

République Algérienne Démocratique Et Populaire

Ministère de L'enseignement Sup
Et De Le Recherche Scientifique



**Centre Universitaire
D' EL-OUED**

Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude

*En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
En Électrotechnique*

Option: Réseaux électriques

Thème

**Commande d'un moteur pas à pas par
un régulateur à structure variable
(mode glissant)**

Proposé et dirigé par :

Mr.: Ben Attous Djilani

Présenté par :

- Zerig Sadok*
- Hassan Abdelfattah*
- Maamra Mohammed Salah*

Promotion Juillet: 2008

SOMMAIRE

Introduction générale Historique de la machine

Chapitre I

Etude théorique sur les moteurs pas à pas

1.1. Définition	1
1.2. Configuration de base	1
1.3. Le couple.....	2
1.4. Précision des moteurs pas à pas.....	2
1.5. Principe de fonctionnement de base.....	2
1.6. Paramètres caractéristiques.....	3
1.7. Propriétés et applications.....	3
1.8. Types des moteurs pas à pas.....	6
1.8.1. Machine à réluctance variable MRV.....	6
1.8.1.1. Définition et configuration de base.....	6
1.8.1.2. Principe de fonctionnement.....	7
1.8.1.3. Technologie.....	9
1.8.1.4. Avantages et inconvénients.....	9
1.8.2. Machine à aimant permanent (MP) (Rotor actif).....	10
1.8.2.1. Configuration de base.....	10
1.8.2.2. Principe de fonctionnement.....	10
1.8.2.3. Types de MP.....	12
1.8.2.4. Avantages et inconvénients.....	16
1.8.3. Machines hybrides MH.....	17
1.8.3.1. Configuration de base.....	17
1.8.3.2. Principe de fonctionnement.....	18
1.8.3.3. Avantages et inconvénients.....	18
1.8.4. Comparaison entre les trois types de moteurs pas à pas.....	20
1.9. Conclusion.....	20

Chapitre II

Modélisation du moteur pas a pas a aiment permanent

2.1 introduction.....	21
2.2modelisation du moteur pas a pas a aimant permanent.....	22
2.2.1 équation des tensions	22
2.3 transformation de park.....	24
2.3.1 Transformation de park. applique au moteur pas a pas a aimant permanent.....	24
2.3.2 équation de couple.....	26
2.4 domaine de fonctionnement du moteur pas a pas.....	26
2.4.1 comportement statique.....	26
2.5 Comportement dynamique.....	27
2.6 caractéristique couple vitesse.....	28
2.7 Modes de sequencement du moteur pas à pas.....	30
2.8 Schéma de simulations.....	31
2.9 Résultats de simulation.....	32
2.10 Conclusion.....	33
2.9.1 Simulation de moteur pas a pas pour f=10hz.....	35
2.9.2 Simulation de moteur pas a pas pour f=10hz.....	35

Chapitre III

Concept général de la commande par mode de glissement

3.1 Introduction.....	37
3.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant.....	37
3.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	37
3.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	38
3.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	39
3.3 Principe de la théorie du contrôle par mode glissant.....	39
3.4 Conception de la commande par mode glissant.....	40
3.4.1 Choix de la surface de glissement.....	41
3.4.2 Conditions de convergence et d'existence.....	41
3.4.2.1 La fonction discrète de commutation.....	41
3.4.2.2 La fonction de Lyapunov.....	42
3.4.3 Calcul de la loi de commande.....	42
3.5 .Conclusion.....	45

Chapitre IV

Commande de moteur pas à pas par mode glissant

4.1 introduction.....	46
4.2 Application de la commande au moteur pas a pas a aimant permanent.....	46
4.2.1 commande équivalente.....	48
4.2.3 calcul de la commande globale.....	49
4.3 simulation du moteur pas a pas a aimant permanent par mode glissant.....	50
4.3.1 schéma bloc de simulation.....	50
4.3.2 résultats de simulation.....	51
4.3.2.1 simulation de moteur pour $f=10\text{hz}$ et $cr=0\text{n.m}$	51
4.3.2.2 simulation de moteur pour $f=25\text{hz}$ et $cr=0$	52
4.3.2.3 simulation de moteur pour $f=40\text{hz}$ et $cr=0$	53
4.3.2.4 simulation de moteur pour $f=10\text{hz}$ et $cr=0.5\text{nm}$	54
4.3.2.5 simulation de moteur pour $f=25\text{hz}$ et $cr=0.5\text{nm}$	55
4.3.2.6 simulation de moteur pour $f=40\text{hz}$ et $cr=0.5\text{nm}$	56
4.4 étude de la stabilité par la méthode de lyapunov.....	57
4.4.1 fonction de lyapunov pour un système linéaire.....	57
4.4.2 étude de la stabilité du système.....	59
4.5 Conclusion.....	61

Conclusion générale

Annexe a

Annexe b

Références bibliographiques

Remerciements

Au terme de ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur

Mer : Ben Attous Djillani pour le suivit, le conseil et

Les efforts qui nous ont permis d'accomplir cette étude ainsi durant les études universitaires.

Nous exprimons notre profonde reconnaissance et gratitude à :

Mer : Boubakr Zigab pour le suivit, le conseil et les efforts qui nous ont permis d'accomplir cette étude

Mer : Seddik Gaboussa pour le suivit, le conseil et les efforts qui nous ont permis d'accomplir cette étude

Chapitre I

Structure des moteurs
Pas à pas

Chapitre II

*Modélisation de
moteur pas à pas
À aimant permanent*

Chapitre III

*Le concept général de la
commande par le mode de
glissement*

Chapitre IV

Commande de moteur

Pas à pas

Par mode glissant



Introduction

Générale



Conclusion

Générale



Annexe

Liste des figures

Fig.I.1	Eléments intercalés entre le moteur et son alimentation.....	1
Fig.I.2	Machine à réluctance variable MRV.....	4
Fig.I.3	Machine à aimant permanent MP.....	5
Fig.I.4	Schéma équivalent d'un moteur pas à pas à réluctance variable.....	6
Fig.I.5		4
Fig.I.6	Positionnement du moteur pas à pas à réluctance variable.....	8
Fig.I.7	Structure d'un moteur à aimant permanent.....	11
Fig.I.8	Les opérations d'un moteur pas à pas à aimant permanent.....	11
Fig.I.9	Schéma électrique d'un moteur pas à pas à aimant permanent.....	12
Fig.I.10a	Mode monophasé.....	14
Fig.I.10b	Mode biphasé.....	14
Fig.I.10c	Mode demi pas.....	14
Fig.I.11a	La commande électrique du MP bipolaire(Pont de 4 transistors par phase).....	15
Fig.I.11b	Alimentation symétrique du MP bipolaire.....	15
Fig I.12	Schéma simplifié d'un moteur à aimant permanent unipolaire.....	15
Fig I.13	Mode de commande schématisé pour les deux moteurs(Unipolaire et bipolaire).....	17
Fig.I-14a	construction du rotor du moteur pas à pas hybrideMH.....	19
Fig.I-14b	Positionnement du moteur pas à pas hybride MH.....	19
Fig II.1	Schéma équivalent d'une phase du moteur.....	24
Fig. II.2	Caractéristique statique.....	26
Fig.II.3	Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas.....	28
Fig.II.4	courants théoriques en alimentation bipolaire des principaux modes.....	29
Fig.II.5	schema de simulation du moteur dans le referentiele α - β	30
Fig.II.6	schema de simulation du moteur dans le referentiele d-q.....	31
Fig.II.7	Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel (α - β)à vide pour $f=10\text{HZ}$	34
Fig II.8	Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel (d-q)à vide pour $f=10\text{HZ}$	36
Fig.III.1	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	38
Fig.III.2	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	38
Fig.III.3	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	39
Fig.III.4	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	40
Fig.III.5	Représentation de la commande discontinue.....	44

Fig.IV.1 Schéma-blok de la commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent.....	50
Fig.IV.2 Résultats de simulation à vid pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 10$ Hz	51
Fig.IV.3 Résultats de simulation à vid pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 25$ Hz	52
Fig.IV.4 Résultats de simulation à vid pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 40$ Hz	53
IV.5 Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 10$ Hz	54
Fig.IV.6 Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 25$ Hz	55
Fig.IV.7 Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas aimant permanent $f = 40$ Hz	56

1.1. DEFINITION:

Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique, assurant un déplacement discret, appelé « pas ».

L'application d'une ou de plusieurs impulsions de commande provoque le déplacement d'un nombre équivalent de pas.

Lorsque la fréquence des impulsions suffisamment élevée, devient fixe, le moteur se déplace à une vitesse pratiquement constante. Le déplacement discret du moteur pas à pas peu sensible au caractère du signal de pilotage fait de ce dispositif ; l'organe le plus simple de conversion d'information numérique en action mécanique précise.

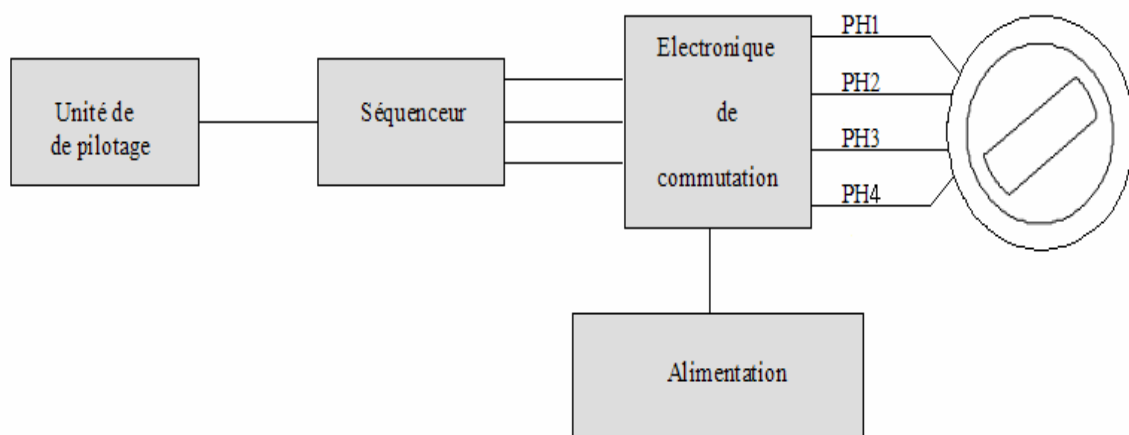
Du point de vue électrotechnique, le moteur classique ressemble à la machine synchrone, dont le stator (le plus souvent à pôles saillants) porte les enroulements de pilotage, et un rotor soit muni d'un aimant permanent (structure dite polarisée ou active) soit constitué par une pièce ferromagnétique dentée (structure dite réluctance ou passive). [Bou-98]

1.2. CONFIGURATION DE BASE:

Entre le moteur et son alimentation, sont intercalés trois éléments essentiels. Figure (1.1).

- Une unité de pilotage, qui élabore les impulsions de commande.
- Un séquenceur, qui dirige les impulsions vers les voies électroniques de commutation.
- Une électronique de commutation, qui à partir d'une alimentation, dirige les tensions vers les enroulements appropriés du moteur.

Une impulsion électrique est introduite dans le séquenceur en système des tensions de pilotage, qui agissent sur l'électronique de commutation, de manière à alimenter les



Figure(1.1): Eléments intercalés entre le moteur et son alimentation

différentes bobines du stator.

Le courant qui en résulte engendre un champ magnétique de direction précise.

L'impulsion suivante fait changer (commute le système de tension) la position du champ statorique d'un pas.

La succession des impulsions, à une fréquence donnée, impose un champ statorique tournant « pas à pas ». [Büh-86]

1.3. LE COUPLE:

Le mouvement discret du champ d'entrefer est suivi par le rotor soumis au couple synchronisant.

La nature du couple découle :

- Soit l'interaction champ (courant) du stator fer du rotor, lorsque ce dernier présente une structure dentée passive Figure (1.2).
- Soit d'interaction champ (courant) du stator, champ (aimant du rotor, lorsque le rotor comporte un aimant) Figure (1.3).

1.4. PRECISION DES MOTEURS PAS A PAS :

Pour expliquer la précision de ces moteurs on prend l'exemple d'entraînement linéaire d'un moteur pas à pas qui exécute [20pas / tour] et qui est couplé à une vis sans fin ayant cinq filets par centimètre. [Fos-96]

Aussi, ce moteur doit tourner avec [100 pas] pour faire un déplacement d'un centimètre ce qui rend possible d'ajuster la position d'une machine outil ou d'un traceur (x, y) avec une précision d'un dixième de millimètre correspondante à un pas. Alors, cette principale qualité des moteurs pas à pas, obtenue sans asservissement dans les systèmes de commande, lui offre le nom de pilote, quand il s'agit de la robotique ou du traitement de l'informatique, sans concurrence.

1.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE BASE:

Le principe de fonctionnement du moteur pas à pas est basé sur le mouvement discret du champ magnétique, suivi par celui du rotor, qui lors des déplacements est soumis au couple électromagnétique synchronisant. Ainsi :

- Une seule commutation provoque un seul pas, quelque soit la durée d'impulsion.
- Le déplacement angulaire du rotor correspond à un pas, ne dépend ni de l'amplitude, ni de la durée de l'impulsion.
- L'arrêt sur une position dépend d'une impulsion ou d'un train d'impulsions, donc les erreurs de positionnement ne sont pas cumulatives.

1.6. PARAMETRES CARACTERISTIQUES:

L'examen rapide et très élémentaire des machines pas à pas, ou toutes les inerties (électriques et mécaniques) ont été négligées, permet néanmoins de tirer un certain nombre de conclusions générales.

- Le pas angulaire mécanique :

$$\alpha_m = \frac{2\pi}{N_{pt}} = \frac{360}{N_{pt}} \quad (1.1)$$

- La vitesse de rotation mécanique se calcule comme :

$$\Omega = f_m \alpha_m = f_m \frac{2\pi}{N_{pt}} \quad (1.2)$$

1.7. PROPRIETES ET APPLICATIONS:

Le moteur pas à pas a été conçu de deux démarches logiques très différentes :

- D'une part, on a cherché un moteur capable de développer un couple important à faible vitesse, voir même à l'arrêt.
- D'autre part, on a étudié un dispositif capable de transmettre les informations de caractère électronique à distance.

En assurant les fonctions de régulation :

- De commande.
- D'affichage.
- De positionnement.

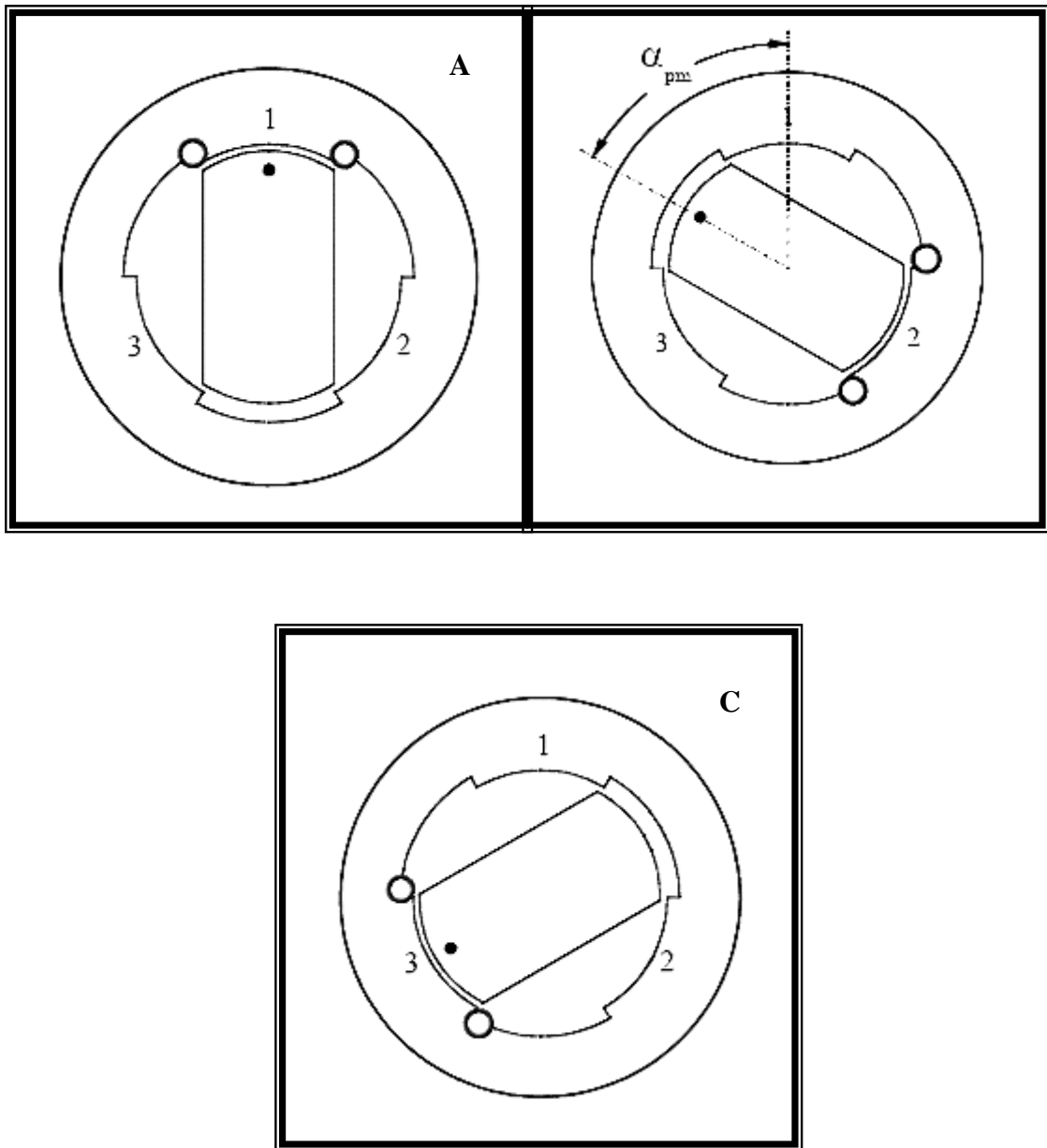


Figure (1.2): Machine à réluctance variable MRV

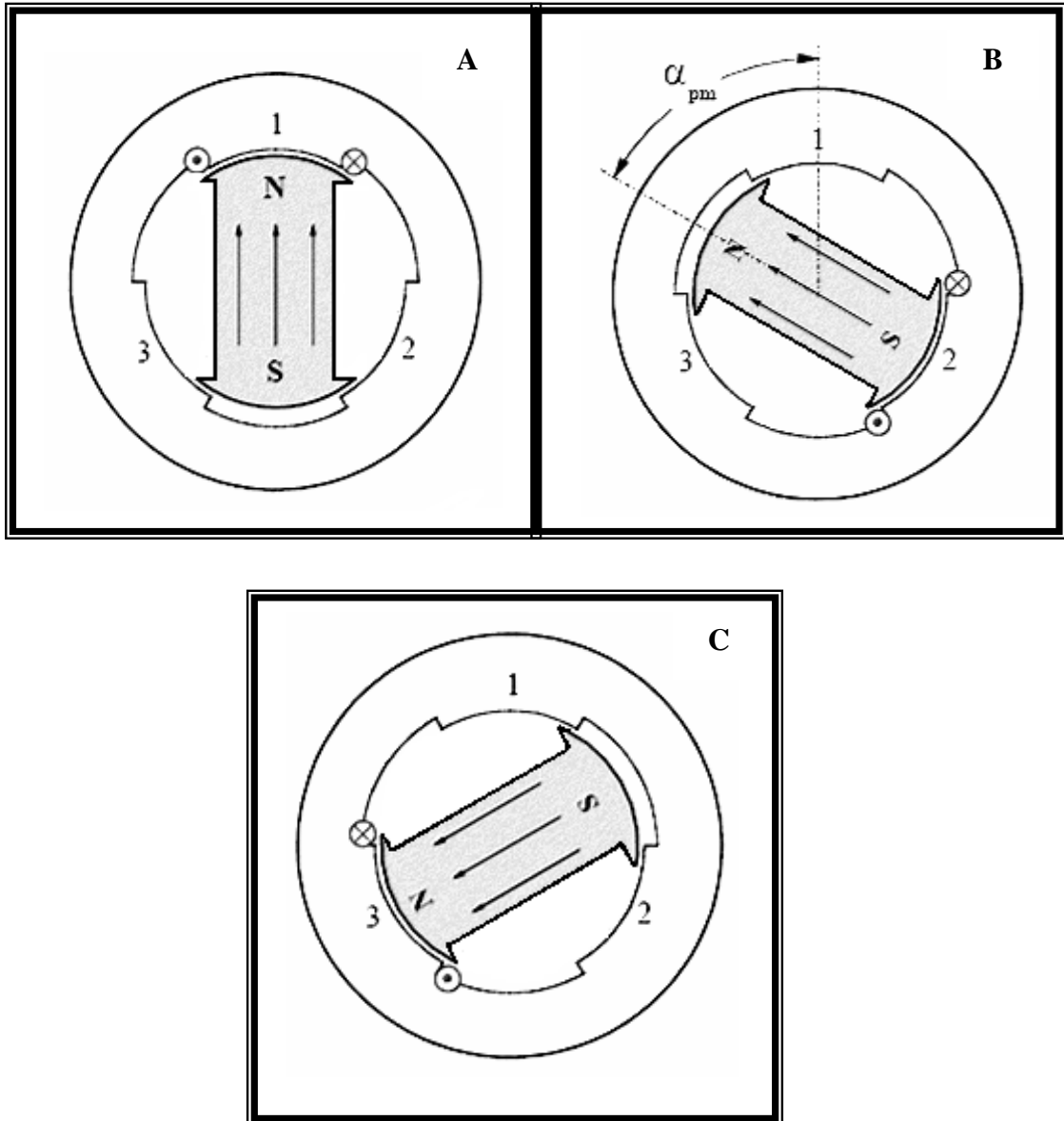


Figure (1.3) :Machine à aimant permanent MP

Le moteur pas à pas devient actuellement, le principal élément intermédiaire entre les dispositifs de traitement d'informations et le monde électrotechnique extérieur, par ailleurs, ses capacités à contrôler la position et la vitesse, par le simple pilotage de la fréquence, assurant à ce convertisseur des applications comme :

- La traction des robots mobiles.
- Le fonctionnement plus ou moins en moteur couple de grande puissance.
- L'amortissement plus ou moins mobile des charges suspendues sur des paliers magnétiques.

1.8. TYPES DES MOTEURS PAS A PAS :

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

- MPP à réluctance variable (rotor passif) MRV.
- MPP à aimant permanent (rotor actif) MP.
- MPP hybride (rotor ferromagnétique polarisé) MH. [Gao-93]

1.8.1. MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE MRV:

1.8.1.1.DEFINITION ET CONFIGURATION DE BASE:

Le rotor en matériau magnétiquement perméable, dispose à sa périphérie des dents dont le nombre est différent du nombre de pôles du stator, de telle sorte que lorsqu'un de ces derniers émet un champ magnétique, il attire la dent de rotor la plus proche par le simple jeu de la loi du flux maximal (réluctance minimale).

Une des machines pas à pas à réluctance variable la plus ancienne utilisée à partir de 1920 dans la marine pour transmettre des signaux entre le pont et la salle des machines est représentée par la Figure (1.4).

La machine qui possède 6 plots au stator ($N_{ps} = 6$) et 4 dents au rotor ($N_{dr} = 4$) se positionne toujours de manière à minimiser la réluctance offerte au passage du flux magnétique créé par les $F.m.m = N_{ps} * I$.

Soit à chaque commutation ;deux dents du rotor se mettent en face des deux plots du stator, portant les voies d'enroulement actuellement alimentées comme montre la Figure (1.4).

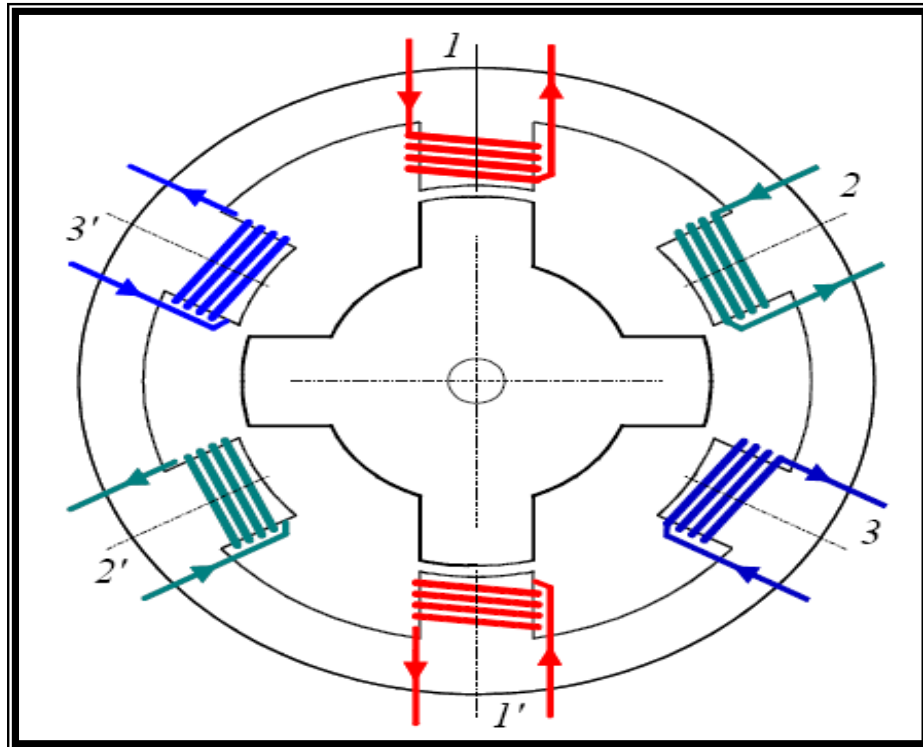


Figure (1.4): Schéma équivalent d'un moteur pas à pas à réluctance variable.

1.8.1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le rotor effectue trois (03) pas par cycle de commutation grâce à l'alimentation indépendante de trois phases comportant chacune de deux voies d'enroulements branchées en séries Figure(1.5) D'où :

$$N_{pc} = m = 3 \text{ commutation par cycle}$$

A chaque commutation correspond un pas angulaire électrique :

$$\alpha_{pe} = \frac{360}{3} = 120^\circ \text{ (Electrique).} \tag{1.3}$$

Où le pas angulaire mécanique :

$$\alpha_{pm} = \frac{\alpha_{pe}}{N_{dr}} = \frac{120}{4} = 30^\circ \text{ (Mécanique)} \tag{1.4}$$

D'où le nombre de pas par tour :

$$N_{pt} = \frac{2\pi}{\alpha_{pm}} = \frac{360}{30} = 12 \text{ Pas /tour.} \tag{1.5}$$

Soit d'une façon générale d'après notre exemple Figure (1.5).

$$N_{pc} = m = 3 \text{ Pas par cycle.}$$

D'où le nombre de pas par tour :

$$N_{pt} = N_{pc} * N_{dr} \tag{1.6}$$

Le pas angulaire mécanique se calcule comme suit :

$$\alpha_{pm} = \frac{2\pi}{N_{pc} * N_{dr}} \tag{1.7}$$

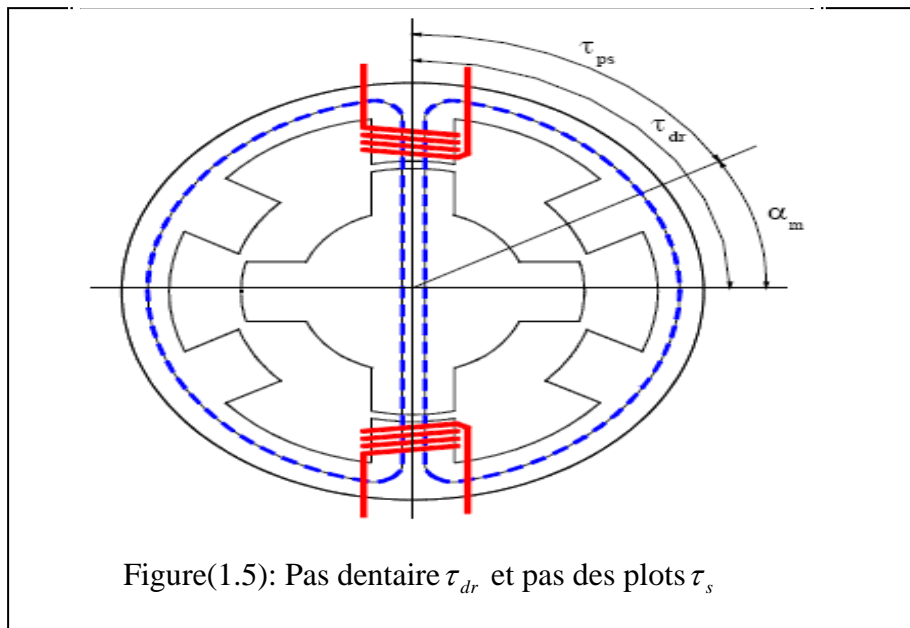
Pour déterminer la structure de la machine permettant d'obtenir le nombre de pas désiré, il convient de choisir N_{ps} et N_{dr} de telle sorte que la réluctance offerte au passage du flux magnétique varie avec la rotation.

Le pas angulaire mécanique peut aussi s'exprimer de la manière suivante :

$$\alpha_{pm} = \tau_{dr} - \tau_s \tag{1.8}$$

D'où $\tau_{dr} = \frac{2\pi}{N_{dr}}$ (pas dentaire). Voir Figure (1.5).

$\tau_s = \frac{2\pi}{N_{ps}}$ (Pas des plots).



Donc on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{pm} = \frac{2\pi(N_{ps} - N_{dr})}{N_{ps} * N_{dr}} \\ N_{pt} = \frac{2\pi}{\alpha_{pm}} = \frac{N_{ps} * N_{dr}}{(N_{ps} * N_{dr})} \\ N_{pc} = \frac{N_{ps}}{N_{ps} * N_{dr}} \end{array} \right. \quad (1.9)$$

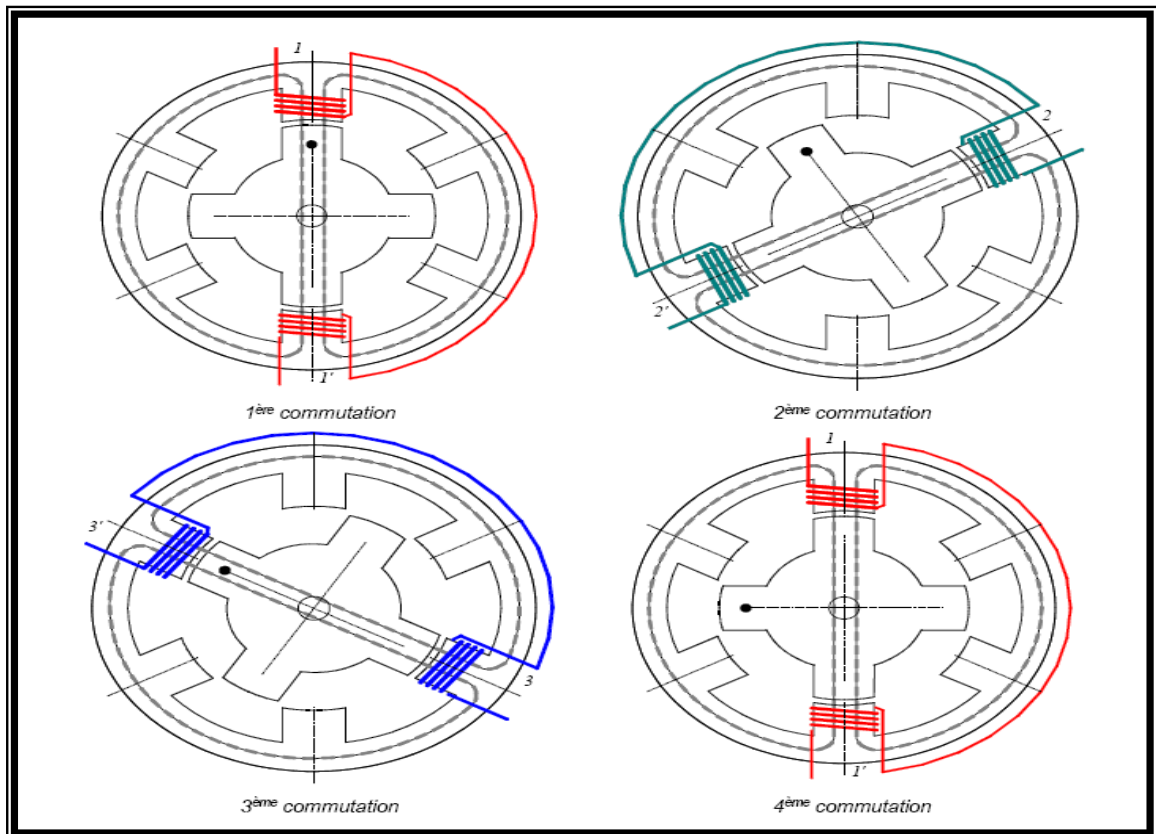


Figure (1.6): Positionnement du moteur pas à pas à réluctance variabl

1.8.1.3. TECHNOLOGIE:

a) MRV A CIRCUIT MAGNETIQUE SIMPLE (SINGLE STOCK) :

Le circuit magnétique du stator et du rotor est assemblé à partir des tôles magnétiques de haute perméabilité (fer-silicium ou même fer-cobalte).

Certaines machines, destinées au positionnement ou à une rotation très lente, peuvent avoir un rotor et/ ou stator en fer massif.

On peut actuellement distinguer 3 géométries de base, à savoir :

- MRV à plots statoriques non dentés.
- MRV à plots statoriques dentés.
- MRV à plots statoriques dentés décalés.

b) MRV A CIRCUIT MAGNETIQUE MULTIPLE:

Pour augmenter le couple des machines à réluctances tout en gardant une faible fréquence mécanique de fonctionnement (quelques dizaines de pas par secondes), on propose des constructions à circuit magnétique multiple qui se présentent sous deux formes essentielles :

- Un empilage de plusieurs machines à circuit simple (simple stock) identique, couplées mécaniquement sur un seul arbre.
- Une machine à stator unique, possédant plusieurs rotors magnifiquement indépendants mais couplés mécaniquement sur un seul arbre.

Dans toutes ces machines, le rotor et le stator ont le même nombre de dents. [Goe-84]

REMARQUE:

Le sens du courant dans les bobines statoriques n'est pas important dans les MRV.

1.8.1.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS:

a) AVANTAGES:

- Construction assez facile.
- Nombre de pas par tour important.
- Le sens de rotation ne dépend pas du sens du courant dans les bobines d'alimentation.
- Permet d'atteindre des fréquences élevées.
- Il est généralement plus stable que la variante polarisée.

b) INCONVENIENTS:

- Malgré que le couple soit proportionnel au carré du courant, ce dernier est assez faible.
- Il n'a pas un couple de maintien.
- Il ne mémorise pas la position en absence du courant.
- Sa puissance utile est faible ce qui entraîne une diminution du rendement.

[Goe-84]

1.8.2. MACHINE A AIMANT PERMANENT (MP) (ROTOR ACTIF) :

1.8.2.1. CONFIGURATION DE BASE:

Le stator du moteur à aimant permanent des enroulements d'excitation soit concentrés autour des plots, soit repartis dans les encoches.

Le rotor étant un aimant permanent, il se place naturellement lors de chaque commutation au voisinage de l'axe du flux d'excitation (rotor chargé).

Le MP peut être excité par un stator à structure saillante, Figure (1.7.a) ; ou à structure lisse, Figure (1.7.b) et munie d'un rotor actif bipolaire.

1.8.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Le fonctionnement du moteur pas à pas à aimant permanent est basé sur l'application de la règle du flux maximal, illustré par la Figure (1.8). Lorsque l'enroulement α est alimenté, le rotor se positionne de telle sorte que le flux à travers l'enroulement α soit maximal. Si on alimente l'enroulement β , le rotor tourne de $\pm 90^\circ$ suivant le sens du courant dans cet enroulement. Ainsi, la position du rotor dépend de l'enroulement alimenté et du sens du courant qui le parcourt.

La rotation dans le sens horaire peut être obtenu par la séquence d'excitation :

(1), (2), (1'), (2').

Le sens contraire (trigonométrique) est obtenu par la séquence d'excitation :

(1), (2'), (1'), (2).

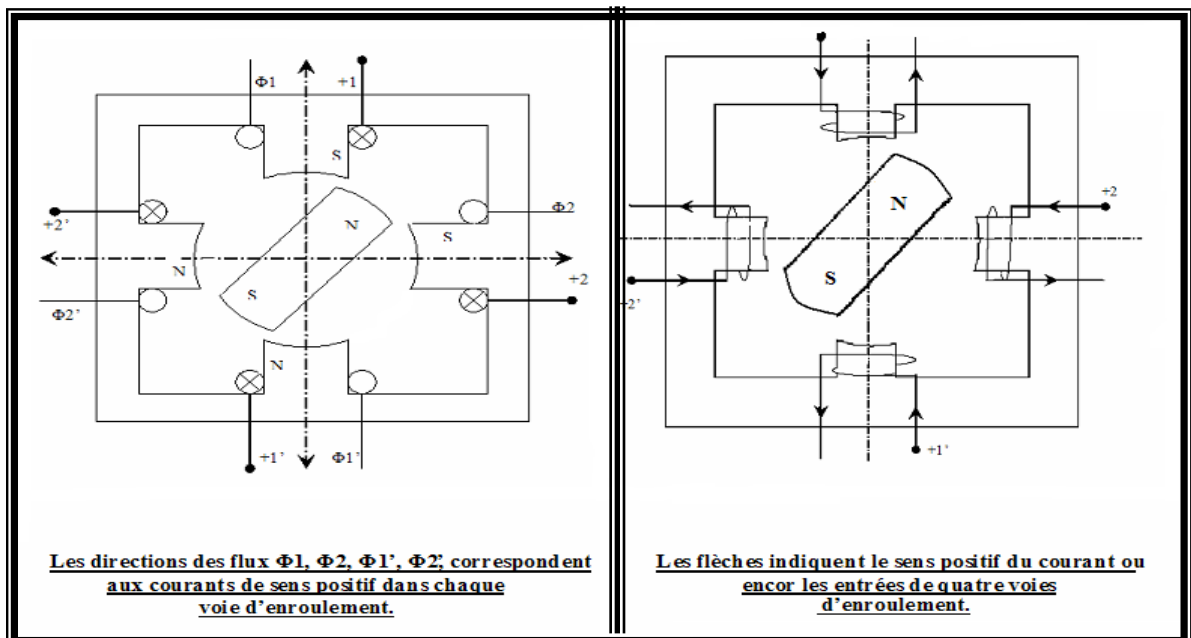


Figure (1.7) : Structure d'un moteur à aimant permanent

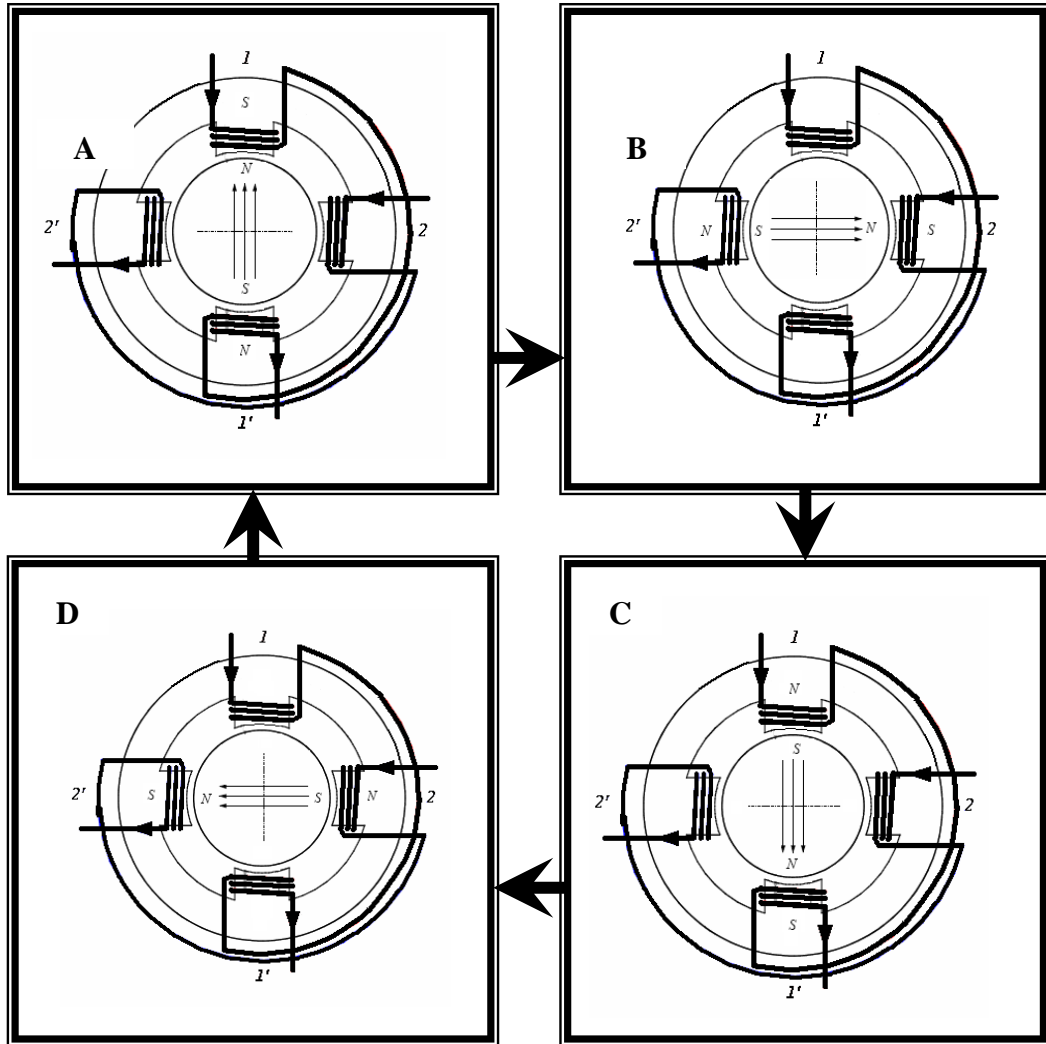
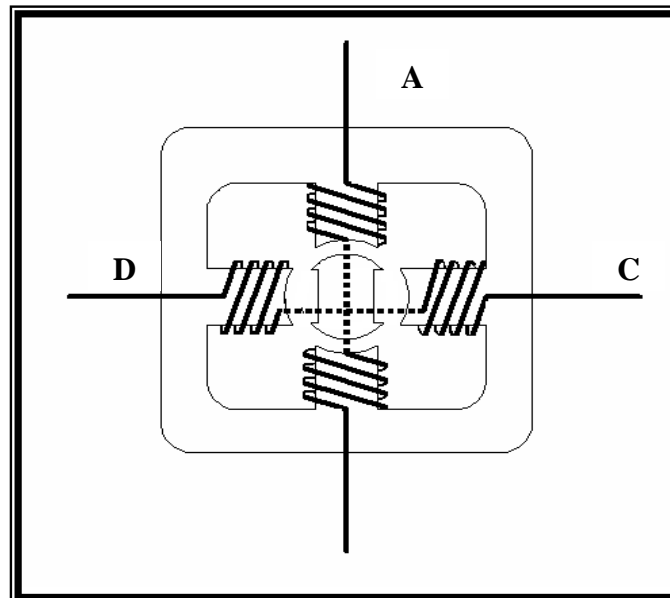


Figure (1.8) : Les opérations d'un moteur pas à pas à aimant permanent



B**Figure (1.9) : Schéma électrique d'un moteur pas à pas à aimant permanent****1.8.2.3. TYPES DE MP :**

Les moteurs pas à pas à aimant permanent, se subdivisent en deux types principaux :

- Les moteurs bipolaires.
- Les moteurs unipolaires.

a) MOTEURS BIPOLAIRES :

Le schéma électrique simplifié d'un moteur bipolaire est donné en Figure (1.9) leur angle de rotation par pas est ici de 90° . La constitution de ce type de moteur est la suivante:

Un aimant permanent est solidaire de l'axe du moteur et sa rotation s'effectue entre les différents pôles du stator supportant les enroulements. Ces derniers devront être alimentés par un courant changeant de sens à chaque pas effectué, selon les trois séquences suivantes :

1) mode « monphasé » :

La première séquence ne réclame que l'alimentation d'un seul enroulement à chaque pas. Le couple développé par le moteur n'est pas très important. Le schéma de la Figure (1.10.a) montre la chronologie à respecter : **AB, CD, BA, DC** puis **AB**, etc....

2) MODE « BIPHASE » :

La seconde séquence est obtenue par l'alimentation simultanée des deux phases. C'est le procédé le plus courant et c'est celui qui donne le couple maximal. On se reportera en Figure (1.10.b) afin de comprendre ce type de commande.

3) MODE « DEMI PAS » :

Cette troisième séquence est représentée en Figure (1.10.c). Là, le moteur est commandé en biphasé, puis en monphasé, puis en biphasé, etc.

On arrive ainsi à doubler le nombre de pas de moteur et à augmenter sa précision.

Malheureusement, le couple est évidemment irrégulier. La commande électrique de ce type de moteur est plus complexe si on veut la réaliser à l'aide de transistor.

En effet, le courant devient inversé, un pont de quatre transistors par phase doit être utilisé, comme illustré sur Figure (1.11.a). On peut également n'utiliser que deux transistors, mais dans ce cas, une alimentation symétrique sera nécessaire Figure (1.11.b).

b) MOTEURS UNIPOLAIRES :

Le schéma théorique d'un moteur unipolaire est donné en Figure (1.12). On peut considérer que ce type de moteur est identique au moteur bipolaire, avec une petite différence :

afin d'inverser le sens du courant.

Les enroulements sont réalisés à l'aide de deux fils dont l'une des extrémités est reliée à la masse (ou au plus de l'alimentation). Il suffit alors d'alimenter les enroulements à tour de rôle afin d'obtenir la rotation de l'axe du moteur, et selon la même séquence vue pour le MRV.

Un moteur unipolaire présentera, à dimensions équivalentes, un couple moins important qu'un moteur bipolaire. La commande d'un moteur pas à pas unipolaire, ne nécessitera que quatre transistors NPN qui seront commandés à tour de rôle. Par exemple, à l'aide de portes logiques.

Le dessin de la Figure (1.13) représente les modes des commandes schématisés par les deux types principaux de moteurs à aimant permanent.

Signalons enfin, que ces moteurs (unipolaire et bipolaire) ne peuvent présenter des vitesses de rotation très élevées. Cette limitation est en grande partie dû à la tension induite par le rotor dans le stator et produisant une force contre-électromotrice. Si l'on désire des vitesses supérieures, il conviendra d'utiliser les moteurs MRV, dont le rotor en fer doux non magnétique, et qui n'induit donc pas de tension dans le stator.

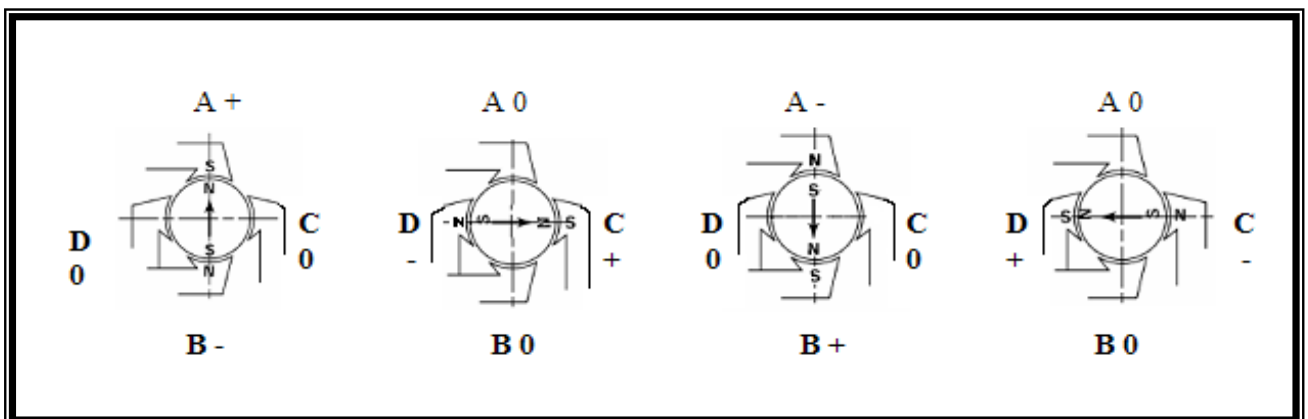


Figure (1.10.a): Mode monophasé.

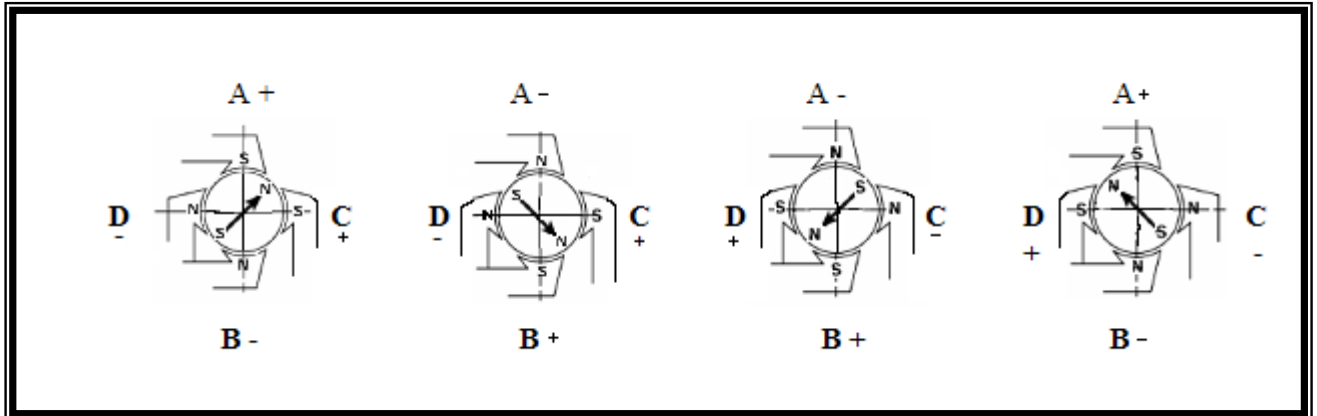


Figure (1.10.b): Mode biphasé .

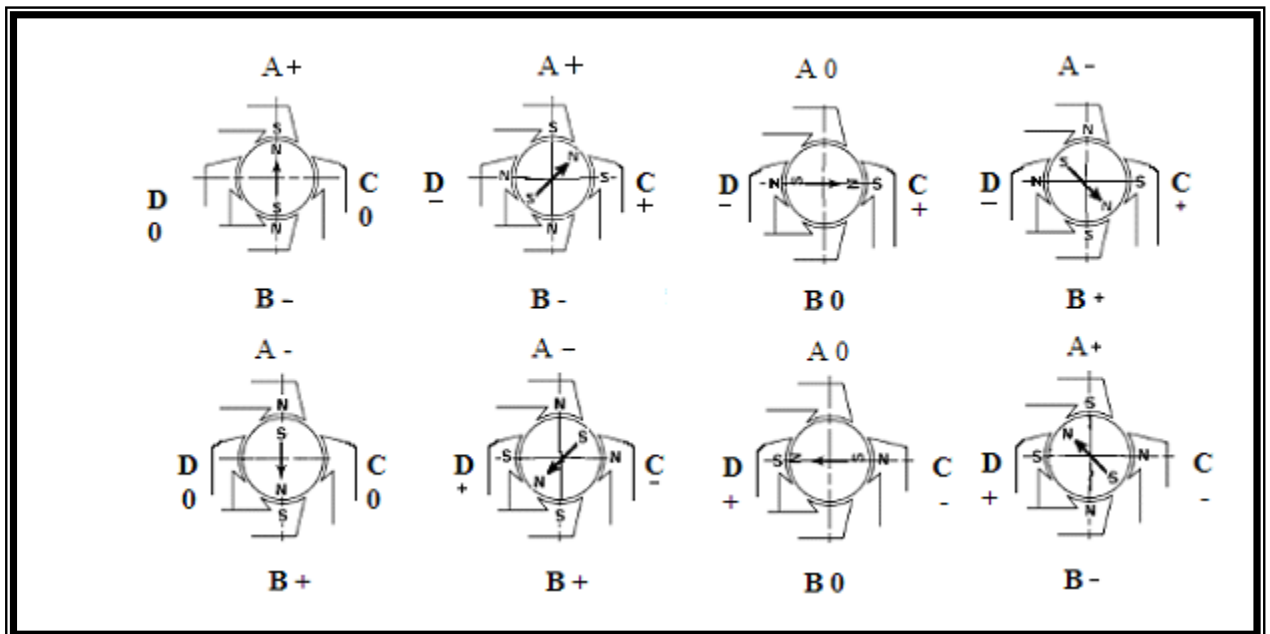


Figure (1.10.c): Mode demi pas.

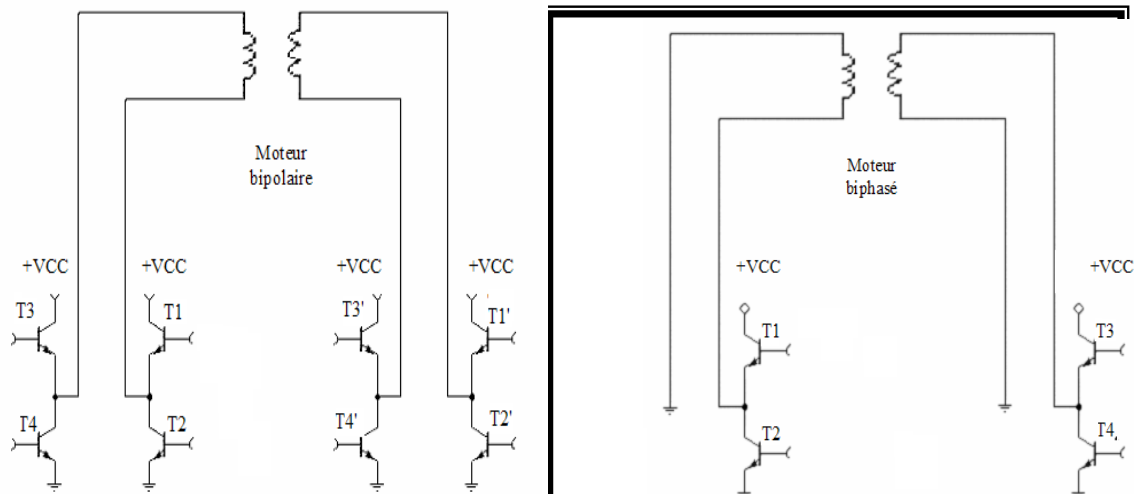


Figure (1.11.a) : La commande électrique
du MP bipolaire
(Pont de 4 transistors par phase).

Figure (1.11.b) : Alimentation symétrique
du MP bipolaire.

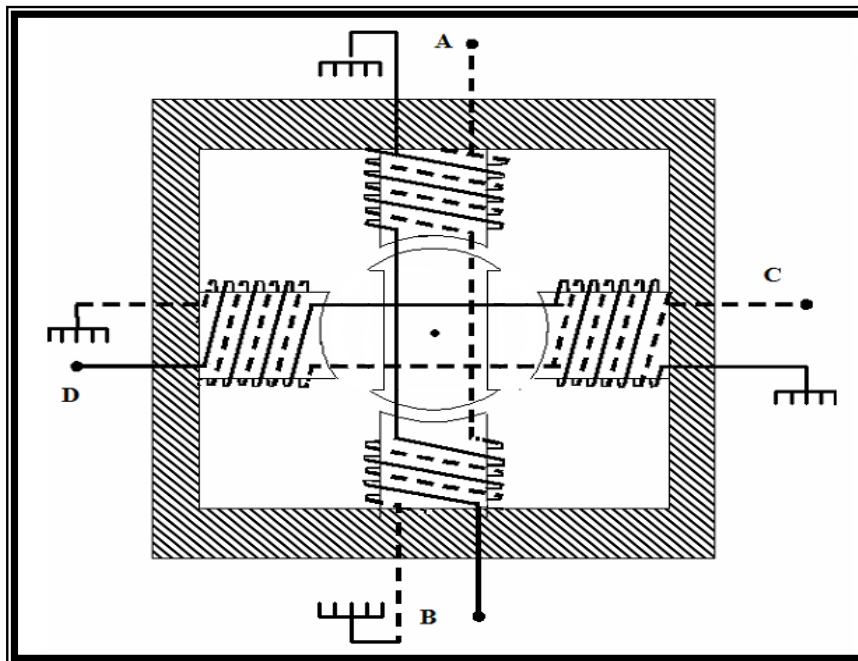


Figure (1.12) : Schéma simplifié d'un moteur à aimant permanent unipolaire

1.8.2.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS :

1) AVANTAGES :

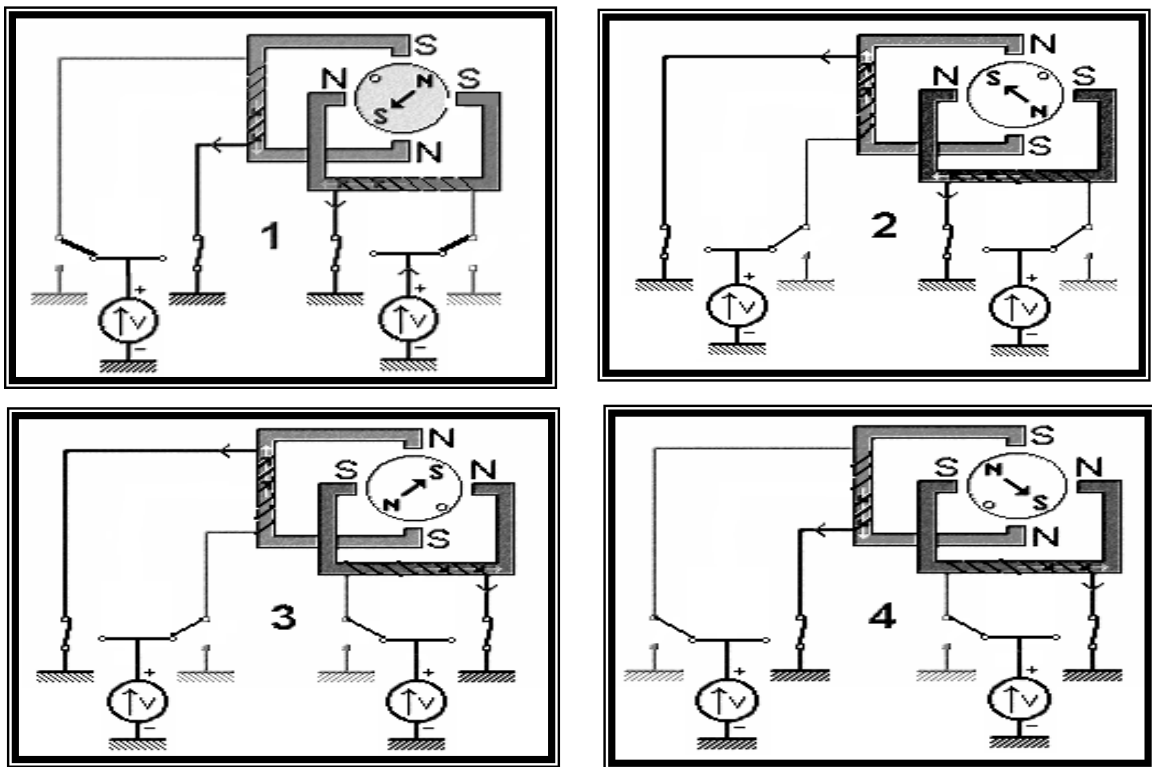
Les MP sont caractérisés par :

- Une construction simple.
- Un couple moteur élevé, dû à la puissance des pôles aimantés.
- Un rendement élevé, grâce à une tension induite de mouvement important.

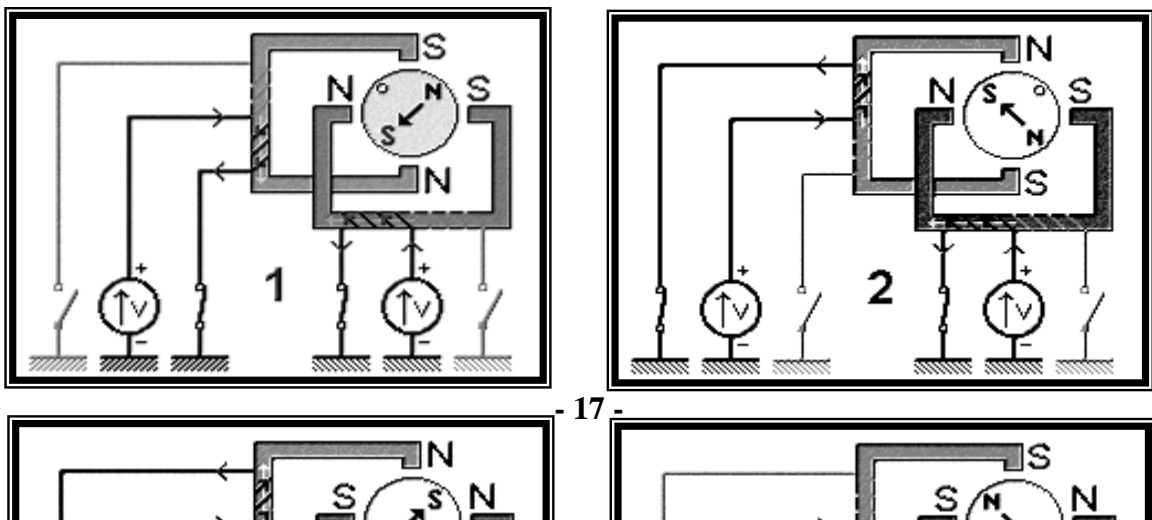
- En générale, une plus grande inertie propre, ce qui leur donne une plus grande insensibilité aux inerties extérieures.
- Il possède un couple de maintien non négligeable (environ 10% du couple statique), ce qui leur confère une certaine immobilité, même en cas des chocs et de vibration, sans qu'il soit nécessaire de les alimenter.
- Un amortissement interne des oscillations importantes.

2) INCONVENIENTS :

- Le nombre de pas par tour est petit, généralement entre 4 et 24 à cause de la difficulté de loger les aimants du rotor.
- Des fréquences de commutation faibles.
- L'alimentation du stator change avec le temps.
- Le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation des phases et du sens du courant dans les bobines d'alimentation.



a) Moteur à aimant permanent bipolaire



b) Moteur à aimant permanent unipolaire
Figure (1.13) : Mode de commande schématisé pour les deux moteurs
(Unipolaire et bipolaire)

1.8.3. MACHINES HYBRIDES MH :

Les moteurs pas à pas hybrides sont réalisés par la combinaison des principes du MRV et de MP.

1.8.3.1. CONFIGURATION DE BASE:

Le MH comporte un stator en fer feuilleté à plots saillants, et deux couronnes rotoriques dentées, géométriquement identiques en matériaux ferromagnétiques, réunies par un aimant permanent cylindrique Figure (1.14.a).

Vu du stator, le rotor présente autant des pôles magnétiques actifs qu'il possède des dents. Les dents sur une des couronnes sont décalées par rapport aux dents de l'autre de

$\frac{1}{2} \tau_{dr}$ (pas dentaire) comme le montre la Figure (1.14.b), l'ensemble rotorique présente:

$$2p = 2N_{dr} = 2 * 10 = 20 \text{ Pôles.} \quad (1.10)$$

Avec : N_{dr} nombre des dents sur une seule couronne.

Les pôles (dents) rotoriques sont décalés par rapport aux deux plots adjacents du stator d'un quart de pas ($\frac{1}{4} \tau_{dr}$). [Has-86]

1.8.3.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

L'alimentation de l'enroulement déphasé selon la Figure(1.14.b) et selon le cyclogramme (1), (2), (1'), (2') permet la rotation du moteur dans le sens horaire.

Pour le branchement de la phase (1), les plots I et V, forment les pôles SUD, tandis que les plots III et VII, forment les pôles NORD, compte tenu de l'alimentation des dents rotoriques, la machine se fonctionne comme le montre la Figure (1.14.b).

En commutant la tension de la phase (1), la phase (2), on confère aux plots II et VI la polarité SUD et aux plots IV et VIII, la polarité NORD, ce qui provoque le déplacement du rotor d'un quart de tour de pas dentaire.

La rotation complète du vecteur du champ de 2π radian électrique, s'obtient après commutation (2'), où les plots II et VI deviennent NORD et les plots IV et VIII deviennent SUD.

Le cycle de commutation correspond ici à un pas dentaire, d'où $N_{pc} = 4$. Dans les conditions où le couple de la réductance variable (interaction courant-fer) est annulé, le pas angulaire géométrique de MH est identique à celui de MP et se calcule comme suit :

$$\alpha_{pm} = \frac{360}{(N_{pc} * N_{dr})}; D'où : N_{pt} = N_{pc} * N_{dr} \quad (1.11)$$

1.8.3.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS :

1) AVANTAGES :

- Un nombre de pas /tour est très grand, jusqu'à 400 pas / tour. Soit un angle de rotation de 0.9° .
- Un couple moteur élevé, dû à l'alimentation du rotor et la proportionnalité du courant.
- Un bon rendement.
- Il présente une stabilité dynamique naturelle.
- Le rotor a une inertie importante, ce qui lui permet de faire des accélérations rapides.
- Il possède un couple de maintien en absence du courant de détente.
- une mémoire de position.

2) INCONVENIENTS :

- L'alimentation du stator change dans le temps.

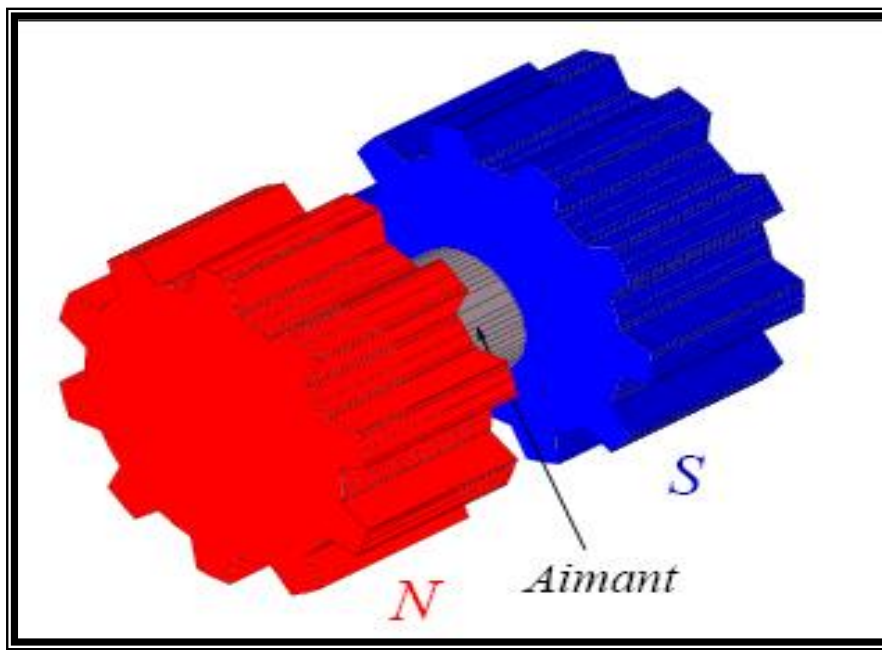


Figure (1.14.a) : construction du rotor du moteur pas à pas hybride MH

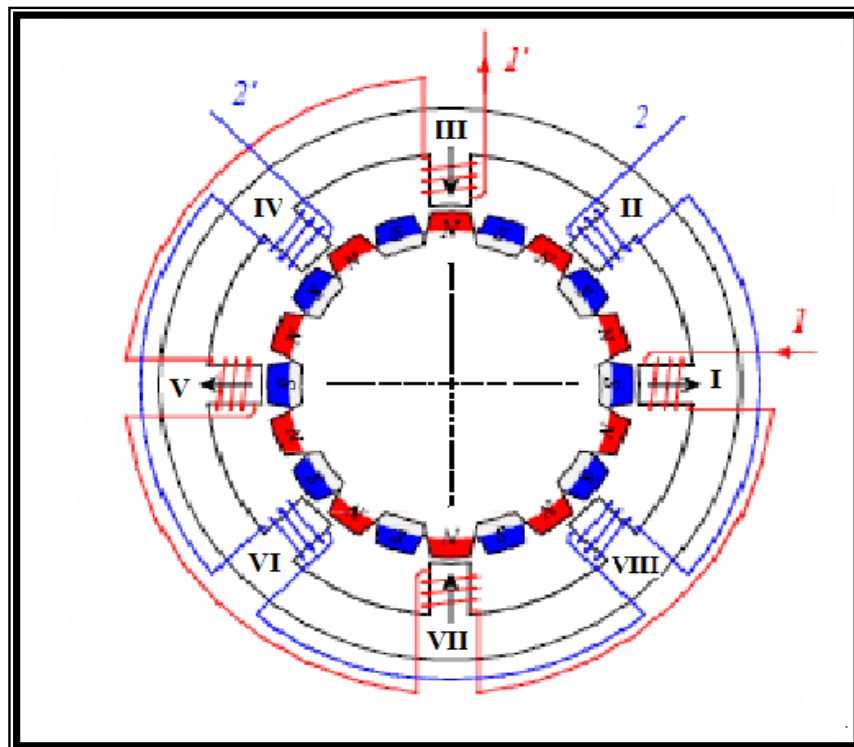


Figure (1.14.b): Positionnement du moteur pas à pas hybride MH

1.8.4. COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES DE MOTEURS PAS A PAS :

Le Tableau (1.1) donne une comparaison entre les divers types de moteurs pas à pas.

Types des moteurs pas à pas	Moteur à réluctance variable	Moteur à aimant permanent	Moteur hybride
Résolution (N ^{bre} de pas par tour)	Bonne	Moyenne	Elevée
Couple moteur	Faible	Elevé	Elevé
Sens de rotation	Dépend : De l'ordre d'alimentation	Dépend : De l'ordre d'alimentation des	Dépend : De l'ordre d'alimentation des phases.

	des phases.	phases. Du sens du courant dans bobines.	Du sens du courant des bobines.
Fréquence de travail	Grande	Faible	Grande
Puissance	Quelque Watts	Quelques dizaines de Watts	Quelque KWatts

Tableau (1.1) : Comparaison entre les divers types des moteurs pas à pas

1.9. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois grandes familles du moteur pas à pas. 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 par contre ils présentent l'avantage d'avoir un nombre de pas par tour important.

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 des 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, et les données.

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 même équations.

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

- ✓ 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 nulles

2.2 MODELISATION DU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT:

2.2.1 EQUATION 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} .

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

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 :

$$\Psi_{\alpha m} = \Psi_0 \cos(Nr.\theta) \quad (2.5)$$

$$\Psi_{\beta m} = \Psi_0 \sin(Nr.\theta) \quad (2.6)$$

Ψ_0 : flux mutuel maximal produit par l'aimant

Nr : nombre de dents rotorique

θ : angle de position mécanique .

$$\frac{d\Psi_{am}}{dt} = -K\Omega \sin(Nr.\theta) \quad (2.7)$$

$$\frac{d\Psi_{\beta m}}{dt} = K\Omega \cos(Nr.\theta) \quad (2.8)$$

Avec :

$K = P\Psi_0$: constante de couple

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

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) :

$$\frac{d\Psi_{\alpha}}{dt} = L_{\alpha\alpha} \frac{dI_{\alpha}}{dt} - K\Omega \sin(Nr.\theta) \quad (2.9)$$

$$\frac{d\Psi_{\beta}}{dt} = L_{\beta\beta} \frac{dI_{\beta}}{dt} - K\Omega \cos(Nr.\theta) \quad (2.10)$$

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

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

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

avec :

$$(2.13) U_{m\alpha} = -K\Omega \sin(Nr.\theta)$$

$$(2.14) U_{m\beta} = K\Omega \cos(Nr.\theta)$$

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

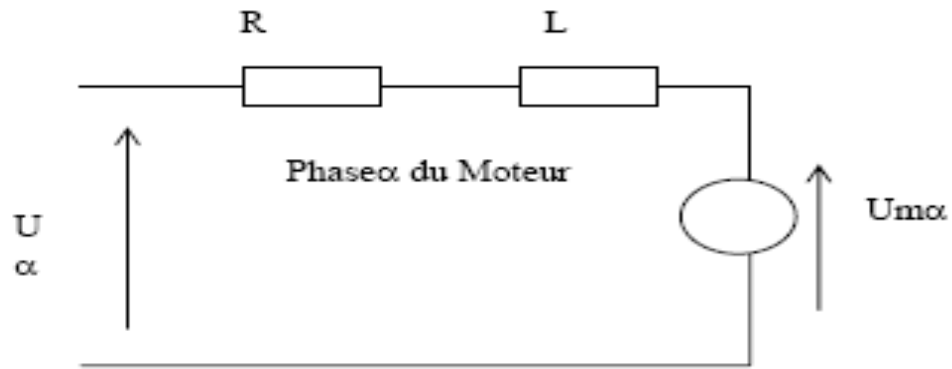


Figure 2.1 Schéma équivalent d'une phase du moteur

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 enroulement de la machine originale, des enroulement 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 APPLIQUE AU MOTEUR PAS A PAS A AIMANT PERMANENT:

On désire transformer les enroulements de la machine en des enroulement 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 définie par :

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

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

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

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

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 :

$$(2.17) \quad L \frac{dI_d}{dt} = U_d - RI_d + NrL\Omega I_q$$

$$L \frac{dI_q}{dt} = U_q - RI_q - NrL\Omega I_d - K\Omega \quad (2.18)$$

2.2.2 EQUATION DE COUPLE

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

$$(2.19) \quad Ce = \Psi_{am}(-I_\alpha \sin \theta_e + I_\beta \sin \theta_e) + M \{ (I_\beta^2 - I_\alpha^2) \sin 2\theta_e + 2I_\alpha I_\beta \cos 2\theta_e \}$$

avec:

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

$I_\alpha I_\beta$: l'angle électrique de la machine

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:

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

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

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

$$Ce = -K(I_\alpha \sin(Nr.\theta) - I_\beta \cos(Nr.\theta)) \quad (2.22)$$

2.5 DOMAINE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR PAS A PAS:

2.5.1 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 à la position

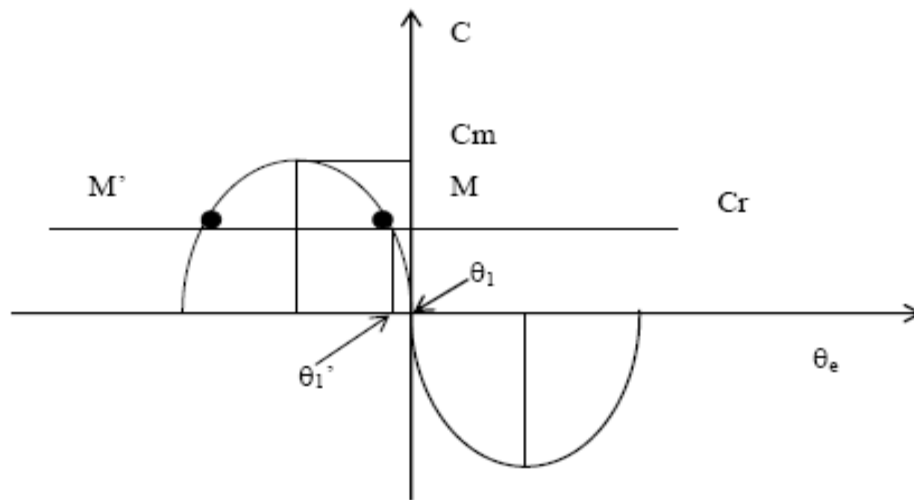


Figure 2.2 Caractéristique statique

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

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

où C_m est le couple de maintien qui correspond au couple de charge maximal applicable au rotor, sans provoquer sa rotation.

2.6 COMPORTEMENT DYNAMIQUE:

En appliquant le principe fondamental de la dynamique on obtient:

$$J \frac{d\omega}{dt} = Ce + F\omega + Crs.sign(\omega) + Cr \quad (2.24)$$

avec:

F :coefficient de frottement visqueux

Cr : couple de charge

Crs: coefficient de frottement

$$J \frac{d\Omega}{dt} = KI_q - Cr \quad (2.25)$$

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

2.6 CARACTERISTIQUE COUPLE VITESSE:

Les performances dynamique du moteur sont définis 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-démrrage du moteur, elle est délimitée par la fréquence limite de démarrage (Fdm) 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 Fdm.

Lors du fonctionnement dans la zone d' arrêt-démarrage, des instabilités, dites de basses fréquences (zone3), peuvent entraîner une perte de synchronisme. Ceci est du essentiellement au phénomène de résonance qui se produit lorsque la durée du pas est voisine de la pseudopériod 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.

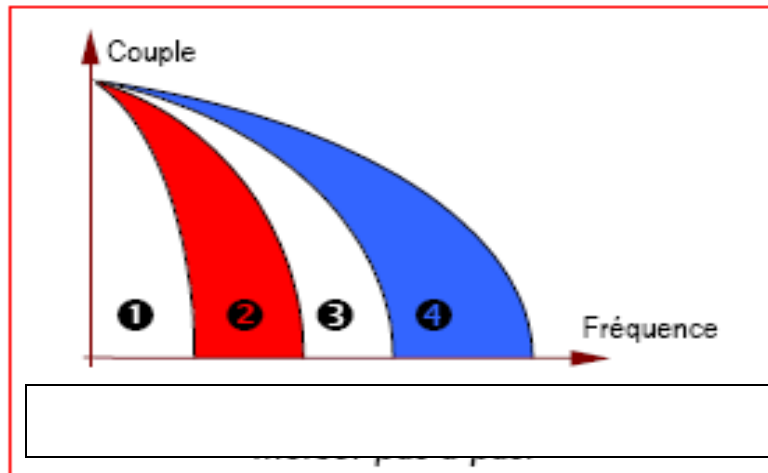


Figure 2.3: Domaine de fonctionnement d'un moteur pas à pas

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 séquençage 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 séquençage les plus répandus pour les moteurs diphasés sont :

- **Mode 1** : à un instant donné, une seule phase du moteur est alimentée.
- **Mode2** : les deux phases sont alimentées en même temps. Ce mode de séquençage 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 sinusoïdale,[Goe-84].

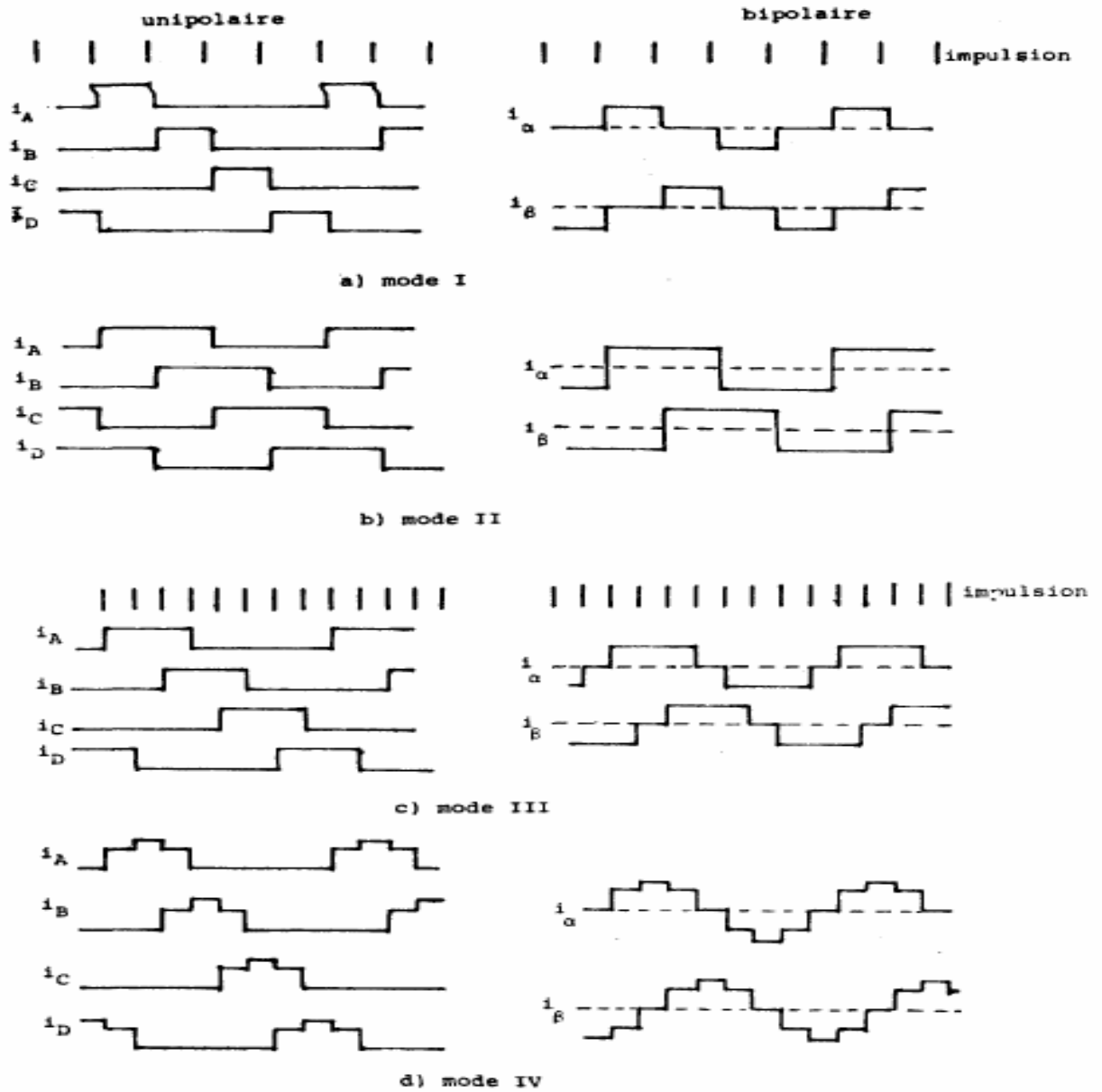
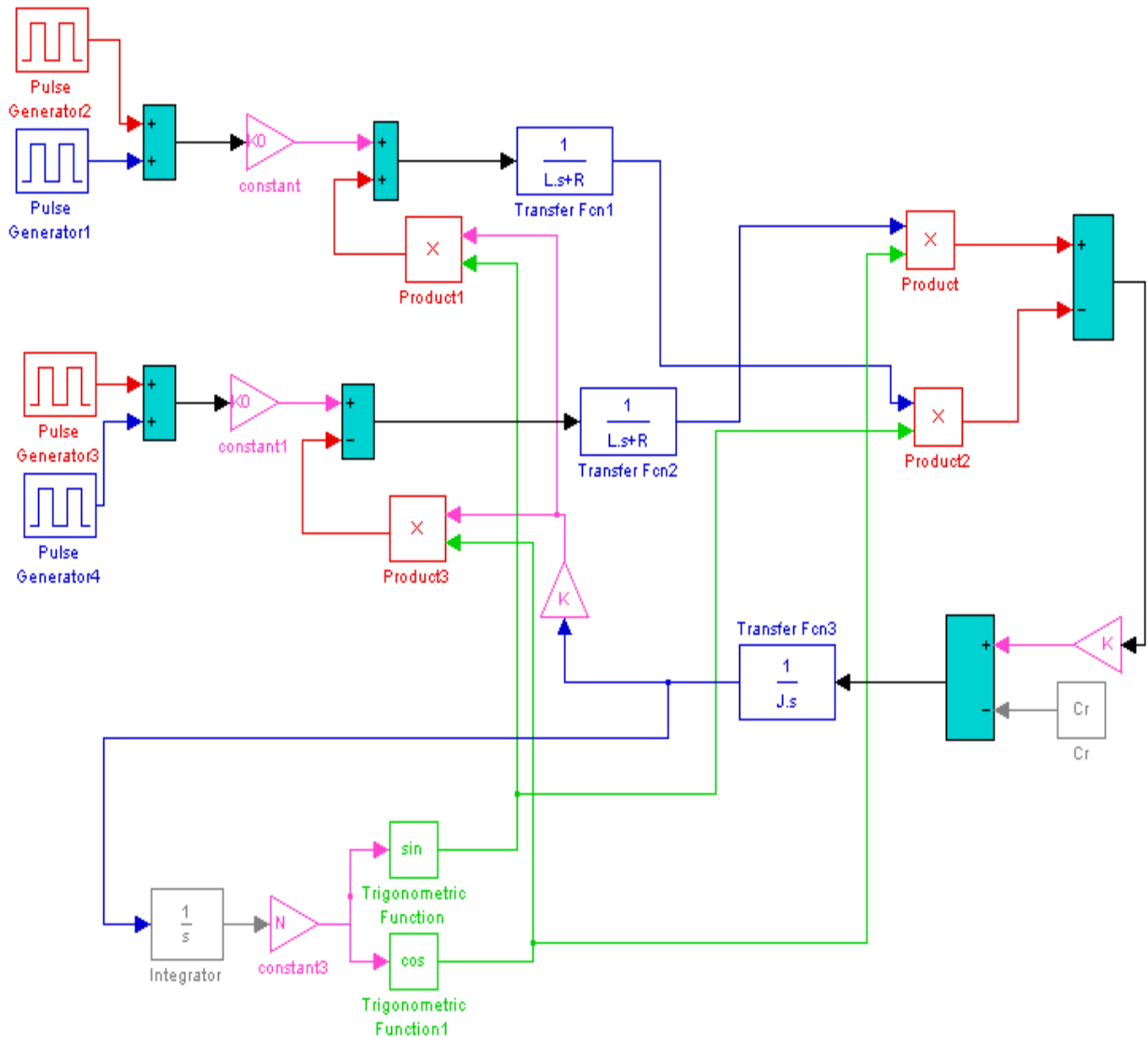


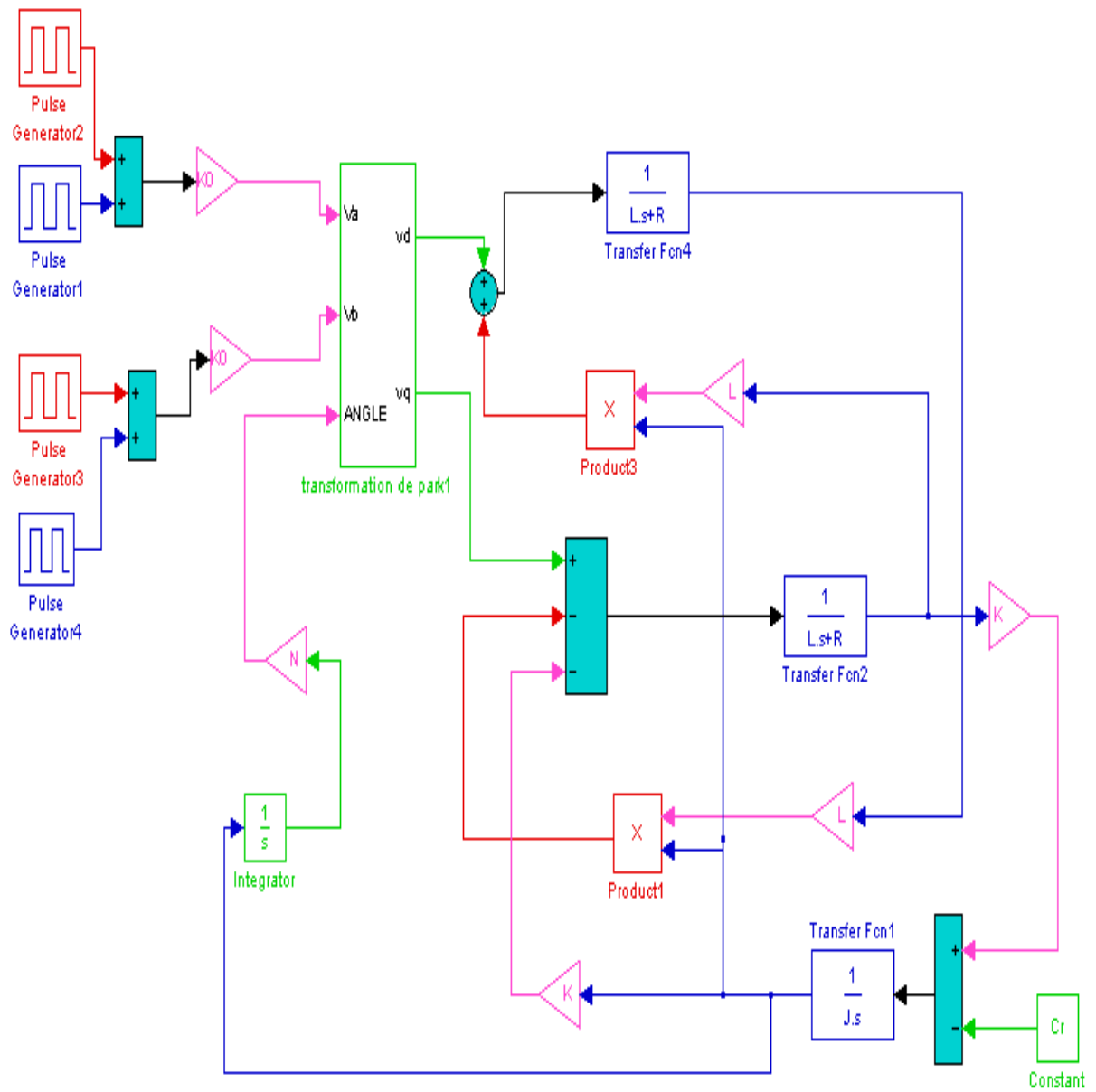
Figure 2.4: courants théoriques en alimentation bipolaire des principaux modes:

2.8 SCHEMA DE SIMULATION:

La simulation a été effectuée par le logiciel simulink sous MATLAB. Il y a deux schéma bloc ,la figure(2.7)schéma bloc de moteur dans le référentiel $\alpha\text{-}\beta$, et la figure (2.8) schéma bloc de moteur dans le référentiel d-q.



Figure(2.7) schéma de simulation du moteur dans le refèrentiel $\alpha\text{-}\beta$



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

2.9 RESULTATS 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.

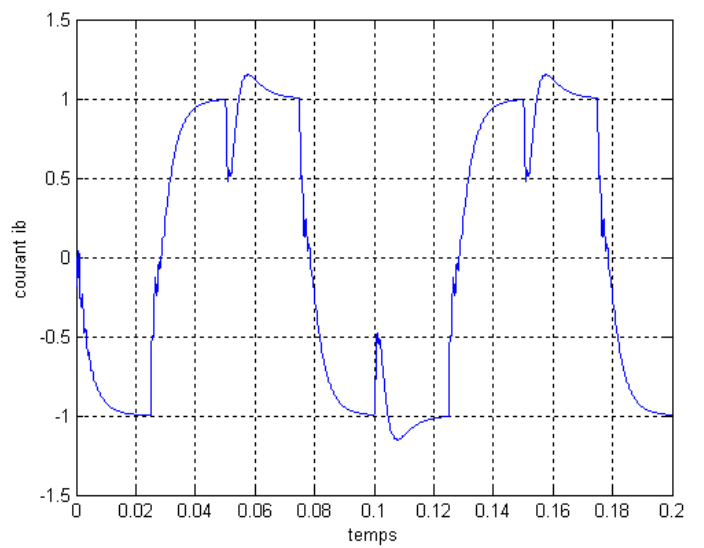
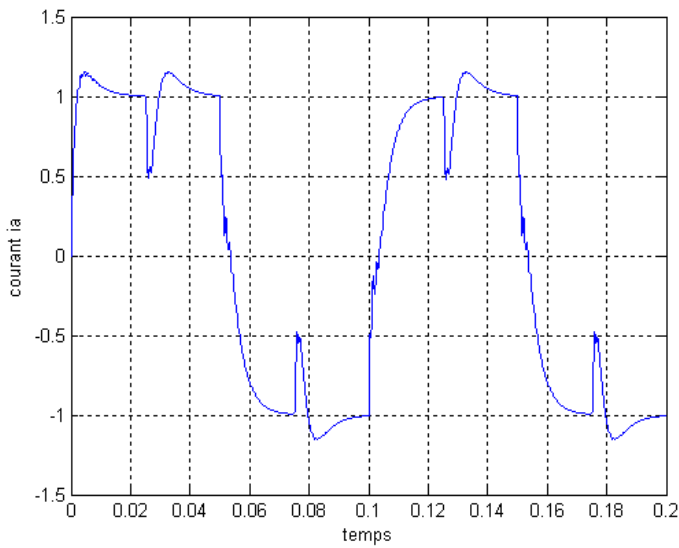
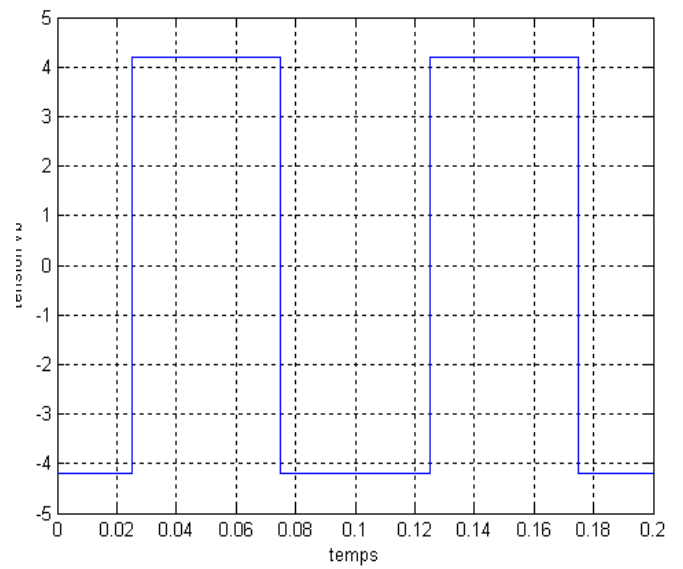
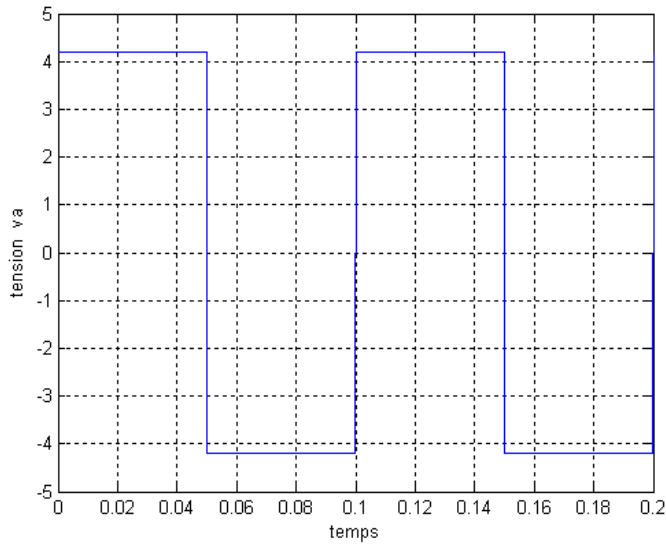
L'examen des caractéristiques dynamiques montre qu'elles sont parfaitement identiques, ceci nous permet de conclure que la simulation effectuée par le logiciel « MATLAB » est validée.

2.10 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 du concept général de la commande par mode glissant.

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)



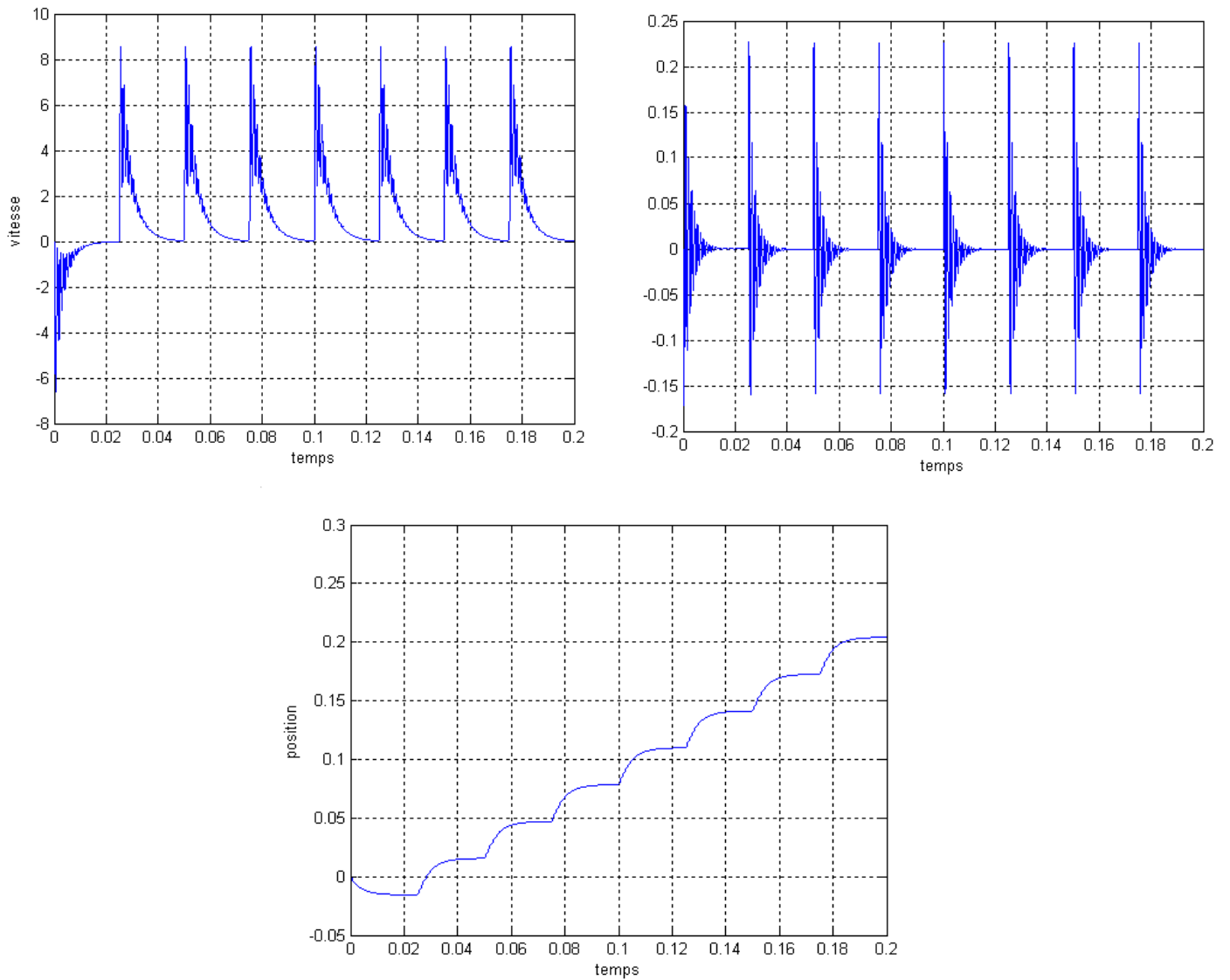
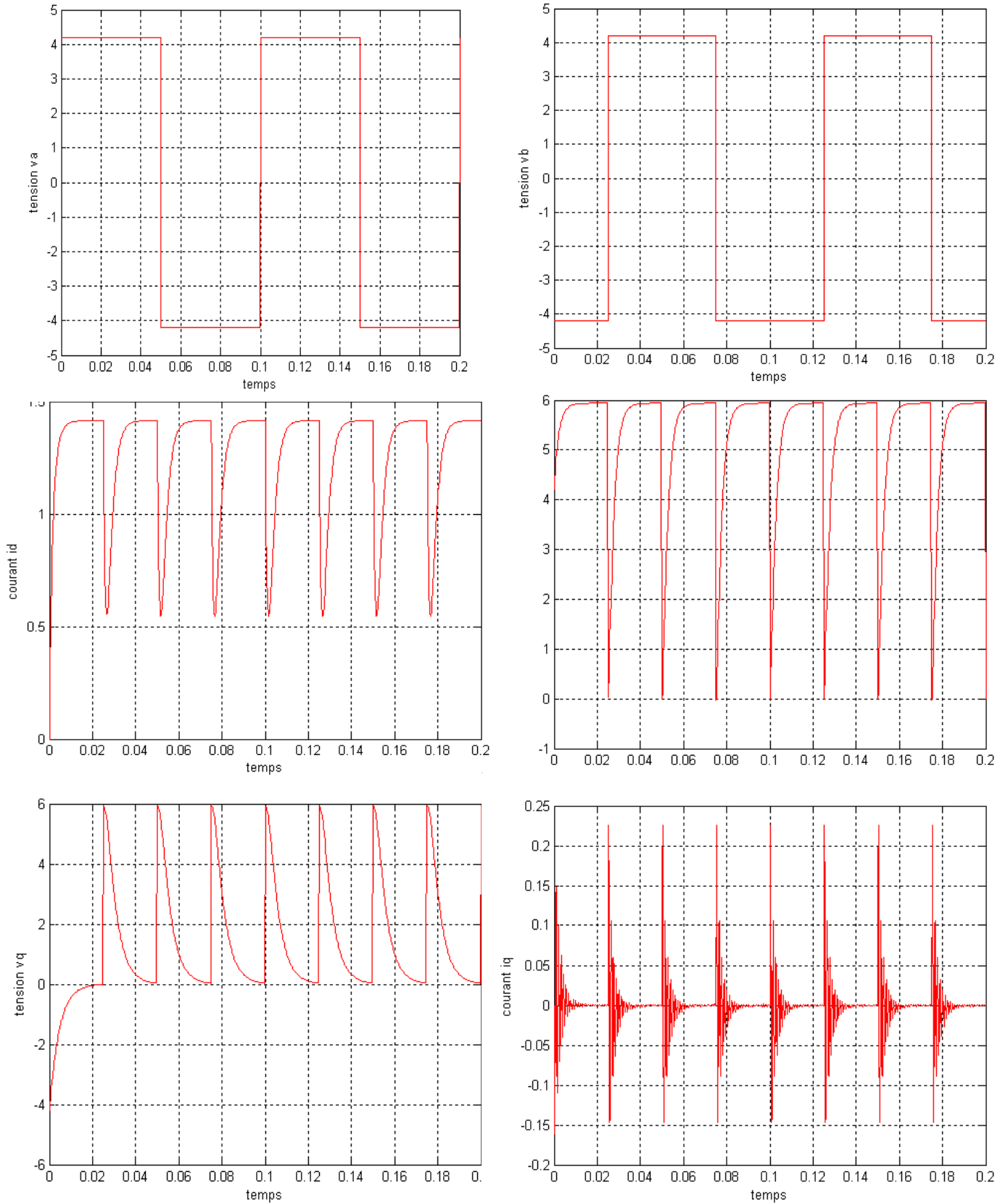


Figure (2.9) :Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel (α - β)à vide pour $f=10\text{HZ}$

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

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



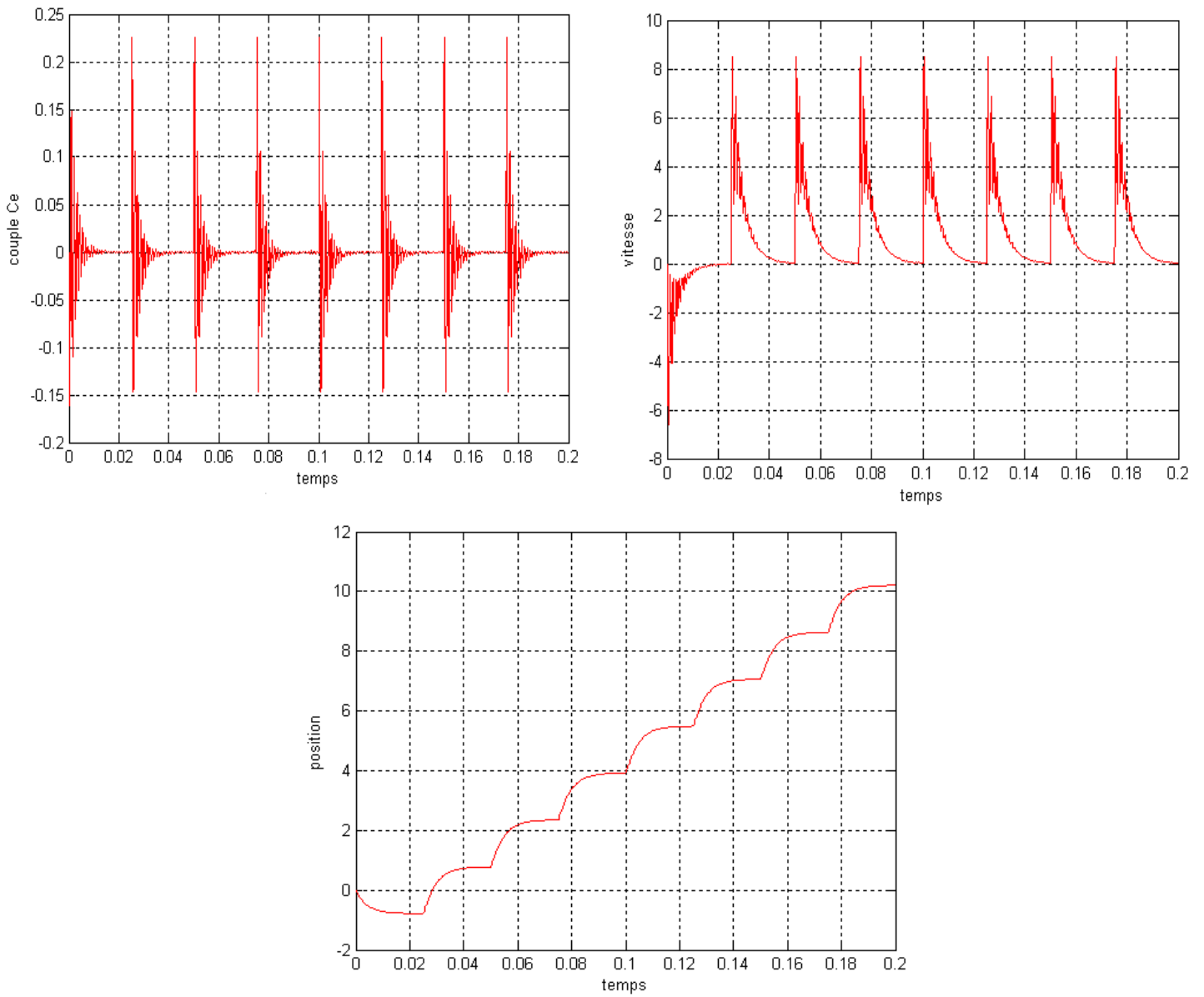


Figure (2.10): Résultats de la simulation du MPP dans le référentiel (d-q) à vide pour $f=10\text{Hz}$

3.1 INTRODUCTION :

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais :sliding mode) , est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement .[Utk-78] [Eme-69].

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

La discussion qui a lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre NEIMRAK et FILLIPOV a été concluante, dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée [Bou-91].

Dans ce chapitre, nous présenterons le concept général de la commande des systèmes à structure variable .

3.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". [2]

3.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (3.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse.

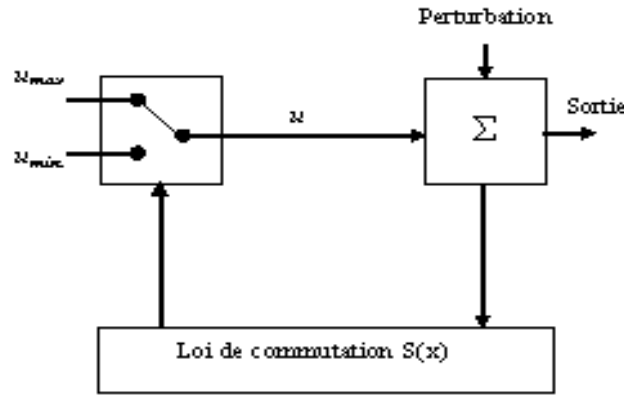


Figure 3.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

3.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (3.2), c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

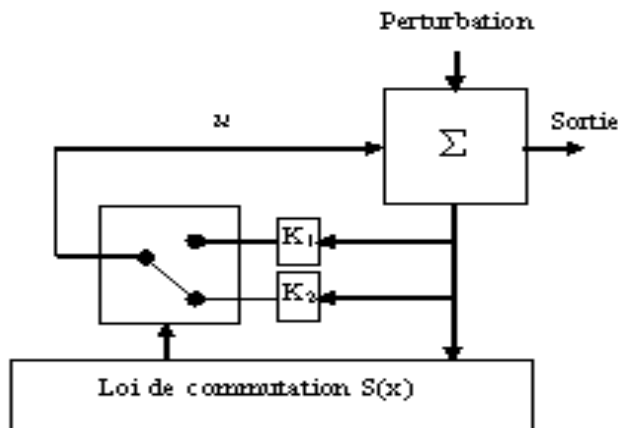


Figure 3.2: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

3.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (3.3), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

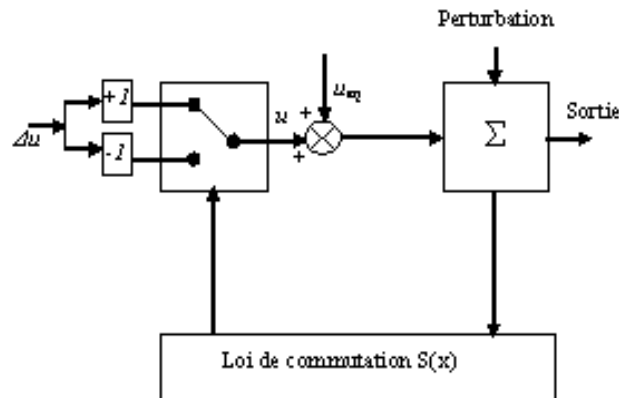


Figure 3.3: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

\underline{u} : vecteur de commande.

\underline{u}_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinu.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation

3.3 Principe de la théorie du contrôle par mode glissant :

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. 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, [2].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure(3.4)

- ✓ 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. Si la variable d'état oscille dans un voisinage de la surface de glissement, ce phénomène est appelé chattering ou broutement. 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.

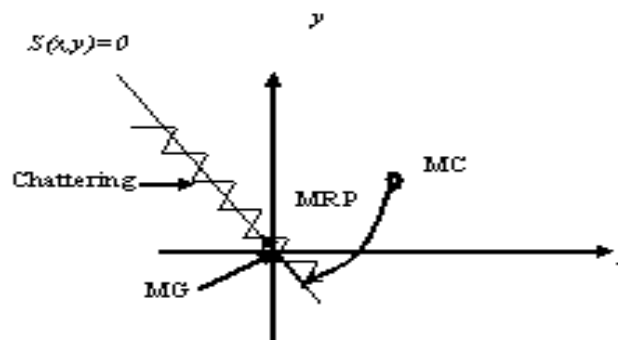


Figure3.4 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

3.4 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, [2].

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.

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

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

3.4.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (3.1), le vecteur de surface σ à la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u \quad (3.1)$$

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

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

avec:

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

λ : est une constante positive.

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du

paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

3.4.2 Conditions de convergence et d'existence :

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

3.4.2.1 La fonction discrète de commutation :

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

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (3.4)$$

3.4.2.2 La fonction de Lyapunov :

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

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.5)$$

la dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (3.6)$$

pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (3.4) est vérifiée.

L'équation (3.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

3.4.3 Calcul de la loi de commande :

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

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est

indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.7)$$

- u_{eq} correspond donc à la commande proposée par Filipov, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} , [2].

- u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.8)$$

en remplaçant (I.1) et (I.7) dans (I.8), nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x,t) + B(x,t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \quad (3.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (3.10)$$

pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_n \quad (3.11)$$

la condition d' attractivité exprimée par (I.4) devient:

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_{eq} \quad (3.12)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_{eq} .$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure (3. 6) donnée par l'équation :

$$u_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (3.13)$$

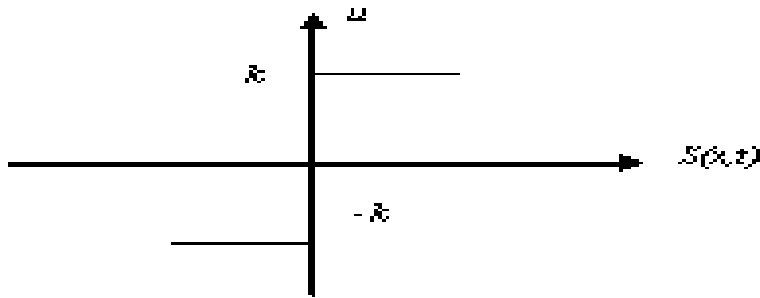


Figure 3. 5 : Représentation de la commande discontinue.

k : est l'amplitude de grandeur de commande .

S : la surface de glissement.

u_n : l'organe de commande.

3.5 .Conclusion :

Comme on vient de le voir dans ce chapitre la technique de contrôle par mode de glissement est un moyen de commande très puissant qui est sollicité les systèmes d'équation multi variable ou les paramètres incertains et variable ne peuvent influencer la robustesse.

On peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

La commande par mode glissant, consiste à garantir qu'un système dynamique d'ordre "n" peut être amené vers l'origine pour la stabilité vers un nouveau système 1; dont une seule variable, 's', va définir le nouveau système. Donc, au lieu de stabiliser de manière explicite les n variables qui constituent le système original, le problème sera réduit par la stabilisation de 's' cette nouvelle variable est fonction des variables originales du système. Elle est appelée variable surface de glissement.

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [5]:

- ✓ La commande est adoucie par la présence de commande équivalente; celle-ci peut cependant être supprimée, au prix d'une augmentation de u .
- ✓ On a en quelque sorte les avantages d'un système grand gain, sans en avoir les inconvénients
- ✓ on peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites, de dimension quelconque, et à des intersections d'autant de telles surfaces qu'on a des commandes disponibles
- ✓ pas de discussion à propos des pôles, de la convergence prouvée par un argument élémentaire, de marge de stabilité.

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 hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenue sur cette hypersurface, 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 appliqué 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 A PAS A AIMANT PERMANENT :

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

On reprend le modèle du moteur pas à pas à aimant permanent s' exprime sous la forme

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

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

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

Posons l'erreur e égal à :

$$e = [i_d - i_{dr}, i_q - i_{qr}, W - W_r]^T = [x_1, x_2, x_3]^T$$

$$\Delta V_d = V_d - V_{dr}$$

$$\Delta V_q = V_q - V_{qr}$$

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

$$\begin{aligned} L \frac{dx_1}{dt} &= \Delta V_d - Rx_1 + NL(\Omega i_q - \Omega_r i_{qr}) \\ L \frac{dx_2}{dt} &= \Delta V_q - Rx_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - Kx_3 \\ J \frac{dx_3}{dt} &= Kx_2 - Cr \end{aligned} \quad (4.3)$$

l'objectif de cette synthèse est déterminer une loi de commande pour forcer l'états du système ,(la vitesse) à suivre la surface de glissement.

Considérons la surface suivante dans l'espace d'état :

$$S = kx_3 + \dot{x}_3 \quad (4.4)$$

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

Calculant la dérivée de S par rapport au temps:

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

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

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

$$\ddot{x}_3 = \frac{K \ddot{x}_2 - \dot{C}r}{J} \quad (4.7)$$

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

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

$$\dot{S} = \frac{k}{J} K x_2 - \frac{KCr}{J} + \frac{K}{JL} (\Delta V_q - R x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - K x_3) - \frac{\dot{C}r}{J} \quad (4.9)$$

4.2.1 COMMANDE EQUIVALENTE :

Il s'agit de calculer la commande équivalente ΔV_{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 gouverné par :

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

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

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 :

La commande globale est définie par :

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

La commande globale est définie par :

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

En remplaçant les équations (4.10) et (4.12) dans (4.9) après simplification on trouve

$$(4.13) \dot{S} = \frac{K}{JL} V_{qe} - \frac{kCr}{J} - \frac{\dot{C}r}{J}$$

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

$$V_{qe} = \frac{L}{K} \left(kCr + \dot{C}r \right) \quad (4.14)$$

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

$$U_0 > \left| \frac{L}{K} \left(kCr + \dot{C}r \right) \right| \quad (4.15)$$

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 :

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

$$V_q = V_{qr} + \Delta V_{qe} + V_{qc} = V_{qr} + kx_3 + (R - kL)x_2 + NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - U_0 \sin g(S) \quad (4.16)$$

Les gains k et U_0 ont été choisis comme suit :

$U_0=10$ 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 A PAS A AIMANT PERMANENT PAR MODE GLISSANT :

4.3.1 SCHEMA BLOC DE SIMULATION :

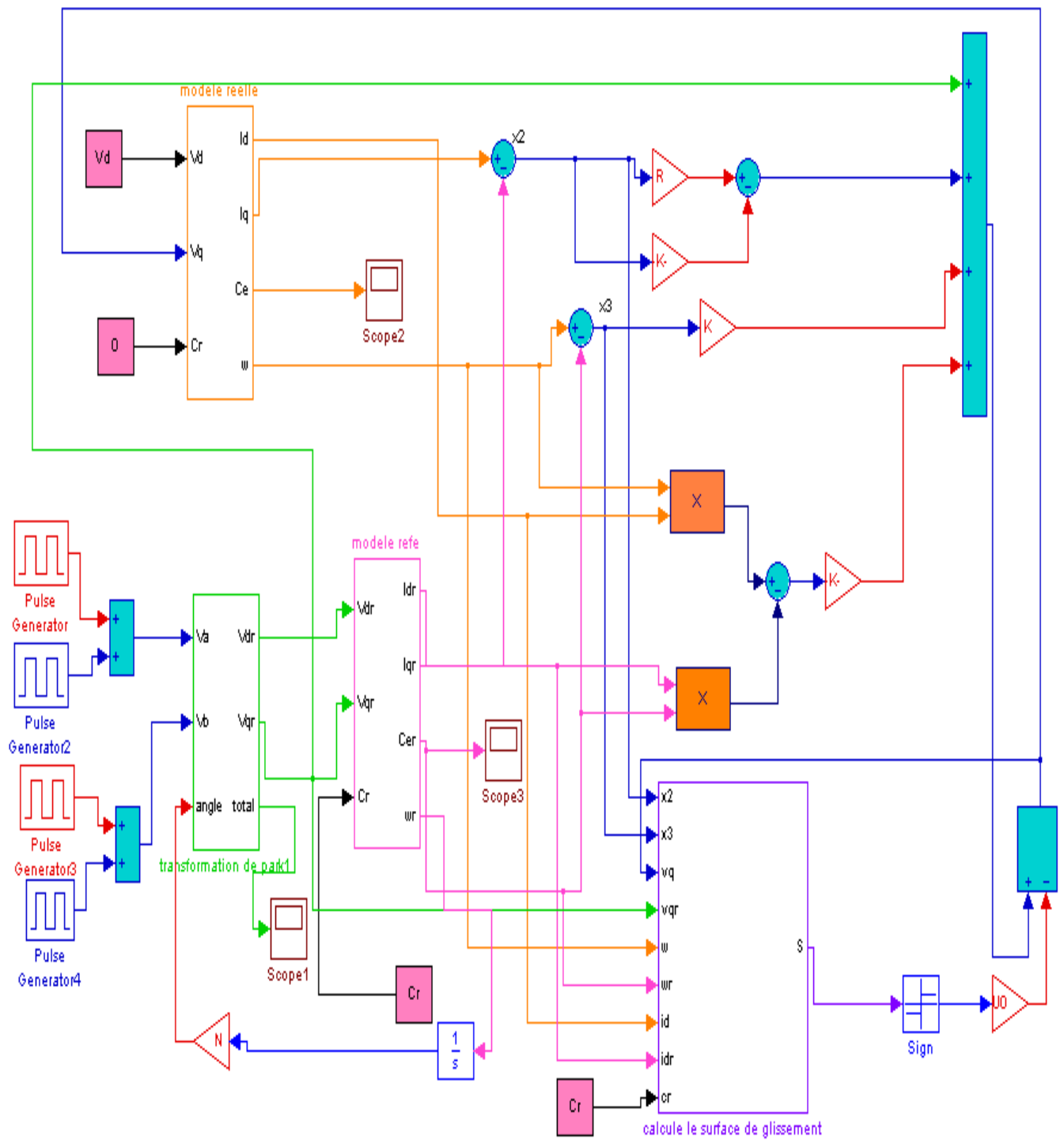


Figure (4.1) schéma bloc de la commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent

4.3.2 RESULTATS 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 DE MOTEUR POUR $f=10\text{Hz}$ ET $C_r=0\text{N.m}$

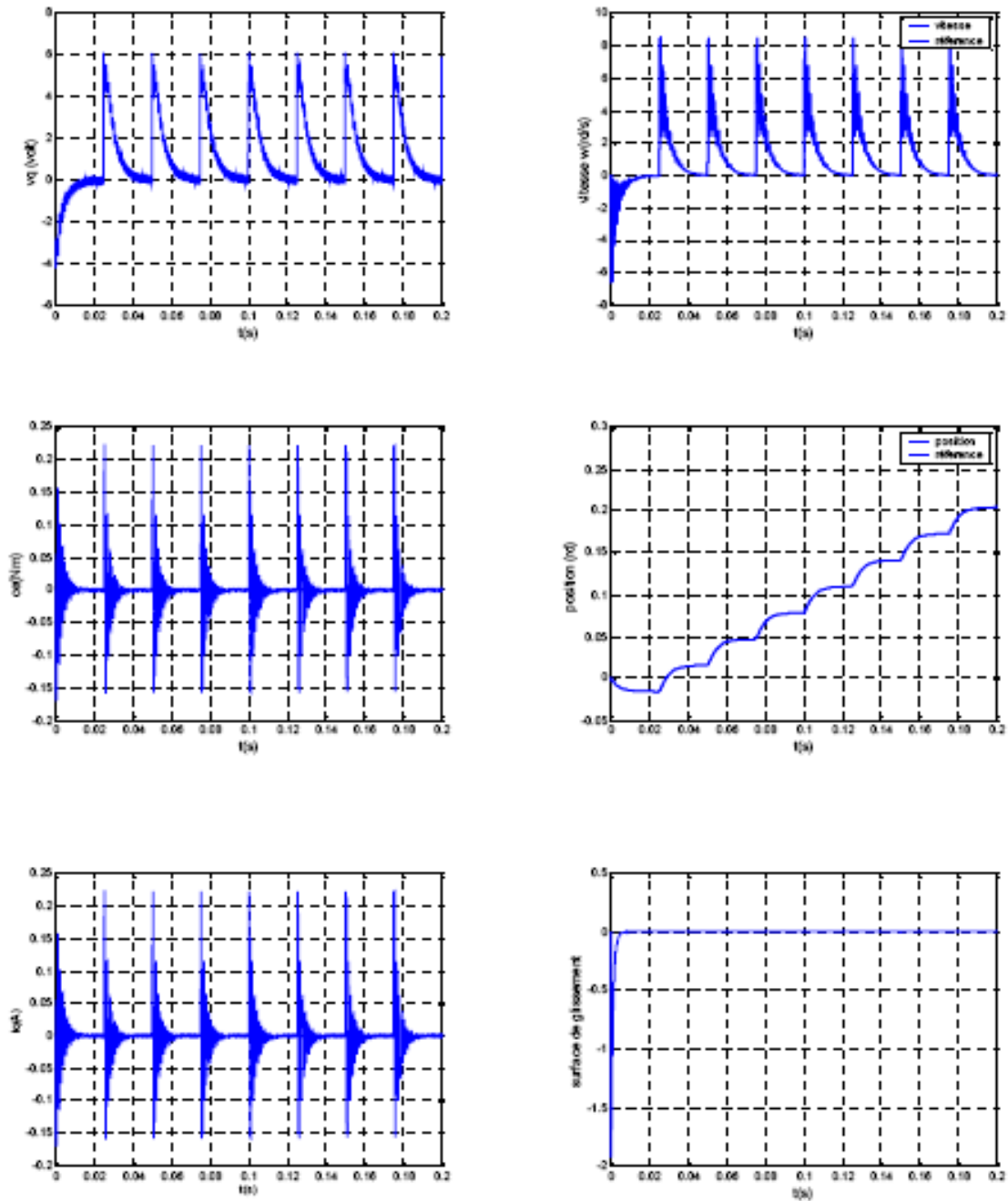


Figure (4.2) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

4.3.2.2 SIMULATION DE MOTEUR POUR $f = 25\text{Hz}$ ET $C_r = 0$

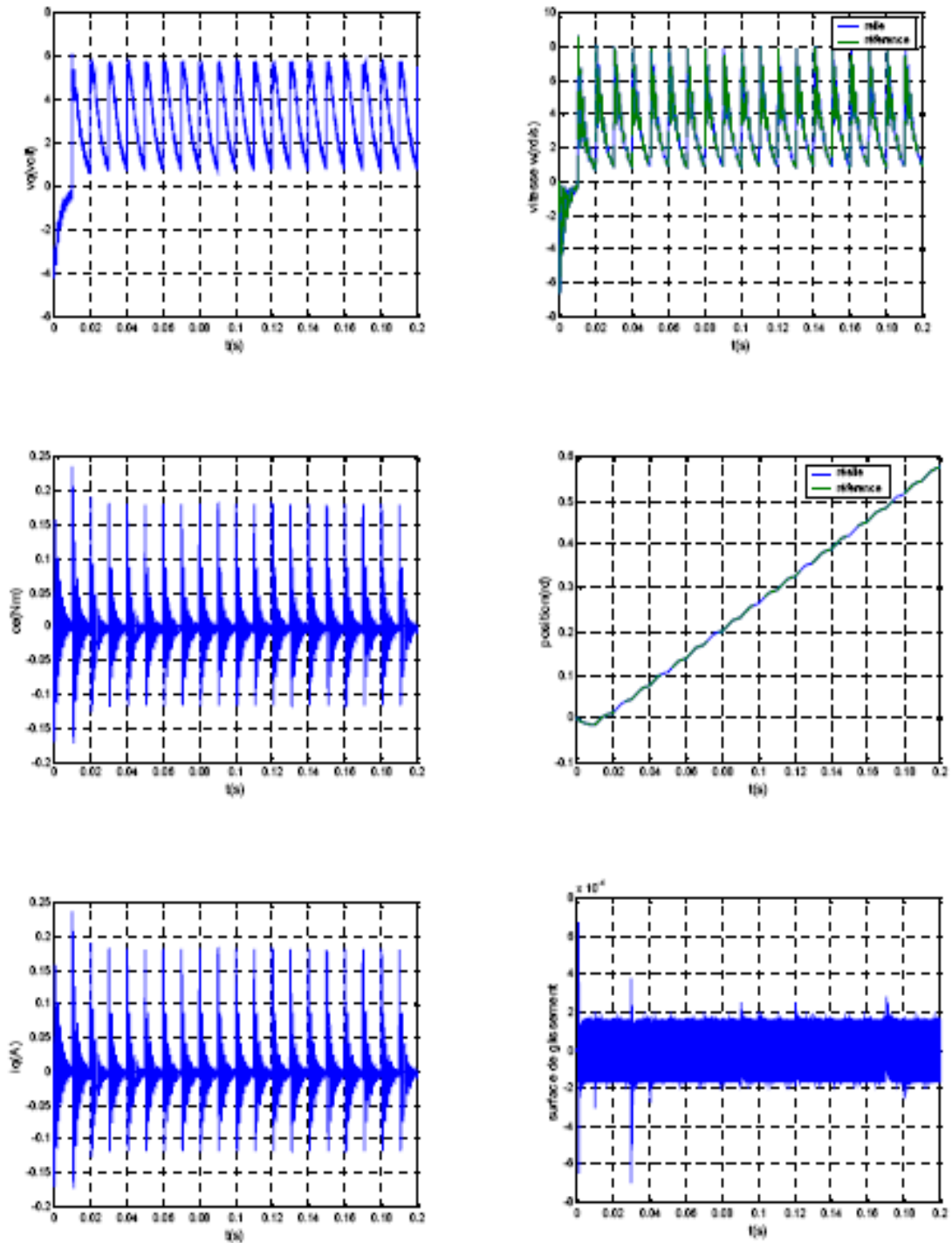


Figure (4.3) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=25\text{Hz}$

4.3.2.3 SIMULATION DE MOTEUR POUR $f=40\text{Hz}$ ET $C_r=0$

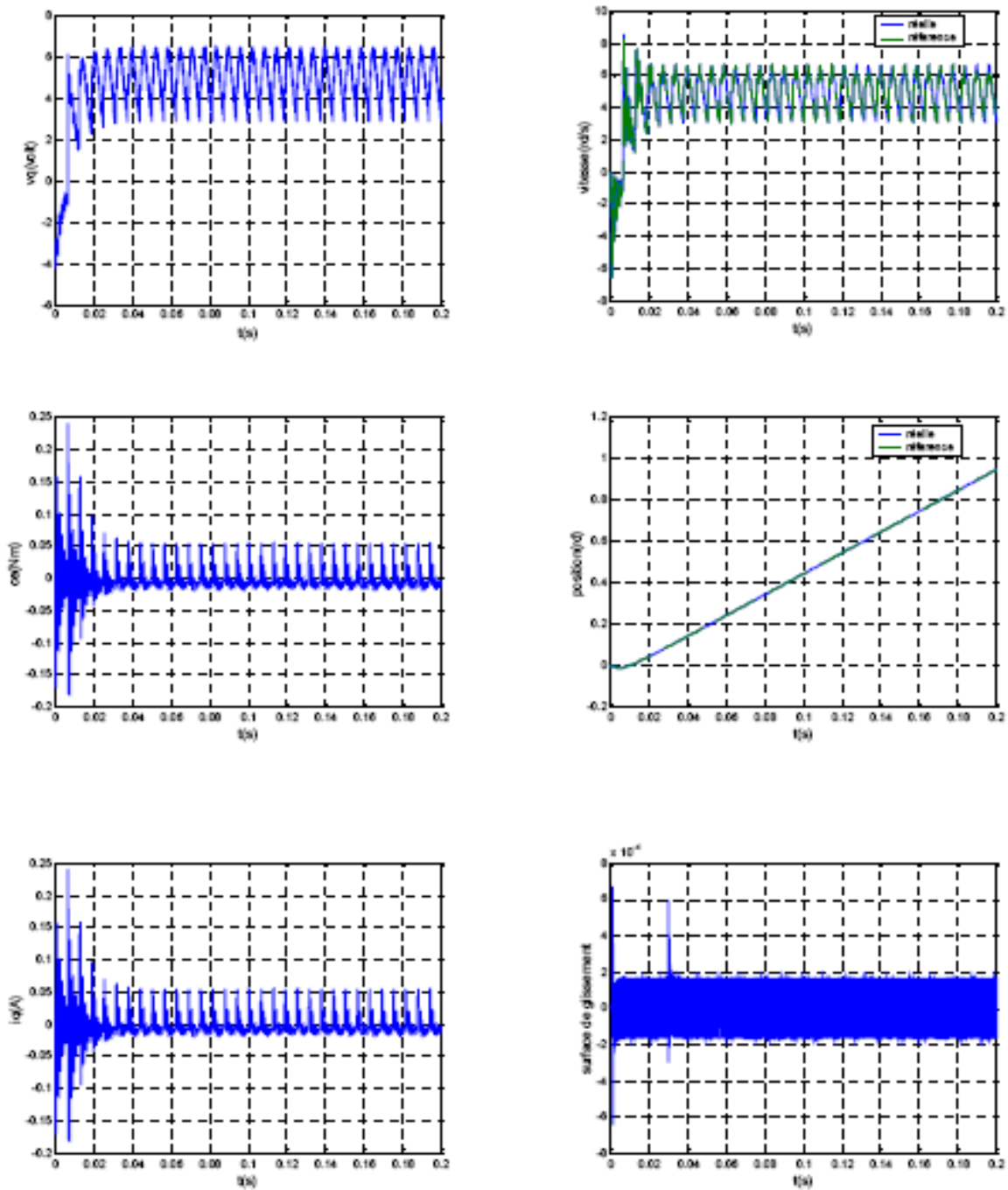


Figure (4.4) Résultats de simulation à vide pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=40\text{Hz}$

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

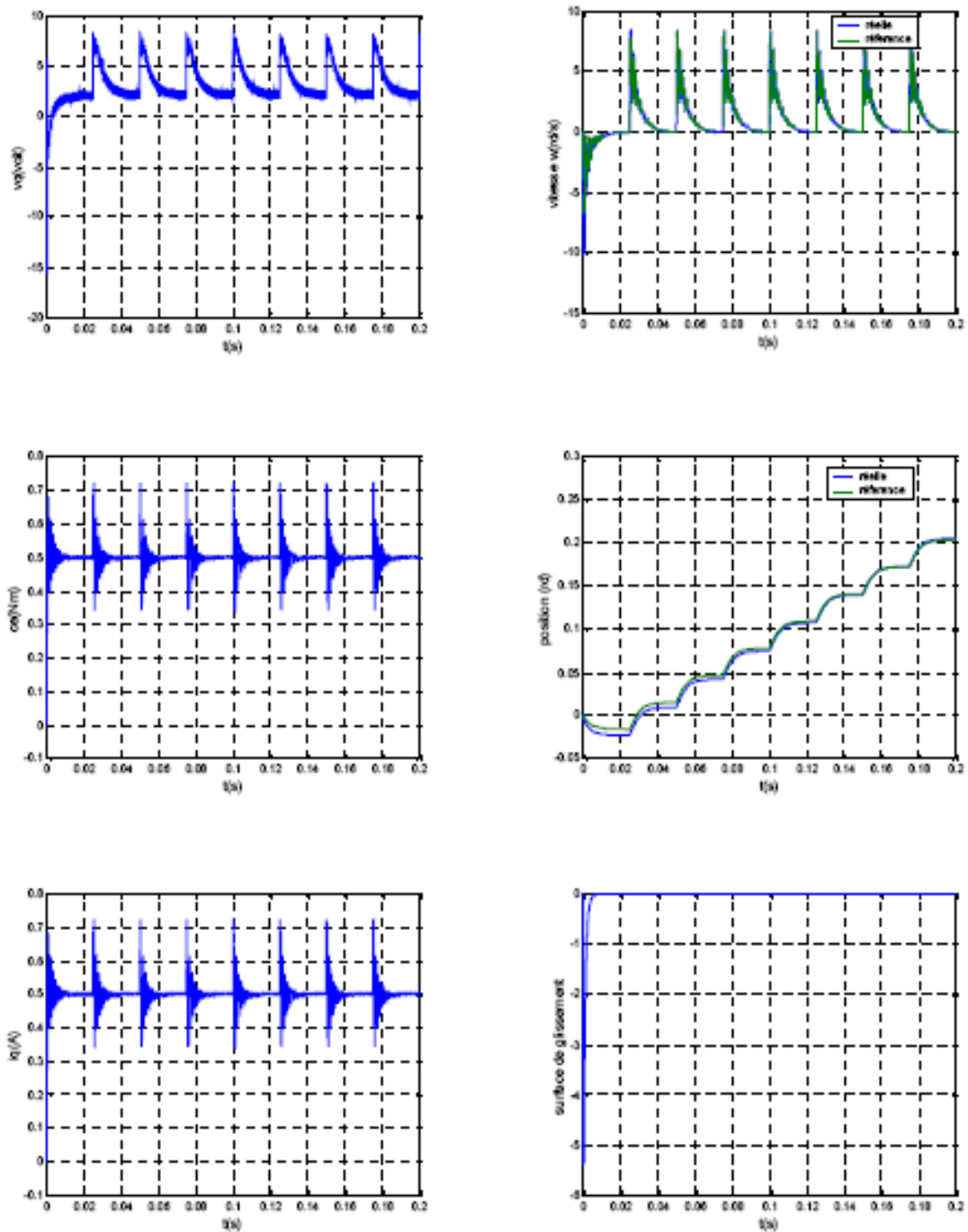


Figure (4.5) Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=10\text{Hz}$

4.3.2.5 SIMULATION DE MOTEUR POUR $f=25\text{Hz}$ ET $C_r=0.5\text{Nm}$

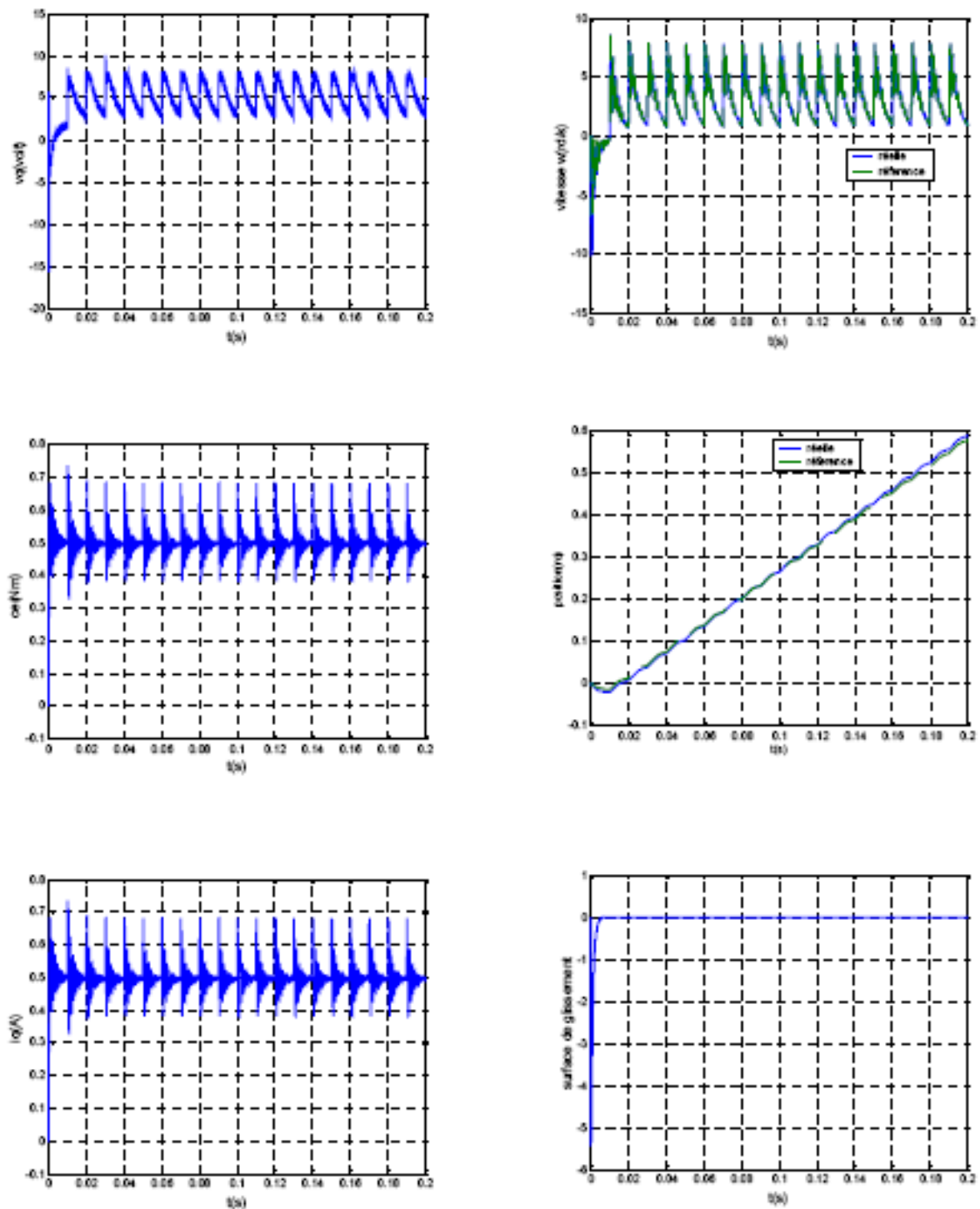


Figure (4.6) Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=25\text{Hz}$

4.3.2.6 SIMULATION DE MOTEUR POUR $f=40\text{Hz}$ ET $C_r=0.5\text{Nm}$

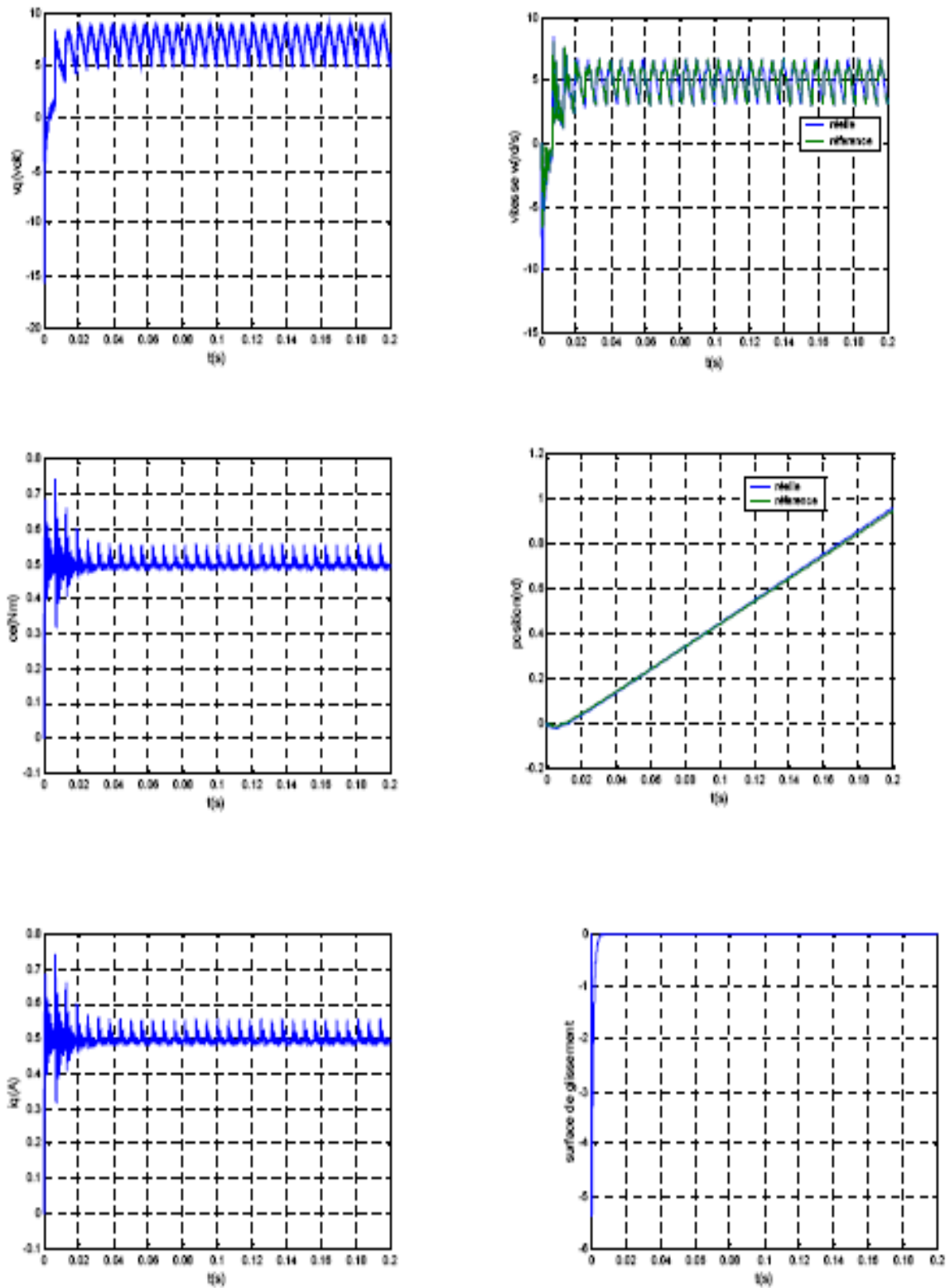


Figure (4.7) Résultats de simulation en charge pour une commande par mode glissant de moteur pas à pas à aimant permanent $f=40\text{Hz}$

Le modèle de moteur pas à pas à aimant permanent, présenté au deuxième chapitre a été testé dans les deux modes à vide présenté par les figures (4.2,4.3,4.4), et en charge les figures (4.5,4.6,4.7).

A vide : l'observation de ces courbes montrent pour les fréquences lente (faible $f=10\text{Hz}$), que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement sauf en voit qu'elle est négative dans le régime transitoire à cause de l'inertie des parties tournantes ,et on remarque que le temps de réponse du moteur dépend de la fréquence c'est-à-dire le temps diminue quand la fréquence augmente , la durée entre deux commutations est supérieure au temps de réponse du moteur le rotor s'arrête à chaque pas donc la position ne croit pas régulièrement. Pour assurer un déplacement de plusieurs pas ou une rotation continue, en augmentant la fréquences($f=25,40\text{Hz}$), et les surfaces de glissement sont nuls.

En charge : on constate que la vitesse suit parfaitement le modèle de référence sans dépassement ,les résultats obtenus en charge sont identiques à ceux obtenus à vide. Le couple suit sa consigne, et le courant i_q suit la variation de la charge.

Pour le test de robustesse de la figure (4.8), la variation de la résistance sous ne cause pas de dépassement sur la vitesse, ce qui mentionne que la régulation par mode glissant est robuste.

4.4 ETUDE DE LA STABILITE PAR LA METHODE DE LYAPUNOV

4.4.1 FONCTION DE LYAPUNOV POUR UN SYSTEME LINEAIRE

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. Calculons \dot{V}

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

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

$$\dot{V} = - x^T Q x
 \tag{4.20}$$

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

$$Q = P A + A^T P
 \tag{4.21}$$

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 $\Phi(t)$. Nous pouvons écrire en premier lieu :

$$Q = - \int_0^{\infty} d(e^{A^T t} Q e^{A t})$$

Nous avons en effet $e^{A t} = \Phi(t)$ et $\Phi(0) = I$; de plus, si le système est stable $\Phi(\infty) = 0$. En développant la différentielle, il vient :

$$- Q = \int_0^{\infty} [d(e^{A^T t}) Q e^{A t} + e^{A^T t} Q d(e^{A t})]$$

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

Mais nous avons également :

$$-Q = A^T P + PA$$

En comparant les deux formes de Q, on obtient :

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

4.4.2 ETUDE DE LA STABILITE DU SYSTEME :

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

$$\begin{aligned} L \frac{dx_1}{dt} &= v_d - v_{dr} - R x_1 - NL(\Omega i_q - \Omega_r i_{qr}) \\ L \frac{dx_2}{dt} &= v_q - v_{qr} - R x_2 - NL(\Omega i_d - \Omega_r i_{dr}) - K x_3 \\ J &= \frac{dx_3}{dt} = K x_2 - f x_3 \end{aligned} \quad (4.23)$$

avec comme vecteur d'état : $e = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d - i_{dr} \ i_q - i_{qr} \ \Omega - \Omega_r]^T$

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.

* FONCTION DE LYAPUNOV

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

Avec:

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

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

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

$$V(e) = \frac{1}{2} (Lx_1^2 + Lx_2^2 + Lx_3^2) \quad (4.24)$$

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 :

$$\dot{V}(e) = Lx_1 \dot{x}_1 + Lx_2 \dot{x}_2 + Lx_3 \dot{x}_3 \quad (4.25)$$

En utilisant le fait que :

$$\Omega i_d - \Omega_r i_{dr} = x_1 x_3 + \Omega_r x_2 + x_3 i_{qr}$$

$$\Omega i_q - \Omega_r i_{qr} = x_2 x_3 + \Omega_r x_2 + x_3 i_{qr}$$

La dérivée de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}(e) = -R(x_1^2 + x_2^2) - fx_3^2 - x_2 x_3 N L i_{dr} + x_1 x_3 N L i_{qr} + x_1 (v_d - v_{dr}) + x_2 (v_q - v_{qr}) \quad (4.26)$$

* LOI DE COMMANDE PAR RETOUR D' ETAT POUR LE MOTEUR PAS A PAS:

On désire que $\dot{V}(e)$ 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 $v'_q(e)$:

$$v_d = v_{dr} + N L x_3 i_{qr} + v'_d(e) \quad (4.28)$$

$$v_q = v_{qr} + N L x_3 i_{dr} + v'_q(e) \quad (4.29)$$

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

$$v'_d = \lambda_1 x_1 + \lambda_2 x_2 + \lambda_3 x_3 \quad (4.30)$$

$$v'_q = u_1 x_1 + u_2 x_2 + u_3 x_3 \quad (4.31)$$

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

$$x_1 v'_d + x_2 v'_q - R(x_1^2 + x_2^2) - f x_3^2 \leq 0$$

Il vient alors la condition :

$$\lambda_1 x_1^2 + \lambda_2 x_1 x_2 + \lambda_3 x_1 x_3 + u_1 x_1 x_2 + u_2 x_2^2 + u_3 x_2 x_3 \leq R(x_1^2 + x_2^2) + f x_3^2 \quad (4.32)$$

Qui peut s'écrire :

$$\dot{V}(e) = -e^T P e \text{ avec } P \text{ définie positive.}$$

Un choix consiste à poser $\lambda_1 = \lambda_2 = u_1 = u_2 = 0$; $\lambda_3 = \lambda$; $u_3 = u$ qui conduit à la loi de Commande :

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

$$v_q = v_{qr} + (u + N L i_{dr}) x_3 \quad (4.34)$$

et la matrice P devient alors :

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

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 soumis à des perturbations . Les résultats montrent que les réponses avec commande par mode glissant sont plus

robustes lors des variations de charge ainsi qu' aux dérives paramétriques.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté une commande par mode glissant appliqué 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 limité 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 premier chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement des différentes structures du moteur pas à pas .

Le deuxième chapitre, nous avons établi le modèle mathématique du moteur pas à pas à aimant permanent et la simulation en boucle ouverte.

Le troisième chapitre , on a présenté le principe de la commande par mode glissant.

Le quatrième chapitre ,c'est l'application de la commande par mode glissant sur le moteur pas à pas à aimant permanent et l'étude de la stabilité par la seconde méthode de Lyapunov.

Les résultats obtenus montrent clairement que les performances sont obtenues, avec la commande par mode glissant dans les différentes modes de marche, à vide ou en charge et lors de la variation paramétriques.

Les 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 la nouvelle génération des microprocesseurs, 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)

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

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

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

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

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

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

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

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

En développant le terme $\frac{d}{dt} \left([M] \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \right)$, il vient :

$$\frac{d}{dt} [M] \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} [M] \text{ or}$$

$$\frac{d}{d\theta} [M] = N_r \begin{bmatrix} \sin N_r \theta & -\cos N_r \theta \\ \cos N_r \theta & \sin N_r \theta \end{bmatrix} \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \Omega \text{ il vient que :}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \Omega N_r \begin{bmatrix} \sin N_r \theta & -\cos N_r \theta \\ \cos N_r \theta & \sin N_r \theta \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \Omega N_r \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix}$$

En develop pant aussi le terme

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

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

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

En la développant on obtient les équations (2.11) et (2.12) ci dessus.

ANNEXE –B-**Paramètre de moteur pas à pas à aimant permanent**

$R= 4.2\Omega$

$L= 4.2mH$

$J= 0.000010Kgm^2$

$K=1Nm/A$

$N_r= 50$

$Pas= 1.8^\circ$

$V= 4.2V$

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

- [Bou-98] Amar Bourki « Etude statique et dynamique d'un moteur pas à pas » Mémoire dirigé par A bdelhadi et Bellala promotion 1998.
- [Büh-86] 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.
- [Gud-92] E. J. Gudefin. F. M. Sargos. P. Zaskalicky « Machines à réluctance à stator dissymétrique ». 7éme colleque internationnal sur les moteurs pas à pas . Nancy 1992.
- [Hal-81] M. A. Haller « Contribution à la modélisationet 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.

-
- [Has-88] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S Yanagisawa, F. Harashima, « Brushless servo motor control using variable structure approach », IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.24, N°1, pp.160-170, 1988.
- [Ham-92] A. Hamzaoui, « Modèles Dynamique et Commandes en boucle fermée d'un Moteur pas à pas », Thèse Doctorat, 1992.
-]
- [Isi-95] A. Isidori, « Nonlinear control system », 3rd Ed. Springer Verlag. Comm. & Contr. Eng. Series, 1995.
- [Juf-79] M. Jufer « Eletromécanique ». Edition Dunond –1979.
- [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.
- [Kau-79] J. M. Kauffman « Caractéristiques internes et externes des différents types de moteur pas à pas ». Première journées d'Etude sur les moteurs pas à pas et leurs applications. Nancy 1979.
- [Ker-99] A. Kerboua, « Commandes et observateur par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension », Thèse de Magister, ENP, 1999.
- [Mah-99] O. Mahmoudi, N. Madani, M. F Benkhoris, F. Boudjema, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive », The European Physical journal, April 1999.
- [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.

[Net-00] http://ourworld.compuserve.com/homepages/pierrecorrieu/plc_slid.html

[Sab-81] A. Sabanovic, B. V. Izoimov, « 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.

