \theta) \quad (\text{II .13})$$

En posant « $R_{\alpha m} = R_{\beta} = R$ et $L_{\alpha\alpha} = L_{\beta\beta} = L$ » Les expressions de tension U_{α}, U_{β} aux bornes de deux phases respectivement sont :

$$\begin{cases} U_{\alpha} = RI_{\alpha} + L \frac{dI_{\alpha}}{dt} - Kw \sin(N_r \theta) \\ U_{\beta} = RI_{\beta} + L \frac{dI_{\beta}}{dt} + Kw \cos(N_r \theta) \end{cases} \quad (\text{II .15})$$

Avec

$$\begin{aligned} U_{m\alpha} &= -Kw\sin(N_r\theta) \\ U_{m,\rho} &= Kw\cos(N_r\theta) \end{aligned} \quad (\text{II .14})$$

$U_{m\alpha}$ et $U_{m\rho}$ Représentent les tensions induites de mouvement dans les deux phases α et β .

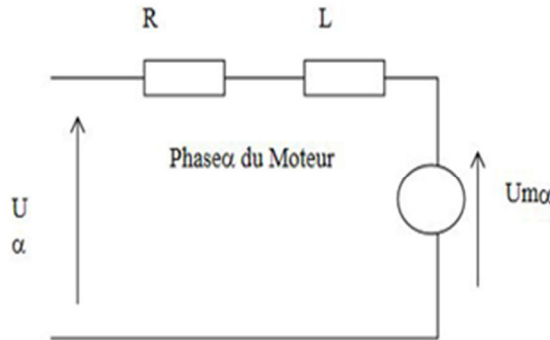


Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une phase du moteur.

II.3.3. 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 [2].

II.3.3.1. TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE AU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

On désire transformer les enroulements de la machine à des enroulements orthogonaux équivalent 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 :

$$M = \begin{bmatrix} \cos N_r\theta & \sin N_r\theta \\ -\sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II .15})$$

$$M^{-1} = \begin{bmatrix} \cos N_p\theta & -\sin N_r\theta \\ \sin N_r\theta & \cos N_p\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II .16})$$

Chapitre II : Modélisation des moteurs pas à pas

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

$$V_{\alpha\beta} = M^{-1} V_{dq} \quad (\text{II .17})$$

$$V_{dq} = M V_{\alpha\beta} \quad (\text{II .18})$$

$$i_{\alpha\beta} = M^{-1} i_{dq} \quad (\text{II .19})$$

$$i_{dq} = M i_{\alpha\beta} \quad (\text{II .20})$$

Ce modèle d'équation

$$U_{\alpha} = R I_{\alpha} + L \frac{dI_{\alpha}}{dt} - K_w \sin(N_p \theta) \quad (\text{II .21})$$

$$U_{\beta} = R I_{\beta} + L \frac{dI_{\beta}}{dt} + K_w \cos(N_r \theta)$$

Peut s'exprimer sous la forme suivante

$$L \frac{di_d}{dt} = V_d - R i_d + N_r L \Omega i_q \quad (\text{II .22})$$

$$L \frac{di_q}{dt} = V_q - R i_q - N_r L \Omega i_d - K \Omega$$

II.3.4 EQUATION DE COUPLE

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

$$C_e = \psi_{am} (-I_{\alpha} \sin \theta_e + I_{\beta} \sin \theta_e) + M [(I_{\alpha}^2 - I_{\beta}^2) \sin 2 \theta_e + 2 I_{\alpha} I_{\beta} \sin 2 \theta_e] \quad (\text{II .23})$$

Avec

ψ_{am} : Le flux crée par l'aimant dans les bobines.

$I_{\alpha} I_{\beta}$: Les courants d'alimentation des deux phases.

θ_e : L'angle électrique de la machine.

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

La relation (II .23) montre que le couple développé est le résultat de deux effets. L'un, proportionnel à ψ_{am} , est dû à la présence de l'aimant : l'autre est engendré par l'effet de la variation de l'entrefer entre le rotor et le stator. Ce deuxième effet est généralement considéré comme négligeable devant celui de l'aimant, ce qui donne:

$$C_e = \psi_{am} (-I_{\alpha} \sin \theta_e + I_{\beta} \sin \theta_e) \quad (\text{II .24})$$

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

$$C_e = I_{\alpha} \frac{d\psi_{\alpha}}{d\theta} + I_{\beta} \frac{d\psi_{\beta}}{d\theta} \quad (\text{II .25})$$

$$C_e = -K (I_{\alpha} \sin(N\theta) - I_{\beta} \cos(N\theta)) \quad (\text{II .26})$$

II.4 Modélisation du Moteur à reluctance variable

Il s'agit ici d'obtenir les expressions des couples et des forces contre électromotrices pour chaque type de moteur [3].

II.4.1. Principe

Considérons un circuit magnétique à excitation simple comportant une partie en fer doux mobile autour d'un axe

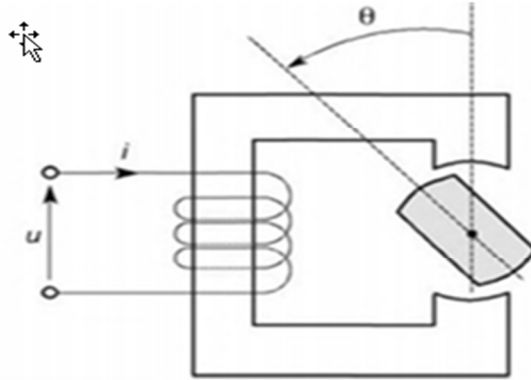


Figure (II.3) : Circuit magnétique comportant une partie mobile.

La figure montre que La perméance varie en fonction de la position du rotor. Elle est maximale lorsque l'entrefer est étroit et minimale lorsque l'entrefer est large L'inductance de la bobine varie de la même façon ; elle est donc une fonction périodique de période π . On peut donc la décomposer en série de Fourier. Du fait de la symétrie du système, on ne considère que les termes en cosinus :

$$L = L_0 + L_f \cos(2\theta) + L_{h2} \cos(4\theta) + L_{h3} \cos(6\theta) + \dots \quad (\text{II .27})$$

Pour donner une interprétation simple des phénomènes, on limite le développement au fondamental :

$$L \approx L_0 + L_f \cos(2\theta) \quad (\text{II .28})$$

Le couple peut alors se calculer sous forme :

$$\gamma_m = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (\text{II .29})$$

Ce qui donne ici :

$$\gamma = -L_f i^2 \sin(2\theta) \quad (\text{II .30})$$

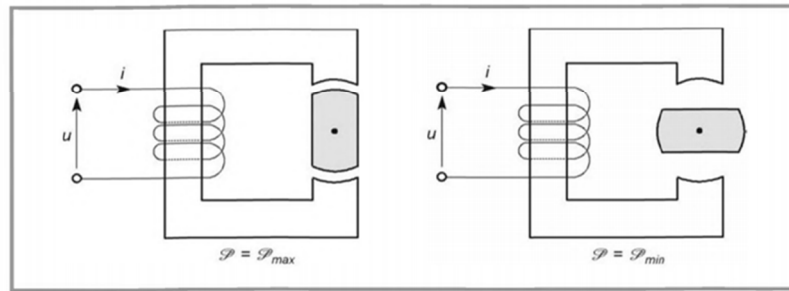


Figure (II.4) : Minimum et maximum de la perméance.

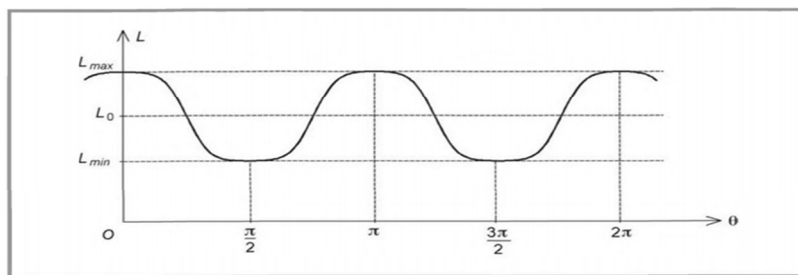


Figure (II.5) : Variations de l'inductance en fonction de la position.

Par ailleurs, la force contre-électromotrice induite dans l'enroulement s'écrit :

$$e' = \left[L_0 + L_f \cos(2\theta) \right] \frac{di}{dt} - 2L_f i \frac{d\theta}{dt} \sin(2\theta) \quad (\text{II.31})$$

II.4.2 Cas du moteur à reluctance variable

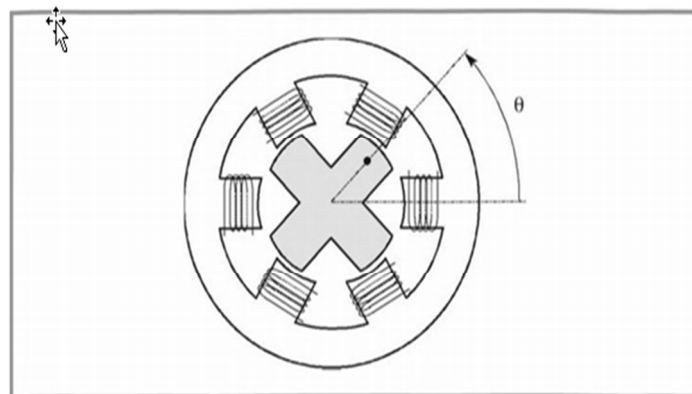


Figure (II.6) : Repérage de la position du rotor

On repère la position du rotor par l'angle θ que fait une dent fixée (désignée par un point) avec l'axe de la phase 1. Figure [II.6] Pour un rotor comportant Z_p

Dents, la perméance est une fonction périodique de période $2\pi / Z_p$. Il en est donné

Chapitre II : Modélisation des moteurs pas à pas

De même de l'inductance de chacune des phases.

Si on limite le développement à la constante et au fondamental, on a, dans le cas de trois phases :

$$\begin{aligned} L_1 &= L_0 + L_f \cos(Z_p \theta) \\ L_2 &= L_0 + L_f \cos\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_3 &= L_0 + L_f \cos\left(Z_r \theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II .32})$$

Les couples obtenus pour chaque phase alimentée séparément sont :

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta} = -\frac{1}{2} i_1^2 L_f Z_r \sin(Z_r \theta) \quad (\text{II .33})$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta} = -\frac{1}{2} i_2^2 L_f Z_r \sin\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II .34})$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} i_3^2 \frac{dL_3}{d\theta} = -\frac{1}{2} i_3^2 L_f Z_r \sin\left(Z_r \theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II .35})$$

Ce qu'on peut écrire :

$$\gamma_1 = -\Gamma_M \sin(Z_r \theta) \quad (\text{II .36})$$

$$\gamma_2 = -\Gamma_M \sin\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right). \quad (\text{II .37})$$

$$\gamma_3 = -\Gamma_M \sin\left(Z_r \theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II .38})$$

Les courbes représentant ces couples en fonction de la position {figure 7.24) ont une allure sinusoïdale (approximativement car on n'a pas tenu compte des harmoniques). Elles sont décalées entre elles de $2\pi/mZ_r$ et leur amplitude est proportionnelle au quart du courant dans les enroulements.

Par ailleurs, les forces contre-électromotrices s'écrivent :

$$e'_1 = [L_0 + L_f \cos(Z_r \theta)] \frac{di_1}{dt} - L_f Z_r i_1 \frac{d\theta}{dt} \sin(Z_r \theta) \quad (\text{II .39})$$

$$e'_2 = \left[L_0 + L_f \cos \left(Z_2 \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \frac{di_2}{dt} - L_f Z_r i_2 \frac{d\theta}{dt} \sin \left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II .40})$$

$$e'_3 = \left[L_0 + L_f \cos \left(Z_r \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \frac{di_3}{dt} - L_f Z_r i_3 \frac{d\theta}{dt} \sin \left(Z_r \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{II .41})$$

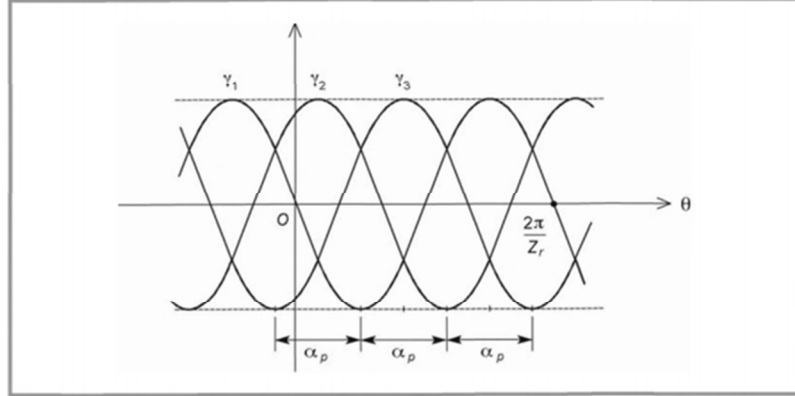


Figure (II.7) : Courbes des couples en fonction de la position

II.5 Equation dynamique

Lorsqu'un moteur pas à pas se synchronise avec un train d'impulsions, le couple produit par le moteur est égal et opposé au couple de charge qui est la somme du couple permettant d'accélérer l'inertie rotor/charge et du couple de frottement. Cette affirmation peut être exprimée par l'équation dynamique fondamentale [4].

$$\tau_M = j \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_f \quad (\text{II .42})$$

τ_M : Couple produit par le rotor.

ω : vitesse angulaire du rotor.

D : Constante de frottement visqueuse.

T : Couple de frottement indépendant de la vitesse

J : Inertie du rotor et combinaison de la charge.

Le premier terme sur la côté droit est le couple requis pour accélérer l'inertie du rotor et de la combinaison de charges. Lorsque le couple du rotor est transmis à la charge au moyen d'engrenages, de courroies ou similaire, l'inertie J n'est pas l'inertie de la charge elle-même, mais doit être la quantité reflété a l'arbre.

L'unité SI pour la vitesse de rotation et rad/s, il est souvent exprimer en termes de taux de progression f (Hz, pas s^{-1}) et l'équation de mouvement pour ce cas est exprimée sous la forme :

$$\tau_M = \theta_s j \frac{df}{dt} + \theta_s Df + T_f \quad (\text{II .43})$$

Avec :

θ_s : Angle de pas.

f : Taux de progression.

II.6 Accélération

Nous discuterons ici la relation entre le couple moteur et le taux d'accélération. Un moteur doit être démarré sans étapes manquantes avant l'accélération, cela sera discuter dans la section suivantes [4].

Premièrement lorsque le terme de visqueuse est négligeable, l'équation dynamique fondamentale (II .41) devient :

$$\tau_M - T_f = j \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{II .44})$$

Si le couple moteur est constant dans la plage de vitesse considéré, l'intégration d'équation (II .44) donne :

$$\omega = [\tau_M - T_f]/j]t + \omega_1 \quad (\text{II .45})$$

Ou le taux de progression est :

$$f = \frac{\tau_M - T_f}{\theta_s j} t + f_1 \quad (\text{II .46})$$

Avec

ω : vitesse angulaire avant le début d'accélération.

f_1 : Taux de progression avant le début d'accélération.

Ainsi, le moteur peut être accélérer a une vitesse constante. Cette accélération est appelé accélération linéaire.

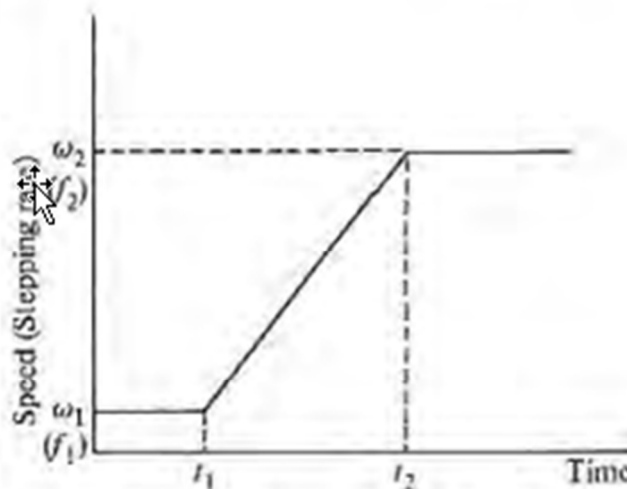


Figure (II.8) : Accélération linéaire de ω_1 vers ω_2 pendant t_1 - t_2

II.7 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 Figure [II.8] [2].

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'entraînement, 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, 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** : un phénomène d'oscillations de la vitesse instantanée du moteur autour de la vitesse de synchrone peut également conduire à une perte de synchronisme.

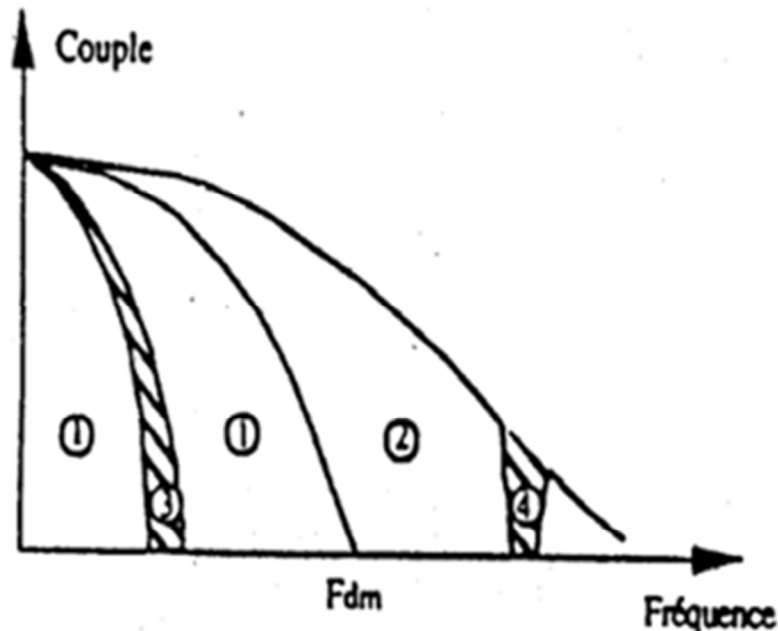


Figure (II.9) : Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas

II.8 SCHEMA DE SIMULATIONS

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB.

Paramètre de moteur pas à pas à aimant permanent

$R=4.2\Omega$, $L=4.2\text{mH}$, $J=0.000010\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $K=1\text{Nm/A}$, $N_r=50$, $\text{Pas}=1.8^\circ$, $V=4.2\text{V}$

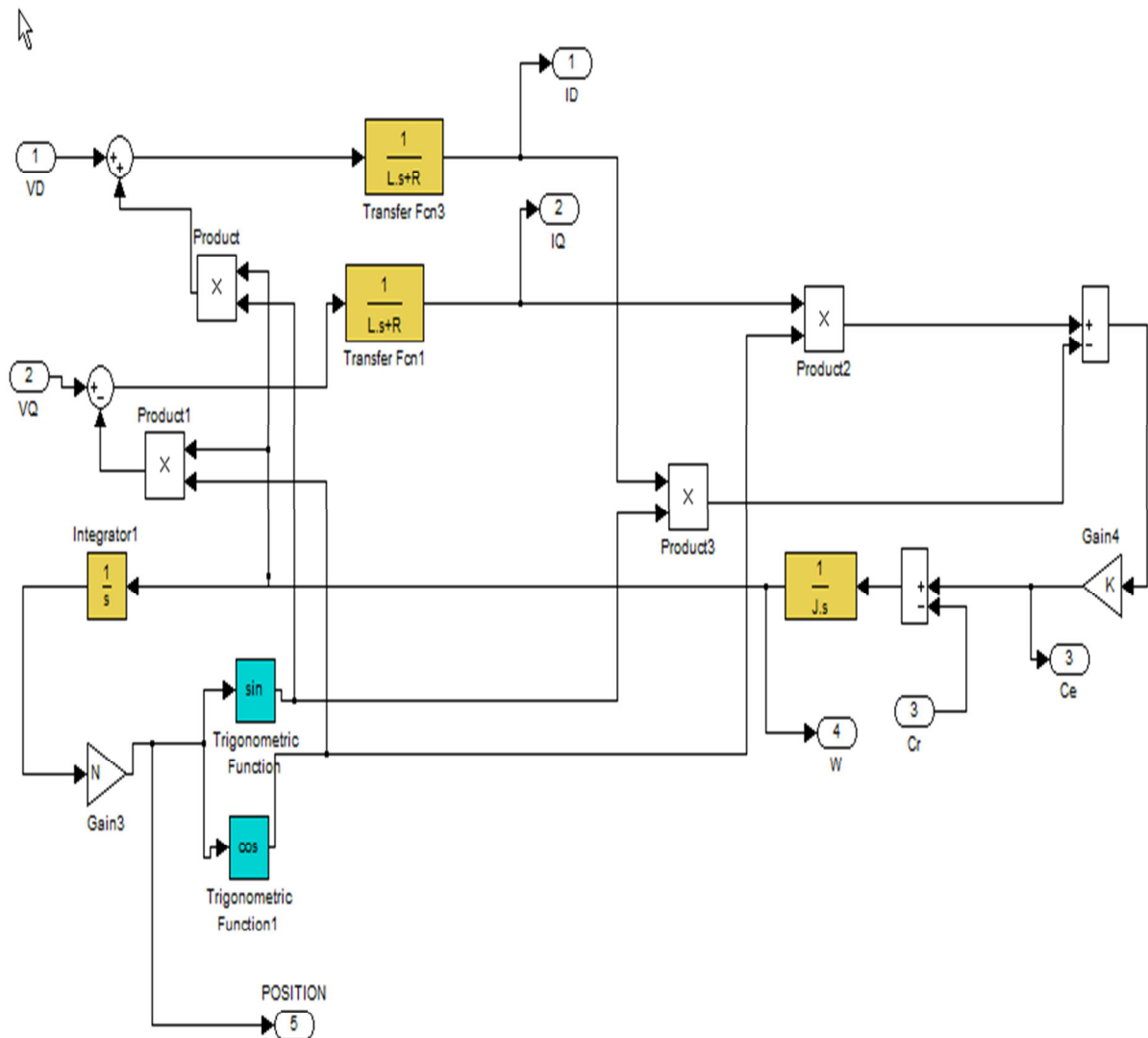


Figure (II.10) : Schéma de simulation du moteur (mode réel)

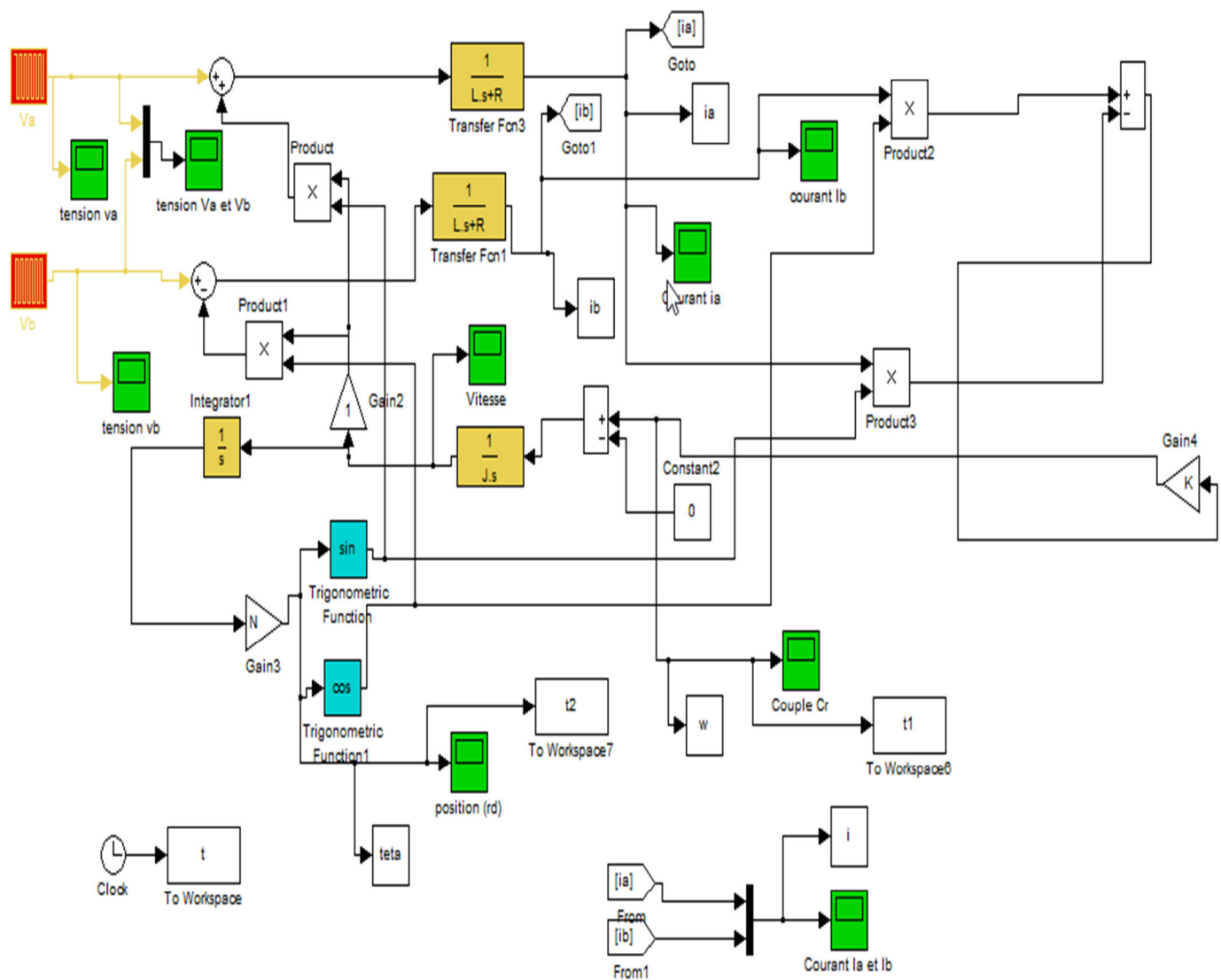


Figure (II.11): Schéma de simulation du moteur dans le référentiel α - β

II.8.1 RESULTATS DE SIMULATION

a) SIMULATION DE MOTEUR PAS A PAS POUR $f=10\text{Hz}$

Les résultats de la simulation sont rassemblés dans la figure (II.11) suivante:

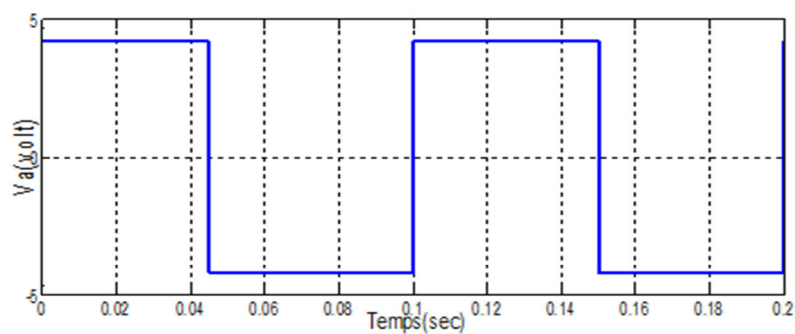


Figure (II. 11.a) : Tension Va

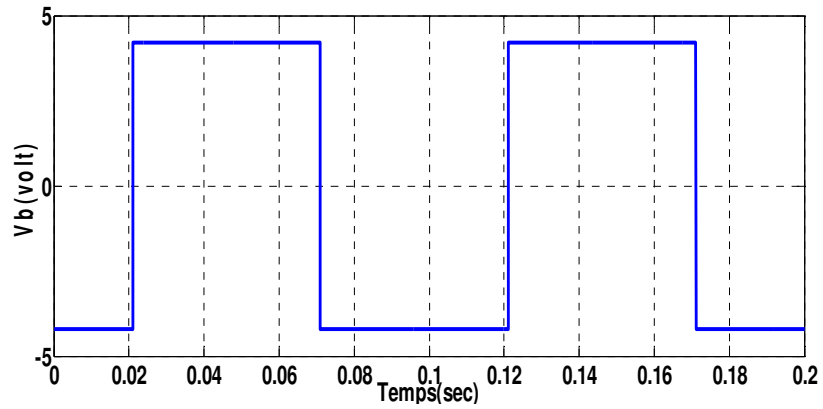


Figure (II. 11.b) : Tension V_b

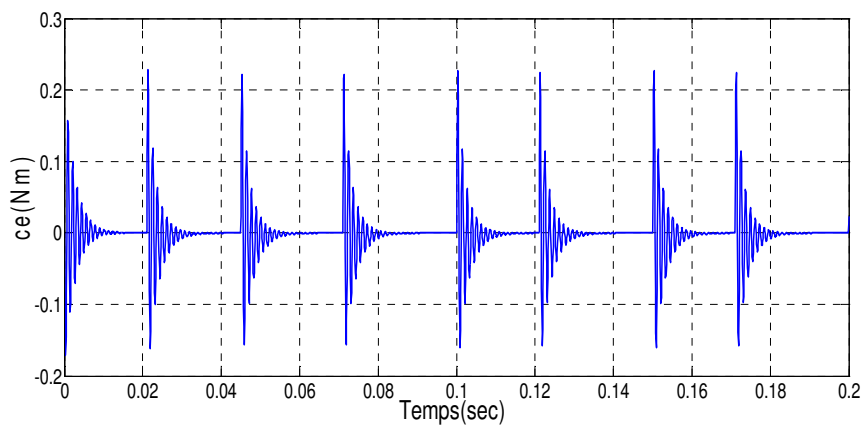


Figure (II. 11.c) : Couple C_e

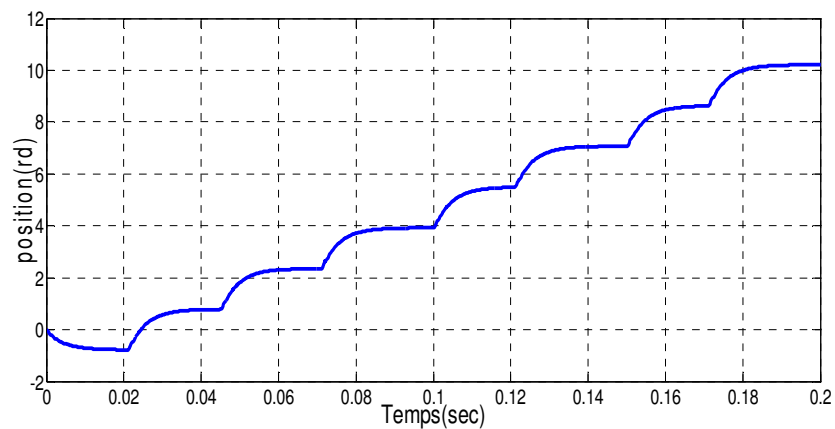


Figure (II. 11.d) : Position θ .

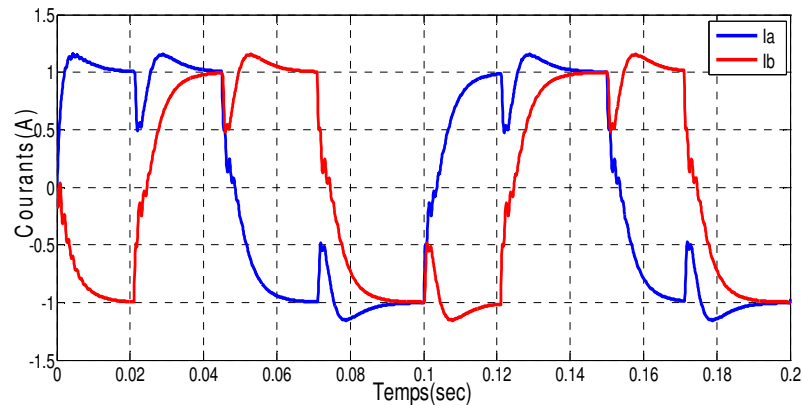


Figure (II. 11.e) : Courants ia et ib.

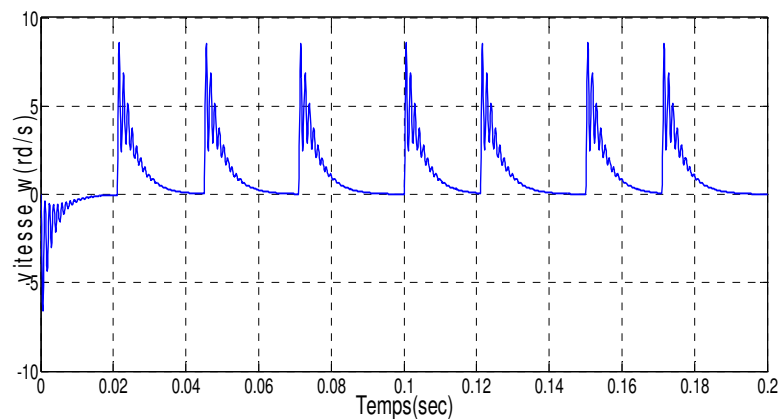


Figure (II.11.f) : Courants ia et ib.

II.8.2 Interprétation des résultats de simulations

Les paramètres du moteur pas à pas utilisés en simulation sont donnés en annexe A. Ce modèle néglige la variation de la réluctance liée à la rotation, et inclus le couple de détente dans le couple résistant, le moteur est alimenté sous une tension en mode deux de 4.2v. Les courbes de la figure (II. 11) représentent la simulation du moteur pas à pas à aimant permanent dans les deux référentiels à vide.

L'examen des caractéristiques dynamiques sont parfaitement identiques, ceci nous permet de conclure que la simulation effectuée par le logiciel « MATLAB » est valable.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle mathématique du moteur pas à pas 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. Notre prochain chapitre est consacré au concept générale de la commande par mode glissement et l'application de cette commande au moteur pas à pas à aimant permanent.



CHAPITRE III

**COMMANDE PAR MODE
DE GLISSEMENT DU
MOTEUR PAS A PAS A
AIMANT PERMANENT**

III.1 INTRODUCTION

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des Systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes Glissants associés (en anglais : sliding mode), est une technique de commande non linéaire, Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de Commutation appelée surface de glissement. [1]

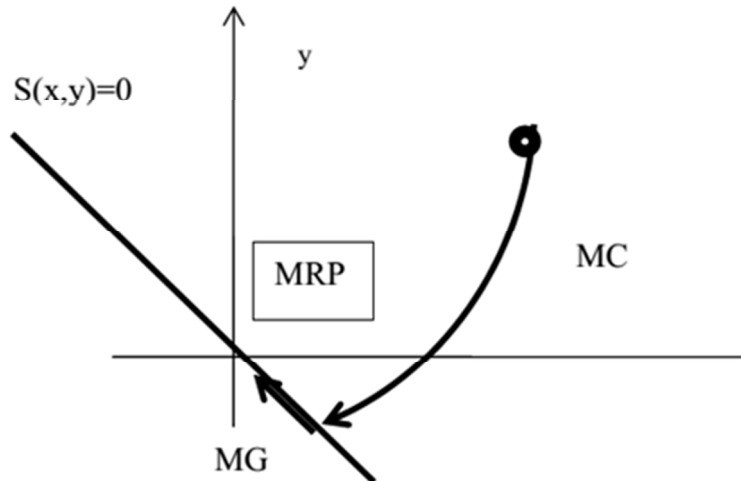
La technique des modes glissants consiste à emmener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

III.2 THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

III.2.1 Système a structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son Fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de Commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. [2] De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [3]. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [2].

1. Le mode de convergence –MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
2. Le mode de glissement –MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y)=0$.
3. Le mode du régime permanent –MRP- : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [2].



Figure(III.1) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.

III.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse....etc. Ceci lui Permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis, [4].

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue Représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle, [2].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes L'une de l'autre.

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le système à régler peut être défini par l'équation :

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u \quad (III.1)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette Surface et tend vers l'origine du plan de phase [3]. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x, elle est donnée Par :

$$S = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (III.2)$$

Avec:

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire

Apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation

Différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du

Paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une

Linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

III.3.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux Différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester Indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de Convergence.

III.3.2.1 La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers Zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

III.3.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x)>0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $V(x)<0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le Carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

La dérivée de cette fonction est

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

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (III.4) est vérifiée.

L'équation (III.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et

La surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire Du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette Condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie, [7].

III.3.3 Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la Loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de La surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la Trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les Conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La Surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande Discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie Discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but De vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de Glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et L'autre stabilisante (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.6)$$

U_{eq} correspond donc à la commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôle sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduit considérant que la surface est nulle. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, [8]. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} .

u_n est déterminé pour vérifier la condition de convergence. pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation(III.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.7)$$

En remplaçant (III.1) et (III.6) dans (III.7) nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x, t) + B(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_n \quad (III.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent,

Commande par mode de glissement du moteur pas à pas à aimant permanent

Sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la Commande équivalente

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x, t) \quad (III.9)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \neq 0 \quad (III.10)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son Expression dans(III.9) nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_n \quad (III.11)$$

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_q \quad (III.12)$$

Et la condition d'attractivité exprimée par devient :

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_n \quad (III.13)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de S . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure (III.2.).

$$u_n = k \text{sign}(S(x, t)) \quad (III.14)$$

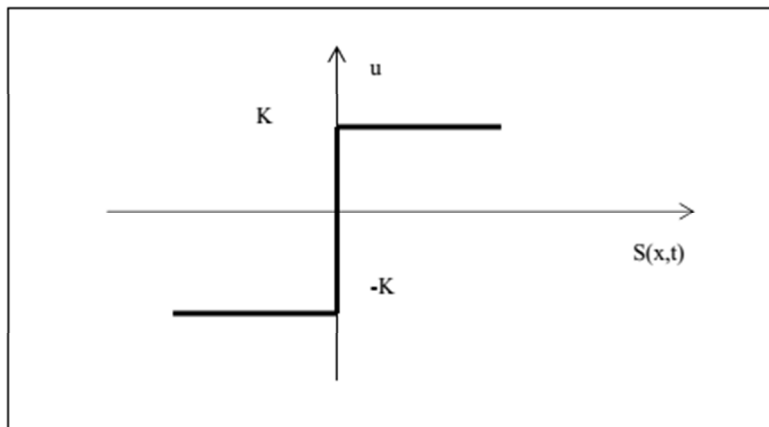


Figure III.2 Représentation de la commande discontinue

III.4 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT (EXEMPLE CLASSIQUE D'UN DOUBLE INTÉGRATEUR

Considérons le système suivant :

$$\ddot{x} = u + cr \quad (III.15)$$

Où x est la position d'un mobile, u la force appliquée, et cr une force de résistance quelconque.

Si la commande de type tout ou rien, alors : $u = \pm U$, et les trajectoires sont données par:

$$\dot{x}(t) = \pm U_t + \dot{x}(0) + \int_0^t cr dt \tag{III.16}$$

$$x(t) = \pm \frac{1}{2} U_t^2 + \dot{x}(0)t + \int \int cr dt dt \tag{III.17}$$

Pour $Cr = 0$, ce sont des paraboles dans le plan (x, \dot{x}) .

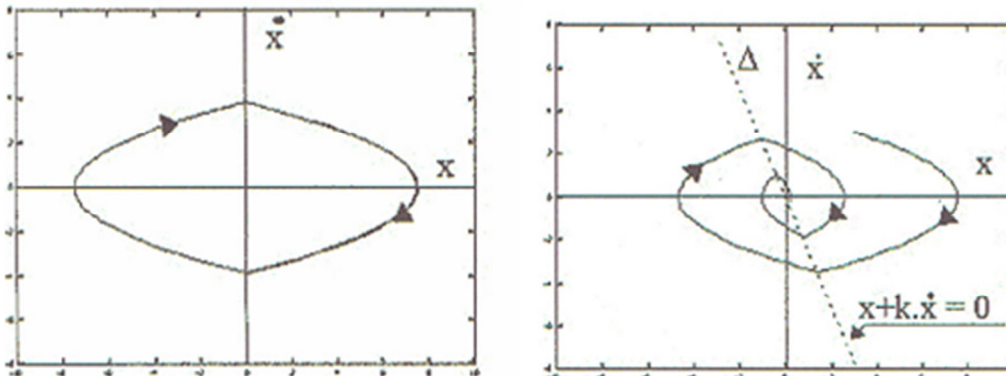
L'objectif de commande étant maintenant de ramener x à l'origine, on constate que la

Commande bouclée avec retour de la seule position:

$$u = -U \cdot \text{sign}(x) \tag{III.18}$$

les trajectoires en l'absence de la force résistante étant périodiques, Ne permet pas de stabiliser le système, comme on peut voir sur la figure (III.3) . Il vaut mieux utiliser un retour de la forme:

$$u = -U \cdot \text{sign}(x+k\dot{x}) \tag{III.19}$$



**Figure(III.3) Commande par retour de Position et par retour de position et de vitesse
Position**

La droite Δ de la figure (III.3) est appelée droite de commutation. A partir d'une certaine valeur de k , la trajectoire ne peut plus quitter la droite de commutation figure(III.4) et est astreinte à s'y déplacer jusqu'à l'origine. On dit que le système glisse sur la droite.

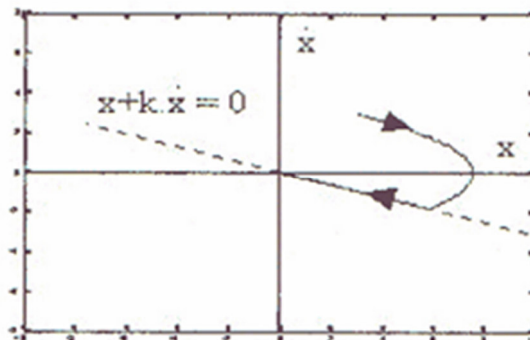
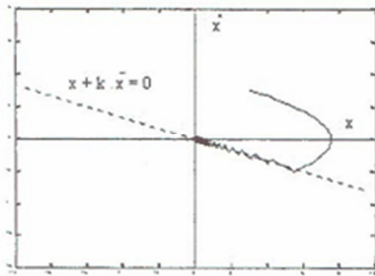


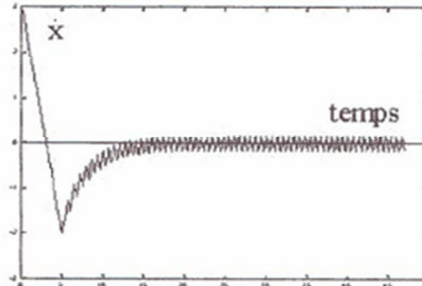
Figure (III.4): Glissement

III.4.1 Recherche d'une commande assurant un mode glissant

La commande de la figure (III.4) a été jugé néfaste, par les effets de réticence dû aux retards de commutation figure(III.5) et (III.6)) : la commande était jugée brutale et peu efficace, sollicitant fortement les organes de commande.



Figure(III.5): reticence



Figure(III.6) : reticence, allure de la vitesse

Pourtant, comme nous allons le voir, les trajectoires obtenues sont largement sensibles aux Perturbations et la dynamique du procédé peut être choisie avec une grande liberté. Notons Pour l'instant que la commande tout ou rien présente l'intérêt remarquable d'être plus rapide Qu'une commande linéaire bornée. Choisissons, assez arbitrairement d'ailleurs, une courbe de commutation. Par exemple, la Droite définie plus haut :

$$\Delta = x + kx \quad (III.20)$$

Le but que nous recherchons est le suivant : rejoindre à partir de l'état initial la droite Δ , puis Astreindre la trajectoire à rester sur cette droite. Alors, la dynamique du système sera fixée par L'équation de la droite, et l'origine sera rejointe avec la constante de temps k . Posons donc:

$$S = x + k\dot{x} \quad (III.21)$$

En dérivant, il vient :

$$\dot{S} = \dot{x} + k(u + c_r) \dot{x} \quad (III.22)$$

Lorsque c_r est nul, ne la commande pas :

$$u_e = -\frac{\dot{x}}{k} \quad (III.23)$$

garantit $S=0$, ce qui signifie que la trajectoire est contrainte à demeurer sur la droite S sur Laquelle elle se trouve. Cette droite est donc invariante en l'absence de perturbation. u_e Est Appelée " commande équivalente ".

Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit à présent de rendre $S = 0$ Attractive. Pour cela, on ajoute une commande commutante à la commande équivalente u_e

Sous la forme :

$$u_c = -V \cdot \text{sign}(S) \quad (III.24)$$

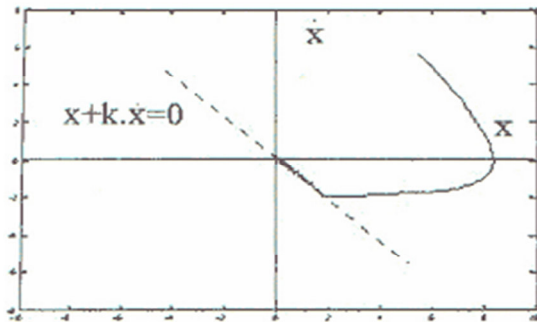
$$U = u_c + u_e \quad (III.25)$$

En choisissant V assez grand :

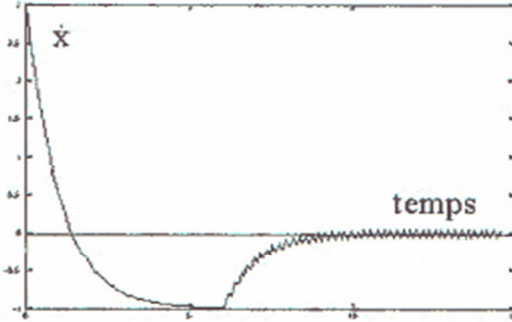
$$V > |c_r|_{max} \quad (III.26)$$

Alors la condition $\dot{S} \cdot S < 0$ est toujours réalisée, ce qui prouve que $S = 0$ est attractive et Invariante, malgré c_r .

La loi de commande (III.11) est représentée sur les figures (III.7) et (III.8) On peut y Observer le ralliement de l'origine avec une dynamique du premier ordre, donnée par la valeur de k .



Figure(III.7) : $\dot{x} = f(x)$



Figure(III.8) : $\dot{x} = f(t)$

III.5 APPLICATION DE LA COMMANDE AU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode glissant [9]. On reprend le modèle du moteur pas à pas à aimant permanent qui s'exprime par:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = V_d - R i_d + NL \Omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = V_q - R i_q - NL \Omega i_d - K \Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} = K i_q - c_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{cases} \quad (III.27)$$

On définit aussi une trajectoire de référence obéissant au modèle, sous la forme:

$$\begin{cases} L \frac{di_{dr}}{dt} = V_{dr} - R i_{dr} + NL \Omega_r i_{qr} \\ L \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qr} - R i_{qr} - NL \Omega_r i_{dr} - K \Omega_r \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = K i_{qr} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{cases} \quad (III.28)$$

Posant L'erreur e est égale:

$$e = [i_d - i_{dr}, i_q - i_{qr}, w - w_r]^T = [X_1, X_2, X_3]^T \quad (\text{III.29})$$

Et

$$\begin{aligned} \Delta V_d &= V_d - V_{dr} \\ \Delta V_q &= v_q - V_{qr} \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

Le modèle de l'écart entre la référence et la trajectoire réelle est:

$$\begin{cases} L \frac{dx_1}{dt} = \Delta V_d - R x_1 + NL(\Omega i_q - \Omega_r i_{qr}) \\ L \frac{dx_2}{dt} = \Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - k x_3 \\ j \frac{dx_3}{dt} = K x_2 - c_r \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

L'objectif de cette synthèse est de déterminer une loi de commande pour forcer l'état du système, (la vitesse) à suivre la surface de glissement. Considérons la surface suivante dans l'espace d'état :

$$S = k x_3 + \dot{x}_3 \quad (\text{III.32})$$

La condition S=0 signifie que la vitesse converge exponentiellement vers sa référence.

Calculant la dérivée de S par rapport au temps :

$$\dot{S} = k \dot{x}_3 + \ddot{x}_3 \quad (\text{III.33})$$

Et de l'équation (III.30) On tire la dérivée de x_2 et de x_3

$$\dot{x}_3 = \frac{k x_2 - c_r}{j} \quad (\text{III.34})$$

$$\ddot{x}_3 = \frac{k \dot{x}_2 - \dot{c}_r}{j} \quad (\text{III.35})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{\Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - k x_3}{L} \quad (\text{III.36})$$

Si on remplace ce résultat dans la dérivée de x_2 et de x_3 dans la dérivée de S par rapport au temps :

$$\dot{S} = \frac{k}{j} k x_2 - \frac{k c_r}{j} + \frac{k}{jL} (\Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - k x_3) - \frac{c_r}{j} \quad (\text{III.37})$$

III.5.1 Commande par mode glissant équivalente

Il s'agit de calculer la commande équivalente ΔV_{qe} qui permet d'apparaître le phénomène de glissement en ramenant l'état du système vers la surface définie par $\dot{S}=0$, ainsi la dynamique de glissement est gouverné par [10] :

$\dot{S}=0$ donne en l'absence de perturbation et sa dérivée, La surface S est positivement

Invariante

$$\Delta V_{qe} = kx_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) \quad (\text{III.38})$$

III.5.2 Calcul de la commande robuste

Si les états des systèmes n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite robuste défini par [10] :

La commande globale est défini par :

$$V_{qc} = -U_0 \text{sign}(S) \quad (\text{III.39})$$

$$\Delta V_q = \Delta V_{qe} + V_{qc} \quad (\text{III.40})$$

En remplaçant (III.38) et (III.40) dans (III.37)

Après simplification on trouve :

$$\dot{S} = \frac{k}{jL} V_{qc} - \frac{kc_r}{j} - \frac{c_r}{j} \quad (\text{III.41})$$

Pour $\dot{S} = 0$ on obtient :

$$V_{qc} = \frac{L}{k} (k c_r + c_r) \quad (\text{III.42})$$

$V_{qc} = U_0 \text{sign}(S)$, la condition $\dot{S}S < 0$ est vérifier, on choisi U_0 suffisamment grand

$$U_0 > \left| \frac{L}{k} (k c_r + c_r) \right| \quad (\text{III.43})$$

Cette inégalité garantit l'attractivité de la surface $S=0$ en temps fini, puis est confinée sur cette surface, et la vitesse converge bien vers sa référence.

III.5.3 Calcul de la commande globale

La commande globale est donnée finalement par l'équation

$$V_q - V_{qr} = \Delta V_{qe} + V_{qc} \quad (\text{III.44})$$

$$V_q = V_{qr} + \Delta V_{qe} + V_{qc} = V_{qr} + kx_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - U_0 \text{sign}(S).$$

(III.45)

III.6 SIMULATION DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT PAR MODE GLISSANT

III.6.1 Schéma bloc de simulation

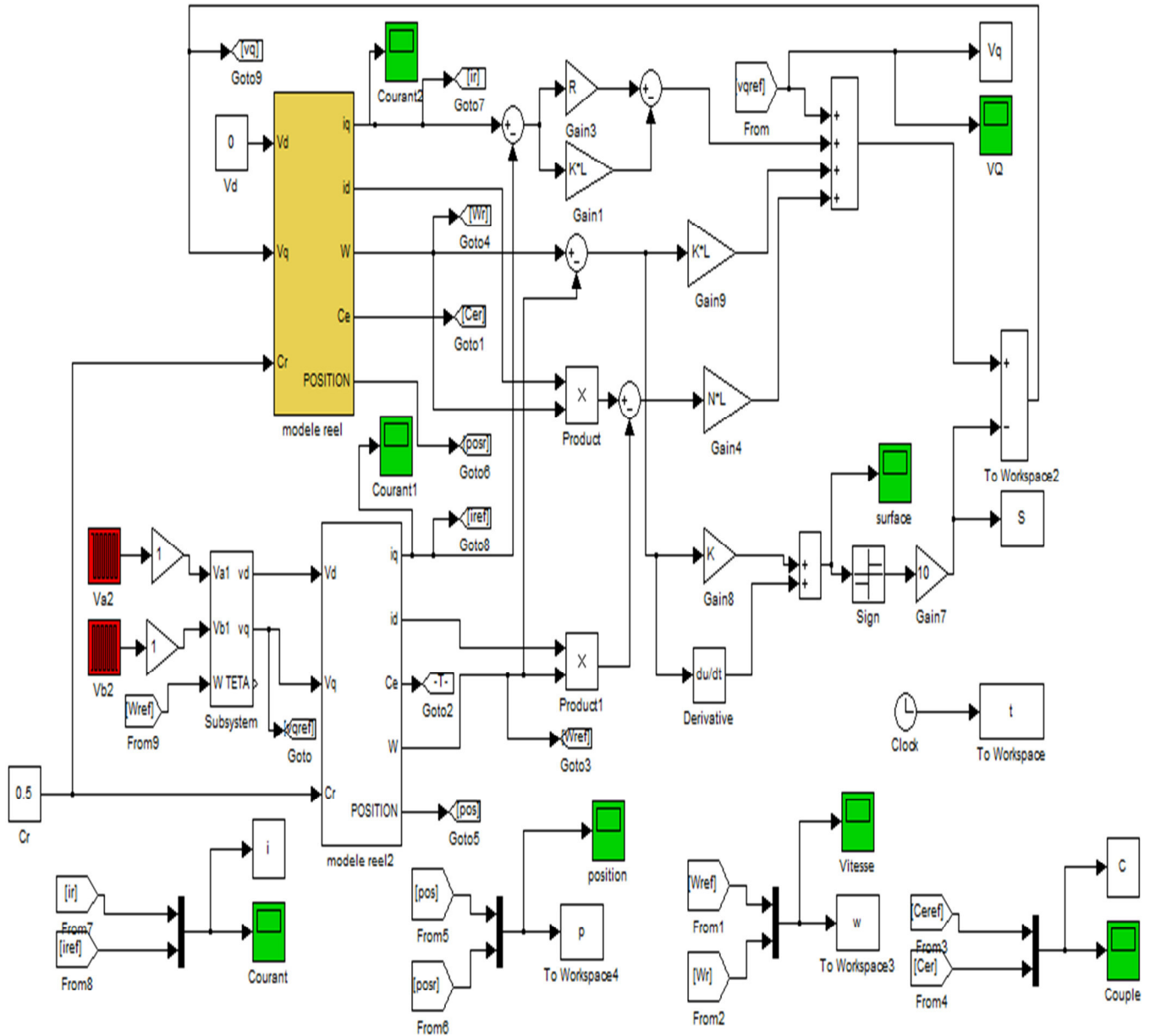


Figure (III.9) Schéma - bloc de la commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent

III.6.2 RESULTATS DE SIMULATION

a) SIMULATION DU MOTEUR POUR $f=10\text{Hz}$ ET $Cr=0$

Figure (III.10 [a, b, c, d, e]) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

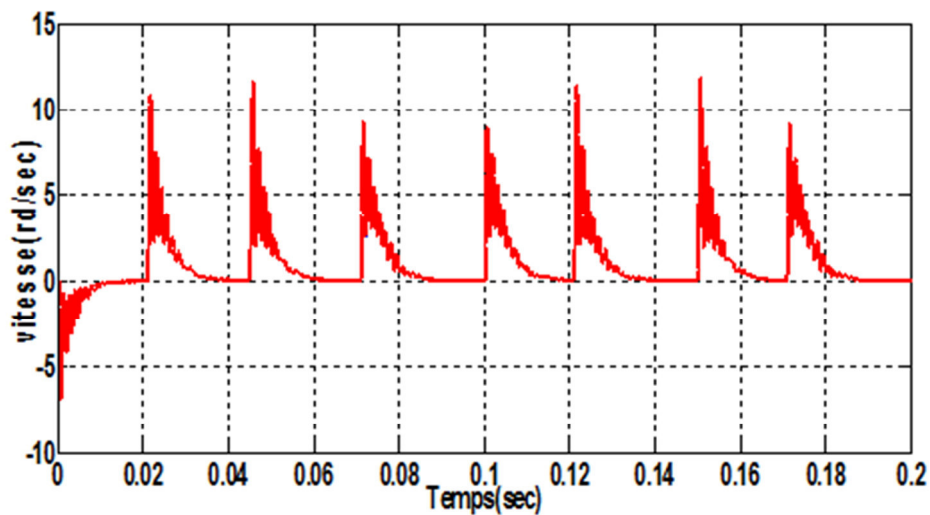


Figure (III.10.a)

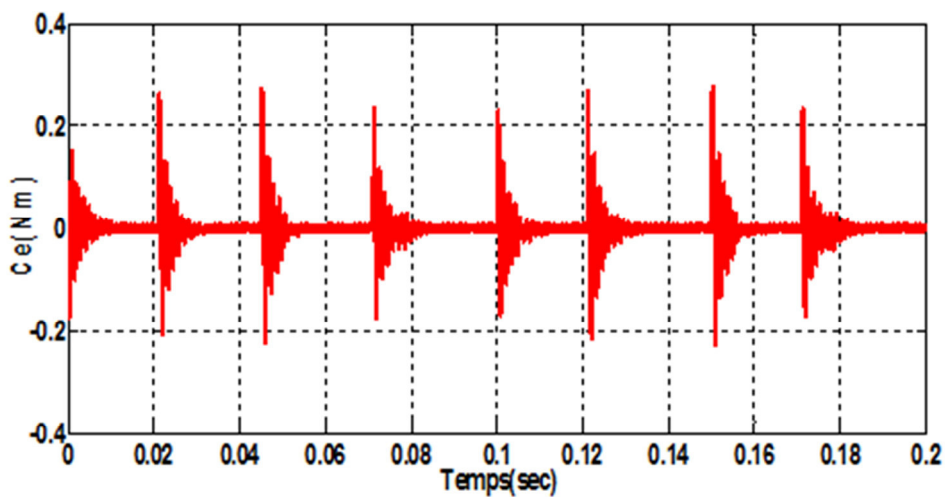


Figure (III.10.b)

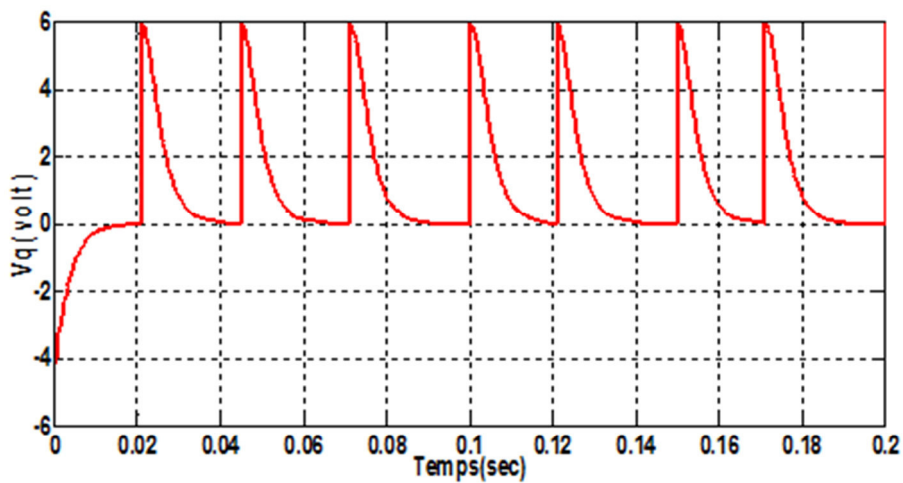


Figure (III.10.c)

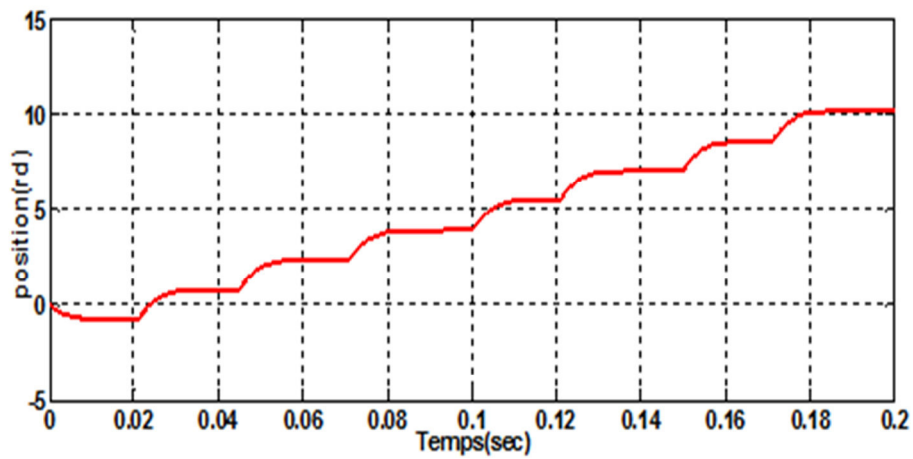


Figure (III.10.d)

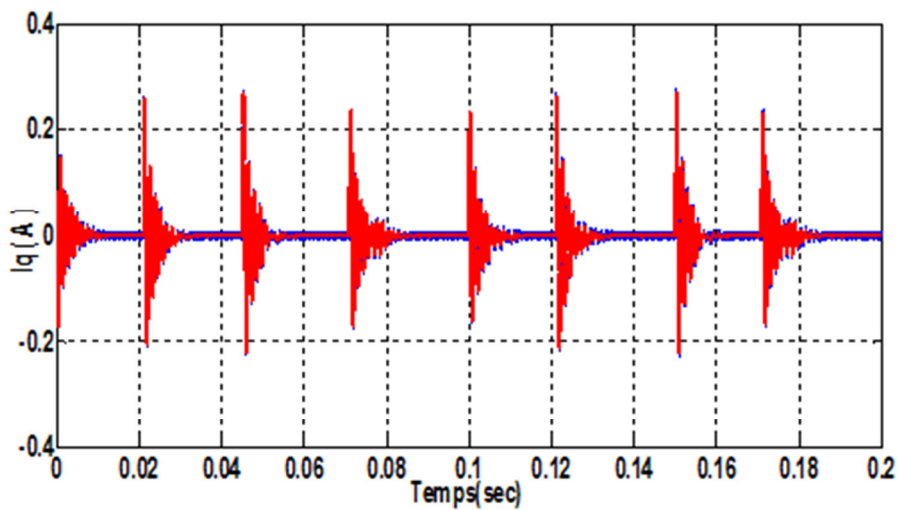


Figure (III.10.e)

b) SIMULATION DE MOTEUR POUR $f=10\text{Hz}$ ET $C_r=0.5\text{Nm}$

Figure (III.11 [a, b, c, d, e]) Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

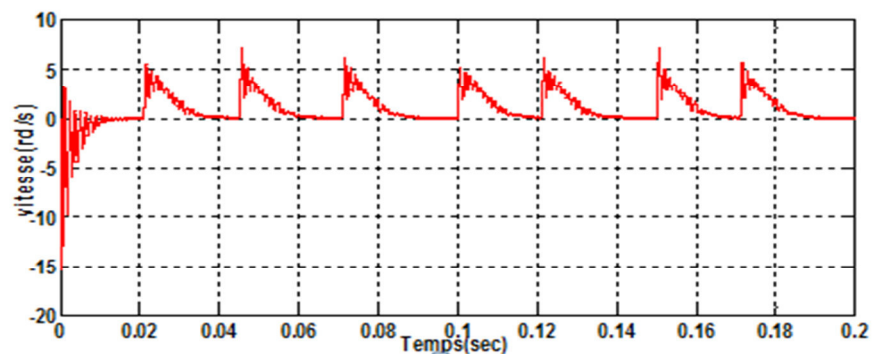


Figure (III.11.a)

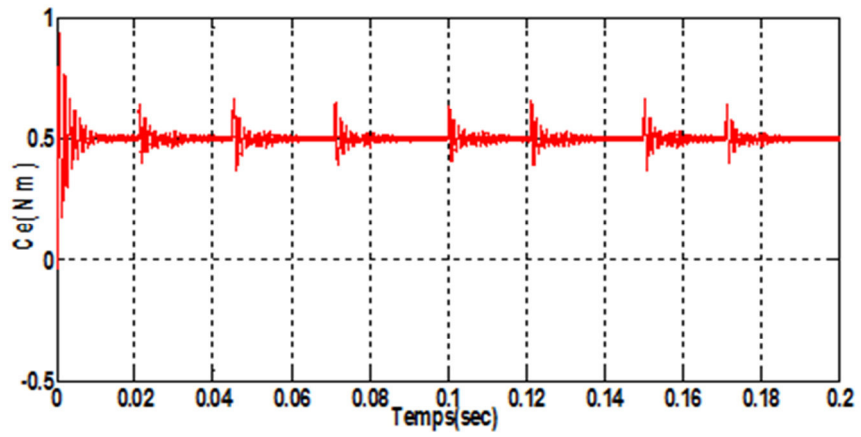
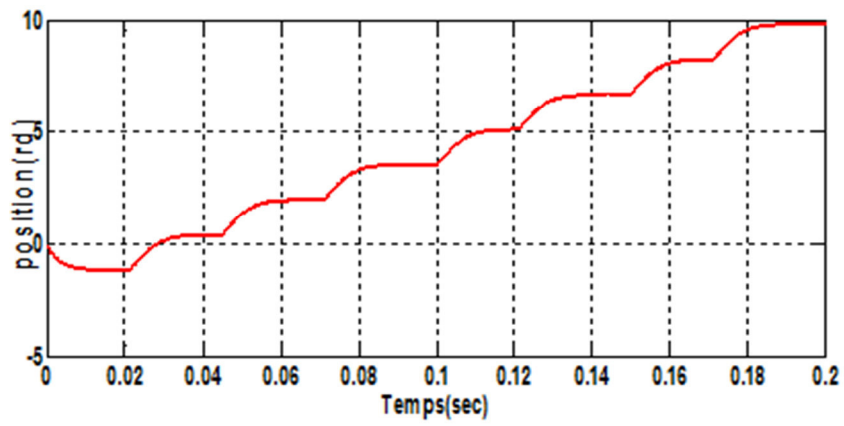


Figure (III.11.b)

Figure (III.11.c)



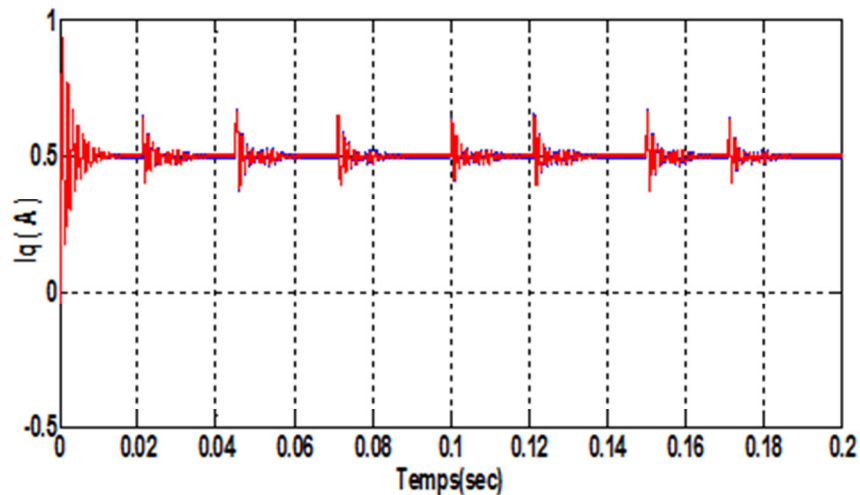


Figure (III.11.d)

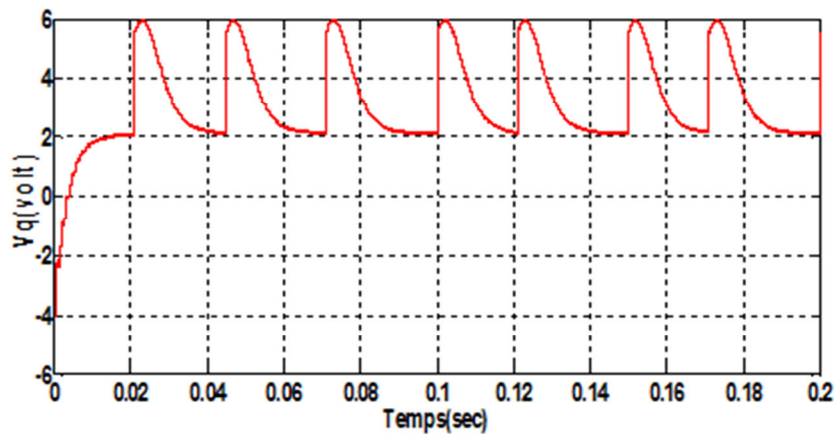


Figure (III.11.e)

III.6.3 Interprétation des résultats de la simulation

Le moteur pas à pas à aimant permanent, a été testé dans les deux modes à vide présenté par la figure (III.10), et en charge présenté par la figure (III.11).

- ✓ **A vide** : l'observation de ces courbes montrent pour la fréquence ($f=10\text{Hz}$), la durée séparant deux commutations successives est supérieure au temps de réponse du moteur le rotor s'arrête à chaque pas donc la position ne croit pas régulièrement. On peut ainsi démarrer le moteur, le faire tourner puis l'arrêter que l'on ait à craindre de perte de pas. la vitesse est proportionnelle à la fréquence de commutation, et suit parfaitement sa consigne sans dépassement sauf on voit qu'elle est négative dans le régime transitoire à cause de l'inertie des parties tournantes, et le couple électromagnétique est l'image de la composante du courant i_q .

- ✓ **En charge** : on applique un couple résistant de 0.5Nm, on constate que la vitesse suit parfaitement le modèle de référence sans dépassement, Le couple suit sa consigne, et le courant i_q suit la variation de la charge et ainsi les surfaces de glissement sont nulles. On peut dire que la régulation par mode glissement s'avère très efficace et bonne insensibilité aux perturbations. Ce qui est encore plus impressionnant dans cette méthode, c'est qu'on n'est pas obligés à donner des valeurs exactes, on peut réguler notre système, en faisant varier les valeurs des gains pour des valeurs inférieures à un certain maximum qu'il ne faut pas dépasser.

III.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la technique du réglage par mode glissant sur le moteur pas à pas à aimant permanent. Nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande par mode glissant qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires, sujet à des perturbations. Les résultats nous montrent que les réponses avec commande par mode glissant plus robustes lors des variations de charge et aux dérives paramétriques.



CHAPITRE IV

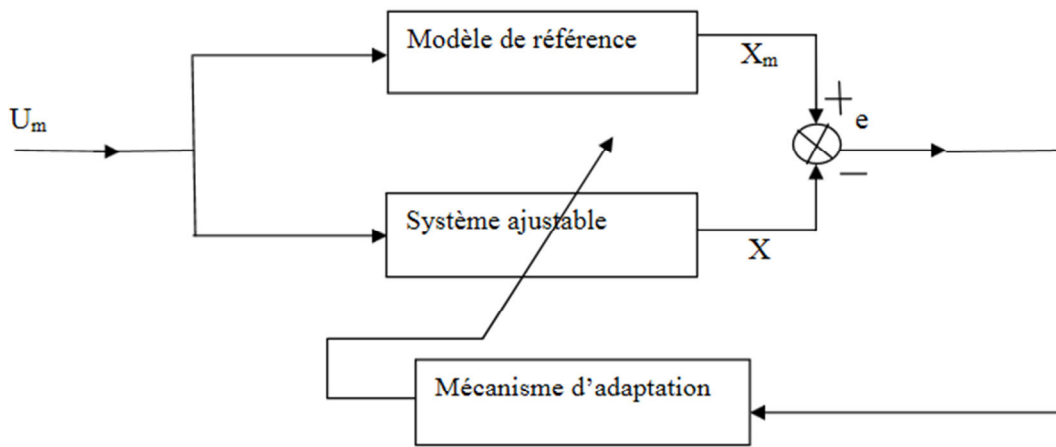


COMMANDE ADAPTATIVE DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

IV. 1. Principe de la commande adaptatif avec model de référence

Le principe de cette technique consiste à décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable. L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable s'approche asymptotiquement du zéro [1]. Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit:

- Pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres.
- Pour la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelé adaptation par signal de synthèse.



Figure(IV.1) Structure de la commande adaptative par modèle de référence

IV. 2. Application à la commande du moteur pas à pas à aimant permanent

Le modèle que nous utilisons pour réaliser notre observateur est :

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= \frac{1}{L} (V_\alpha - Ri_\alpha + k\Omega \sin N\theta) \\ \frac{di_\beta}{dt} &= \frac{1}{L} (V_\beta - Ri_\beta - k\Omega \cos N\theta) \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (K(i_\beta \cos N\theta - i_\alpha \sin N\theta) - f_v \Omega - c_r) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Dans lequel i_α et i_β sont les courants des enroulements dans les phases α et β , V_α et V_β sont les tensions d'entrée, θ est la position du rotor et Ω sa vitesse. Le paramètre R Représente la résistance d'un enroulement, L c'est son inductance, N le nombre de dents du rotor, k la constante de couple du moteur, J le moment d'inertie du rotor, f_v le coefficient de frottement visqueux, et c_r le couple résistant. Ce modèle représente les grandeurs réelles du système.

A partir du modèle présenté ci-dessus, nous pouvons obtenir un modèle dans un repère mobile liée au rotor par une simple opération de rotation :

$$[i_d, i_q]^T = Mp[i_\alpha, i_\beta]^T \quad (IV.5)$$

$$[V_d, V_q]^T = Mp[V_\alpha, V_\beta]^T \quad (IV.6)$$

Avec
$$Mp = \begin{bmatrix} \cos N\theta & \sin N\theta \\ -\sin N\theta & \cos N\theta \end{bmatrix}$$

Les grandeurs représentées dans ce modèle sont fictives, il est impossible de les mesurer à l'aide de capteurs. Le modèle ainsi obtenu, que nous utilisons par la suite pour faciliter la mise au point des lois de commande, devient :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L}(V_d - Ri_d + NL\Omega) \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L}(V_q - Ri_q - NL\Omega i_d - k\Omega) \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J}(ki_q - f_v\Omega - c_r) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega \end{aligned} \quad (IV.7)$$

IV. 2.1. Modèle de référence

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + NL\Omega i_q + V_d \quad (IV.8)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - NL\Omega i_d - k\Omega + V_q \quad (IV.9)$$

IV. 2.1. Modèle ajustable

$$\frac{L\hat{d}i_d}{dt} = -R\hat{i}_d + NL\hat{\Omega}\hat{i}_q + V_d \quad (IV.10)$$

$$\frac{L\hat{d}i_q}{dt} = -R\hat{i}_q + NL\hat{\Omega}\hat{i}_d + V_q \quad (IV.11)$$

$$L \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R & NL\Omega \\ -NL\Omega & -R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_d \\ V_q - k\Omega \end{pmatrix} \quad (IV.12)$$

$$L \begin{pmatrix} \frac{\hat{d}i_d}{dt} \\ \frac{\hat{d}i_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R & NL\hat{\Omega} \\ -NL\hat{\Omega} & -R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_d \\ V_q - k\hat{\Omega} \end{pmatrix} \quad (IV.13)$$

L'erreur $\mathfrak{f} = [i_d - \hat{i}_d, i_q - \hat{i}_q, \Omega - \hat{\Omega}]$

$$\frac{d\mathfrak{f}}{dt} = L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R & NL(\Omega - \hat{\Omega}) \\ -NL(\Omega - \hat{\Omega}) & -R \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -k(\Omega - \hat{\Omega}) \end{pmatrix} \quad (IV.14)$$

$$C \leftrightarrow L \frac{d\mathfrak{f}}{dt} = [A']\mathfrak{f} + B'$$

$$\frac{d\xi}{dt} = [A]\xi + B \quad (IV.15)$$

$$[A] = [A'] * [L]^{-1}$$

$$[B] = [B'] * [L]^{-1}$$

$$[A'] = \begin{pmatrix} -R & NL(\Omega - \hat{\Omega}) \\ -NL(\Omega - \hat{\Omega}) & -R \end{pmatrix} \quad (IV.16)$$

$$[B'] = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -K((\Omega - \hat{\Omega})) \end{pmatrix} \quad (IV.17)$$

$$L = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix}$$

IV.3. Etude de la stabilité de la dynamique de système

La dynamique de l'erreur du système adaptative est donne par l'équation :

$$V = e^T \cdot e + \frac{((\Omega - \hat{\Omega}))^2}{2\gamma} \geq 0 \quad (IV.18)$$

Le système est stable s'il existe une fonction V définie positive alors $\dot{V} < 0$

$$\dot{V} = \frac{dV}{dt} = \frac{1}{2}(e^T(A^T + A)e) + e^T \bar{W} + \frac{\Delta W}{d\gamma} \frac{d(\Delta W)}{dt} + \frac{deW}{dt} \cdot e \cdot W \quad (IV.19)$$

$$\hat{\Omega} = \gamma \int (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d) dt \quad (IV.20)$$

IV.4. Schéma de commande

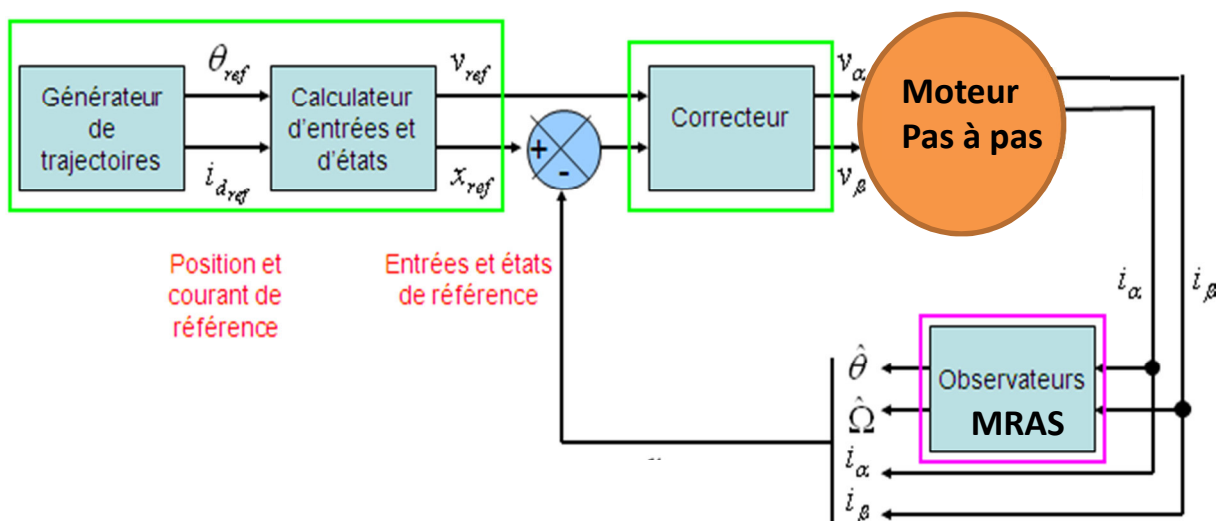


Figure (IV.2) : Schéma de commande sans capteur de position.

IV.5. Résultats de Simulation

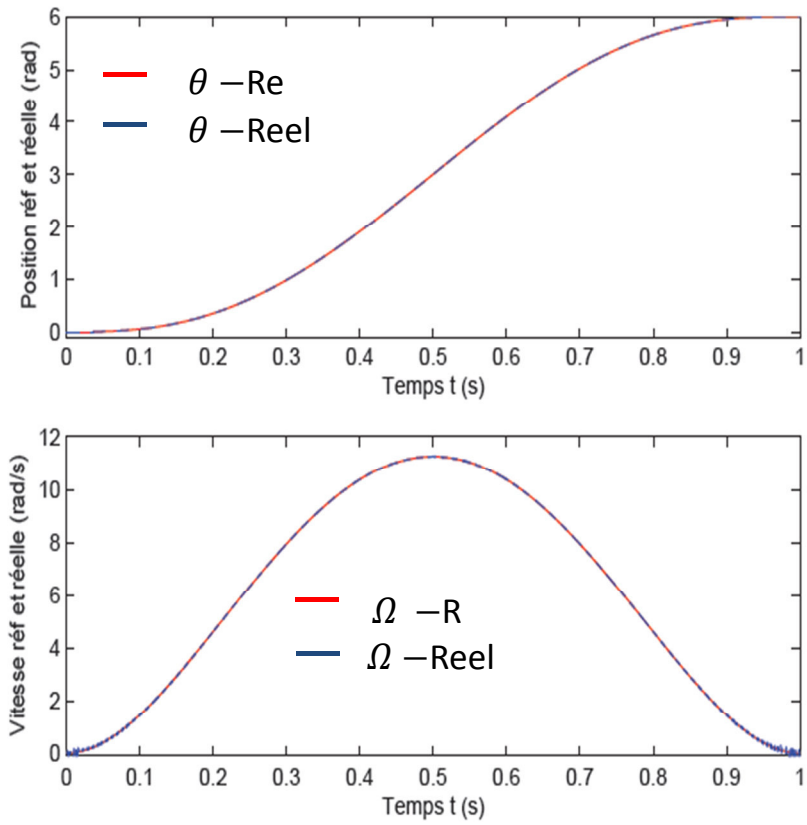


Figure (IV.3). : Vitesse et Position avec capteur.

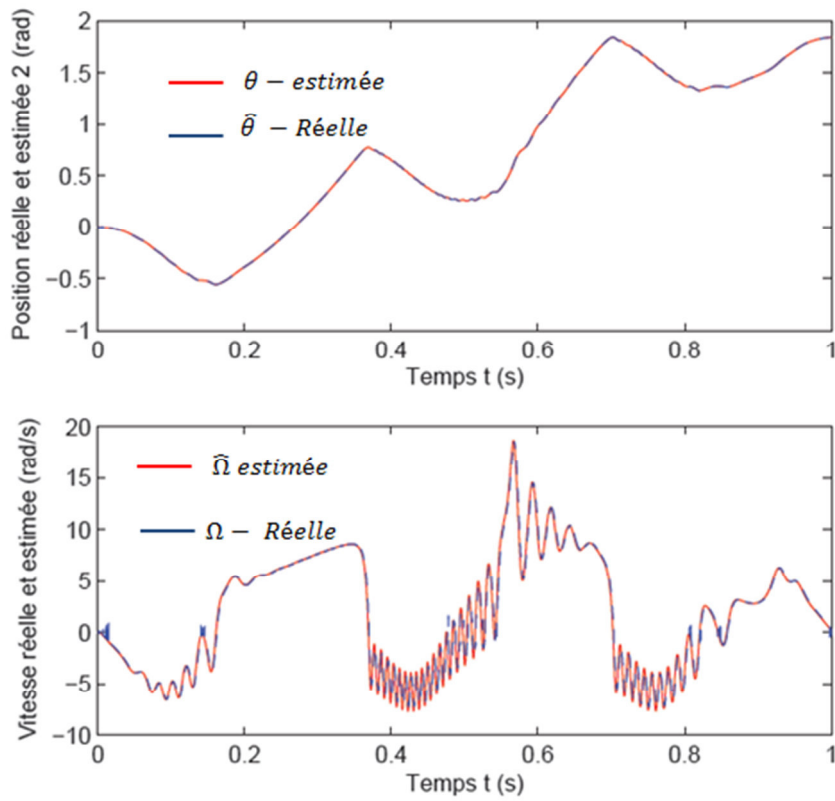


Figure (IV.4). : Vitesse et Position sans capteur mécanique.

Commande adaptative du moteur pas à pas à aimant permanent

La figure (IV.3) illustre les résultats de simulation de la commande avec capteur. On remarque que la vitesse ou la position suit bien la référence. La figure (IV.4) montre ces mêmes paramètres mais sans capteur mécanique, on constate que la vitesse ou la position suit la référence même en présence des perturbation appliqués entre ($t=0.36\text{sec}$ et $t= 0.8$ secondes).

IV.6. Conclusion

Nous avons proposé une commande sans capteur mécanique (de position ou de vitesse) basé sur l'observateur adaptatif (MRAS) les résultats obtenus montrent la faisabilité de cette méthode. Afin de mettre en évidence cette technique de commande sans capteur nous suggérons sa mise en exergue pratique.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans notre mémoire, nous avons présenté la commande d'un moteur pas à pas avec capteur par mode glissant, et également nous avons présenté sa commande sans capteur de position basée sur l'observateur adaptatif MRAS. Avant de présenter ces deux commandes on a d'abord étudié et présenté la modélisation des moteurs pas à pas à aimant permanent et à réluctance variable. Les résultats obtenus en simulation par le logiciel Matlab/Simulink montrent l'intérêt de la modélisation avant la réalisation de la commande de tels moteurs. Nous pouvons cependant réaliser la commande par mode glissant et la commande sans capteur de position.

La conclusion qu'on peut tirer c'est que la réalisation de la commande nécessite la réalisation de la commande à partir d'un observateur de position ce qui rend la commande moins robuste et moins précise. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé une commande sans capteur de position basée sur l'observateur de position MRAS, ce dernier prend en considération les courants absorbés réels.

Enfin, pour donner un plus à notre travail, nous suggérons :

- La validation pratique des commandes réalisées ;
- Application des commandes intelligentes comme la logique floue ;
- Proposition d'application de notre projet sur un mécanisme industriel.

Annexe A

Paramètre de moteur pas à pas à aimant permanent

$$R=4.2\Omega$$

$$L=4.2\text{Mh}$$

$$J=0.000010\text{Kgm}^2$$

$$K=1\text{Nm/A}$$

$$N_r=50$$

$$\text{Pas}=1.8^\circ$$

$$V=4.2\text{V}$$



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

Chapitre I : Généralité sur les moteurs pas à pas

[1] Réalisé Par : Kharchoufa Youness «Commande d'un moteur pas-à-pas par un microcontrôleur», Thèse de Magister, Soutenu le 08 Juin 2017 devant le jury.

[2] Réalisé Par : BADRI Meriam «ETUDE ET REALISATION D'UN VARIATEUR DE VITESSE D'UN MOTEUR PAS A PAS A BASE DE MICROCONTROLEUR PIC 16F876 r», Thèse de Magister, Mémoire de fin d'études soutenu publiquement à Oum El Bouaghi juin 2016

[3] Réalisé Par : CHAIB Youcef et GACEM CHAOUICHE Farhat «Programmation d'un microcontrôleur et commande d'un moteur pas à pas», Thèse de Magister, Mémoire soutenu publiquement le 18 septembre 2014

Chapitre II : modélisation des moteurs pas à pas à aimant permanent et à réluctance variable

[1] Moteurs électrique pour la robotique

Auteur pierre maye

[2] Kercha Mébarka «Commande par mode de glissement d'un Moteur pas à pas à Aimant Permanent», Thèse de Magister, 2005. , UNIVERSITE DE BATNA.

[3] DISCRETE MODELLING OF A STEPPING MOTOR

Auteur Thierry CREUZET Claude IUNG

Engineer, Doctor in Automatic Professor in Automatic

Centre de Recherche en Automatique de Nancy-France.

[4] Takashi Kenjo - Stepping Motors and Their Microprocessor Controls (Monographs in Electrical and Electronic Engineering); 1984, Oxford University Press.

Chapitre III : Commande par mode de glissement du moteur pas à pas à aimant permanent

[1] V. I. UTKIN, « Discontinuous control system: State of art in theory and application" », Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou, 1978

[2] W. Gao, J. C. Hung, « Variable structure control system », IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.40, N°1, pp45-55, 1993.

[3] J.J. Slotine, « sliding controller design for nonlinear system », I. J. C. Vol.4, N°2, pp.421-434, 1984.

- [4] I. J. Slotine, « Applied nonlinear control », Englewood Cliffs, NJ. Prentice.
- [5]O. Mahmoudi, N. Madani, M. F Benkhoris, F. Boudjema, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive », The European Physical journal, April 1999.
- [6]A. Kerboua, « Commandes et observateur par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension », Thèse de Magister, ENP ,1999.
- [7]V. Utkin, « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Trans.Auto. Control, Vol.AC-22 N° .1, pp212-222, April, 1977.
- [8]A. J. Frossard, « Commande à structure variable, systèmes de régulation, Collaboration automatique ».Editions Masson, 1996.
- [9]Pierre.Corrieu, « Commande par mode glissants », adresse: http://ourworld.compuserve.com/homepages/pierrecorrieu/plc_slid.html
- [10]Ameddah Djamel-Eddine, « Conception d'une Commande en temps minimal d'un robot Mobile », Soutenue le 1er juillet 2004.

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

Meziane salima commande adaptative et productive de la machine asynchrone,
thèse doctorat, 2009 Université mentouri Constantin.