

M0025/93A

THESE

présentée

A L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



du grade de **MAGISTER**

Spécialité : **Electrotechnique**

par

Houria SAHRAOUI
ingénieur

Département de **GENIE ELECTRIQUE**

**UNE ETUDE DE L'INFLUENCE DU
MODE DE COMMANDE ET DE LA
STRUCTURE D'ALIMENTATION SUR
LES PERFORMANCES D'UN MOTEUR
PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE**

SOUTENUE le 06 Juillet 1993, devant la commission d'examen:

| | | |
|----------------------|-------------------------------------|-------------------|
| MM M.E.H.ZAIM | Maître de conférence à L'ENP | Président |
| M.S.BOUCHERIT | Chargé de cours à L'ENP | Rapporteur |
| R.IBTIOUENE | Chargé de cours à L'ENP | |
| A.E.H.MAAZI | Chargé de cours à L'ENP | Examineurs |
| A.E.H.HELLAL | Chargé de cours à L'ENP | |
| M.ATTARI | Chargé de cours à L'USTHB | Invité |

THESE

présentée

A L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



du grade de MAGISTER

Spécialité : Electrotechnique

par

Houria SAHRAOUI
ingénieur

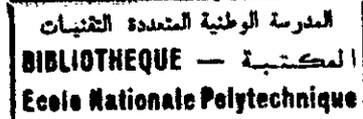
Département de GENIE ELECTRIQUE

UNE ETUDE DE L'INFLUENCE DU MODE DE COMMANDE ET DE LA STRUCTURE D'ALIMENTATION SUR LES PERFORMANCES D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE

SOUTENUE le 06 Juillet 1993, devant la commission d'examen:

| | | | |
|----|---------------|------------------------------|------------|
| MM | M.E.H.ZAIM | Maître de conférence à L'ENP | Président |
| | M.S.BOUCHERIT | Chargé de cours à L'ENP | Rapporteur |
| | R.IBTIOUENE | Chargé de cours à L'ENP | |
| | A.E.H.MAAZI | Chargé de cours à L'ENP | Examineurs |
| | A.E.H.HELLAL | Chargé de cours à L'ENP | |
| | M.ATTARI | Chargé de cours à L'USTHB | Invité |

REMERCIEMENTS



Je remercie Mr M.S. BOUCHERIT, chargé de cours à L'ENP, pour ses encouragements et ses conseils aux moments où j'en avais le plus besoin.

Mes remerciements vont également à Mr M.E. ZAIM, Maître de Conférence à L'ENP, pour avoir accepté de présider le jury d'examen, et pour avoir pris le soin de lire et de corriger avec moi ce travail.

Que MM. R. IBTIOUEN, A.H. MAAZI, Chargés de cours à L'ENP, retrouvent l'expression de ma reconnaissance, pour s'être proposés à lire ce travail et à y avoir porté les critiques adéquates. Je les remercie aussi d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je tiens aussi à remercier Mr. A.H. HELLAL, Chargé de cours à L'ENP, d'avoir accepté de faire partie du jury, et Mr M. ATTARI, chargé de cours à L'USTHB, d'avoir répondu à l'invitation.

Mes remerciements vont à Mr L. ZEBROWSKI, Professeur à l'Institut de cybernétique de WROCLAW (POLOGNE), pour avoir proposé et dirigé en partie ce travail.

Que Mr M. ABIGNOLI, Professeur à L'ENSEM-INPL, Nancy, retrouve en ces mots l'expression de ma gratitude pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et permis de disposer du matériel disponible.

Je remercie vivement Melle N. Khalèche de m'avoir aidée à terminer ce travail.
Mes remerciements vont également à Mme N. Yaker, Melle N. Boumbar, MM Y. Ait-Gougam et K. Alitouche pour m'avoir encouragée à terminer ce travail.

NOTATIONS GENERALES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
 المكتبة — BIBLIOTHEQUE
 Ecole Nationale Polytechnique

- C : couple électromagnétique
- CM : couple de maintien
- θ_c : angle de charge
- θ_θ : angle de pas
- θ_e : angle électrique
- θ_m : angle mécanique
- m : nombre de phases
- Z_r : nombre de dents au rotor
- Z_s : nombre de dents au stator
- p : nombre de plots
- P_i : perméances sous les différentes dents du stator
- W_i : coénergie magnétique
- n : nombre de spires
- I : courant d'excitation des phases
- d, β : enroulements d'un moteur à aimant
- L : inductance de la machine
- R : résistance de la machine
- R_s : résistance de la machine
- Ψ_d, Ψ_β : flux totaux à travers les enroulements et
- $\Psi_{ad}, \Psi_{a\beta}$: flux fournis par l'aimant à travers les enroulements et
- V_{cc} : tension d'alimentation du convertisseur
- T, T, T_i : transistors de commutation
- D, D', D_i : diodes de roue libre
- VD : tension directe des diodes

SOMMAIRE

| | |
|---|----|
| INTRODUCTION GENERALE | 5 |
| CHAPITRE 1: INTRODUCTION A L'ETUDE DES MOTEURS PAS A PAS | 8 |
| INTRODUCTION | 9 |
| 1.1. REGIMES DE FONCTIONNEMENT ET CARACTERISTIQUES DES MOTEURS PAS A PAS | 9 |
| 1.1.1. FONCTIONNEMENT EN PAS A PAS | 9 |
| 1.1.2. REGIME D'ENTRAINEMENT OU DE SURVITESSE | 11 |
| 1.1.3. CARACTERISTIQUES COUPLE/VITESSE OU FREQUENCE | 11 |
| 1.1.3.1. Fréquence maximale de démarrage | 11 |
| 1.1.3.2. Instabilités à basses fréquences | 11 |
| 1.1.3.3. Fréquence maximale de survitesse | 11 |
| 1.1.3.4. Instabilités à grandes fréquences | 11 |
| 1.2. STRUCTURES ET PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES MOTEURS PAS A PAS | 12 |
| 1.2.1. MOTEURS RELUCTANTS | 12 |
| 1.2.1.1. Moteurs à un seul circuit magnétique | 12 |
| 1.2.1.2. Moteurs à plusieurs circuits magnétiques | 14 |
| 1.2.2. MOTEURS POLARISES | 15 |
| 1.2.2.1. Moteur électromagnétique | 15 |
| 1.2.2.2. Moteur réluctant polarisé | 17 |
| 1.3. COMPARAISONS DES PERFORMANCES | 18 |
| CONCLUSION | 21 |

| | |
|--|-----------|
| CHAPITRE 2: MODELISATION D'UN ENSEMBLE COMMANDE-ALIMENTATION-MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE | 22 |
| INTRODUCTION | 23 |
| 2.1. ALIMENTATIONS DES MOTEURS PAS A PAS | 23 |
| 2.1.1. ALIMENTATIONS DE PUISSANCE | 23 |
| 2.1.1.1. Impératifs des alimentation | 23 |
| 2.1.1.2. Structures d'alimentations des moteurs pas à pas | 23 |
| 2.1.1.2.1. Alimentations unipolaires. | 24 |
| 2.1.1.2.2. Alimentations bipolaires | 26 |
| 2.1.1.2.3. Alimentations bifilaires | 27 |
| 2.1.2. MODES D'EXCITATION DES PHASES | 28 |
| 2.1.2.1. Mode 1 | 28 |
| 2.1.2.2. Mode 2 | 28 |
| 2.1.2.3. Mode 3 | 29 |
| 2.1.2.4. Mode 4 | 30 |
| 2.1.2.5. Mode 5 | 30 |
| 2.2. MODELISATION D'UN ENSEMBLE COMMANDE-ALIMENTATION-MOTEUR | 31 |
| 2.2.1. MODELISATION DU MOTEUR ETUDIE | 31 |
| 2.2.2. MODELISATION DE L'ALIMENTATION | 33 |
| 2.2.3. MODELISATION DU MODE DE COMMANDE | 35 |
| CONCLUSION | |
| CHAPITRE 3: INFLUENCE DU MODE DE COMMANDE SUR LE COMPORTEMENT DYNAMIQUE D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE | 36 |
| INTRODUCTION | 37 |
| 3.1. FORMULATION D'ETAT DU MODELE DU MOTEUR | 37 |
| 3.2. SIMULATION | 38 |
| 3.3. RESULTATS | 38 |

| | |
|---|-----------|
| 3.3.1. COMMANDE D'AVANCE D'UN PAS | 38 |
| 3.3.1.1.Courants de phase | 39 |
| 3.3.1.2.Caractéristiques de couple | 42 |
| 3.3.1.3.Caractéristiques de position | 44 |
| 3.3.2. COMMANDE D'AVANCE DE PLUSIEURS PAS | 46 |
| 3.3.2.1.Caractéristiques de courant de phases | 46 |
| 3.3.2.2.Caractéristiques de position | 50 |
| 3.3.3.CARACTERISTIQUES DE COUPLE/FREQUENCES LIMITES | 54 |
| 3.3.3.1.Caractéristique limite de démarrage | 54 |
| 3.3.3.2.Caractéristique limite de survitesse | 55 |
| 3.4 COMPARAISONS DES PERFORMANCES DES TROIS MODES DE COMMANDE | 56 |
| CONCLUSION | 56 |
| CHAPITRE 4: INFLUENCE DE LA STRUCTURE D'ALIMENTATION SUR LE COMPORTEMENT DYNAMIQUE D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE | 57 |
| INTRODUCTION | 58 |
| 4.1.SIMULATION | 58 |
| 4.2.RESULTATS DE SIMULATION | 58 |
| 4.2.1.COMMANDE D'AVANCE D'UN PAS | 58 |
| 4.2.1.1.Courants de phase | 58 |
| 4.2.1.2.Caractéristiques de couple | 60 |
| 4.2.1.3.Caractéristiques de position | 62 |
| 4.2.2.COMMANDE D'AVANCE DE PLUSIEURS PAS | 64 |
| 4.2.2.1.Caractéristiques de phase | 64 |
| 4.2.2.2.Caractéristiques de position | 68 |
| 4.2.3.CARACTERISTIQUES DE COUPLE/FREQUENCES LIMITES | 72 |
| 4.2.3.1.Caractéristique limite de démarrage | 72 |
| 4.2.3.2.Caractéristique limite de survitesse | 73 |

**4.3 COMPARAISONS DES PERFORMANCES DES TROIS
 STRUCTURES D'ALIMENTATION**

CONCLUSION 74

**CHAPITRE 5: REALISATION D'UNE CARTE D'ALIMENTATION
 D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE
 VARIABLE** 75

INTRODUCTION 76

5.1.REALISATION DE LA CARTE D'ALIMENTATION 76

5.1.1.CIRCUIT DE PUISSANCE 76

5.1.2.CIRCUIT DE COMMANDE 77

**5.2.PRESENTATION DE LA CARTE D'ALIMENTATION ET
 FONCTIONNEMENT** 78

5.3.ESSAIS DE LA CARTE SUR LE MOTEUR 79

5.3.1.COURANTS DE PHASES 80

5.3.2.FREQUENCES MAXIMALES DE DEMARRAGE 83

5.3.3.FREQUENCES MAXIMALES DE CHANGEMENT DE SENS 83

5.3.4.FREQUENCES D'INSTABILITES 84

5.3.5.FREQUENCES MAXIMALES DE SURVITESSE 85

CONCLUSION 85

CONCLUSION GENERALE 86

BIBLIOGRAPHIE 88

INTRODUCTION GENERALE

Bien qu'ils soient connus depuis longtemps [1], les moteurs pas à pas n'ont vu leur champs d'application s'élargir que depuis l'essor de la commande numérique [1,2]. En effet, vu leur caractères incrémental et synchrone [3,4], ceux-ci sont très adaptés aux systèmes digitaux. Cet avantage les rend souvent irremplaçables dans certaines applications (périphériques des ordinateurs).

De plus, les récents progrès dans la fabrication des aimants et leur croissance dans le marché mondial [5], leur confèrent des performances très enviabiles par d'autres systèmes concurrents [4]. Nous les rencontrons, alors, dans beaucoup de secteurs industriels: l'industrie électronique (perceuses de circuits imprimés) [6], l'industrie sidérurgique (contrôle des servovalves) [7], l'industrie automobile [8], et dans la fabrication du matériel médical [9,10,11]. Ces moteurs sont aussi utilisés en horlogerie [12], surtout depuis l'apparition du cristal quartz.

Ces moteurs existent que dans la gamme de faibles puissances (quelques kw maximum). Des travaux de recherches sont toujours en cours pour généraliser leur utilisation comme actionneurs.

Les performances des moteurs pas à pas, comme pour les moteurs classiques, ne peuvent être définies qu'en fonction des applications pour lesquelles ils sont destinés. Dans ce cas les critères de performances peuvent être le couple fourni par la machine, la vitesse de rotation, l'accélération et la résolution. Ces performances, contrairement aux moteurs classiques, dépendent énormément de la commande et de l'alimentation [4].

Nous proposons, dans ce travail, d'étudier l'influence du mode de commande et de la structure d'alimentation sur les performances d'un moteur pas à pas à réluctance variable.

Ce travail est présenté en cinq chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons les principaux types de moteurs pas à pas. Nous étudions successivement les moteurs pas à pas à réluctance variable, les moteurs à aimants permanents et les moteurs hybrides. Nous donnons les structures principales utilisées, en précisant leurs équations de fonctionnement et leurs performances. Une comparaison est effectuée en fin de chapitre.

Dans le second chapitre, les différentes structures d'alimentations, et les modes de commande utilisés dans les applications des moteurs pas à pas sont présentés. Une modélisation d'un ensemble commande-alimentation- moteur pas à pas à réluctance variable est effectuée pour les différents modes de commande et pour les alimentations en tension et en courant.

Le chapitre 3 est consacré à la simulation numérique, du comportement dynamique du moteur pour les différents modes de commande, lorsque celui-ci est alimenté en tension. Une étude comparative entre les performances des 3 modes de commande termine ce chapitre.

Dans le chapitre 4, Nous simulons le comportement dynamique du moteur pour les alimentations en tension et en courant. De même que précédemment, une comparaison des performances des deux types d'alimentations est effectuée.

Enfin, au cinquième chapitre, une réalisation d'une alimentation d'un moteur pas à pas à R.V est effectuée. Suivie de quelques essais expérimentaux.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION A L'ETUDE DES MOTEURS

PAS A PAS

INTRODUCTION

Les moteurs pas à pas peuvent être classés en fonction du phénomène qui est à l'origine du couple [1, 13, 14, 15]. Nous distinguons, ainsi, deux principaux types de moteurs : les moteurs pas à pas réticulants et les moteurs pas à pas à aimants permanents. Ces moteurs existent sous forme de plusieurs structures, nous pouvons citer, par exemple, les moteurs à plusieurs circuits magnétiques, les moteurs à simple circuit magnétique, les moteurs à rotor encoché, .. etc.

Le caractère synchrone des moteurs pas à pas fait que ces derniers présentent des caractéristiques analogues à celles des machines synchrones classiques [4]. En effet, en plus de leurs possibilités de fonctionnement en pas à pas (fonctionnement caractérisant ce type de moteur), ils peuvent fonctionner en rotation permanente. Ce régime est appelé régime de survitesse ou régime d'entraînement.

Nous présentons, dans ce chapitre, ces deux régimes de fonctionnement; nous définissons, ensuite, les caractéristiques principales des moteurs pas à pas, suivies d'une description des différentes structures rencontrées lors de notre étude bibliographique. Nous terminons, par une comparaison des performances des différentes structures présentées.

1.1 REGIMES DE FONCTIONNEMENT ET CARACTERISTIQUES DES MOTEURS PAS A PAS

1.1.1 FONCTIONNEMENT EN PAS A PAS

Le fonctionnement en pas à pas est caractérisé par un ensemble de déplacements élémentaires successifs séparés par des positions d'équilibre stables. le moteur présente, alors, les caractéristiques suivantes[1, 2, 3, 13, 14, 16]:

-Couple statique

Le couple statique est le couple disponible sur l'arbre du moteur, lorsque celui-ci est excité de façon statique. En première approximation, toutes les structures de moteurs pas à pas présentent une caractéristique de couple statique sinusoïdal en fonction de la position (figure 1.1). Celle-ci est caractérisée par sa raideur k et son couple maximal C_M appelé couple de maintien.

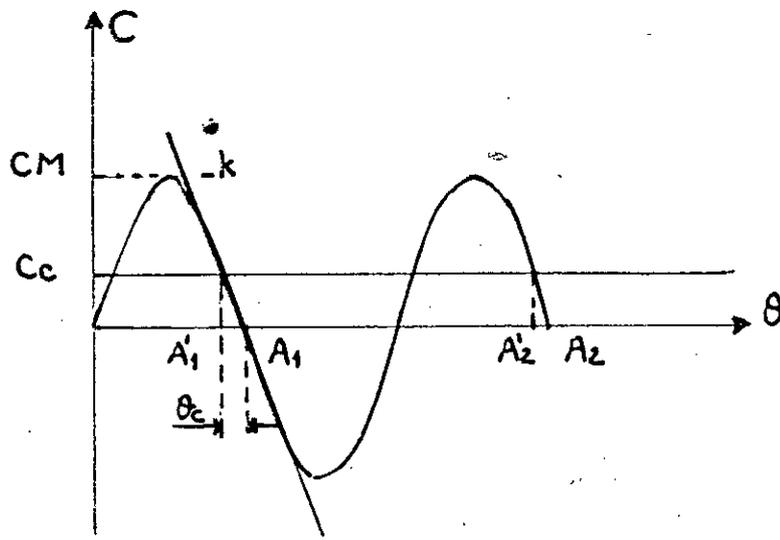


Fig 1.1: Caractéristique de couple statique

- Couple de maintien

C'est le couple maximal fourni par le moteur excité de façon statique.

- Couple de détente

C'est le couple disponible sur l'arbre d'un moteur polarisé non alimenté. il est dû à la variation de la réluctance provoquée par la saillance du stator. Ce couple est souvent dix fois moins important que le couple de maintien.

- Angle de charge

A vide, pour une alimentation donnée, nous observons un certain nombre de positions d'équilibre $A_1, A_2 \dots A_i$ du moteur. Lorsque celui-ci est chargé, ces positions se déplacent en $A_1', A_2' \dots A_i'$ (figure 1.1). L'angle d'écart entre ces positions d'équilibre et les précédentes est appelé angle de charge.

-Angle de pas (θ_p)

L'angle de pas est l'angle élémentaire effectué par le moteur lorsque un ou un ensemble d'enroulements sont alimentés. Cet angle est défini par les constructeurs et il est donné par [3]:

$$\theta_p = \frac{m \cdot Z_r}{360} \quad [^\circ] \quad (1.1)$$

pour les moteurs réluctants.
et

$$\theta_p = \frac{m \cdot p}{360} \quad [^\circ] \quad (1.2)$$

pour les moteurs à aimants.

Cette caractéristique, qui définit la résolution, dépend du nombre de dents (Z_r) ou de plots (P) au rotor et du nombre de phases (m).

1.1.2 REGIME D'ENTRAÎNEMENT OU DE SURVITESSE

Ce régime est analogue à celui d'une machine synchrone classique. il y a équilibre entre le couple moteur moyen et le couple résistant. Une réserve d'accélération existe aussi longtemps que ce dernier est inférieur au couple maximum que peut fournir le moteur.

1.1.3 CARACTERISTIQUES COUPLE/VITESSE OU FREQUENCE

1.1.3.1 Fréquence maximale de démarrage

Le démarrage du moteur n'est possible que pour une fréquence inférieure à une fréquence limite appelée fréquence maximale de démarrage. Cette caractéristique dépend de la charge (figure 1.2, zone 1), de la commande, et de l'alimentation du moteur. La zone 1 est appelée zone d'arrêt-démarrage: le moteur ne peut ni démarrer ni s'arrêter sans perte de pas.

1.1.3.2 Instabilités à basses fréquences

Aux faibles fréquences de commande, le moteur pas à pas oscille autour de chaque position d'équilibre avant de passer à la suivante. A l'instant de commutation de phase, la vitesse du moteur peut être négative et l'énergie d'accélération, insuffisante pour vaincre l'énergie cinétique acquise par le moteur au pas précédent, entraînant une perte de synchronisme.

Un tel phénomène peut se produire aussi lorsque plusieurs pas sont demandés à une fréquence proche de la fréquence propre de l'ensemble moteur-charge, ou de ses multiples. Des instabilités apparaissent et empêchent le fonctionnement synchrone du moteur [1, 2, 13]. Ces fréquences sont appelées fréquences de résonance. Elles dépendent du moteur et de la charge (zone 2, figure 1.2).

1.1.3.2 Fréquence maximale de survitesse

Le couple maximal que peut fournir le moteur est lié à une fréquence limite d'entraînement au-delà de laquelle le moteur perd le synchronisme et décroche. C'est la fréquence maximale de survitesse. Cette caractéristique dépend de la charge (zone 3, figure 1.2), du circuit d'alimentation, et de la commande.

1.1.3.3 Instabilités à grandes fréquences

A fréquences élevées, il peut aussi se produire des instabilités dues, dans ce cas, aux oscillations de la vitesse autour de la valeur moyenne, entraînant des pertes de synchronisme (zone 4, figure 1.2).

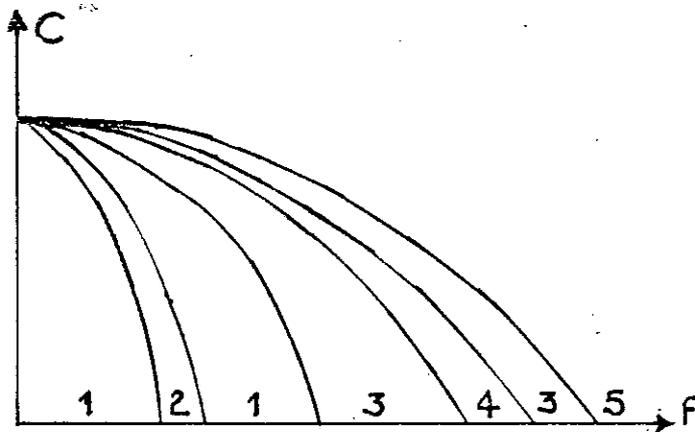


fig1.2: Caractéristiques couple/fréquences

Pour faire fonctionner le moteur dans la zone d'entraînement, il est nécessaire de le démarrer dans la zone d'arrêt-démarrage et d'accélérer progressivement jusqu'à la vitesse désirée.

1.2- STRUCTURES ET FONCTIONNEMENTS DES MOTEURS PAS A PAS

1.2.1 MOTEURS RELUCTANTS

Ils sont considérés comme les moteurs de base des moteurs pas à pas [1]. Le couple moteur est dû à la variation de la réluctance du circuit magnétique de la machine. Ces moteurs existent sous forme de plusieurs structures [17]. Nous distinguons, ainsi, les moteurs à plusieurs circuits magnétiques (multi-stacks), et les moteurs à simple circuit magnétique (single-stack).

1.2.1.1. Moteur à simple circuit magnétique

Ce moteur comporte un stator et un rotor dentés (figure 1.3). le stator est construit en tôles feuilletées, alors que le rotor est en général massif. Celui-ci est conçu très fin afin de réduire l'inertie. Son alimentation se fait à partir des enroulements placés autour d'une dent ou d'un ensemble de dents statoriques constituant ainsi les plots du stator. Le rotor se positionne, toujours de telle manière que le flux à travers les enroulements alimentés soit maximal.

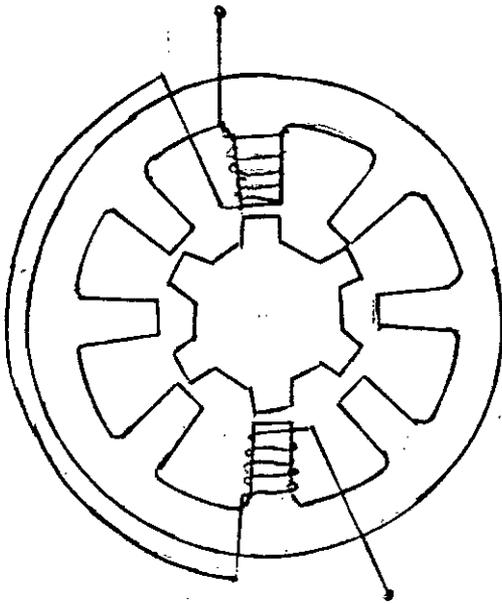


Fig 1.3a

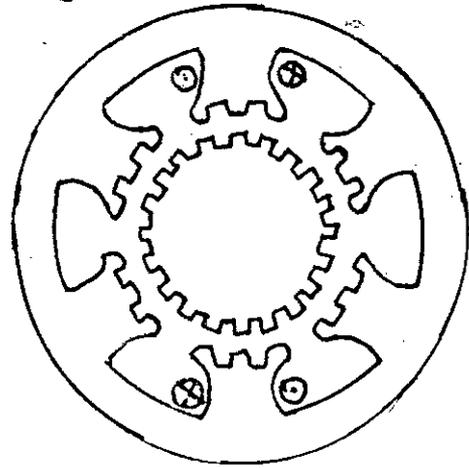


Fig 1.3b

Fig 1.3: Structures d'un moteur pas à pas à RV
Single-stack

Dans le cas de la figure 1.3a, les perméances sous les différentes dents du stator peuvent se mettre sous la forme suivante [18]:

$$\varphi_1 = P_0 + \sum P_k \cdot \cos k Z_r \cdot \theta_e \quad (1.3)$$

$$\varphi_i = P_0 + \sum P_k \cdot \cos k Z_r (\theta_e + 2\pi (i-1) / Z_s) \quad (1.4)$$

où:

P_1 : la perméance sous la dent du plot comprenant l'enroulement de la phase 1 prise comme référence.

P_i : les perméances sous les autres dents.

Z_s : le nombre de dents au stator

Z_r : le nombre de dents au rotor

Ces perméances sont distinctes à condition que le facteur $k \cdot Z_r / Z_s$ soit différent d'un entier. Ce qui impose la condition suivante: le nombre de dents statoriques ne peut être un multiple du nombre de dents rotoriques.

L'expression de la coénergie magnétique est donnée par:

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot n^2 \cdot \sum_m I_i^2 \cdot \varphi_i(\theta) \quad (1.5)$$

où m : est le nombre de phases et n le nombre de spires par phase

Celle du couple électromagnétique est déduite de la relation précédente, elle est donnée par:

$$C = -k \cdot Z_R \cdot \frac{n^2}{2} \cdot \sum_m I_i^2 \cdot \sum_k P_k \cdot \sin k \cdot Z_R (\theta_e - 2 \cdot \pi (i-1) / Z_S) \quad (1.6)$$

Dans le cas de la figure 1.3b deux structures sont possibles:

-Structure localisée

Les dents statoriques, logées dans les plots, ont la même ouverture que celles des dents rotoriques. Toutes les dents d'un même plot ont donc une même position relative par rapport aux dents rotoriques, les perméances sous ces dents sont, alors, égales. La perméance du plot correspond à la somme arithmétique des perméances élémentaires des dents.

Cette structure permet d'augmenter le couple maximal, ainsi que les harmoniques. C'est donc une géométrie recommandée pour les fonctionnements en pas à pas.

-Structure distribuée

Les dents statoriques présentent une ouverture différente de celle des dents rotoriques. La perméance du plot correspond à la somme vectorielle des perméances élémentaires. Cette structure permet de supprimer un certain nombre d'harmoniques par un bon choix du coefficient de la série de Fourier, appelé coefficient de distribution [18]. Ceci d'autant mieux que le nombre de plots est important. C'est donc une structure intéressante pour un fonctionnement en survitesse.

1.2.1.3 Moteurs à plusieurs circuits magnétiques

Ils sont, aussi, appelés moteurs polyphasés à galettes. Leurs circuits magnétiques sont électriquement et magnétiquement indépendants. La disposition des rotors par rapport aux stators peut se faire de deux façons différentes:

-Les stators sont en phase et les rotors sont régulièrement décalés.

-Les rotors sont positionnés de manière identique et les stators sont décalés.

Une structure triphasée est présentée sur la figure 1.4 Celle-ci comprend six dents au rotor et au stator.

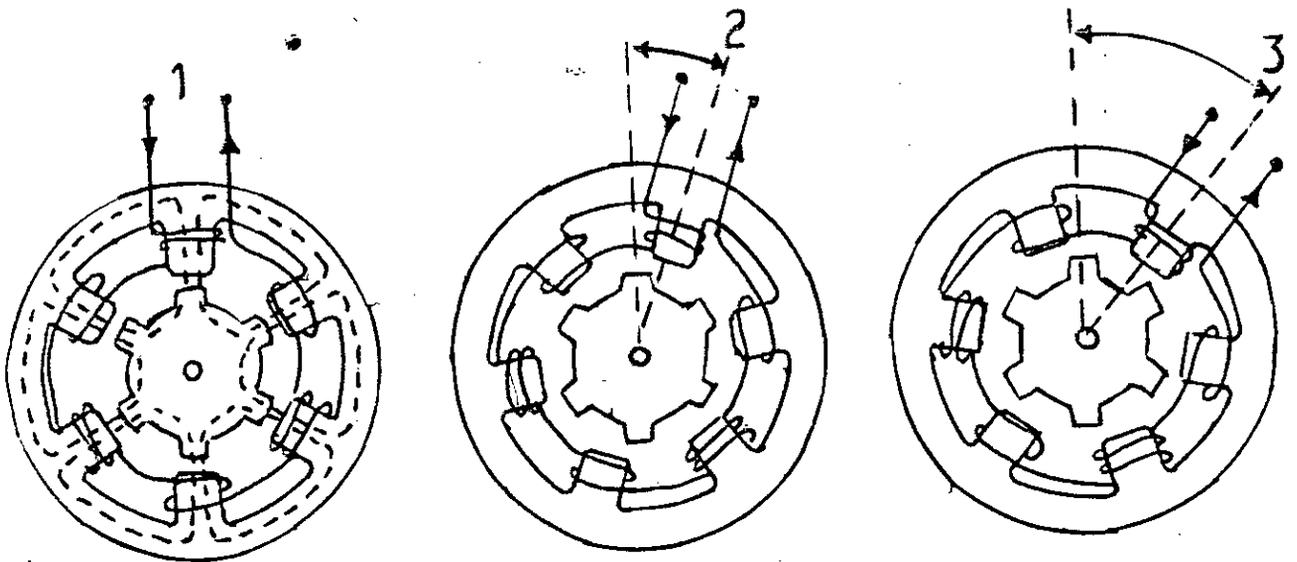


fig1.4 : Moteurs pas à pas multi-stacks

Le couple moteur, dans ce cas, est dû seulement à la phase ou les phases excitées. Lorsque une seule phase est excitée, son expression est donnée par [18]:

$$C = -Z_R \cdot n^2 \cdot I^2 \cdot \sum_k P_k \cdot \sin k \cdot Z_R \cdot \theta_e \quad (1.7)$$

Cette structure permet de supprimer toute inductance mutuelle, ce qui entraîne, une augmentation de l'inductance propre donc du couple moteur et du transitoire du courant. Une telle conception du moteur conduit aussi à l'augmentation de l'inertie du moteur.

1.2.2 MOTEURS POLARISES

Dans le but d'augmenter le couple développé par les moteurs pas à pas, on introduit des aimants permanent au rotor ou au stator. Le rotor des premiers moteurs est un aimant; la machine est donc bipolaire appelé moteur électromagnétique.

1.2.2.1 Moteur électromagnétique

Soit un moteur électromagnétique (figure 1.5) dont les plots sont excités par des courants I_α et I_β .

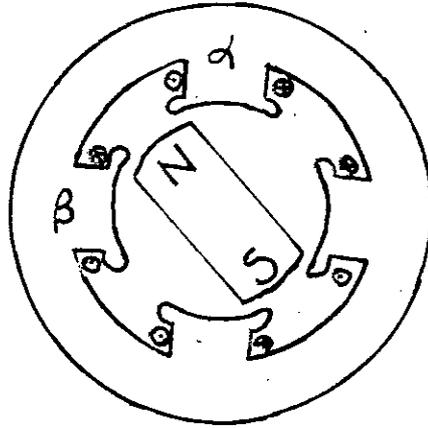


fig1.5 : Moteur électromagnétique

En fonction de l'existence et du signe du courant dans les enroulements du moteur, le rotor se stabilise dans des positions d'équilibre différentes. A partir des équations des machines synchrones à aimant [19], nous pouvons déduire celles des moteurs pas à pas à aimants permanents. Ainsi, en se limitant au fondamental, les inductances propres et mutuelles des enroulements sont données par [20, 21]:

$$L_{\alpha} = L_0 + L_1 \cdot \cos 2 \cdot \theta_e \quad (1.8)$$

$$L_{\beta} = L_0 + L_1 \cdot \cos 2 \cdot (\theta_e - \pi/2) \quad (1.9)$$

$$M_{\alpha\beta} = L_1 \cdot \sin 2 \cdot \theta_e \quad (1.10)$$

En supposant que la perméabilité de l'aimant est proche de celle de l'air, les flux totaux à travers les enroulements α et β peuvent se mettre sous la forme [21]:

$$\Psi_{\alpha} = L_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + n \cdot \Psi_{a\alpha} \quad (1.11)$$

$$\Psi_{\beta} = L_{\beta} \cdot i_{\beta} + n \cdot \Psi_{a\beta} \quad (1.12)$$

où :

$\Psi_{a\alpha}$ et $\Psi_{a\beta}$ sont respectivement les flux fournis par l'aimant à travers les enroulements α et β .

L'énergie magnétique du circuit total est donnée par [21]:

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot L_\alpha \cdot i_\alpha^2 + \frac{1}{2} \cdot L_\beta \cdot i_\beta^2 + n \cdot \Psi_{\alpha\alpha} \cdot i_\alpha + n \cdot \Psi_{\alpha\beta} \cdot i_\beta + W_{ac} \quad (1.13)$$

où :

n est le nombre de spires des enroulements statoriques.

W_{ac} est l'énergie emmagasinée dans les perméances externes de l'aimant; elle est périodique en $2\pi/4.Z_R$.

Le couple moteur, dans ce cas, est donné par:

$$C = -K \cdot (I_\alpha \cdot \sin\theta_e - I_\beta \cdot \cos\theta_e) - \Gamma_a \cdot \sin 4\theta_e \quad (1.14)$$

$\Gamma_a \cdot \sin 4\theta_e$ est appelé couple de détente; il existe même en absence d'excitation.

Cette structure présente des angles de pas élevés. Des structures multipolaires ont été réalisées pour améliorer la résolution, nous citons par exemple:

-Moteurs à encoches

Le stator est à griffes et le rotor est constitué d'un cylindre en ferrite présentant autant de paires de pôles que le stator [22].

-Moteurs à disques

Le rotor est en forme de disque mince aimanté axialement [23]. Cette structure peut donner des angles de pas assez faible.

1.2.2.2 Moteurs réductants polarisés (hybrides)

Une autre structure a été imaginée pour améliorer la résolution et le couple fourni par la machine: on insère des aimants permanents au rotor ou au stator dans des structures à réluctance variable. C'est le moteur hybride. Un exemple est représenté sur la figure 1.5 Le rotor est un cylindre aimanté axialement, le stator est une structure dentée.

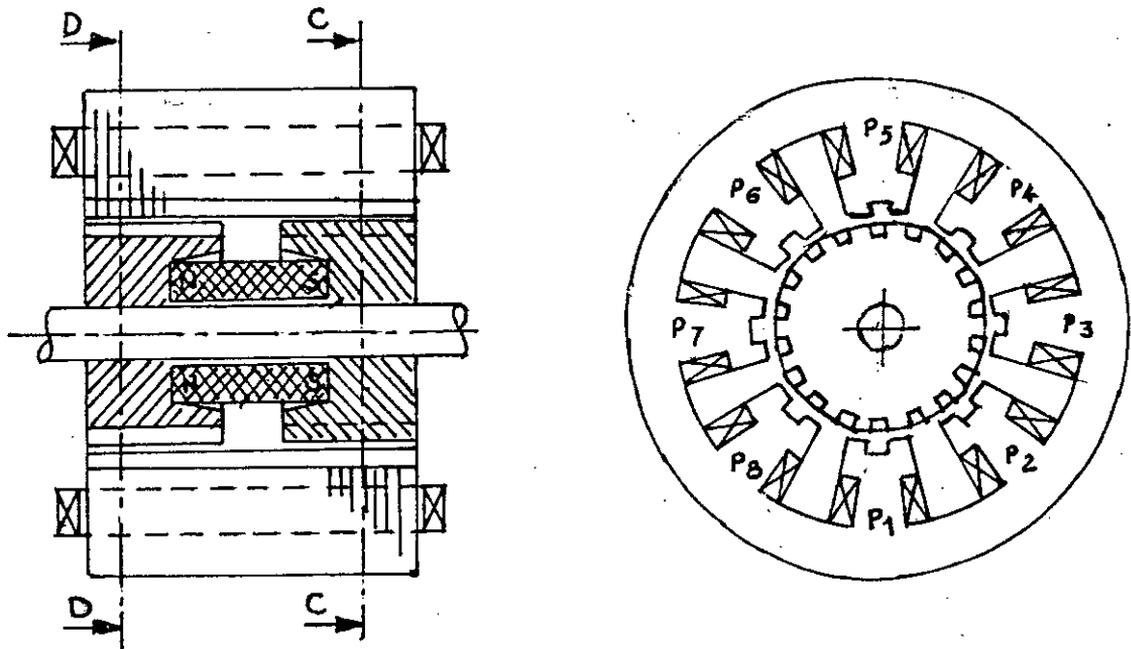


fig 1.6 : Moteur pas à pas Hybride

Les équations de ce moteur sont semblables à celles du moteur à aimants permanents. Le couple moteur, dans ce cas, est la somme du couple électromagnétique, du couple de détente, et du couple de réluctance. Il est donné par [1, 21]:

$$C = -K(I_\alpha \cdot \sin\theta_e - I_\beta \cdot \cos\theta_e) + L_1(I_\beta^2 - I_\alpha^2) \cdot \sin 2\theta_e + 2 \cdot I_\alpha \cdot I_\beta \cdot \cos 2\theta_e - \Gamma_a \cdot \sin 4\theta_e \quad (1.15)$$

Une telle structure permet d'augmenter le couple fourni par la machine, ainsi que la résolution du moteur. Cependant, son inertie est relativement importante.

1.3 COMPARAISONS DES PERFORMANCES

Les moteurs pas à pas à réluctance variable nécessitent un usinage très précis, ce qui rend leurs performances directement liées à la qualité de leur réalisation [23]. Ils sont, néanmoins, moins chers que les autres types de moteurs. Ils fournissent des couples relativement faibles mais assez importants par rapport aux faibles inerties qu'ils présentent. Ils permettent, alors, des vitesses limites élevées et des accélérations importantes avec de grandes résolutions.

Les moteurs à aimants permanents, par rapport aux moteurs réluctants, présentent des couples plus importants (pouvant aller jusqu'à 0.5 Nm), et des couples de détente non négligeable (10% du couple statique maximal). Ce qui leur confère une certaine immobilité en cas de chocs et de vibrations. Les vitesses maximales de rotation sont plus faibles que celles des moteurs réluctants, et les angles de pas sont plus importants. Ce type de moteur est surtout utilisé dans les applications nécessitant des couples relativement élevés avec une faible résolution.

Les moteurs hybrides sont conçus pour associer les avantages des moteurs réluctants et

des moteurs à aimants. Ils peuvent fournir des angles de pas allant jusqu'à 1.8° [3], et des couples assez importants (pouvant aller jusqu'à 50 Nm). Leur utilisation en robotique devient, alors, de plus en plus intéressante [15, 17, 24]. Des recherches sont toujours en cours dans le but d'améliorer leurs caractéristiques.

Nous présentons sur le tableau les caractéristiques essentielles de quelques moteurs parmi les différents types étudiés. Pour chaque type, nous donnons un moteur de faible et un moteur de fort couple.

Il apparaît que, parmi, ces moteurs, seuls les moteurs hybrides fournissent des forts couples.

Les moteurs à R.V présentent, en général, les plus faibles inerties et donc les accélérations les plus importantes. Le nombre de pas par tour le plus élevé est obtenu pour les moteurs hybrides.

Le dernier type de moteur présenté est un prototype de moteur hybride à aimants statoriques fractionnés réalisé au laboratoire d'Electrotechnique de l'E.N.S.E.M à Nancy (FRANCE). Ce moteur offre un couple de maintien important, un nombre de pas par tour assez élevé.

| Type | Référence | Nombre de pas par tour | Couple de maintien (Nm) | Inertie (kg.m ²) | Poids (kg) | Accélération (rd/s ²) | Couple massique (Nm/kg) |
|--------------------------------------|-------------------|------------------------|-------------------------|------------------------------|------------|-----------------------------------|-------------------------|
| Réductance variable multistack | Warner SM0240035 | 24 | 0,247 | 12,7.10 ⁻⁷ | 0,45 | 194000 | 0,53 |
| | Warner SM0240140 | 24 | 0,989 | 95,3.10 ⁻⁷ | 2,6 | 104000 | 0,38 |
| Réductance variable singlestack | Warner SM00360030 | 36 | 0,212 | 24,7.10 ⁻⁷ | 0,71 | 85830 | 0,30 |
| | Warner SM0600750 | 60 | 5,3 | 2,05.10 ⁻⁷ | 7,94 | 25950 | 0,67 |
| Aimant permanent à rotor cylindrique | Crouzet 829100 | 48 | 0,022 | 4,9.10 ⁻⁷ | 0,09 | 45000 | 0,24 |
| | Crouzet 829400 | 48 | 0,275 | 180.10 ⁻⁷ | 0,45 | 15300 | 0,50 |
| Aimant permanent rotor à disque | Escap P312 | 60 | 0,020 | 1.10 ⁻⁷ | 0,022 | 200000 | 0,91 |
| | Escap P532 | 100 | 0,220 | 12.10 ⁻⁷ | 0,240 | 184000 | 0,91 |
| Hybride | Slo-Sy M061 | 200 | 0,38 | 120.10 ⁻⁷ | 0,57 | 31700 | 0,67 |
| | Slo-Sy M172 | 200 | 19,44 | 6,15.10 ⁻³ | 25,4 | 3160 | 0,76 |
| à aimants | Sigma 172220 | 200 | 0,46 | 60.10 ⁻⁷ | 0,50 | 76700 | 0,92 |
| | Sigma 244296 | 200 | 18,6 | 1,26.10 ⁻³ | 12,2 | 14760 | 1,52 |
| rotorique | Berger RDM564 | 500 | 0,25 | 100.10 ⁻⁷ | 0,50 | 25000 | 0,5 |
| | Berger RDM564 | 500 | 2,20 | 1200.10 ⁻⁷ | 2,5 | 18300 | 0,88 |
| Hybride à aimants statoriques | prototype | 258 | 97 | 785.10 ⁻⁴ | 80 | 1230 | 1,20 |

Tableau 1.1

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté, tout d'abord, les principales caractéristiques des moteurs pas à pas. Nous avons, ensuite, rappelé les différentes structures existantes ainsi que leurs équations de fonctionnement. En dernier lieu nous avons fait une comparaison des performances des différents types et structures présentés.

Au terme de cette étude, il apparaît que le moteur hybride présente en général, les meilleures performances de couple et de résolution, il reste cependant limité en vitesse et en accélération. Ceci n'exclut pas l'intérêt des autres moteurs qui restent toujours valables dans plusieurs applications.

CHAPITRE 2

MODELISATION DE L'ENSEMBLE COMMANDE-

ALIMENTATION-MOTEUR-PAS A PAS A

RELUCTANCE VARIABLE

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous rappelons les différents types d'alimentations des moteurs pas à pas, en donnant les principaux convertisseurs utilisés. Nous définissons, ensuite, les différents modes d'excitation des phases. Enfin, nous terminons par une modélisation d'un ensemble commande-alimentation-moteur pas à pas à réluctance variable en donnant un modèle mathématique pour chaque élément constituant l'ensemble. Nous considérons les alimentations en tension et en courant, ainsi que les modes 1, 2, et 3 de commande.

2.1 ALIMENTATIONS DES MOTEURS PAS A PAS

Les performances d'un entraînement à moteur pas à pas dépendent à la fois du moteur, de la structure du convertisseur d'alimentation et de la séquence d'excitation des phases [25, 26, 27].

L'évolution de l'électronique de puissance et l'apparition sur le marché de nombreux circuits intégrés spécialisés dans la commande des moteurs pas à pas améliorent de façon considérable ses performances.

2.1.1 ALIMENTATIONS DE PUISSANCE

2.1.1.1 Impératifs des alimentations

En fonctionnement en pas à pas, l'alimentation du moteur doit assurer l'établissement ou la suppression le plus rapidement possible du courant dans les enroulements des phases (l'enroulement d'un moteur pas à pas étant un circuit fortement inductif).

Dans le cas du régime quasi-permanent, la vitesse du moteur liée à la fréquence d'alimentation, et les phénomènes de couplage entraînent l'augmentation des temps d'établissement et de disparition du courant dans les enroulements de phase. L'impératif d'alimentation est, donc, celui des moteurs classiques à rotation permanente; pour lesquelles, les couplages entre enroulements sont exploités afin de faciliter le transfert de courant d'un enroulement à l'autre.

2.1.1.2 Structures d'alimentation des moteurs pas à pas

Les moteurs polarisés présentent un couple essentiellement proportionnel au courant d'excitation. Un fonctionnement correct impose une circulation dans les deux sens du courant dans les enroulements de phase; des alimentations bipolaires sont, alors, nécessaires. Par contre, les moteurs réluctants présentent un couple proportionnel au carré du courant; le sens du courant est donc indifférent, et une alimentation unipolaire suffit.

Les moteurs polarisés sont parfois alimentés en unipolaire grâce à deux enroulements

parfaitement couplés par phase, et connectés en opposition. Ce type d'alimentation est appelé alimentation bifilaire [28].

L'alimentation peut être de type tension ou courant (hacheur) : l'alimentation tension est généralement utilisée pour les moteurs à faibles puissances, et l'alimentation courant est nécessaire pour les moteurs de moyennes puissances.

2.1.1.2.1 Alimentations unipolaires

- Alimentation tension

Le schéma d'alimentation unipolaire de base est représenté sur la figure 2.1 [21]. Ce circuit comprend un transistor T pour la commutation des phases et une diode de roue libre protégeant le transistor contre les surtensions de commutation. Le courant du moteur à l'arrêt n'étant limité que par la résistance de la phase; il faut donc bien choisir la tension d'alimentation afin de ne pas dépasser le courant nominal.

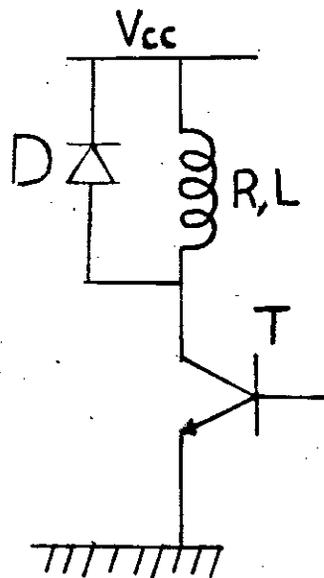


Fig 2.1: Circuit d'alimentation unipolaire

Pour améliorer ce circuit, d'autres montages ont été proposés (figure 2.2) [21]. Ces montages permettent de réduire le temps d'établissement du courant dans les phases excitées, ainsi que sa suppression dans les phases non excitées.

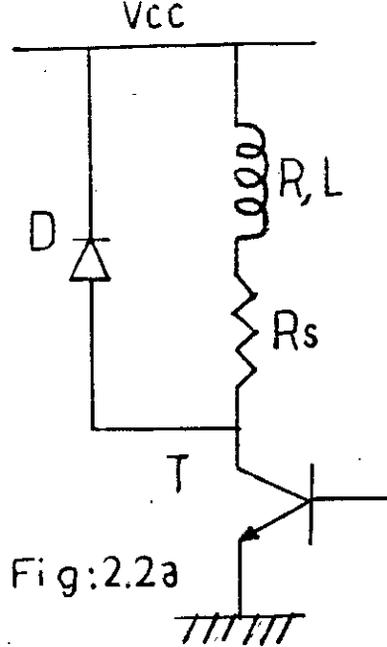


Fig:2.2a

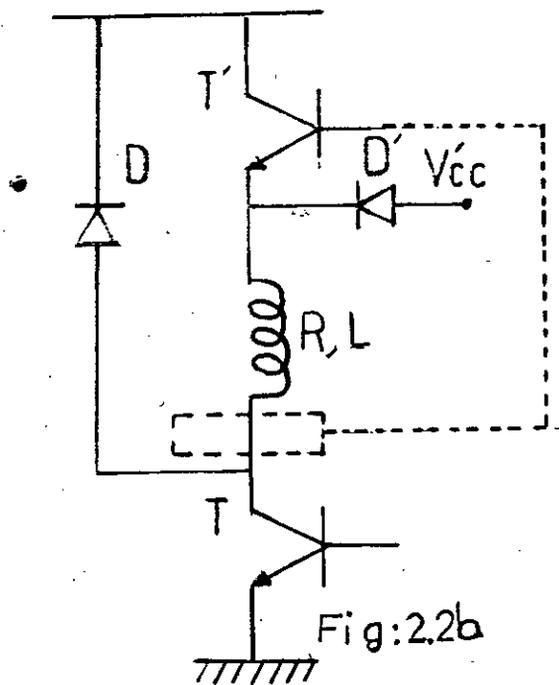


Fig:2.2b

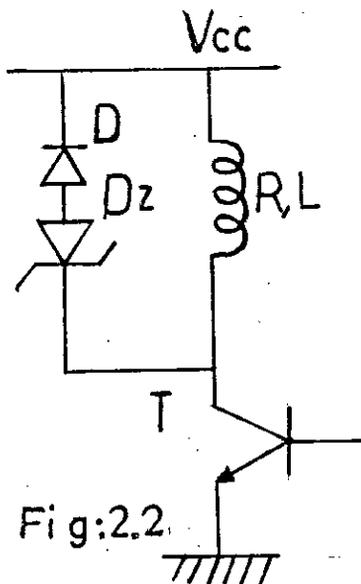


Fig:2.2c

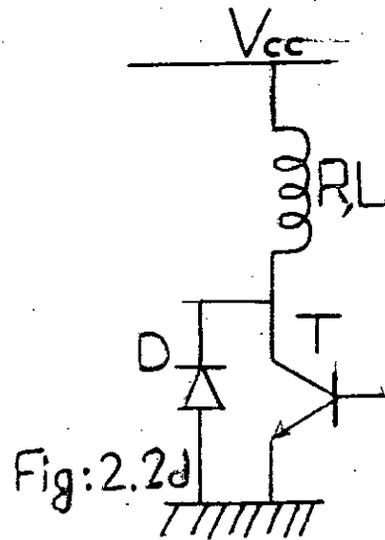


Fig:2.2d

Fig 2.2: Circuits d'alimentation unipolaires améliorés

Dans le circuit de la figure 2.2a, une résistance est mise en série avec l'enroulement pour réduire le temps d'établissement et de suppression du courant.

Le circuit de la figure 2.2b réduit aussi la constante de temps du courant, en alimentant les phases par deux sources de tension, une élevée (V'_{cc}) et l'autre (V_{cc}) telle que: $V_{cc} = R_{ph} \cdot I_{nom}$.

La diode Zener de la figure 2.2c permet aussi de réduire la constante de temps du courant.

La diode placée aux bornes du transistor du circuit de la figure 2.2d permet de supprimer le courant par récupération.

- Alimentation courant (hacheur)

Elle consiste à imposer des courants de forme carrées dans les enroulements de phases. Elle est assurée par une seule source de tension élevée, et un système de régulation de courant (figure 2.3).

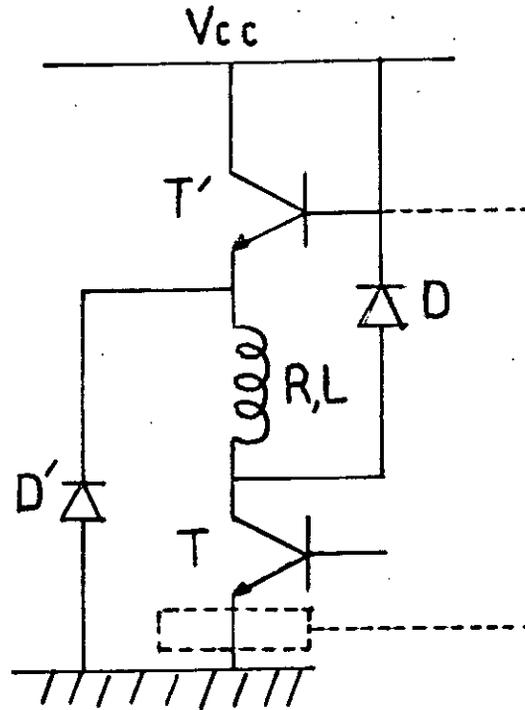


Fig 2.3: Circuit d'alimentation courant

Lorsque le courant de phase atteint la valeur maximale I_{max} , légèrement supérieur à la valeur nominale I_n , le transistor est bloqué, et le courant décroît en circulant à travers la diode de roue libre. La remise en conduction du transistor peut être réalisée selon trois techniques de modulation [28,29,30].

- Modulation par détection de I_{max}, I_{min}
- Modulation I_{max} -temps de coupure fixe T_0
- Modulation à une fréquence F fixe et un rapport cyclique (M.L.I)

2.1.1.2.2 Alimentations bipolaires

Elles nécessitent 4 transistors par phase (figure 2.4). L'excitation d'une phase se fait par la commutation de deux transistors montés en opposés. De même que pour les alimentations unipolaires, le montage de base peut être amélioré. Les techniques citées précédemment restent valables.

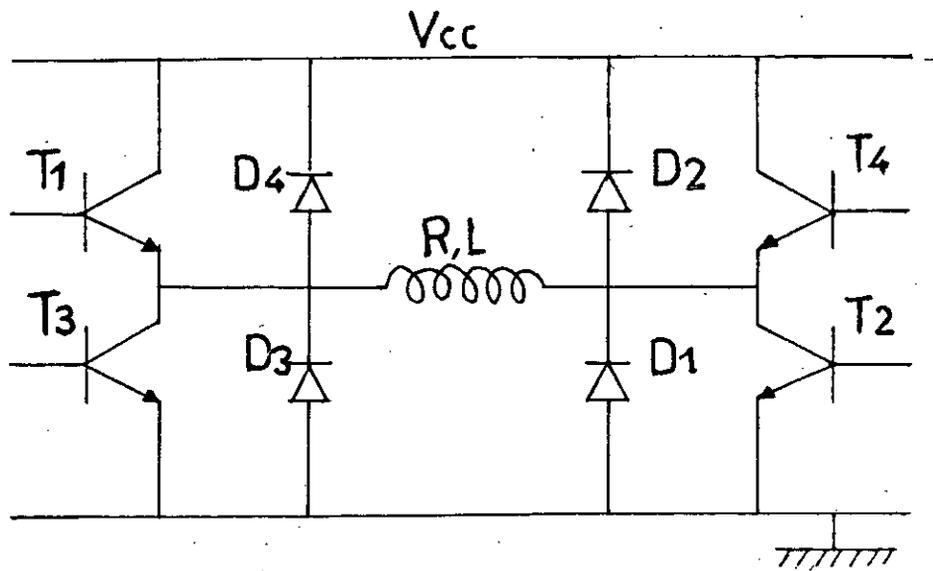


Fig 2.4: Circuit d'alimentation bipolaire

2.1.1.2.3 Alimentations bifilaires

Certains moteurs à aimants permanents possèdent deux enroulements par phase fortement couplés et connectés en opposition. Ceci rend possible l'alimentation unipolaire, appelée, dans ce cas alimentation bifilaire.

Selon le procédé d'élimination de l'énergie magnétique stockée, deux montages sont possibles [30]:

- les diodes de roue libre sont placés aux bornes des enroulements (figure 2.5a).
- les diodes de roue libre sont placées aux bornes des transistors (figure 2.5b).

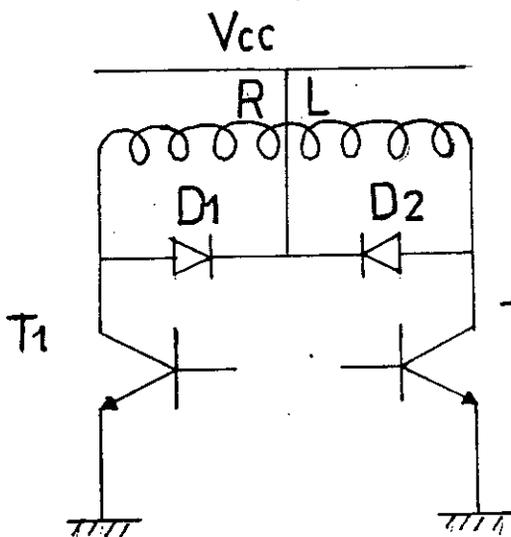


Fig2.5a

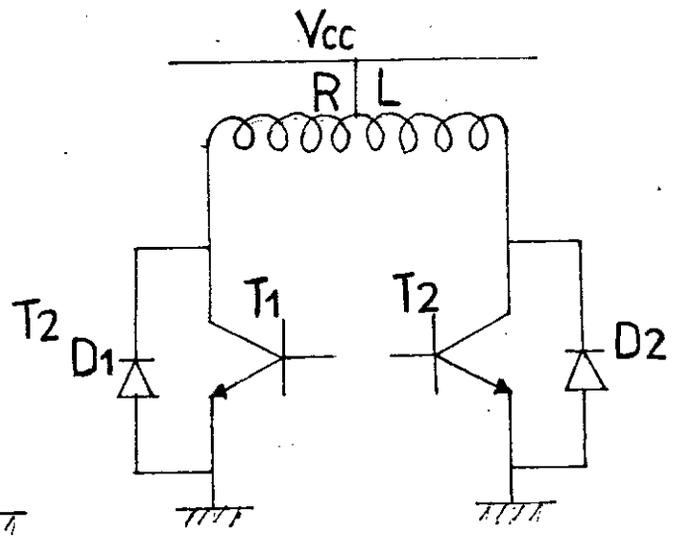


Fig2.5b

Fig 2.5: Alimentations bifilaires

2.1.2 MODES D'EXCITATION DES PHASES

Ils sont aussi appelés modes de commande, ou modes de séquençement. Selon la stratégie de commande adoptée, le moteur peut effectuer un déplacement élémentaire d'un pas, d'un demi-pas, ou d'une fraction de pas [25, 26, 27]. Ces différents modes peuvent être réalisés, soit en logique câblée, soit en logique programmée [1].

Pour définir ces modes de commande, nous prenons un exemple de moteur pas à pas à réluctance variable tétraphasé, et un exemple de moteur à aimant permanent.

2.1.2.1 Mode1

Durant une séquence d'alimentation, une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal I_n (figure 2.7). C'est dans ce mode que l'angle de pas est défini.

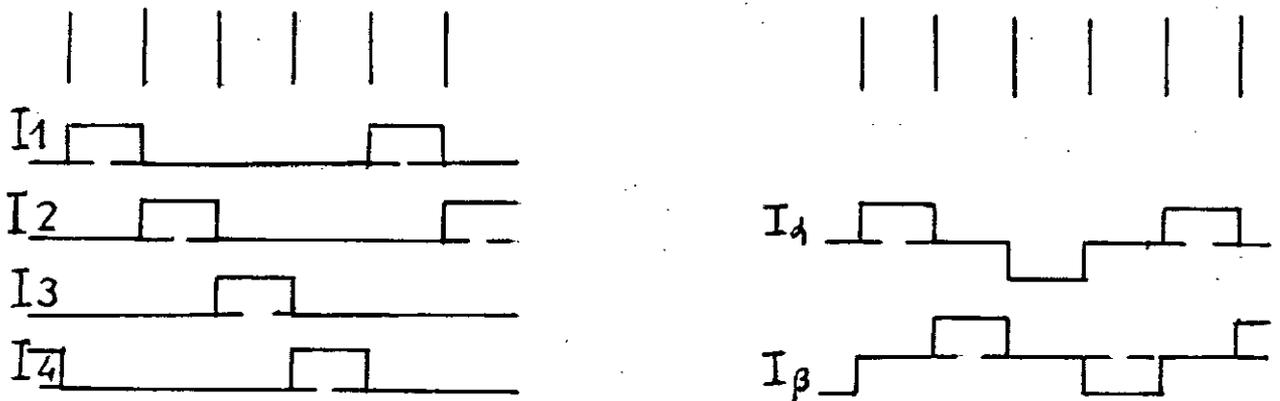


Fig 2.6: Courants théoriques dans les phases
Mode 1

2.1.2.2 Mode2

Dans ce cas, deux phases sont alimentées simultanément par deux courants nominaux I_n (figure 2.7). Le couple résultant est $\sqrt{2}$ fois plus élevé que celui obtenue dans le mode1. L'angle de pas est le même, mais les positions d'équilibre sont intermédiaire aux précédentes. Dans le cas des moteurs polarisés, Ces positions ne sont pas maintenues par le couple de détente.

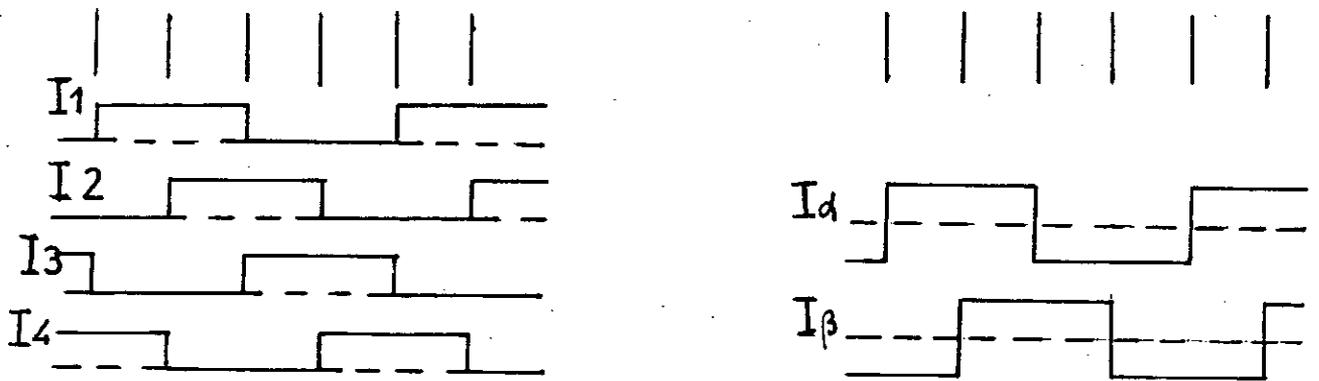


Fig.2.7: Courants théoriques dans les phases
Mode 2

2.1.2.3. Mode3

La combinaison en alternance des deux modes précédents donne le mode 3, qui est défini par la séquence d'alimentation suivante: une phase, puis deux phases sont alimentées à la fois (figure 2.8). Ce mode permet de doubler la résolution du moteur, cependant, il présente l'inconvénient de ne pas fournir le même couple pour toutes les positions d'équilibre.

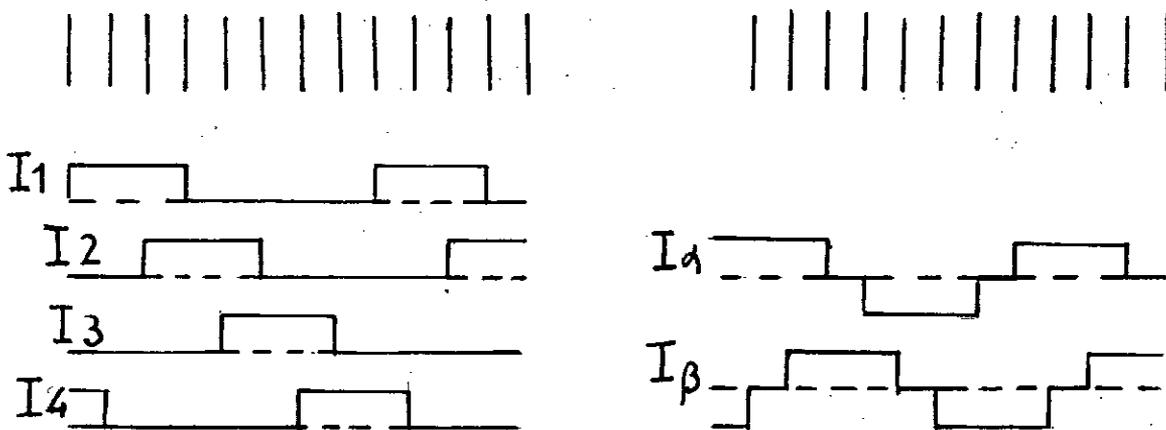


Fig2.8: Courants théoriques dans les phases
Mode 3

2.1.2.4.Mode4

Pour éviter l'inconvénient introduit par le mode 3 et obtenir un fonctionnement régulier en demi-pas, le courant est régulé par un facteur $\sqrt{2}$, lorsqu'une seule phase est excitée. C'est le mode4 (figure 2.9).

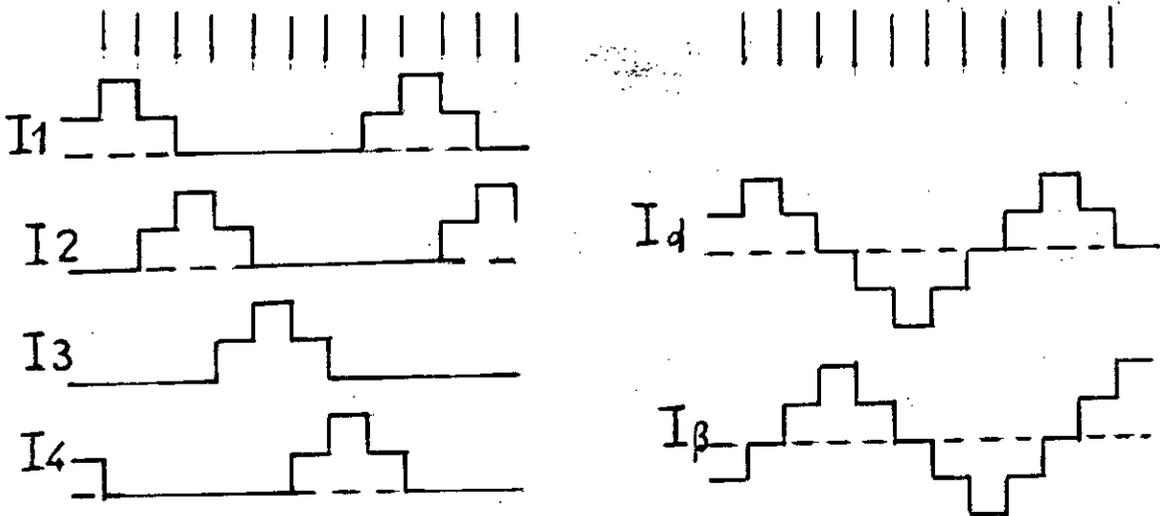


Fig2.9: Courants théoriques dans les phases
Mode 4

2.1.2.5.Mode5

Ce mode, appelé communément mini-steeping, permet de diviser le pas par un nombre N sans intervenir sur la structure du moteur lui-même. Ceci est réalisé en alimentant les enroulements du moteur par des courants sinusoïdaux discrets programmés préalablement dans des EPROM [30]. En effet, en appliquant ce mode à un moteur polarisé par exemple, et au lieu, de limiter les courants de phases I_α et I_β à $\pm I_n$ et 0 nous les discrétisons sous la forme suivante:

$$I_\alpha = I_0 \cdot \cos k \cdot \pi / 2 \cdot N \quad (2.1)$$

$$I_\beta = I_0 \cdot \sin k \cdot \pi / 2 \cdot N \quad (2.2)$$

où N est le nombre de fractions de pas désirées.

le couple moteur donné par la relation suivante:

$$C = K(I_\alpha \cdot \sin \theta_e - I_\beta \cdot \cos \theta_e) \quad (2.3)$$

devient :

$$C = K \cdot I_0 \cdot \sin(\theta_e - k \cdot \pi / 2 \cdot N) \quad (2.4)$$

Les positions d'équilibre stables du rotor pour un couple de charge nul, sont, alors données par la relation suivantes:

$$\theta_e = \frac{k \cdot \pi}{2 \cdot N} \quad (2.5)$$

Nous obtenons, $N-1$ positions stables intermédiaires; ce mode permet, ainsi, une commande au N^{eme} de pas.

2.2 MODELISATION D'UN ENSEMBLE COMMANDE-ALIMENTATION-MOTEUR

2.2.1 MODELISATION DU MOTEUR ETUDIE

Le moteur étudié est un moteur à réluctance variable tétraphasé comprenant huit dents au stator ($Z_S=8$) et six dents au rotor ($Z_R=6$). Il effectue un angle de pas de 15° pour un courant nominal de 1 A [31] (figure 2.10).

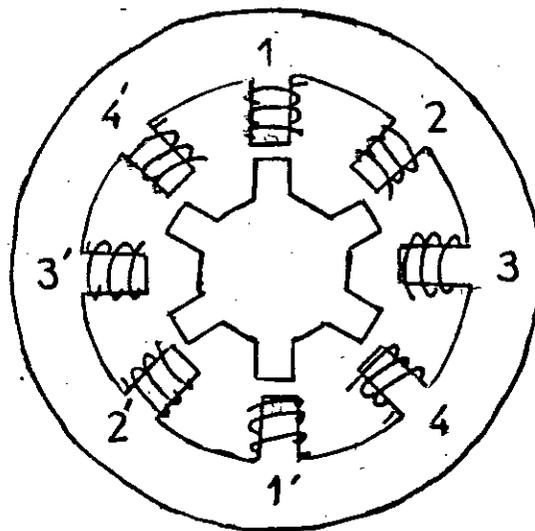


Fig 2.10: Structure du moteur étudié

En considérant que le fonctionnement du moteur se fait en régime non saturé, l'équation électrique relative à chaque phase du moteur est donnée par l'expression suivante:

$$V_i = R_i \cdot I_i + \frac{d\theta_e}{dt} \cdot \frac{dL_{ii}}{d\theta_e} \cdot I_i + L_{ii} \cdot \frac{dI_i}{dt} + \sum_j \frac{d\theta_e}{dt} \cdot \frac{dL_{ij}}{d\theta_e} \cdot I_j + L_{ij} \cdot \frac{dI_j}{dt} \quad (2.6)$$

où

R_i : Résistance de la phase i

L_{ii} : Inductance propre de la phase i

L_{ij} : Inductance mutuelle entre la phase i et la phase j

θ_m : Angle mécanique, ou position du rotor par rapport à une référence arbitraire.

θ_e : Angle électrique lié à l'angle mécanique par la relation: $\theta_m = Z_r \cdot \theta_e$

Les inductances L_{ii} et L_{ij} sont périodiques en θ_e , leurs expressions pour le fondamental sont :

$$L_{ii} = L_0 + L_1 \cdot \cos(Z_r \cdot \theta_e - \phi_{ii}) \quad (2.7)$$

$$L_{ij} = M_0 + M_1 \cdot \cos(Z_r \cdot \theta_e - \phi_{ij}) \quad (2.8)$$

où ϕ_{ii} et ϕ_{ij} sont les déphasages respectives des inductances L_{ii} et L_{ij} par rapport à l'inductance L_{11} .

L'équation mécanique régissant le mouvement du moteur est donnée par:

$$J \cdot \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + D \cdot \frac{d\theta_m}{dt} + C_c = C_{mot} \quad (2.9)$$

Avec:

$$C_{mot} = \frac{1}{2} \frac{\partial L_{ii}}{\partial \theta_e} \cdot I_i^2 + \sum_{j=1}^4 \frac{\partial L_{ij}}{\partial \theta_e} \cdot I_j^2 \quad (2.10)$$

où

C_{mot} est le couple électromagnétique développé par la machine,

J le moment d'inertie de l'ensemble moteur-charge, D le coefficient de frottement

visqueux, et C_c le couple de charge pur.

2.2.2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION

Le moteur est alimenté par un convertisseur à transistors. Des diodes de suppression de courant sont utilisées, pour protéger ces transistors des surtensions de commutation. Deux types d'alimentation unipolaires sont étudiées: l'alimentation en tension et l'alimentation en courant (hacheur).

-Alimentation en tension

Chaque phase du moteur est alimenté par le circuit suivant:

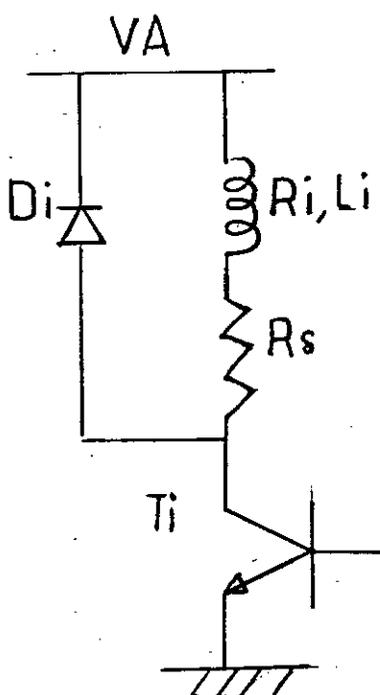


fig2.11: Structure d'alimentation tension

VD: tension inverse de la diode de suppression.

VA: tension d'alimentation du convertisseur, elle est tel que:

$$V_A = (R_s + R_i) \cdot I_{ph} \quad (2.11)$$

R_s : résistance série avec la phase du moteur

-Alimentation en courant (hacheur)

La technique de hachage utilisée, dans ce cas, est la technique I_{max} - I_{min} .

Chaque phase du moteur est alimenté par le circuit suivant:

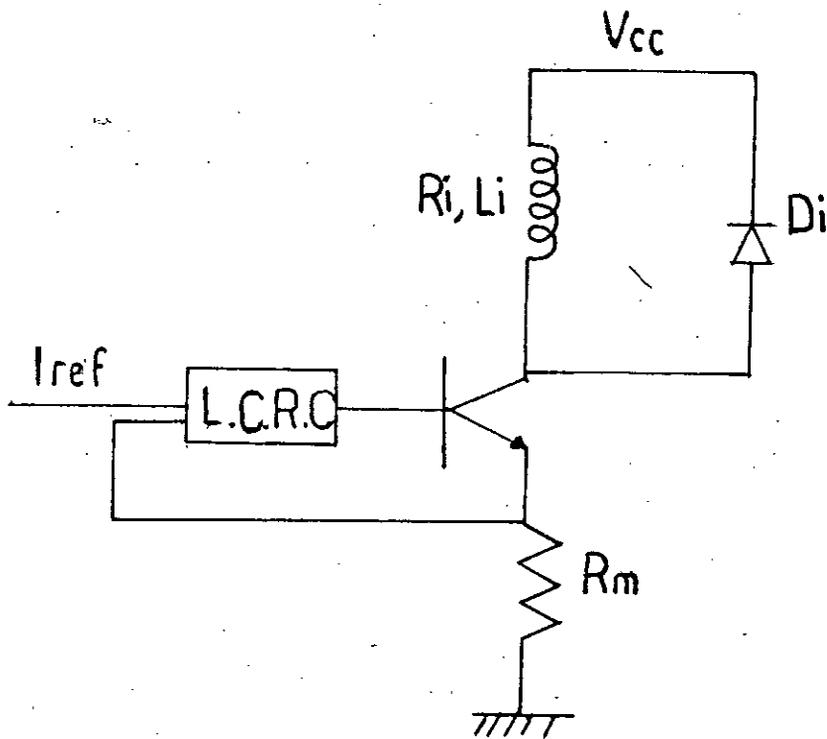


fig2.12: Structure d'alimentation en courant

Durant une séquence de commande, pour les deux types d'alimentation, le convertisseur peut être modélisé par les circuits suivants :

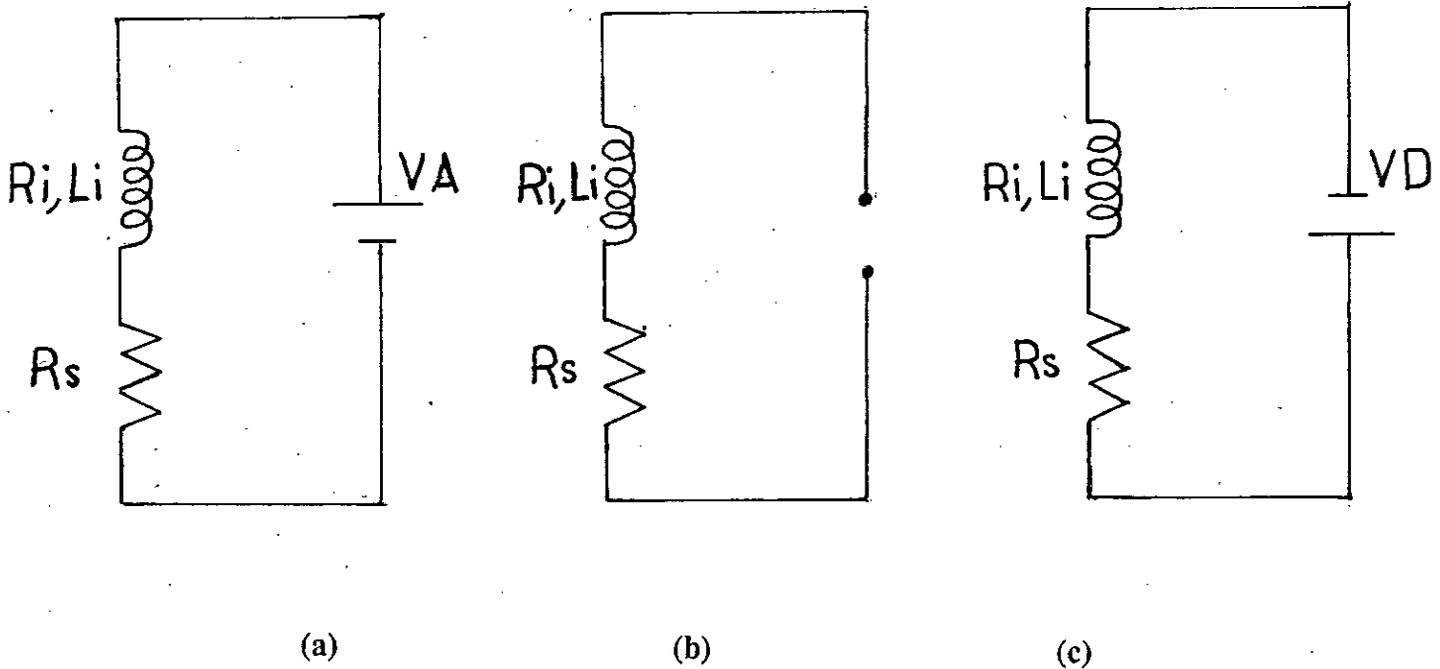


fig2.13: Modèles du convertisseur

a) Le transistor T_i est saturé et la diode D_i est bloquée

$$V_i = V_A$$

b) Le transistor T_i et la diode D_i sont bloquées

$$V_i = 0$$

c) Le transistor T_i est bloqué, et la diode D_i est passante.

$$V_i = -V_D$$

2.2.3 MODELISATION DU MODE DE COMMANDE

Dans notre cas, nous nous intéressons aux modes 1, 2, et 3.

Durant une séquence de commande des phases, ces modes sont modélisés par:

-Mode1

$$V_i = V_a, V_j = -V_D, \quad i=j, i=1,4, \quad j=1,4$$

-Mode2

$$V_i = V_a, V_{i+1} = V_a \text{ si } i=1,3, \quad V_j = -V_D, i \neq j$$

et

$$V_{i-3} = V_a \text{ si } i=4$$

-Mode3

$$V_i = V_a, V_j = -V_D \text{ puis } V_{i+1} = V_a, V_i = V_a \text{ et } V_j = -V_D, i \neq j$$

CONCLUSION

Après avoir rappelé les différentes structures d'alimentation et les modes de commande utilisés pour l'alimentation des moteurs pas à pas, nous nous sommes intéressés particulièrement à un ensemble commande-alimentation-moteur pas à pas à réluctance variable, pour lequel nous avons effectué une modélisation en précisant pour chaque élément le modèle choisi. Nous pourrions, ainsi, effectuer la simulation du comportement dynamique du moteur pour les modes 1, 2, et 3 de commande et les structures d'alimentation en tension et en courant.

CHAPITRE 3

INFLUENCE DU MODE DE COMMANDE SUR LE COMPORTEMENT DYNAMIQUE D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE

INTRODUCTION

Les performances d'un moteur dépendent, en général des critères imposés par les applications pour lesquelles ils sont destinés. Ces critères sont, dans le cas des moteurs pas à pas, la précision de positionnement, la vitesse ou fréquence de commande, le couple moteur ainsi que la rapidité de réponse.

Ces grandeurs dépendant du mode de commande, nous nous proposons d'étudier son influence sur un moteur pas à pas à réluctance variable (RV).

Pour ce faire, nous présentons, tout d'abord, une formulation d'état du modèle du moteur, puis nous déterminons par simulation les caractéristiques de courant, de couple et de position pour une commande d'avance d'un pas et pour une commande d'avance de plusieurs pas. Ceci pour les modes 1, 2 et 3 lorsque le moteur est alimenté en tension. Nous calculons également les fréquences limites de démarrage et de survitesse en fonction du couple de charge pour les trois modes précédemment cités. Enfin, nous terminons par une comparaison des résultats obtenus pour les trois modes étudiés.

3.1.FORMULATION D'ETAT DU MODELE DU MOTEUR

Pour la mise en oeuvre des programmes de simulation, le modèle du moteur est mis sous la forme d'équations d'état; il est exprimé par [31]:

$$\dot{[X]} = [A] [X] + [B] [U] \quad (3.1)$$

$$[X] = [I_1, I_2, I_3, I_4, \theta] \quad (3.2)$$

$$[U] = [V_1, V_2, V_3, V_4] \quad (3.3)$$

où

$$[A] = [L]^{-1} \cdot \left[[R] + \frac{d[L]}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} \right] \quad (3.4)$$

$$[B] = [L]^{-1} \quad (3.5)$$

avec:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_m + L_n \cos 6\theta_m & M_m + M_n \cos(6\theta_m - \frac{\pi}{4}) & \dot{M}_m + \dot{M}_n \cos(6\theta_m - \frac{\pi}{2}) & M_m + M_n \cos(6\theta_m + \frac{\pi}{4}) \\ M_m + M_n \cos(6\theta_m - \frac{\pi}{4}) & L_m + L_n \cos(6\theta_m - \frac{\pi}{2}) & M_m + M_n \cos(6\theta_m - \frac{3\pi}{4}) & \dot{M}_m + \dot{M}_n \cos(6\theta_m + \pi) \\ \dot{M}_m + \dot{M}_n \cos(6\theta_m - \frac{\pi}{2}) & M_m + M_n \cos(6\theta_m - \frac{3\pi}{4}) & L_m + L_n \cos(6\theta_m + \pi) & M_m + M_n \cos(6\theta_m + \frac{3\pi}{4}) \\ M_m + M_n \cos(6\theta_m + \frac{\pi}{4}) & \dot{M}_m + \dot{M}_n \cos(6\theta_m + \pi) & M_m + M_n \cos(6\theta_m + \frac{3\pi}{4}) & L_m + L_n \cos(6\theta_m + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}$$

3.2.SIMULATION

A partir des modèles du mode de commande et de la structure d'alimentation données au chapitre 2, ainsi que de la nouvelle formulation donnée par l'équation 3.1, nous élaborons un programme de simulation du comportement dynamique du moteur.

La résolution des équations différentielles est effectuée à l'aide de la méthode Runge-Kutta d'ordre 4.

L'exploitation de ces programmes nécessite la connaissance des paramètres électriques et mécaniques du moteur. Ceux-ci sont généralement déterminés par des méthodes d'identification classiques [32]. Dans le cadre de notre travail, ces paramètres relevés directement de la bibliographie [31] sont:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 9,5 \Omega.$$

$$L_{13} \# L_{31} \# L_{42} \# L_{24} \# - 5,8 \text{ mH.}$$

$$L_m = 39,2 \text{ mH.}$$

$$L_n = 23,9 \text{ mH.}$$

$$M_m = 14,7 \text{ mH.}$$

$$M_n = 14,6 \text{ mH.}$$

$$J = 26,9 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2.$$

$$D = 20,3 \cdot 10^{-5} \text{ kg.m}^2/\text{s.}$$

3.3.RESULTATS

L'alimentation tension utilisée dans ce cas, est une alimentation avec des résistances en série avec les enroulements de la phase. Nous choisissons $R_s = 20\Omega$, et pour avoir un courant nominal toujours égal à 1 A, la tension d'alimentation serait alors de 30 V.

3.3.1.COMMANDE D'AVANCE D'UN PAS:

Nous choisirons, pour les différents modes, les conditions d'alimentation suivantes:

Mode 1:

Nous coupons l'alimentation de la phase 4, et nous alimentons la phase 1.

Mode 2:

Les phases 3 et 4 initialement alimentées, nous coupons l'alimentation de la phase 3 et nous alimentons la phase 1.

Mode 3:

La phase 4 initialement alimentée, nous alimentons la phase 1.

3.3.1.1.Courants de phase:

Les figures (3.1, 3.2 et 3.3) représentent les caractéristiques de courants pour chacun des trois modes:

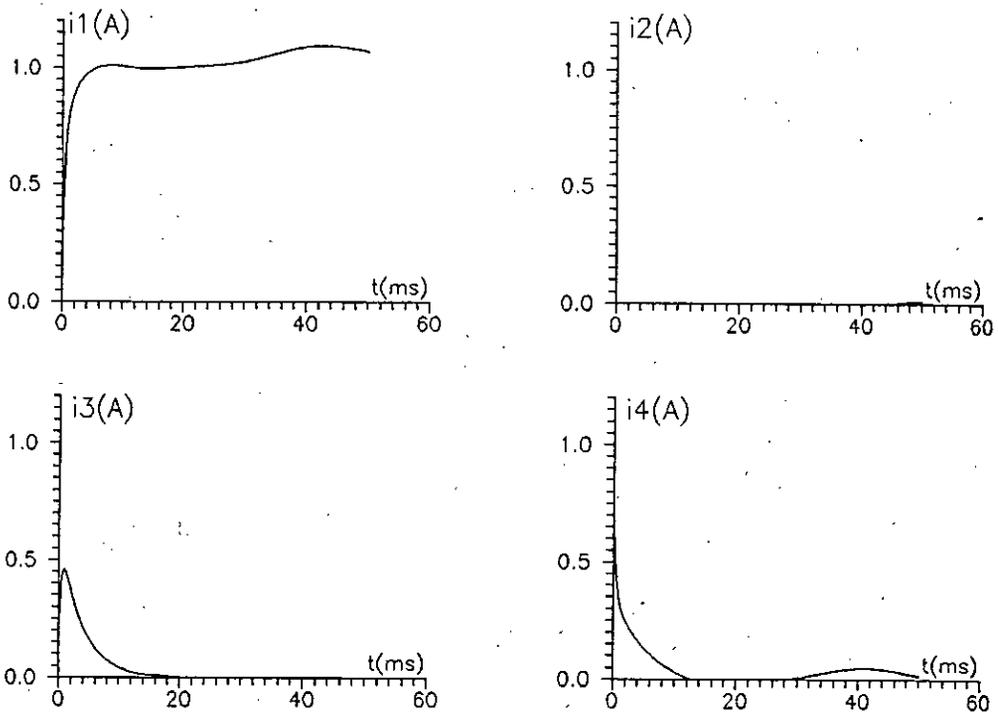


Fig3.1: Courants de phase, Avance sur 1 pas Mode 1.

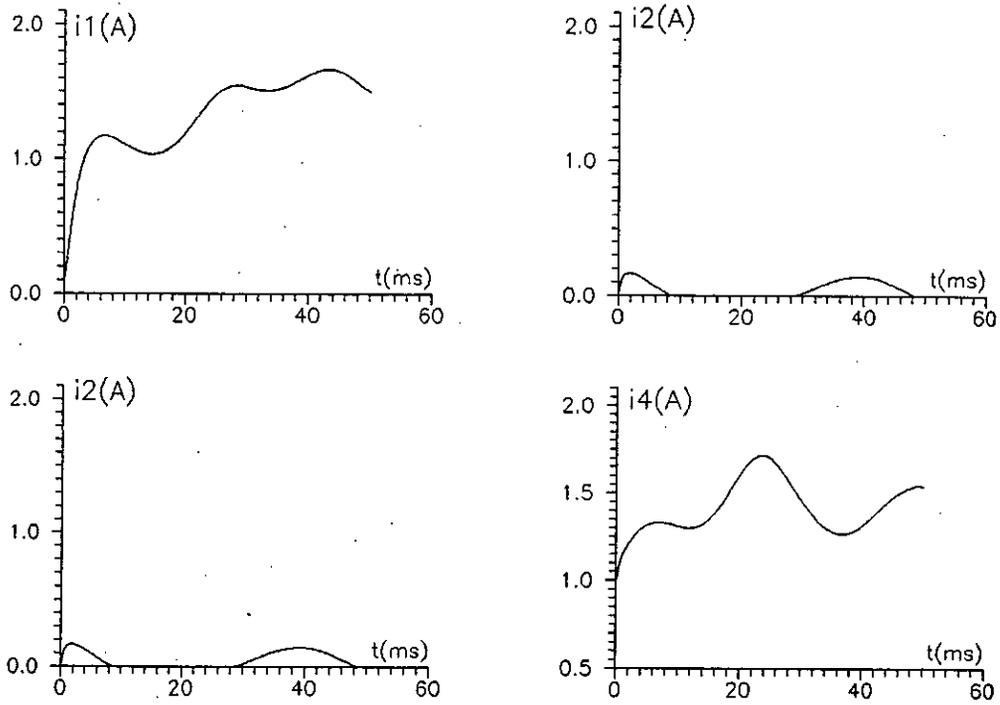


Fig3.2: Courants de phase, Avance sur un pas Mode 2.

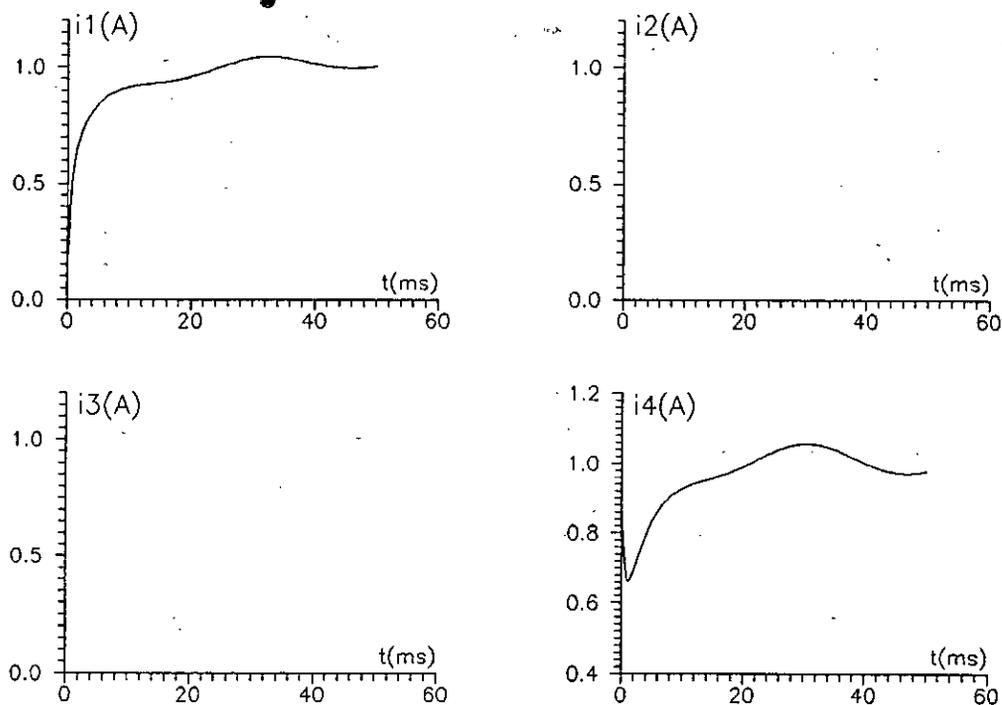


Fig3.3: Courants de phase, Avance sur un pas, Mode 3.

Pour le mode 1, nous constatons que le courant dans la phase 1 s'établit assez rapidement (quelques ms) et reste pratiquement constant. Ceci peut être justifié par la présence de la résistance en série avec l'enroulement de la phase.

La valeur nulle du courant dans la phase 2 peut s'expliquer par la valeur positive de l'inductance mutuelle qui provoque une f.e.m. polarisant la diode de roue libre dans le sens inverse. Un courant induit apparaît, par contre, dans la phase 3: l'inductance mutuelle étant négative impose une f.e.m polarisant la diode de roue libre dans le sens direct. Le courant de la phase 4 s'annule puis réapparaît pour la même raison citée précédemment.

Dans le cas du mode 2, les courants dans les phases excitées (phases 1 et 4) présentent des ondulations dues à la variation de l'inductance en fonction de la position et à l'influence mutuelle des deux courants de phase

Le courant induit apparaît dans la phase 2: la phase 4 étant aussi alimentée induit une f.e.m polarisant la diode de roue libre de la phase 2 dans le sens direct.

Le courant de la phase 3; initialement excitée, tend à disparaître puis réapparaît par influence de la phase 1.

Pour le mode 3, les courants de phase excitées présentent moins d'ondulation que dans le cas du mode 2.

A l'instant de commutation de la phase 1, nous constatons une chute de courant dans la phase 4 provoquée par la réduction de la tension d'alimentation due à la f.e.m négative induite dans la phase.

Les courants dans les phases 2 et 3 sont pratiquement nuls. Ce qui peut être justifié par

les mêmes raisons citées pour le mode 1.

3.3.1.2 Caractéristiques de couple

Les caractéristiques de couple en fonction du temps sont représentées sur les figures(3.4-3.6)

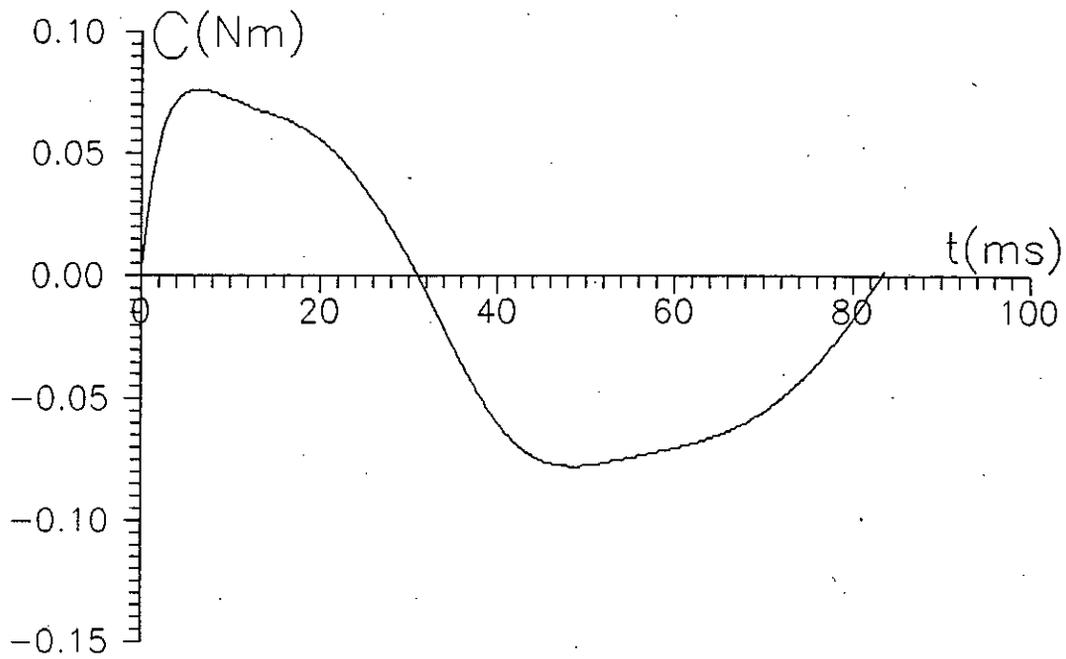


Fig 3.4: Couple statique, Avance d'un pas, Mode 1

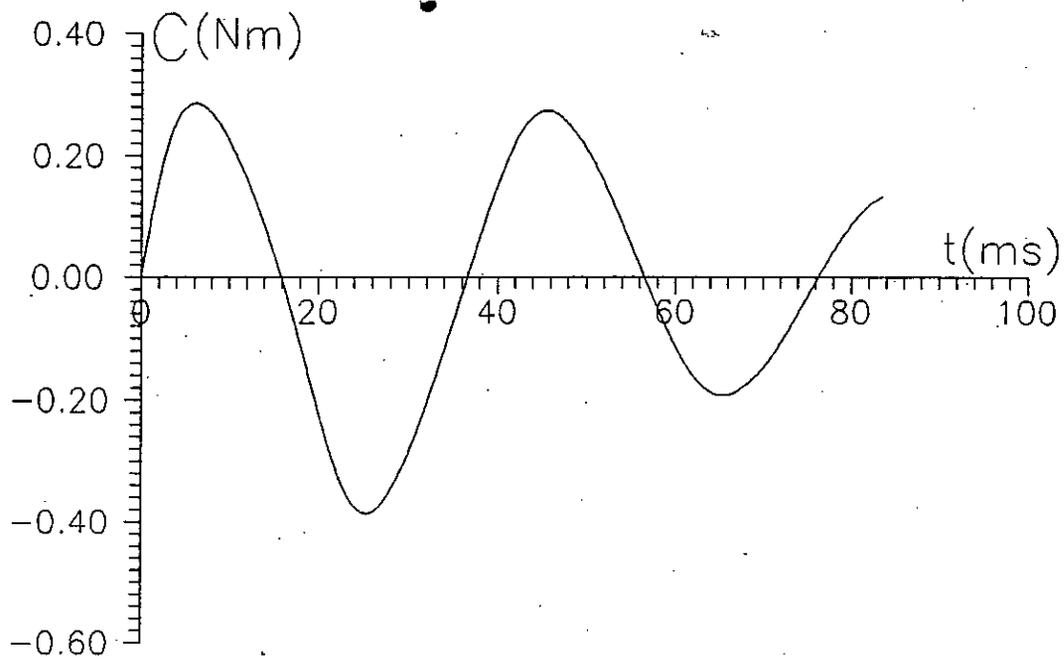


Fig 3.5 : Couple statique, Avance d'1 pas Mode 2

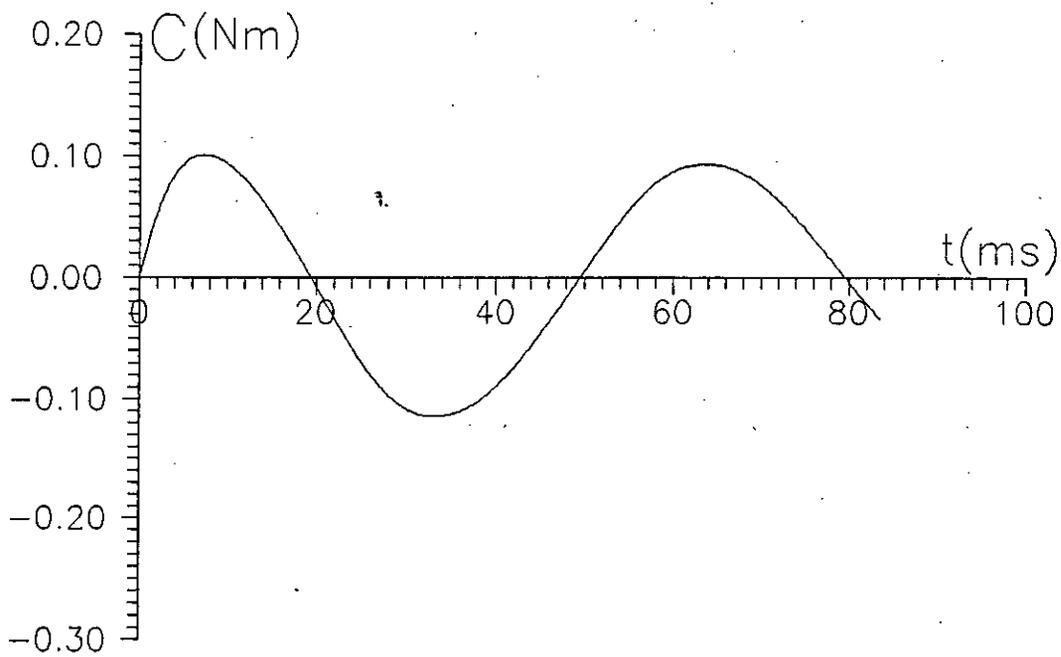


Fig 3.6: Couple statique, Avance d'un pas Mode 3

La caractéristique de couple statique du mode 2 présente la raideur la plus importante et le couple maximal le plus élevé. Ce résultat était attendu puisque ce mode est utilisé pour augmenter le couple fourni par la machine.

3.3.1.3 Caractéristiques de position

A partir des caractéristiques de position obtenues pour les trois modes et représentées sur les figures (3.7-3.9), nous calculons le temps de réponse, le temps de montée et le dépassement maximal. Ces grandeurs caractérisent respectivement la rapidité et l'amortissement du moteur. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.1.

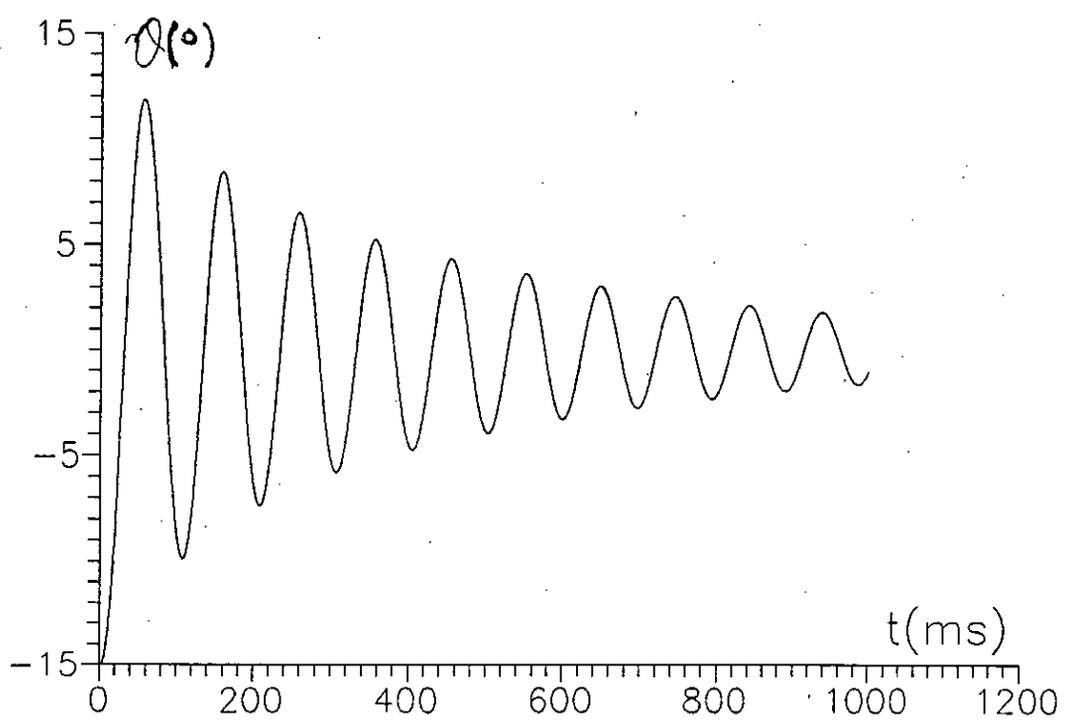


Fig 3.7: Position, Avance d'un pas, Model

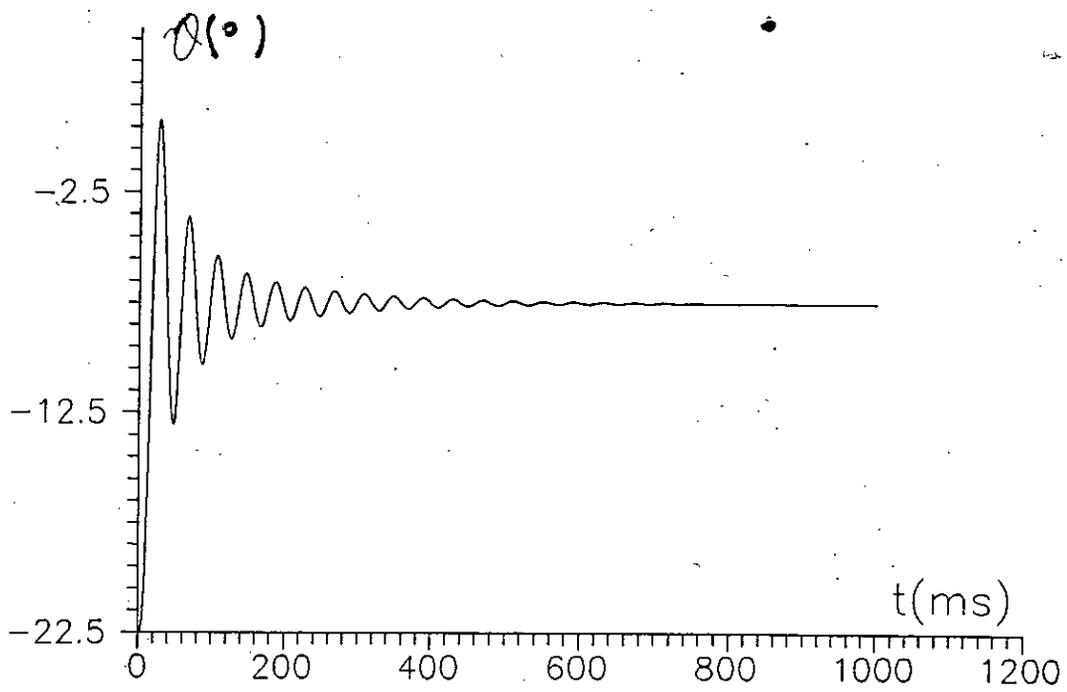


Fig 3.8 :Position, Avance d'un pas Mode 2

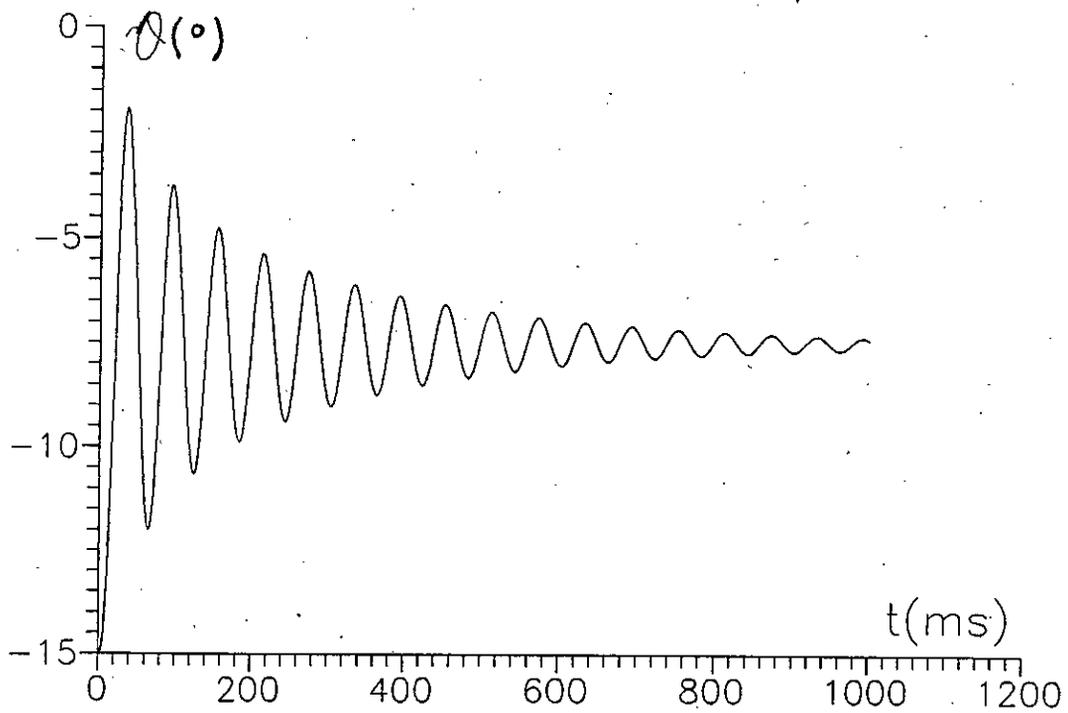


Fig 3.9: Position, Avance d'un pas Mode 3

| Modes | Mode 1 | Mode 2 | Mode 3 |
|-------------------------|--------|--------|--------|
| Temps de montée (ms) | 27.7 | 16.6 | 22 |
| Temps de réponse (ms) | >940 | 280 | 660 |
| Dépassement maximal (%) | 80 | 56.6 | 73.3 |

Tableau 3.1

D'après le tableau ci-dessus, le mode 2 présente les meilleures performances de rapidité et d'amortissement. En effet, c'est dans ce mode que nous avons, d'une part, le couple le plus élevé avec la plus forte raideur de la caractéristique, et d'autre part, les courants induits les plus importants qui engendrent des couples de freinage amortissant les oscillations du moteur.

3.3.2 COMMANDE D'AVANCE DE PLUSIEURS PAS

Nous déterminons les caractéristiques de courants de phase et de position pour une séquence d'alimentation, soit 5 pas pour les modes 1 et 2, et 9pas pour le mode 3. Ceci pour des faibles et grandes fréquences de commande.

3.3.2.1 Caractéristiques de courant de phase

Les caractéristiques de courant de phase sont représentés sur les figures (3.10-3.15).

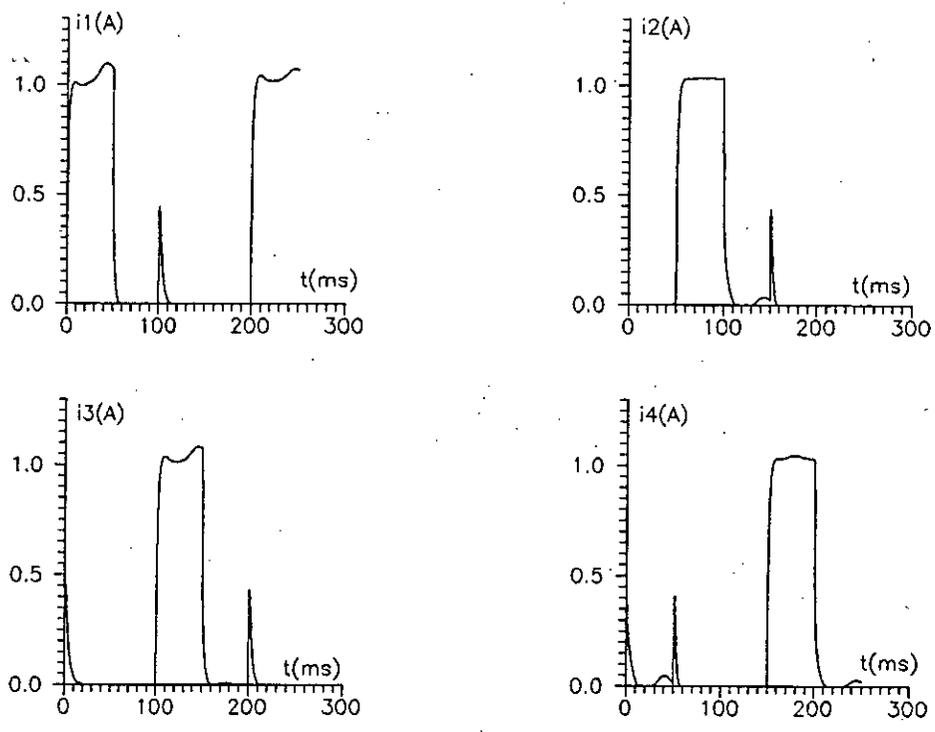


Fig 3.10: Courants de phase, Avance sur 5 pas, Model, fr = 20 p/s

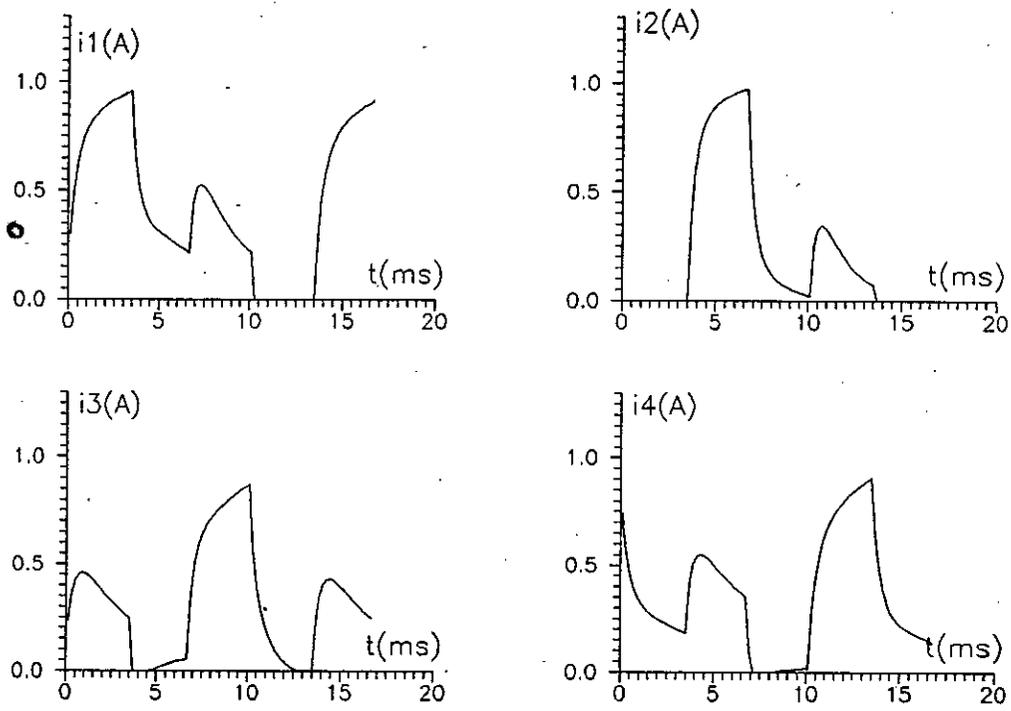


Fig 3.11: Courants de phase, Avance sur 5 pas, Model, fr = 300 p/s

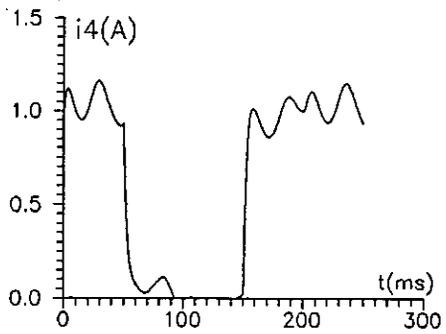
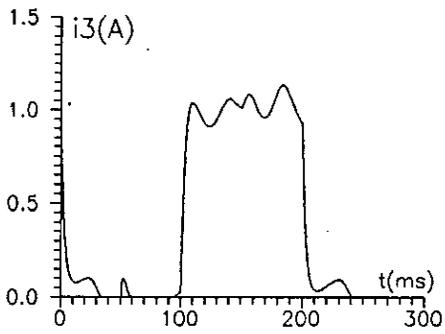
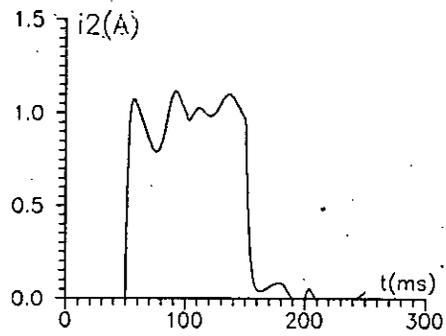
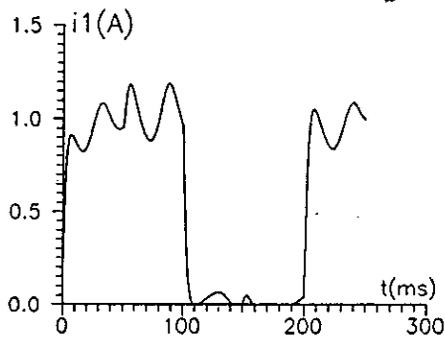


Fig 3.12: Courants de phase, Avance sur 5 pas, Mode2, fr = 20 p/s

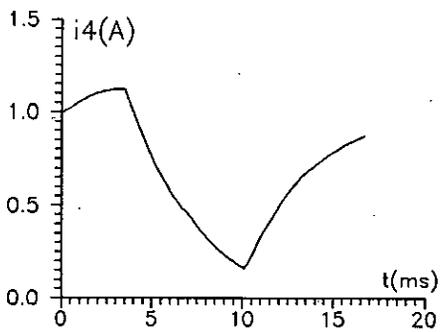
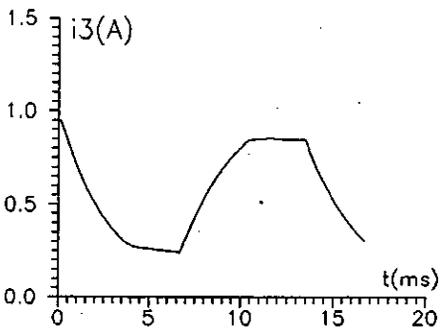
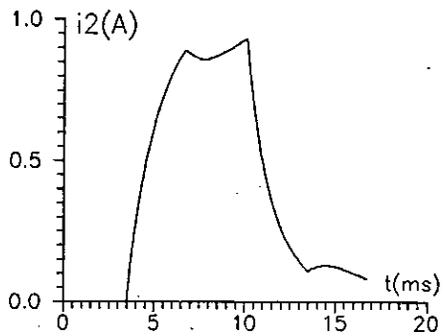
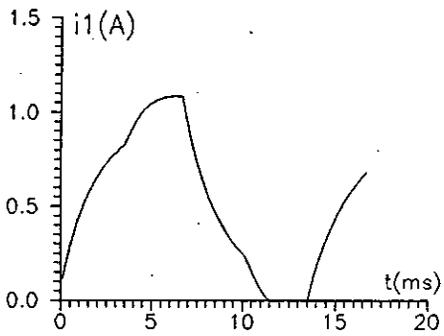


Fig3.13: Courants de phase, Avance sur 5 pas, Mode2, fr = 300 p/s

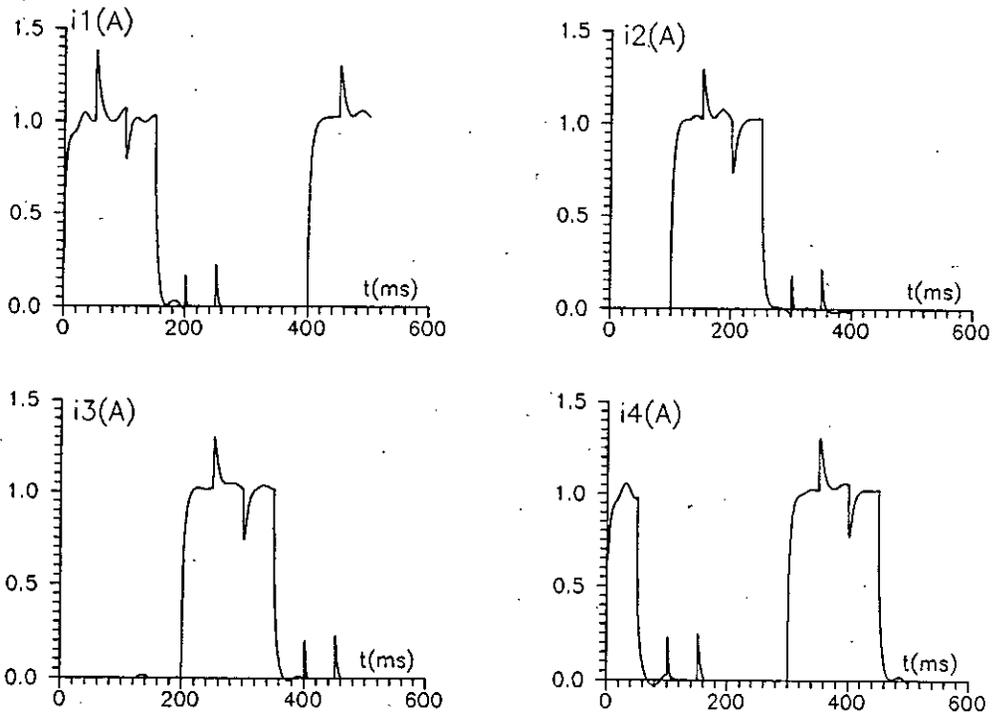


Fig3.14: Courants de phase, Avance sur 9 pas, Mode3, fr = 20 p/s

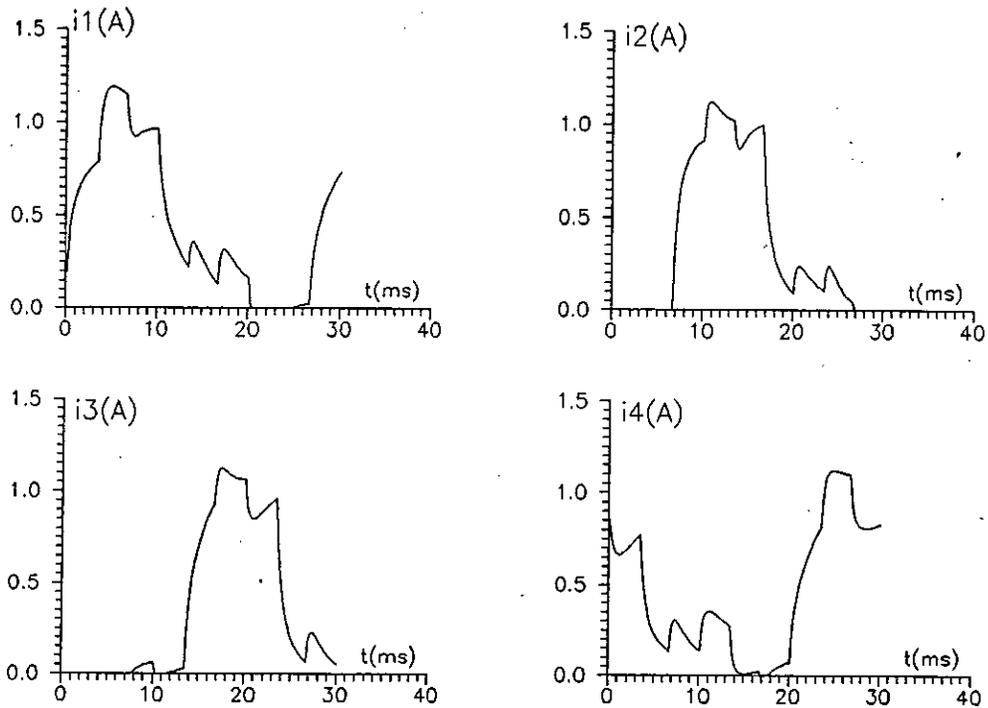


Fig 3.15: Courants de phase, Avance sur 9 pas, Mode3, fr = 300 p/s

En mode 1, à faible fréquence de commande, les courants sont de forme carrée : En effet, dans ce cas, la vitesse du moteur liée à la fréquence de commande n'a pas d'influence sur la tension d'alimentation. Par contre, lorsque cette fréquence augmente, la tension d'alimentation effective est réduite par la f.e.m. de vitesse et les caractéristiques de courants sont alors déformées.

En mode 2, les allures de courants présentent des ondulations que nous avons déjà justifiées au paragraphe 3.3.1.1. Lorsque la fréquence de commande augmente, malgré la déformation des caractéristiques de courants, ces courants atteignent leur valeur nominale.

Pour le mode 3, lorsque la fréquence de commande augmente, la déformation des caractéristiques de courant persiste. Cependant, à faible fréquence, les allures de courant tendent vers une forme carrée, en présentant, néanmoins des pics et des creux. Ces perturbations peuvent s'expliquer par l'augmentation ou la diminution de la tension effective d'alimentation provoquée par les f.e.m. induites aux moments des commutations.

3.3.2.2.Position

Les caractéristiques de position représentées sur les figures (3.16-3.21) sont déterminées pour les fréquences de 5 p/s et 50 p/s.

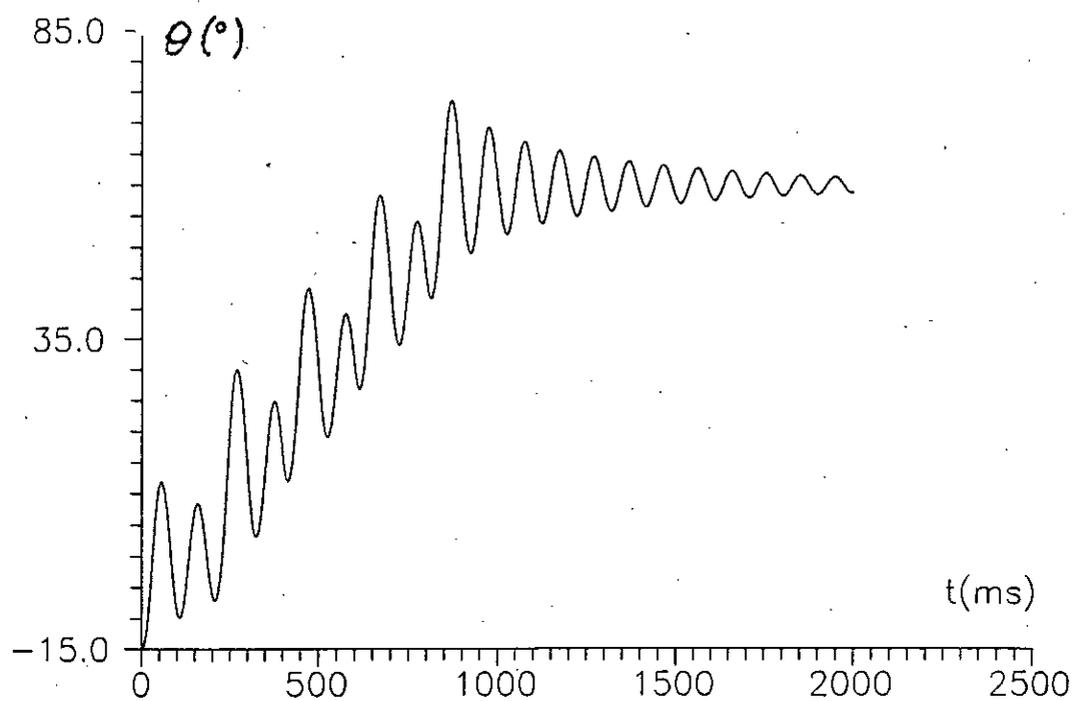


Fig3.16: Position, Avance sur 5 pas, Model1, fr = 5 p/s

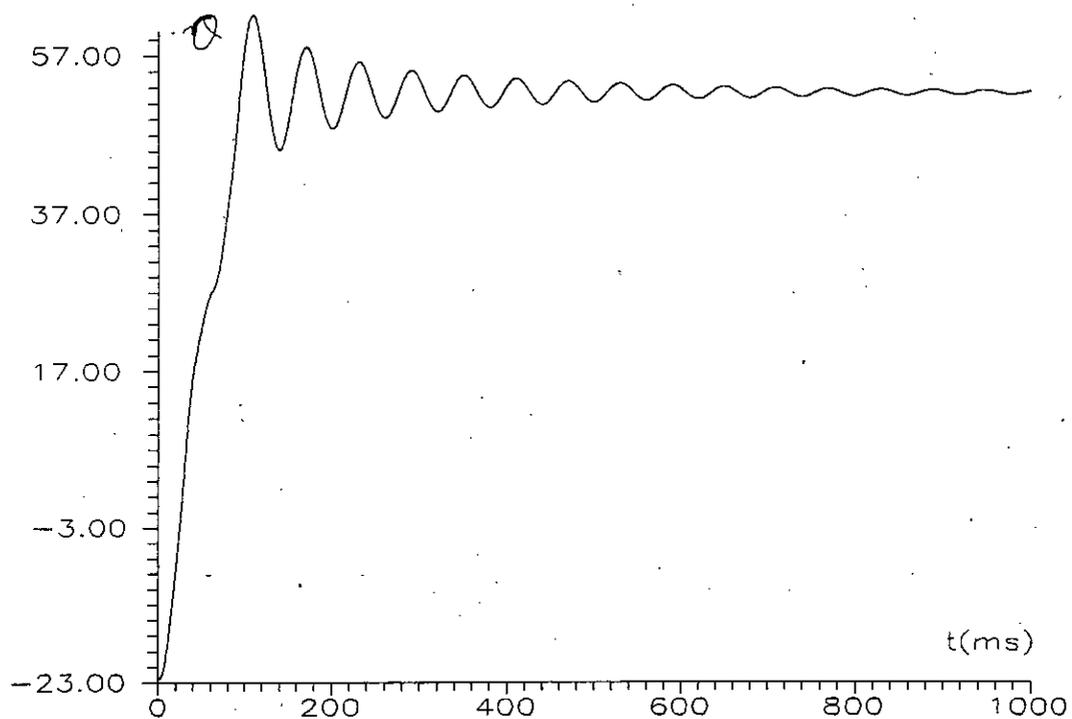


Fig3.17: Position, Avancé sur 5 pas, Model1, fr = 50 p/s

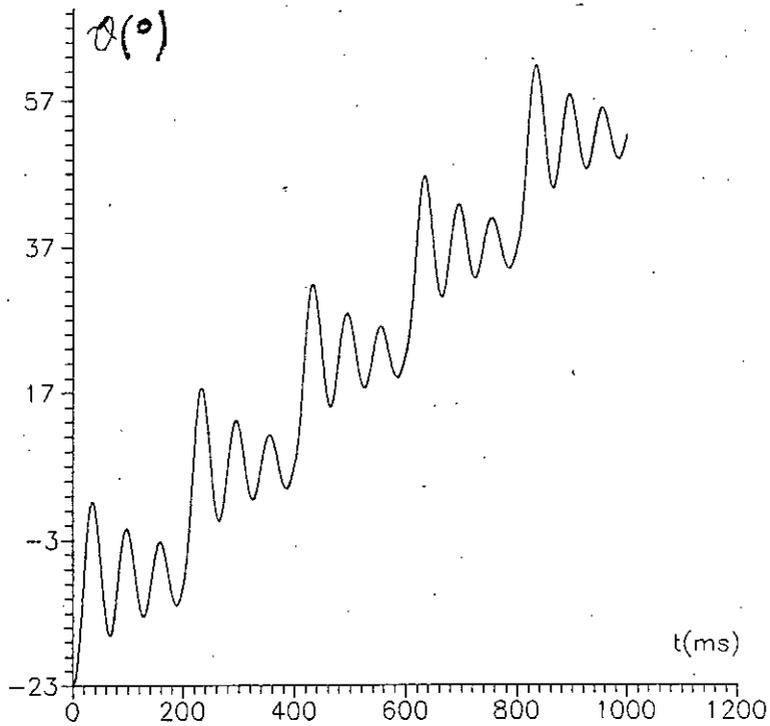


Fig3.18: Position, Avance sur 5 pas, Mode2, fr=5p/s

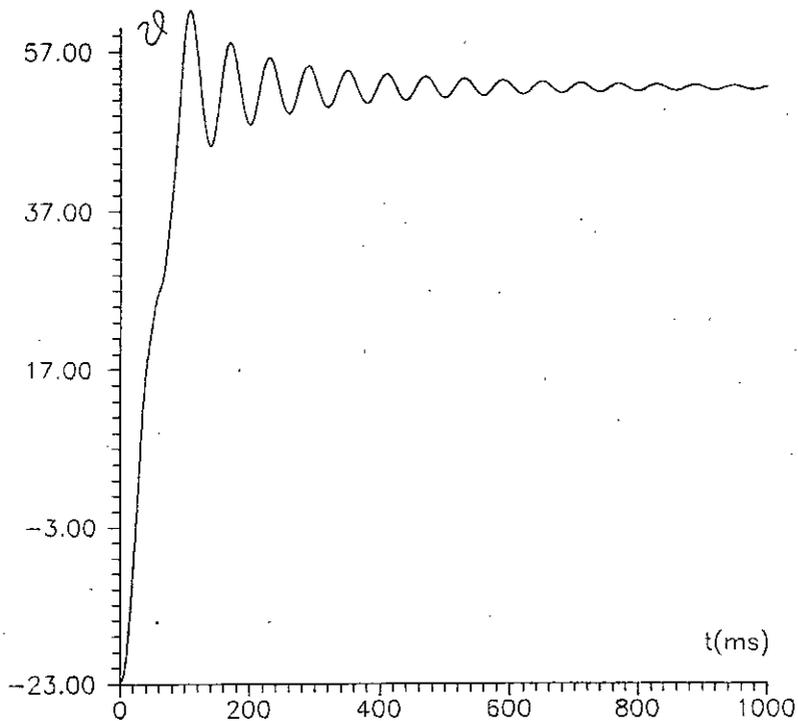


Fig 3.19: Position, Avance sur 5 pas, Mod2, fr=50p/s

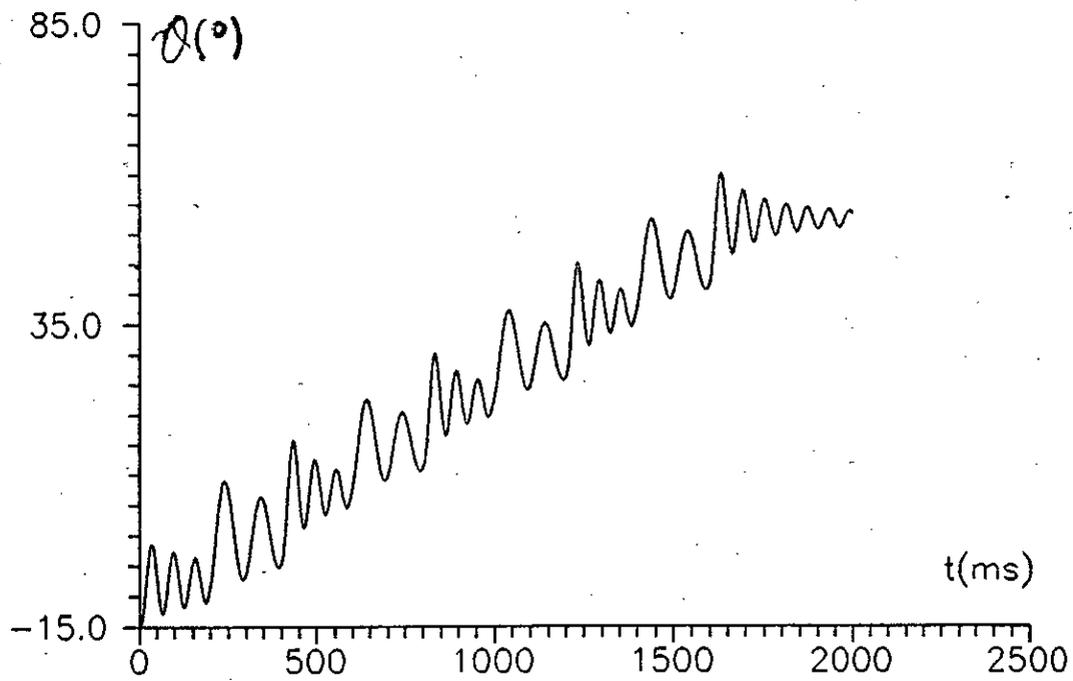


Fig 3.20: Position, Avance sur 9 pas, Mode3, fr=5p/s

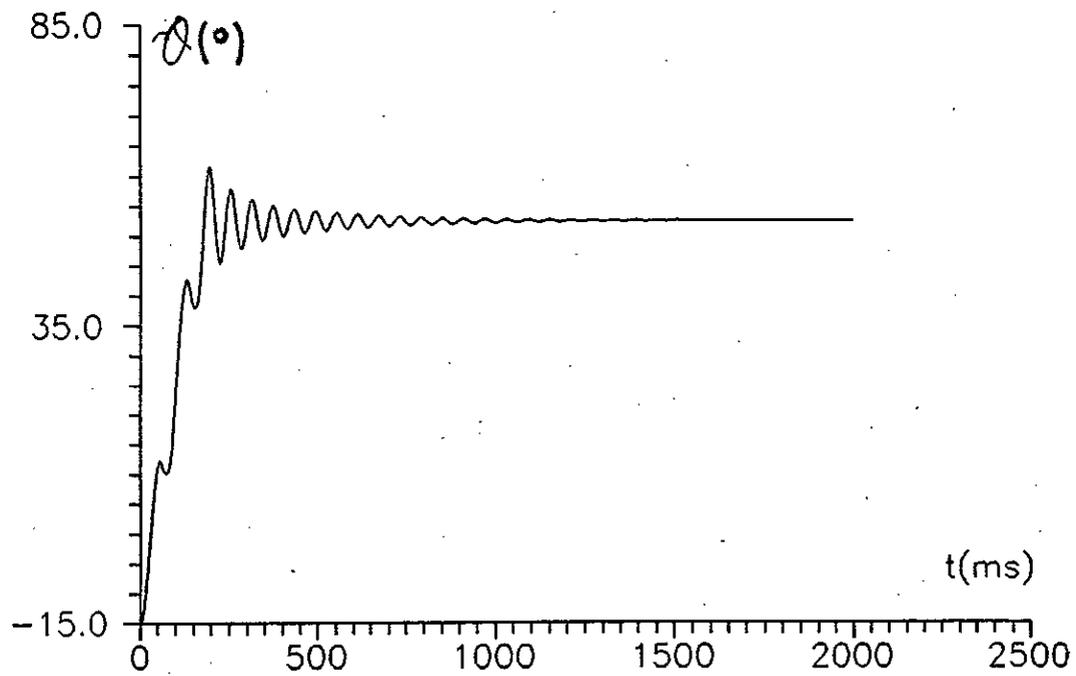


Fig 3.21: Position, Avance sur 9 pas, Mode3, fr=50p/s

Pour une faible fréquence de commande ($f_r = 5 \text{ p/s}$), le moteur oscille autour de la position d'équilibre avant de passer à la suivante. Ces oscillations diffèrent que l'on soit en mode 1, mode 2 ou mode 3. L'oscillation la plus importante est obtenue pour le mode 2, et la plus faible pour le mode 1. Cependant en mode 2, ces oscillations sont plus amorties que dans le mode 1, ce qui confirme les résultats obtenues pour la commande d'avance d'un pas.

Dans le cas du mode 3, la position présente des oscillations d'amplitude et d'amortissement différents selon les positions d'équilibre. Ce qui peut être expliqué par la définition même du mode 3.

Lorsque la fréquence croît ($f_r = 50 \text{ p/s}$), le passage d'une position d'équilibre à une autre se fait sans oscillation ou avec une oscillation de faible amplitude (Mode 3). C'est dans cette gamme de fréquences que le moteur risque le moins de perdre le synchronisme.

3.3.3. CARACTÉRISTIQUES DE COUPLES/FRÉQUENCES LIMITES

Nous déterminons les caractéristiques limites de fréquences en fonction du couple de charge pour les 3 modes de commande.

3.3.3.1. Caractéristique limite de démarrage

La figure 3.22 représente, pour une commande sur 5 pas, la variation du couple de charge en fonction des fréquences limites de démarrage.

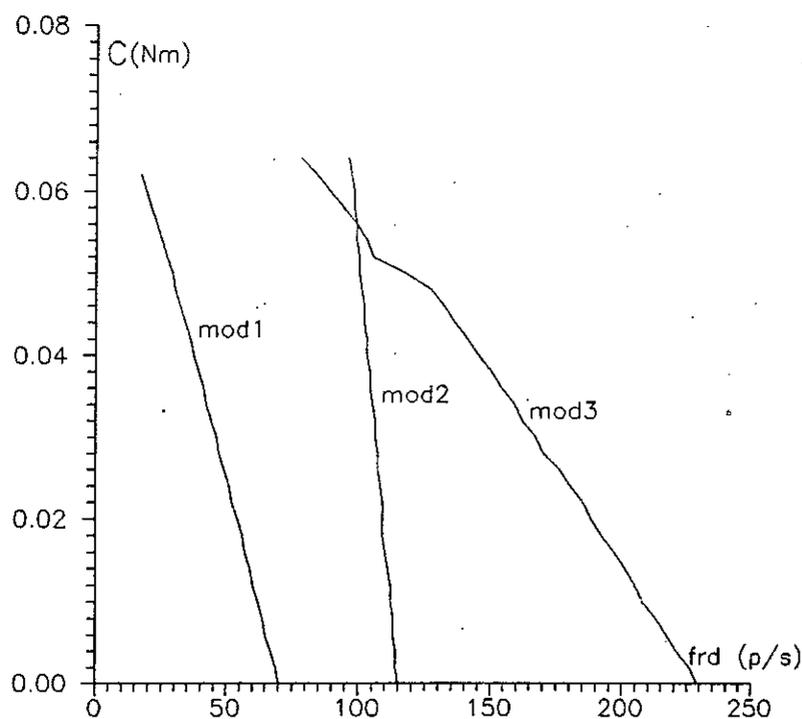


Fig 3.22: Caractéristiques limites de démarrage

Nous constatons une variation linéaire de la fréquence maximale de démarrage en fonction de la charge pour les 3 modes étudiés.

Quasiment constante dans le cas du mode 2, la fréquence limite dépend fortement de la charge pour le mode 3. Pour ce cas, la fréquence à vide est double de celle du mode 2. Pour de grandes charges, les fréquences limites du mode 3 deviennent plus faible que celles du mode 2.

La caractéristique du mode 1 est de plus forte pente que celle du mode 3. Ceci peut être justifié par la présence des courants constants pour toutes les positions d'équilibre dans le cas du mode 1 et le mode 2, ce qui n'est pas le cas pour le mode 3.

3.3.3.2. Caractéristiques limites de survitesse

Les fréquences limites de survitesse sont déterminées en démarrant le moteur à une fréquence inférieure à la fréquence limite de démarrage (nous prendrons $f_{rd} = 17$ p/s) et en accélérant progressivement ($f_r = 0.01$ p/s) jusqu'au décrochage. Nous représentons les variations de la charge en fonction de ces fréquences limites sur la figure 3.23 pour les trois modes.

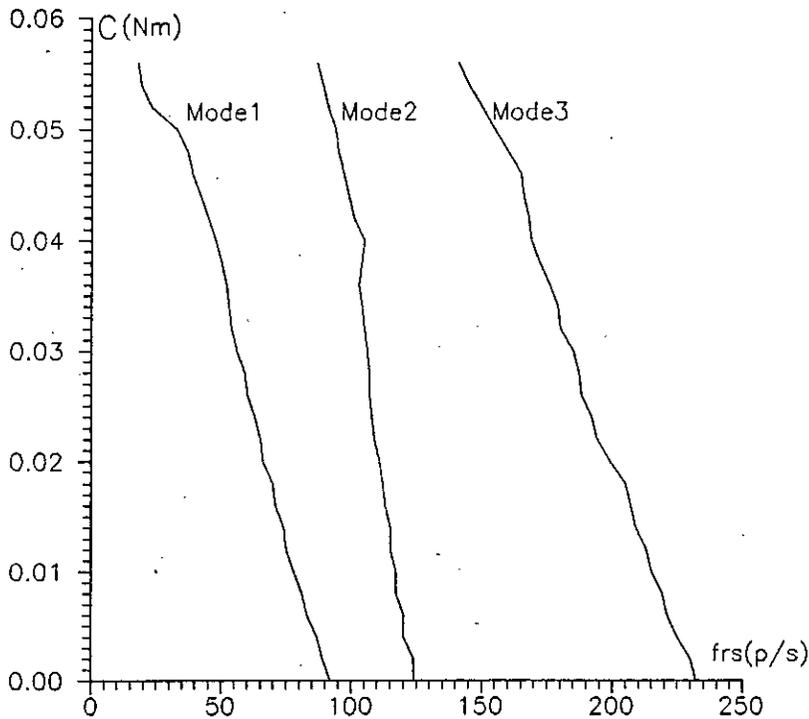


Fig 3.23: Caractéristiques limites de survitesse

Nous constatons une variation quasi-linéaire des fréquences maximales de survitees en fonction de la charge pour les trois modes de commande. De même que précédemment, la caractéristique du mode 2 est quasiment indépendante de la charge, ce qui n'est pas du tout le cas pour le mode 3 où les fréquences limites sont plus importantes mais varient fortement avec la charge.

3.4.COMPARAISONS DES PERFORMANCES DES 3 MODES

Après exploitation des résultats et comparaisons des performances obtenues pour les 3 modes de commande, nous pouvons retenir les choses suivantes:

- Les allures de courant satisfaisant les impératifs d'une alimentation pour un fonctionnement en pas à pas sont obtenus par le mode 1 à faible fréquence de commande.
- Le mode 2 donne la caractéristique de couple la plus intéressante; ce qui vérifie le résultat donné par la bibliographie [28].
- Les meilleures performances de rapidité et d'amortissement sont également obtenues par le mode 2.
- Les fréquences limites de fonctionnement les plus élevées sont données par le mode 3. Néanmoins, les caractéristiques de fréquences limites du mode 2 peuvent être plus intéressantes vu qu'elles sont pratiquement indépendantes de la charge.
- Le mode 3 assure un fonctionnement en demi-pas; il double, ainsi, la résolution du moteur.

CONCLUSION

Nous venons de comparer les performances d'un moteur pas à pas à réluctance variable pour les modes 1, 2, et 3 de commande.

Il apparaît que le mode 2 présente les meilleures performances de couple. Ce qui était attendu. Il présente aussi les meilleures performances de rapidité et d'amortissement. Le mode 3 améliore la résolution et les fréquences limites de fonctionnement. les meilleures caractéristiques de couple/fréquences limites sont cependant obtenues par le mode 2.

CHAPITRE 4
INFLUENCE DE LA STRUCTURE
D'ALIMENTATION SUR LE
COMPORTEMENT DYNAMIQUE
D'UN MOTEUR PAS A PAS A
RELUCTANCE VARIABLE

INTRODUCTION

Les performances d'un moteur pas à pas sont intimement liées à la structure d'alimentation [25, 26]. Dans ce chapitre, nous nous proposons de mettre en évidence son influence sur le comportement dynamique d'un moteur pas à pas à R.V commandé selon le mode1 de séquençement.

Pour ce faire, nous étudions respectivement, une structure d'alimentation tension simple notée : "alimentation tension S.R.S", une structure d'alimentation tension avec des résistances en série avec les enroulements des phases notée : " alimentation tension A.R.S", et une structure d'alimentation courant. Nous simulons, ainsi, les caractéristiques de courants, de couple et de position. Nous calculons également les fréquences limites de démarrage et de survitesse en fonction du couple de charge. Nous terminons ce chapitre par une comparaison des performances des trois structures étudiées.

4.1 SIMULATION

Les programmes élaborés dans la chapitre précédent sont utilisés dans ce cas, en introduisant les modèles des différentes structures d'alimentation étudiées.

Nous choisissons une résistance série de 20Ω et une tension d'alimentation de 30V pour l'alimentation tension A.R.S, et une tension d'alimentation de 50V pour la structure d'alimentation courant.

4.2 RESULTATS DE SIMULATION

4.2.1 COMMANDE D'AVANCE D'UN PAS

Dans ce cas, nous choisirons les conditions initiales d'alimentation des phases, prises pour le mode1, dans le chapitre précédent.

4.2.1.1 Courants de phase

Les figures (4.1-4.3) représentent respectivement les caractéristiques de courants de phase pour les différentes structures d'alimentation.

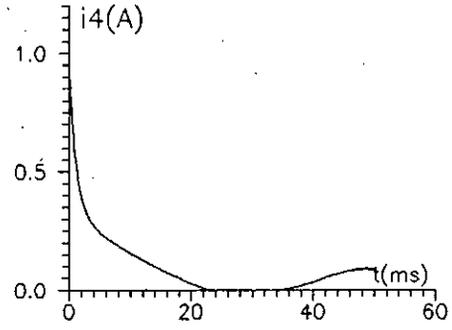
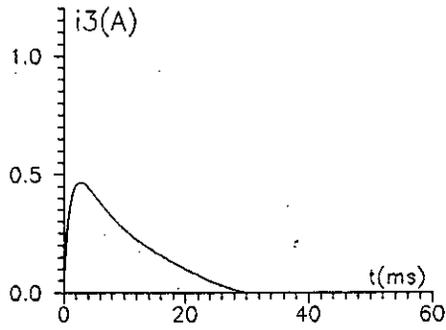
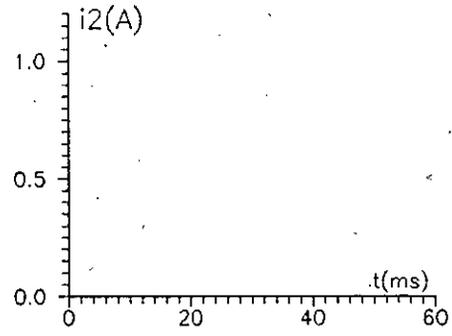
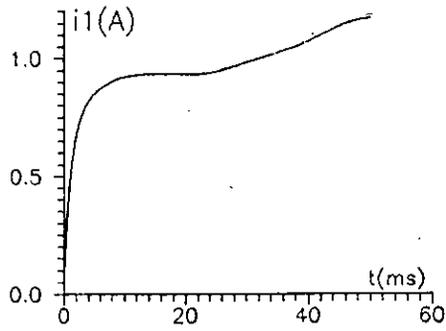


Fig 4.1: Courants de phase, Avance d'un pas, Alimentation tension S.R.S

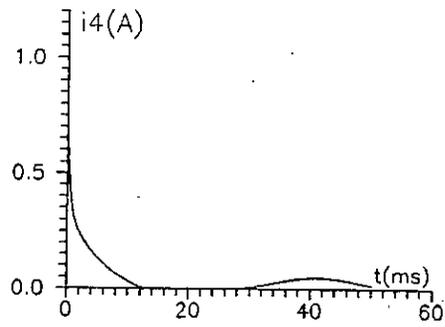
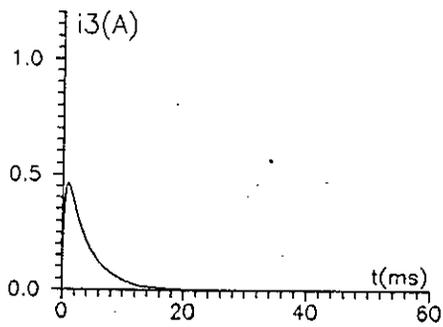
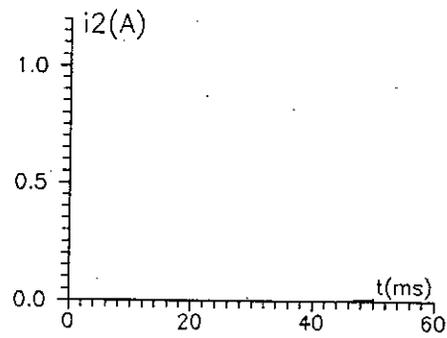
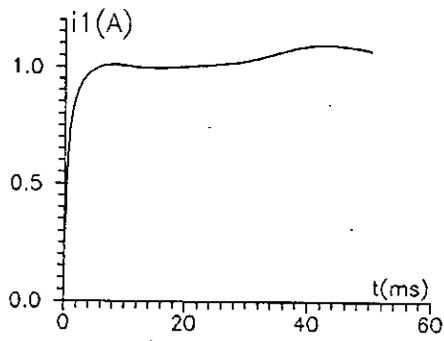


Fig 4.2: Courants de phase, Avance d'un pas, Alimentation tension A.R.S

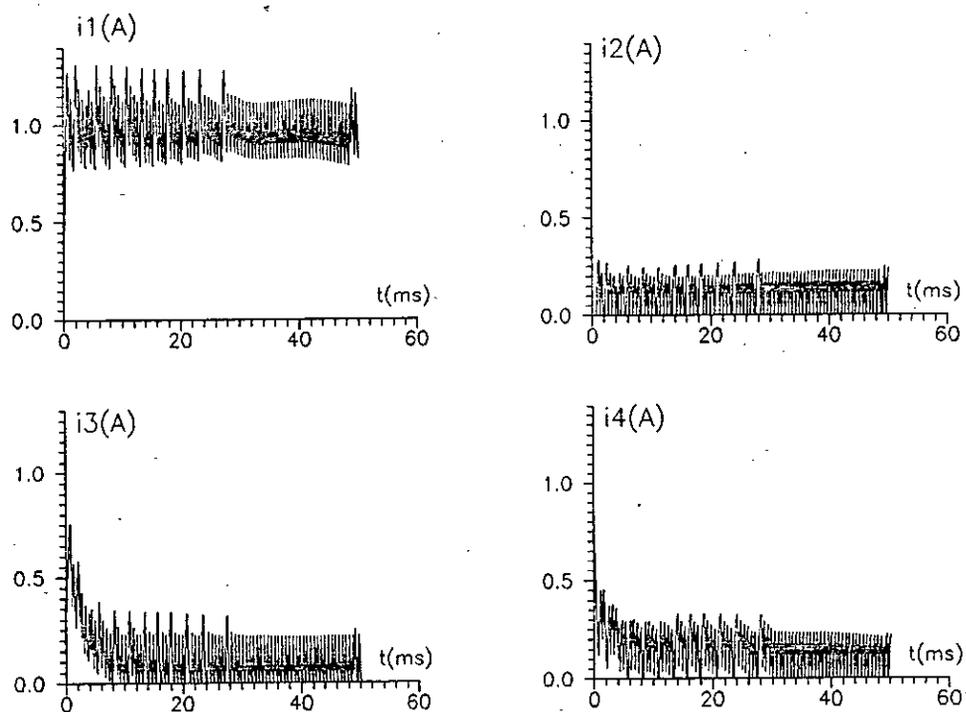


Fig 4.3 : Courants de phases, Avance d'un 1 pas, Alimentation courant

L'insertion d'une résistance en série avec les enroulements des phases améliore le temps d'établissement du courant dans la phase excitée en réduisant les ondulations dues à la variation de l'inductance en fonction de la position. Cette résistance permet aussi l'extinction rapide du courant dans les phases non excitées.

L'alimentation courant impose un courant pratiquement constant et égal à la valeur nominale en un temps minimal.

4.2.1.2 Caractéristiques de couple

Les caractéristiques de couple en fonction du temps sont représentées sur les figures(4.4-4.6).

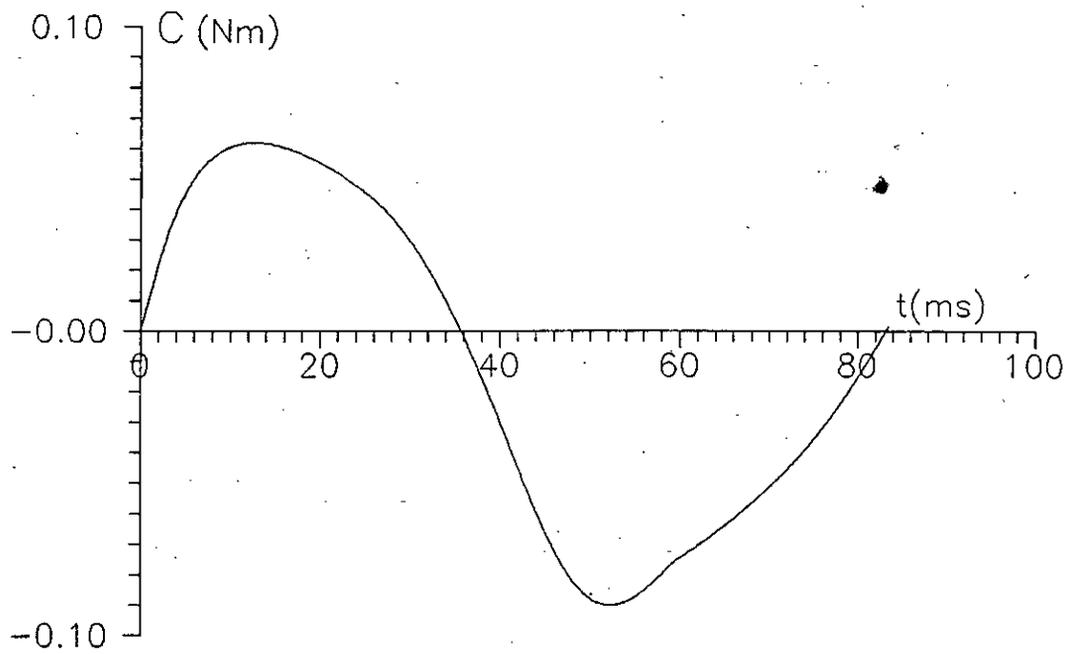


Fig 4.4: Couple statique, Avance d'un pas, Alimentation tension S.R.S.

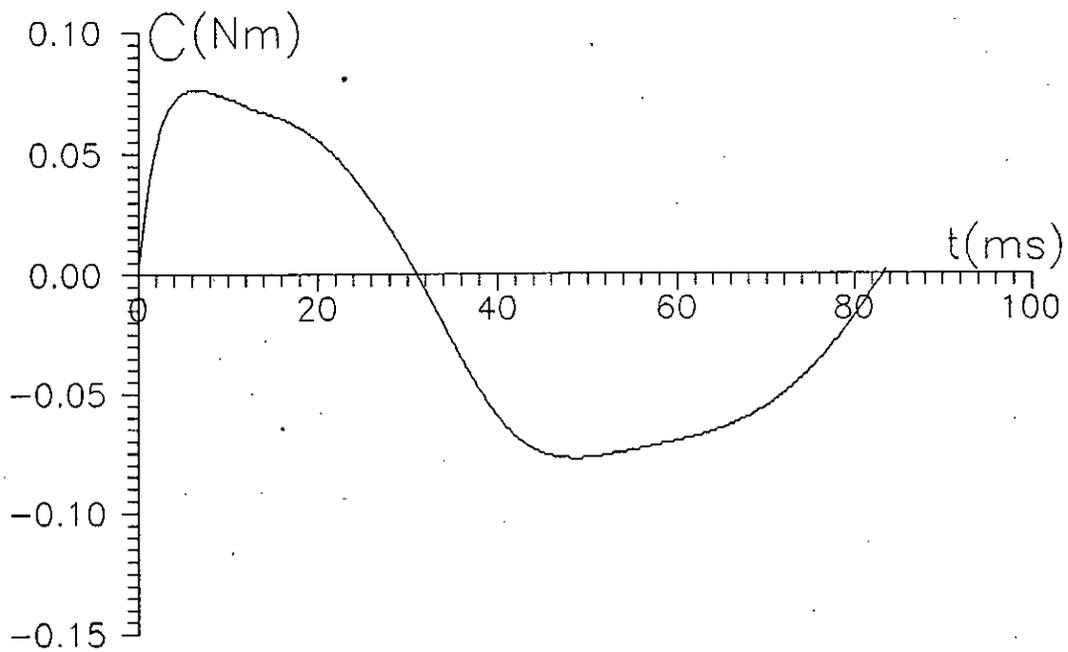


Fig 4.5: Couple statique, Avance d'un pas, Alimentation tension A.R.S.

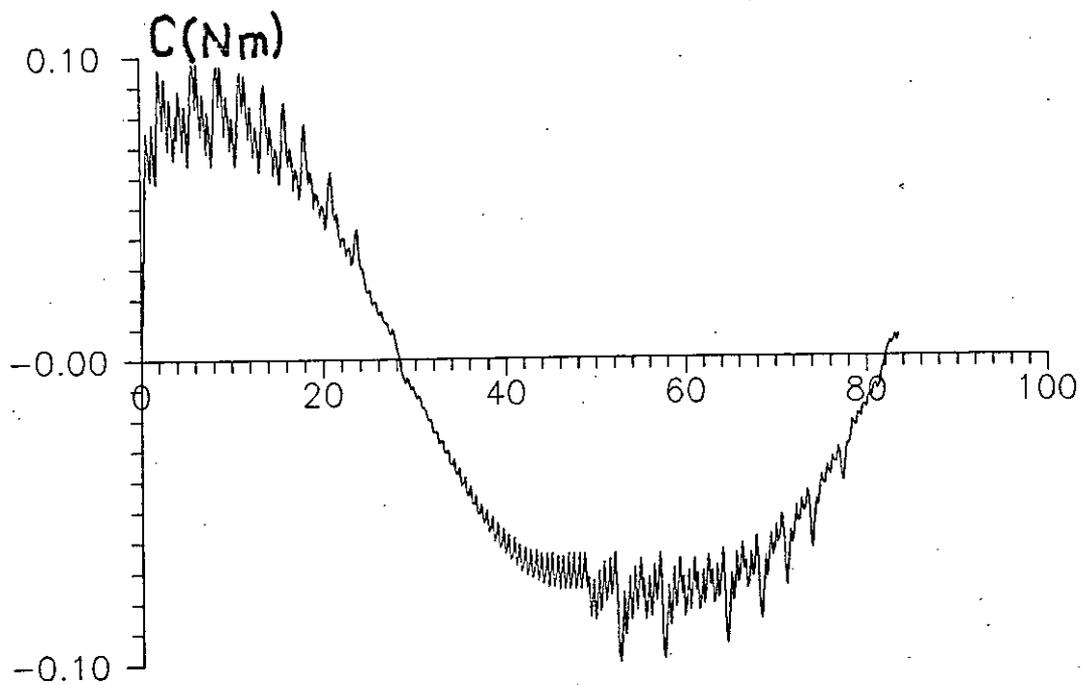


Fig 4.6: Couple statique, Avance d'un pas, Alimentation courant

4.2.1.3 Caractéristiques de position

A partir des caractéristiques de position déterminées pour les structures étudiées, représentées sur les figures(4.7-4.9), nous relevons le temps de réponse, le temps de montée, et le dépassement maximal que nous regroupons dans le tableau 4.1.

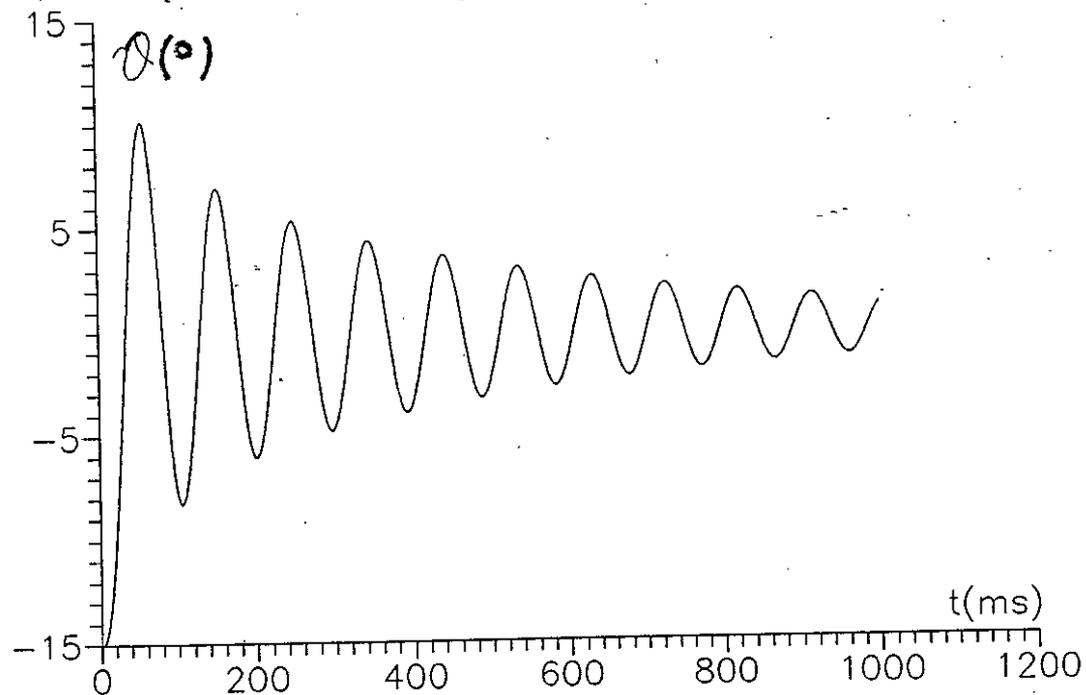


Fig 4.7: position, Avance d'un pas, Alimentation tension S.R.S

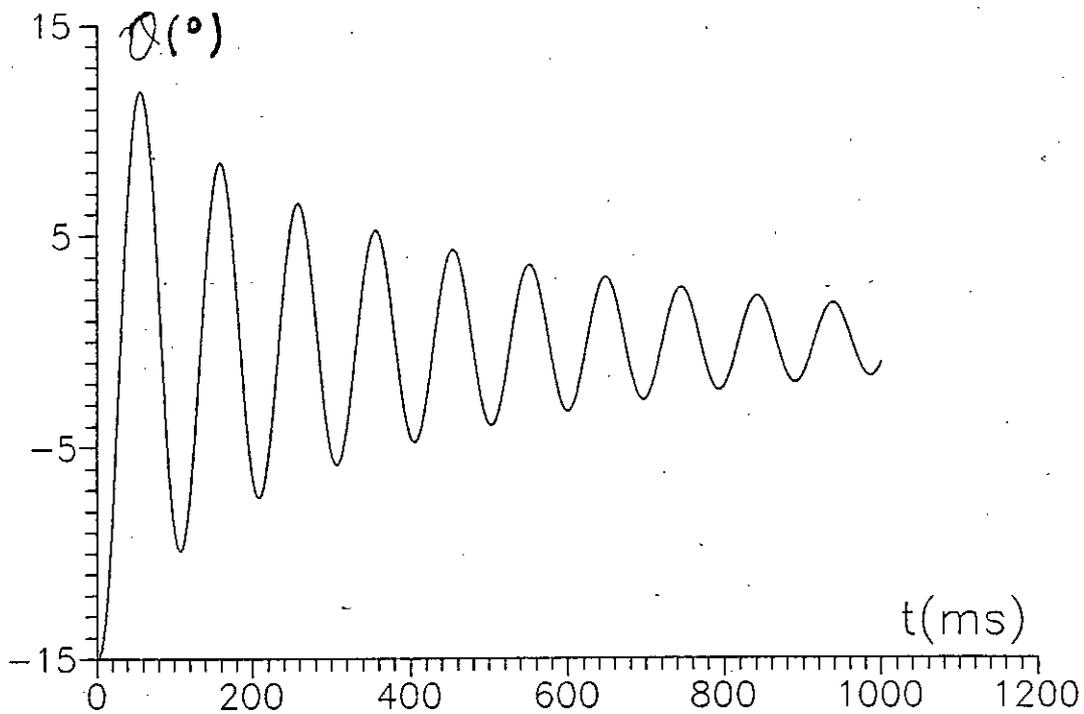


Fig 4.8: position, Avance d'un pas, Alimentation tension A.R.S

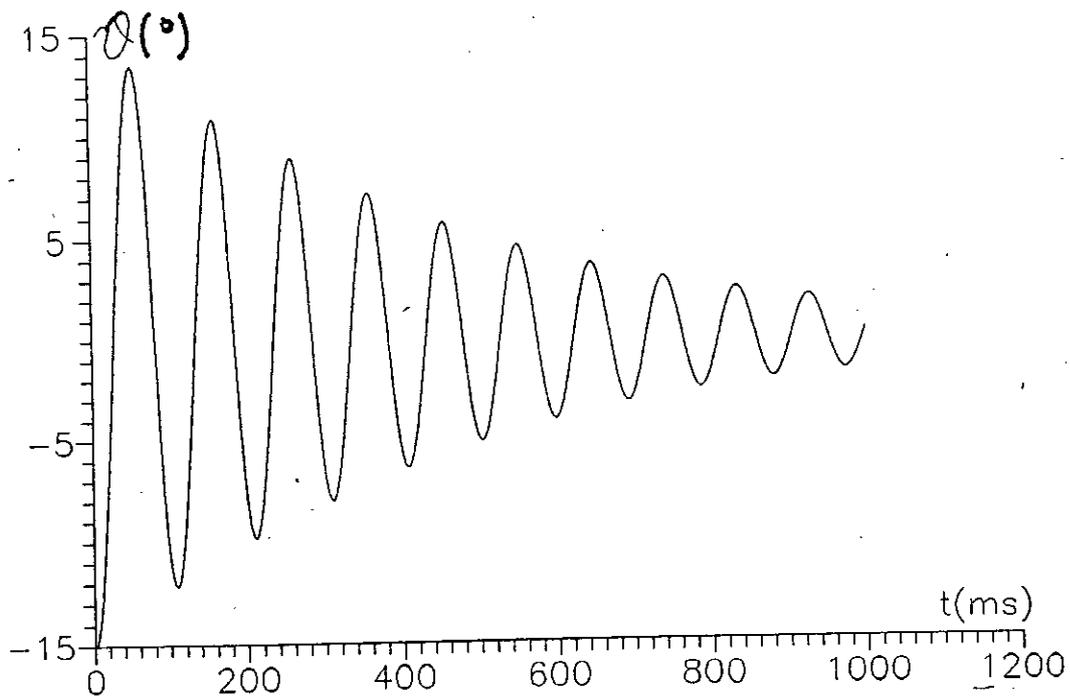


Fig 4.9: Position, Avance d'un pas, Alimentation Courant

| Alimentations | Alimentation tension S.R.S | Alimentation tension A.R.S | Alimentation Courant |
|-------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------|
| Temps de montée (ms) | 33.5 | 27.7 | 27.7 |
| Temps de réponse (ms) | 820 | 920 | 910 |
| Dépassement maximal (%) | 66.6 | 80 | 90 |

Tableau 4.1

Le meilleur temps de montée est obtenue pour les structures d'alimentation tension A.R.S et d'alimentation courant. Dans le premier cas, la constante de temps est améliorée par la résistance, et dans le second cas par la tension d'alimentation. La structure d'alimentation S.R.S donne le plus faible dépassement maximal, ce qui a entraîné le plus faible temps de réponse, la tension d'alimentation étant plus faible que dans les autres cas.

4.2.2 COMMANDE D'AVANCE DE PLUSIEURS PAS

De même que pour le chapitre 3, nous simulons les caractéristiques de courant et de position pour une séquence d'alimentation. Ceci pour les trois structures étudiées, et pour une faible et une grande fréquence de commande.

4.2.2.1 Caractéristiques de courant

Les caractéristiques de courant sont respectivement représentées sur les figures (4.10-4.15) pour les fréquences de 20p/s. et 300p/s.

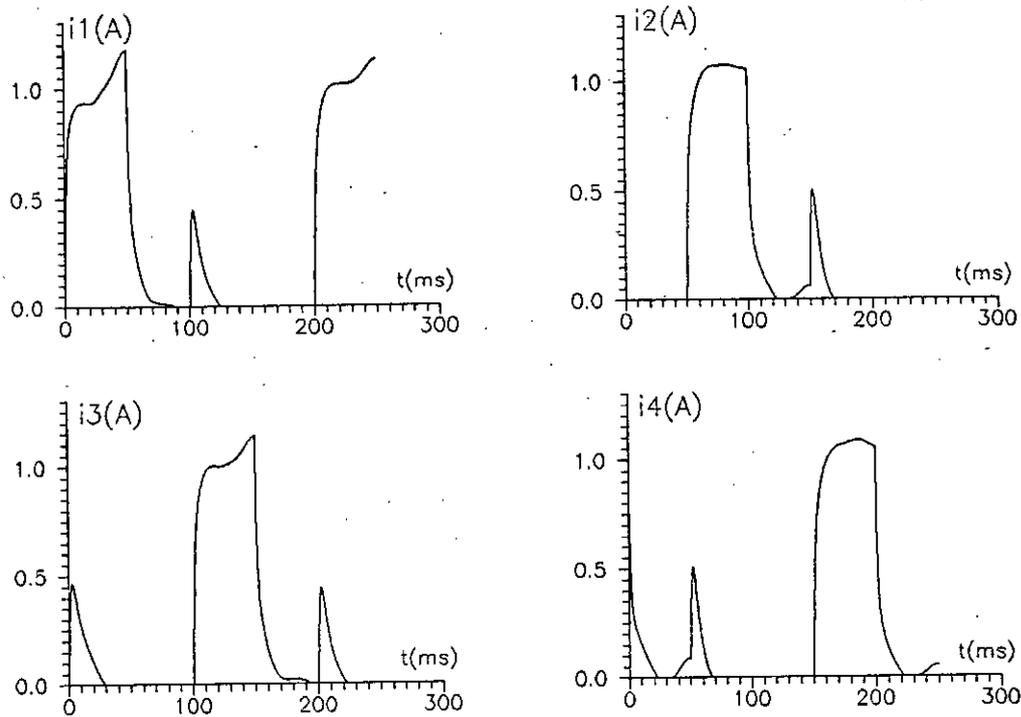


Fig 4.10: Courants de phase, Avance de 5 pas, Alimentation tension S.R.S, $f_r=20p/s$

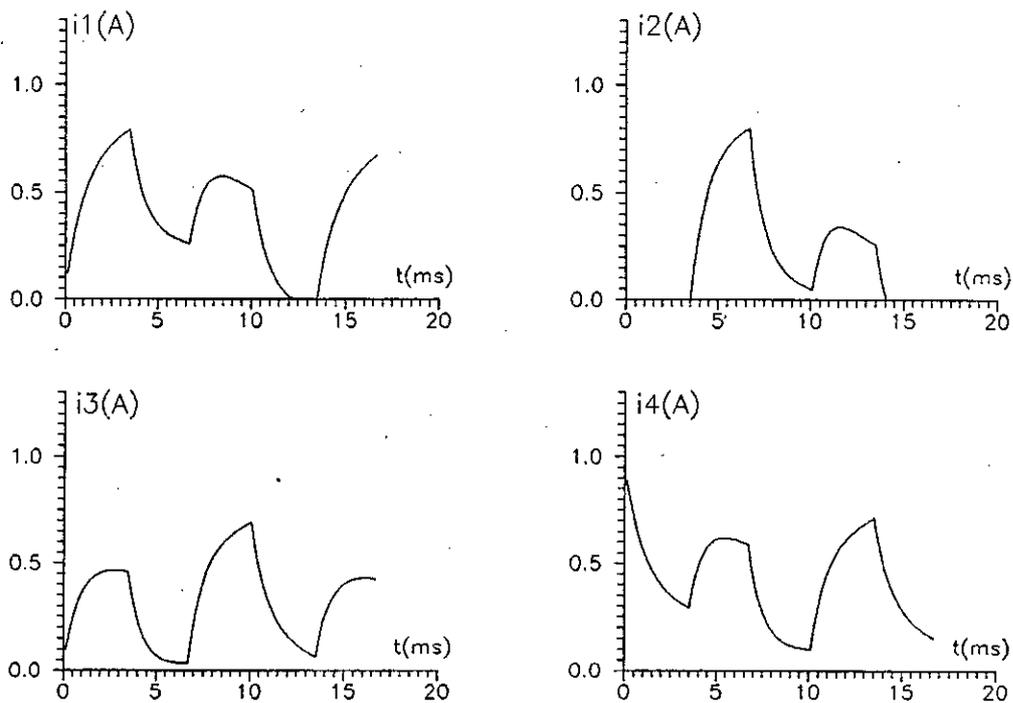


Fig 4.11: Courants de phase, Avance de 5 pas, Alimentation tension S.R.S, $f_r=300p/s$

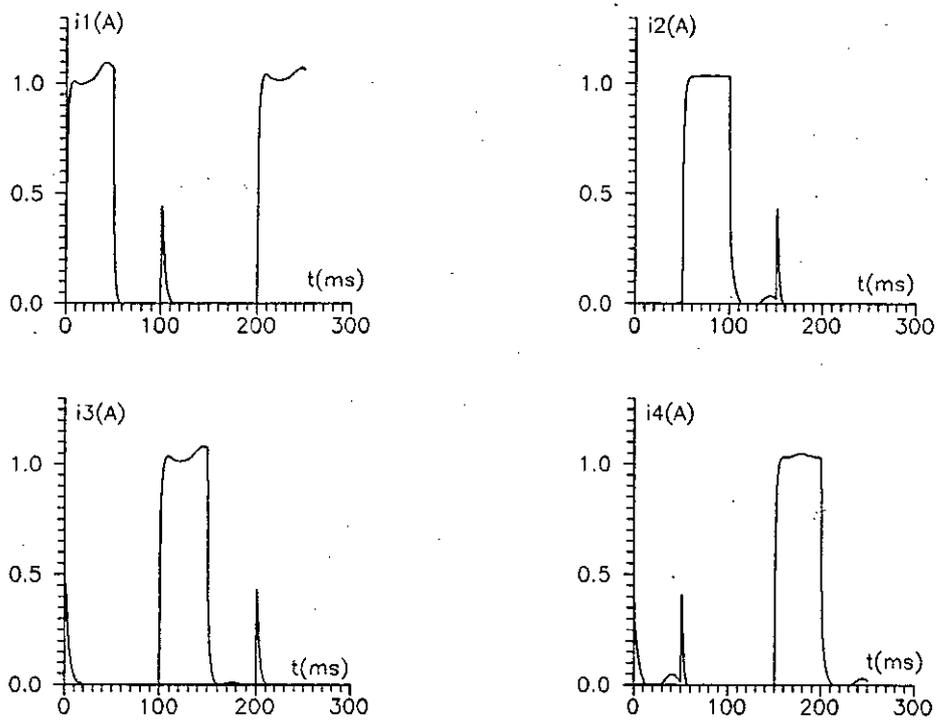


Fig 4.12: Courants de phase, Avance de 5 pas, Alimentation tension A.R.S, $fr=20p/s$

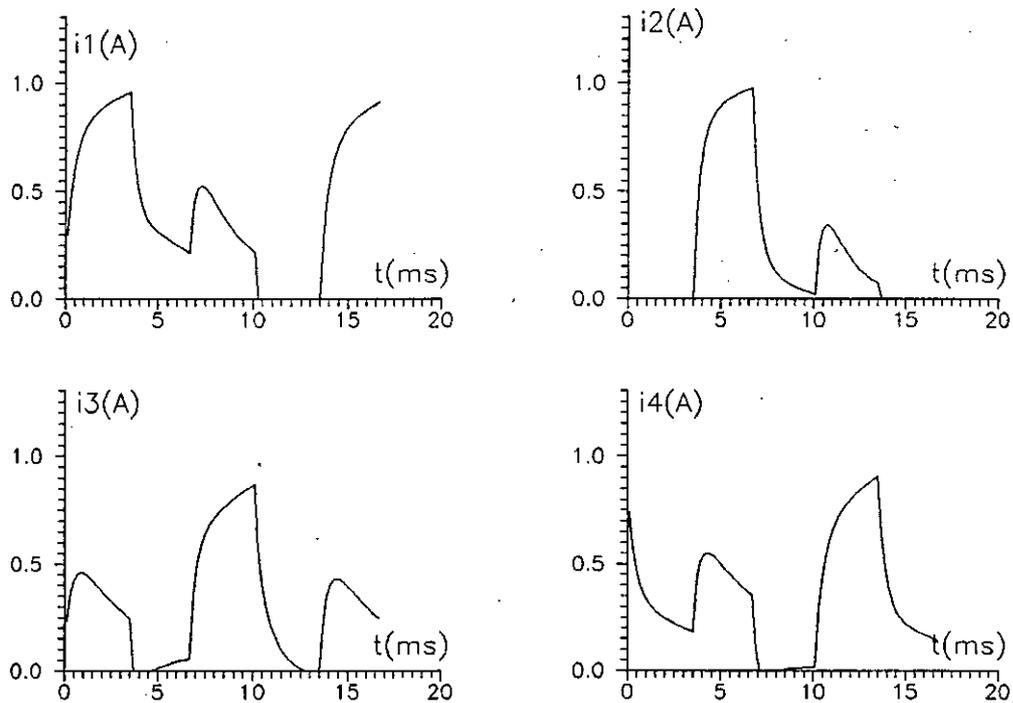


Fig 4.13: Courants de phase, Avance de 5 pas, Alimentation tension A.R.S, $fr=300p/s$

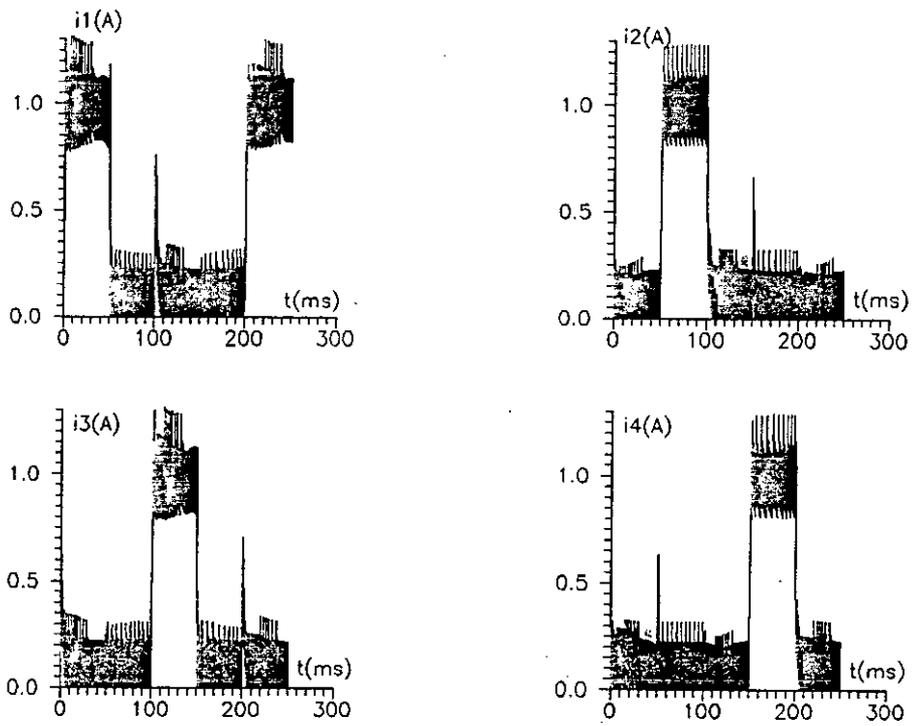


Fig 4.14: Courants de phase, Avance de 5 pas, Alimentation Courant, $f_r=20p/s$

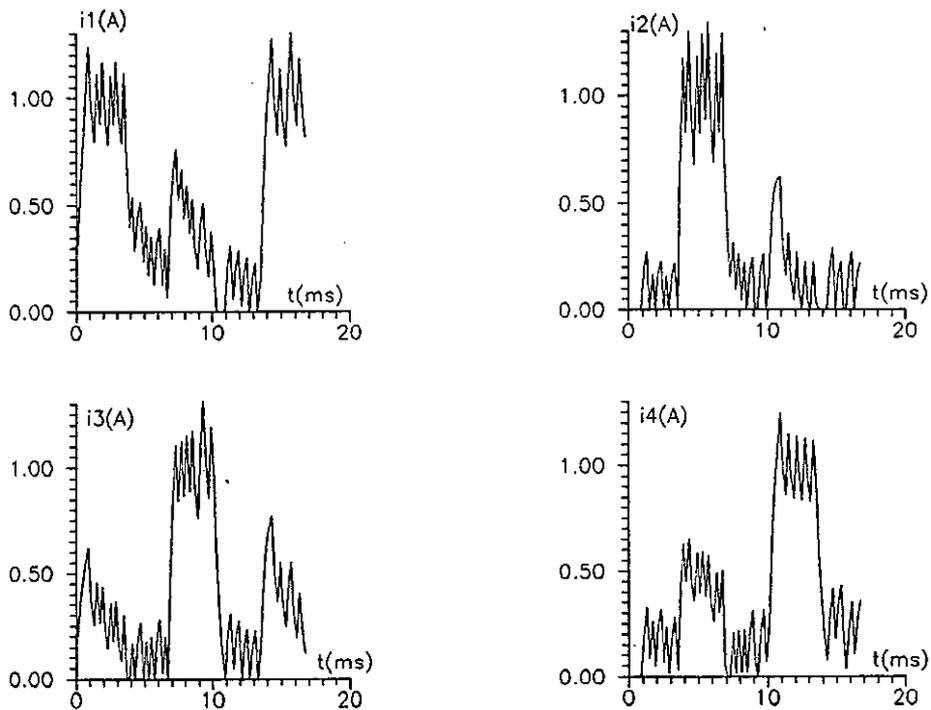


Fig 4.15: Courants de phase, avance de 5 pas, Alimentation Courant, $f_r=300p/s$

A faible fréquence de commande, les caractéristiques de courant sont de forme carrée pour les trois structures d'alimentation. Lorsque cette fréquence augmente, Seule la structure d'alimentation courant arrive à maintenir cette forme carrée. Dans les deux premières structures la tension d'alimentation effective est réduite par la f.e.m de vitesse. Alors que pour la dernière structure cette réduction reste faible.

4.2.2.2 Caractéristiques de position

Nous représentons les caractéristiques de position sur les figures(4.16-4.21) pour les fréquences de 5p/s et 50p/s.

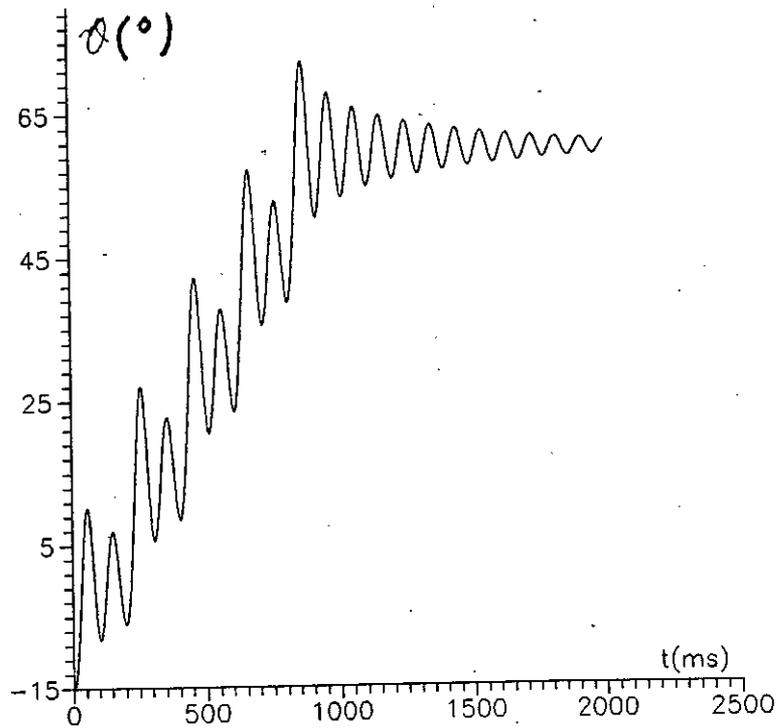


Fig 4.16: Position, Avance de 5 pas, Alimentation tension S.R.S, fr=5p/s

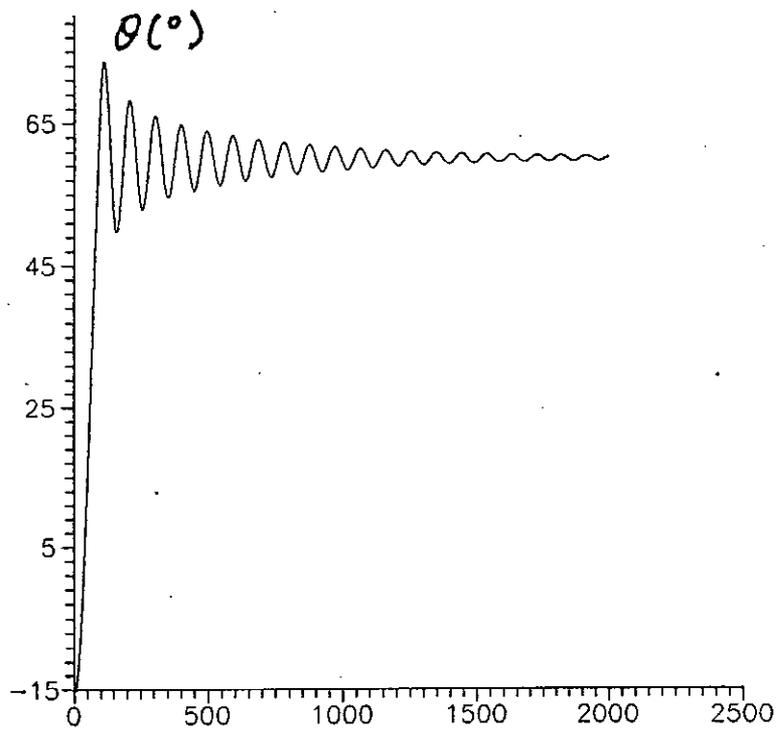


Fig 4.17: Position, Avance de 5 pas, Alimentation tension S.R.S, fr=50 p/s

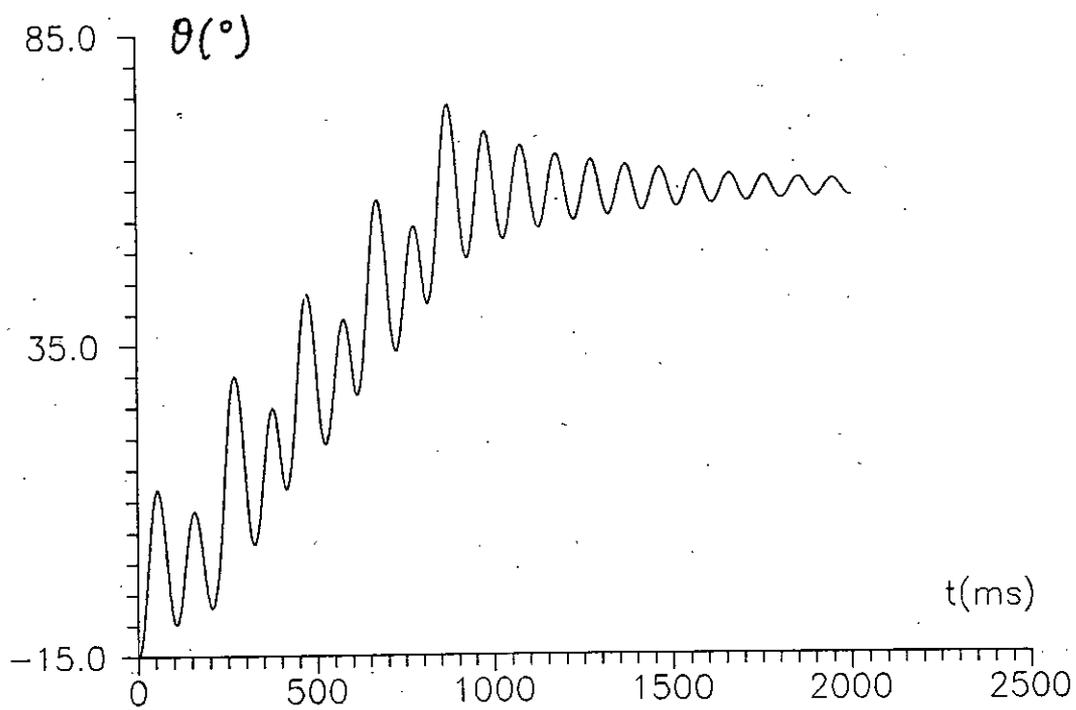


Fig 4.18: Position, Avance de 5 pas, Alimentation tension A.R.S, fr = 5 p/s

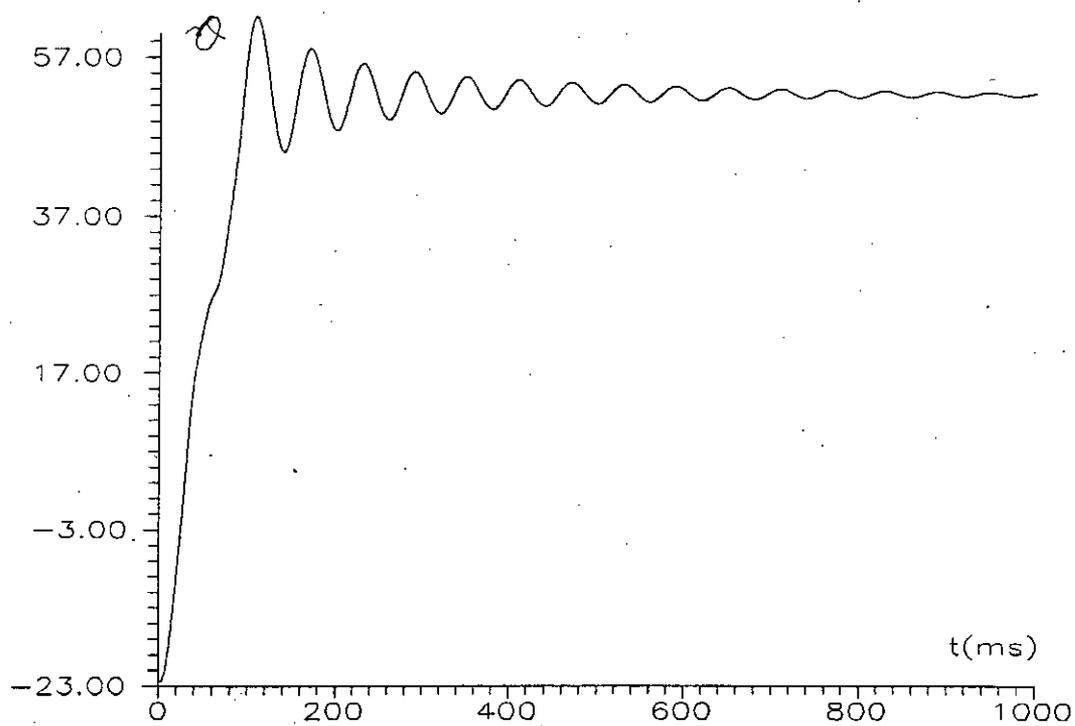


Fig 4.19 : Position, Avance de 5 pas, Alimentation tension A.R.S, fr = 50 p/s

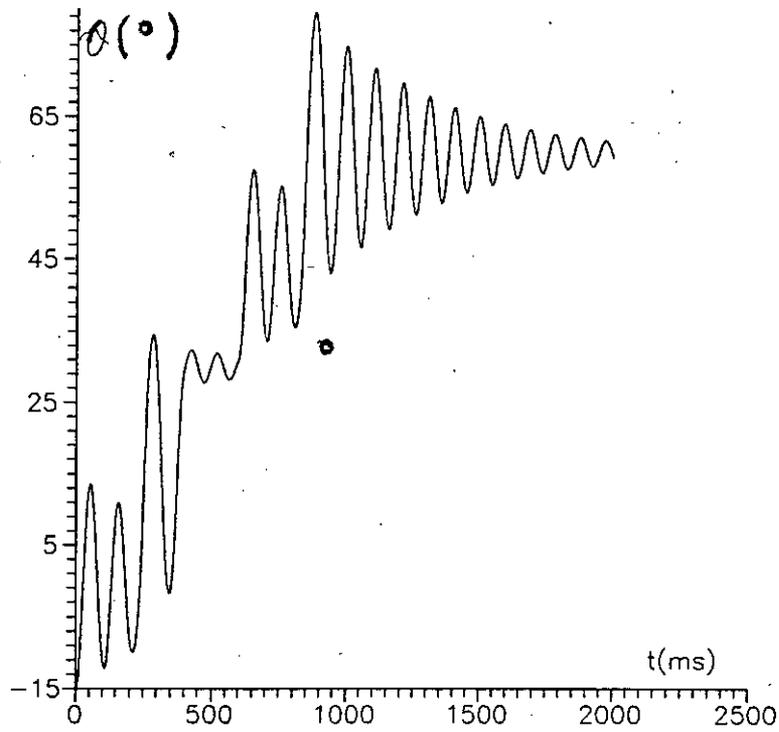


Fig 4.20: Position, Avance de 5 pas, Alimentation Courant, fr=5 p/s

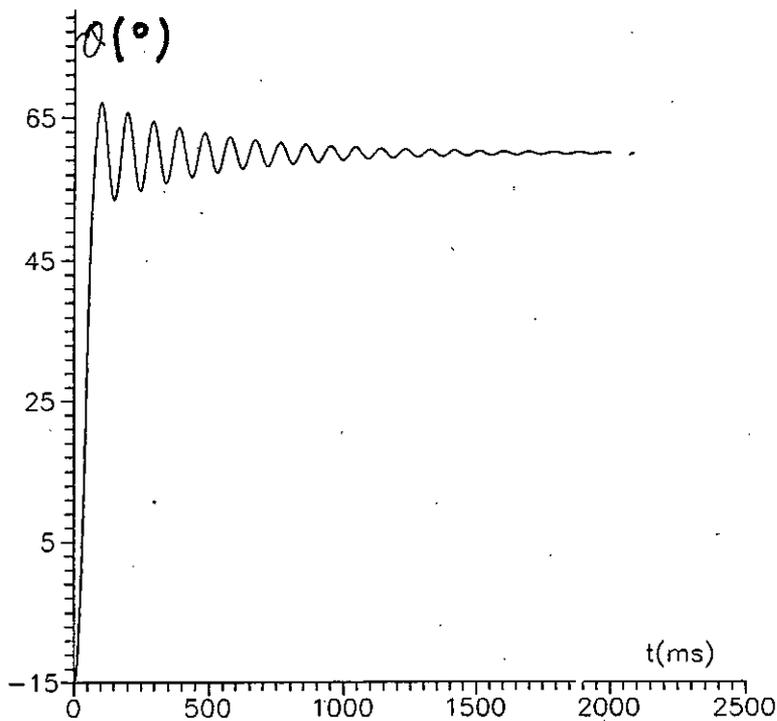


Fig 4.21: Position, Avance de 5 pas, Alimentation Courant, fr=50 p/s

Pour une fréquence de 5p/s, les oscillation les plus importantes sont obtenues pour l'alimentation courant et les moins élevées pour l'alimentation A.R.S: la valeur de la tension d'alimentation augmente le dépassement par rapport à la position d'équilibre et la résistance série amortit les oscillations du moteur. Lorsque la fréquence de commande augmente (dans ce cas, $f_r = 50$ p/s) ces oscillations tendent à disparaître pour les trois structures.

4.2.3 CARACTERISTIQUES DE COUPLE/FREQUENCES LIMITES

Nous simulons les caractéristiques de fréquence limite en fonction du couple de charge pour les trois structures étudiées.

4.2.3.1 Caractéristique limite de démarrage

La figure 4.22 représente la variation de couple de charge en fonction des fréquences limites pour une commande de 5 pas.

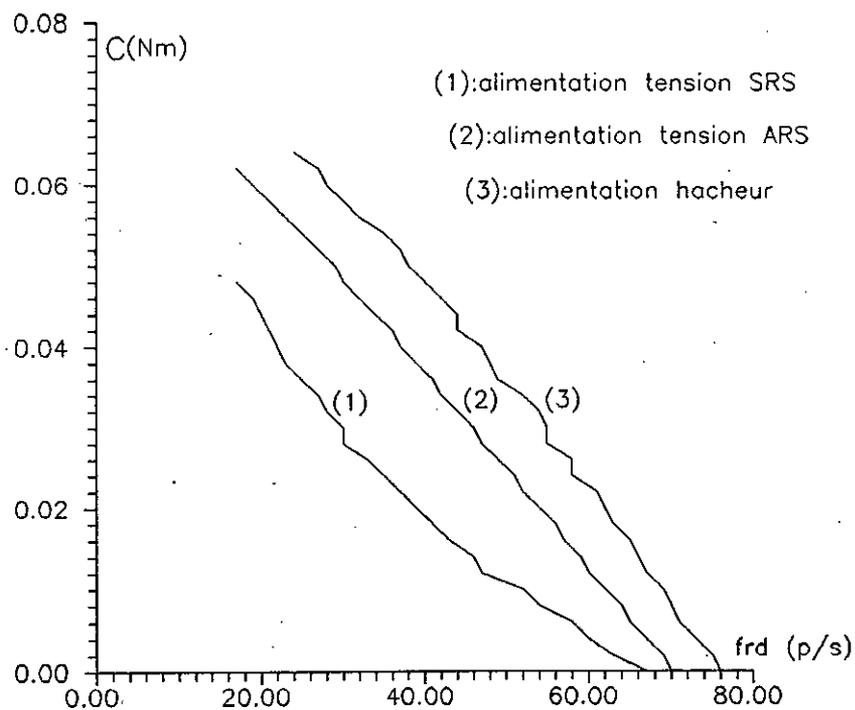


Fig 4.22: Caractéristiques limites fréquentielles de démarrage

Nous notons une variation quasi-linéaire de la fréquence maximale de démarrage en fonction de la charge.

Les fréquences limites de démarrage les plus élevées sont obtenues pour la structure d'alimentation courant.

l'insertion d'une résistance en série avec les enroulements augmente aussi ces fréquences limites.

4.2.3.2 Caractéristiques limites de survitesse

Les caractéristiques de fréquence limites de survitesse sont représentées sur la figure 4.23.

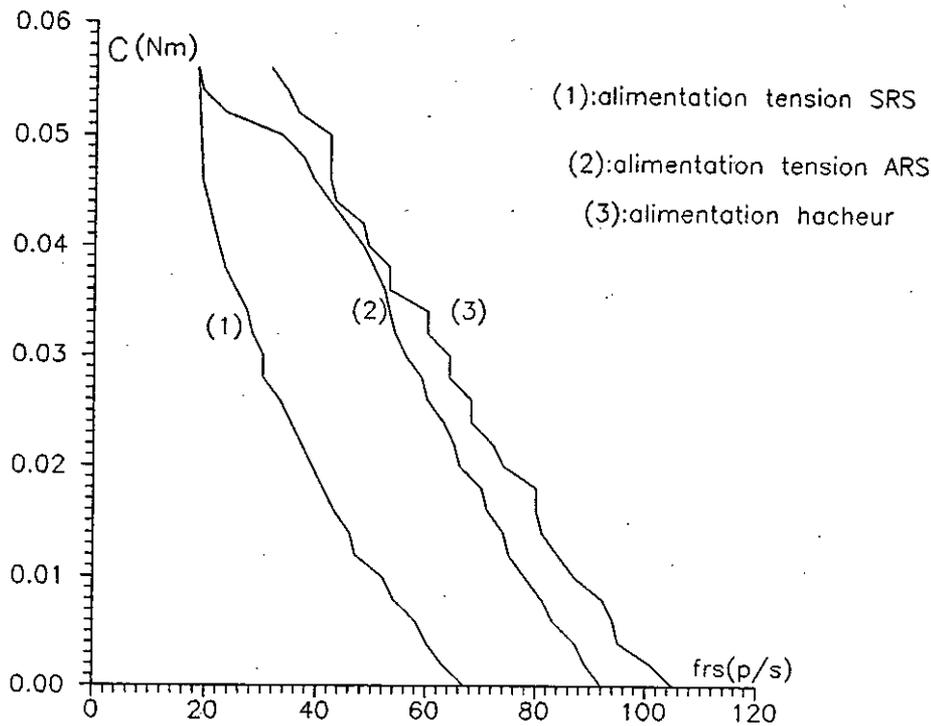


Fig 4.23: Caractéristiques limites fréquentielles de survitesse

De même que précédemment, nous constatons que les fréquences limites de survitesse les plus importantes sont obtenues pour la structure d'alimentation courant. Ceci est justifié par la plus grande tension d'alimentation choisie dans ce cas.

4.3 COMPARAISONS DES PERFORMANCES DES TROIS STRUCTURES

Pour les faibles fréquences de commande, les trois structures donnent des performances satisfaisant les impératifs d'une alimentation pour un entraînement en pas à pas. Pour les grandes fréquences de commande, seule la structure d'alimentation courant arrive à maintenir un courant constant dans les phases pendant la durée d'excitation.

Les meilleures performances de couple sont obtenues pour la structure d'alimentation courant. Cependant, ces performances peuvent être obtenues par une alimentation tension A.R.S en prenant une plus grande valeur de la résistance série. Celle-ci permet d'ailleurs un bon amortissement du moteur. Néanmoins, l'augmentation de cette résistance est limitée, lorsque le rendement est un critère de performance.

La structure d'alimentation courant provoque des oscillations plus importantes que les structures étudiées. Ces oscillations sont, en général, à l'origine des instabilités rencontrées dans les fonctionnements des moteurs pas à pas.

Cette structure améliore aussi les caractéristiques limites des fréquences de fonctionnement.

CONCLUSION

Au terme de cette étude, il apparaît que la structure d'alimentation courant améliore de façon sensible les performances du moteur. Ce qui peut être néanmoins réalisé par une alimentation tension A.R.S, qui permet en plus de réduire le risque d'instabilités. Cependant, cette dernière solution n'est possible que si le rendement n'est pas un critère de performances. Dans notre cas, le moteur étant de faible puissance, l'alimentation tension A.R.S est suffisante.

CHAPITRE 5

REALISATION D'UNE CARTE

D'ALIMENTATION D'UN MOTEUR PAS A

PAS A RELUCTANCE VARIABLE

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous proposons de réaliser une carte d'alimentation d'un moteur pas à pas à réluctance variable, possédant les caractéristiques suivantes: C'est un moteur tetraphasé comportant 18 dents au rotor et 16 dents au stator, il effectue un angle de pas de 5° , pour un courant nominal de 0,4 A.

Nous nous sommes intéressés en premier lieu à son identification pour déterminer ses caractéristiques électriques et mécaniques. Nous avons utilisé pour cela, deux méthodes de calcul des inductances des machines: la méthode du courant alternatif et la méthode de l'échelon [32]. Nous avons alors, obtenu des résultats différents pour les deux méthodes. Nous avons également voulu déterminer les paramètres mécaniques de la machine. Nous avons pour cela, opté pour la méthode d'identification quadratique [32].

Nous avons, ainsi, relevé la caractéristique de position en fonction du temps à partir d'un potentiomètre placé en bout d'arbre. La réponse, au lieu d'être oscillatoire amortie, était apériodique, rendant ainsi, l'analyse et le calcul de l'inertie J et du coefficient de frottement D impossible.

L'identification de cette machine n'ayant pas abouti, nous avons préféré utiliser un autre moteur dont les paramètres électriques et mécaniques sont connus, pris de la bibliographie [31]. Nous ne pourrions donc pas valider nos résultats de simulation. Cependant, nous ferons quelques comparaisons vu que les deux moteurs sont de même type.

Nous présentons, tout d'abord, le circuit de puissance, puis le circuit de commande, suivis de toute la carte d'alimentation et son principe de fonctionnement. Nous terminerons par des essais de cette carte sur le moteur.

5.1.REALISATION DE LA CARTE

5.1.1.CIRCUIT DE PUISSANCE

Le circuit de puissance est réalisé à partir de quatre transistors à effet de champ [33]. Des diodes de roue libre, sont mises en parallèle avec les enroulements de phase pour permettre la suppression du courant dans les phases non excitées. Des résistances R_{s1} et R_{s2} sont respectivement, mise en série avec les enroulements (1,2) et (3,4) pour détecter les courants de phase, en vue d'une éventuelle régulation figure 5.1.

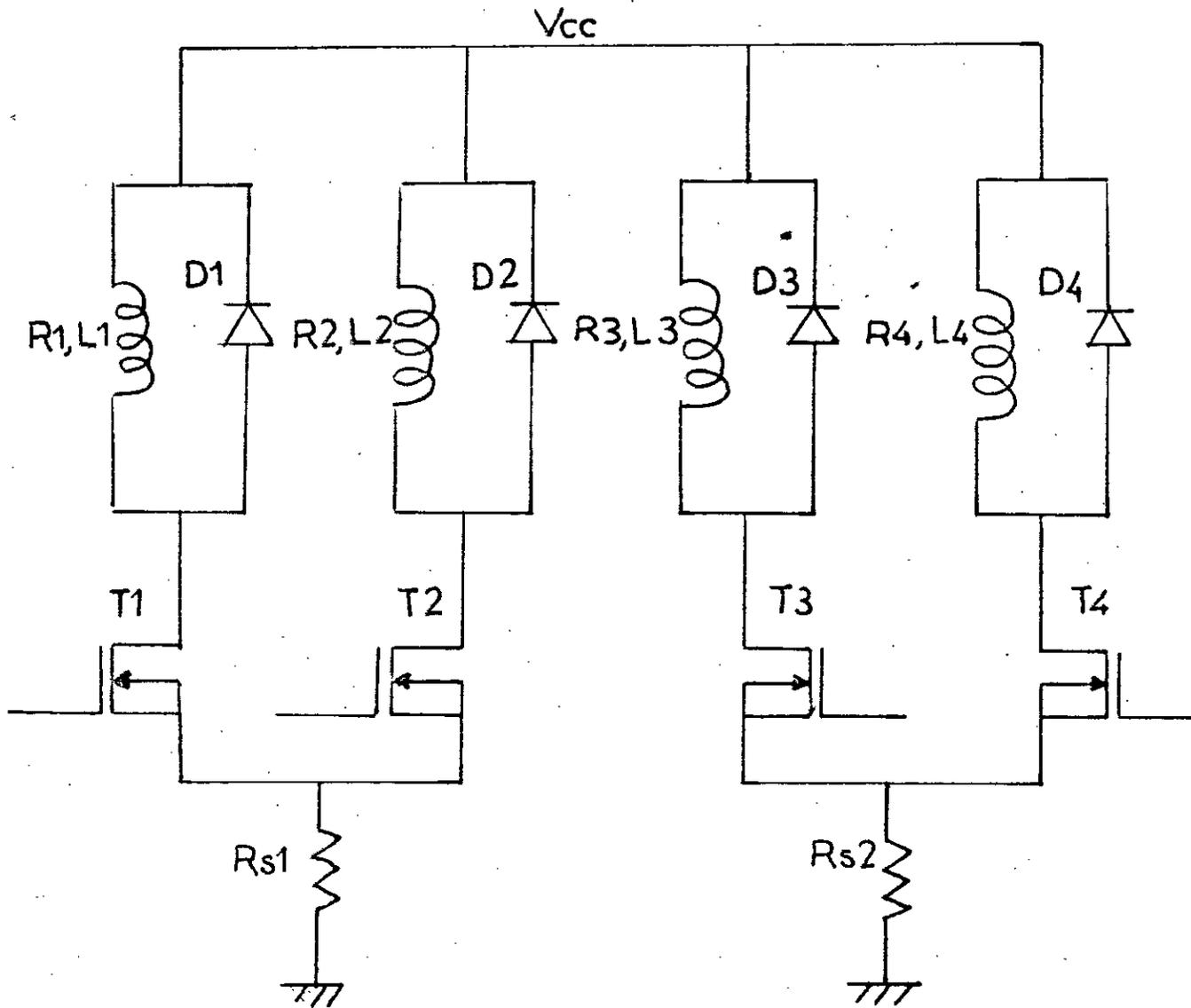


Fig5.1: Circuit de puissance

5.1.2.CIRCUIT DE COMMANDE

Nous avons tout d'abord réalisé un circuit de commande à base de portes logiques et de bascules [34], nous l'avons, ensuite, amélioré en utilisant le circuit intégré S.G.S.L 297 [35] spécialisé dans la commande des moteurs pas à pas. Ce circuit permet de commander des moteurs tetraphasés unipolaires et des moteurs diphasés bipolaires. Il assure la commande des moteurs dans les modes 1, 2 et 3. En ajoutant un circuit logique auxiliaire et une entrée en tension V'_{ref} supplémentaire, ce circuit assure la commande dans le mode 4. Une alimentation hacheur selon la technique de modulation $I_{max}-T_0$, peut aussi être réalisée en introduisant un circuit RC, tel que $T_0 = 0,69 RC$. Ce circuit est représenté sur la figure 5.2.

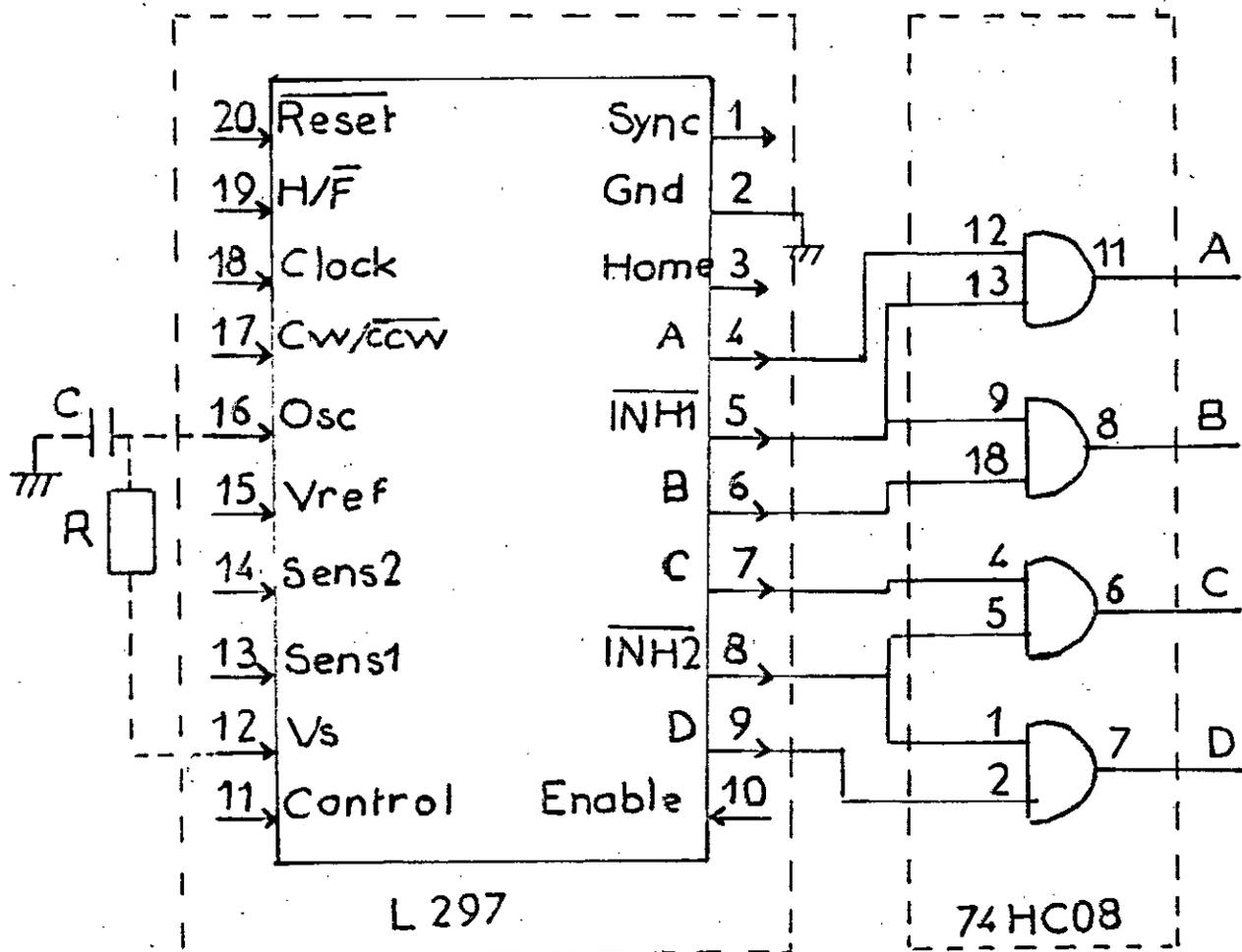


Fig5.2: Circuit de commande

5.2. PRESENTATION DE LA CARTE D'ALIMENTATION ET FONCTIONNEMENT

Le schéma global de la carte d'alimentation est représenté sur la figure 5.3. Les impulsions de commande arrivent à l'entrée "clock" du circuit intégré L 297. Ce dernier génère quatre signaux de commande attaquant les "gates" des transistors. Ces signaux de commande sont distribués à travers les quatre phases du moteur, selon le sens de rotation choisi (cw, \overline{ccw}) et le mode de commande désiré (H/ \overline{F}) [35]. En fonctionnement hacheur (CONTROL = 1), le courant de phase est détecté à partir des résistances R_{s1} et R_{s2} et est comparé à la valeur I_{max} imposée (V_{ref}); la fréquence de hachage est fixée à partir du temps de blockage T_0 .

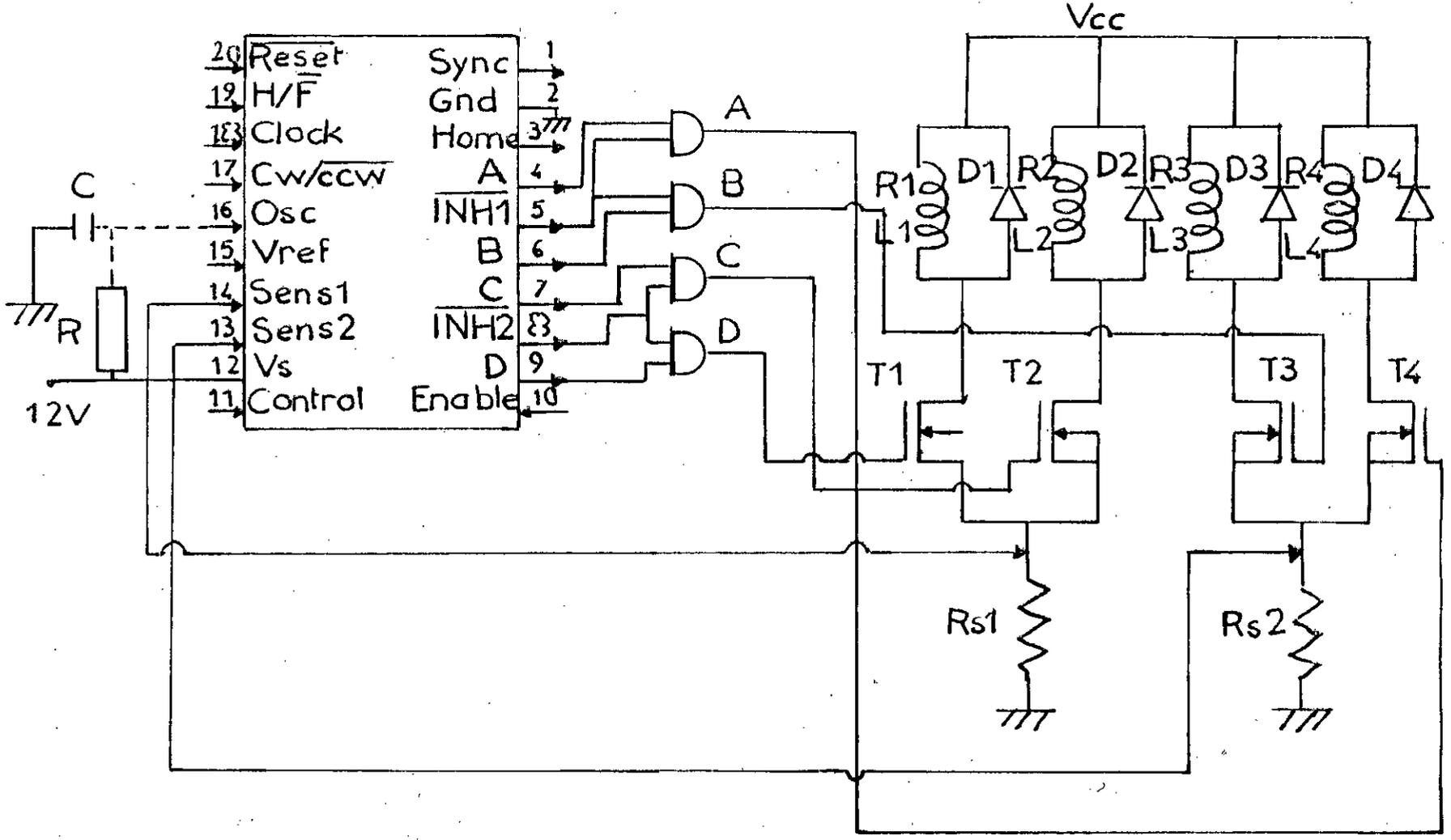


Fig5.3: Circuit d'alimentation du moteur

5.3.ESSAIS DE LA CARTE SUR LE MOTEUR

5.3.1 COURANTS DE PHASE

Nous effectuons des essais de commande à une faible fréquence de commande ($f_r=50\text{p/s}$) et une grande fréquence (500 p/s) pour les modes 1, 2 et 3. Nous visualisons, ainsi, les courants dans les phases du moteur que nous représentons sur les figures (5.4-5.9). Ces allures ont été déterminées en utilisant comme générateur d'impulsion un générateur analogique.

Les mêmes essais ont été effectués en numérique en utilisant un ordinateur pour la génération d'un train d'impulsions à fréquence fixe et nous obtenons les allures représentées sur les figures (5.10-5.12).

Ces allures sont analogiques à celles obtenues par simulation.

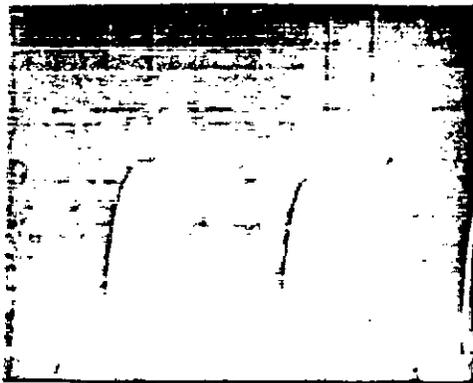


Fig 5.4: courants de phase
Mode 1, $f_r=50\text{p/s}$

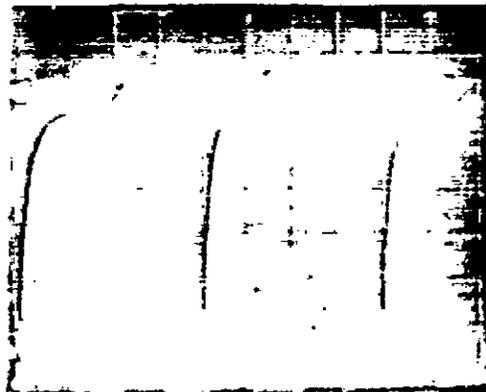


Fig 5.5: courants de phase
Mode 2, $f_r=50\text{p/s}$

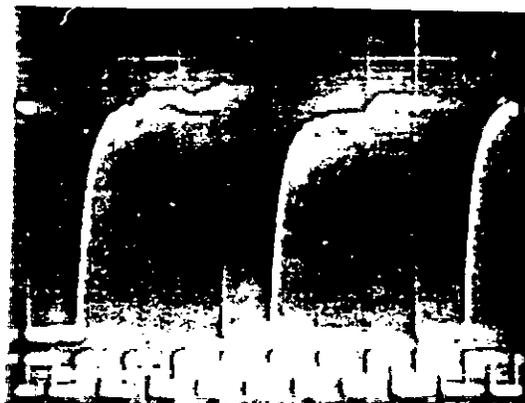


Fig 5.6: Courants de phase
Mode 3, $f_r=50\text{p/s}$

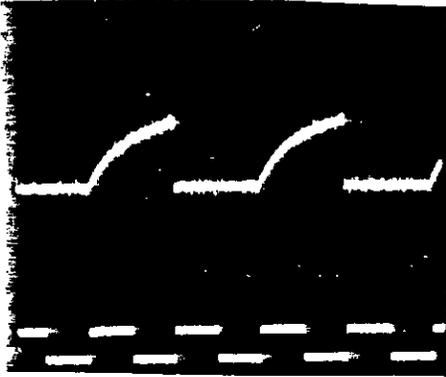


Fig5.7: Courants de phase
Mode 1, $f_r = 500\text{p/s}$

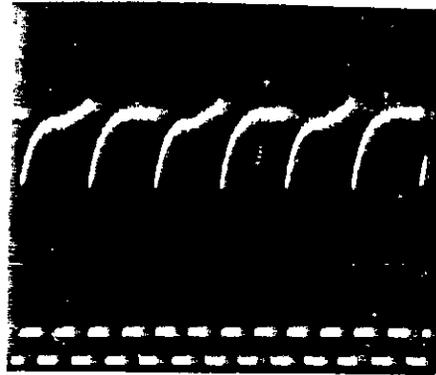


Fig5.8: Courants de phase
Mode 2, $f_r = 500\text{p/s}$

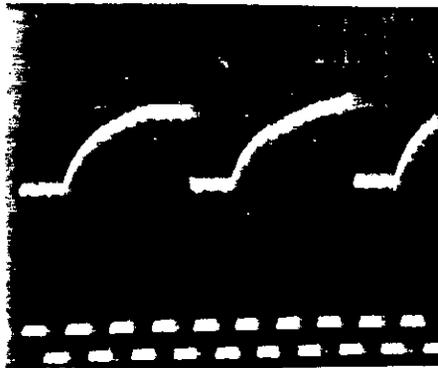
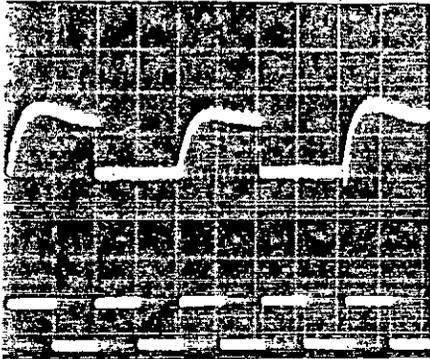
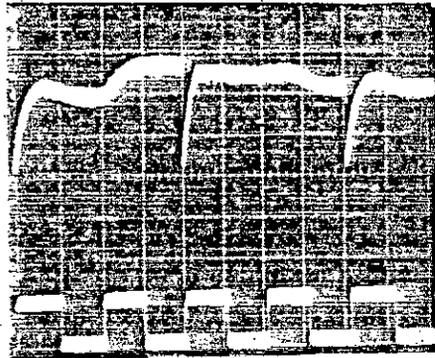


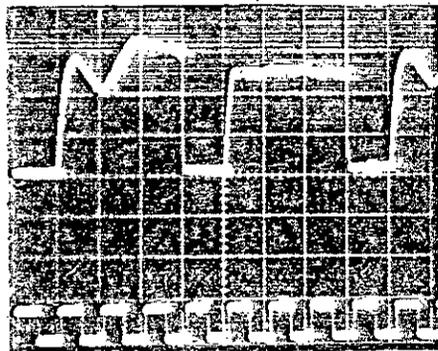
Fig5.9: Courants de phase
Mode 3, $f_r = 500\text{p/s}$



**Fig5.10: Courants de phase
Mode 1, $f_r = 50\text{p/s}$**



**Fig5.11: Courants de phase
Mode 2, $f_r = 50\text{p/s}$**



**Fig5.12: Courants de phase
Mode 3, $f_r = 50\text{p/s}$**

5.3.2.FREQUENCES MAXIMALES DE DEMARRAGE

La fréquence maximale de démarrage est obtenue en effectuant plusieurs fois l'opération de démarrage et en augmentant à chaque fois la fréquence de commande jusqu'à ce que le moteur ne démarre plus. Nous effectuons ces essais sur le moteur à vide et en charge (charge inertielle quelconque). Ces fréquences sont déterminées respectivement en analogique et en numérique. Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau suivant:

| Modes/fréquences | Mode 1 | Mode 2 | Mode 3 |
|------------------------------|--------|--------|--------|
| à vide (p/s) | 180 | 190 | 350 |
| en charge (p/s) | 65 | 75 | 168 |
| en charge (p/s) numérique | 65,5 | 76,9 | 192 |

Tableau 5.1

Le sens de variation de la fréquence limite de démarrage en fonction du mode de commande est le même que celui que nous avons obtenu par simulation.

Nous vérifions que l'augmentation de l'inertie du moteur diminue la fréquence limite de démarrage pour les 3 modes étudiés.

Nous constatons que les fréquences limites de démarrage obtenues pour ce moteur sont plus importantes que celles obtenues par simulation pour l'autre moteur. Ce qui peut être justifié par le fait que l'inertie de ce moteur est plus faible que celle de l'autre moteur.

Les résultats obtenus en analogique sont pratiquement les mêmes que ceux obtenus en numérique.

5.3.3.FREQUENCES MAXIMALES DE CHANGEMENT DE SENS

La fréquence maximale de changement de sens est obtenue en inversant le sens de rotation du moteur après l'avoir démarré à une fréquence donnée et en augmentant à chaque fois cette fréquence jusqu'au refus de l'inversion du sens de rotation qui se traduit par l'arrêt du moteur.

Les fréquences obtenues sont données par le tableau ci-dessous

| Modes/Fréquences | Mode 1 | Mode 2 | Mode 3 |
|------------------|--------|--------|--------|
| A vide (p/s) | 184 | 190 | 350 |
| En charge (p/s) | 64 | 75 | 159 |

Tableau 5.2

Ces fréquences sont pratiquement égales aux fréquences maximales de démarrage. Ce résultat est attendu et a été vérifié par la bibliographie [31].

5.3.4.FREQUENCES D'INSTABILITE

Lors de l'opération de démarrage du moteur, celui-ci traverse des zones de vibration qui lui font perdre le synchronisme. Ce sont les fréquences d'instabilités. Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

| Modes Fréquences | Mode 1 | Mode 2 | Mode 3 |
|------------------------------|---|--|--|
| A vide (p/s) | 3,5--30 35--55 60--70 140--170 | 4--5 6--9,5 12,5--35 40--60 130--170 | 10--18 30--40 60--70 170--220 |
| En charge (p/s) | 3,5--22 25--40 | 5--20 45--50 | 10--18 30--70 |
| En charge (p/s) numérique | 4,25--20 22--38 | 6,25--20 46,5--48,5 | 10--16,5 33--64 |

Tableau 5.3

Nous remarquons qu'en fonction du mode de commande les zones d'instabilités se déplacent.

Le mode 2 donne les zones les plus réduites. Ce résultat est attendu puisqu'au chapitre 3, nous avons obtenu les réponses les mieux amorties pour le mode 2.

L'augmentation de l'inertie réduit, elle aussi, ces zones d'instabilités ce qui est tout à fait normal, puisque l'inertie constitue en général, un amortisseur mécanique pour les moteurs.

Nous constatons une légère différence entre les zones obtenues en numérique et celles

obtenues en analogique. Cette différence est probablement due à la différence de précision des deux méthodes.

5.3.5.FREQUENCES MAXIMALES DE SURVITESSE

Ces fréquences sont déterminées en opérant de la façon suivante : Nous démarrons le moteur à une fréquence inférieure à la fréquence maximale de démarrage, puis, nous l'accélérons progressivement jusqu'à l'arrêt. Cette opération répétée pour les 3 modes de commande donne les résultats suivants :

| Modes Fréquences | Mode 1 | Mode 2 | Mode 3 |
|---------------------|--------|--------|--------|
| A vide (p/s) | 450 | 500 | 1000 |
| En charge (p/s) | 550 | 750 | 1600 |

Tableau 5.4

Le sens de variation des fréquences limites de survitesse en fonction du mode de commande est le même que celui obtenu par simulation.

L'augmentation de l'inertie du moteur augmente la fréquence limite de survitesse. Ceci peut s'expliquer comme suit : L'augmentation de l'inertie augmente l'énergie cinétique ce qui augmente la réserve d'accélération donc les fréquences limites de survitesse.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une carte d'alimentation d'un moteur pas à pas à réluctance variable. Nous avons, ainsi, effectué quelques essais expérimentaux afin de confirmer le comportement de ce type de moteur en fonction du mode de commande. Pour les applications de commande, il serait plus intéressant de remplacer tout le circuit de commande par un calculateur numérique, les moteurs pas à pas étant très adaptés aux systèmes digitaux [1]. Beaucoup de travaux ont, d'ailleurs, été réalisés dans ce sens [31, 36, 37, 38].

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié le comportement dynamique d'un moteur pas à pas à réluctance variable en fonction du mode de commande et de la structure d'alimentation.

Nous avons commencé par une comparaison des performances des différents types et structures des moteurs pas à pas. Il apparaît, ainsi, que le moteur hybride offrait les meilleures performances de couple et de résolution, il reste cependant limité en accélération. Des études sont toujours en cours afin d'améliorer cette caractéristique.

Nous avons, ensuite, présenté les différentes structures d'alimentation utilisées et modes de commande dans les moteurs pas à pas.

Nous nous sommes intéressé particulièrement à l'alimentation d'un moteur pas à pas à réluctance variable pour lequel nous avons effectué une modélisation d'un ensemble commande-alimentation-moteur. Suivie d'une simulation du comportement dynamique du moteur pour différents modes de commande et structures d'alimentation. Nous avons, ainsi, montré que le mode2 améliorait la caractéristique de couple et les performances de rapidité et d'amortissement. Alors que le mode3, augmentait la résolution et les fréquences limites de fonctionnements.

Nous avons, aussi, mis en évidence l'influence de la structure d'alimentation sur les performances du moteur; nous avons, ainsi, vérifié l'intérêt d'une alimentation en courant et celle d'une alimentation en tension A.R.S.

Une étude expérimentale termine ce travail. Celle-ci a été introduite afin de valider les résultats de simulation. Malheureusement, l'identification du moteur n'ayant pas abouti, nous l'avons réalisée, quand même, sur un autre moteur de même type. Nous avons, ainsi, pu faire quelques comparaisons entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation.

Une étude plus élaborée sur l'identification des petits moteurs, nous permettra de compléter notre étude.

La comparaison des performances des différents modes de commande et structure d'alimentation avec celles que nous obtiendrons en intervenant sur la structure même du moteur complètera notre étude.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] T.KENJO, "Stepping motors and their microprocessor controls", Oxford science publication, 1984.
- [2] P.P.ACARNLEY, "Steeping motors: a guide to modern theory and practice", IEE Control Engineering series, 1984.
- [3] M.JUFER, "Electromécanique", Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Publié sous la direction de Jackes Neirynek, Ed. Dunod, janvier 1983.
- [4] M.JUFER, "Evolution des moteurs synchrones: du moteur pas à pas au moteur synchrone auto-commuté", 5^{ème} Journées d'études sur les moteurs pas à pas, ENSEM-INPL, Nancy, pp.1-4, juin 1988.
- [5] B.DALLE, "Des matériaux pour l'électrotechnique", R.G.E, n°1, pp.2-12, 1989.
- [6] C.K.TAFT, R.G.GAUTHIER, "Stepping motor failure model", Industrial, Electronics and instrumentation, IEEE Vol.IECT-22, n°3, August 1973.
- [7] M.NEEL, "Utilisation de verins hydrauliques commandés par moteurs pas à pas dans un robot", 1^{ère} journées d'études sur les moteurs pas à pas", pp.X.1-X.10, juin 1979.
- [8] C.CLAUDE MICHEL, "Application des moteurs pas-à pas sur la robotique". 1^{ère} journées d'études sur les moteurs pas à pas", pp.VII.1-VII.19, juin 1979.
- [9] M.MEGRIN, C.CARBAYAL, S.THIRION, P.PAYSANT, P.NABET, E.YVROUD, "Prototype d'automate de biologie clinique réalisant le dosage des ions Sodium et Potassium à l'aide d'électrodes sélectives", 5^{ème} Colloque sur les moteurs pas à pas, 1988. Laboratoire de biochimie médical-CHRU de Nancy-Vandoeuvre, Centre de recherche en automatisme de Nancy, ENSEM-Nancy.
- [10] J.GRAUJON, C.DRANSART, F.GUILLEMIN, "Utilisation des moteurs pas à pas dans l'automatisation des déplacements de faisceaux lasers chirurgicaux CO₂", CRAN, ENSEM, Nancy, Centre de lutte contre le cancer, Centre Alexis Vaubin, Vandoeuvre, 5^{ème} Colloque sur les Moteurs Pas à Pas, pp.237-244, 1988.
- [11] C.DRANSART, Y.GRAUJON, F.GUILLEMIN, "Commande d'une pompe peristaltique à débit programmable par un ensemble de moteur pas à pas microprocesseur", CRAN-ENSEM, CLCC-CAV, Vandoeuvre, 5^{ème} Colloque sur les Moteurs Pas à Pas, pp.245-252, 1988.

- [12] R.WELTERIN, "Particularités des petits moteurs pas à pas destinés à l'horlogerie domestique et technique", 1^{ère} journées d'études sur les moteurs pas à pas", pp.IX.1-IX.8, juin 1979.
- [13] T.GANG, "Modélisation, identification et commande d'un prototype de moteur pas à pas à fort couple", Thèse de Doctorat, ENSEM-INPL, 1987.
- [14] C.GOELDEL, "Les moteurs pas à pas. Modèles, alimentation-commande", Cours, ENSEM Nancy 1981.
- [15] G.LACROUX, "Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements", Ed. Techniques et Documentation Janvier 1985.
- [16] J.JACQUIN, "Les moteurs pas à pas", Ed. Donod, 1974.
- [17] J.C.PRUVOST, "Point en automatique", Vol.1, Collection Technique et Documentation.
- [18] J.M.KAUFFMAN, "Caractéristiques internes et externes des différents types de moteurs pas à pas", premières Journées d'études sur les moteurs pas à pas et leurs applications ENSEM-INPL, pp.II.1-II.51, Juin 1976.
- [19] P.BRISONNEAU, L.BRUGEL, A.KIENER, D.LEBOUC, J.P.YONNET, "Nouvelles structures des machines à aimants permanents", R.G.E., n°10, pp.632-641, 1984.
- [20] M.ABIGNOLI, J.P.LOUIS, S.THANG, "Modélisation et commande d'un moteur pas à pas à aimant permanent", Automatisation, Août-Sept. 1977.
- [21] M.ABIGNOLI, "Les moteurs pas à pas: Modèles-Alimentation-Commande", cours, ENSEM-INPL, 1990.
- [22] P.BOILLAT, "La méthode SMIK" Slepping motor instability killer. Le bon remède contre les instabilités paramétriques des moteurs pas à pas, coup d'oeil sur des cas pratiques d'applications", Laboratoire moteurs pas à pas, Sodeco-Saido SA, 3280 Morat.
- [23] J.M.KAUFFMAN, E.GUDEFIN, "Moteurs pas à pas à réluctance variable", R.G.E., Mars 1981.
- [24] M.DUFANT, M.HAFID, R.HUSSON, C.ROUDO, "Commande dynamique de moteur pas à pas. Application à la robotique", CRAN, Nancy, 3^{ème} Journées d'études sur les moteurs pas à pas, Juin 1984.
- [25] M.ABIGNOLI, "Les alimentations électroniques des moteurs pas à pas", Cours, ENSEM, Nancy, 1988.

- [26] C.GOELDEL, M.ABIGNOLI, H.CUNHA, "Alimentations électroniques des moteurs pas à pas", 3^{ème} Journée d'études sur les moteurs pas à pas, ENSEM-INPL, Nancy, Juin 1984.
- [27] M.FOCH, "Les alimentations électroniques des moteurs pas à pas", Premières Journées d'études sur les moteurs pas à pas et leur applications, Juin 1976.
- [28] C.GOELDEL, "Contribution à la modélisation, à l'alimentation, et à la commande des moteurs pas à pas", Thèse de Doctorat es Science, ENSEM, Nancy, Mars 1984.
- [29] T.CREUZET, "Etude et modélisation dynamique d'un moteur pas à pas à codeur de position intégré", Thèse de Doctorat, ENSEM-INPL, 24 Juin 1988.
- [30] T.GANG, "Modélisation, identification et commande d'un prototype de moteur pas à pas à fort couple", Thèse de doctorat, ENSEM-INPL, 1987.
- [31] H.MIYAMOTO, "Modélisation et commande optimale d'un moteur pas à pas par microprocesseur", Thèse de Doctorat Ingénieur, ENSEM-INPL, Nancy, Mai 1979.
- [32] M.ABIGNOLI, "Méthodes et systèmes de mesure sur les moteurs pas à pas", Premières Journées d'études sur les moteurs pas à pas et leurs applications, pp.IV.1-IV.14, ENSEM-INPL, Nancy, Juin 1976.
- [33] "Power M.O.S Field-Effect Transistors", Documentation technique sur les transistors à effet de champ.
- [34] M.SABRI, F.RAHOUAL, "Conception et réalisation de la commande d'un moteur pas à pas", Projet de fin d'études, Bab-Ezzouar, Juin 1990.
- [35] Documentation technique sur les circuits d'alimentation des moteurs pas à pas
- [36] C.GOELDEL, L.AFILAL, M.DELOIZY, "Algorithmes de commande de moteurs pas à pas en temps reel par microprocesseur", Laboratoire d'application de la microélectronique, Faculté des sciences, Moulin de la Housse-BP 347 Reims, 5^{ème} Colloque sur les moteurs pas à pas, Juin 1988.
- [37] J.P.BRIENNE, L.POVY, D.PINCHON, P.BRUNIAUX, "Commande d'un moteur pas à pas en boucle ouverte, influence du modèle d'étude", 5^{ème} Colloque sur les moteurs pas à pas, pp.37-51, Juin 1988.
- [38] H.C.SCHMIDT, "Commande optimale des moteurs pas à pas en boucle fermée", 4^{ème} Colloque sur les moteurs pas à pas, pp.87-98, EPF.Lausanne, Juin 1986.