

55 376
1 983
1



0300102452

N° D'ORDRE :
115



THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE 1

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR D'UNIVERSITÉ

par

Monsieur YUE SHUE CHANG

" IDENTIFICATION ET SIMULATION DES MOTEURS PAS A PAS HYBRIDES
EN VUE D'UNE COMMANDE OPTIMALE "

1983

Soutenue le 9 Décembre à 10^h30 devant la Commission d'Examen

MM P. VIDAL	Président
L. POVY	Rapporteur
G. SALMER	Examineurs
J.G. POSTAIRE	Examineurs
D. PINCHON	Examineurs

AVANT - P R O P O S

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au Centre d'Automatique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille 1.

C'est avec la plus grande bienveillance que Monsieur le Professeur Pierre VIDAL, Directeur du Centre d'Automatique nous a permis d'effectuer notre recherche au sein de son Laboratoire. Nous lui exprimons toute notre profonde gratitude.

Nous sommes particulièrement sensibles au grand honneur qu'il nous a fait en acceptant de présider notre jury de thèse.

Que Monsieur Lucien POVY, Professeur à l'Université des Sciences & Techniques de Lille 1, veuille bien trouver ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour sa direction sympathique et efficace tout au long de cette recherche.

Nous voulons exprimer notre profonde gratitude à Monsieur Daniel PINCHON qui a assuré la direction de notre travail et qui, par son dynamisme et ses précieux conseils nous a permis d'aboutir à la présentation de ce mémoire.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur Georges SALMER, Vice-Président de l'Université des Sciences & Techniques de Lille 1 pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à notre recherche en acceptant de participer à notre jury de thèse.

.../...

Nous sommes très touchés que Monsieur le Professeur Jack-Gérard POSTAIRE ait bien voulu accepter de faire partie du jury.

Nous tenons à remercier nos collègues et amis, en particulier Messieurs Pascal BRUNIAUX et Bernard LEPERS pour leurs collaborations amicales et efficaces. Le personnel administratif et les chercheurs du Centre d'Automatique, surtout Mesdames Annick PIGNON, Michèle LELONG et Messieurs Bernard CEURSTEMONT, Pierre BONNET ont toujours répondu amicalement à nos sollicitations. Nous les remercions très sincèrement pour leur accueil inoubliable. Nous tenons en particulier à remercier Madame Michèle LELONG pour la réalisation dactylographique de ce mémoire.

Nos remerciements vont enfin à Messieurs Jean HOUZE, Hubert HUYGHE et Jean-Jacques FRANCHULT pour l'aide qu'ils nous ont apportée.

S O M M A I R E

INTRODUCTION

CHAPITRE I : PRESENTATION DES MOTEURS PAS A PAS

- I.1 - Définition des moteurs pas à pas
- I.2 - Principaux types de moteurs pas à pas
- I.3 - Zones de fonctionnement des moteurs pas à pas
- I.4 - Autres caractéristiques des moteurs pas à pas
- I.5 - Moteurs utilisés
- I.6 - Conclusion

CHAPITRE II : COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS

- II.1 - Commande en boucle ouverte des moteurs pas à pas
 - II.1.1. - Principe et avantages de la commande en boucle ouverte
 - II.1.2. - Inconvénients de la commande en boucle ouverte
 - II.1.3. - Amélioration de la commande en boucle ouverte
- II.2 - Commande en boucle fermée des moteurs pas à pas avec capteur de position
 - II.2.1. - Principe et avantages de la commande en boucle fermée avec capteur de position
 - II.2.2. - Définition de certaines notions
 - II.2.3. - Différents types de fonctionnement de la commande en boucle fermée avec capteur de position
 - II.2.4. - Remarques
- II.3 - Commande en boucle fermée des moteurs pas à pas sans capteur de position
 - II.3.1. - Commande en boucle fermée par détection de courant
 - II.3.2. - Commande en boucle fermée par détection de force contre-électromotrice
 - II.3.3. - Commande en boucle fermée par détection de tension
 - II.3.4. - Remarques
- II.4 - Conclusion

CHAPITRE III : MODELISATION ET IDENTIFICATION DES MOTEURS PAS A PAS HYBRIDES

III.1 - Equation de fonctionnement du moteur pas à pas

- III.1.1. - Alimentation du moteur
- III.1.2. - Modes d'alimentation des phases
- III.1.3. - Equation du système

III.2 - Détermination des paramètres du système

- III.2.1. - Mesure du couple statique
- III.2.2. - Principe de la méthode des moindres carrés
- III.2.3. - Mise en oeuvre et résultats

III.3 - Conclusion

CHAPITRE IV : ETUDE SUR LE COMPORTEMENT DYNAMIQUE DES MOTEURS PAS A PAS HYBRIDES

IV.1 - Modèle du système dans le plan de phase

- IV.1.1. - Méthode du plan de phase et ses avantages
- IV.1.2. - Transformation du modèle
- IV.1.3. - Expression du fonctionnement du moteur dans le plan de phase

IV.2 - Simulation numérique de l'avance sur un pas

IV.3 - Etude de l'accélération des moteurs pas à pas

- IV.3.1. - Position du problème
- IV.3.2. - Modes de commutation des phases
- IV.3.3. - Mise en vitesse optimale
- IV.3.4. - Calcul de la vitesse frontière
- IV.3.5. - Résultat et discussion

IV.4 - Etude du ralentissement des moteurs pas à pas

- IV.4.1. - Conditions initiales de la décélération
- IV.4.2. - Passage de l'accélération à la décélération
- IV.4.3. - Rampe optimale de décélération

IV.5 - Possibilité de réaliser la commande optimale des moteurs pas à pas

IV.6 - Conclusion

CONCLUSION GENERALE

I N T R O D U C T I O N

Les moteurs pas à pas occupent de nouveau une place relativement importante dans les différents domaines de l'industrie; leurs applications sont de plus en plus répandues. /1/ /2/ /3/ /4/ /5/.

A la différence des machines électriques conventionnelles, le moteur pas à pas fait toujours partie inséparable d'un système comprenant une alimentation et une commande. Le comportement du moteur ne peut pas être étudié indépendamment du système global /6/. Pour améliorer les performances du système équipé d'un moteur pas à pas, on peut agir sur la construction du moteur, l'alimentation et la commande. Nous nous intéressons notamment à cette dernière.

Pour mener à bien la commande du moteur pas à pas, un modèle décrivant le comportement de l'ensemble moteur-alimentation-charge est indispensable. Une identification des paramètres du système rend ce modèle utilisable pour toute commande et tout positionnement.

L'application des microprocesseurs ouvre un nouveau chapitre de la commande du moteur pas à pas. Après avoir établi le modèle mathématique et simulé le comportement du système, il est possible de réaliser une commande optimale en temps réel avec beaucoup de souplesse /7/ /8/ /9/.

Un banc d'essais à moteur pas à pas a été mis en place par notre équipe. Nous disposons de deux moteurs hybrides, d'une source en hacheur et d'un dispositif de commande /10/.

Notre étude se décompose en quatre parties :

- . La première partie présente les moteurs pas à pas et leurs caractéristiques fondamentales.
- . La deuxième partie rassemble les différents types de commande et compare leurs performances.
- . La troisième partie concerne la modélisation et l'identification des moteurs pas à pas hybrides.
- . La dernière partie est consacrée à l'étude du comportement dynamiques des moteurs hybrides.

CHAPITRE 1

PRÉSENTATION DES MOTEURS PAS À PAS

I.1 - DEFINITION DES MOTEURS PAS A PAS

Les moteurs pas à pas sont des moteurs qui fonctionnent en courant continu et dont la commutation des phases du stator est assurée par une commande extérieure. Chaque impulsion de commande entraîne un déplacement fixe de l'axe du moteur, appelé pas angulaire.

Ils possèdent une caractéristique synchrone et incrémentale grâce à laquelle ils deviennent une sorte importante d'actionneurs électromécaniques particulièrement adaptés à la commande numérique. /11/

I.2 - PRINCIPAUX TYPES DE MOTEURS PAS A PAS

Il existe trois types principaux de moteurs pas à pas. /12/ /13/ /14/. Ils ont tous une partie fixe - le stator et une partie tournante - le rotor. La première constitue le support du circuit magnétique et possède un nombre de bobines régulièrement répartis sur son périmètre. La deuxième est de structure différente selon le type de moteurs.

- les moteurs à aimant permanent

Le rotor est constitué par un aimant permanent. Le fonctionnement est basé sur l'attraction électromagnétique entre les pôles du rotor et les bobines excitées du stator. Le sens du courant dans les phases influe sur le mouvement du moteur. En l'absence d'alimentation, il subsiste un couple, dit couple de détente.

- les moteurs à réluctance variable

Le rotor multipolaire est un noyau de fer doux. Le principe de fonctionnement consiste en ce que la réluctance du circuit magnétique soit minimale. Le sens du courant dans les enroulements n'affecte pas le sens de rotation du moteur.

- les moteurs hybrides

Ils conjuguent les principes des deux types de moteurs précédents et sont très couramment utilisés à l'heure actuelle. La seconde partie de notre étude apporte sur de tels moteurs. Aussi allons-nous donner certaines précisions.

La figure (I.1) montre une coupe axiale d'un moteur hybride. Le rotor est constitué de deux parties entre lesquelles il existe un demi-pas denté de décalage. Un aimant permanent est inséré dans le rotor pour le magnétiseur axialement.

Comme le moteur hybride combine les effets d'un aimant permanent et de la réluctance variable, il présente, par rapport aux autres types de moteurs pas à pas, les avantages suivants :

- le pas angulaire est réduit; ainsi le nombre de pas par tout peut s'élever à 400. On obtient donc une résolution assez élevée sans introduire de réducteur dans le système.
- il possède une inertie plus grande par suite de l'introduction de l'aimant permanent augmentant la masse du rotor. Il est donc moins sensible aux inerties extérieures.
- le couple moteur est plus important. En outre, il présente un couple de détente qui rend le moteur capable de garder en mémoire la dernière position.
- l'amortissement du moteur est plus grand grâce à l'aimant permanent. Cela conduit à l'augmentation de la stabilité de fonctionnement.
- l'inductance varie très peu en fonction de la position du rotor et du courant.

I.3 - ZONES DE FONCTIONNEMENT DES MOTEURS PAS A PAS

Les caractéristiques mécaniques des moteurs pas à pas sont représentées à la figure (I.2). On y distingue trois zones de fonctionnement /15/ /16/.

- zone de démarrage -----

Dans cette zone, le moteur peut démarrer ou s'arrêter ou changer de sens de rotation brusquement sans perte de synchronisme.

- zone d'entraînement -----

C'est une zone où le moteur peut également exercer un couple fixé sans perte de synchronisme. Cependant, on ne peut atteindre cette zone qu'après un accroissement graduel et judicieux de la fréquence des impulsions commandant la commutation des phases. De même, l'arrêt n'est rendu possible que par l'intermédiaire d'une décélération jusque dans la zone de démarrage.

- zone interdite -----

C'est une zone que le moteur ne peut pas atteindre.

Sur la figure (I.2), les points A, B, C correspondent respectivement au couple dynamique maximal, à la fréquence maximale de démarrage à vide et à la fréquence maximale de fonctionnement à vide.

I.4 - AUTRES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS PAS A PAS

Pour faciliter la lecture des notices données par les constructeurs et pour pouvoir choisir un moteur pas à pas destiné à une utilisation précise, nous donnons ici quelques définitions.

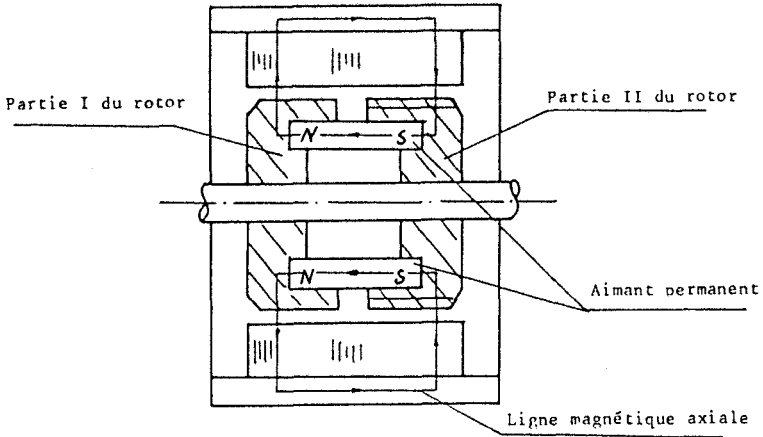


Figure I.1 - Coupe axiale d'un moteur hybride

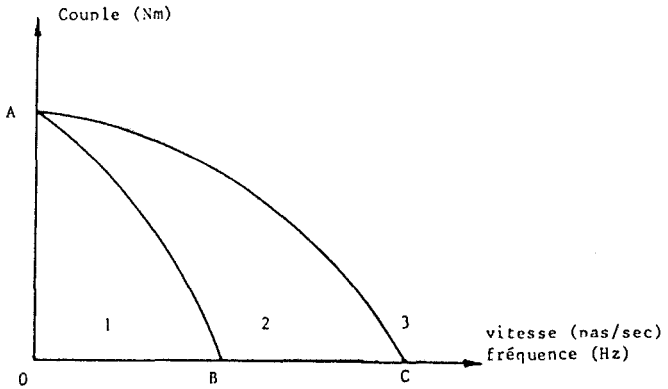


Figure I.2 - Zone de fonctionnement du moteur pas à pas

- 1 - Zone de démarrage
- 2 - Zone d'entraînement
- 3 - Zone interdite

- La taille

Elle se définit à partir du diamètre en dixième de pouce. Ainsi pour un moteur de 0.8 pouce de diamètre, sa taille est de 8; cela correspond à un diamètre de $0.8 \times 2.54 = 2.032 \text{ cm} = 20.32 \text{ mm}$. La taille est donc égale au diamètre, exprimé en mm, divisé par 2.54 .

Exemple : type Astrosyn 34 PM C001

diamètre : 85.1 mm d'où une taille de $85.1/2.54$
soit 34 avec arrondi au dixième supérieur.

Il est à noter que les tailles des moteurs pas à pas sont standardisées et prennent des valeurs discrètes : 5, 8, 10, 11, 15, 20, 23, 34, etc ...

- Pas angulaire

Sa définition a déjà été donnée.

Pour un moteur hybride, sa valeur exprimée en radians est égale à :

$$P = \frac{2\pi}{N_S N_R}$$

où N_S et N_R représentent respectivement le nombre de phases du stator et le nombre de dents du rotor.

Nous donnons la relation permettant de passer de la fréquence f des impulsions, exprimée en Hz ou plus généralement en pas par seconde, à la vitesse V exprimée en tour par minute.

$$V = \frac{f \times P}{6}$$

où le pas P est exprimé en degrés.

En effet, f (pas/seconde) correspond à : $f \times P \times 60$ (degrés/minute).
Comme un tour vaut 360 degrés, on obtient donc la vitesse :

$$V \text{ (tour/minute)} = \frac{f \times P \times 60}{360} = \frac{f \times P}{6}$$

- Couple statique

Lorsque le moteur est excité, il se produit un certain couple qui entraîne le rotor vers sa position d'équilibre. La variation de ce couple statique en fonction du déplacement du rotor est une caractéristique fondamentale des moteurs pas à pas.

- Couple de maintien

C'est le couple maximal qu'on peut appliquer sur l'arbre du moteur alimenté de façon statique sans causer de rotation continue. Sa valeur dépend de nombre de phases excitées à la fois et du courant dans ces phases.

- Couple de détente

Pour les moteurs à aimant permanent et les moteurs hybrides, ce couple vaut environ 10% du couple de maintien.

I.5 - MOTEURS UTILISES

Les moteurs que nous allons utiliser sont des moteurs de type hybride : type ASTROSYN 34 PM CU01 et type STEBON S852-250-10. Leur nombre de phases statoriques est : $N_S = 4$ et le nombre de dents du rotor est : $N_R = 50$. Leur pas angulaire est donc : $P = 1.8^\circ$ ou $\frac{\pi}{100}$ radian. Ils présentent la même taille de 34 à savoir le diamètre vaut 85.1 mm. D'autres paramètres de ces moteurs vont être déterminés par identification.

I.6 - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de moteurs pas à pas et choisissons, pour notre étude, les moteurs hybrides qui sont souvent adoptés grâce aux avantages précités.

Cette présentation n'est pas exhaustive. Elle n'a pour but que de donner les définitions et les caractéristiques des moteurs pas à pas en vue de l'étude traitée.

Pour une alimentation donnée, il existe différents types de commande qui correspondent à des applications bien précises. Nous allons examiner ce problème qui est fondamental dans l'utilisation des moteurs pas à pas.

CHAPITRE II

COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS

Les performances d'un système de positionnement équipé d'un moteur pas à pas dépendent non seulement de moteur et de son alimentation, mais aussi de sa commande. Il est à noter que celle-ci joue un rôle déterminant sur l'accélération, les performances à vitesse élevée et la décélération du moteur. /11/ En conséquence, les utilisateurs des moteurs pas à pas doivent étudier avec soin la technique de commande de façon à satisfaire aux exigences de leur système.

Nous présentons donc dans ce chapitre les différents types de commande des moteurs pas à pas, en rappelant leurs principes fondamentaux et en comparant leurs propriétés.

Dans un système de positionnement équipé de moteur pas à pas, si les impulsions d'alimentation des phases de ce dernier sont indépendantes de la position du rotor, ce type de commande est dit " *commande en boucle ouverte* ". Au contraire, si le fonctionnement du moteur affecte les impulsions d'alimentation des phases, alors la commande est dite en boucle fermée. /19/

On distingue ainsi trois types de commande :

- la commande en boucle ouverte
- la commande en boucle fermée avec capteur de position
- la commande en boucle fermée sans capteur de position.

II.1 - COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DES MOTEURS PAS A PAS

Le caractère principal des moteurs pas à pas, c'est qu'ils sont capables de répondre à chaque impulsion de commande en condition normale de fonctionnement de sorte que le nombre de pas exécutés soit égal au nombre d'impulsions fournies. La commande peut donc se faire en boucle ouverte. Cette méthode est très souvent adoptée.

II.1.1. - Principe et avantages de la commande en boucle ouverte

La commande en boucle ouverte d'un moteur pas à pas est représentée à la figure (II.1). Il y apparaît de façon évidente que la position ne dépend que du module de commande. Les avantages d'un tel système par rapport à un asservissement à moteur à courant continu sont les suivantes : /1/ /11/

- . simplicité de construction grâce à l'absence du capteur de position. Cela conduit à un prix moins élevé.
- . facilité d'accomplir cette commande : du fait que le moteur pas à pas possède un caractère synchrone et incrémental, il est possible de contrôler facilement la position et la vitesse du rotor.
- . solidité du moteur : comme le moteur pas à pas ne présente pas de balais, sa durée de vie est plus longue.

II.1.2. - Inconvénients de commande en boucle ouverte

Cependant, deux problèmes se posent lors de la commande en boucle ouverte : la fiabilité et la stabilité.

. Du fait qu'il n'y a pas de détection de la position du rotor, il est impossible de savoir si la réponse du moteur est juste, à savoir si le nombre de pas exécuté est égal au nombre d'impulsions fournies. La perte de pas n'est pas détectable.

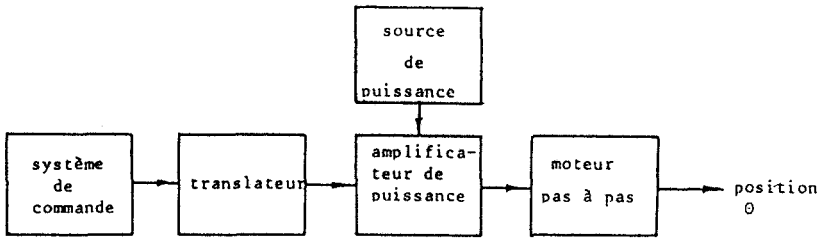


Figure II.1 : Principe de la commande en boucle ouverte des moteurs pas à pas

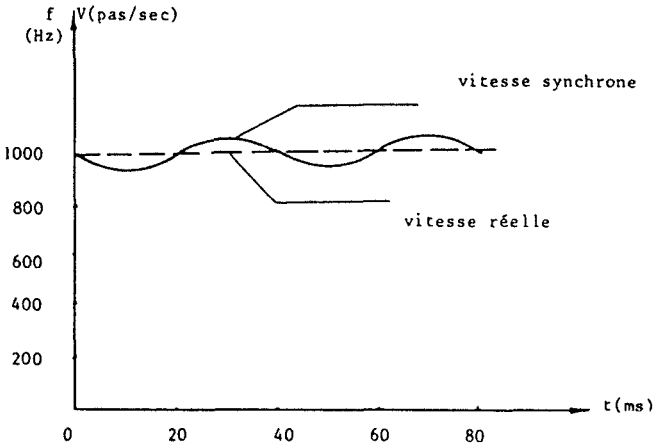


Figure II.2 : Oscillation de vitesse d'un moteur pas à pas à la fréquence de 1 KHz.

. D'autre part, la position présente une oscillation lors de l'avance d'un pas ou de l'arrêt en fin d'une séquence de mise en vitesse. Dans les deux cas, le rotor ne s'arrête pas immédiatement, et il peut même se produire un phénomène de résonance en basse fréquence, donc dans la zone de démarrage. De plus, il existe, à fréquence élevée, une oscillation de la vitesse. C'est-à-dire, à une commande de fréquence constante, la vitesse du moteur ne peut pas rester constante; elle oscille autour de la vitesse synchrone, correspondant à la fréquence d'alimentation, comme le montre la figure (II.2). L'accroissement de l'amplitude d'oscillation peut causer un décrochement du moteur.

En outre, la fréquence limite absolue de fonctionnement du moteur n'est pas élevée.

II.1.3. - Amélioration de la commande en boucle ouverte

Si l'on ne veut pas abandonner l'avantage principal du moteur pas à pas, à savoir l'utilisation possible en boucle ouverte, il faut palier ces inconvénients mentionnés ci-dessus. Différentes techniques sont à notre disposition.

- (A) . La première d'entre elles consiste à améliorer l'alimentation du moteur pas à pas /11/ /17/ /18/. La mise en série d'une résistance dans chaque phase, l'utilisation de deux niveaux de tension d'alimentation, l'amélioration du circuit d'extinction, une alimentation en hacheur, etc ... peuvent tous accroître la fréquence limite absolue de fonctionnement du moteur pas à pas.

- (B) . La cause essentielle de l'oscillation de position à l'arrêt réside dans le faible amortissement inhérent au moteur pas à pas; nous pouvons l'accroître par différents moyens :

- un amortissement mécanique : on introduit des amortisseurs mécaniques sur l'arbre du moteur /21/

- pour le moteur pas à pas à réluctance variable, on ajoute sur chaque pôle statorique un enroulement auxiliaire alimenté par un courant constant, où l'on injecte directement un courant constant dans chaque phase /22/ où l'on introduit un aimant permanent entre deux pôles statoriques adjacents /23/. Lorsque le moteur tourne, un couple résistant se produit grâce à ce flux magnétique supplémentaire et augmente donc l'amortissement du moteur.
- l'alimentation de deux phases à la fois peut aussi améliorer l'amortissement du moteur /24/.

- un amortissement électrique : il existe deux méthodes
 - . si le moteur présente au moins un pas de dépassement, on peut utiliser la méthode de retardement du dernier pas (DLSED : delayed-last step electronic damping), qui consiste à délivrer la dernière impulsion de commande au moment où le rotor atteint sa position d'équilibre finale avec une vitesse nulle. /12/ /29/

La figure 11.3 illustre cette méthode sur une avance de trois pas :

- . sur la figure (a), le rotor présente une forte oscillation à la fin de trois pas faute de freinage; la figure (b) montre que le retard de la troisième impulsion conduit à la suppression de l'oscillation de position.
- une autre méthode est souvent appelée commande Bang-bang. Pour une avance d'un pas, on accélère d'abord le moteur en alimentant la phase correspondante. A un certain moment, on coupe le courant dans cette phase et on excite la phase précédente pour ralentir le moteur. Lorsque le rotor parvient à la position d'équilibre finale avec une vitesse nulle, on alimente de nouveau la première phase en coupant le courant dans la précédente afin de maintenir l'état d'équilibre /25. Cette méthode peut aussi être employée à la fin d'une séquence de positionnement.

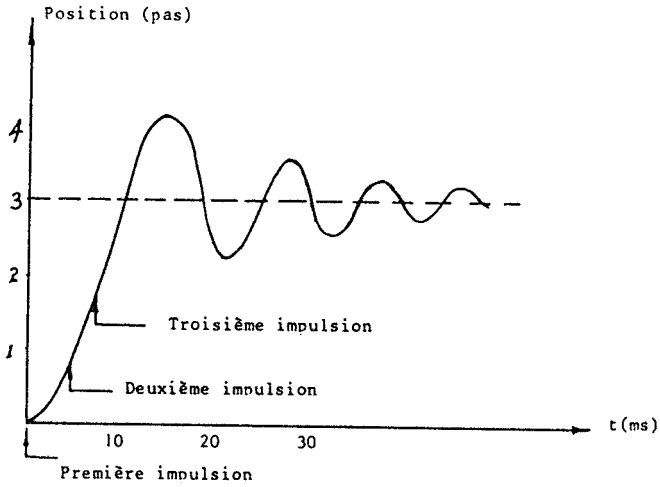


Figure II.3 (a) : Evolution de la position lors de l'avance de trois pas, sans freinage électrique

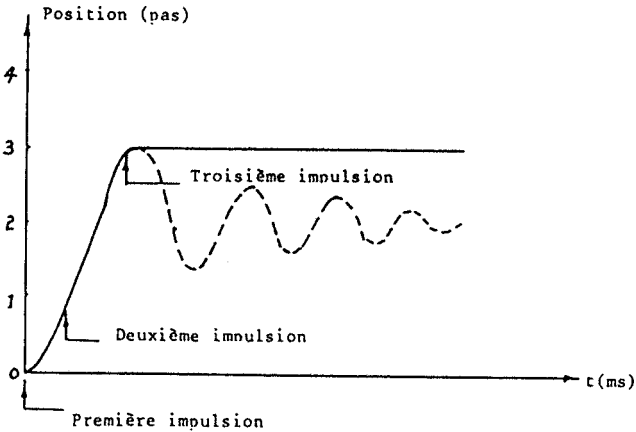


Figure II.3 (b) : Evolution de la position lors de l'avance de trois pas, avec un freinage par retardement du dernier pas.

- (C) . La diminution de la valeur du pas à l'aide de la commande peut inhiber efficacement le phénomène de résonance du moteur. Il s'agit de la technique du "mini-stepping" /1/ /26/. Par l'intermédiaire de la régulation des courants de deux phases adjacentes, on peut obtenir un fonctionnement de $\frac{1}{2}$ pas, ou $\frac{1}{4}$ pas, ou $\frac{1}{8}$ pas, etc ... pour s'approcher de la commande sinusoïdale. Un tel exemple est présenté par la référence /27/ dans laquelle l'on utilise un microprocesseur pour accomplir cette opération avec un moteur à aimant permanent, le nombre de pas par tour s'élevant à 20 000. Le champ tournant devient donc régulier et le fonctionnement du moteur se stabilise.

- (D) . L'utilisation d'un microprocesseur fournit une possibilité d'optimiser l'accélération et la décélération du moteur /9/ /36/. En accélération, on provoque la commutation des phases aux instants tel que le moteur génère le couple maximal. La mise en vitesse est ainsi exécutée en un temps minimal. Pour la décélération, la commutation des phases se produit avec un couple de freinage maximal de façon à ce que le moteur ralentisse le plus vite possible. Une simulation numérique permet de connaître les temps de commutation utilisés pour commander le moteur piloté par microprocesseur.

- (E) . Afin d'augmenter la fiabilité de fonctionnement du moteur pas à pas, on introduit un capteur simple qui délivre une impulsion par période électrique. /20/ Pour un moteur hybride à 4 phases, on obtient une impulsion du capteur tous les 4 pas. Si l'on connaît l'état des transistors alimentant chaque phase, il est possible de contrôler le nombre de pas franchi par le moteur. Lorsqu'il arrive la perte de pas, on peut les rattraper à l'aide du fonctionnement pas à pas de sorte que le moteur parcourt correctement le nombre de pas désirés.

II.2 - COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE DES MOTEURS PAS A PAS AVEC CAPTEUR DE POSITION

Pour palier à l'inconvénient du manque d'information sur la position du rotor et pour s'assurer un fonctionnement fiable du moteur, on utilise la commande en boucle fermée à l'aide d'un capteur de position.

II.2.1. - Principe et avantages de la commande en boucle fermée avec un capteur de position

Cette commande est schématisée à la figure (II.4). Les informations détectées par le capteur de position sont utilisées pour générer les ordres de commande du moteur. En général, une impulsion est produite par le capteur chaque fois que le moteur avance d'un pas. Pour faire fonctionner le moteur, le système de commande ne délivre que la première impulsion. Les impulsions suivantes sont provoquées par le capteur. Par exemple, supposons que la première impulsion alimente la phase A, le moteur commence à tourner. Lorsque le rotor atteint une certaine position, le capteur envoie une impulsion qui est utilisée pour alimenter la phase B. Avant de recevoir l'impulsion délivrée par le capteur l'état de commutation des phases est bloqué. Cela entraîne que celle-ci n'est exécutée qu'après avoir terminé le pas précédent. Cette sorte de commande possède les avantages suivants :

- fonctionnement fiable et stable, sans risque de perte de pas et de décrochement.
- le moteur peut s'adapter automatiquement à la charge.
- le moteur peut atteindre une vitesse plus élevée sans qu'il y ait nécessité d'accroître son amortissement.

II.2.2. - Définition de certaines notions

Nous présentons ici quelques notions utilisées dans la commande en boucle fermée.

- (A) Angle de commutation et angle de commande /25/ /30/

La figure II.5 représente les courbes de couple statique d'un moteur pas à pas à 4 phases.

Chacune a ses positions d'équilibre stable telles que A_0 , B_0 , C_0 , D_0 ... où le rotor s'arrêterait si cette phase était seule alimentée.

Supposons la phase C alimentée sous l'effet d'une impulsion K, (figure II.5); le rotor s'arrête alors à la position C_0 . Les angles α et β sont appelés respectivement angle de commutation et angle de commande. Ils sont définis à partir de deux positions d'équilibre et de la position correspondante à l'impulsion commandant la phase alimentée. Ils obéissent à la relation :

$$\alpha + \beta = \pi$$

La vitesse du moteur est d'autant plus élevée que l'angle de commutation est petit.

- (B) Avance à l'allumage

Dans le cas où l'influence de la force contre-électromotrice produite par la rotation du rotor est négligeable, et que les courants parcourant les enroulements sont supposés constants, il apparaît sur la figure II.5 que le couple maximal sera obtenu si les commutations se produisent aux instants correspondant aux points E, F, G, H ...

Cependant, il faut souligner que les enroulements du moteur pas à pas possèdent de fortes inductances. Il est impossible que le courant s'établisse ou disparaisse instantanément. En conséquence, la commutation des phases dépend non seulement de la position du rotor, mais encore des temps de montée et de descente du courant. Pour obtenir le couple maximal, il faut donc que les positions de commutation se trouvent avant les points précités. C'est le phénomène d'avance à l'allumage.

- (C) Injection d'impulsion

Pour atteindre une vitesse plus élevée, il peut être nécessaire de provoquer une avance à l'allumage supérieure à un pas et donc un angle de commande supérieur à $\pi/31$. Pour ce faire, on utilise la technique d'injection d'impulsion, présentée à la figure II.6 /20/ /30/.

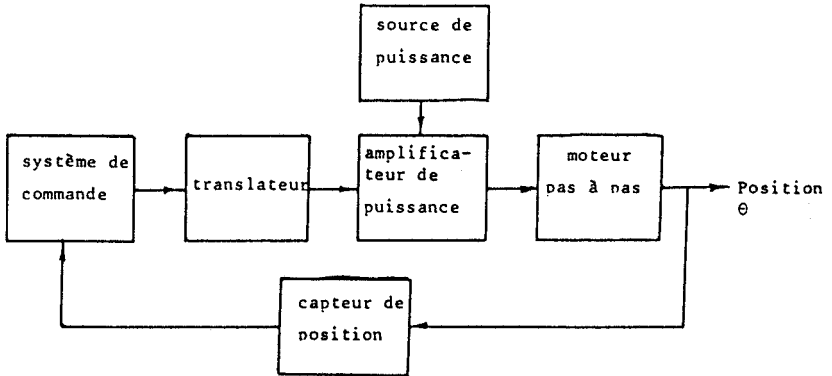


Figure II.4 : Principe de la commande en boucle fermée des moteurs pas à pas avec capteur de position

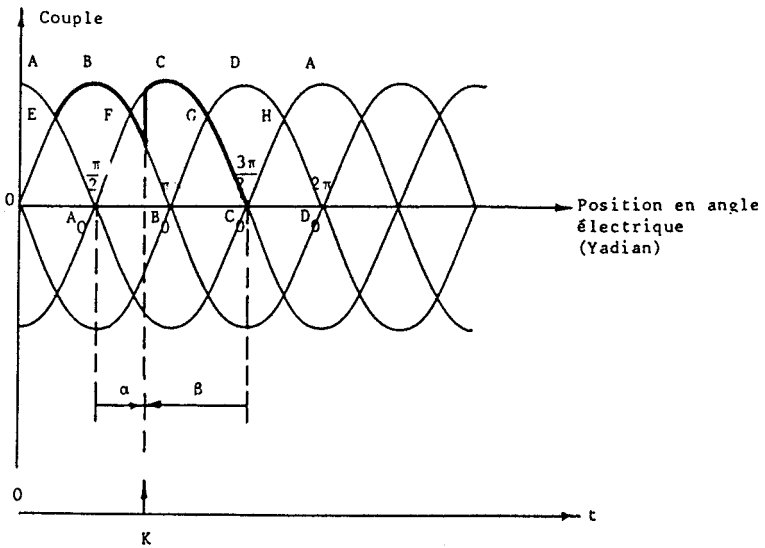


Figure II.5 : Angle de commutation et angle de commande.

Sur la figure II.6 (a), l'impulsion de commande K, délivrée après la position d'équilibre A_0 , alimente la phase C. L'impulsion I, retardée de l'avance d'un pas par rapport à l'impulsion K, excite donc la phase D. Dans ce cas, l'angle de commande est inférieur à π .

Si maintenant on injecte une impulsion avant l'impulsion K, cette dernière excite la phase D au lieu de la phase C.

Il est évident que l'angle d'avance est augmenté d'un pas. L'angle de commande δ est donc supérieur à π . (figure II.6 (b)).

Par l'intermédiaire de l'injection d'impulsion, on peut transformer le mode d'accélération en mode de décélération /32/. On peut aussi exécuter la transformation inverse par la suppression d'impulsion /33/.

La technique de l'injection d'impulsion est très utile pour la commande en boucle fermée des moteurs pas à pas.

II.2.3. - Différents types de fonctionnement de la commande en boucle fermée avec capteur de position

Nous pouvons distinguer deux méthodes du fonctionnement de commande en boucle fermée avec un capteur de position selon l'impulsion fournie par la commande.

(A) Méthode avec angle de commutation constant /34/ /35/

Le capteur est disposé de telle façon que les impulsions qu'il fournit correspondent à un angle de commutation constant. Ces impulsions sont employées directement comme instructions pour la commutation des phases. Il faut bien noter que le système de commande ne fournit que la première impulsion, les suivantes étant donc provoquées par le passage du rotor à une certaine position parfaitement définie. Dans ce cas, la vitesse du moteur dépend des paramètres du système et surtout de la charge du moteur.

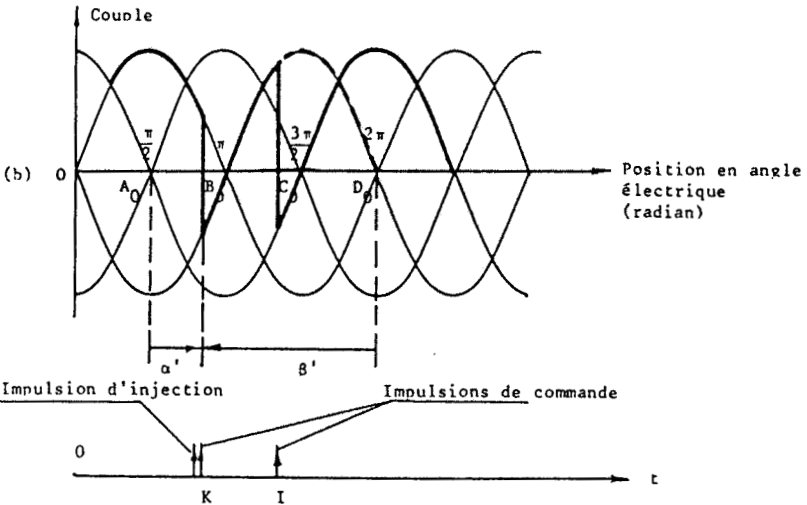
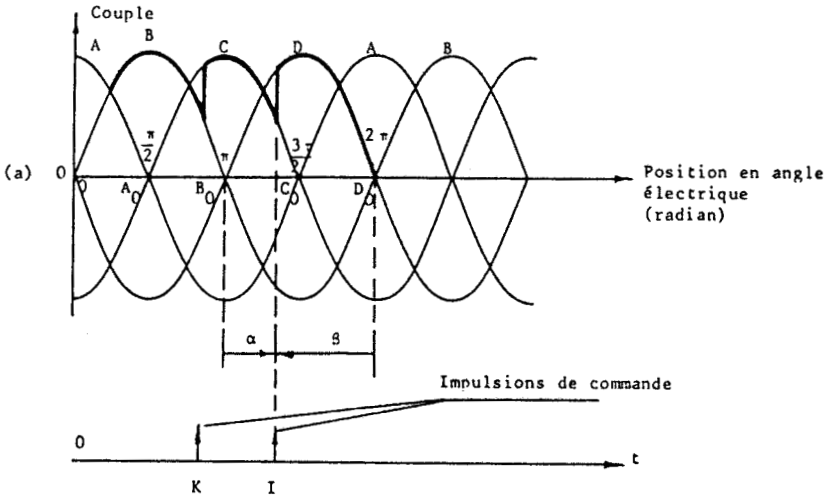


Figure II.6 (a) fonctionnement sans injection d'impulsion
(b) fonctionnement avec injection d'impulsion

(B) Méthode avec angle de commutation variable

Avec la méthode précédente, on n'est pas capable de faire varier l'angle de commutation en fonction des conditions de fonctionnement et donc de régler la vitesse du moteur.

Pour obtenir une commande plus souple et des performances plus intéressantes, on introduit un retard τ par rapport à l'impulsion fournie par le capteur, comme le montre la figure II.7 où ω est la vitesse moyenne du moteur en radians par seconde et α_0 l'angle de commutation correspondant à l'impulsion fournie par le capteur. L'impulsion de commande est donc K' et l'angle de commutation devient :

$$\alpha' = \alpha_0 + \omega \tau$$

La figure II.7 présente le cas sans injection d'impulsion. On peut déduire de même façon le résultat avec l'injection d'impulsion /20/ /28/.

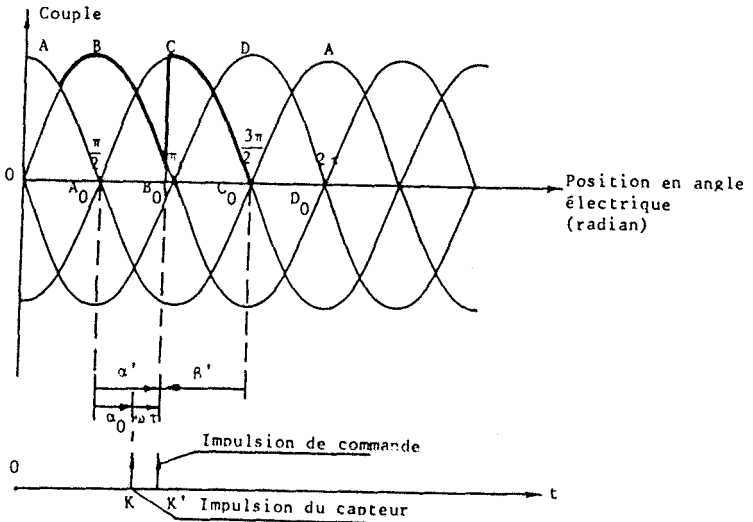


Figure II.7 : Fonctionnement avec un temps de retard sans injection d'impulsion

Il faut souligner que la vitesse du moteur se stabilise en un temps plus court avec cette méthode qu'avec la méthode précédente. C'est une raison supplémentaire pour l'adopter.

Cette méthode fournit une grande souplesse de commande et nous permet de réaliser une commande excellente du moteur. La référence /9/ en présente un exemple. Le moteur démarre avec un angle de commande supérieur à un pas. Ensuite, on l'accélère avec un plus grand angle de commande jusqu'à la survitesse. Lorsque le ralentissement commence, l'angle de commande devient négatif; à la fin du mouvement, l'angle de commande est nul et le moteur arrive à sa position d'équilibre finale avec une vitesse nulle.

II.2.4. - Remarques

Dans le cadre de la sûreté du fonctionnement des moteurs pas à pas, la commande en boucle fermée avec capteur de position présente un grand intérêt. De plus, on peut obtenir de meilleures performances d'accélération et de décélération. Toutefois, l'utilisation d'un capteur incrémental est souvent coûteux et complique le système.

Par ailleurs une régulation de vitesse précise est plus difficile à réaliser avec cette sorte de commande /30/.

Au cours des dernières années, on a cherché à résoudre le problème des oscillations de vitesse et de position par la théorie de réglage traditionnelle /36/. On en déduit des modèles mathématiques illustrant le problème et l'on en tire les structures des régulateurs nécessaires pour traiter les informations de vitesse et de position. On peut de cette façon accroître facilement l'amortissement du moteur pas à pas et ainsi supprimer les oscillations. Cette sorte de système, analogue à l'asservissement à courant continu, est cependant beaucoup plus compliqué que ce dernier.

II.3 - COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE DES MOTEURS PAS A PAS SANS CAPTEUR DE POSITION

Dans un système équipé d'un moteur pas à pas, les informations de position et de vitesse du rotor peuvent aussi être obtenues indirectement par la détection de grandeurs électriques. Il est donc possible de réaliser la commande en boucle fermée sans introduire de capteur de position /37/.

Le principe de cette sorte de commande est représenté à la figure II.8.

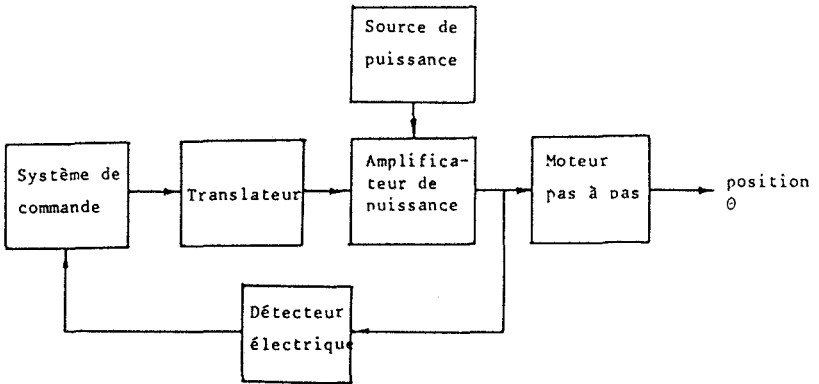


Figure II.8 : Principe de la commande en boucle fermée des moteurs pas à pas sans capteur de position

II.3.1. - Commande en boucle fermée par détection de courant

Cette sorte de commande est souvent adoptée pour le moteur pas à pas à réluctance variable /6/ /38/ /39/.

En général, le courant dans une phase alimentée ou une phase d'extinction présente un extrêmu détecté par un circuit électronique et qu'on utilise pour générer les impulsions de commande.

L'observation expérimentale montre qu'en pratique, plus la vitesse du moteur est élevée, plus l'extrémum du courant apparaît tôt. Cela équivaut à l'existence d'une avance à l'allumage automatique et permet donc l'auto-synchronisation du moteur à l'aide de circuits simples.

Cependant, l'extrémum du courant dans une phase ne se manifeste pas pour toutes les vitesses du moteur. D'autre part, pour certains moteurs, il n'existe jamais d'extrémum détectable. Dans ce cas, on a recours à l'écart entre deux courants, les courants à rotor bloqué et en mouvement, et l'on détecte le passage par zéro de cet écart. /39/ /46/.

Pour le moteur à aimant permanent, on utilise souvent la différence des courants dans deux phases couplées comme grandeur de détection /25/.

II.3.2. - Commande en boucle fermée par détection de la force contre électromotrice

La force contre-électromotrice d'un moteur pas à pas à aimant permanent peut se mettre sous la forme :

$$e = K \omega \sin\theta$$

avec : K = constante de la force contre électromotrice

ω = vitesse angulaire du rotor

θ = position angulaire du rotor.

Le passage par zéro de la force contre-électromotrice indique la position de détente du rotor. On peut donc réaliser une commande en boucle fermée par cette détection.

Il faut noter que le mode d'alimentation du moteur n'affecte pas la forme d'onde de la force contre-électromotrice. C'est-à-dire qu'on peut obtenir la même forme de celle-ci lorsqu'une phase ou deux phases sont alimentées à la fois. D'ailleurs, cette commande peut adapter automatiquement aux variations de charge. /40/.

Cependant, cette sorte de commande présente quelques inconvénients. Il est plus difficile d'assurer la commande correcte à vitesse basse. Les circuits de détection sont compliqués et coûteux.

II.3.3. - Commande en boucle fermée par détection de tension

La tension de phase présente toujours un extrêmun détectable pour toutes les vitesses d'un moteur à aimant permanent. Il est donc possible de réaliser une commande en boucle fermée basée sur la détection de tension /40/.

Avec cette sorte de commande, l'accélération du moteur est aussi adaptée automatiquement aux variations de charge. Pour la décélération, il faut introduire un temps de retard et de modifier pendant le ralentissement du moteur.

II.3.4. - Remarques

Il est donc possible en observant la forme d'onde de la tension, du courant, ou de la force contre-électromotrice de réaliser une commande en boucle fermée du moteur sans utiliser de capteur de position. La construction mécanique du système est simplifiée et son prix moins élevé. De plus, les performances obtenues sont comparables à celles que l'on atteint en boucle fermée avec capteur de position.

Il existe de nombreuses applications de cette technique. Nous citons en particulier l'amortissement de l'oscillation sur un pas /41/ et de la vitesse en régime dynamique /36/ /42/ /43/. On peut aussi l'employer pour une commande optimale minimisant l'énergie consommée /5/.

II.4 - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les trois types de commande des moteurs pas à pas. Nous avons discuté de leurs principes de fonctionnement, de leurs réalisations, de leurs avantages et inconvénients. Notre but a consisté à fournir une connaissance de base sur la commande du moteur pas à pas et une méthode de choix pour une application donnée.

La commande en boucle fermée avec un capteur de position est toujours la mieux considérée lorsqu'il s'agit de la fiabilité et de la stabilité du fonctionnement du moteur. Elle possède aussi la capacité de s'adapter automatiquement à la charge en accélération et décélération. Elle permet d'atteindre des vitesses élevées. En revanche, le capteur de position provoque la complexité du système et l'augmentation de son coût.

La technique de détection de grandeurs électriques fournit une possibilité de réaliser la commande en boucle fermée sans capteur de position. On peut atteindre les mêmes performances qu'avec la commande précédente. La complexité du système se situe donc au niveau des circuits de détection.

C'est seulement la commande en boucle ouverte qui conserve le caractère important du moteur pas à pas, à savoir, la simplicité et la facilité de commande. Grâce à l'alimentation et au dispositif de commande toujours plus perfectionnés, cette sorte de commande a été très développée /4/ /8/ /44/ /45/. La suite de notre travail repose sur l'étude d'une telle commande.

CHAPITRE III

MODÉLISATION ET IDENTIFICATION DES MOTEURS PAS À PAS HYBRIDES

Pour étudier la commande d'un moteur pas à pas, il est nécessaire d'en connaître un modèle, à savoir, une ou plusieurs relations mathématiques régissant son fonctionnement. L'exactitude et la commodité d'utilisation du moteur doivent entrer en ligne de compte. En général, plus le modèle est exact, plus il est compliqué et plus il est difficile à utiliser. Par conséquent, il est indispensable de réaliser un compromis entre la qualité et la simplicité du modèle, la simplicité étant primordiale lorsqu'est abordé le problème de la commande.

En tenant compte de ces remarques, nous allons donc définir dans ce chapitre un modèle relativement simple mais efficace pour les moteurs étudiés, pour une alimentation donnée et une charge purement inertielle. Les paramètres intervenant dans ce modèle seront déterminés par une méthode mathématique d'identification adjointe à une mesure expérimentale.

III.1 - EQUATION DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR PAS A PAS

Avant d'écrire l'équation du moteur, il nous faut rappeler le principe de l'alimentation du moteur et le mode d'excitation des phases.

III.1.1. - Alimentation du moteur

L'alimentation du moteur pas à pas a pour mission de fournir le plus vite possible des courants suffisants aux phases de sorte que le rotor effectue le mouvement désiré. Pour un système de positionnement basé sur un moteur

pas à pas, son comportement dynamique dépend de l'ensemble moteur-alimentation-commande/6/. En effet, la source d'excitation joue un rôle prépondérant sur les limites des performances du système /11/ /8/ /47/.

Plusieurs sortes d'alimentation peuvent être adoptées pour satisfaire aux exigences du moteur /17/ /35/ /48/ /49/. Nous choisissons la source en hacheur pour notre étude. Une tension élevée est utilisée pour réduire le temps de montée du courant. Un procédé en hacheur assure que le courant reste à un niveau donné pendant le mouvement de chaque pas. Nous pouvons donc la considérer comme source en courant. /18/ /50/.

III.1.2. - Mode d'alimentation des phases

Pour un moteur hybride, il existe trois modes d'alimentation : /25/

- Mode_1 (Full step, single-phase mode)

Une seule phase est alimentée à la fois et il apparaît quatre positions stables par tour électrique. Ce mode présente la meilleure précision de positionnement.

- Mode_2 (Full step, two-phase mode)

Deux phases sont excitées en même temps; quatre autres positions stables sont alors définies. Comme la position d'équilibre du rotor dépend des courants dans deux phases, elle risque de varier et la précision de positionnement est donc moins bonne.

- Mode_3 (Half step mode)

La combinaison des deux modes précédents détermine huit positions stables.

Il est à noter que dans le mode 2, le couple est multiplié par $\sqrt{2}$ par rapport au mode 1.

Les tableaux I, II, III donnent les séquences de commande relatives à ces trois modes.

H	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	
	1	0	0	0	↑ AH
	0	1	0	0	
	0	0	1	0	
	0	0	0	1	

Tableau I

H	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	
	1	1	0	0	↑ AH
	0	1	1	0	
	0	0	1	1	
	1	0	0	1	

Tableau II

H	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	
	1	0	0	0	↑ AH
	1	1	0	0	
	0	1	0	0	
	0	1	1	0	
	0	0	1	0	
	0	0	1	1	
	0	0	0	1	
	1	0	0	1	

Tableau III

(H : sens horaire ; AH : sens contraire)

III.1.3. - Equation du système /15/ /51/

Du fait que l'alimentation utilisée peut être considérée comme une source idéale de courant, nous pouvons négliger les régimes transitoires électriques de commutation d'une phase sur l'autre. Donc, le courant fourni à chaque phase du moteur présente une forme d'onde carrée et il n'existe plus de couplage entre les équations mécanique et électrique du système. Nous pouvons donc décrire celui-ci par une seule équation différentielle mécanique:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + C_R \operatorname{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) = C_m \quad (\text{III.1})$$

avec :

θ : angle géométrique de déplacement

J : moment d'inertie total

F : coefficient de frottement visqueux

C_R : couple résistant dû aux frottements secs

C_m : couple moteur

Le couple du moteur hybride satisfait à la relation suivante :
/5/ /52/.

$$C_m = -C_M \sin N_R \theta \quad (\text{III.2})$$

avec :

C_M : couple statique maximal du moteur

N_R : nombre de dents du rotot

On admet /51/ que le couple statique maximal du moteur se caractérise par :

$$C_M = KI$$

avec :

K : coefficient de couple dépendant de la construction
du moteur

I : courant dans les phases du moteur

Dans le cas dont nous nous occupons, le courant est constant,
donc C_M est fixe.

Dans ces conditions, l'équation III.1 devient :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + C_R \operatorname{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) + C_M \sin N_R \theta = 0 \quad (\text{III.3})$$

III.2 - DETERMINATION DES PARAMETRES DU SYSTEME

Etant donnée l'équation de fonctionnement du moteur citée au
paragraphe précédent, nous allons en déterminer les paramètres pour que ce
modèle soit utilisable dans l'étude ultérieure.

Nous allons d'abord mesurer directement le couple statique maximal
 C_M des deux moteurs que nous avons utilisés. Pour les autres paramètres, nous
ferons appel à une méthode mathématique d'identification. Nous traiterons l'équa-
tion différentielle du moteur par ordinateur en utilisant des informations
expérimentales de la position et de la vitesse.

III.2.1. - Mesure du couple statique

Nous utilisons une poulie accouplée avec l'arbre du moteur et des
poids étalonnés pour mesurer le couple statique comme le représente la
figure III.1. Ceci nous permet de déterminer le couple statique maximal C_M
pour les deux moteurs :

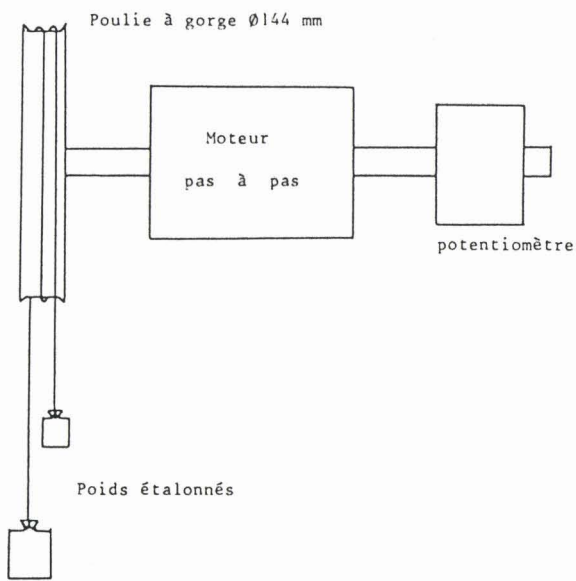


Figure III.1 - Mesure du couple statique du moteur



$C_M = 0.55 \text{ Nm}$ pour le moteur Astrosyn type 34 PM C001

$C_M = 0.95 \text{ Nm}$ pour le moteur Stébon type S852-250-70

Le potentiomètre monté sur l'arbre du moteur peut indiquer la variation de la position du rotor.

Un ampèremètre mis en série avec une phase, permet de déterminer le courant dans celle-ci. Nous pourrions ainsi tracer les courbes $C_m(\theta)$ pour différentes valeurs de ce courant et déterminer le coefficient K .

III.2.2. - Principe de la méthode des moindres carrés /54/

Pour déterminer les paramètres J , F et C_R qu'il est impossible de mesurer directement, nous proposons comme méthode d'identification celle des moindres carrés.

Supposons le modèle défini et que nous disposions de N couples de mesures entrée-sortie du processus. Nous pouvons écrire N équations linéaires vis à vis des paramètres du modèle :

$$\begin{aligned}d_1 &= a_1(x_1) q_1 + \dots + a_n(x_1) q_n + e_1 \\d_i &= a_1(x_i) q_1 + \dots + a_n(x_i) q_n + e_i \\&'' \\d_N &= a_1(x_N) q_1 + \dots + a_n(x_N) q_n + e_N\end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Ce qui correspond à la forme matricielle :

$$D = A.Q + E \quad (\text{III.5})$$

avec :

$$D = \begin{pmatrix} d_1 \\ '' \\ d_i \\ '' \\ d_N \end{pmatrix}$$

- vecteur des premiers membres, correspondant aux valeurs mesurées de la sortie du processus.

$$A = \begin{pmatrix} a_1(x_1) & \dots & a_n(x_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ a_1(x_1) & \dots & a_n(x_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ a_1(x_N) & \dots & a_n(x_N) \end{pmatrix} \quad - \text{matrice des coefficients}$$

$$Q = \begin{pmatrix} q_1 \\ \dots \\ q_n \end{pmatrix} \quad - \text{vecteur des paramètres recherchés}$$

$$E = \begin{pmatrix} e_1 \\ \dots \\ e_N \end{pmatrix} \quad - \text{vecteur des écarts entre les valeurs issues de la mesure et les valeurs théoriques définies par le modèle, mais inconnues.}$$

Pour déterminer le vecteur des paramètres Q , nous choisissons le critère décrit ci-dessous et cherchons le minimum de cette somme :

$$S = \sum_{i=1}^N e_i^2 = E^T E \quad (\text{III.6})$$

où E^T est la transposée de la matrice E

L'équation III.5 nous donne :

$$E^T E = (D - AQ)^T (D - AQ)$$

soit :

$$E^T E = D^T D - D^T A Q - Q^T A^T D + Q^T A^T A Q$$

Minimisons la somme par rapport à Q :

$$\frac{\partial S}{\partial Q} = - 2 A^T D + 2 A^T A Q = 0$$

Ce qui permet d'obtenir les paramètres par la relation :

$$Q = (A^T A)^{-1} A^T D \quad (III.7)$$

à condition que la matrice carrée $A^T A$ soit régulière.

III.2.3. - Mise en oeuvre et résultats

Pour obtenir les N couples de mesure, nous effectuons l'avance sur un pas du moteur. Un potentiomètre à piste plastique avec circuit dérivateur /10/ /53/ et un oscilloscope à mémoire permettent d'obtenir les courbes de position et de vitesse du rotor, dont quelques unes sont montrées aux figures III.2 et III.3 .

Développons l'équation III.3 sous la forme ci-dessous :

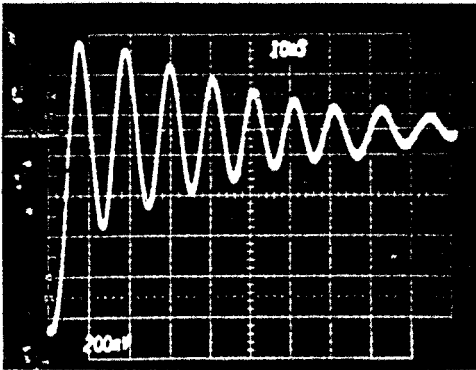
$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + C_R \operatorname{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) = - C_M \sin N_R \theta \quad (III.8)$$

qui est une relation linéaire vis à vis des paramètres inconnus J, F, C_R .

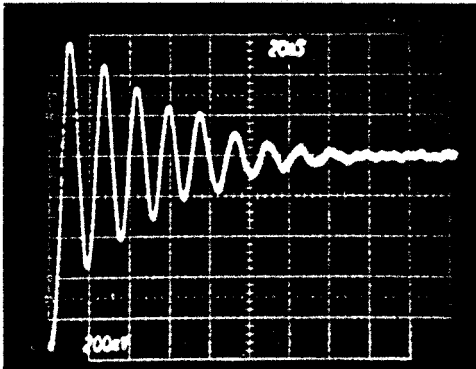
Nous pouvons obtenir les valeurs $\theta(t_i)$ et $\frac{d\theta}{dt}(t_i)$ en N points t_i par l'intermédiaire de l'échantillonnage des courbes de position et de vitesse et ensuite intégrer l'équation III.8 sur un intervalle (t_i, t_{i+1}) . Cela nous donne :

$$\begin{aligned} J \left(\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) - \frac{d\theta}{dt}(t_i) \right) + F \left(\theta(t_{i+1}) - \theta(t_i) \right) + C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \operatorname{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) . dt \\ = \int_{t_i}^{t_{i+1}} (- C_M \sin N_R \theta) dt \end{aligned} \quad (III.9)$$

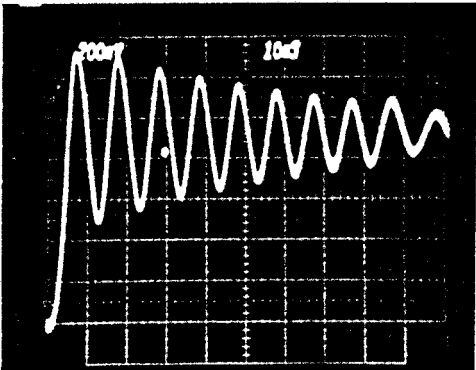
La méthode du trapèze est utilisée pour calculer l'intégrale de deuxième membre, c'est-à-dire :



(a) Moteur AstroSyn
type 34 PM C001
à vide



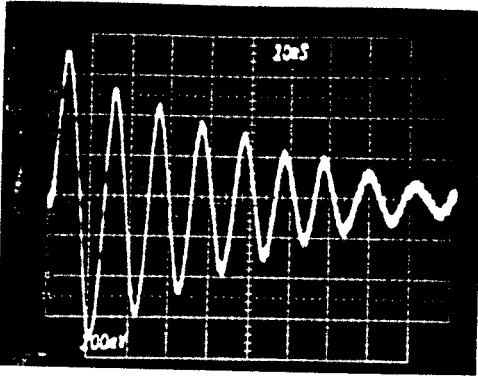
(b) Moteur AstroSyn
type 34 PM C001
avec 4 disques



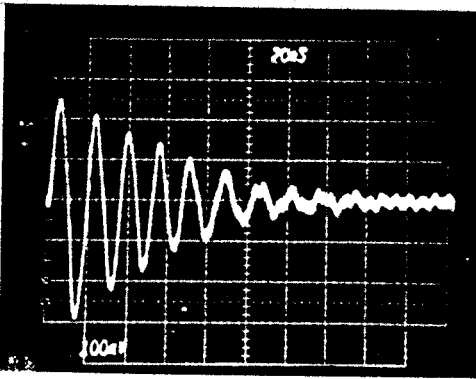
(c) Moteur Stebon
type S852-250-70
à vide



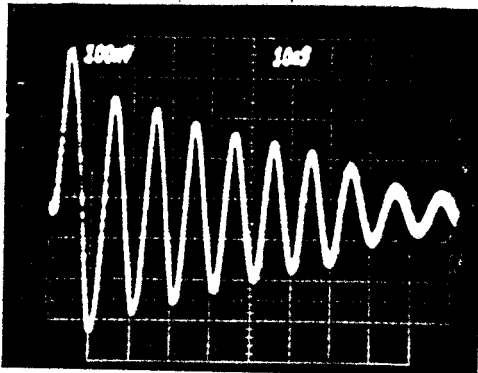
Figure III.2 : Courbes de position des moteurs
relevées pour l'identification



(a) Moteur Astrosyn
type 34 PM C001
à vide



(b) Moteur Astrosyn
type 34 PM C001
avec 4 disques



(c) Moteur Stébon
type S 852-250-70
à vide



Figure III.3 : Courbes de vitesse des moteurs relevées pour l'identification.

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} (-C_M \sin N_R \theta) dt = -C_M \left(\sin N_R \theta(t_i) + \sin N_R \theta(t_{i+1}) \right) \left(\frac{t_{i+1} - t_i}{2} \right) \quad (\text{III.10})$$

Le calcul de l'intégrale $= C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) dt$ est un peu plus compliqué. On peut distinguer deux cas :

- Premier cas vitesses $\frac{d\theta}{dt}(t_i)$ et $\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1})$ sont de même signe et on peut écrire :

$$C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) dt = C_R (t_{i+1} - t_i) \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_i) \right) \quad (\text{III.11})$$

- Deuxième cas : les signes des vitesses $\frac{d\theta}{dt}(t_i)$ et $\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1})$ sont différentes. Cela signifie qu'il existe entre t_i et t_{i+1} un instant t_0 où la vitesse est nulle. Il faut donc déterminer ce point et appliquer l'intégration par segments, à savoir :

$$C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) dt = C_R \int_{t_i}^{t_0} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_i) \right) dt + C_R \int_{t_0}^{t_{i+1}} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) \right) dt.$$

soit :

$$C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) dt = C_R (t_0 - t_i) \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_i) \right) + C_R (t_{i+1} - t_0) \text{sgn} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) \right) \quad (\text{III.12})$$

Pour déterminer l'instant t_0 , on établit d'abord l'expression de la vitesse à l'aide de l'interpolation linéaire sur l'intervalle (t_i, t_{i+1}) :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta}{dt}(t_i) + \frac{\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) - \frac{d\theta}{dt}(t_i)}{t_{i+1} - t_i} (t - t_i)$$

Ce qui permet d'obtenir t_0 :

$$t_0 = t_i + \frac{t_{i+1} - t_i}{\frac{d\theta}{dt}(t_i) - \frac{d\theta}{dt}(t_{i+1})} \cdot \frac{d\theta}{dt}(t_i) \quad (\text{III.13})$$

Compte tenu de cette expression, la formule III.12 devient :

$$C_R \int_{t_i}^{t_{i+1}} \text{sgn}\left(\frac{d\theta}{dt}\right) dt = \frac{t_{i+1} - t_i}{\frac{d\theta}{dt}(t_i) - \frac{d\theta}{dt}(t_{i+1})} \left(\frac{d\theta}{dt}(t_i) \text{sgn}\left(\frac{d\theta}{dt}(t_i)\right) - \frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) \cdot \text{sgn}\left(\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1})\right) \right) \quad (\text{III.14})$$

Il est à noter que tous les cas sont compris dans cette formule. Mais nous réservons quand même la formule III.II dans notre programme pour gagner du temps de calcul.

En introduisant les formules III.10 - III.11 et III.14 dans l'équation III.9, on peut calculer l'intégration de l'équation III.8 sur l'intervalle (t_i, t_{i+1}) et obtenir ainsi N-1 équations linéaires de la forme :

$$D = A Q + E$$

avec :

$$Q = \begin{bmatrix} J \\ F \\ C_R \end{bmatrix}$$

La formule III.7 nous donne les valeurs des paramètres inconnus.

D'après le procédé décrit ci-dessus, nous avons établi un programme en langage Basic et ainsi déterminé les paramètres des moteurs que nous rassemblons dans le tableau IV.

type de moteur	condition de charge	$J(\text{Kgm}^2)$	$F(\text{Kgm}^2/\text{sec})$	$C_R(\text{Nm})$
Astrosyn	à vide	1×10^{-4}		
type 34PMC001	avec 2 disques d'inertie	$2,03 \times 10^{-4}$	$6,7 \times 10^{-3}$	$12,1 \times 10^{-3}$
	avec 4 disques d'inertie	$3,14 \times 10^{-4}$		
Stébon	à vide	$1,642 \times 10^{-4}$		
S852-250-70	avec 2 disques d'inertie	$2,485 \times 10^{-4}$	$6,9 \times 10^{-3}$	$33,7 \times 10^{-3}$
	avec 4 disques d'inertie	$3,206 \times 10^{-4}$		

Tableau IV.

III.3 - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons défini un modèle mathématique décrivant notre système composé d'un moteur pas à pas hybride et d'une charge inertielle. Les paramètres de ce modèle ont été déterminés.

L'utilisation d'une alimentation en courant permet d'écrire que le système est régi par une seule équation différentielle qui ne fait intervenir que des paramètres mécaniques. Cela conduit à la commodité et à la simplicité de l'utilisation.

Quant à la détermination des paramètres, on a appliqué la méthode des moindres carrés. Un essai d'avance sur un pas du moteur nous a fourni les informations nécessaires et un programme assez simple nous a permis d'obtenir les résultats.

CHAPITRE IV

ÉTUDE SUR LE COMPORTEMENT DYNAMIQUE DES MOTEURS PAS À PAS HYBRIDES

Pour évaluer les performances dynamiques d'un système, on fait souvent appel à la simulation numérique à partir du modèle mathématique décrivant ce système. /8/ /44/ /55/ /56/. Nous allons donc étudier, dans ce chapitre, le comportement des moteurs pas à pas hybrides à l'aide de la simulation numérique.

Du fait que la méthode du plan de phase est souvent utilisée pour exprimer la réponse du moteur pas à pas /51/ /57/ /58/ et que nous allons aussi l'adopter dans notre étude, il est alors nécessaire de rappeler son principe.

Nous allons ensuite faire une simulation de l'avance sur un pas pour chacun des moteurs afin de valider les paramètres déterminés au chapitre précédent.

Pour la plupart des applications de moteurs pas à pas, le fonctionnement survitesse est indispensable. Aussi allons-nous étudier les lois d'accélération et de décélération qui amènent le moteur à ce régime et lui permettent ensuite de ralentir. Cette étude nous donnera les temps de commutation correspondant à une commande optimale des moteurs. Ces temps sont appliqués au système par l'intermédiaire d'un microprocesseur.

IV.1 - MODELE DU SYSTEME DANS LE PLAN DE PHASE

IV.1.1. - Méthode du plan de phase et ses avantages

La méthode du plan de phase est une méthode graphique bien connue des automaticiens, parce qu'elle est souvent utilisée pour analyser un système

non linéaire du second ordre /59/. Nous avons vu, dans le chapitre précédent, que le système que nous étudions est régi par une telle équation; il va de soi que cette méthode est donc à préconiser.

Le plan de phase n'est autre que plan déplacement-vitesse. A tout moment, la position et la vitesse du moteur correspondent donc à un point du plan de phase. L'ensemble de ces points forme la trajectoire de phase qui illustre bien le comportement du moteur. La méthode du plan de phase s'avère donc très favorable en tant qu'outil de conception d'un système équipé d'un moteur pas à pas /57/ /58/ /60/ /61/, car il est possible d'évaluer l'influence des paramètres sur le comportement du système et de tester des séquences d'impulsions pour minimiser le temps de réponse correspondant à un positionnement donné.

IV.1.2. - Transformation du modèle /28/ /58/

Pour raison de commodité, nous allons exprimer le déplacement du rotor en pas. Nous définissons donc la grandeur $R = \frac{\Theta}{P}$ pour représenter le déplacement, où P, le pas angulaire, vaut :

$$P = \frac{2\pi}{N_S N_R}$$

L'équation III.4 devient donc :

$$J_P \frac{d^2 R}{dt^2} + F P \frac{dR}{dt} + C_R \operatorname{sgn} \frac{dR}{dt} + C_M \sin (N_R \cdot P \cdot R) = 0$$

$$\text{Nous posons : } \omega_0 = \sqrt{\frac{N_S N_R C_M}{2 \pi J}} \quad Z = \frac{F}{Z} \sqrt{\frac{2 \pi}{N_S N_R C_M}}$$

$$C_1 = \frac{C_R}{C_M}$$

On obtient alors :

$$\frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{d^2 R}{dt^2} + \frac{Z}{\omega_0} \frac{dR}{dt} + C_1 \operatorname{sgn} \frac{dR}{dt} + \sin \frac{Z R}{N_S} = 0 \quad (\text{IV.1})$$

Avec $T = \omega_0 t$ l'équation réduite devient :

$$\frac{d^2 R}{dT^2} + 2Z \frac{dR}{dT} + C_1 \operatorname{sgn} \frac{dR}{dT} + \sin \frac{2\pi R}{N_S} = 0 \quad (IV.2)$$

On peut finalement écrire les équations de phase exprimant le système dans le plan (R,V) :

$$\frac{dR}{dT} = \frac{V}{\omega_0}$$

$$\frac{dV}{dT} = -2ZV - \omega_0 \left(C_1 \operatorname{sgn} V + \sin \frac{2\pi R}{N_S} \right)$$

où V, vitesse du moteur exprimé en pas par seconde, vaut :

$$V = \omega_0 \frac{dR}{dT}$$

A partir de ces équations, nous pouvons étudier le comportement du moteur par simulation numérique /29/.

IV.1.3. - Expression du fonctionnement du moteur dans le plan de phase

L'avance sur un pas du moteur signifie que le rotor va atteindre une nouvelle position d'équilibre après une impulsion de commande. La figure IV.1 montre une trajectoire de phase illustrant l'avance sur un pas du moteur initialement au repos. La position d'équilibre atteinte dépend du couple de frottement sec pour un couple statique maximal donné.

Pour exprimer l'avance sur plusieurs pas, après chaque commutation, on retranche au déplacement R la valeur d'un pas, V gardant sa propre valeur pour générer les nouvelles conditions initiales. La figure IV.2 présente une trajectoire correspondant au franchissement de quatre pas.

Ainsi, nous pouvons examiner dans le plan de phase la réponse du moteur pour toute séquence de positionnement /28/ /58/.

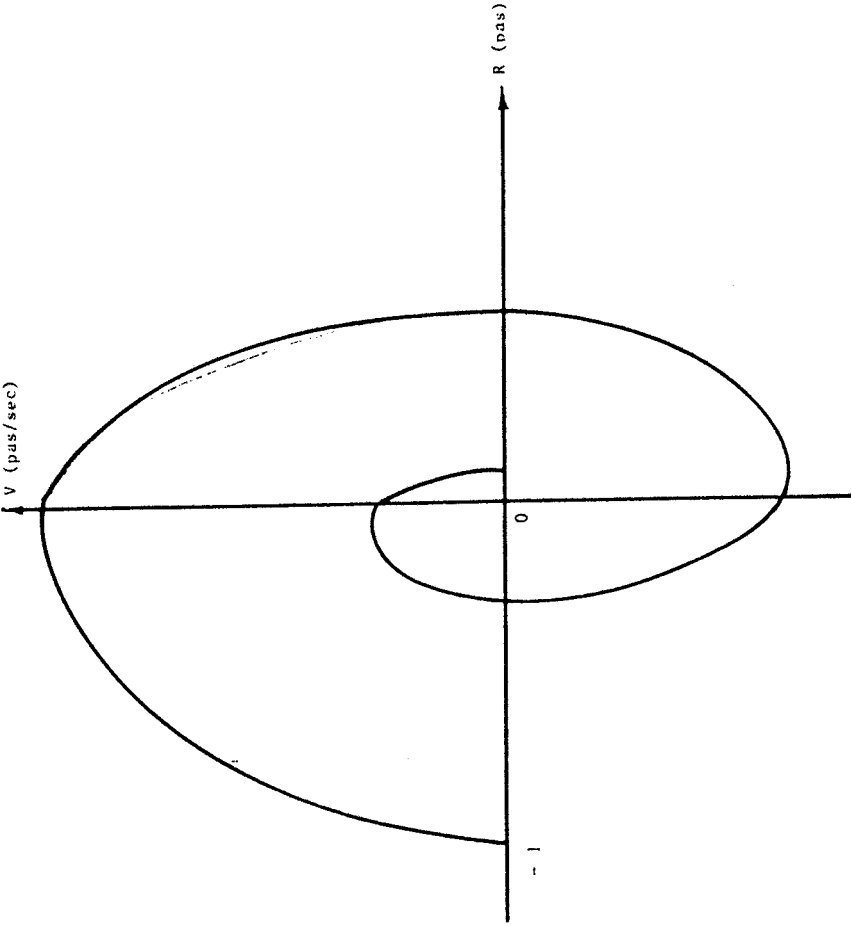


Figure IV.1 : Trajectoire de phase représentant l'avance du moteur sur un pas



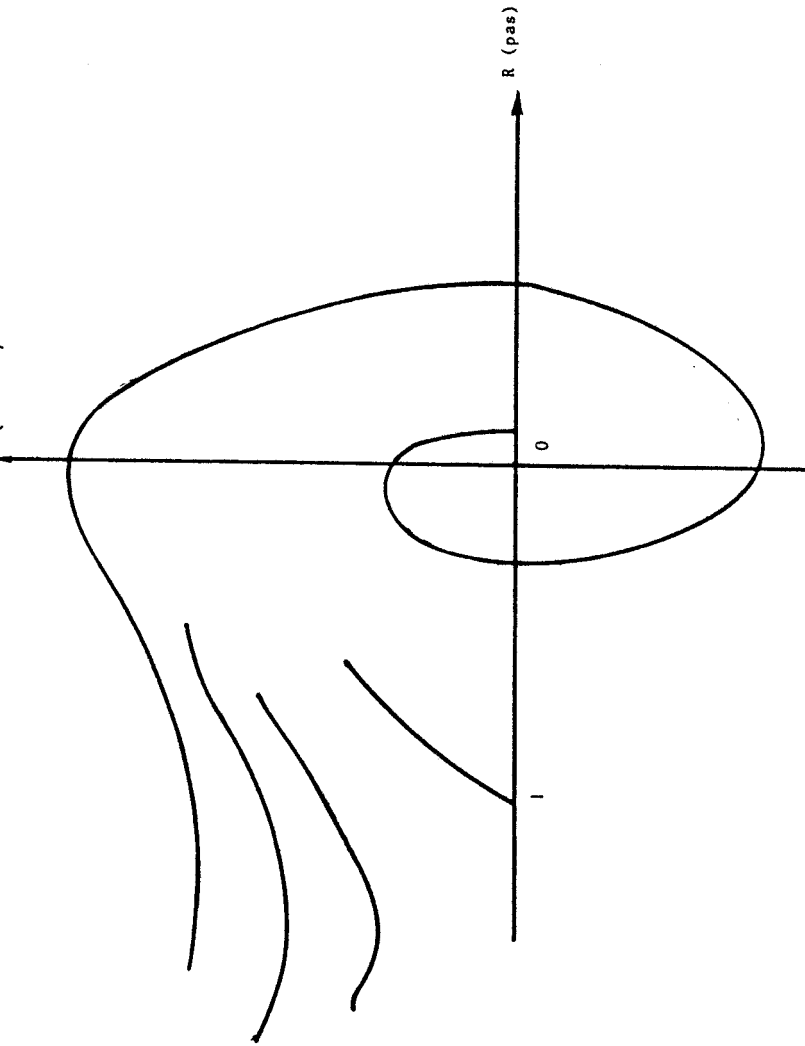


Figure IV.2 : Trajectoire de phase représentant l'avance du moteur sur quatre pas.

IV.2 - Simulation numérique de l'avance sur un pas

Nous utilisons la méthode d'Euler pour résoudre l'équation IV.3, qui donne entre les instants T_n et T_{n+1} séparés par l'intervalle de temps T_0 , suffisamment petit.

$$\frac{R_{n+1} - R_n}{T_0} = \frac{V_n}{\omega_0}$$

$$\frac{V_{n+1} - V_n}{T_0} = -2Z V_n - \omega_0 (C_1 \operatorname{sgn} V_n + \sin \frac{2\pi R_n}{N_S})$$

Soit

$$R_{n+1} = R_n + \frac{T_0 V_n}{\omega_0}$$

$$V_{n+1} = V_n + T_0 (-2Z V_n - \omega_0 C_1 \operatorname{sgn} V_n - \omega_0 \sin \frac{2\pi R_n}{N_S})$$

avec comme conditions initiales : $R_0 = -1$ pas et $V_0 = 0$ pas/sec

Ces relations nous permettent de simuler le comportement du moteur par calcul itératif.

- Les relations IV.4 nous ont permis d'établir un programme en Basic, qui permet de tracer la trajectoire de phase et les courbes représentant les variations de la position et de la vitesse du moteur en fonction du temps. L'organigramme de ce programme est présenté par la figure IV.3.

Les figures IV.4 et IV.5 représentent quelques courbes obtenues par simulation et par mesures. Nous constatons que les valeurs calculées sont proches des valeurs expérimentales. Cela signifie que les paramètres déterminés au chapitre précédent sont corrects en tenant compte de l'imprécision due à l'expérience et à la méthode d'identification.

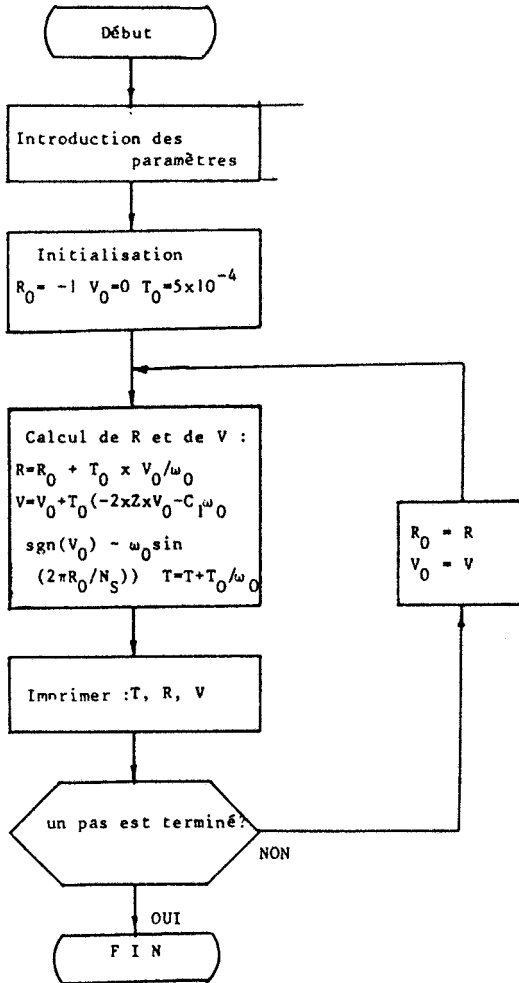


Figure IV.3 : Organigramme du programme de l'avance sur un pas.

moteur Astrosyn type 34PMC001
 $J = 3,14 \times 10^{-4} \text{ Kgm}^2$

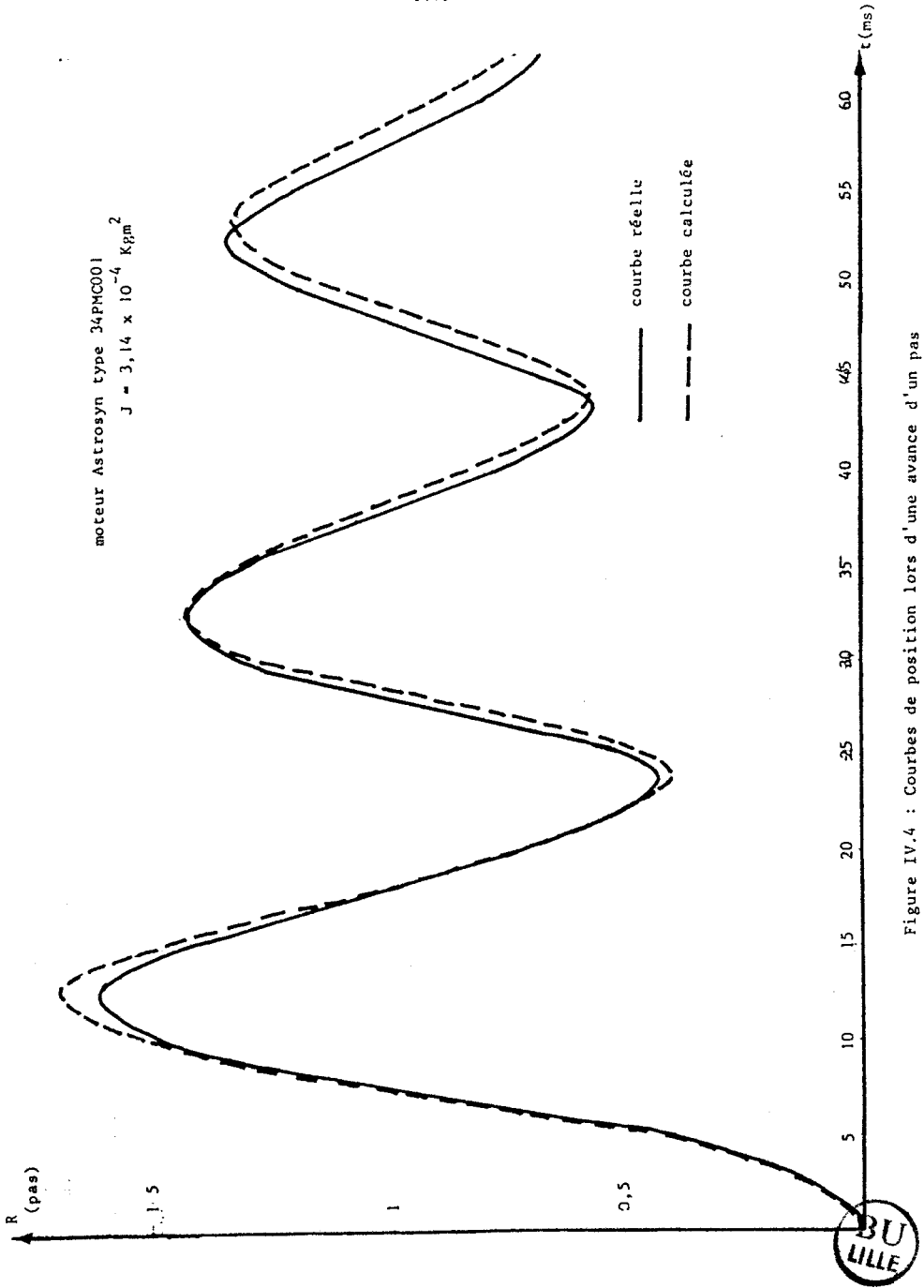


Figure IV.4 : Courbes de position lors d'une avance d'un pas

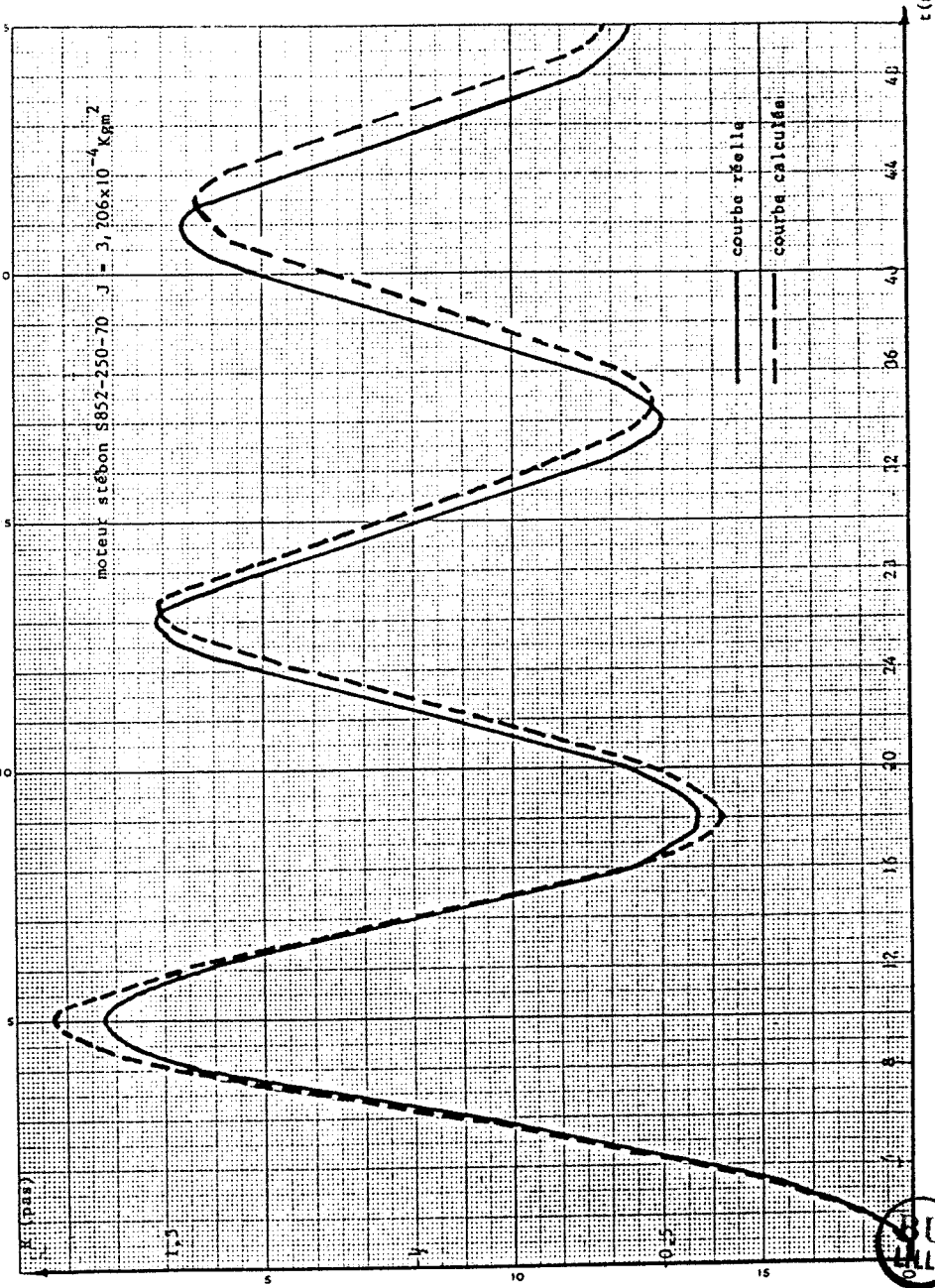


Figure IV.5 : Courbes de position lors d'une avance d'un pas



IV.3 - ETUDE DE L'ACCELERATION DES MOTEURS PAS A PAS

IV.3.1. - Position du problème

L'application du moteur pas à pas demande très souvent un fonctionnement à une vitesse beaucoup plus élevée que la vitesse de démarrage. Il est donc nécessaire d'adopter une stratégie d'accélération et de décélération pour que le moteur puisse atteindre la survitesse et revenir dans la zone de démarrage sans perte de pas /17/ /63/. Ce problème est relativement facile à résoudre grâce à l'application du microprocesseur comme il a été précisé au chapitre II. On conçoit d'abord les rampes d'accélération et de décélération en fonction des paramètres du moteur par simulation numérique et les temps de commutation obtenus sont utilisés pour générer la commande par microprocesseur.

IV.3.2. - Modes de commutation des phases

Pour générer des rampes d'accélération sans perte de pas, on peut adopter deux modes principaux de commutation des phases :

- Commutation à accélération nulle du rotor /28/ /29/ /45/

Dans le plan de phase, il est facile de mettre en évidence l'isocline de pente zéro correspondant à une accélération nulle du rotor. Les temps de commutation sont donnés par les intersections de la trajectoire de phase avec cette isocline. L'avantage de ce mode de commande consiste en une variation monotone de la vitesse en deçà d'une limite. Cependant, les positions correspondant aux commutations sont irrégulièrement réparties. Le couple moteur moyen n'atteint pas le couple maximal disponible.

- Commutation à position fixe du rotor /28/

Avec ce mode, la commutation a lieu lorsque la différence entre la position réelle du rotor et la position d'équilibre à atteindre est égale à une constante donnée. Si cette constante est fixée à un demi pas, ce mode de commutation se montre très efficace comme nous allons en discuter.

IV.3.3. - Mise en vitesse optimale

Nous désirons obtenir une rampe d'accélération optimale permettant au moteur d'atteindre la vitesse désirée en un temps minimal. Cela exige que le couple moteur reste maximal pendant toute l'accélération. Dans notre cas, comme le temps de montée et de descente du courant dans les phases est négligeable, la commutation des phases aux points P_1, P_2, P_3 , (figure IV.6) satisfait à cette exigence. Or, ces points d'intersection se trouvent à un demi pas avant les points d'équilibre stables des phases alimentées. Pour obtenir la rampe d'accélération optimale, il faut donc adopter le deuxième mode de commutation présenté. Conformément à cette analyse, nous avons établi un programme en Basic pour déterminer les temps de commutation par simulation numérique. La figure IV.7 représente l'organigramme de ce programme. Les conditions sont encore : $R_0 = -1$ pas, $V_0 = 0$ pas/sec. Chaque fois que la trajectoire de phase passe par $R = -0.5$, la commutation des phases a lieu. On retranche à R la quantité d'un pas, V gardant sa propre valeur pour régénérer les conditions initiales.

Cette commande impose une contrainte à la vitesse du moteur, à savoir qu'elle reste monotone croissante pendant toute l'accélération. On obtient donc une vitesse frontière lorsque cette contrainte n'est plus satisfaite.

IV.3.4. - Calcul de la vitesse frontière

Il faut tout d'abord noter que l'on obtient pour des paramètres donnés la même vitesse frontière du moteur avec les deux modes de commutation des phases précités. L'accélération du moteur au point de commutation est nulle lorsque la vitesse frontière est atteinte : $\frac{dV}{dt} = 0$

Comme, d'autre part, on connaît la position de commutation

$$R = -0.5$$

il est donc possible de calculer cette vitesse frontière.

Puisque la vitesse du moteur est toujours positive pendant l'accélération, $\text{sgn } V$ vaut donc 1.

Si nous tenons compte de ces conditions, l'équation IV.3 donne :

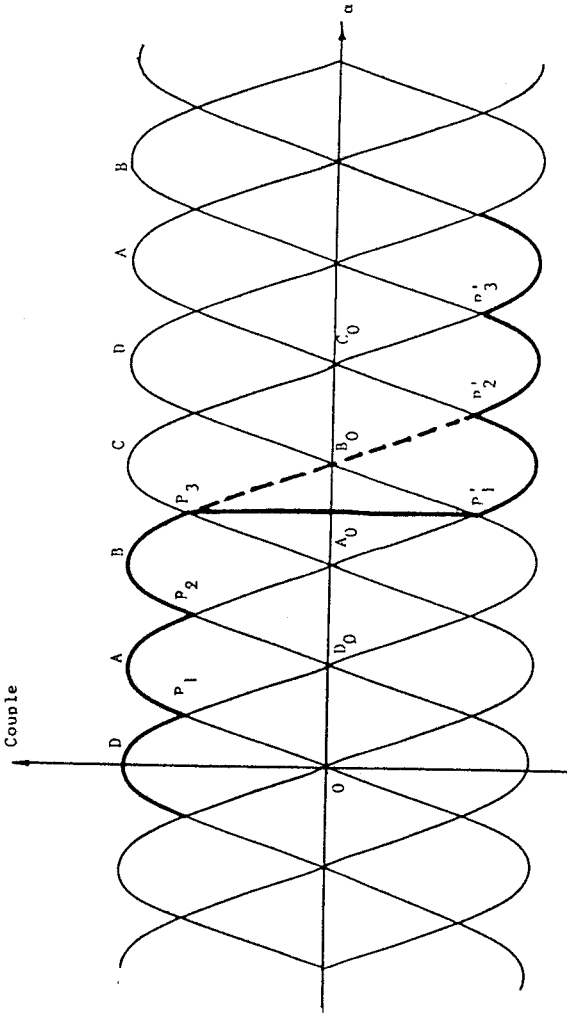


Figure IV.6 : Couple moteur en fonction de l'angle électrique

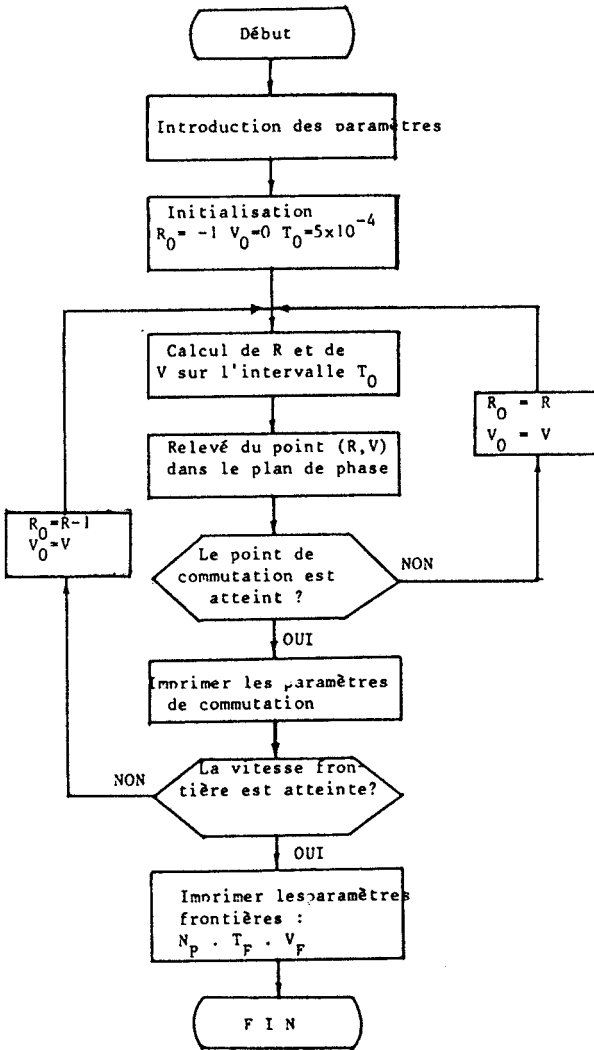


Figure IV.7 : Organigramme du programme pour calculer le temps de commutation en accélération optimale

$$V_F = \frac{-\omega_0(C_1 + \sin \frac{\pi}{4})}{2Z}$$

où V_F représente la vitesse frontière, soit :

$$V_F = \frac{N_S N_R C_M (\sqrt{Z} - \frac{C_R}{C_M})}{2\pi F} \quad (IV.6)$$

De cette relation, nous pouvons déduire que le moment d'inertie n'influe pas sur la vitesse frontière, qui ne dépend donc que de couple statique maximal, de couple résistant et de coefficient de frottement visqueux.

IV.3.5. - Résultats et discussion

Nous avons donc obtenu les temps de commutation pour les deux moteurs et pour différentes charges inertielles lors d'une accélération optimale. Le tableau V rassemble les résultats, il y apparaît les valeurs :

- de la vitesse frontière V_F , calculée et extraite de la simulation numérique.
- du nombre de commutation N_F et du temps T_F nécessaire pour atteindre la vitesse frontière.

En étudiant ces résultats, nous faisons les remarques suivantes :

- les valeurs de V_F obtenues par le calcul et la simulation numérique sont voisines.
- la vitesse frontière est indépendante de l'inertie comme prévu.
- pour les mêmes valeurs de C_M , C_R et F , le nombre de commutation N_F , et le temps T_F augmentent proportionnellement à l'inertie.

	Moteur Astrosyn type 34PMC001	Moteur Stébon S852-250-70
Moment d'inertie J (kgm ²)	1x10 ⁻⁴	1.642x10 ⁻⁴
Vitesse frontière calculée V _F (pas/sec)	1790	2943
Vitesse frontière par simulation V _F (pas/sec)	1797	2958
Nombre de commutation N _F	26	101
Temps total T _F (ms)	22.7	69.95

Tableau V : Résultats obtenus pour l'accélération optimale.

IV.4 - ETUDE DU RALENTISSEMENT DES MOTEURS PAS A PAS

IV.4.1. - Conditions initiales de la décélération

La figure IV.8 représente la loi de mise en vitesse généralement adoptée. On peut distinguer trois cas où les conditions initiales pour le ralentissement sont différentes:

- . On accélère le moteur jusqu'à une certaine vitesse (point 1 sur la figure IV.8), puis la décélération commence. Cela correspond à un nombre de pas faible à franchir.
- . Le moteur est accéléré jusqu'à une vitesse maximale (point 2) avant de commencer le ralentissement.
- . Après avoir atteint la vitesse maximale, le moteur parcourt un certain nombre de pas en gardant la même vitesse avant la décélération (point 3).

En général, on conçoit la rampe du ralentissement à partir d'une vitesse maximale du moteur. Dans notre cas, nous utilisons la vitesse frontrière comme condition initiale pour déterminer une rampe optimale de décélération.

Pour arrêter le moteur, une méthode souvent préconisée est de stabiliser la vitesse dans la zone de démarrage et d'effectuer une commande Bang-Bang. /56/.

IV.4.2. - Passage de l'accélération à la décélération

Pour passer du mode d'accélération au mode de ralentissement, on peut adopter deux méthodes :

- Lorsque la décélération commence, on laisse avancer le rotor jusqu'à ce que le couple décélérateur soit suffisamment grand. Cela correspond au parcours $P_3 B_0 P'_2 P'_3$ sur la figure IV.6 . Dans ce cas, on n'a pas besoin de commutation de phase et obtient un freinage progressif.

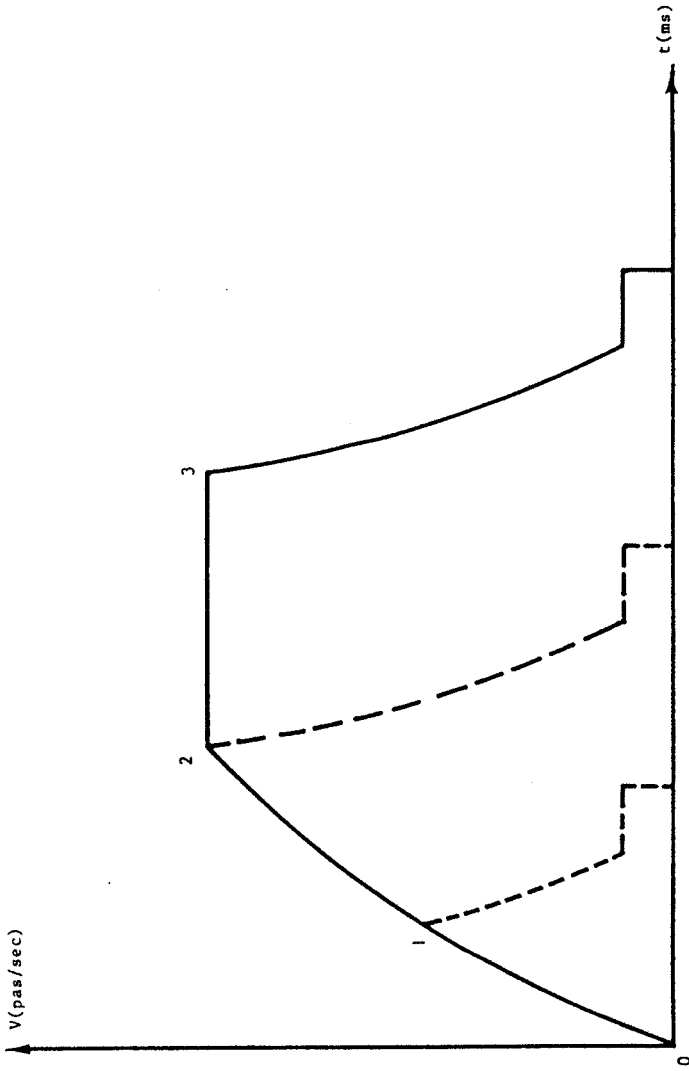


Figure IV.8 : Loi de mise en vitesse générale

- Au début de la décélération, on alimente la phase précédente en coupant le courant dans la phase actuellement alimentée. Cela correspond au parcours $P_3 P'_1 P'_2 P'_3$ sur la figure IV.6. Dans ce cas, on obtient le couple de freinage maximal dès le début du ralentissement.

Evidemment, la deuxième méthode est plus efficace. C'est pourquoi nous la retenons dans notre étude.

IV.4.3. - Rampe optimale de décélération

Pour générer une rampe optimale de décélération, nous utilisons le couple de freinage maximal. Les points de commutation se trouvent à un pas et demi après les points d'équilibre de la phase excitée. La vitesse reste monotone décroissante.

Un programme en Basic a été déjà établi pour déterminer les temps de commutation. Son organigramme est présenté par la figure IV.9. Les conditions initiales sont : $V_0 = V_F$ pas/sec, $R = R_F + 1$ pas, où R_F représente la position du rotor lorsque la vitesse frontière est atteinte à la fin de l'accélération. La dernière condition signifie qu'on adopte la deuxième méthode du passage de l'accélération au ralentissement. Lorsque la vitesse devient nulle, le programme s'arrête. Nous obtenons donc les temps de commutation en décélération optimale pour deux moteurs et pour différents moments d'inertie. Le tableau VI montre les résultats : nombre de commutation N_D et temps nécessaire T_D pour atteindre la vitesse nulle.

Nous pouvons conclure que pour les mêmes valeurs de C_M , C_R et F , N_D et T_D augmentent proportionnellement à l'inertie.

Les programmes pour déterminer les temps de commutation en accélération et décélération nous permettent aussi de tracer les trajectoires de phase représentées aux figures IV.10 et IV.11 sur lesquelles on voit que le nombre de pas exécuté pendant le ralentissement est beaucoup plus faible que pendant l'accélération. Cela est dû au fait que le couple de freinage est plus grand que le couple accélérateur.

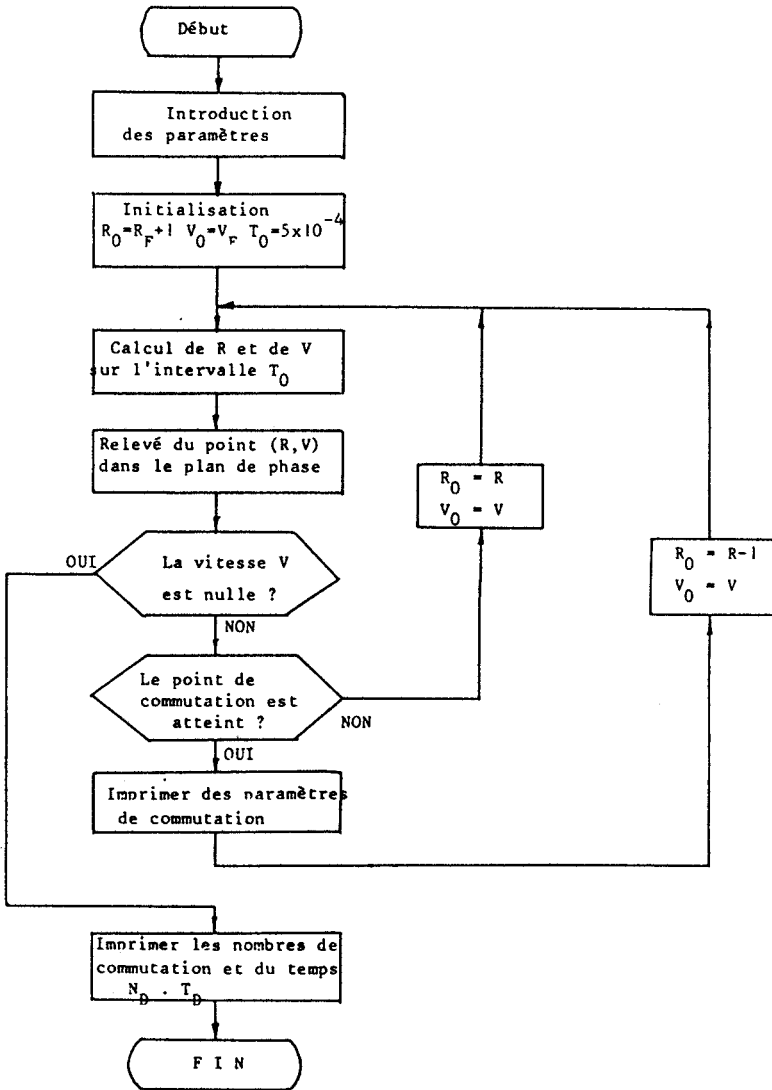


Figure IV.9 : Organigramme du programme pour déterminer les temps de commutation en décélération optimale

Moteur Astrosyn type 34PMC001 Moteur Stébon S852-250-70

Moment d'inertie J (kgm ²)	1x10 ⁻⁴	2.03x10 ⁻⁴	3.14x10 ⁻⁴	1.642x10 ⁻⁴	2.485x10 ⁻⁴	3.206x10 ⁻⁴
Nombre de commutation N _D	7	14	22	18	27	34
Temps total T _D (ms)	8.2	16.68	26.24	12.93	19.57	25.09

Tableau VI : Résultats obtenus pour la décélération optimale.

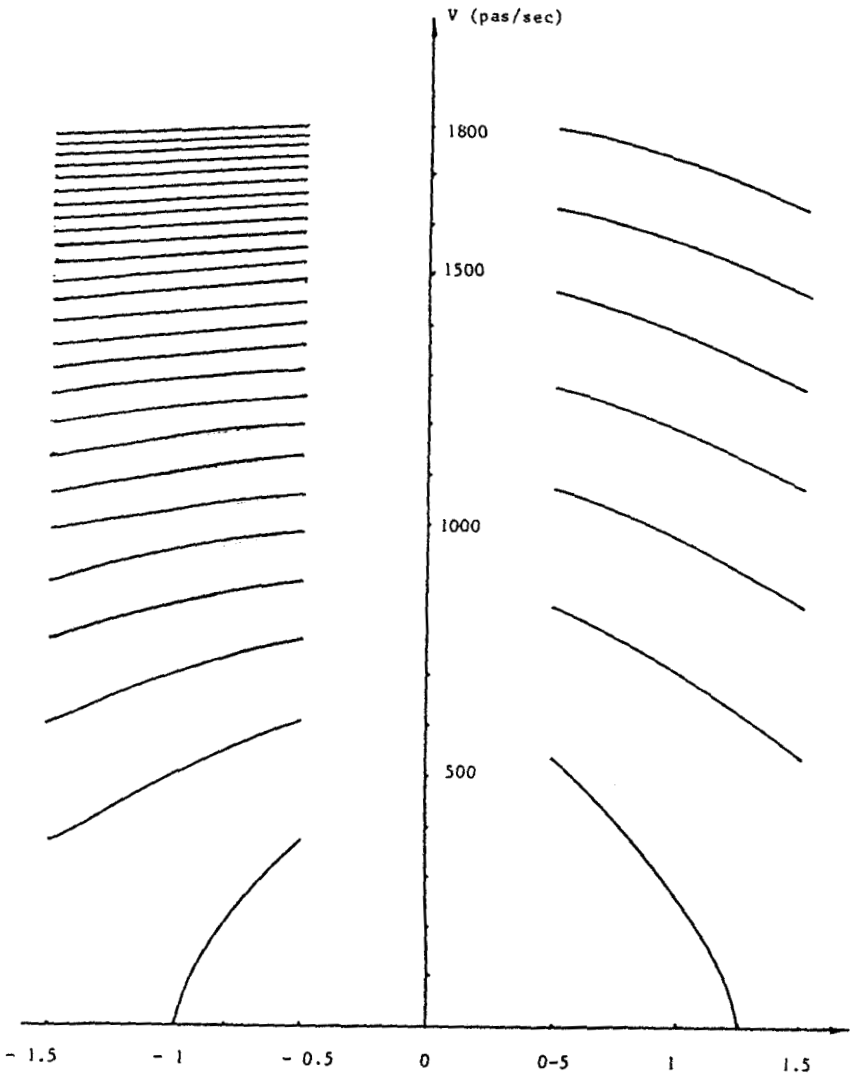


Figure IV.10 : Trajectoire de phase en accélération et ϵ_4 ralentissement. Moteur Astrosyn $J=1 \times 10^{-4}$ Kgm²



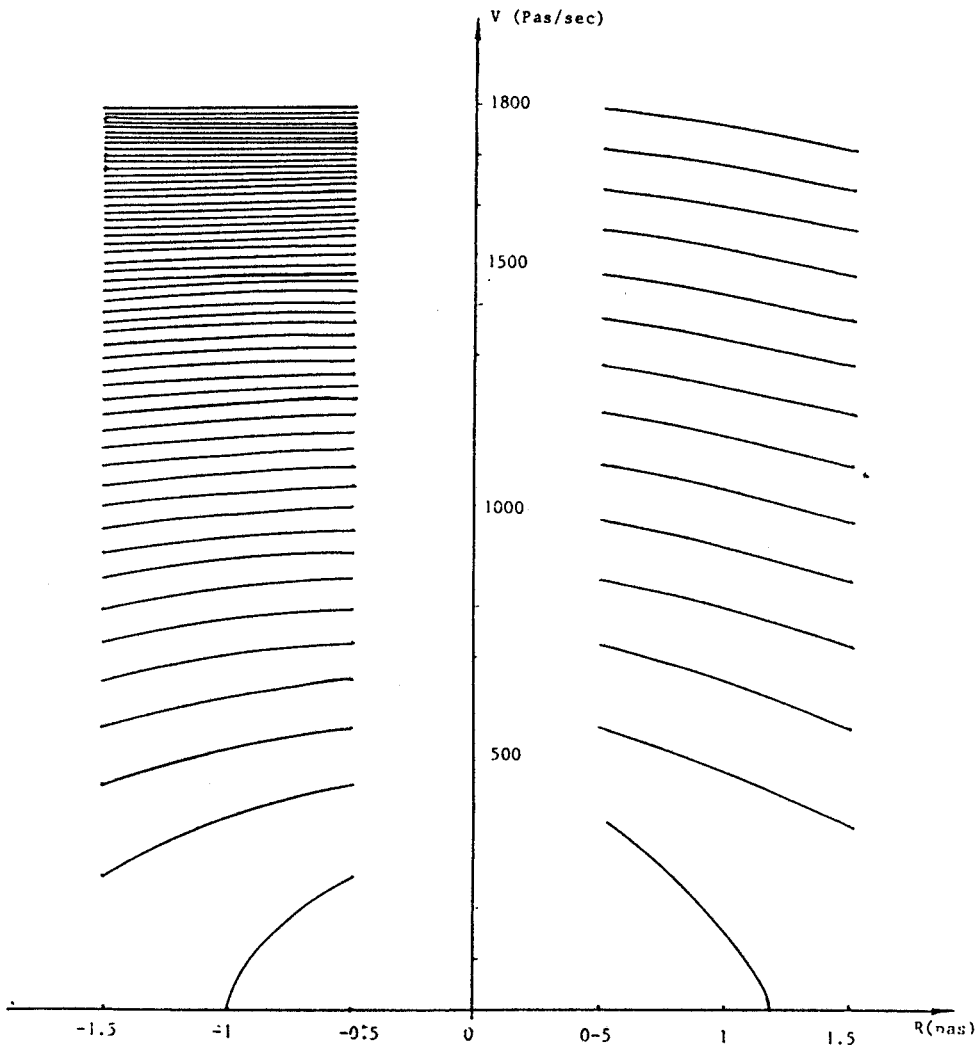


Figure IV.11 : Trajectoire de phase en accélération et 10^{-4} ralentissement. Moteur Astrosyn $J=2.03 \times 10^{-4}$ Kg m^2



IV.5 - POSSIBILITE DE REALISER LA COMMANDE OPTIMALE DES MOTEURS PAS A PAS

Après avoir étudié les lois de l'accélération et du ralentissement des moteurs pas à pas aux paragraphes précédents, nous avons obtenu les rampes optimales pour les deux moteurs et pour différents moments d'inertie. Dans chaque cas, les rampes peuvent s'exprimer par des tableaux donnant les temps de commutation. Les figures IV.12 et IV.13 montrent les tableaux correspondant aux trajectoires de phase des figures IV.10 et IV.11 .

Avec ces tableaux d'accélération et de décélération, il est possible de réaliser une commande optimale des moteurs en temps réel par microprocesseur /7/ /8/ /18/. On emmagasine les temps de commutation dans les mémoires du microprocesseur et on extrait un par un ces temps pour générer les ordres de commande.

Appelons N_A le nombre de pas à franchir lors d'une accélération jusqu'à la vitesse frontière et N_D le nombre de pas à franchir lors du ralentissement correspondant. Si le nombre N de pas à parcourir est inférieur à la somme $N_A + N_D$, on passe du tableau d'accélération à celui de décélération.

Lorsque N est supérieur à $N_A + N_D$, le moteur parcourt un certain nombre de pas à vitesse constante en utilisant le temps de commutation du dernier pas dans le tableau d'accélération avant de commencer à ralentir. Le mouvement du moteur se compose donc de trois parties : une rampe d'accélération, un palier à vitesse constante et une rampe de décélération comme le montre la figure IV.8. /56/

Ainsi, on peut exécuter le positionnement du système pour un nombre de pas quelconque.

Les figures IV.14 et IV.15 représentent deux courbes de vitesse obtenues par simulation dans le cas où $N = N_A + N_D$. Il existe une oscillation à la fin du positionnement. Pour la supprimer, on peut faire appel à la commande Bang-Bang.

<u>Accélération</u>		<u>Décélération</u>	
Numéro de pas :	Temps (ms) :	Numéro de pas	Temps (ms) :
1	2.51	1	0.58
2	2.03	2	0.65
3	1.45	3	0.73
4	1.21	4	0.85
5	1.07	5	1.05
6	0.98	6	1.46
7	0.91	7	2.9
8	0.85		
9	0.81		
10	0.78		
11	0.75		
12	0.72		
13	0.70		
14	0.68		
15	0.67		
16	0.65		
17	0.64		
18	0.63		
19	0.61		
20	0.60		
21	0.60		
22	0.59		
23	0.58		
24	0.57		
25	0.57		
26	0.56		

Figure IV.12 : Tableaux des temps de commutation
moteur Astrosyn : $J=1 \times 10^{-4} \text{ Kg m}^2$

Accélération

Décélération

<u>Accélération</u>				<u>Décélération</u>			
N°de pas	Temps (ms)	N°de pas	Temps (ms)	N°de pas	Temps (ms)	N°de pas	Temps (ms)
1	3.55	27	0.69	1	0.57		
2	2.82	28	0.68	2	0.6		
3	1.99	29	0.67	3	0.63		
4	1.65	30	0.66	4	0.66		
5	1.45	31	0.65	5	0.70		
6	1.31	32	0.65	6	0.75		
7	1.21	33	0.64	7	0.81		
8	1.13	34	0.63	8	0.88		
9	1.07	35	0.63	9	0.97		
10	1.02	36	0.62	10	1.09		
11	0.98	37	0.62	11	1.27		
12	0.94	38	0.61	12	1.56		
13	0.91	39	0.61	13	2.18		
14	0.88	40	0.60	14	4.01		
15	0.86	41	0.60				
16	0.84	42	0.59				
17	0.82	43	0.59				
18	0.80	44	0.59				
19	0.78	45	0.58				
20	0.77	46	0.58				
21	0.75	47	0.57				
22	0.74	48	0.57				
23	0.73	49	0.57				
24	0.72	50	0.57				
25	0.70	51	0.56				
26	0.69	52	0.56				

Figure IV.13 : Tableau des temps de commutation
moteur Astrosyn $J=2.03 \times 10^{-4} \text{ Kg m}^2$

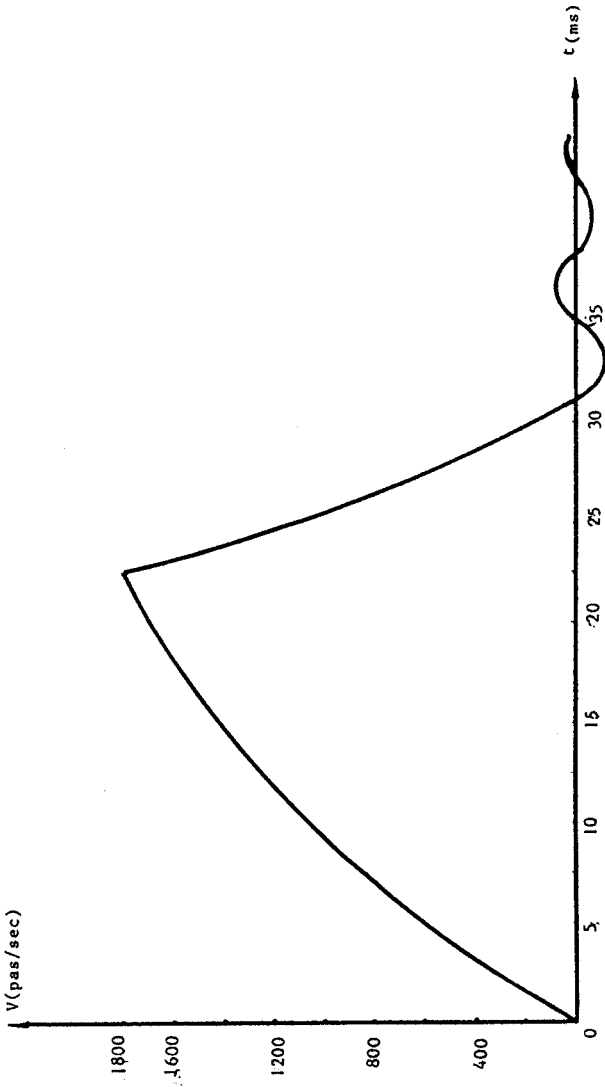


Figure IV.14 : Courbe de vitesse obtenue par simulation
moteur Astrosyn $J=1 \times 10^4$ Kg
 $N_A = 26$ $N_D = 7$ $N = N_A + N_D = 33$



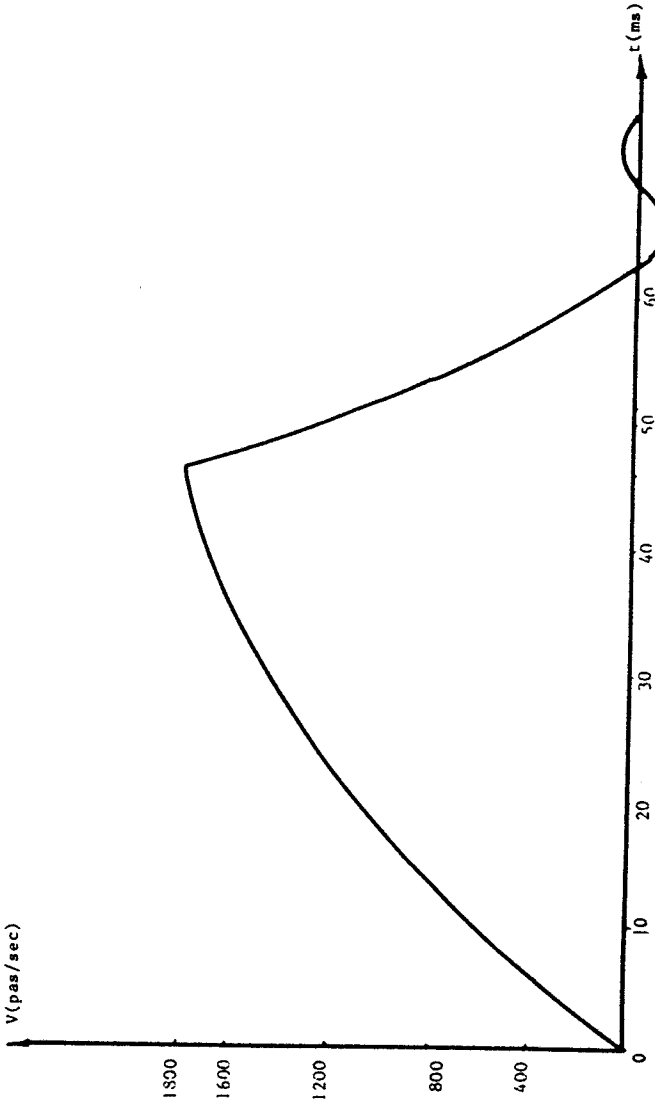


Figure IV.15 : Courbe de vitesse obtenue par simulation

moteur Astrosyn $J=2.03 \times 10^{-4} \text{ Kgm}^2$

$N_A=52$ $N_D=14$ $N=N_A+N_D=66$

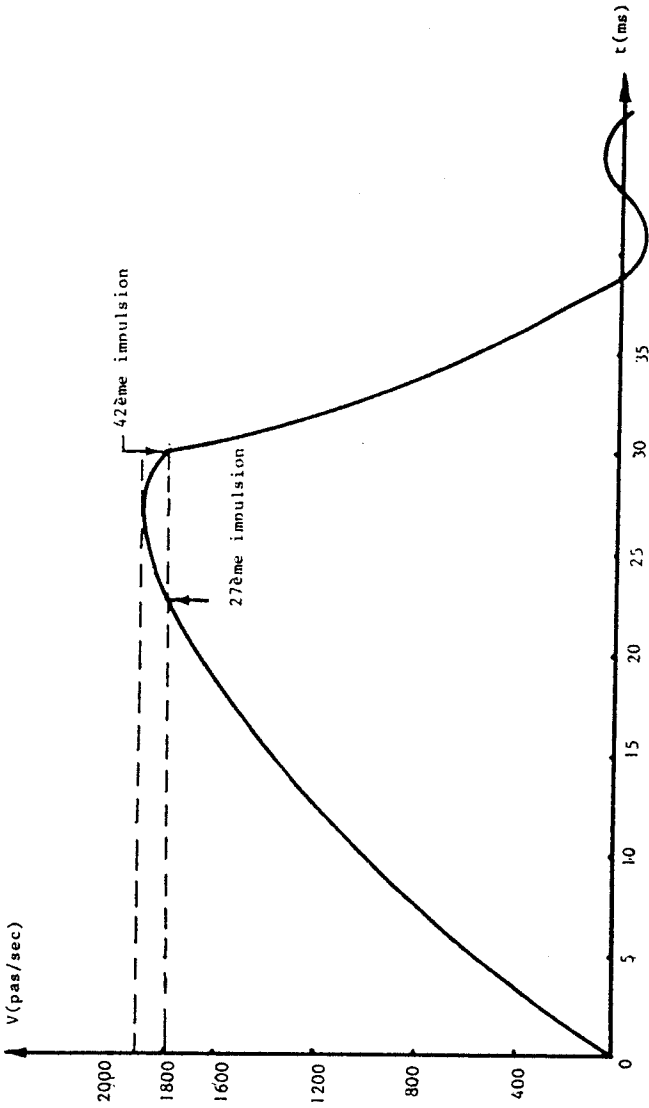


Figure IV.16 : Courbe de vitesse obtenue par simulation

moteur Astrosyn $J=1 \times 10^{-4}$ Kg m^2

$N_A=26$ $N_D=7$ $N=48=N_A+N_D+15$

La figure IV.16 montre une courbe de vitesse obtenue par simulation lorsque le nombre de pas exécuté N est supérieur à $N_A + N_D$. Pendant que la durée des impulsions garde une valeur fixe, la vitesse ne reste pas tout à fait constante, car il existe une transition nécessaire pour stabiliser la vitesse.

IV.6 - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord rappelé la méthode du plan de phase et déduit un modèle numérique du système. Cela nous permet d'étudier le comportement des moteurs par simulation.

Pour vérifier les paramètres obtenus par identification, nous avons fait une simulation sur l'avance d'un pas des moteurs pas à pas et constaté une bonne précision des résultats.

Les rampes d'accélération et de décélération sont ensuite déterminées pour les deux moteurs et pour différentes charges inertielles. Une loi de commutation à couple maximal nous a permis d'obtenir les séquences optimales avec lesquelles il est possible de réaliser une commande en temps réel des moteurs pas à pas par microprocesseur.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'importance manifestée pour les moteurs pas à pas dans les systèmes de positionnement nous a conduit à faire cette étude qui s'est orientée vers la commande en boucle ouverte des moteurs hybrides.

Nous avons d'abord présenté, dans ce mémoire, les moteurs pas à pas et quelques définitions concernant les performances du moteur.

Ensuite, nous avons donné une synthèse de différents types de commande, qui nous permet d'avoir une vue d'ensemble sur le développement de la technique de commande des moteurs pas à pas depuis une dizaine d'années.

Puis un modèle décrivant le comportement des moteurs hybrides à été défini. Grâce à l'alimentation en courant utilisée, il ne fait intervenir que des paramètres mécaniques.

Par l'intermédiaire des essais d'avance sur un pas des moteurs, nous avons effectué l'identification des paramètres qui ont été vérifiés par une simulation.

Pour le système de positionnement, équipé d'un moteur pas à pas, les performances d'accélération et de décélération sont très importantes. Nous les avons étudiées dans le plan de phase par simulation numérique. En appliquant la loi de commutation à couple maximal, nous avons obtenu les rampes optimales pour deux moteurs et pour différents moments d'inertie. La possibilité de réaliser cette commande en temps réel par microprocesseur a été discutée.

Le travail que nous avons fait est une ouverture sur des travaux futurs. En particulier, pour améliorer les performances d'un système de positionnement à moteur pas à pas, il est conseillé d'établir un modèle plus complet en tenant compte des équations électriques et d'étudier la sensibilité de commande en fonction des paramètres. Cela conduira à un fonctionnement fiable des systèmes réels utilisés en robotique.

