

***Université Ferhat Abbas Sétif -1-
Faculté Des Sciences De L'ingénieur***

Département D'électrotechnique



MINI PROJET N°15 :

Moteur pas a pas

Réalise par :

KACHER NESRINE

Proposé & Dirigé par :

Prof. K:E: HEMSAS

2013/2014

.SOMMAIRE

*** STRUCTURES DES MOTEURS PAS A PAS**

I.1 INTRODUCTION

1.2 DIFFERENTS TYPES DE MOTEUR PAS A PAS

1.2.1 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE

1.2.1.1 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE À CIRCUIT MAGNÉTIQUE UNIQUE

1.2.1.2 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A PLUSIEURS CIRCUITS MAGNETIQUES

1.2.3 STRUCTURE DE MACHINES A PLOTS

1.2.4 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE

1.2.5 LE MOTEUR A AIMANT PERMANENT

1.2.6 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR A AIMANT PERMANENT

1.2.7 LE MOTEUR HYBRIDE

1.2.8 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR HYBRIDE

1.3 COMPARAISON AVEC LE MOTEUR A COURANT CONTINU

1.4 DOMAINE D 'APPLICATION DES MOTEURS PAS A PAS

1.5 CONCLUSION

**** MODELEISATION DE MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT**

2.1 INTRODUCTION

2.2 MODELEISATION DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

2.2.1 EQUATION DES TENSIONS

2.3 TRANSFORMATION DE PARK

2.3.1 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUE AU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT

PERMANENT

2.2.2 EQUATION DE COUPLE

2.5 DOMAINE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR PAS A PAS

2.5.1 COMPORTEMENT STATIQUE

2.6 COMPORTEMENT DYNAMIQUE

2.6 CARACTERISTIQUE COUPLE VITESSE

2.7 MODES DE SEQUENCEMENT DU MOTEUR PAS A PAS

2.8 SCHEMA DE SIMULATIONS

2.9 RESULTATS DE SIMULATION

2.10 CONCLUSION

INTRODUCTION

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 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

- **STRUCTURES DES MOTEURS PAS A PAS**

1.1 INTRODUCTION

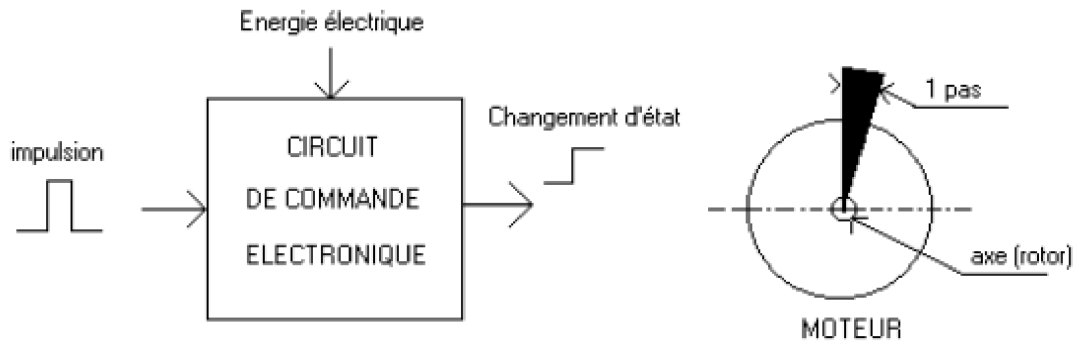
Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique qui assure la transformation d'un signal électrique impulsionnel en un déplacement mécanique (angulaire ou linéaire). Sa structure de base se présente sous la forme de deux pièces séparées mécaniquement, le Stator et le Rotor. L'interaction électromagnétique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

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

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



Figure(1.1) : Principe du moteur pas à pas

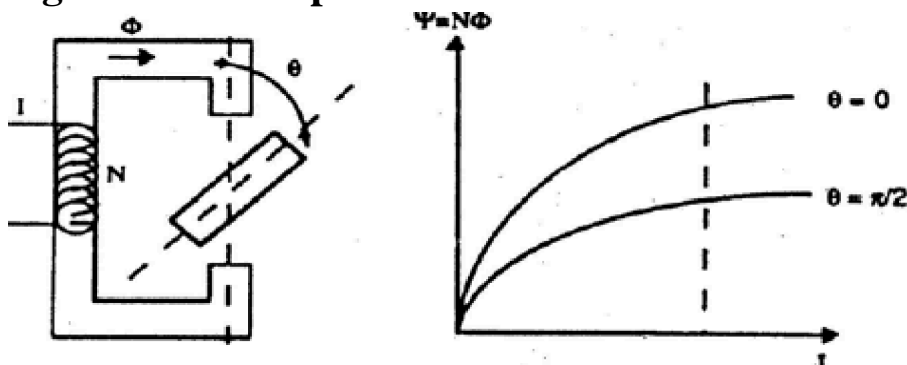
1.2.1 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE

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

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 paramètre 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 par :

$$P = P_0 + P_1 \cos 2\theta \quad (1.2)$$

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

$$L = N^2 P_0 + N^2 P_1 \cos 2\theta = L_0 + L_1 \cos 2\theta \quad (1.3)$$

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

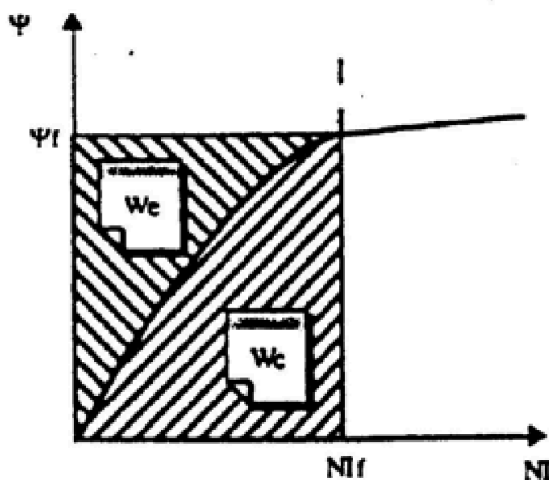


Figure 1.3 : Caractéristique de la variation du flux

Cette énergie défini par ;

$$W_e = \int_0^\psi Id\psi \quad (1.4)$$

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

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:

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

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

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 RELUCTANCE 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)

Nombre de pas par tour :

$$N_p = N_s * N_r / N_s - N_r$$

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

$$N_s = 6$$

$$N_r = 4$$

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

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

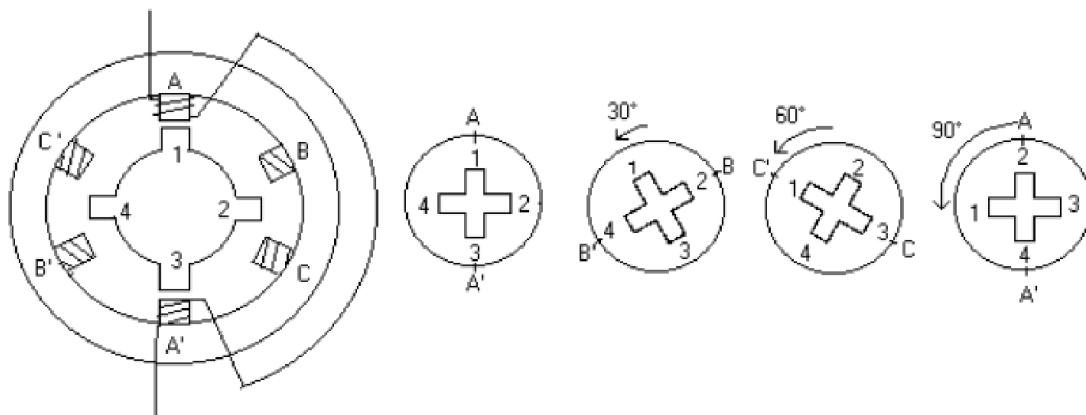
Le rotor devra donc faire 12 pas (de 30°) pour faire un tour .

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.

1.2.1.2 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A PLUSIEURS CIRCUITS MAGNETIQUES

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° .

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

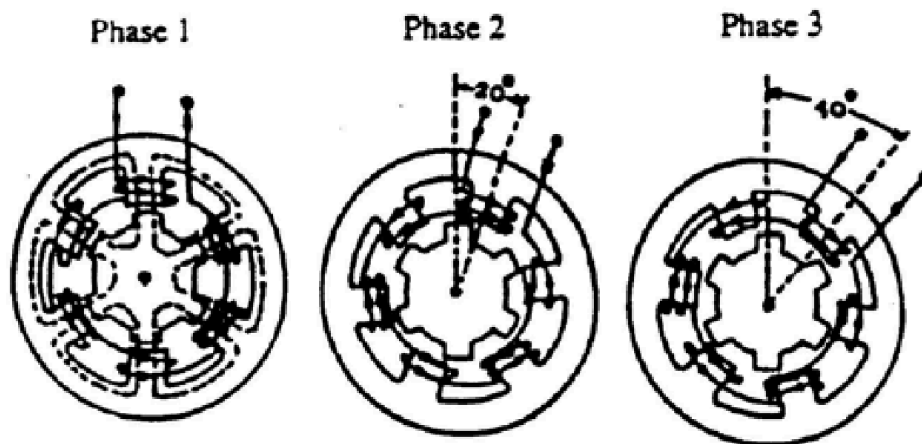


Figure 1.5 Structure d'un moteur à plusieurs circuit magnétique (multi-stack)

1.2.5 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR A 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 A 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.

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:

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

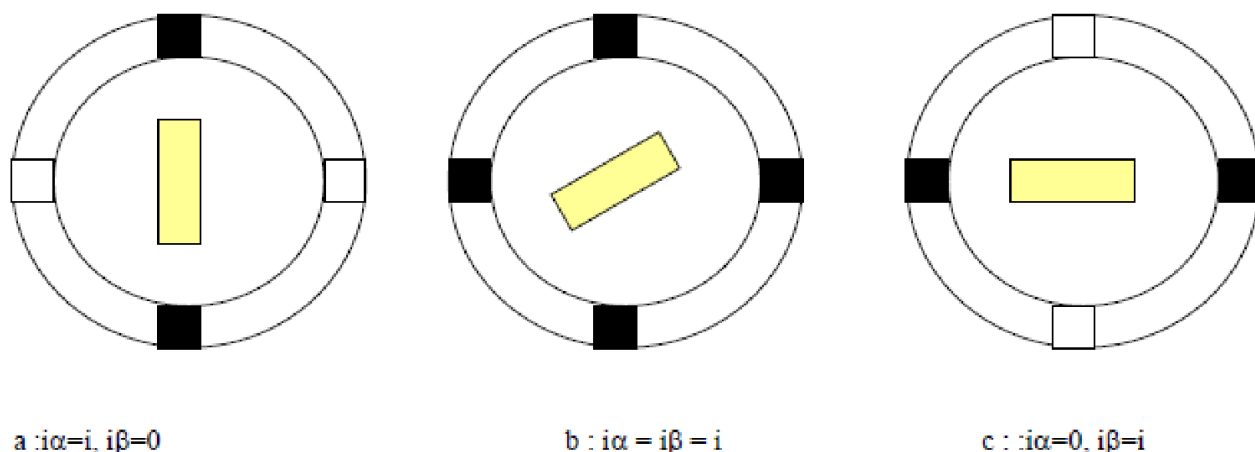


Figure 1.8 Structure d'un moteur pas à pas à aimant permanent

a-MODE MONOPHASE

L'alimentation d'une seule phase à chaque pas le couple développé par le moteur n'est pas très important.

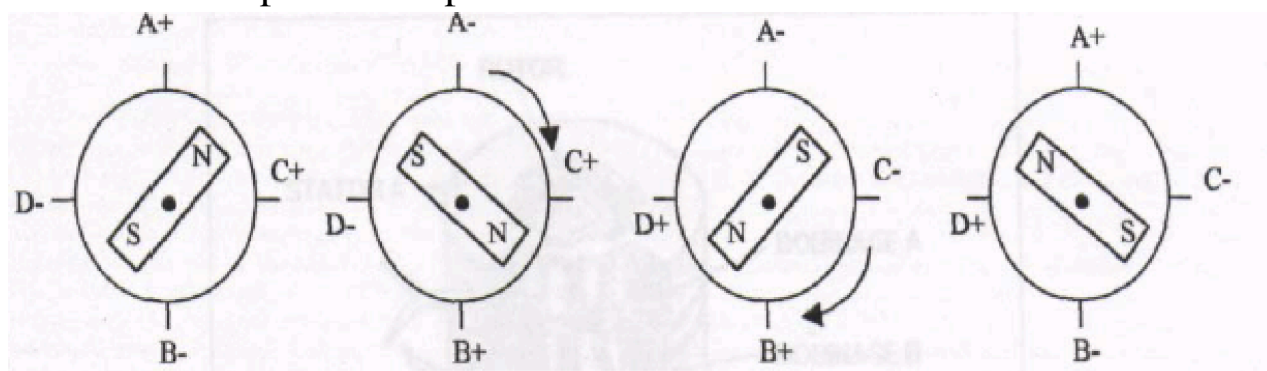


Figure (1.9a) Mode monophasé

b-MODE BIPHASE

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

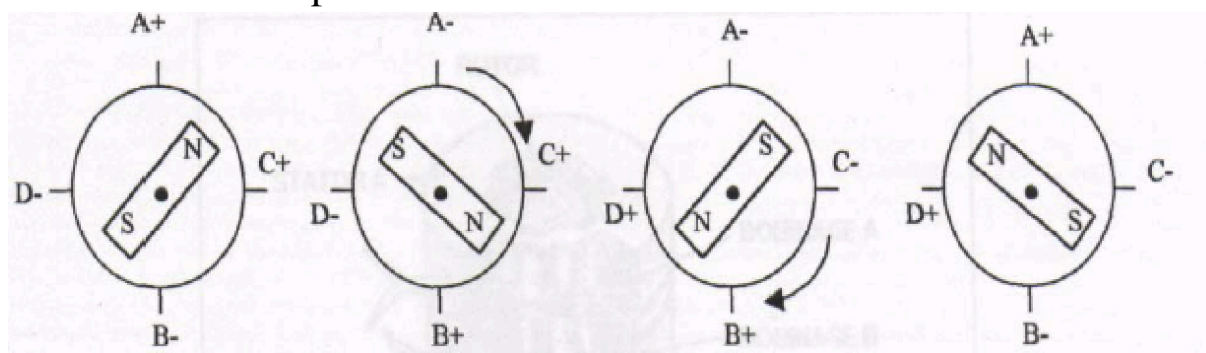


Figure (1.10 b) Mode biphasé

c-MODE DEMI PAS

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

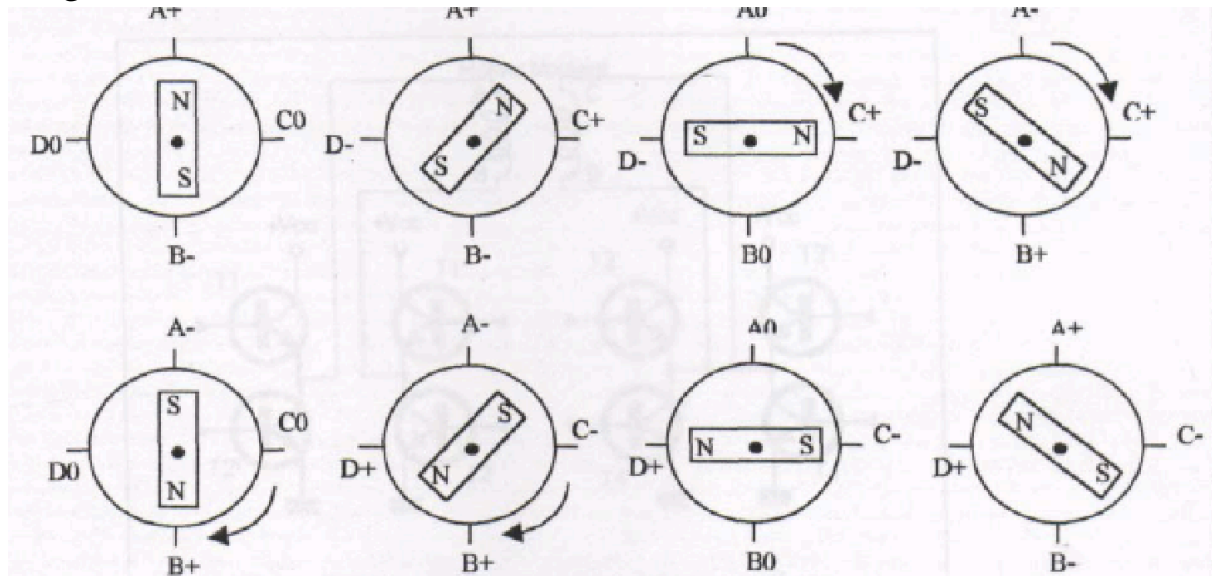


Figure (1.11c) mode demi pas

1.2.7 CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU MOTEUR A AIMANT PERMANENT

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

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 disque est inséré un aimant permanent. Le nombre de dents du rotor est différent de celui du stator. Lorsqu'on alimente une bobine, le rotor place les dents Nord et Sud de telle façon à ce que le flux traversant le rotor soit maximal.

1.2.9 CARACTERISTIQUES 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 precision 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.

1.3 COMPARAISON AVEC LE MOTEUR A COURANT CONTINU

Les moteurs pas à pas concurrencent dans un certain nombre d'applications les servoteus 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

MOTEUR PAS A PAS	SERVOMOTEUR EN COURANT CONTINU
Commande relativement complexe	Commande simple
Pas de reinjection pour le repérage de la position (régulation en boucle ouverte)	Nécessite d'un repérage (potentiomètre-codeur,tachymètre)
Robuste usure lente, moteur pouvant être étanche	Usure des balais
Bonnes caractéristiques d'immobilisation asservie électriquement	Blocage par dispositif mécanique
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 A 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.

****MODELISATION DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT**

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 oeuvre 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.

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 MODELISATION DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

2.2.1 EQUATIONS DES TENSIONS

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

respectivement, sont :

$$U_\alpha = R_\alpha \cdot I_\alpha + d\Psi_\alpha/dt \quad (2.1)$$

$$U_\beta = R_\beta \cdot I_\beta + d\Psi_\beta/dt$$

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}

$$\Psi_{\alpha} = \Psi_{\alpha\alpha} + \Psi_{\alpha\beta} + \Psi_{\alpha m} \quad (2.2)$$

$$\Psi_{\beta} = \Psi_{\beta\beta} + \Psi_{\beta\alpha} + \Psi_{\beta m}$$

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

$$L_{\alpha\alpha} = \Psi_{\alpha\alpha} / I_{\alpha}$$

$$L_{\beta\beta} = \Psi_{\beta\beta} / I_{\beta}$$

et nous pouvons écrire :

$$d\Psi_{\alpha\alpha}/dt = L_{\alpha\alpha} dI_{\alpha}/dt \quad (2.3)$$

$$d\Psi_{\beta\beta}/dt = L_{\beta\beta} dI_{\beta}/dt \quad (2.4)$$

Le flux mutuel phase- aimant peut être décrit par une fonction sinusoidale 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 .

$$d\Psi_{\alpha m}/dt = -K_w \sin(N_r \theta) \quad (2.7)$$

$$d\Psi_{\beta m}/dt = K_w \cos(N_r \theta) \quad (2.8)$$

avec :

$K = N_r \Psi_0$: constante de couple

$W = d\theta/dt$: 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 (2.2) :

$$d\Psi_{\alpha}/dt = L_{\alpha\alpha} dI_{\alpha}/dt - K_w \sin(N_r \theta) \quad (2.9)$$

$$d\Psi_{\beta}/dt = L_{\alpha\alpha} dI_{\beta}/dt + K_w \cos(N_r \theta) \quad (2.10)$$

En posant $R_{\alpha} = R_{\beta} = R$ et $L_{\alpha\alpha} = L_{\beta\beta}$ les relations de (2.1) deviennent alors :

$$U_{\alpha} = RI_{\alpha} + L_{\alpha\alpha} dI_{\alpha}/dt - K_w \sin(N_r \theta) \quad (2.11)$$

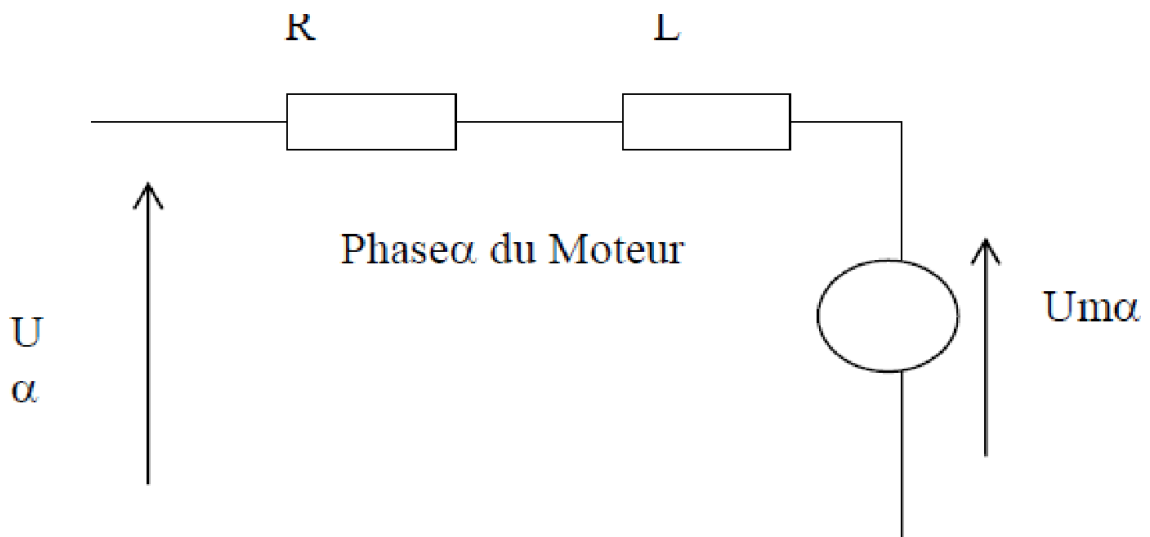
$$U_{\beta} = RI_{\beta} + L_{\beta\beta} dI_{\beta}/dt + K_w \cos(N_r \theta) \quad \text{avec :}$$

$$U_{m\alpha} = -K_w \sin(N_r \theta) \quad (2.13)$$

$$U_{m\beta} = +K_w \cos(N_r \theta) \quad (2.14)$$

$U_{m\alpha}$ et $U_{m\beta}$ 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)



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 APPLIQUEE AU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT

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

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

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

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

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos Nr\theta & \sin Nr\theta \\ -\sin Nr\theta & \cos Nr\theta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

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

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

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

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

$$L \frac{di_q}{dt} = V_q - R \cdot i_q - N_r L \Omega \cdot i_d - K \Omega \quad (2.18)$$

2.2.2 EQUATION DE COUPLE

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

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

avec:

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

θ_e : l'angle électrique de la machine

$I_\alpha I_\beta$: les courants d'alimentation des deux phases

ψ_{AM} : le flux crée par l'aimant dans les bobines

La relation précédente 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 simplifie l'expression du couple :

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

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

$$C_e = I_\alpha \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + I_\beta \frac{d\Psi_\beta}{dt}$$

$$C_e = -K(I_\alpha \sin(N_r \theta) - I_\beta \cos(N_r \theta)) \quad (2.21) \quad (2.22)$$

2.4 DOMAINE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR PAS A 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 θ_1 (figure 2.2)

La variation du couple statique , comme pour les autres structures de moteurs pas a 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 a 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.

2.5 COMPORTEMENT DYNAMIQUE

En appliquant le principe fondamental de la dynamique on obtient:

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e + F\omega + C_{rs} \text{sign}(\omega) + C_r \quad (2.24)$$

avec:

F : coefficient de frottement visqueux

C_r : couple de charge

C_{rs} : coefficient de frottement sec

$$J \frac{d\omega}{dt} = k i_q - C_r \quad (2.25)$$

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

2.6 CARACTERISTIQUE 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 2.3).

On distingue quatre zones de fonctionnement.

Zone 1 : c'est la zone d'arrêt-démarrage du moteur, elle est délimitée par la fréquence limite de démarrage (F_{dm}) au dessus de laquelle le moteur ne pourra plus démarrer.

Zone 2 : pour accéder à cette zone, dite de survitesse ou d'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} .

Lors du fonctionnement dans la zone d'arrêt-démarrage, des instabilités, dites de basses fréquences (zone 3), 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 pseudopériode des oscillations.

Dans la zone 4, un phénomène d'oscillations de la vitesse instantanée du moteur autour de la vitesse de synchrone peut également conduire à une perte de synchronisme.

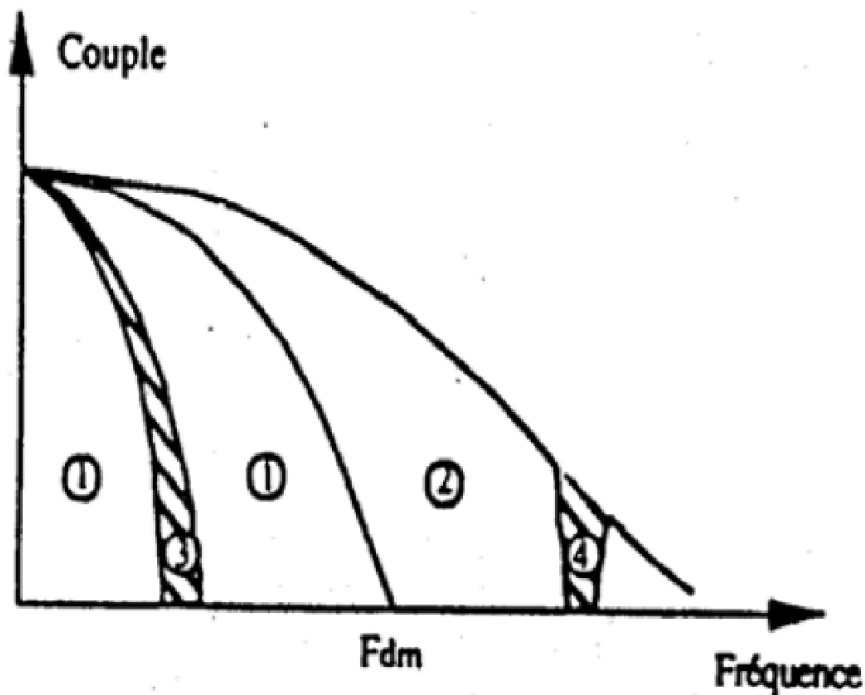


Figure 2.3 Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas

2.7 MODES DE SEQUENCEMENT DU MOTEUR PAS A PAS

Les caractéristiques de sortie d'un moteur pas à pas sont étroitement liées à la manière

d'alimenter les différents enroulements. Ces modes d'alimentation, imposés par le

séquencement des différentes impulsions de commande, dépendent du type de moteur ainsi

que de la nature du bobinage des différentes phases, [Ham-92] .

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

- Mode 1 : à un instant donné, une seule phase du moteur est alimentée.
- Mode 2 : les deux phases sont alimentées en même temps. Ce mode de séquencement fait apparaître des positions d'équilibre intermédiaires. Le couple développé est de racine de deux plus grand que celui disponible avec mode 1.

- Mode3 : il correspond à une utilisation alternative des deux premiers modes. Son avantage est de doubler le nombre de positions d'équilibre (demi pas) mais les couples sont différents pour les déplacements élémentaires.
- Mode4 : il répond au problème de déséquilibre du couple du mode 3. Lorsque l'on alimente une seule phase, le courant est régulé à une valeur de racine de deux fois plus grande que celle normalement utilisée pour le mode 1. Ceci permet pour tous les déplacements élémentaire.
- Mode5 : ce mode utilise le principe de modulation des courants de phase pour augmenter le nombre de déplacements élémentaires appelés micros-pas. La modulation peut se faire

selon une loi sinusoidale

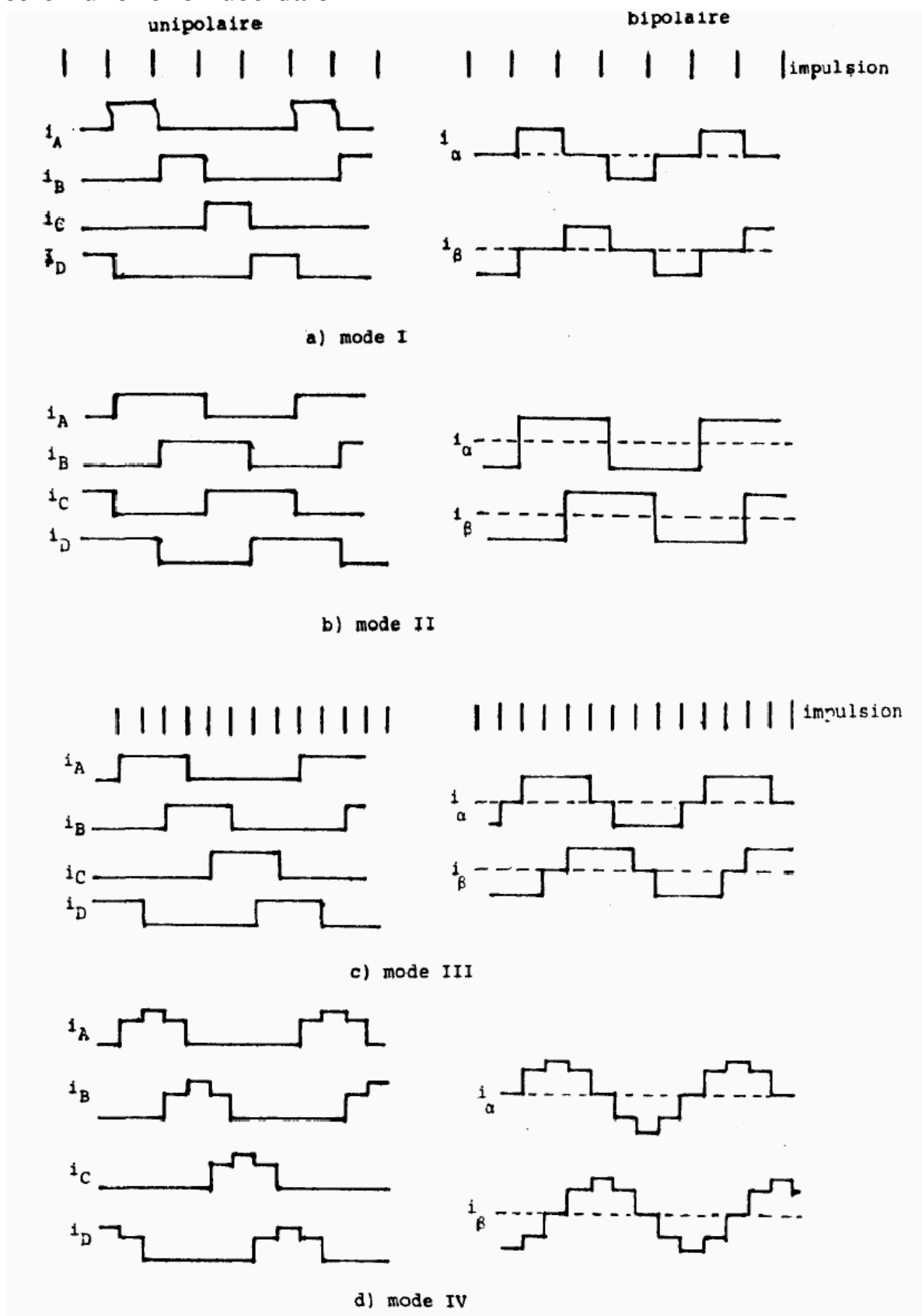


Fig 2.4

2.8 RESULTATS DE SIMULATION :

Les paramètres de moteur pas à pas utilisés en simulation sont données 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

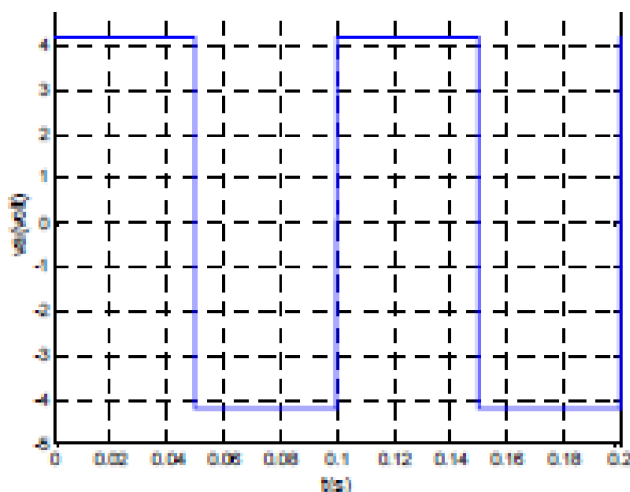
conclure que la simulation effectuée par le logiciel « MATLAB » est valable.

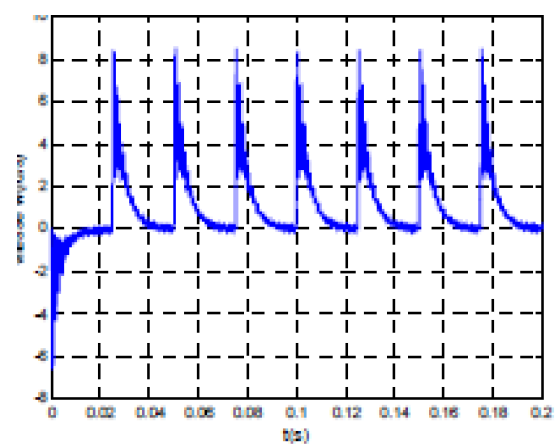
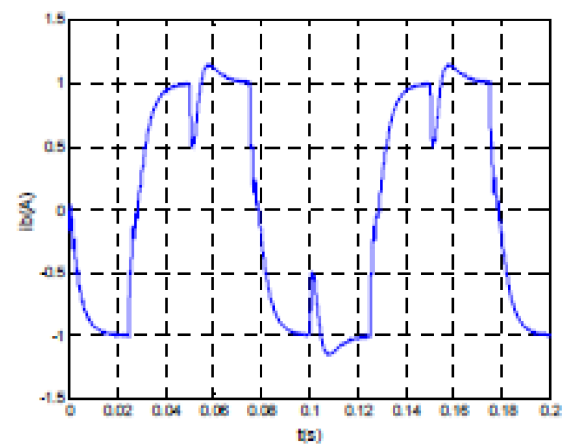
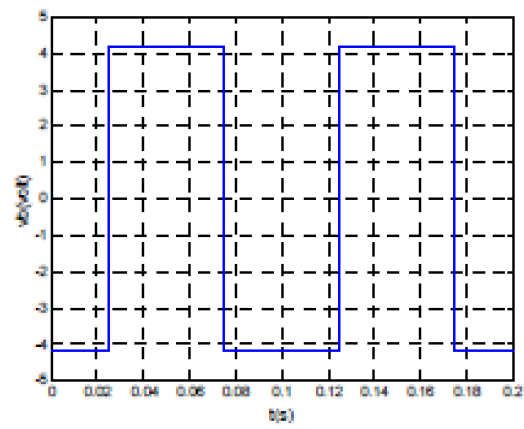
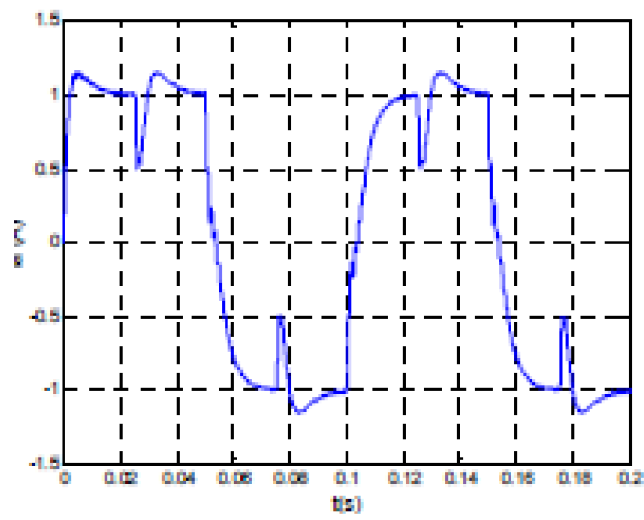
2.9 CONCLUSION :

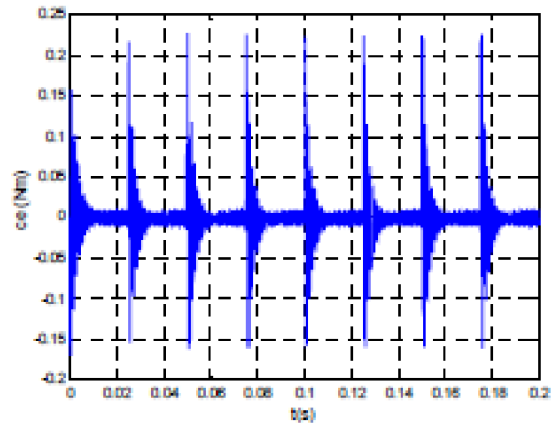
Dans cette partie nous avons présenté le modèle mathématique du moteur pas à pas à aimant permanent , et la simulation pour voir le comportement du moteur qui est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

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

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







Références

Moteur pas a pas et pc

Théodore wildi 3rd édition

Thèse de magister

FI82020