

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche
Scientifique



Université de Ghardaïa

Faculté des Sciences et Technologie
Département des Sciences et Technologie

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

LICENCE

Domaine : Science et Technologie

Filière : Génie électrique

Spécialité : Maintenance en instrumentation industrielle

THEME:

Commande par mode de glissement d'un Moteur pas à pas à Aimant Permanent

PAR :

Mustapha AHMANI
A.madjid BENHAMADI
A.waheb CHRAA

Jury:

M^F: DJELLOULI Tahar

Maitre Assistant A Univ. Ghardaïa

Encadreur

M^F: LADJAL Boumedién

Maitre Assistant A Univ. Ghardaïa

Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2013/2014

REMERCIEMENTS

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier sincèrement Mr Djelouli et Mr Ben Chaaben, pour la confiance qu'elle nous a faite en nous proposant ce sujet, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'ils a bien voulu me consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

J'exprime ma gratitude à tous les consultants et internautes rencontrés lors des recherches effectuées et qui ont accepté de répondre à mes questions avec gentillesse.

Je n'oublie pas mes parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes



Résumé

Les moteurs pas à pas sont des moteurs spéciaux utilisés pour commander avec une grande précision le déplacement et la position d'un objet. Comme leur nom l'indique, ces moteurs tournent par incréments discrets. Chaque incrémentation de rotation est provoquée par une impulsion de courant fournie à l'un des enroulements du stator.

Le moteur pas à pas constitue donc un dispositif de positionnement de grande précision. C'est pourquoi on l'utilise dans les machines outils, les traceurs x-y, les machines à écrire, les platines de magnétophones et les imprimantes.

Nous expliquerons dans ce mémoire le principe de fonctionnement des types de moteurs pas à pas, ainsi que leurs propriétés et leurs limitations.

Selon la construction du rotor, on distingue trois types de moteurs pas à pas :

les moteurs à réluctance, les moteurs à aimants permanents et les moteurs hybrides. Les moteurs hybrides comportent deux armatures de fer doux à pôles saillants, enserrant un aimant permanent axial qui crée une alternance de pôles N et S.

Les enroulements du stator sont de type bipolaire (une bobine par pôle créant un pôle N ou S selon le sens du courant) ou unipolaire (deux bobines par pôle créant chacune un pôle qui a toujours la même polarité). Ils sont excités à tour de rôle par une source de tension continue, à travers des commutateurs électroniques, généralement des transistors. L'excitation peut être de type ondulée (un seul groupe de bobines alimentées à la fois), de type standard (deux groupes de bobines alimentées en même temps) ou de type demi pas (combinaison des deux modes précédents).

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude de simulation d'une commande par mode glissant d'un moteur pas à pas.

Le comportement d'un moteur pas à pas dépend beaucoup de la source d'alimentation qui génère les impulsions. Ces impulsions sont généralement initiées par un micro-processeur, microcontrôleur ou par un ordinateur.

En effet, pour établir la simulation de ce moteur, on a utilisé un modèle mathématique qui tient en compte les équations représentant le fonctionnement de notre système bien sûr avec certaines hypothèses simplificatrices. De plus on tient compte de la non linéarité de ce système,

Nous avons développé une méthode de commande d'un moteur pas à pas par mode glissant, Les résultats nous montrent clairement l'efficacité et les avantages de cette technique grâce à sa robustesse vis à vis aux variations externes et internes suite à sa nature qui s'adapte bien avec les systèmes à caractère non linéaire.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre 01 : structures des moteurs pas à pas

<i>1.1 Introduction</i>	2
<i>1.2 Différents types de moteur pas à pas</i>	2
<i>1.2.1 Moteur a reluctance variable</i>	3
<i>1.2.1.1 Moteur a reluctance variable à circuit magnétique Unique</i>	5
<i>1.2.1.2 Moteur à reluctance variable à plusieurs circuits Magnétiques</i>	7
<i>1.2.4 Structure de machines a plots</i>	7
<i>1.2.5 Caractéristiques principales du moteur à reluctance Variable</i>	9
<i>1.2.6 Le moteur a aimant permanent</i>	10
<i>1.2.7 Caractéristiques principales du moteur à aimant Permanent</i>	12
<i>1.2.8 Le moteur hybride</i>	12
<i>1.2.9 Caractéristiques principales du moteur hybride</i>	12
<i>1.2.10 Comparaison des trois catégories des moteurs pas a pas</i>	13
<i>1.3 Comparaison avec le moteur a courant continu</i>	13
<i>1.4 Domaine d 'application des moteurs pas à pas</i>	14
<i>1.5 Conclusion</i>	15

Chapitre 02 : modélisation de moteur pas a pas a aimant permanent

<i>2.1 Introduction</i>	16
<i>2.2 Modélisation du moteur pas a pas a aimant permanent</i>	16
<i>2.2.1 Équations des tensions :</i>	16
<i>2.3 Transformation de Park :</i>	18
<i>2.3.1 Transformation de Park appliquée au moteur pas a pas a aimant permanent</i>	18
<i>2.3.2 Équation de couple</i>	19
<i>2.4 Domaine de fonctionnement du moteur pas a pas</i>	19

2.4.1 Comportement statique	19
2.4.2 Comportement dynamique	20
2.5 Caractéristique couple vitesse	21
2.6 Modes de séquencement du moteur pas à pas	22
2.7 Schéma de simulations	23
2.8 Résultats de simulation	24
2.8.1 Simulation de moteur pas à pas pour $f=10\text{hz}$	24
2.8.2 Simulation de moteur pas à pas pour $f=10\text{hz}$	25
2.9 Conclusion	26

Chapitre 03 : concept général de la commande par mode de glissement

3.1 Introduction	27
3.2 Théorie de la commande par mode de glissement	27
3.2.1 Système à structure variable	27
3.3 Conception de la commande par mode glissant	28
3.3.1 Choix de la surface de glissement	29
3.3.2 Conditions de convergence	30
3.3.2.1 Fonction directe de commutation	30
3.3.2.2 Fonction de LYAPUNOV	30
3.3.3 Calcul de la commande	31
3.3.3.1 Définition des grandeurs de commande	32
3.3.3.2 Expression analytique de la commande	33
3.3.4 Elimination du phénomène de chattering.....	35
3.4. Domaine d'application du réglage par mode glissant	36
3.5. Les avantages de la commande par mode glissant	37
3.6. Conclusion	37

Chapitre 04 : Application de la commande sur le Moteur et l'étude de la stabilité par la seconde Méthode de Lyapunov

4.1 Introduction	38
4.2 Application de la commande au moteur pas à pas à aimant Permanent	38
4.2.1 Commande équivalente	40
4.2.2 Calcul de la commande robuste	41
4.2.3 Calcul de la commande globale	41
4.3 Simulation du moteur pas à pas à aimant permanent par mode glissant	41
4.3.1 Schéma bloc de simulation	42
4.3.2 Résultats de simulation	42
4.3.2.1 Simulation du moteur pour $F=10\text{Hz}$ et $C_r=0$	42
4.3.2.2 Simulation de moteur pour $F=40\text{Hz}$ et $C_r=0$:	43
4.3.2.3 Simulation de moteur pour $F=10\text{Hz}$ et $C_r=0.5\text{nm}$	44
4.3.4 Interprétation des résultats la simulation	45
4.4 Étude de la stabilité par la méthode de Lyapunov	45
4.4.1 Fonction de Lyapunov pour système linéaire :	45
4.4.2 Commande utilisant une fonction de Lyapunov [pie-00]	47
4.4.3 Fonction de Lyapunov	48
4.4.4 Loi de commande par retour d'état pour le moteur pas à pas	48
4.5 Conclusion	49

INTRODUCTION GENERALE

Un moteur pas à pas transforme des impulsions de commande en une rotation de "n" pas du rotor : il permet donc un positionnement précis sans boucle d'asservissement.

De nombreuses applications industrielles utilisent les moteurs pas à pas : en robotique (servomécanisme), en micro-informatique (lecteurs de disquettes, disque dur ...) , dans les imprimantes et tables traçantes, dans le domaine médical : pousse seringue (le moteur pas à pas permet un débit régulier pour la perfusion) .

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classique par exemple à action proportionnelle- intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes.

Dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non-linéarités et à des variations temporelle, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis à vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations .Les lois de commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes.

La commande par mode glissant c'est une commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, [Slo-91] ,[Utk- 78] ,[Gay-96].

1.1 Introduction :

Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique qui assure la transformation d'un signal électrique impulsif en un déplacement mécanique (angulaire ou linéaire). Sa structure de base se présente sous la forme de deux pièces séparées mécaniquement, le Stator et le Rotor.

L'interaction électromagnétique entre ces deux parties assure la rotation.

Dans cette première partie de l'étude nous présenterons les principales caractéristiques des différents types de moteur pas à pas, et leur principe de fonctionnement.

1.2 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 Réluctance variable: Les moteurs à réluctance variable (moteurs MRV) doivent leur nom au fait que le circuit magnétique qui les compose s'oppose de façon variable à sa pénétration par un champ magnétique.

-Moteur à Aimant permanent: Les moteurs à aimants permanents sont semblables aux moteurs à réluctance variable, sauf que le rotor 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 la bobine qui est alimentée et le sens du courant, l'aimant va s'aligner avec le champ.

-Moteur Hybride : Le moteur pas à pas hybride emprunte du moteur à aimant permanent et de la machine à réluctance variable. Il est donc à réluctance variable mais avec un rotor à aimants permanents. L'avantage est un nombre de pas très élevé.

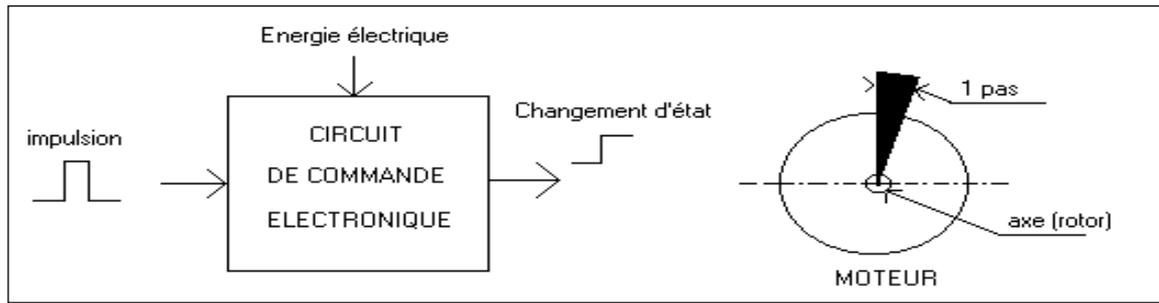


Figure (1.1) : Principe du moteur pas à pas

1.2.1 Moteur a reluctance variable :

Considérons le circuit magnétique simple de la figure (1.2), constitué d'une culasse ferromagnétique fixe et une pièce ferromagnétique mobile dont l'axe est repéré par l'angle θ , [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: $F = NI$

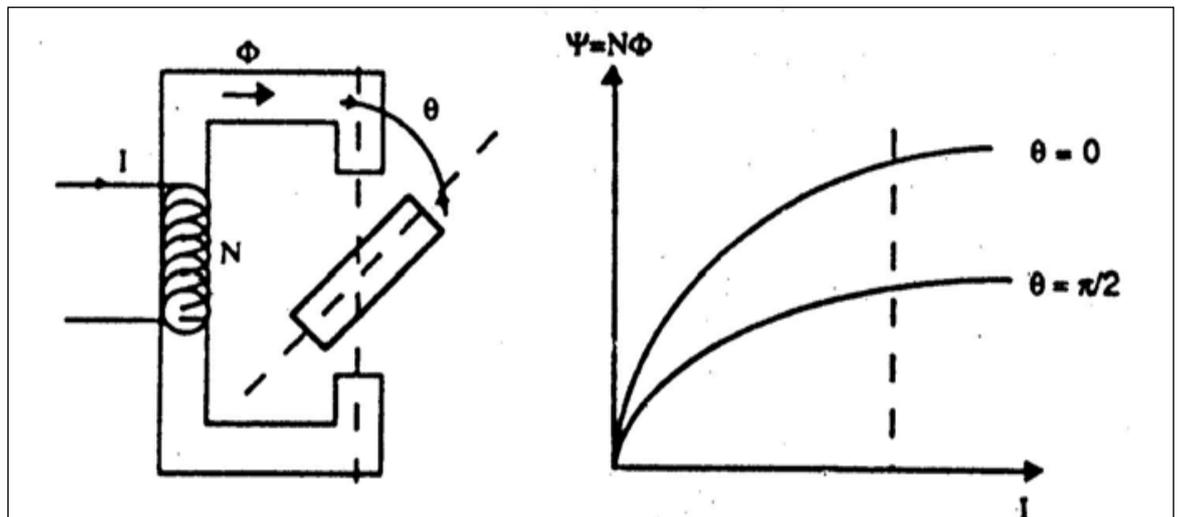


Figure 1.2 Principe de la réluctance variable

Le flux traversant les N spires de l'enroulement varie en fonction de la résistance des différentes portions du circuit, cette résistance est appelée réluctance R , elle est la somme des réluctances de la culasse et de la pièce 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 :

$$P = 1/R$$

En considérant une variation de flux Ψ par rapport au courant I , on peut écrire:

$$\Psi = L I = N^2 I P \quad (1.1)$$

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 1.2). Pour $\theta = 0$ et $\theta = \pi$, le flux est maximal, et il devient minimal pour $\theta = \pm\pi/2$.

La perméance possède donc une périodicité de 2θ . En se limitant au premier harmonique, Elle s'exprime

$$P = P_o + P_1 \cos 2\theta \quad (1.2)$$

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

$$L = N^2 P_o + N^2 P_1 \cos 2\theta = L_o + L_1 \cos 2\theta \quad (1.3)$$

Pour des variations du courant I entre 0 et I_f et du flux ψ entre 0 et ψ_f , nous pouvons déterminer l'énergie magnétique W_e ainsi que la coénergie magnétique W_c Figure (1.3), définie par

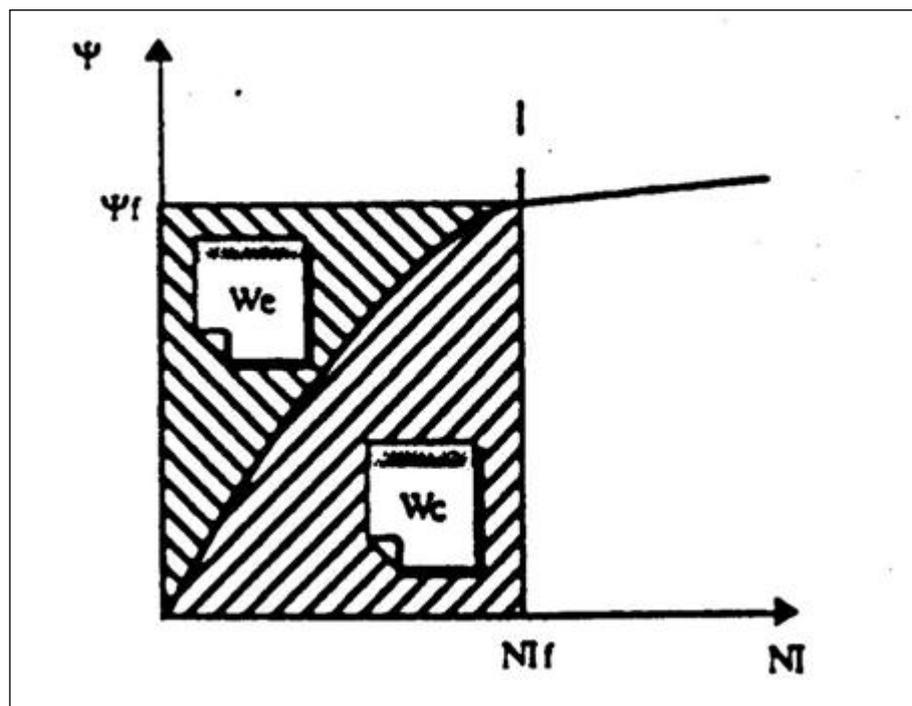


Figure 1.3 : Caractéristique de la variation du flux

Cette énergie définie par:

$$W_e = \int_0^{\psi} I d\psi \quad (1.4)$$

$$W_c = \int_0^{I_f} \psi I dI \quad (1.5)$$

Le couple se déduit alors par:

$$C = \partial W_e / \partial \theta \quad (1.6)$$

$$C = \partial W_c / \partial \theta \quad (1.7)$$

Pour le circuit de la figure (1.3) nous avons:

$$W_e = W_c = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} I \psi = \frac{1}{2} P (NI)^2$$

$$C = \partial W_c / \partial \theta = \frac{1}{2} (NI)^2 \partial P / \partial \theta \quad (1.8)$$

En reprenant la relation 1.2 donnant la variation de la perméance en fonction de la position, le couple s'écrit alors :

$$C = -(NI)^2 P_l \sin 2\theta \quad (1.9)$$

Le couple varie sinusoidalement avec l'angle θ , il est proportionnel au carré du courant dans l'enroulement .

L'exemple du circuit de la figure (1.2), illustre le schéma de principe des moteurs à réluctance . 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.

1.2.1.1 Moteur a réluctance 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 réluctance 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 (1.4),(A-A' puis B-B' puis C-C' puis A-A').

Nombre de pas par tour :

$$N_p = N_s \times N_r / N_s - N_r$$

Le sens de rotation ne dépend pas du sens du courant mais de l'ordre d'alimentation des bobines.

Calcul de nombre de pas par tour N_p pour

$$N_s = 6$$

$$N_r = 4$$

$$N_p = (6 \times 4) / (6 - 4) = 12 \text{ Pas par tour.}$$

Déplacement angulaire correspondant à 1 pas = $360^\circ / 12 = 30^\circ$

Le rotor devra donc faire 12 pas (de 30°) pour faire un tour.

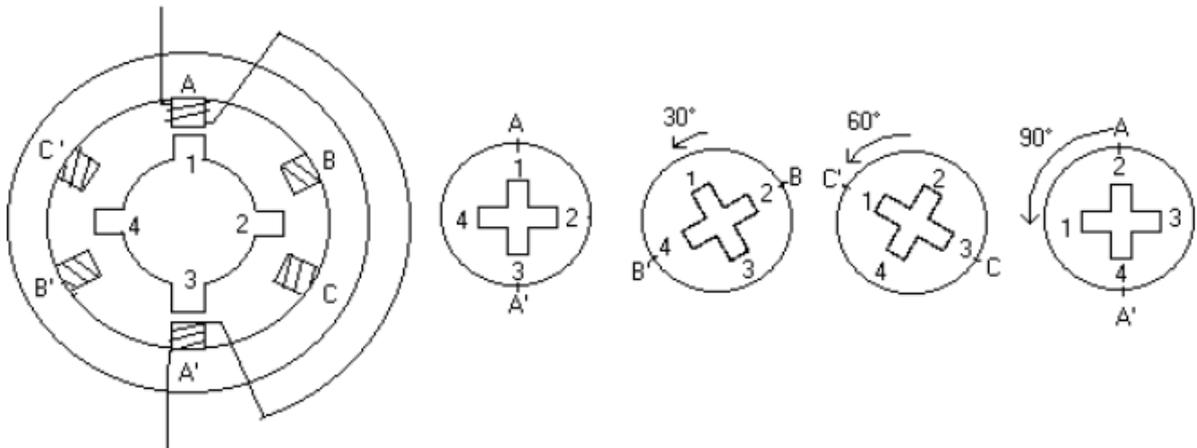
Il y a une autre façon de calculer le nombre de pas par tour :

Le pas électrique est donnée :

$$\theta_e = 2\pi / N_c = 360 / 3 = 120^\circ$$

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

Électrique de la machine.



Figure(1.4) Structure d'un moteur à réluctance variable à trois

Phases

Le déplacement mécanique pour un pas est:

$$\theta_p = \theta_e / N_r = 120^\circ / 4 = 30^\circ$$

sur un tour mécanique, le moteur dispose donc de nombre de pas :

$$N_p = 360 / 30 = 12 \text{ pas}$$

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].

1.2.1.2 Moteur à réluctance variable à plusieurs circuits Magnétiques :

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(1.5), montre une structure avec trois stators régulièrement décalés de $2\pi/mNr$ où :

m : nombre de phases

Nr : nombre de dent rotorique

Ns : nombre de dent statorique

$Ns = Nr = 6$ et $m = 3$, l'angle de pas θ_p est donc égal à 20° .

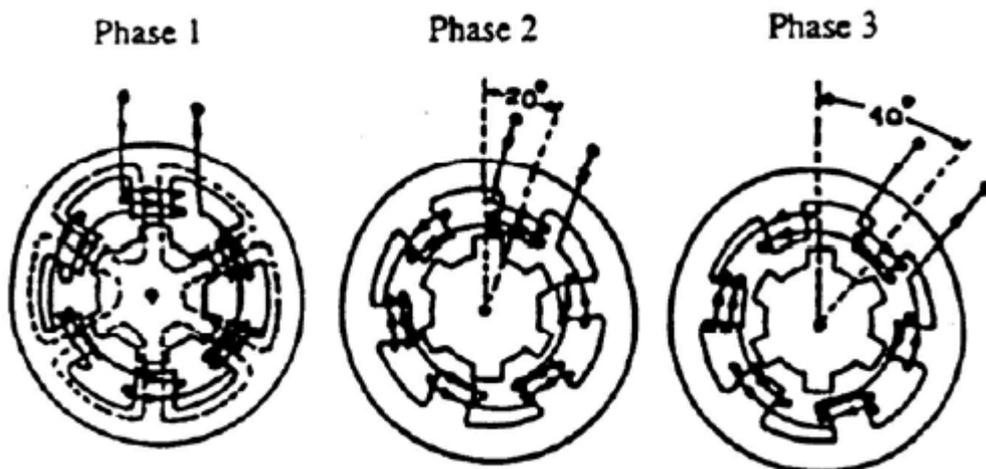


Figure 1.5 Structure d'un moteur à plusieurs circuits
Magnétique (multi-stack)

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

1.2.4 Structure de machines à plots :

Cette structure se déduit directement de la structure à plusieurs circuits magnétique "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 $2\pi / Nps$

avec Nps : 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 θ_s et θ_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.

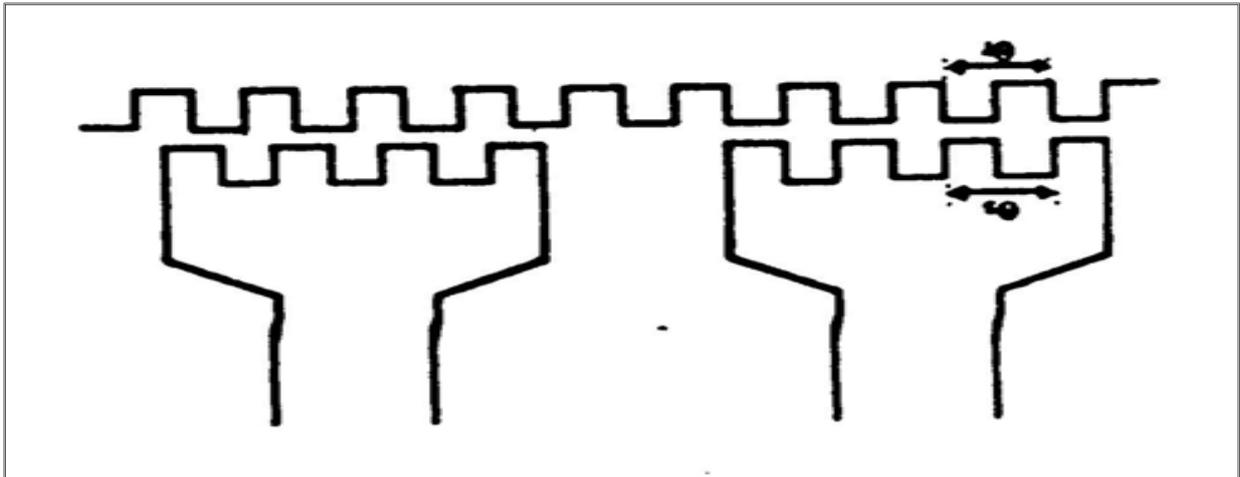


Figure 1.6 plots à denture localisée

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.

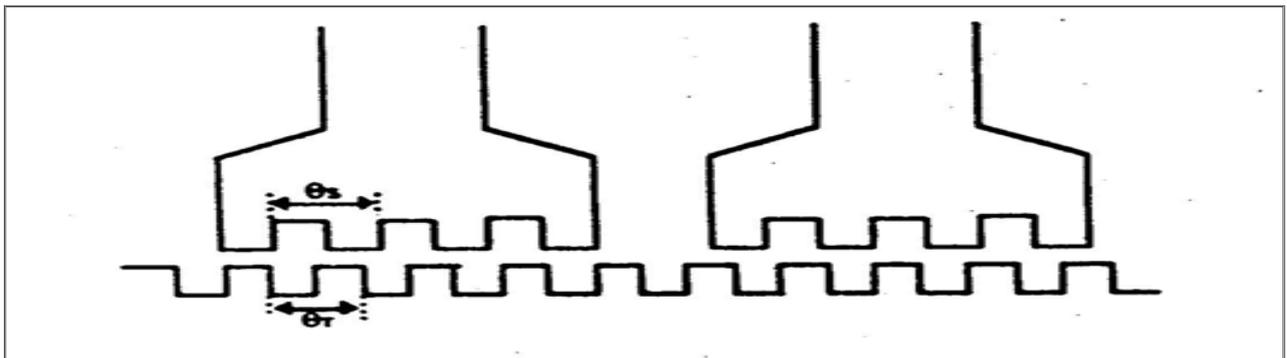


Figure 1.7 Plots à denture distribuée

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 distribuée 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 (1.10):

$$N_r = k \cdot N_{ps} + r \quad (1.10)$$

Avec: k entier ≥ 1 et $(-N_{ps}/2) < r < (N_{ps}/2)$

Le pas élémentaire sera donc:

$$\theta_p = (2\pi * r) / N_{ps} N_r$$

le nombre de pas par tour est :

$$N_p = (2\pi / \theta_p) = (N_{ps} N_r) / |r| \quad (1.11)$$

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 (1.10). Ce problème peut être évité en réalisant des structures à plots "dissymétriques". Il y a alors différents décalages inter plots 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].

1.2.5 Caractéristiques principales du moteur à reluctance Variable :

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

- Une bonne précision du positionnement
- Un couple développé proportionnel au carré du courant
- De faibles 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

1.2.6 Le moteur à aimant permanent :

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 1.8 représente la structure d'un moteur pas à pas diphasé. Le moteur comporte quatre plots au stator portant les deux phases α et β . 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 la figure 1.8a et 1.8c. L'alimentation simultanée des deux phases permet de définir des positions stables intermédiaires figure 1.8b, appelées demi pas.

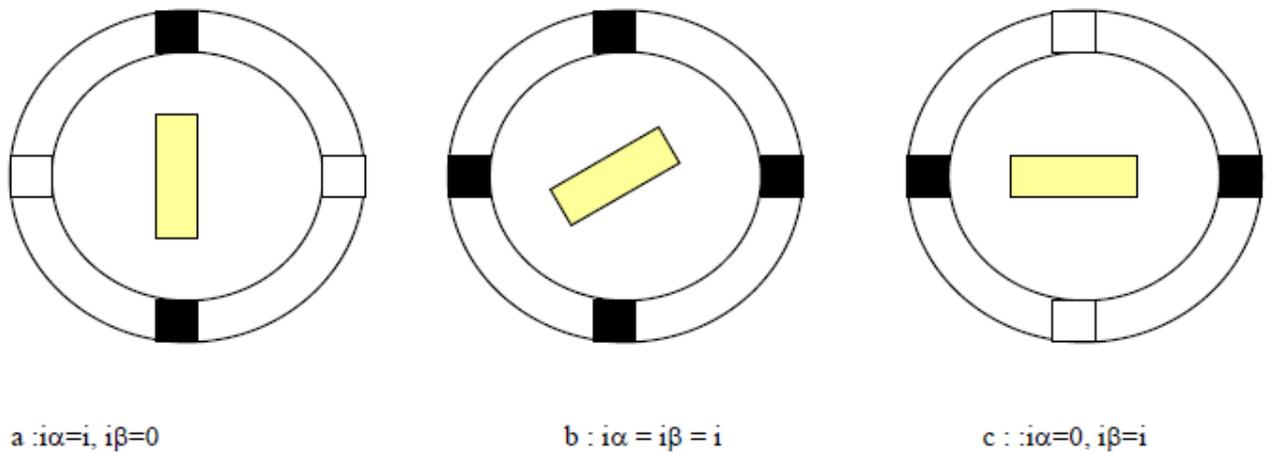


Figure 1.8 Structure d'un moteur pas à pas à aimant permanent

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:

$$C_d = -k \sin 4\theta_e \quad (1.12)$$

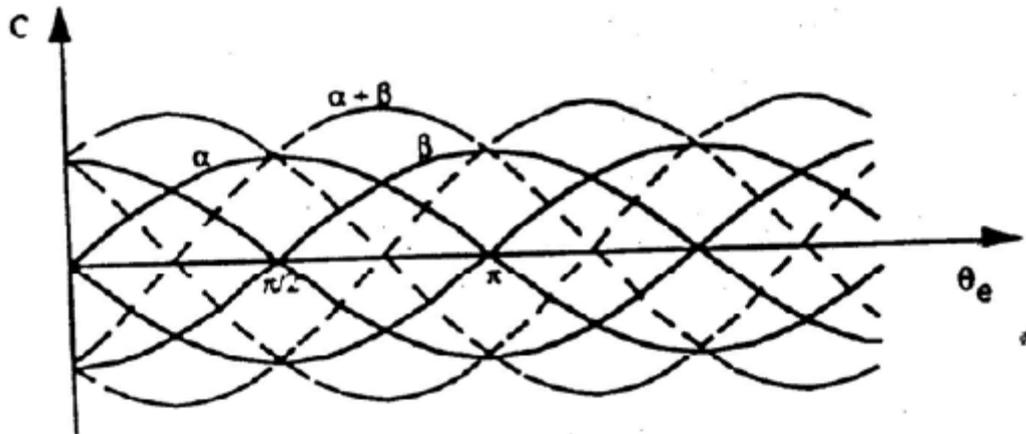


Figure 1.9 Formes idéalisées des couples

Pour d'autres géométries de moteurs à aimants, le couple de détente peut avoir une périodicité en $2\theta_e$, au lieu de $4\theta_e$, [Abi-86].

a-MODE MONOPHASE

L'alimentation d'une seule phase à chaque pas le couple développé par le moteur n'est pas très important. La figure (1.9a) montre la chronologie à respecter (AB, CD, BA, DC, puis AB...)

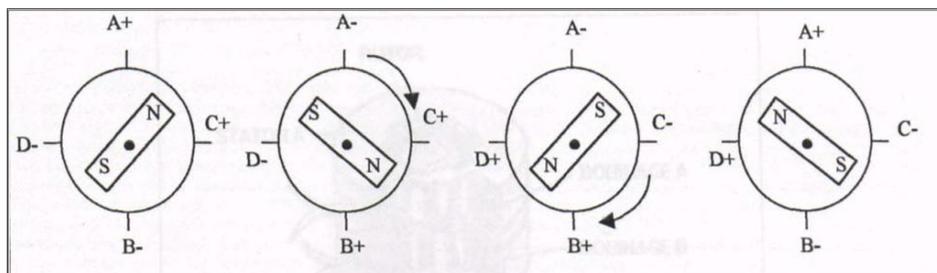


Figure (1.9a) Mode monophasé

b-MODE BIPHASE

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

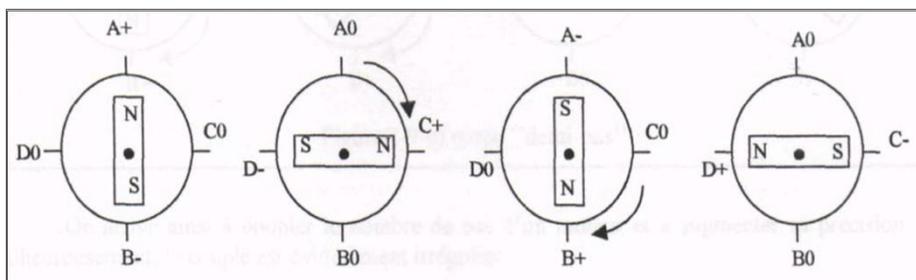


Figure (1.10b) Mode biphase

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.

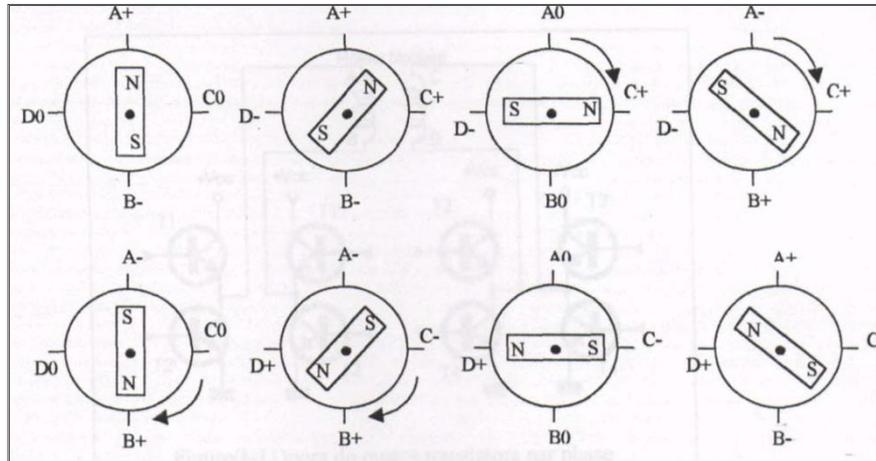


Figure (1.11c) Mode demi pas

1.2.7 Caractéristiques principales du moteur à aimant Permanent :

- Un couple développé proportionnel au carré du courant
- De faible inertie 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

1.2.8 Le moteur hybride :

On superposant le principe du moteur à réluctance 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 disques 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].

1.2.9 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° et 3600 pas par tour.

1.2.10 Comparaison des trois catégories des moteurs pas à pas:

Type de moteur	Moteur à aimant permanent	Moteur à réluctance variable	Moteur hybride
Résolution (Nombre de pas/tour)	Moyenne	Bonne	Elevée
Couple moteur	Elevé	Faible	Elevé
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

1.3 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 réinjection pour le repérage de la position (régulation en boucle ouverte)	Nécessite d'un repérage (potentiomètre codeur, tachymètre)
Robuste usure lente, moteur pouvant être Etanche	Usure des balais
Bonnes caractéristiques d'immobilisation asservie électriquement	Blocage par dispositif mécanique
Couple massique important obtenu à faible fréquence de commutation	
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'entraînement et d'asservissement
La position est définie par la séquence de Commutation	Couple indépendant de la position et la vitesse

1.4 Domaine d'application des moteurs pas à pas

Vu les qualités du moteur pas à pas et surtout ce qui concerne la grande précision de positionnement, son utilisation s'oriente de plus en plus vers des domaines différents.

- horlogerie (moteurs de type Lavet ou variantes, monophasés à aimants)

- péri-informatique :

avance des têtes de lecture de disques mémoire (dans les disques durs actuels, on utilise des actionneurs à bobine mobile plus rapides) imprimantes, scanners, machines à écrire...

- distributeurs automatiques :

billets de banques boissons, alimentation

lecteurs : de cartes magnétiques (tickets métro, publiphones...)

tables de positionnement X,Y, scanners médicaux accessoires automobiles

orientation d'antennes certains appareils photos et caméscopes

1.5 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.

2.1 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

2.2 Modélisation du moteur pas à pas à aimant permanent

2.2.1 Équations des tensions :

Les expressions des tensions U_α et U_β aux bornes des deux phases α et β

Respectivement, sont :

$$\begin{aligned} U_\alpha &= R_\alpha I_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ U_\beta &= R_\beta I_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Avec : R_α, 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} .

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= \psi_{\alpha\alpha} + \psi_{\alpha\beta} + \psi_{\alpha m} \\ \psi_\beta &= \psi_{\beta\beta} + \psi_{\alpha\beta} + \psi_{\beta m} \end{aligned} \quad (2.2)$$

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

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

Nous pouvons écrire :

$$\frac{d\psi_{\alpha\alpha}}{dt} = L_{\alpha\alpha} \frac{dI_{\alpha}}{dt} \quad (2.3)$$

$$\frac{d\psi_{\beta\beta}}{dt} = L_{\beta\beta} \frac{dI_{\beta}}{dt} \quad (2.4)$$

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

$$\psi_{\alpha m} = \psi_0 \cos(N_r \theta) \quad (2.5)$$

$$\psi_{\beta m} = \psi_0 \sin(N_r \theta) \quad (2.6)$$

- ψ_0 : Flux mutuel maximal produit par l'aimant
- N_r : nombre de dents rotorique
- θ : angle de position mécanique.

$$\frac{d\psi_{\alpha m}}{dt} = -Kw \sin(N_r \theta) \quad (2.7)$$

$$\frac{d\psi_{\beta m}}{dt} = -Kw \cos(N_r \theta) \quad (2.8)$$

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 Peuvent être négligés. On a : $\psi_{\alpha\beta} = \psi_{\beta\alpha} = 0$

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

$$\frac{d\psi_{\alpha}}{dt} = L_{\alpha\alpha} \frac{dI_{\alpha}}{dt} - kw \sin(N_r \theta) \quad (2.9)$$

$$\frac{d\psi_{\beta}}{dt} = L_{\beta\beta} \frac{dI_{\beta}}{dt} - kw \cos(N_r \theta) \quad (2.10)$$

En posant $R_{\alpha} = R_{\beta} = R$ et $L_{\alpha} = L_{\beta} = L$ la relation de deviennt alors :

$$U_{\alpha} = RI_{\alpha} + L \frac{dI_{\alpha}}{dt} - Kw \sin(N_r \theta) \quad (2.11)$$

$$U_{\beta} = RI_{\beta} + L \frac{dI_{\beta}}{dt} - Kw \cos(N_r \theta) \quad (2.12)$$

Avec:

$$U_{am} = -Kwsin(N_r\theta) \quad (2.13)$$

$$U_{\beta m} = Kwcos(N_r\theta) \quad (2.14)$$

U_{ma} et $U_{\beta m}$ représentent les tensions induites de mouvement dans les deux phases α et β . Le modèle mathématique des phases, donnée par les relations (2.11) et (2.12), permet de Schématiser chacune d'elles par le circuit électrique de la figure (2.1)

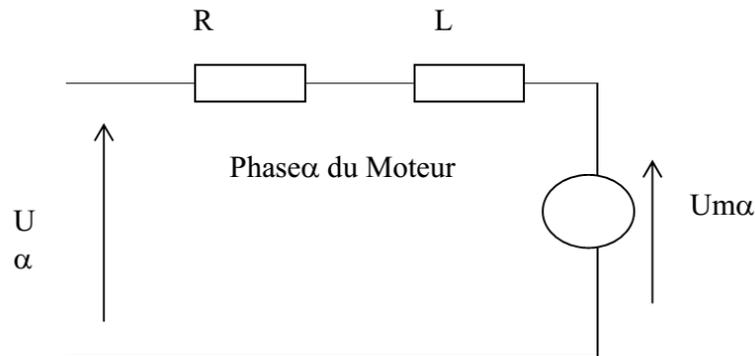


Figure 2.1 Schéma équivalent d'une phase du moteur

2.3 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.

2.3.1 Transformation de Park appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent

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

$$M = \begin{vmatrix} \cos N_r\theta & \sin N_r\theta \\ -\sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{vmatrix} \quad (2.15)$$

$$M^{-1} = \begin{vmatrix} \cos N_r\theta & -\sin N_r\theta \\ \sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{vmatrix} \quad (2.16)$$

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

$$\begin{aligned} V_{\alpha\beta} &= M^{-1}V_{dq} & V_{dq} &= M \cdot V_{\alpha\beta} \\ i_{\alpha\beta} &= M^{-1}i_{dq} & i_{dq} &= M \cdot i_{\alpha\beta} \end{aligned}$$

et le modèle de l'équation (2.11) et (2.12) voir la transformation dans l'annexe (A). D'ou les équations s'expriment sous la forme suivante :

$$L \frac{di_q}{dt} = V_d - Ri_d + N_r L \Omega i_q \quad (2.17)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = V_q - Ri_q - N_r L \Omega i_d - K \Omega \quad (2.18)$$

2.3.2 Équation de couple

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

$$C_e = \psi_{am}(-I_\alpha \sin\theta_e + I_\beta \sin\theta_e) + M[(I_\beta^2 - I_\alpha^2) \sin 2\theta_e + 2I_\alpha I_\beta \cos 2\theta_e] \quad (2.19)$$

Avec :

- ψ_{am} : Le flux crée par l'aimant dans les bobines
- $I_\alpha I_\beta$: Les courants d'alimentation on des deux phases
- θ_e : L'angle électrique de la machine
- M : le coefficient d'inductance mutuelle entre les deux phases

La relation précédente montre que le couple développé est le résultat de deux

Effets. L'un, proportionnel à ψ_{am} , est du 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 simplifie l'expression du couple:

$$C_e = \psi_{am}(-I_\alpha \sin\theta_e + I_\beta \sin\theta_e) \quad (2.20)$$

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

$$C_e = I_\alpha \frac{d\psi_\alpha}{d\theta} + I_\beta \frac{d\psi_\beta}{d\theta} \quad (2.21)$$

$$C_e = -K(I_\alpha \sin(N_r \theta) - I_\beta \sin(N_r \theta)) \quad (2.22)$$

2.4 Domaine de fonctionnement du moteur pas à pas :

2.4.1 Comportement statique

Soit un moteur à aimant à deux phases α et β , alimenté selon une configuration

Qui fait correspondre, pour un couple de charge nul, une position d'équilibre (figure 2.2)

.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 :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = C - C_r \quad (2.23)$$

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 θ_1^-

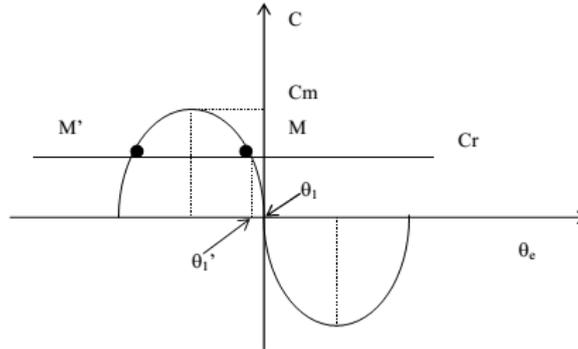


Figure 2.2 Caractéristique statique

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

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

Où C_m est le couple de maintien qui correspond au couple de charge maximal applicable au Rotor, sans provoquer sa rotation

2.4.2 Comportement dynamique

En appliquant le principe fondamental de la dynamique on obtient:

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e + F\omega + Crs \cdot \sin(\omega) + C_r \quad (2.24)$$

avec:

F : coefficient de frottement visqueux

C_r : couple de charge

Crs : coefficient de frottement sec

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ki_q - C_r \quad (2.25)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (2.26)$$

2.5 Caractéristique couple vitesse :

Couple d'arrêt ou couple de maintien

Le couple maximum de rotation avec lequel on peut solliciter l'arbre d'un moteur pas à pas excité statiquement, sans qu'il ne se produise de modification de son angle de rotation.

Plage de démarrage

Plage dans laquelle un moteur pas à pas peut être actionné en synchronisation avec la fréquence de travail sans rampe d'accélération ou de décélération.

Fréquence limite de démarrage

Fréquence maximale avec laquelle un moteur pas à pas ne peut démarrer à la charge indiquée, sans perdre de pas.

Plage d'accélération

Plage de travail dans laquelle un moteur pas à pas peut être actionné en synchronisation avec la fréquence de travail, sans qu'il ne se produise d'erreur de pas. Il faut cependant qu'il soit actionné avec une rampe d'accélération et de décélération.

Couple limite de travail

Le couple de rotation maximale avec lequel on peut solliciter un arbre de rotation avant qu'il ne sorte de la cadence.

Fréquence maximale des pas

La fréquence maximale admise avec laquelle un moteur pas à pas est actionné à vide sans perte de pas. Cependant, le moteur ne peut être démarré ou stoppé avec cette fréquence sans perte de pas.

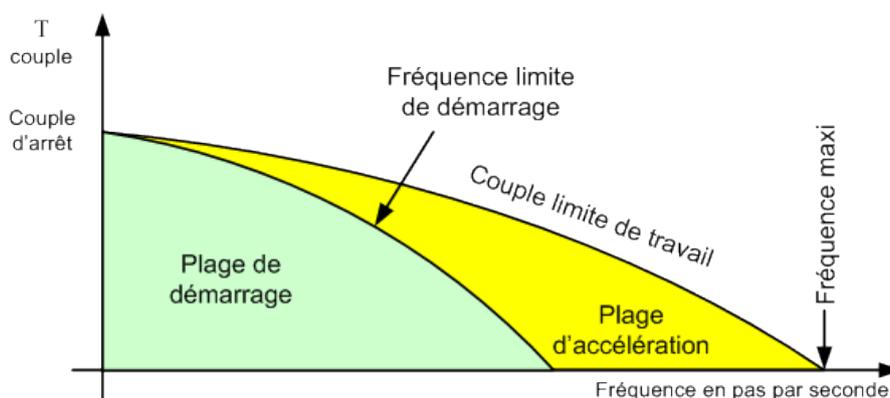


Figure 2.3 Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas

2.6 Modes de séquencement du moteur pas à pas :

La rotation du moteur s'effectue par une séquence de permutation circulaire des configurations d'alimentation dans un sens ou dans l'autre. Les alimentations actuelles sont généralement classées en cinq modes :

- Mode 1 : une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal I_n . C'est dans ce cas qu'est défini le pas angulaire.
- Mode 2 : deux phases sont alimentées à la fois par le courant I_n . Le couple est plus important d'un facteur $\sqrt{2}$.
- Mode 3 : la combinaison en alternance des deux modes précédents permet de fonctionner en demi-pas.
- Mode 4 : on utilise le même principe que précédemment mais, lorsqu'une seule phase est alimentée, le courant est augmenté d'un facteur $\sqrt{2}$, afin d'obtenir le couple du Mode 2 avec une précision double.
- Mode 5 : ce mode, communément appelé "ministepping", consiste à multiplier les positions intermédiaires en alimentant chaque phase par des "fractions" du courant nominal. Cela correspond à l'extension du fonctionnement en mode 4.

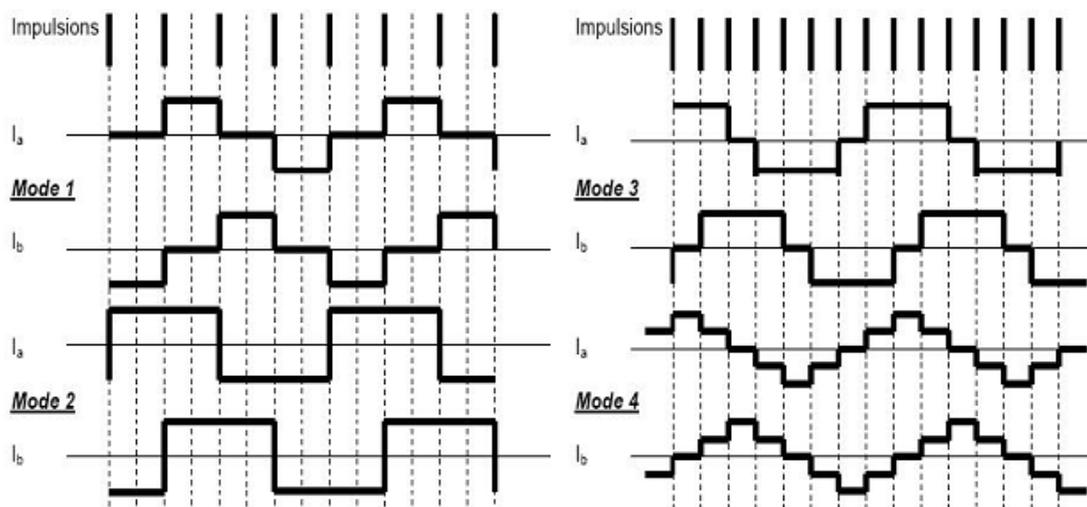


Figure 2.4 courants théoriques en alimentation bipolaire des principaux modes

Les différents modes d'alimentation

2.7 Schéma de simulations :

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

Il y a deux schémas blocs, la figure (2.7) représente le schéma bloc du moteur dans le Référentiel α - β , et la figure (2.8) représente le schéma bloc du moteur dans le référentiel d-q.

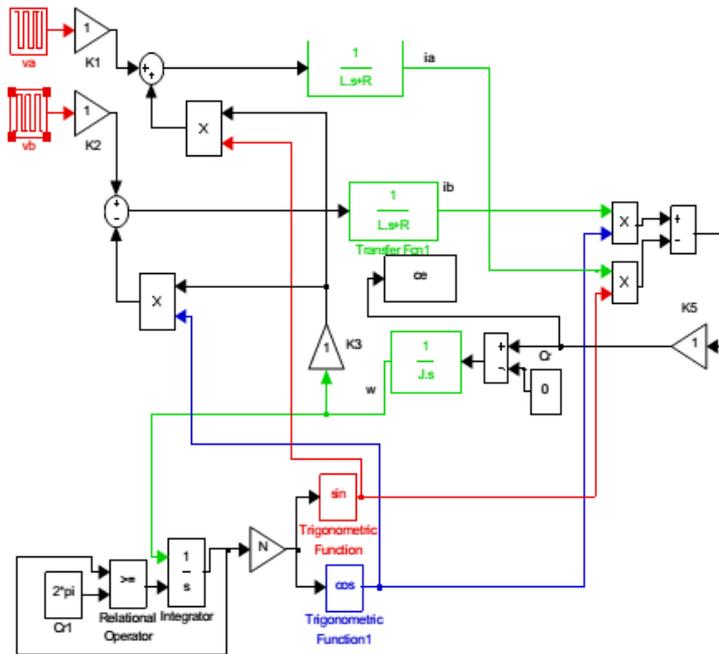


Figure (2.7) Schéma de simulation du moteur dans le référentiel α - β

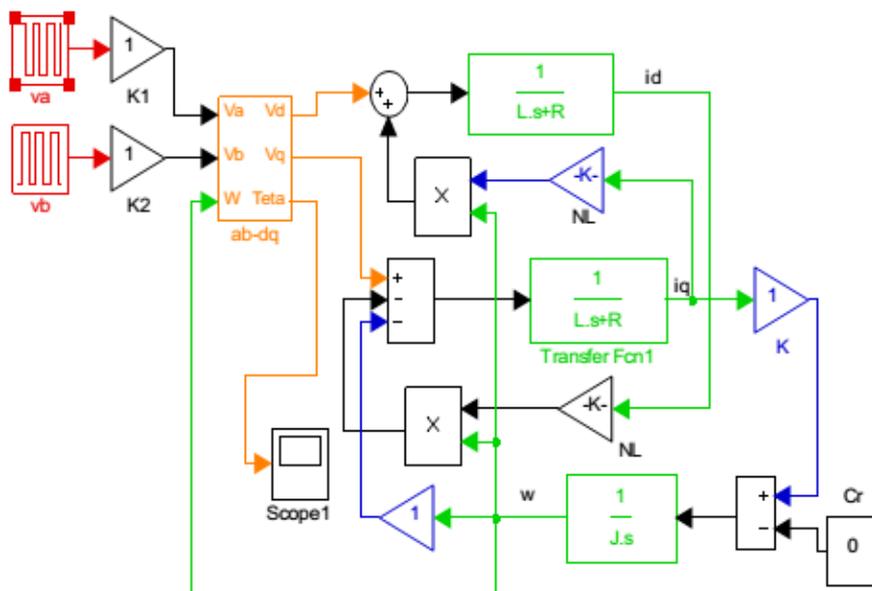


Figure (2.8) Schéma de simulation du moteur dans le référentiel d-q

2.8 Résultats de simulation :

Les paramètres de moteur pas à pas utilisés en simulation sont donnés en annexe B. 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 (2.9), et (2.10) 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.

2.8.1 Simulation de moteur pas à pas pour $f=10\text{hz}$

Les résultats de la simulation sont rassemblés dans la figure (2.9)

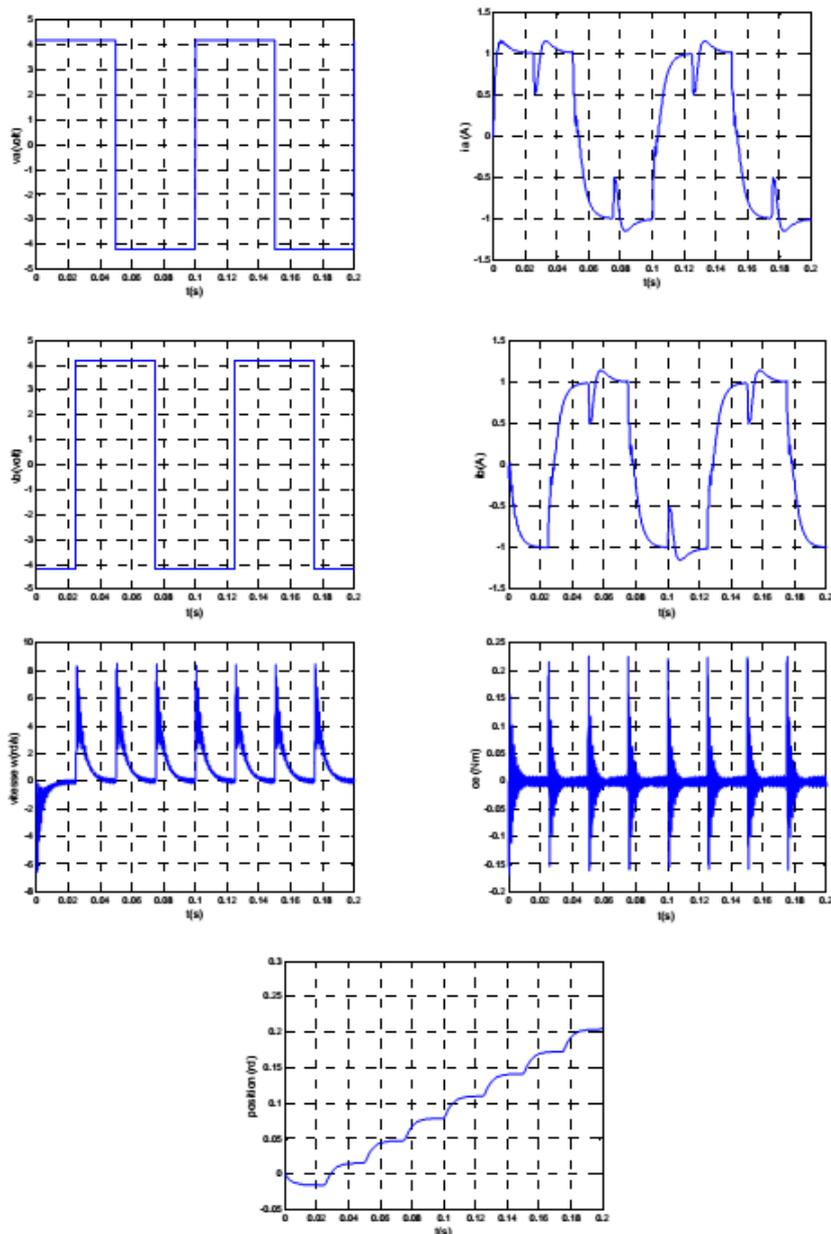


Figure (2.9) Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel (α - β) à vide pour $f=10\text{HZ}$

2.8.2 Simulation de moteur pas à pas pour $f=10\text{hz}$

Les résultats de la simulation sont rassemblés dans la figure (2.10)

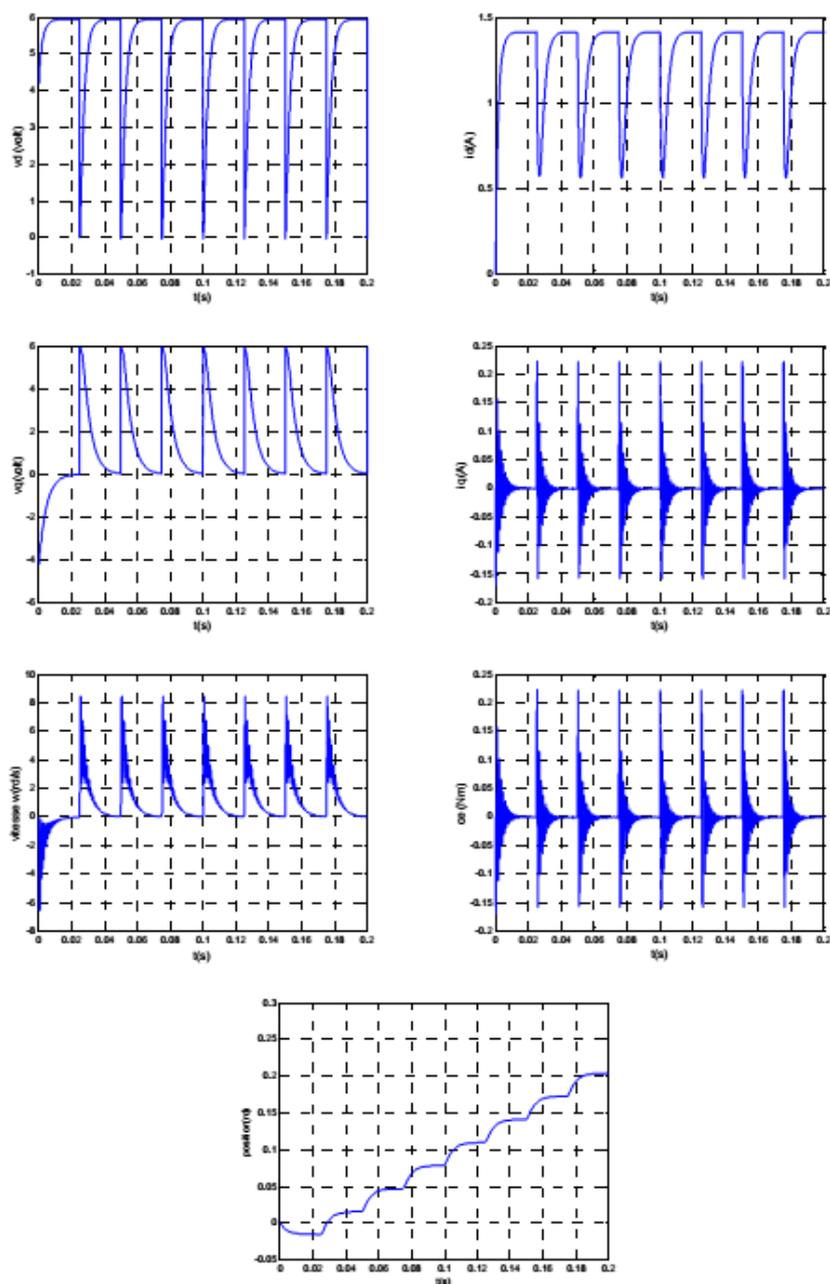


Figure (2.10) Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel

(d-q) à vide pour $f=10\text{HZ}$

2.9 Conclusion :

Dans cette partie nous avons présenté le modèle mathématique du moteur pas à pas à Aimant permanent, et la simulation pour voir le comportement du moteur qui est 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. Notre prochain chapitre est consacré à la présentation de concept général de la commande par mode glissant.

3.1 Introduction

La théorie du réglage par mode de glissement a été développée depuis plusieurs années déjà. Les premiers travaux ont été réalisés en URSS [1], pour être repris et poursuivis dans d'autres pays.

En fait, le mode de glissement est un mode particulier de fonctionnement des systèmes à structure variable. Le changement de structure peut se faire soit au niveau de la contre-réaction du régulateur, soit dans le système à régler lui-même au niveau de l'organe de commande [2].

Le travail présenté ici traitera uniquement de ce deuxième type de systèmes à structure variable.

Le développement récent d'organes de commande à deux positions performants, tels que le variateur à courant continu ou l'onduleur, justifie de plus en plus l'application de la théorie du réglage par mode de glissement.

-Les objectifs de ce travail de thèse sont reflétés par les thèmes suivants :

- *application du réglage par mode de glissement au réglage de position d'entraînements réglés,*
- *simplification d'un système réglé par mode de glissement dans le but d'un traitement par le réglage d'état,*
- *étude des instabilités dues aux limitations des grandeurs internes des régulateurs*
- *proposition d'une solution pour les éviter,*
- *étude approfondie de différentes structures de réglage de position d'un système oscillant à deux masses, représentatif d'un axe d'une machine-outil.*

3.2 Théorie de la commande par mode de glissement [nem-01]

3.2.1 Système à 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, [Hun-93],[Gao-93] .

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,[Sol-84],[Hun-93] .

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, [Gao-93] :

- 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.
- 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 $s(x,y)=0$.
- 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. [Hun-93, Gao-93] .

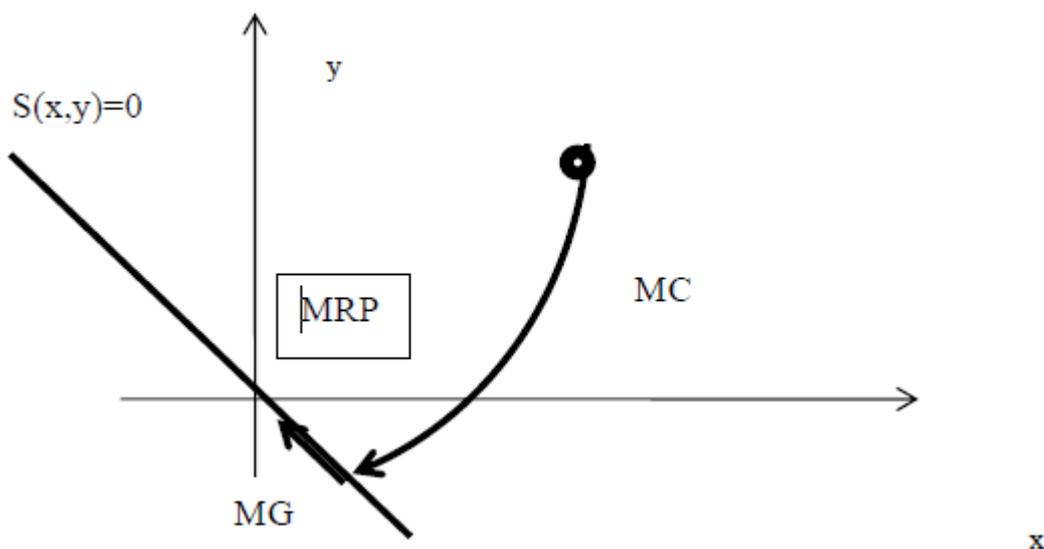


Fig. (3.1) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

3.3 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, [Slo-91]. 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, [Gao-93].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre, [Hun-93].

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

3.3.1 Choix de la surface de glissement:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [Tam 00], [Ham03].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x, t) + g(x, t) v(t) \\ y = C^T x, y \in R^m \end{cases}$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m .

En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Le professeur J. J. Slotine [Slo 86] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.1)$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r=1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r=2$, $S(x) = \lambda x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r=3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

3.3.2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.

Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

3.3.2.1 Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par [Emi 67] et [Utk 77]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (3.2)$$

3.3.2.2 Fonction de LYAPUNOV:

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera 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 V tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [Tam 00].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (3.3)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (3.4)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

Ceci est vérifié si :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (3.5)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés

Figure(3.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

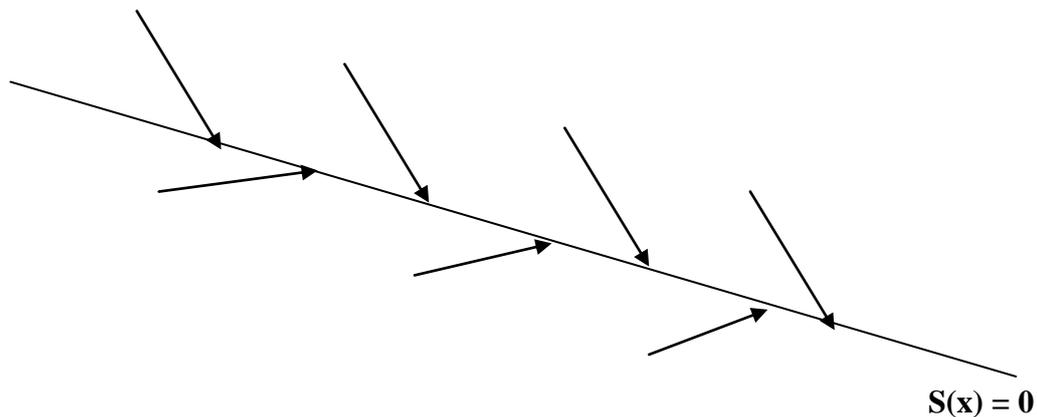


Fig. 3.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

3.3.3 Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre V_{Max} et V_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement figure (3.3).

Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

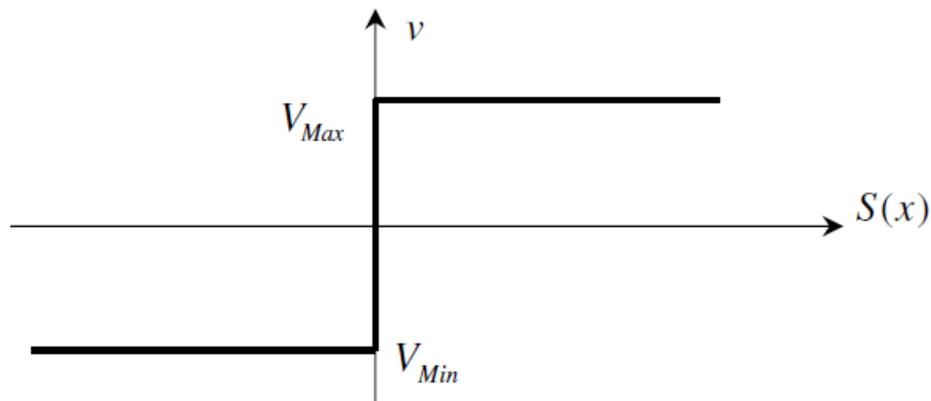


Fig. 3.3 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

3.3.3.1 Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \quad (3.6)$$

$v(t)_{eq}$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov [Fil 60] et Utkin [Utk 77]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement

est décrit par : $\dot{S}(x) = \dot{x} = 0$

$v_N(t)$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

$S(x) \dot{S}(x) < 0$, Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme v_N est donné par :

$$v_N = S(x) = K \cdot \text{sign}(S(x))$$

Avec :

$$S > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre V_{Max} et V_{Min} .

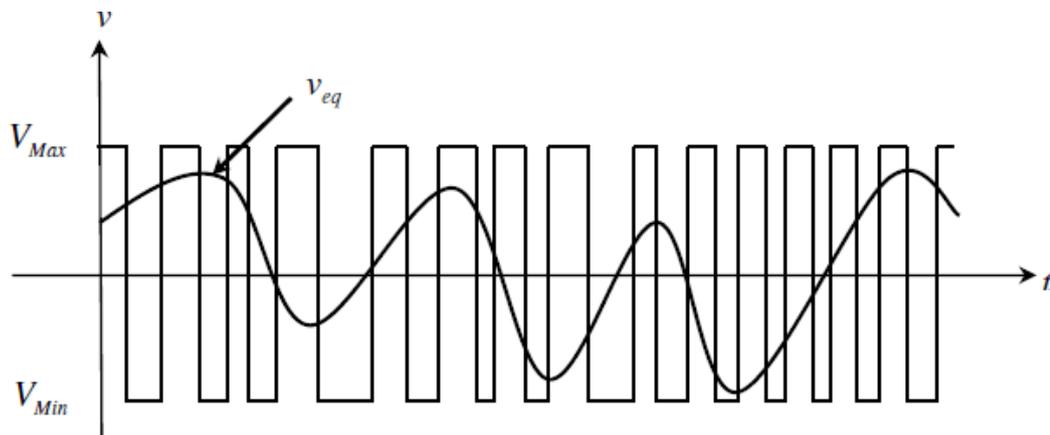


Fig. 3.4 : La valeur V_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre V_{Max} et V_{Min} .

3.3.3.2 Expression analytique de la commande:

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.8).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) v(t) \quad (3.7)$$

Le vecteur v est composé de deux grandeurs : V_{eq} et V_N , soit :

$$V(t) = V_{eq}(t) + V_N \quad (3.8)$$

A partir des équations (3.7) et (3.8), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{ds}{dx} \{f(x, t) + g(x, t)V_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)V_N\} \quad (3.9)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$V_{eq} = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad V_N = 0 \quad (3.10)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme V_{eq} par sa valeur (3.10) dans l'équation (3.8), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} \quad (3.11)$$

Le problème revient à trouver V_N tel que :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} < 0 \quad (3.12)$$

La solution la plus simple est de choisir V_N sous la forme de relais Figure (3.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$V_N = K \text{ signe}(S(x)) \quad (3.13)$$

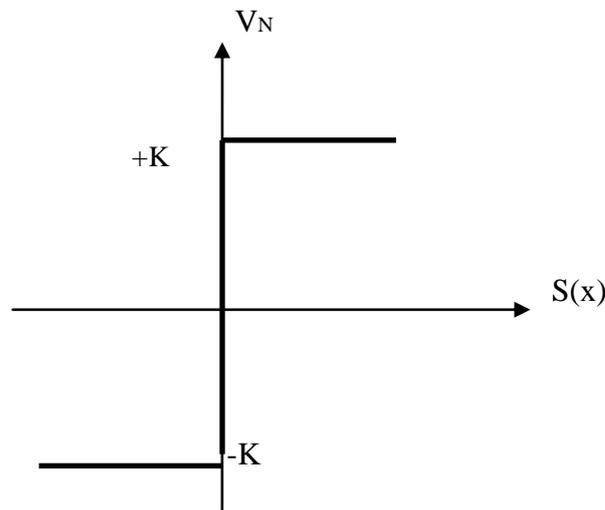


Fig. 3.5 : Représentation de la fonction « Signe »

En remplaçant l'expression (3.13) dans (3.12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)K |S(x)| < 0 \quad (3.14)$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.14). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande.

Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [Tam 00].

3.3.4 Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [Tam 00].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «signe» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation Fig (3.6):

• Fonction **SAT** :

$$\left\{ \begin{array}{ll} Sat(s) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(s) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(s) = \frac{s}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{array} \right.$$

μ : Un paramètre petit et positif.

• Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe C^1 .

On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, figure (3.7).

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

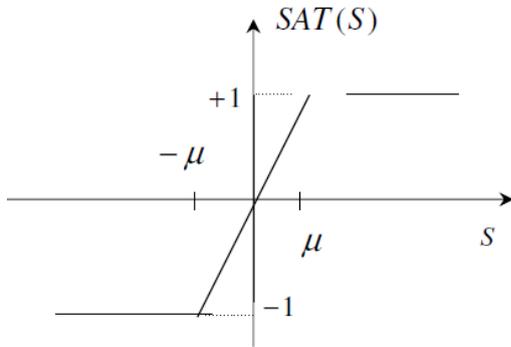


Fig.3.6: Fonction « SAT ».

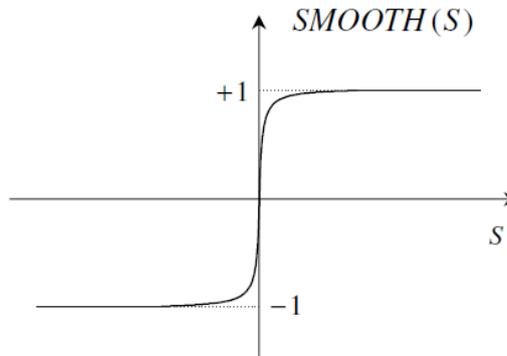


Fig. 3.7: Fonction « SMOOTH ».

3.4. Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées.

Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position.

Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [Dec 05].

3.5. Les avantages de la commande par mode glissant :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- _ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets Troubles de la charge, et perturbations ;
- _ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage ;
- _ Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- _ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être Supprimée au prix d'une augmentation de v .

3.6. Conclusion :

Ce chapitre est un rappel de la théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants. La commande par mode glissant était synthétisée pour le fonctionnement des systèmes non-linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

Vu les nombreux avantages de cette méthode, on a essayé d'utiliser cette commande dans le cas d'un moteur asynchrone et ceci pour rendre le moteur robuste du point de vue variations paramétriques et qui fera l'objectif du chapitre suivant.

4.1 Introduction :

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures, des non-linéarités et des erreurs paramétriques. Le recours à des algorithmes de commande est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire. La commande par mode glissant qui est par nature non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Dans ce chapitre nous allons appliquer cette commande sur le moteur pas à pas à aimant permanent et par suite l'étude de la stabilité par la seconde méthode de Lyapunov.

4.2 Application de la commande au moteur pas à pas à aimant Permanent :

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant dans le troisième chapitre, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode glissant [Pie-00].

On reprend le modèle du moteur pas à pas à aimant permanent qui s'exprime par:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = V_d - Ri_d + NL\Omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = V_q - Ri_q + NL\Omega i_d - K\Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} = Ki_q - C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{cases} \quad (4.1)$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di_{dr}}{dt} = V_{dr} - Ri_{dr} + NL\Omega_r i_{qr} \\ L \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qr} - Ri_{qr} + NL\Omega i_{dr} - K\Omega_r \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = K i_{qr} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{cases} \quad (4.2)$$

Posant erreur e est égale:

$$e = [i_d - i_{dr}, i_q - i_{qr}, \omega - \omega_r]^T = [x_1, x_2, x_3]^T \text{ et } \Delta V_d = V_d - V_{dr} \text{ et } \Delta V_q = V_q - V_{qr}$$

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

$$\begin{cases} L \frac{dx_1}{dt} = \Delta V_d - R x_1 + NL(\Omega_{iq} - \Omega_{iq} i_{qr}) \\ L \frac{dx_2}{dt} = \Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega_{id} - \Omega_{id} i_{dr}) \\ J \frac{dx_3}{dt} = K x_3 - C_r \end{cases} \quad (4.3)$$

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 :

$$\dot{S} = k x_3 + \ddot{x}_3 \quad (4.5)$$

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

Calculant la dérivée de S par rapport au temps:

et de l'équation (4.3) on tire la dérivée de x_2 et de x_3

$$\dot{x}_3 = \frac{K x_2 - C_r}{J} \quad (4.6)$$

$$x_3'' = \frac{K x_2 - C_r}{J} \quad (4.7)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{\Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega_{id} - \Omega_r i_{dr}) - K x_3}{L} \quad (4.8)$$

En remplaçant (4.6), (4.7) et (4.8) dans (4.5) on aura :

$$\dot{S} = \frac{k}{J} k x_2 - \frac{k C_r}{J} + \frac{K}{JL} (\Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega_{id} - \Omega_r i_{dr}) - K x_3) - \frac{\dot{C}_r}{J} \quad (4.9)$$

4.2.1 Commande équivalente

Il s'agit de calculer la commande équivalente $\square V_{qe}$ qui permet apparaître le phénomène de glissement en ramenant l'état du système vers la surface définie par $S=0$, ainsi la dynamique de glissement est gouvernée par [Ame-04]:

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

$$\Delta V_{qe} = K x_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega_{id} - \Omega_r i_{dr}) \quad (4.10)$$

4.2.2 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 définie par [Ame-04]:

$$V_{qc} = -U_0 \text{sign}(S) \quad (4.11)$$

La commande globale est définie par :

$$\Delta V_q = \Delta V_{qe} + V_{qc} \quad (4.12)$$

en remplaçant les équations (4.10) et (4.12) dans (4.9)

après simplification on trouve

$$\dot{S} = \frac{K}{JL} V_{qc} - \frac{k C_r}{J} - \frac{\dot{C}_r}{J} \quad (4.13)$$

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

$$V_{qc} = \frac{L}{K} (k C_r + \dot{C}_r) \quad (4.14)$$

$V_{qc} = -U_0 \text{sign}(S)$, la condition $\dot{S} > 0$ on choisit U_0 suffisamment grand

$$U_0 > \left| \frac{L}{K} (k C_r + \dot{C}_r) \right| \quad (4.15)$$

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.

4.2.3 Calcul de la commande globale :

La commande globale est donnée finalement par l'équation (4.16):

$$V_q - V_{qr} = \Delta V_{qe} + V_{qc}$$

$$V_q = V_{qr} + \Delta V_{qe} + V_{qc} = Kx_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega_{id} - \Omega_r i_{dr}) - U_0 \text{sign}(S) \quad (4.16)$$

Les gains k et U₀ ont été choisis comme suit : U₀=10 et k=7

On peut choisir d'imposer V_d=0, ce qui revient à un pilotage en quadrature.

4.3 Simulation du moteur pas à pas à aimant permanent par mode glissant

4.3.1 Schéma bloc de simulation

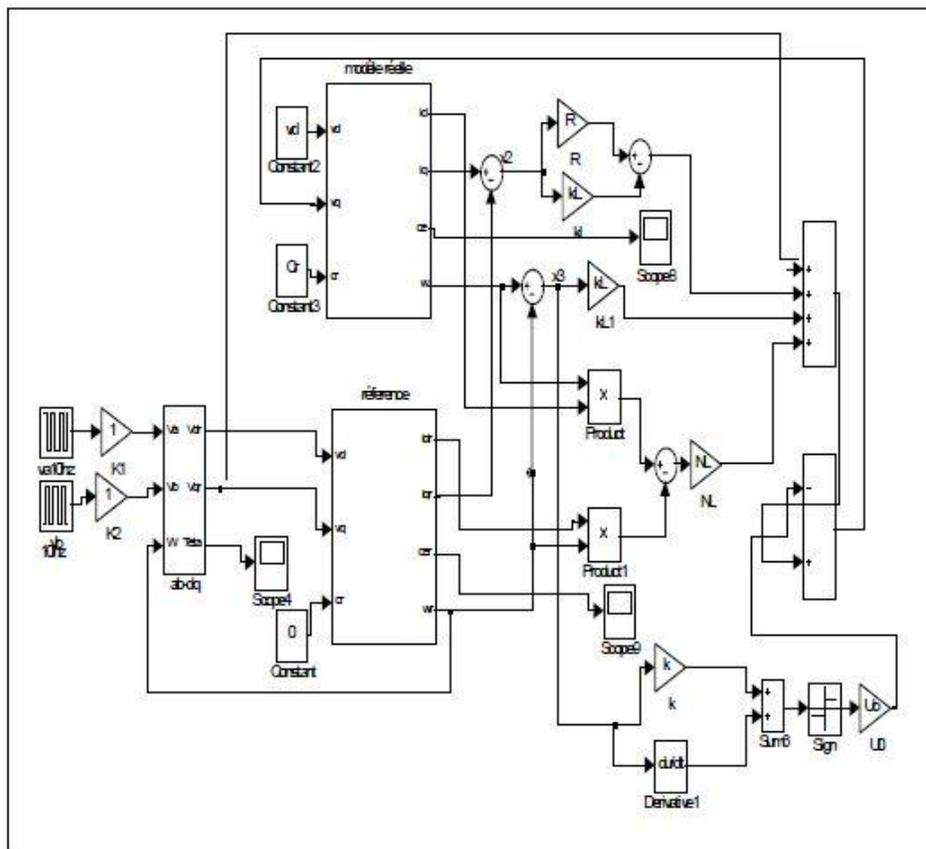


Figure (4.1) Schéma - bloc de la commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent

4.3.2 Résultats de simulation

La commande de moteur pas à pas à aimant permanent par mode glissant est simulée pour différentes fréquences.

4.3.2.1 Simulation du moteur pour $f=10\text{Hz}$ et $cr=0$

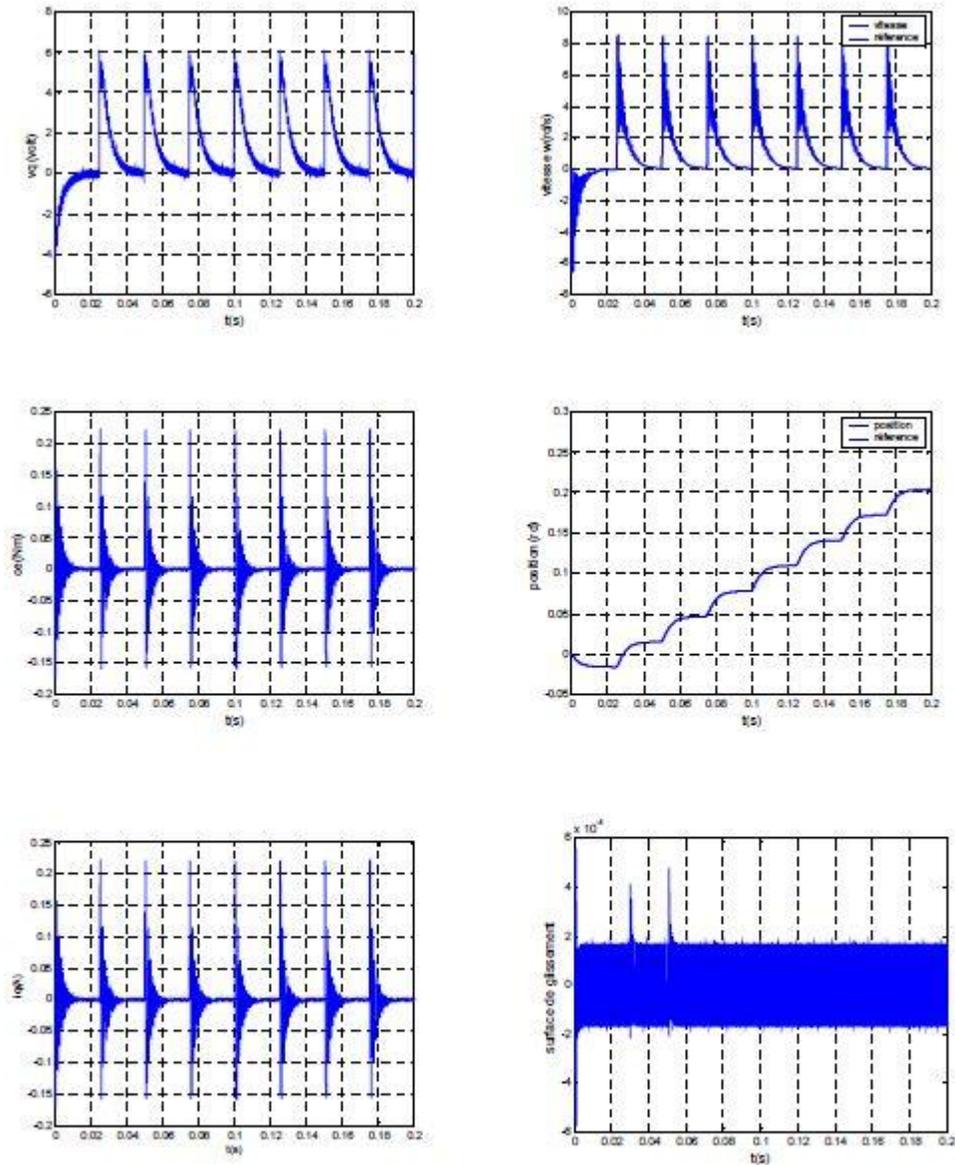


Figure (4.2) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

4.3.2.2 Simulation de moteur pour $f=40\text{Hz}$ et $cr=0$:

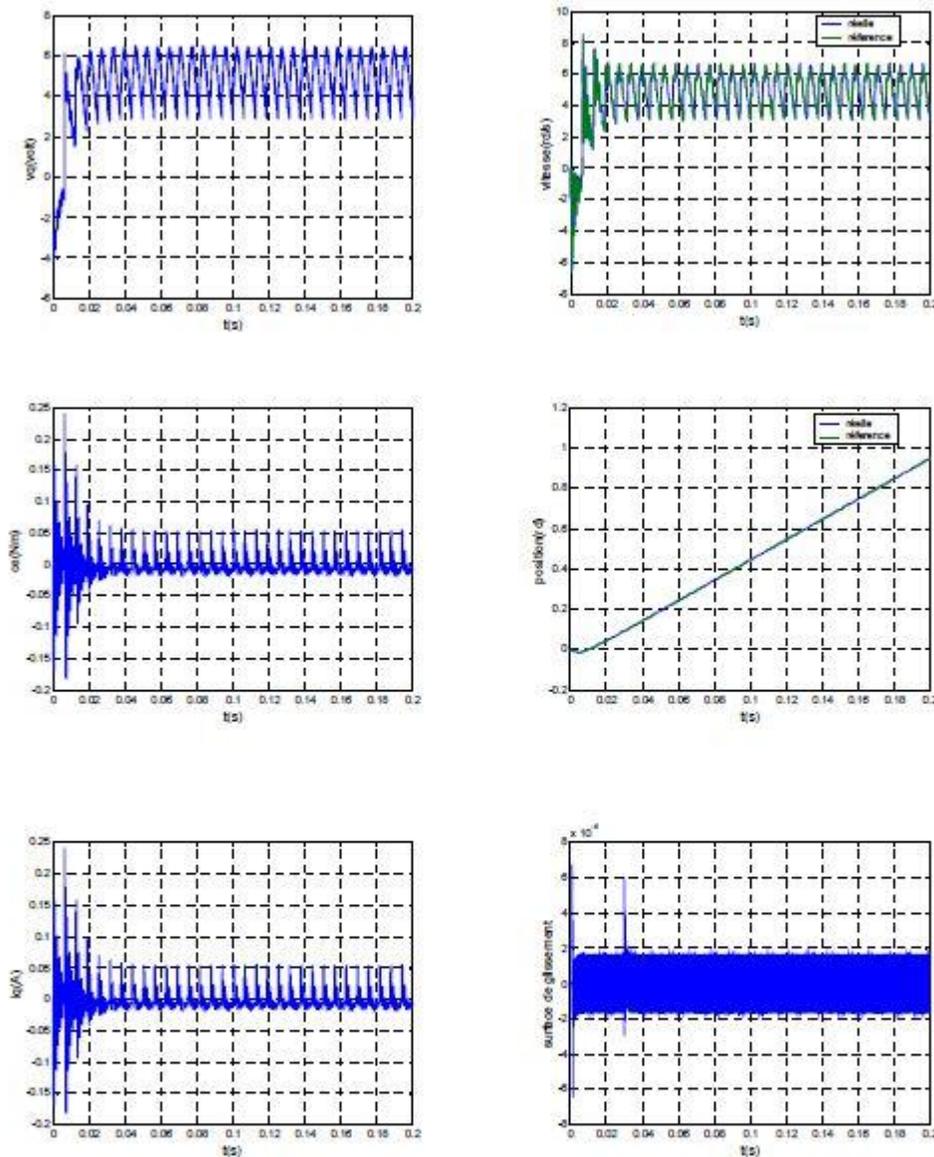


Figure (4.4) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=40\text{Hz}$

4.3.2.3 Simulation de moteur pour $f=10\text{Hz}$ et $cr=0.5\text{nm}$

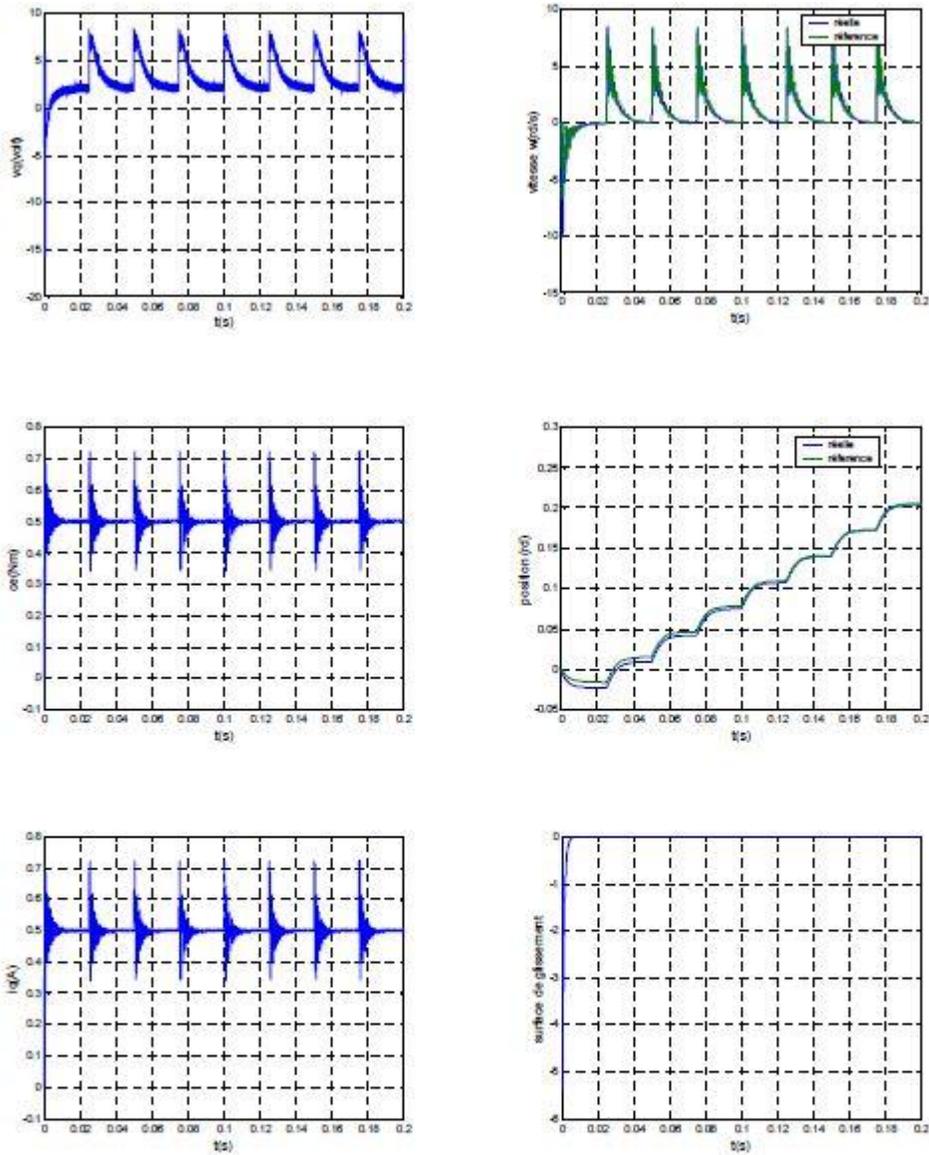


Figure (4.5) Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant du moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

4.3.4 Interprétation des résultats la simulation

Le moteur pas à pas à aimant permanent, a été testé dans les deux modes à vide présenté par Les figures (4.2, 4.4), et en charge le figure (4.5).

-A vide : l'observation de ces courbes montrent pour les fréquences lente (faible, exemple $f=10\text{Hz}$), 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. Pour assurer un déplacement de Plusieurs pas ou une rotation continue, en augmentant la fréquences ($f=40\text{Hz}$), 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 e t 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.

-Test de robustesse de la variation de la résistance statorique : Pour le test de robustesse, la variation de 50% de la résistance statoriques Sous charge ne cause pas de dépassement sur la vitesse, suit parfaitement sa consigne ce qui mentionne que la régulation par mode glissant est robuste.

4.4 Étude de la stabilité par la méthode de lyapunov

4.4.1 Fonction de lyapunov pour système linéaire :

Pour un système linéaire, il est toujours possible de trouver une forme quadratique constituant une fonction de lyapunov valable. De plus, cette forme quadratique peut ensuite

être utilisée pour étudier un système non linéaire dont le système linéaire constitue un modèle approché.

Considérons le système linéaire autonome décrit par l'équation d'état :

$$\dot{x} = Ax \quad (4.17)$$

Prenons comme fonction de Lyapunov

$$V = x^T P x \quad (4.18)$$

P étant une matrice symétrique définie positive donc on va calculons \dot{V} :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x \\ &= x^T P A x + x^T A^T P x \\ &= x^T (P A + A^T P) x \end{aligned} \quad (4.19)$$

Pour que le système considéré soit stable il faut que \dot{V} soit de la forme :

$$\dot{V} = -x^T Q x \quad (4.20)$$

Q étant une matrice symétrique définie positive. Nous devons donc choisir la matrice P de façon que :

$$-Q = P A + A^T P \quad (4.21)$$

On peut prendre en particulier $Q = I$

On peut montrer que P existe toujours pour un système stable et que, de plus, la condition $P > 0$ est ici nécessaire et suffisante au demeurant, P peut être exprimée explicitement en fonction de Q et de la matrice de transition $\sqrt{(t)}$.

Nous pouvons écrire en

premier lieu :

$$\begin{aligned}
 Q &= - \int_0^{\infty} d(e^{A^T t} Q e^{A t}) \\
 -Q &= \int_0^{\infty} [d(e^{A^T t}) Q e^{A t} + e^{A^T t} Q d(e^{A t})] \\
 &= \int_0^{\infty} [A^T e^{A^T t} Q e^{A t} + e^{A^T t} Q e^{A t} A] dt \\
 &= A^T \left(\int_0^{\infty} e^{A^T t} Q e^{A t} dt \right) + \left(\int_0^{\infty} e^{A^T t} Q e^{A t} dt \right) A
 \end{aligned}$$

Mais nous avons également :

$$\int_0^{\infty} Q = A^T P + P A$$

En comparant les deux formes de Q, on obtient :

$$P = \int_0^{\infty} e^{A^T t} Q e^{A t} dt = \int_0^{\infty} \Phi^T(t) Q \Phi(t) dt \quad (4.22)$$

4.4.2 Commande utilisant une fonction de Lyapunov [pie-00]

On cherche une loi de commande garantissant la convergence asymptotique de l'écart de trajectoire vers zéro. On considère l'équation (4.3)

$$\begin{aligned}
 L \frac{dx_1}{dt} &= v_d - v_{dr} - R x_1 - N L (\Omega i_q - \Omega_q i_{qr}) \\
 L \frac{dx_2}{dt} &= v_q - v_{qr} - R x_2 - N L (\Omega i_d - \Omega_d i_{dr}) - K x_3 \\
 J \frac{dx_3}{dt} &= K x_2 - f x_3
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Avec comme vecteur d'état : $e = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d - i_{dr}, i_q - i_{qr}, w - w_r]^T$

- i_d : Courant direct au stator
- i_{dr} : Courant de référence à suivre
- i_q : Courant d'axe en quadrature
- i_{qr} : Courant de référence
- v_d : Tension direct au stator
- v_{dr} : Tension de référence à suivre
- v_q : Tension d'axe en quadrature
- v_{qr} : Tension de référence

4.4.3 Fonction de Lyapunov

On définit la fonction de Lyapunov par l'équation (4.23) :

$$V(e) = \frac{1}{2}(e^T \cdot A \cdot e) \quad (4.23)$$

Avec :

$$A = \text{diag}(L, L, J) = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix}$$

$$e = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$V(e) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$V(e) = \frac{1}{2}(Lx_1^2 + Lx_2^2 + Jx_3^2) \quad (4.24)$$

La fonction de Lyapunov qui est globalement définie positive, et s'annule à l'origine. La dérivée de V par rapport au temps le long des trajectoires du système est donnée par :

$$\dot{V}(e) = Lx_1\dot{x}_1 + Lx_2\dot{x}_2 + Jx_3\dot{x}_3 \quad (4.25)$$

En utilisant le fait que :

$$\begin{aligned} \Omega i_d - \Omega_r i_{dr} &= x_1 x_3 + \Omega_r x_1 + x_3 i_{dr} \\ \Omega i_q - \Omega_r i_{qr} &= x_2 x_3 + \Omega_r x_2 + x_3 i_{qr} \end{aligned}$$

La dérivée de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}(e) = -R(x_1^2 + x_2^2) - fx_3^2 - x_2 x_3 N L i_{dr} + x_1 x_3 N L i_{qr} + x_1(v_d - v_{dr}) + x_2(v_q - v_{qr}) \quad (4.25)$$

4.4.4 Loi de commande par retour d'état pour le moteur pas à pas :

On désire que $V(e)$ soit définie négative, et s'annule à l'origine. Nous cherchons à garantir :

$$x_1(v_d - v_{dr}) + x_2(v_q - v_{qr}) - x_2 x_3 N L i_{dr} + x_1 x_3 N L i_{qr} \leq R(x_1^2 + x_2^2) - fx_3^2 \quad (4.27)$$

Il est souhaitable de s'affranchir des termes à la référence. La commande peut alors être choisie de sorte à compenser ces termes et introduire le retour d'état $v'_d(e)$ et $v'_q(e)$:

$$v_d = v_{dr} - NLx_3i_{qr} + v'_d(e) \quad (4.28)$$

$$v_q = v_{qr} - NLx_3i_{dr} + v'_q(e) \quad (4.29)$$

Une forme générale pour v'_q et v'_d est celle d'un retour d'état linéaire :

$$v'_d = \lambda_1x_1 + \lambda_2x_2 + \lambda_3x_3 \quad (4.30)$$

$$v'_q = \mu_1x_1 + \mu_2x_2 + \mu_3x_3 \quad (4.31)$$

Pour lequel nous devons garantir, afin d'avoir $V(e) \leq 0$:

$$x_1v'_d + x_2v'_q - R(x_1^2 + x_2^2) - fx_3^2 \leq 0$$

Il vient alors la condition :

$$\lambda_1x_1^2 + \lambda_2x_1x_2 + \lambda_3x_1x_3 + \mu_1x_1x_2 + \mu_2x_2^2 + x_1x_2x_3 \leq R(x_1^2 + x_2^2) - fx_3^2 \quad (4.32)$$

$V(e) - e^T \cdot P \cdot e$ avec P définie positive.

Un choix consiste à poser $\lambda_1 = \lambda_2 = \mu_1 = \mu_2 = 0$; $\lambda_3 = \lambda$; $\mu_3 = \mu$ qui conduit à la loi de commande :

$$v_d = v_{dr} + (\lambda - NLi_{qr})x_3 \quad (4.33)$$

$$v_q = v_{qr} + (\lambda - NLi_{dr})x_3 \quad (4.34)$$

et la matrice P devient alors :

$$P = \begin{bmatrix} R & 0 & \frac{-\lambda}{2} \\ 0 & R & \frac{-\mu}{2} \\ \frac{-\lambda}{2} & \frac{-\mu}{2} & f \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

4.5 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.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté une commande par mode glissant appliquée au moteur pas à pas à aimant permanent. L'objectif de cette commande réside à concevoir une surface d'équilibre telle que la trajectoire d'états du modèle limitée par la surface d'équilibre est un comportement désiré de point de vue stabilité, précision et robustesse. Qui est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude de simulation d'une commande par mode glissant d'un moteur pas à pas.

L'aspect stabilité du système par l'utilisation de la théorie de Liapunov est discuté à travers l'étude présentée.

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. De plus on tient compte du non linéarité du système, de plus le modèle mathématique devient plus complexe et difficile à simuler.

Nous pouvons constater à travers les courbes représentées par les figures (2.9,2.10) que le choix du repère pour la modélisation soit (ζ, θ) ou (d, q) n'influe pas sur la réponse du système.

Nous avons développé une méthode de réglage de la vitesse par mode glissant sur le moteur pas à pas à aimant permanent, afin d'assurer une commande adéquate du système par l'utilisation des régulateurs fonctionnant en mode glissant. Les résultats nous montrent clairement l'efficacité et les avantages de cette technique grâce à sa robustesse vis à vis aux variations externes et internes suite à sa nature qui s'adapte bien avec les systèmes à caractère non linéaire.

Si le problème de la stabilité se présente d'une manière remarquablement simple dans le cas des systèmes linéaires, tant en ce qui concerne la définition de la stabilité que les Conditions de stabilité, il n'en est pas de même pour les systèmes non linéaires. La théorie de Lyapunov, à laquelle l'emploi des variables d'état permet de donner une forme particulièrement satisfaisante, constitue la seule théorie générale de la stabilité des systèmes dynamiques.

Cependant, en général, l'énergie ne constitue pas une fonction de Lyapunov valable. Le problème de la génération des fonctions de Lyapunov est difficile et encore incomplètement résolu.

En continuité de ce travail, on propose quelques perspectives qu'on peut envisager comme suite à ce travail se traduisent par :

L'application d'autre technique de commande, logique flou et réseaux neurone, commande par micro-ordinateur, du fait que les moteurs pas à pas sont bien adaptés à la commande Numérique.

Annexe A

On reprend les équations (2.11) et (2.12)

$$U_A = RI_\alpha + L \frac{dI_\alpha}{dt} - K\Omega \sin(N_r\theta) \quad (2.11)$$

$$U_\beta = RI_\beta + L \frac{dI_\beta}{dt} - K\Omega \cos(N_r\theta) \quad (2.12)$$

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

$$M = \begin{bmatrix} \cos N_r\theta & \sin N_r\theta \\ -\sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos N_r\theta & \sin N_r\theta \\ -\sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos N_r\theta & \sin N_r\theta \\ -\sin N_r\theta & \cos N_r\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

On écrit les équations (2.11) et (2.12) sous forme matriciel et en la multiplie par la matrice M on obtient :

$$[M] \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} [M] \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left([M] \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \right) + [M] \begin{bmatrix} -K\Omega \sin N_r\theta \\ K\Omega \cos N_r\theta \end{bmatrix}$$

Annexe B

Paramètre de moteur pas à pas à aimant permanent

$$R = 4.2\Omega$$

$$L = 4.2mH$$

$$J = 0.000010Kgm^2$$

$$K = 1Nm/A$$

$$N_r = 50$$

$$Pas = 1.8^\circ$$

$$V = 4.2V$$

Bibliographiques :

[Ame-04]

[Bou-98] Amar Bourki, « Etude statique et dynamique d'un moteur pas à pas », Mémoire dirigé par A bdelhadi et Bellala promotion 1998.

[Bar-97] S. Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine synchrone », Thèse de Magister, ENP 1997.

[Cha-81] T. Charbonnier, « Etude d'un moteur à réluctance hybride à aimant statoriques multiples ». Thèse de Docteur ingénieur. I.N.P.L. Nancy-octobre 1981.

[Fos-96] A. J. Fossard, « Commande à structure variable, systèmes de régulation, Collaboration automatique ». Editions Masson, 1996

[Gao-93] W. Gao, J. C. Hung, « Variable structure control system », IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.40, N° 1, pp45-55, 1993.

[Gay-96] A. GAYED, « Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de l'Université de Nantes, 1996

[Goe-84] C. Goedel, « 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.

E. J. Gudefin. F. M. Sargos. P. Zaskalicky, « Machines à réluctance à stator dissymétrique ». 7ème colleque international sur les moteurs pas à pas . Nancy 1992.

M. A. Haller, « Contribution à la modélisation et l'indentification d'un moteur pas à pas hybride et de son alimentation ». Thèse Docteur Ingénieur. I.N.P.L. Nancy 1981.

[Has-86] H. Hashimoto, K. Mayurama, « Practical realization of VSS controller for robotic arm », IEEE, IECONF, pp.34-40, 1986.

H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa, F. Harashima, « Brushless servo motor control using variable structure approach », IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.24, N°1, pp.160-170, 1988.

- [Ham-92] A. Hamzaoui ,« Modèles Dynamique et Commandes d'un Moteur pas à pas » ,Thèse Doctorat,1992.
- [Kan-89] M. Kant, « Les actionneurs électriques pas à pas ». Edition hermes 1989.
- [Kar-89] M. Karmous, « Contribution a la Modélisation électrique et thermique d'un Moteur pas à pas à aimant permanent a rotor discoide » ,Thèse Doctorat,1989.
- 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.
- A. Kerboua, « Commandes et observateur par mode de glissement :Application à une machine asynchrone alimentée en tension » ,Thèse de Magister, ENP ,1999.
- O. Mahmoudi, N. Madani, M. F Benkhoris, F. Boudjema, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive » , The European Physical journal,Avril 1999.
- [Mai-D5] A. Mailfert , « Machines à réluctances variable ». Les Techniques de l'Ingenieur Fasc D550.
- [May-00] P. Mayé, « Moteurs électriques pour la robotique »,Dunond,Pari,2000.
- [Nas-93] D. Nassr, « Contribution a L'optimisation des performances dynamiques des moteurs pas à pas » Thèse Doctorat de L'I.N.P.L. ,1993.
- [Nas-69] P-Naslin, « Mesure de la commande et commande Optimale », Dunond,Paris,1969.
- A.L. Nemmour, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Magister ,soutenue à l'université de Batna en 2001.
- [Pie-00] Pierre.Corrieu, « Commande par mode glissants », adresse :http://ourworld.compuserve.com/homepages/pierre_corrieu/plc_slid.html
- [Sab-81] A. Sabanovic, B. V. Izozimov, « Application of sliding modes to induction motor control », IEEE Trans.Tdust.Applic.VolIA 13,N°.1,pp41,1981
- [Sab-89] A. Sabonovic, F. Bilaovic, « sliding modes control of AC drive »,IEEE Trans.Idust.Applic.Vol.25N°.1,pp.70-75,1989.
- [Sar-81] F. M. Sargos , « Etude théorique des performances des machines à réluctance variable ». Thèse d'Etat. I.N.P.L. Nancy 1981.
- [Slo-84] J.J. Slotine, « sliding controller design for nonlinear system », I. J. C. Vol.4,N°2,pp.421-434,1984.

- [Slo-91] I. J. Slotine, « Applied nonlinear control », Englewood Cliffs,NJ. Prentice
- [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 a fort couple », Thèse Doctorat de L'I.N.P.L ,1987.
- [Utk-77] V. Utkin, « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Trans.Auto. Control, Vol.AC-22 N°.1,pp212-222,April,1977.
- [Utk-78] V. I. UTKIN, « Discontinuous control system : State of art in theory and application" »,Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou,1978
- [Utk-78] V. I. UTKIN, « Sliding modes and their application in variable structure systems », Edition MIR, Moscou, 1978
- [You-78] K. K. Young, « controller design a manipulator using theory of variable structure system », IEEE Trans.Syst. Man. Cybe. Vol.SMC-8 N°.2,1978.