1976

Nº d'ordre 394

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES-ARTOIS

pour obtenir le grade de

DOCTEUR INGENIEUR

par

Jalel KHEDIRI

Ingénieur E.N.I.T.

ALIMENTATION ET COMMANDE D'UN ACTIONNEUR LINEAIRE TRIPHASE A FLUX TRANSVERSAL

Soutenue le 10 Juillet 1986 devant la Commission d'Examen

Président

: G. SEGUIER

Rapporteur

: H. SCHOORENS

Examinateurs:

C. GOELDEL

R. BAUSIERE

M. ERNST



à mon père,

à ma mère,

AVANT PROPOS

Ce mémoire présente les travaux qui ont conduit à l'étude, la conception et l'essai d'un actionneur linéaire triphasé à flux transversal.

Les résultats ont été effectués dans le cadre du Laboratoire "APPLICATION DES REDRESSEURS DE PUISSANCE ET MACHINES ELECTRIQUES" de l'Université des Sciences et Techniques de Lille I dirigé par Monsieur le Professeur G. SEGUIER qui nous a fait l'honneur de présider notre jury de thèse et nous a permis de travailler au sein de l'équipe de recherche sur les actionneurs électromagnétiques.

Nous remercions très vivement Monsieur H. SCHOORENS, Professeur de l'I.D.N. (Institut Industriel Du Nord) de Lille, à l'I.U.T. de Béthune et Responsable du Laboratoire "ACTIONNEURS ELECTROMAGNETIQUES", qui m'a accordé sa confiance en me proposant ce sujet et pour ses directives très éclairantes qui ont contribué au bon déroulement de ce travail.

Nous remercions Monsieur C. GOELDEL, Professeur à l'Université de Reims, qui a accepté d'évaluer les résultats que nous présentons et dont les travaux sur les moteurs pas à pas ont servi de point de départ pour l'étude de l'alimentation et de la commande de notre prototype.

Nous remercions Monsieur R. BAUSIERE, Chef du Département Génie Electrique et Informatique Industrielle à l'I.U.T. de Béthune, qui nous a fait l'honneur d'être membre du jury de thèse et qui a mis à notre disposition une part importante du matériel utilisé au cours de nos essais.

Monsieur Marc ERNST, Directeur Général de la Société STARMATIC (Groupe USINOR), est très vivement remercié pour avoir accepté d'évaluer nos travaux.

Nous remercions Monsieur le Professeur J. LESENNE, Directeur de l'I.U.T. de Béthune qui nous a accueilli au sein de son établissement.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur J.M. BARBES, Enseignant à l'I.D.N. de Lille, pour ses conseils et les discussions fructueuses qui ont contribué à l'étude et aux choix du système numérique de contrôle et de traitement.

Nos remerciements vont spécialement à Monsieur F. BEUGIN, Chef du Département Génie Mécanique et Productique de l'I.U.T. de Béthune, pour le soutien actif et bienveillant qu'il nous a donné en mettant à notre disposition locaux, matériel et personnel.

Nous remercions particulièrement l'ensemble des Enseignants et des Techniciens des Départements Génie Mécanique et Productique et Génie Electrique et Informatique Industrielle de l'I.U.T. de Béthune pour l'aide matérielle permanente qu'ils nous ont apportée.

Nos remerciements vont particulièrement à Messieurs A. DELOBEL et F. DECOURCELLES, Techniciens à l'I.U.T. de Béthune, pour l'aide qu'ils nous ont apportée dans la réalisation pratique du dispositif expérimental.

Nous exprimons notre vive gratitude à Madame D. HOYEZ et à Messieurs D. RAVAUX et G. CORDIER de l'I.U.T. de Béthune, qui ont accordé la frappe, la mise en page du texte et permis la réalisation pratique de ce mémoire.

Que tous ceux enfin, qui par leur aide, qui par leurs conseils, ont participé à cette étude, soient vivement remerciés.

* * *

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Chapitre I

THEORIE ET CONCEPTION DE L'ACTIONNEUR LINEAIRE TRIPHASE A FLUX TRANSVERSAL

		Page
I. <u>THEORIE DE</u>	LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE (MRV)	4
1. Généra	lités sur la reluctance variable	4
1.1.	Principe de fonctionnement d'une MRV	4
	1.1.1. Relations générales	5
	1.1.2. Cas des circuits linéaires	6
1.2. La	a notion de reluctance	7
2. Fonction	ons caractéristiques d'un entrefer	8
2.1.	Effort exercé par pas dentaire	8
	2.1.1. Effort pour une position relative	9
	2.1.2. Effort à courant donné	9
2.2.	Les simplifications usuelles	11
	2.2.1. Non prise en compte de la saturation	11
	2.2.2. Schématisation de la courbe force-déplacement	11



			Page
п.		E DE FONCTIONNEMENT D'UN ACTIONNEUR LINEAIRE E A FLUX TRANSVERSAL ET SA CONCEPTION	13
		pe de fonctionnement et théorie d'un actionneur linéaire asé à flux transversal	13
	1.1.	Principe de fonctionnement	13
	1.2.	Equations électrique et mécanique régissant le fonctionnement de l'actionneur	15
		1.2.1. Equation électrique	15
		1.2.2. Equation mécanique	16
	2. Concep	otion de l'actionneur	19
	2.1.	Disposition générale de la machine	19
	2.2.	Choix de la tige de transmission de l'effort	21
	2.3.	Choix du système de denture	22
	2.4.	Choix du circuit magnétique	23
	2.5.	Choix du bobinage	24
		Chapitre II	
	СО	NCEPTION DE L'ALIMENTATION ET DE LA COMMANDE DE l'ACTIONNEUR	
I. <u>CC</u>	NCEPTIO	N DE L'ALIMENTATION	26
	1. Critère	es d'une alimentation en mode pas à pas	26

2. Différents types d'alimentation des moteurs pas à pas

26

		Page
3. Choix o	l'une alimentation adaptée au moteur étudié	29
3.1.	Etude théorique du demi-pont asymétrique	29
	3.1.1. Fonctionnement	29
	3.1.2. Calcul des divers temps de montée et de descente du courant ainsi que la fréquence d'auto-oscillation	30
3.2.	Dimensionnement des interrupteurs de puissance à transistors et des diodes de récupération	34
	3.2.1. Spécifications des interrupteurs	34
	3.2.2. Choix du transistor de puissance	36
	3.2.2.1. Transistor bipolaire 3.2.2.2. Transistor MOSFET	36 37
	3.2.3. Choix des diodes de récupération	38
	3.2.4. Considérations sur les fonctions de sécurité	39
	3.2.4.1. Protection contre les surintensités	39
	3.2.4.2. Protection contre les surtensions	40
	internes et externes	
	ents modes d'alimentation d'un actionneur linéaire triphasé etance variable	42
4.1.	Fonctionnement en pas entier	42
4.2.	Fonctionnement en demi-pas	42

.

		Page
II. CONCEPTI	ON DE LA COMMANDE	43
I. Systèn	ne numérique de contrôle et de traitement	तस
1.1.	Conception du système à microprocesseur	44
1.2.	Carte microprocesseur 8085 IDN Process	47
	1.2.1. Le microprocesseur	48
	1.2.2. Circuits mémoires : RAM et EPROM	48
	1.2.3. Entrées/Sorties parallèles	49
	1.2.4. Timers	54
2. Choix	des capteurs de courant de position	62
2.1.	Capteur de courant	62
2.2.	Capteur de position	63
	2.2.1. Capteurs magnétorésistifs	63
	2.2.2. Capteurs inductifs	64
	2.2.3. Capteurs opto-électroniques	64
	2.2.4. Choix du capteur	65
	2.2.5. Etude détaillée du capteur	65
	opto-électronique développé	
	1. Principe	65
	2. Evaluation de l'erreur relative	68
	du capteur	
2.3.	Utilisation du capteur de position pour la	69
	commande en boucle fermée	
	2.3.1. Angle de commutation et angle de commande	69
	2.3.2. Etude de l'effort moyen en fonction de	70
	l'angle de commutation	

		Page
	2.3.3. Etude de la commutation avec régulation de vitesse	73
	e de modulation du courant et circuits "drivers" ansistors	74
3.1.	Modulation du courant par détection de I _M et I _m	74
3.2.	Isolation de la puissance et de la commande	77
3.3.	Circuits drivers des transistors	78
	3.3.1. Transistors bipolaires	78
	3.3.1.1. Impératifs d'une commande de base d'un transistor bipolaire en régime de commutation	78
	3.3.1.2. Circuit de commande développé	79
	3.3.2. Transistor MOS	81

Chapitre III

ESSAIS STATIQUES ET DYNAMIQUES DE L'ACTIONNEUR

I. CARACTERISTIQUES STATIQUES DE L'ACTIONNEUR	
1. Introduction et présentation des essais	83
2. Description du dispositif expérimental	83
3. Circuit magnétique comportant une seule bobine par phase	85

		Page
3.1.	Etude des échauffements	85
3.2.	Mesure de la résistance du bobinage	87
3.3.	Etude des flux	87
	3.3.1. Présentation	87
	3.3.2. Résultats	88
	a) variation des flux en fonction	88
	du courant en position alignée (x = 0) b) variations des flux ${}^{\phi}_{1}$, ${}^{\phi}_{5}$ et ${}^{\phi}_{6}$ en fonction du courant I et la	90
	position relative	*
	3.3.3. Mesure de l'inductance L en fonction de la	94
	position relative x 3.3.4. Mesure indirecte de l'effort en régime linéaire	95
3.4.	Etudes des efforts statiques en fonction du courant	96
	et de la position relative x	
	3.4.1. Mode opératoire	96
	3.4.2. Résultats	96
	3.4.3. Etude de l'effort statique moyen	97
3.5.	Conclusion	100
4. Circuit	t magnétique comportant deux bobines par phase	101
4.1.	Mesure de la résistance	101
4.2.	Etude des flux	101
	4.2.1. Présentation	101
	4.2.2. Résultats	102
	4.2.3. Mesure des inductances L(I,x)	104
	4.2.4. Mesure indirecte de l'effort en	104
	régime linéaire	

		Page
4.3.	Etude des efforts statiques en fonction du	107
	courant I et de la position relative x	
	4.3.1. Résultats	107
	4.3.2. Etude de l'effort statique moyen	107
	et de l'effort maximum	
5. Conclu	usion	110
II. CARACTER	LISTIQUES DYNAMIQUES DE L'ACTIONNEUR	111
1. Introdu	uction et présentation des essais	111
2. Présen	tation du montage expérimental	112
2.1.	Essais en boucle ouverte	112
	2.1.1. Analyse de l'avance élémentaire	112
	2.1.2. Définition des domaines de fonctionnement	114
	2.1.3. Essais dynamiques dans le domaine	116
	start-stop	
	2.1.3.1. Influence de courant I sur x (t)	118
	2.1.3.2. Influence de la fréquence f sur	118
	\ddot{x} (t), \dot{x} (t) et x (t)	
	2.1.3.3. Commande en pas entier	123
	2.1.3.4. Conclusion	127
2.2.	Essais en boucle fermée	128
	2.1.1. Utilisation du capteur de position pour la	128
	technique d'autopilotage	

	<u>Page</u>
2.1.1.1. Détermination de x, x et x dans	130
le régime à vide en mode autopiloté	
2.1.1.2. Influence de l'effort résistant sur \ddot{x} (t) et sur le temps de	130
franchissement du pas incrémental	
2.1.2. Déplacement sur Np pas avec régulation de vitesse	133
2.1.3. Conclusion	137

CONCLUSION	139
BIBLIOGRAPHIE	140
SYMBOLES UTILISES DANS LE PRESENT MEMOIRE	147
ANNEXES	151

•

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les contrôles de déplacement linéaire est souvent utilisé dans les dispositifs industriels. Dans la plupart des cas où la rigidité est nécessaire, il est assuré par le système roue et vis sans fin ou la crémaillère.

Ces solutions introduisent des problèmes de transformation de mouvement rotatif en mouvement linéaire : glissement, baisse de rendement, encombrement ...

Dans certains cas, un moteur linéaire à reluctance variable peut offrir une alternative satisfaisante quand sont résolus ses problèmes de construction et de prix de revient.

Quand le déplacement de la partie mobile d'une machine obéit à des contraintes, on lui donne souvent le nom d'actionneur, commode pour indiquer son utilisation comme élément d'un automatisme.

La robotique moderne offre de vastes débouchés aux actionneurs et parmi ceux-ci, ceux à reluctance variable, rotatifs ou linéaires $\begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} 2 \end{bmatrix}$.

La présente étude a pour objet de rendre compte du principe de la conception, de la réalisation et des essais d'un actionneur linéaire, triphasé à reluctance variable et à flux transversal, associé à une commande spécifique.

Dans ce mémoire, nous avons rappelé dans un premier chapitre la théorie des machines à reluctance variable ; le principe de fonctionnement ainsi que la conception d'un actionneur linéaire triphasé ont également été étudiés.

Le principe de la reluctance variable a été retenu pour une machine dont le cahier des charges et celui de sa commande doivent répondre aux diverses spécifications rappelées ci-après.

La machine étudiée doit fonctionner selon le principe des moteurs pas à pas à trois phases d'alimentation.

La longueur de la tige mobile est de 1,30 m et celle du système inducteur est de 0,6 m, ce qui correspond à une course utile de 0,70 m.

L'ordre de grandeur de l'effort exercé est de 15 daN pour une vitesse de déplacement voisine de 0,1 m/s.

La commande envisagée doit permettre l'optimisation des déplacements dans les deux sens de marche. Sa conception doit permettre de commander l'alimentation des bobines par des choix postérieurs, par des transistors bipolaires ou des transistors MOS.

Cette commande doit pouvoir facilement s'adapter à d'autres machines triphasées ne nécessitant pas de courants supérieurs à $15\ A$ sous $50\ V$.

L'introduction des consignes, la gestion des signaux d'alimentation et la maîtrise des déplacements rend nécessaire un capteur de position adapté et justifié la commande par microprocesseur.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude de l'alimentation et de la commande de la machine.

La nécessité de régulation du courant et la minimisation des temps d'extinction et d'établissement du courant dans un circuit fortement inductif ont déterminé le choix du convertisseur. Sa protection a été étudiée.

La commande qui assure le lien entre le convertisseur et la machine a été ensuite largement détaillée.

La souplesse d'emploi a déterminé le système numérique de contrôle et de traitement et la rapidité du temps de réponse du capteur de position a fixé le choix de ce dernier parmi certains pouvant satisfaire à notre application.

Le mode de régulation du courant a été par la suite étudié et une carte hacheur assurant la régulation du courant et la commande des transistors a été enfin développée.

Les essais statiques et dynamiques sont présentés dans un troisième chapitre.

Dans une première étape, les essais statiques ont été faits sur deux configurations différentes du circuit magnétique : la première utilisant une seule bobine par phase et la seconde utilisant deux bobines en série.

Des mesures directes des résistances, des flux et des efforts statiques ainsi que des mesures indirectes des efforts et des inductances à partir du flux propre ont été réalisées pour chaque configuration et ont fixé le choix de la meilleure disposition du circuit magnétique.

Dans une seconde étape, des essais dynamiques ont été faits pour la deuxième configuration.

Pour la commande en boucle ouverte en mode demi-pas et pas entier, on a cherché à connaître l'influence du courant et de la fréquence d'alimentation sur l'accélération instantanée, la vitesse et la position de la tige.

Pour la commande en boucle fermée, l'influence de l'effort résistant sur l'accélération en mode autopiloté en pas entier est étudié et une régulation de vitesse à été enfin proposée.

Ces essais ont permis par la suite de proposer des améliorations de la machine et ont montré que l'ensemble alimentation, commande et machine est indissociable. Toute amélioration des performances dynamiques doit être faite au niveau de chaque constituant de l'ensemble.

Chapitre 1

THEORIE ET CONCEPTION
DE L'ACTIONNEUR LINEAIRE TRIPHASE
A FLUX TRANSVERSAL

Ce chapitre a pour objet, dans une première partie, de présenter la théorie du fonctionnement d'une machine à réluctance variable, et dans une seconde, de déduire la conception de l'actionneur envisagé des relations qui régissent son fonctionnement.

I. THEORIE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE (MRV)

I.1. Généralités sur la réluctance variable [2]

I.1.1. Principe de fonctionnement d'une machine à réluctance variable (MRV)

La machine à réluctance variable appartient à la famille des convertisseurs électromagnétiques à simple excitation. [23]

L'énergie mécanique est produite par le déplacement d'un matériau ferromagnétique, placé dans un champ magnétique, pour rendre maximal le flux dans le circuit.

Dans de nombreuses applications, les dispositifs utilisés ne possèdent qu'un seul degré de liberté correspondant, soit à une translation, soit à une rotation autour d'un axe, comme le schématise la figure 1.1. a. et 1.1. b.

Les parties hachurées représentent le guidage de la partie mobile dont la position est repérée par la distance x à la figure 1.1. a. La position du rotor par rapport au stator est indiquée par l'angle θ à la figure 1.1. b.

Etant donné que le système est à simple excitation, un seul enroulement de n spires entourant le circuit magnétique est parcouru par un courant i.

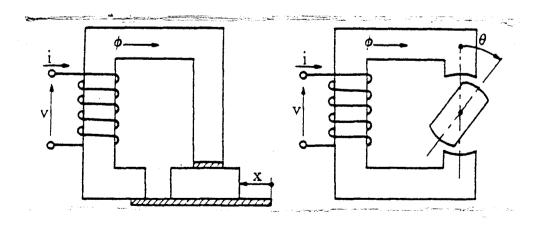


Figure 1.1.: Modes d'action des machines à reluctance variable

a) en translation b) en rotation

Par la suite, nous n'étudierons que le cas de mouvement en translation rectiligne.

I.1.1.1. Relations générales

 ϕ et ψ désignent respectivement le flux à travers une spire et le flux total propre de l'enroulement.

On a :

$$\psi = n \phi \qquad \qquad \boxed{1.1.}$$

Pour une position donnée de la pièce mobile, le circuit magnétique est le siège d'un flux d'induction totalisé ψ fonction de i et de x.

$$\psi = \psi (i, x)$$
 [1.2.]

Pour établir les équations régissant le fonctionnement du transducteur électromagnétique, on considère les variations de l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique lorsque la partie mobile se déplace.

Ainsi on définit :

. L'énergie magnétique
$$W_{m} = \int_{0}^{\psi} id \psi$$
 [1.3.]

еt

. La co-énergie magnétique
$$W_{m}' = \int_{0}^{1} \psi di$$

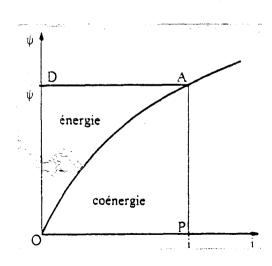


Figure 1.2. : Variation du flux totalisé ψ en fonction du courant i

Mathématiquement, si l'on considère comme variable le flux totalisé ψ ou le courant d'alimentation i, on obtient l'une ou l'autre des expressions de la force.

$$F = -\frac{\delta W_{m} (\psi, x)}{\delta x} = +\frac{\delta W'_{m} (i, x)}{\delta x}$$
[1.4.]

On voit que les machines alimentées à flux constant seront plus facilement étudiées à l'aide de la première expression, les machines alimentées à courant constant, à l'aide de la seconde.

I.1.1.2. Cas des circuits linéaires

Dans le cas des circuits magnétiques linéaires, le flux totalisé ψ est proportionnel au courant i pour une position donnée de la partie mobile.

L'énergie magnétique W_m est égale à la co-énergie magnétique W^*_m .

L'inductance propre L du bobinage ne dépend alors que du paramètre de position géométrique :

$$\psi = L(x) i$$
 [1.5.]

Si R est la réluctance du circuit magnétique et P sa perméance, on peut également écrire dans ce cas :

$$L(x) = \frac{n^2}{R(x)} = n^2 P(x)$$
 [1.6.]

L'expression de la force peut donc, dans le cas des circuits linéaires, se présenter sous la forme simplifiée suivante :

$$F = -\frac{1}{2} \frac{\psi^2}{n^2} \frac{dR(x)}{dx} = \frac{1}{2} n^2 i^2 \frac{dP(x)}{dx}$$
 [1.7.]

I.1.2. La notion de reluctance

Soit un tube de champ d'induction B s'appuyant sur un contour fermé, limitée par deux sections S_A et $S_{A^{\dagger}}$ perpendiculaires aux lignes de champ (figure 1.3.), dans un milieu de perméabilité μ .

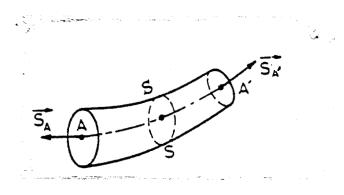


Figure 1.3. : Surfaces limitant un tube de champ

La reluctance du domaine $\,S\,$ formé par un tube et les surfaces $\,S_{\mbox{\scriptsize A}}\,$ est :

$$R = \oint_{AA'} \frac{\vec{H} \cdot \vec{d\ell}}{\vec{f} \cdot \vec{g} \cdot \vec{ds}}$$
 [1.8.]

Si l'on suppose le tube de champ suffisamment étroit, on retrouve la forme habituelle de l'expression de la reluctance :

$$R = \int_{\Delta}^{A'} \frac{d\ell}{\mu \cdot s}$$
 [1.9.]

La reluctance exprimée en Henry ⁻¹, ne dépend donc que de la géométrie du circuit magnétique et de sa perméabilité magnétique.

Le calcul de la reluctance est évidemment beaucoup facilité si la perméabilité magnétique est constante, ce qui est le cas des tubes de champ dans les entrefers des machines.

L'utilisation de la notion de reluctance est donc particulièrement judicieuse lorsque les phénomènes d'entrefer sont prépondérants, ce qui est le cas pour les machines à reluctance variable.

I.2. Fonctions caractéristiques d'un entrefer

Dans le cas des machines à reluctance variable, la force développée prend pratiquement naissance entre deux structures dentées, l'une sur la partie fixe, l'autre sur la partie mobile.

Dans tous les cas on peut se ramener à une structure à pas dentaire unique, l'effort exercé étant proportionnel au nombre N de pas dentaires actifs. Pour déterminer l'effort total F on se contente généralement d'étudier l'effort F_{λ} développé par pas dentaire λ , s'il n'y a pas d'effets de bords.

$$F = N F_{\lambda} \qquad [1.10.]$$

Par la suite on étudiera l'effort exercé en choisissant comme variable le courant i.

I.2.1. Effort exercé par pas dentaire

La figure 1.4. montre la position relative de deux dentures de même pas dentaire $\boldsymbol{\lambda}$.

L'axe d'une dent mobile est repéré par son écart x avec l'axe d'une encoche fixe.

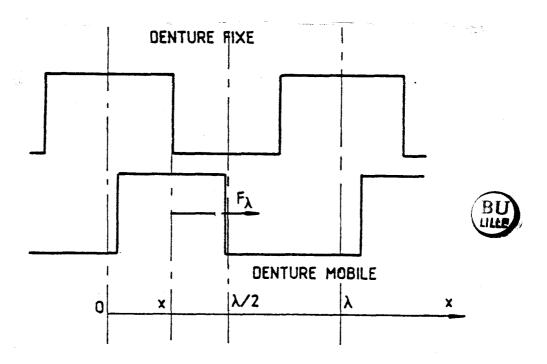


Figure 1.4.: Position relative des deux dentures mobile et fixe

É

I.2.1.1. Effort pour une position relative

 $W^{*}_{\lambda^{rac{m}{n}}}$ étant la co-énergie emmagasinée dans le circuit par pas dentaire :

$$W_{\lambda m}^{i} = \int_{0}^{i} \psi di = \int_{0}^{i} n^{2} P_{\lambda} (i,x).i.di$$

on a:
$$F_{\lambda} = \frac{\delta W' \lambda m (i,x)}{\delta x}$$

et donc
$$F_{\lambda} = n^2 \int_{0}^{1} \frac{\delta P_{\lambda}(i,x) i di}{\delta x}$$
 [1.11.]

I.2.1.2. Effort à courant donné

Dans le cas où le courant est donné, l'effort instantané peut s'écrire :

$$F_{\lambda i} = \frac{n^2 i^2}{2} \frac{\delta P \lambda (i, x)}{\delta x}$$
 [1.12]

La perméance P $_{\lambda}$ (i,x) est une fonction périodique de x, de période égale au pas dentaire $^{-\lambda}$.

La perméance est minimale quand les dents sont en quinconce (x = 0), on pose :

$$P_{\lambda iq} = P_{\lambda}$$
 (i,0)

Elle est maximale quand les dents sont en position alignée $\left(x = \frac{\lambda}{2}\right)$ on pose :

$$P_{\lambda ia} = P_{\lambda} \quad (i, \lambda/2)$$

La figure 1.5. donne l'allure de la courbe de perméance P (i,x); elle est symétrique par rapport à l'axe d'abcisse λ /2.

Le développement en série de Fourier de la fonction P $_{\lambda}$ (i,x) est donc formé d'un terme moyen P $_{\lambda o}$ et d'une somme d'harmoniques pairs ou impairs d'amplitude P $_{\lambda k}$.

$$P_{\lambda}(i,x) = P_{\lambda 0} + \sum_{k=1}^{\infty} P_{\lambda k} \cos k \frac{2\pi}{\lambda} x \qquad [1.13.]$$

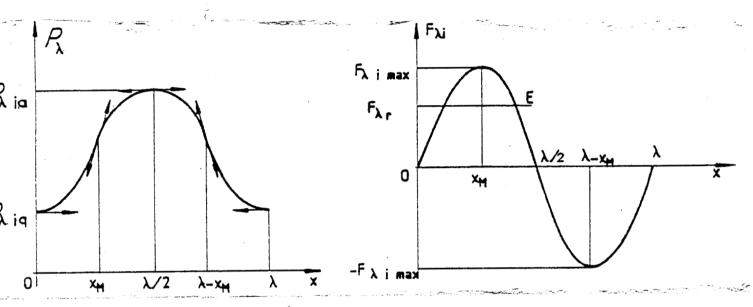


Figure 1.5. : Perméance par pas dentaire à i constant

Figure 1.6. : Force par pas dentaire à i constant

L'effort par pas dentaire à courant constant se déduit de la perméance par dérivation :

$$F_{\lambda i} = \frac{n^2 i^2}{2} \qquad \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2k \pi}{\lambda}\right) P_{\lambda k} \quad \text{Sin } k \frac{2\pi}{\lambda} \quad x \quad [1.14.]$$

La figure 1.6. donne l'allure de la courbe F $_{\lambda i}$, elle correspond à une sinusoïde déformée par la présence d'harmoniques.

La courbe F $_{\chi i}$ passe par un maximum F $_{\lambda i}$ pour x = x_M et par un minimum, de même valeur absolue pour x = λ - x_M.

Ces extrêmes correspondent aux points d'inflexion de la courbe de perméance.

Si la machine est soumise à un effort résistant constant par pas dentaire $\mathbf{F}_{\lambda \mathbf{r}}$, le point d'équilibre stable est donné

par
$$F_{\lambda i} = F_{\lambda r}$$
, avec $\frac{\delta(F_{\lambda i} - F_{\lambda r})}{\delta x} < o$

Il correspond à l'intersection E de la courbe F avec la droite F $_{\lambda r}$ dans l'intervalle [xm ; λ - xm]

I.2.2. Les simplifications usuelles

I.2.2.1. Non prise en compte de la saturation

Si l'on suppose, d'une part le circuit magnétique non saturé, la perméance du circuit complet est indépendante du courant, et d'autre part la perméance magnétique du fer infinie, l'effort est réduit :

$$F_{\lambda} = \frac{n^2 i^2}{2} \frac{dP_{\lambda e}(x)}{dx}$$
 [1.15.]

où $P_{\lambda e}$ (x) est la perméance de l'entrefer.

I.2.2.2. Schématisation de la courbe force-déplacement

Dans le cas d'une alimentation à courant constant, la valeur moyenne $\overline{F_{\lambda i}}$ correspond à la partie positive de la courbe à la figure 1.6. :

$$\overline{F}_{\lambda i} = \frac{n^2 i^2}{\lambda} \quad (P_{\lambda ia} - P_{\lambda iq}) \qquad [1.16.]$$

On constate que la force moyenne développée à courant constant ne dépend que des perméances en position alignée et en quinconce.

Dans le cas des simplifications présentées dans la partie II.2.1. on peut écrire :

$$\overline{F}_{\lambda i} = \frac{n^2 i^2}{\lambda} \left(P_{\lambda ea} - P_{\lambda eq} \right)$$
 [1.17.]

La courbe $F_{\lambda i}$ (i,x) à courant constant ayant une allure sinusoïdale, on peut, avec une approximation raisonnable, supposer que ces courbes sont des sinusoïdes. On peut alors déduire la valeur approchée de l'effort $\overline{F_{\lambda i}}$, en écrivant :

$$F_{\lambda i} \simeq \frac{\pi}{2} \quad \widehat{F}_{\lambda i} \quad \operatorname{Sin}\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$
soit
$$F_{\lambda i} \simeq \frac{n^2 i^2 \pi}{2 \lambda} \quad (P_{\lambda ea} - P_{\lambda eq}) \quad \operatorname{Sin}\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad [1.18.]$$

dans ce cas l'équation [1.13.] de la perméance P développée au 1er ordre donne :

$$P_{\lambda e} = P_{\lambda o e} + P_{\lambda 1 e} \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$
où
$$P_{\lambda o e} : \frac{P_{\lambda e a} + P_{\lambda e q}}{2} > o ; P_{\lambda 1 e} = \frac{P_{\lambda e q} - P_{\lambda e a}}{2} < o$$

l'équation [1.18.] peut se mettre alors sous la forme :

$$F_{\lambda i} \simeq \left(-\frac{n^2 i^2 \pi}{\lambda}\right)^P \lambda le \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) = F_{\lambda i \max} \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) [1.19.]$$

où
$$\int_{\lambda \text{ imax}}^{F} e^{-n^2 i^2 \pi} P_{\lambda} 1e^{-n^2 i^2 \pi} P_{\lambda} 1e^{-n^2 i^2 \pi}$$

représente la valeur maximale de l'effort produit

L'équation [1.18.] montre qu'à un courant i donné, pour avoir l'effort moyen \overline{F}_{λ} i le plus élevé, il faut avoir :

- n le plus grand possible
- λ le plus faible possible
- (P $_{\lambda ea}$ P $_{\lambda eq}$) le plus grand possible

Une valeur très élevée du nombre de spires (n) entraîne des inductances élevées qui s'opposent à l'établissement du courant.

Une faible valeur du pas dentaire nécessite des usinages très précis et par conséquent le coût de la machine est augmenté.

Pour assurer la plus grande différence des perméances en positions alignées et en quinconce, une étude poussée du système de denture doit être faite.

Ces différents critères doivent être pris en compte lors de la conception de la machine qui sera présentée dans la prochaine partie.

II. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ACTIONNEUR LINEAIRE TRIPHASE A FLUX TRANSVERSAL ET SA CONCEPTION

II-1. Principe de fonctionnement et théorie d'un actionneur linéaire triphasé à flux transversal

II.1.1. Principe de fonctionnement

La figure 1.7. montre la disposition des éléments constituant la machine :

- une tige mobile sur laquelle sont usinées des gorges régulièrement espacées de façon à créer une succession de dents rectilignes de pas dentaire χ ,
- trois inducteurs non couplés magnétiquement décalés entre eux de $\lambda/3$ + $k\lambda$ agissant à tout de rôle ou simultanément selon le mode d'alimentation. Chaque inducteur comporte un bobinage formé d'une ou de deux bobines et un circuit magnétique présentant une partie dentée située face à la denture de la tige mobile.

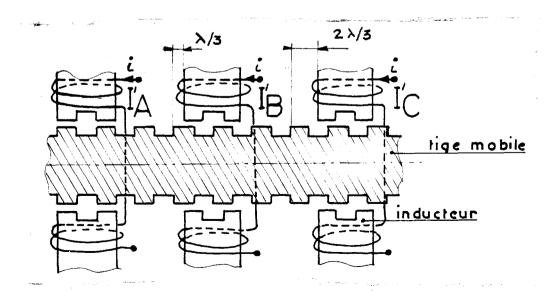


Figure 1.7. : Coupe schématique de la machine

Pour chaque inducteur alimenté à courant constant et compte tenu des simplifications présentées au paragraphe II.2. l'effort exercé par les N pas dentaires actifs est :

$$F_{A} = F_{max} \sin \left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$

$$F_{B} = F_{max} \sin \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$F_{C} = F_{max} \sin \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{4\pi}{3}\right)$$
où $F_{max} = \frac{n^{2} \cdot i^{2} \cdot \pi}{\lambda}$ • P_{1} ; $P_{1} = \frac{Pa - Pq}{2}$

si on pose
$$P_1 = N P_{\lambda 1}$$

La figure 1.8. montre les forces F_A , F_B et F_C développées par les inducteurs A, B et C agissant séparément.

La force correspondant à l'intersection de deux courbes peut être considérée comme la force nominale $F_{\mbox{nom}}$ de l'actionneur.

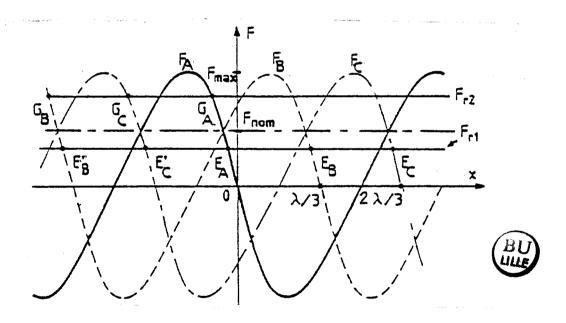


Figure 1.8. : Courbes F(x) de trois inducteurs

En effet, on applique un effort résistant $F_{r1} < F_{nom}$, quand l'inducteur A est alimenté, la position d'équilibre stable est E_A .

Si on alimente l'inducteur B tout en coupant l'alimentation de l'inducteur A, $F_B > F_{r1}$ amène la tige à la position stable E_B . Quand l'inducteur C est alimenté à son tour, il amène la tige en E_C et ainsi de suite.

La séquence d'alimentation dans l'ordre A, C, B permet de déplacer la tige en sens inverse de E_A en E_C^* puis en E^*_B . A chaque changement d'inducteur le déplacement est de $\lambda/3$.

Si on applique un effort résistant $F_{r2} > F_{nom}$, lorsque l'inducteur A est excité, la position d'équilibre est G_A . Si on alimente l'inducteur B après avoir coupé l'inducteur A, F_B est inférieur à F_{r2} et la tige glisse sous l'effet de F_{r2} jusqu'en G_B etc...

Avec un seul inducteur alimenté à la fois, il est impossible dans ce cas d'obtenir la reversibilité du mouvement.

Pour assurer la reversibilité, il faut opérer avec un effort résistant inférieur à l'effort nominal F_{nom} .

Pour améliorer les performances on cherche à augmenter F_{nom} ou à alimenter plusieurs phases en même temps.

II.1.2. <u>Equations électrique et mécanique régissant le</u> fonctionnement de l'actionneur

II.1.2.1. Equations électriques

La matrice $[\mathcal{L}]$ déduite de $[\phi]$ = $[\mathcal{L}]$ [i] est diagonale et fonction de la position mutuelle des deux dentures du fait que les circuits magnétiques sont indépendants :

ou
$$L_0 = n^2 P_0$$
 et $L_1 = n^2 P_1$ [1.21.]

Les équations électriques appliquées aux trois phases du moteur donnent :

$$\begin{split} v_A &= \text{Ri}_A + \left[\text{ L_0} + \text{ L_1} \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda} \right) \right] \cdot \frac{\text{di}_A}{\text{dt}} - \frac{2\pi}{\lambda} \, \text{L}_1 \quad \text{Sin} \left(\frac{2\pi x}{\lambda} \right) \cdot \, \text{i}_A \cdot \frac{\text{dx}}{\text{dt}} + \, \text{i}_A \cdot \, \frac{\text{dL}_A}{\text{di}_A} \cdot \, \frac{\text{di}_A}{\text{dt}} \right. \\ v_B &= \text{Ri}_B + \left[\text{L}_0 + \text{L}_1 \quad \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \frac{\text{di}_B}{\text{dt}} - \frac{2\pi}{\lambda} \, \text{L}_1 \left[\text{Sin} \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cdot \, \text{i}_B \cdot \, \frac{\text{dx}}{\text{dt}} + \, \text{i}_B \cdot \, \frac{\text{dL}_B}{\text{di}_B} \cdot \, \frac{\text{di}}{\text{dt}} \\ v_C &= \text{Ri}_C + \left[\text{L}_0 + \text{L}_1 \quad \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \frac{\text{di}_C}{\text{dt}} - \frac{2\pi}{\lambda} \, \text{L}_1 \left[\text{Sin} \left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \cdot \, \text{i}_C \cdot \, \frac{\text{dx}}{\text{dt}} + \, \text{I}_C \cdot \, \frac{\text{dL}_C}{\text{di}_C} \cdot \, \frac{\text{di}_C}{\text{dt}} \\ \text{Le terme} \quad \frac{\text{dL}}{\text{dx}} \cdot \, \frac{\text{dx}}{\text{dt}} \quad \cdot \, \text{i est la tension induite de mouvement} \quad \left[\text{1.22.} \right] \\ \text{et} \quad \frac{\text{dL}}{\text{di}} \cdot \, \frac{\text{di}}{\text{dt}} \quad \cdot \, \text{i est la tension induite de saturation} \end{split}$$

II.1.2.2. Equation mécanique

Pour déterminer complètement le mouvement du moteur, en plus des équations électriques, on a besoin de l'équation mécanique qui traduit l'application du principe fondamental de dynamique à l'ensemble des parties mobiles :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F_m - F_r$$
 [1.23.]

où m est la masse de la tige mobile $F_m \mbox{ est la force \'electromagn\'etique}$ $F_r \mbox{ est l'ensemble des forces r\'esistantes comportant la charge et les frottements}$

De façon approchée :

$$F_{m}=F_{A}=-F_{max}$$
 Sin $\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$ dans le cas d'alimentation de la phase A

$$F_r = F_C + F_0 \text{ signe } \frac{dx}{dt} + \zeta \frac{dx}{dt}$$
 [1.24.]

Les forces intervenant dans la relation [1.24.] sont :

- la force de forttement sec Fo toujours > 0
- l'effort de charge F_C qui peut être moteur ou frein
- le coefficient de viscosité dynamique ζ (Ns/ $_m$) toujours > 0

L'équation [1. 23] s'écrit alors sous la forme :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + F_{max} \sin \left(\frac{2 \pi x}{\lambda}\right) + \zeta \frac{dx}{dt} = -\left[F_C + F_0 \operatorname{signe}\left(\frac{dx}{dt}\right)\right] \left[1.25.\right]$$

C'est l'équation d'un système de second ordre non linéaire. Sa résolution nous donne un mouvement oscillant amorti, comme indiqué à la figure 1.9.

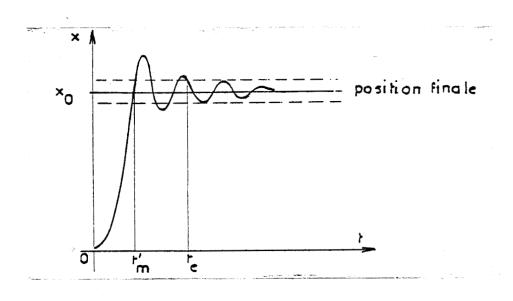


Figure 1.9. : Avance élémentaire

 $t_{\rm m}'$ est le temps de montée ou temps nécessaire pour franchir un pas. $t_{\rm e}$ est le temps nécessaire à l'établissement autour d'une position d'équilibre, pris arbitrairement pour le temps près lequel l'écart par rapport à la valeur d'équilibre est \pm 10 % de la position finale.

Les temps t_m' et t_e sont fonction de la masse de la tige mobile, des forces de frottement et de l'alimentation

Pour calculer la fréquence d'oscillation on linéarise la caractéristique de l'effort moteur au voisinage de la position d'équilibre [8] voir figure 1.10.

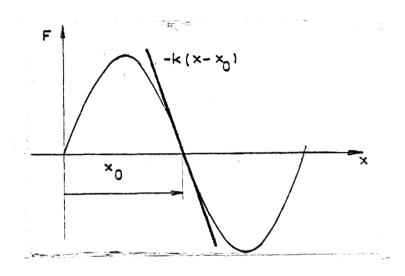


Figure 1.10. : Linéarisation de F = F(x) au voisinage de xo

$$F_m = -k (x - xo)$$

où - k est la pente de l'effort et xo l'abscisse de la position de détente comme indiqué à la figure 1.10.

L'équation de mouvement [1.25.] se réduit à :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = -k(x-xo) - \left[F_C + F_0\right] - \zeta \frac{dx}{dt} \qquad [1.26.]$$

Cette équation a pour solution l'expression suivante :

$$x = A \exp \frac{-\zeta}{2m} t \quad \sin (\omega_0 + \%) + xo - \frac{(FC + F0)}{k}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m} - \frac{\zeta^2}{4m^2}}$$
[1.27.]

Les grandeurs A et $^{\zeta}$ sont des constantes d'intégration fonction des conditions initiales de position et de vitesse.

Les oscillations seront amorties quand toute l'énergie cinétique sera dépensée sous forme de pertes.

L'amplitude et le temps d'amortissement des oscillations sont d'autant plus petits que ces pertes sont plus grandes.

Le choix d'une tige la plus légère possible et l'optimisation des dentures de façon à avoir la pente la plus élevée de la courbe de l'effort moteur au voisinage de la position alignée permettent un amortissement très rapide des oscillations.

L'équation [1.27.] montre l'existence d'une erreur statique

$$\Delta x = \frac{FC + F0}{k}$$

d'autant plus faible que k est grand et que les frottements sont réduits.

L'étude des équations électrique et mécanique nous permet de voir l'influence de certains facteurs sur les performances dynamiques de la machine, ainsi la réduction de la masse de la tige mobile et des forces de frottement réduites assurent un amortissement rapide des oscillations et une faible erreur statique.

Ces différents facteurs seront pris en compte lors de la conception de l'actionneur qui sera présenté dans la partie suivante.

II.2. Conception de l'actionneur

II.2.1. Disposition générale de la machine

La disposition générale de la machine correspond aux figures 1.12. et 1.13.

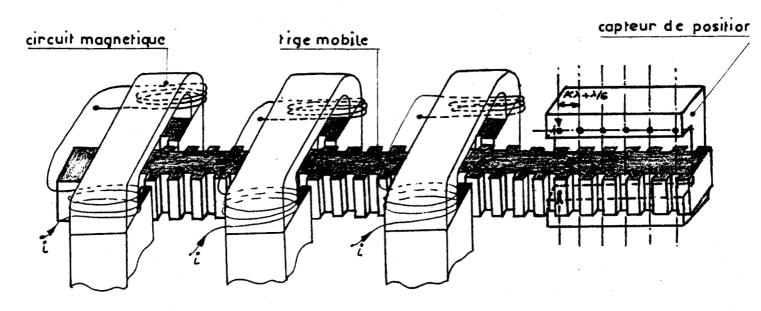


Figure 1.12. : Vue en perspective de la machine

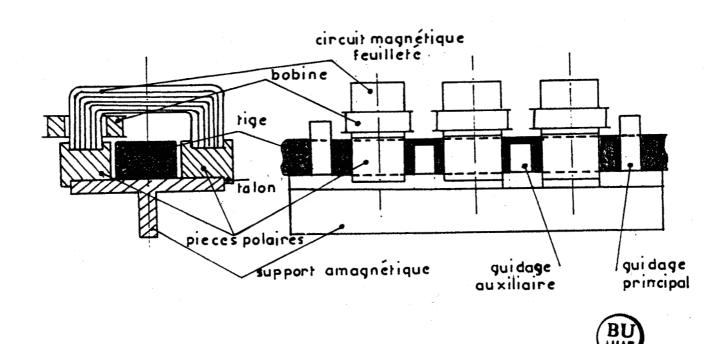


Figure 1.13.: a) coupe de La machine b) vue de face

On distingue les différents constituants de la machine :

- 3 inducteurs IA, IB et IC
- une tige mobile dentée sur les deux côtés
- des guidages auxiliaires et principaux
- le bâti
- le capteur de position solidaire du bâti

La conception de la machine a été étudiée dans le sens de la simplicité (peu de pièces) et de la modularité (pièces identiques) dans un double but d'économie et de facilité de maintenance.

La machine a été conçue avec l'aide du bureau d'étude et réalisée dans l'atelier du département Génie Mécanique et Productique de l'I.U.T. de BETHUNE.

II.2.2. Choix de la tige de transmission de l'effort

Les performances d'une machine à reluctance variable linéaire sont essentiellement liées à la maîtrise de l'épaisseur de l'entrefer qui doit être le plus faible possible et à la régularité du système de denture.

La tige mobile est dimensionnée pour l'effort nominal dans le sens de déplacement et choisie la plus légère possible.

Son fonctionnement en position horizontale a nécessité l'adoption d'un profil qui permet un guidage en translation qui assure au mieux la constance de l'entrefer fonctionnel.

Le guidage principal est assuré aux extrémités de la machine comme indiqué à la figure 1.14.

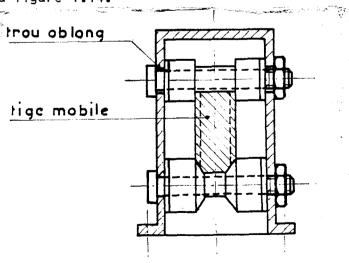


Figure 1.14. : Guidage en translation de la tige

Pour éviter au maximum les efforts de décentrement de la tige mobile on a retenu le principe du flux transversal.

La tige a été dentée identiquement sur deux de ses faces opposées, ce qui a diminué la section moyenne.

La diminution de la rigidité de la tige a nécessité l'adoption de dispositifs de guidage auxiliaires entre les phases.

II.2.3. Choix du système de denture

Une étude approchée préalable [27] a permis de montrer que les profils des dents devaient être dimensionnées de telle façon que les transitions des flux principaux entre les positions alignée et en quinconce devaient se faire entre les têtes et les flancs des dents.

Pour le choix du pas dentaire, on tient compte du fait que sa réduction aboutit donc à une augmentation de la force, à un déplacement plus faible et à un positionnement plus précis dans la marche en pas à pas.

Mais la réduction du pas dentaire nécessite une augmentation de la précision de l'usinage des pièces et une fréquence d'alimentation des inducteurs élevée pour atteindre des vitesses élevées.

L'amélioration des performances mécaniques passe donc par un surcoût de construction qu'il faut prendre en compte dans l'étude globale.

Dans notre application, où la vitesse de déplacement est faible mais où la force doit être importante, on a adopté un pas dentaire de 8,4 mm avec un rapport dent/pas dentaire de 0,41 ce qui correspond pratiquement à l'optimum d'effort statique pour des entrefers de 0,3 mm de part et d'autre de la tige.

Les dentures du système mobile et fixe sont identiques.

La figure ci-dessous donne les dimensions du système de denture retenu.

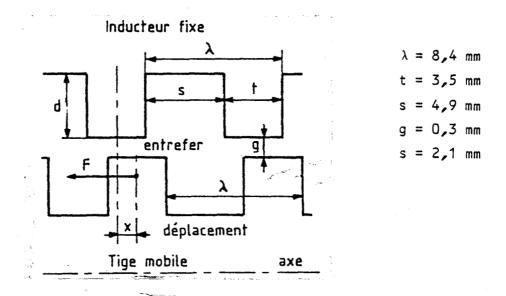


Figure 1.15. : Choix du système de denture

II.2.4. Choix du circuit magnétique

Les plots inducteurs dentés amenant le flux inducteur sur la tige mobile sont réalisés en fer doux massif et sont munis de talons de blocage qui s'appuient sur le bâti-amagnétique de la machine et qui interdisent le rétrécissement de l'entrefer et évite le phénomène de pincement.

Le reste du circuit magnétique d'un inducteur est formé d'un circuit "C" feuilleté et bridé sur les plots par un serre-joint.

Chaque circuit "C" porte un bobinage formé de deux bobines placées symétriquement par rapport à la tige.

II.2.5. Choix du bobinage

Le bobinage est réalisé sur une carcasse moulée en polyester.

La détermination de la section du fil et du nombre de tours de chaque bobine dépend de la constante de temps voulue.

Chacune des deux bobines d'un inducteur comporte 200 spires de cuivre de 1 mm de diamètre.

L'amélioration des performances dynamiques du moteur ne peut se limiter à une étude soignée de ce dernier mais nécessite une étude globale incluant son alimentation et sa commande qui font l'objet du chapitre suivant.

<u>Chapitre II</u>

CONCEPTION DE L'ALIMENTATION
ET DE LA COMMANDE
DE L'ACTIONNEUR

Dans ce chapitre on définira l'alimentation en introduisant les critères retenus pour l'application développée.

La conception de la commande sera ensuite présentée en détaillant la logique numérique de contrôle, la définition d'un capteur de position spécifique et l'électronique d'alimentation de la machine.

I. CONCEPTION DE L'ALIMENTATION [1] [5] [8] [18] [15]

I.1. Critères d'une alimentation en mode pas à pas

Le rôle de l'alimentation est d'appliquer sur ordre de la commande, la tension successivement aux bornes des diverses bobines constituant les phases du moteur et de fournir à ces dernières un courant maintenu à une valeur constante fixée par la commande.

L'alimentation des moteurs pas à pas est généralement composée de transistors de puissance fonctionnant alternativement en régime de conduction et de blocage.

Une alimentation en mode pas à pas doit être capable :

- d'établir rapidement un courant donné dans un circuit inductif,
- de maintenir ce courant à sa valeur en dépit des variations des paramètres du circuit, en particulier les éléments de la matrice inductance,
- de supprimer le plus vite possible le courant lorsque l'avance linéaire visée est atteinte sans entraîner des surtensions susceptibles de détériorer les composants,
- aucun courant ne doit circuler dans les enroulements non utilisés.

Toutes ces conditions justifient le choix des transistors de puissance, qu'ils soient bipolaires ou du type MOSFET. Le thyristor nécessite un circuit complexe pour le blocage et la rapidité de réponse est souvent insuffisante.

D'autre part, la machine à reluctance variable développant un effort indépendant du sens de passage du courant, permet de réduire les coûts de l'ensemble en utilisant des alimentations unipolaires.

I.2. Différents types d'alimentation des moteurs pas à pas

Dans cette partie, compte tenu de l'indépendance de l'effort du sens de passage du courant, on n'étudiera que les alimentations unipolaires.

La figure 2.1.a. représente le montage le plus économique qui permet d'installer ou de supprimer un courant dans une charge fortement inductive.

La diode de roue libre D assure la protection du transistor de puissance T contre les surtensions.

Les constantes de temps de montée et de descente du courant sont égales à L/R si l'on suppose les composants idéaux, R étant la résistance par phase de moteur et L son inductance propre.

Cette solution ne répond pas au critère de rapidité à l'extinction du courant, ceci s'annule théoriquement au bout d'un temps infini.

Pour remédier à cet inconvénient, on cherche à diminuer la constante de temps $\tau=\frac{L}{R}$ du circuit, en plaçant en série avec la charge une résistance de forte valeur R_{ex} , voir figure (2.1.b.). La machine est alimentée sous une tension élevée.

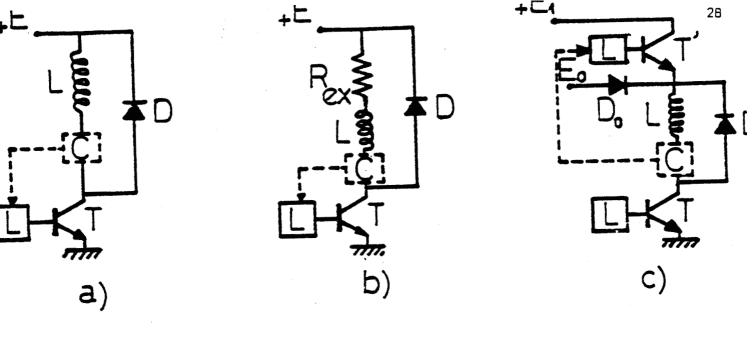
Cette technique, tout en ayant l'avantage de réduire la constante de temps, dégrade le rendement.

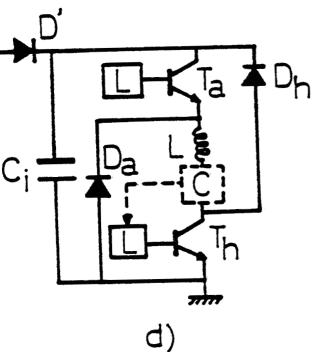
Elle est utilisée pour les petits moteurs, mais en aucun cas, elle n'est utilisée pour les alimentations de fortes puissances. Pour cela, d'autres techniques sont utilisées.

La figure 2.1.c. représente l'alimentation à deux niveaux de tension. Dans un premier temps, on applique une tension E_1 nettement plus élevée que celle conduisant au courant nominal I_N . Dès que ce courant I_N est atteint, il y a commutation sur une source de tension E_0 assurant le maintien de ce courant I_N . Cette solution ne permet pas la régulation du courant.

Le montage hacheur sera le seul retenu pour les fortes puissances voir, figure (2.1.d.).

Pour améliorer le temps d'extinction du courant, on utilise le demi-pont asymétrique. La récupération d'énergie se fait dans la source principale si elle est reversible ou plus généralement dans le condensateur intermédiaire C_i. La diode D' protège la source contre le courant inverse.





L = logique de commande

D = diode de roue libre

 D_O = diode de protection de la source basse tension E_O

 $D_a = diodes d'extinction$

D_h = en régime de hachage

T = transistor de commutation de
 phase

T' = transistor de commutation de source E₁

 T_h = transistor de hachage

T_a = transistor d'aiguillage

C = capteur de courant de phase

 C_i = condensateur intermédiaire de récupération

B

- a) alimentation élémentaire
- b) amélioration du temps de réponse
- c) alimentation à deux niveaux de tension
- d) convertisseur en demi-pont asymétrique

Figure 2.1.: Différents types d'alimentation

I.3. Choix d'une alimentation adaptée au moteur étudié

L'étude comparative précédente nous a conduit à choisir le pont asymétrique qui permet un établissement et une extinction rapide du courant ainsi que sa régulation, voir figure (2.1.d.).

I.3.1. Etude théorique du demi-pont asymétrique

La charge étant fortement inductive, ceci nécessite une source de tension de forte valeur E pour satisfaire le critère de rapidité.

I.3.1.1. Fonctionnement

La modulation du courant est faite par détection de I_M et I_m qui désignent respectivement la valeur maximale et la valeur minimale du courant maintenu dans une "fourchette" Δ I.

At = o, on sature T_h et T_a qui sont respectivement le transistor hacheur et aiguilleur jusqu'à ce que $I=I_M=I_N+\frac{\Delta I}{2}$. A cet instant on bloque T_h et le courant s'éteint à travers D_h , T_a et le charge. Lorsqu'il atteint la valeur $I=I_m=I_N-\frac{\Delta I}{2}$ on sature de nouveau T_h , etc..., de sorte que le courant I reste compris dans une "fourchette" ΔI autour de la valeur nominale I_N fixée par la commande.

Dans cette phase, on a une "auto-oscillation" de Th.

Lorsque l'on décide de cesser d'alimenter l'enroulement, il suffit de bloquer $T_{\rm a}$ et $T_{\rm h}$.

Pendant la phase d'auto-oscillation de T_h on a l'extinction du courant qui a lieu à travers D_h et pendant le blocage de T_a et T_h la récupération de l'énergie se fait par l'intermédiaire de D_a , D_h et C_1 .

Pendant cette phase, la phase est soumise à une tension négative et l'extinction du courant est rapide ce qui élimine la présence d'un courant au moment de l'alimentation de la phase suivante. La forme de la tension appliquée à la charge ainsi que le courant haché qui la parcourt et les courants dans les transistors et les diodes sont représentés à la figure (2.2.) a, b, c, et d.

II.3.1.2. <u>Calcul des divers temps de montée et de descente</u> <u>du courant ainsi que la fréquence d'auto-</u> oscillation

Si l'on suppose les composants idéaux et L et R étant respectivement l'inductance propre et la résistance de la phase du moteur et en désignant par E_Γ la tension sous laquelle reste la phase pendant la descente du courant on a les équations électriques suivantes :

Pour la montée du courant : E = RI + L
$$\frac{dI}{dt}$$
 + I $\left(\frac{dL}{dx}\right)\left(\frac{dx}{dt}\right)$ + I $\left(\frac{dL}{dI}\right)\left(\frac{dI}{dt}\right)$ (2.1.)

еt

Pour la descente
$$: E_r = RI + L \frac{LdI}{dt} + I \left(\frac{dL}{dx}\right) \left(\frac{dx}{dt}\right) + I \left(\frac{dL}{dI}\right) \left(\frac{dI}{dt}\right) \quad (2.2.)$$

I
$$\left(\frac{dL}{dx}\right)\left(\frac{dx}{dt}\right)$$
 est la tension induite de mouvement

I
$$\left(\frac{dL}{dI}\right)\left(\frac{dI}{dt}\right)$$
 est la tension induite de saturation

on pose
$$e = I\left(\frac{dL}{dx}\right)\left(\frac{dx}{dt}\right) + I\left(\frac{dL}{dI}\right)\left(\frac{dI}{dt}\right)$$
 (2.3.)

Dans le cas de fonctionnement en faible vitesse et en régime permanent, e sera négligée devant E.

On a alors les équations (2.1.) et (2.2.) qui sont réduites aux équations suivantes (2.4.) et (2.5.):

Pour la montée du courant
$$E = RI + L \frac{dI}{dt}$$
 (2.4.)

Pour la descente

et

$$E_r = RI + L \frac{dI}{dt}$$
 (2.5.)

avec $E_r=0$ pendant le hachage et $E_r=-E$ lorsqu'on décide de cesser d'alimenter l'enroulement.

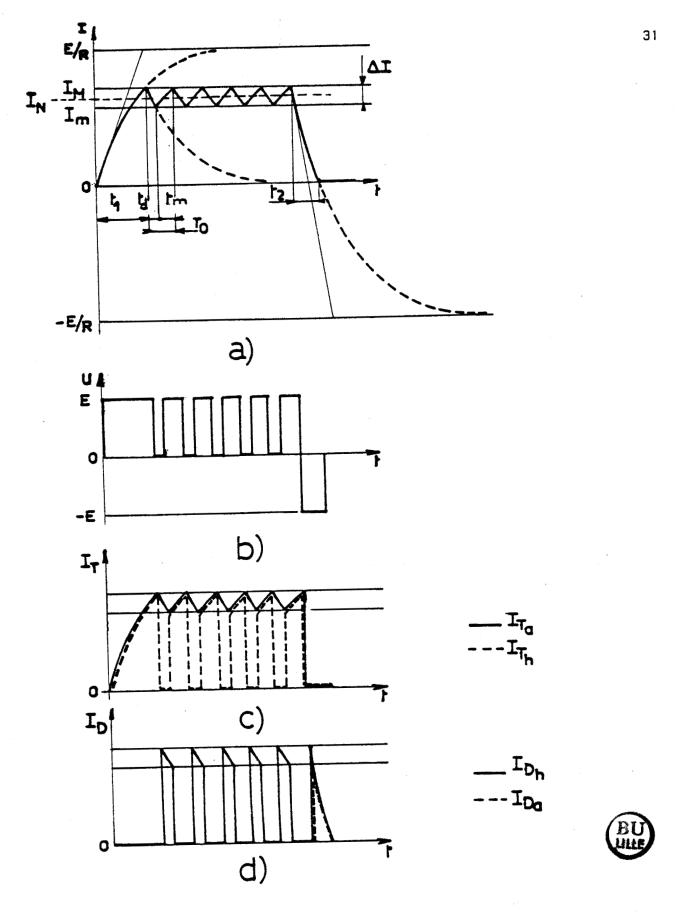


Figure 2.2. a) courant I dans la charge dans le cas d'une alimentation en 1/2 pont

- b) tension aux bornes de la charge
- c) courants dans les transistors T.a et T.h
- d) courants dans les diodes Da et Dh

a) calcul de t₁ : temps de montée du courant de o à $I_N + \frac{\Delta I}{2} = I_M$ Pendant cette phase le courant est solution de l'équation électrique

$$E = RI + L \frac{dI}{dt} \implies I = \frac{E}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \text{ avec } \tau = \frac{L}{R}$$

$$\implies t_1 = \tau \quad \ln \left[\frac{E}{E - R I_M} \right]$$

$$\text{avec } I_M = I_N + \frac{\Delta I}{2}$$

$$(2.6.)$$

b) calcul de t_2 : temps de descente du courant de I_M à o

on a =
$$-E = RI + L \frac{dI}{dt}$$

en prenant comme origine des temps l'instant de passage par $I_{\mbox{\scriptsize M}}$ on a :

$$I = -\frac{E}{R} + (I_M + \frac{E}{R}) e^{-t/\tau}$$

$$\implies t_2 = \tau ln \left[\frac{RI_M}{E} + 1 \right]$$
(2.7.)

c) calcul de t_{d} : temps de descente du courant de I_{M} à I_{m}

on a :
$$o = RI + L \frac{dI}{dt}$$

en prenant comme origine des temps l'instant de passage par $I_{\mbox{\scriptsize M}}$ on a :

$$I = I_{M} e^{-t/\tau}$$

$$\Rightarrow t_{d.} = \tau \ell_{n} \left[\frac{I_{M}}{I_{m}}\right] \qquad (2.8.)$$

d) calcul de t_{m} : temps de montée du courant de I_{m} à I_{M}

$$E = RI + L \frac{dI}{dt}$$

en prenant l'origine des temps l'instant de passage par I_{m} on a :

$$I = \frac{E}{R} + \left(I_{m} - \frac{E}{R}\right) e^{-t/\tau}$$

$$d'où t_{m} = \tau \ln \left[\frac{E/R - I_{m}}{E/R - I_{M}}\right]$$
(2.9.)

e) calcul de fo : fréquence d'auto-oscillation

La période de hachage est :

$$T_{O} = t_{m} + t_{d} = \tau \left[\ln \left(\frac{I_{M}}{I_{m}} \right) + \ln \left(\frac{E/R - I_{m}}{E/R - I_{M}} \right) \right]$$

$$f_{O} = \frac{1}{T_{O}} = \frac{1}{\tau \left[\ln \left(\frac{I_{M}}{I_{m}} \right) + \ln \left(\frac{E/R - I_{m}}{E/R - I_{M}} \right) \right]}$$

$$(2.10.)$$

Ces différentes équations nous permettent de calculer la tension d'alimentation E et la fourchette Δ I de variation du courant pour une charge (R, L) alimentée avec un courant I_N haché à une fréquence f_{O^*}



I.3.2. <u>Dimensionnement des interrupteurs de puissance à transistors</u> et des diodes de récupération

I.3.2.1. Spécifications des interrupteurs [40], [42]

La définition des caractéristiques nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur alimenté sous une une tension E doit tenir compte des temps d'établissement (t_{fr}) des diodes, voir figure 2.3. Ce paramètre est très important car la diode met toujours un certain temps avant de permettre au courant de circuler normalement quand elle est polarisée en direct et par conséquent il preut freiner la commutation.

La surtension V_{Fp} , voir figure 2.4. s'ajoute à la tension normale vue par les transistors au moment du blocage. Si cette surtension est importante, il faudra dimensionner les transistors pour une tenue supérieure en tension. Le choix des diodes "rapides" réduit ces surtensions comme le montre la figure 2.4.

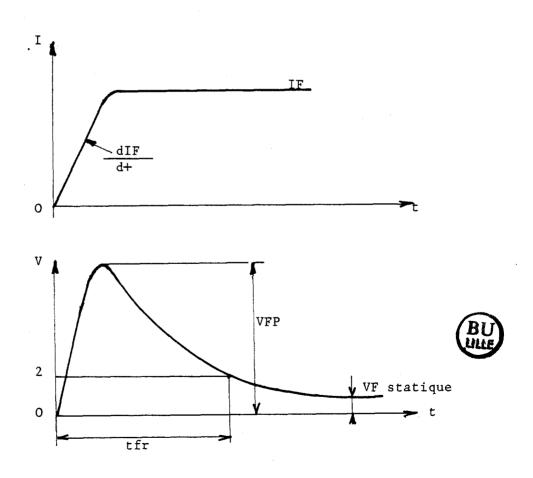


Figure 2.3. : Commutation à l'établissement d'une diode

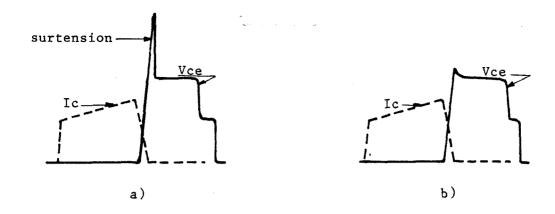


Figure 2.4. : Influence des diodes de récupération sur le fonctionnement du transistor

- a) avec diode lente
- b) avec diode rapide

D'autre part au moment du blocage de la diode, elle met un certain temps avant de retrouver son pouvoir de blocage et laisse passer un courant universel. Le temps de conduction inverse appelé temps de recouvrement est très important pour l'élaboration d'un circuit, voir figure 2.5.

Le recouvrement inverse dépend du circuit qui impose la vitesse de décroissance du courant qui est le transistor dans notre cas.

Il faut chercher à minimiser $\frac{dVR}{dt}$, et V_{RM} . La première est réduite par réduction de I_{RM} et la seconde dépend des inductances parasites.

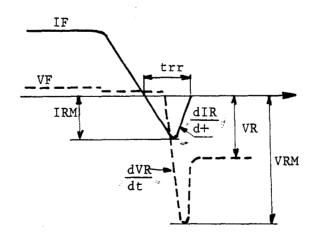


Figure 2.5. : Recouvrement inverse d'une diode

D'autre part on doit tenir compte de l'influence des éléments parasites négligés dans le calcul simplifié.

Un bon câblage réduit les surtensions dues aux inductances parasites. Le convertisseur doit s'adapter à plusieurs moteurs de charges différentes. La tension d'alimentation est variable ($E_{\text{Max}} = 50 \text{ V}$) et le courant pourrait atteindre 15 A selon la section du bobinage de la phase du moteur.

La réalisation du convertisseur nécessite donc la mise au point de deux interrupteurs rapides par phase capables de commuter 15 A sur 50 V, et du circuit de commande associé. Cette partie du circuit devra faire l'objet d'une étude particulièrement soignée, car c'est elle qui, en grande partie, avec les circuits de protection contre les diverses surcharges détermine la sécurité et la fiabilité de fonctionnement du système.

II. 3.2.2. Choix du transistor de puissance

II. 3.2.2.1. Transistor bipolaire

Pour le dimensionnement en tension des transistors de puissance, on a fait le choix sur des transistors à V_{CE} (sus) supérieur à la tension maximale que doit supporter l'interrupteur ce qui, théoriquement, permet de se passer du réseau d'aide à la commutation et donne une très grande marge de sécurité en tension (à condition de respecter les limites thermiques des composants).

Le transistor le mieux adapté à notre application est le MJ 1005 de MOTOROLA : un Darlington NPN de puissance dont les principales caractéristiques sont :

$$I_{C}$$
 = 20 A; I_{CM} = 30 A
 V_{CEOmax} (sus) = 400 V
 V_{CEXmax} = 450 V
 V_{CEVmax} = 500 V
 V_{CE} sat < 1,9 V à I_{C} = 10 A, I_{B} = 0,4 A
 V_{CE} sat < 3 V à I_{C} = 20 A, I_{B} = 2 A

$$\begin{cases} t_{SV} < 2.5 \ \mu s \ à I_{C} = 10 \ A, I_{B} = 0.4 \ A, V_{BE} \ (off) = 5 \ V \ et \ T_{C} = 100 \ C \ t_{C} < 1.5 \ \mu s \end{cases}$$

 $\begin{cases} t_{SV} = 0.65 \,\mu s \text{ à } I_{C} = 10 \,\text{A} \text{ ; } I_{B} = 0.4 \,\text{A, } V_{BE} \,\text{(off)} = 5 \,\text{V et } T_{C} = 25 \,\text{c} \\ t_{C} \,\text{typ} = 0.2 \,\mu s \end{cases}$

Les caractéristiques détaillées sont données en annexe.

II.3.2.2.2. Transistors de type MOS à effet de champ (MOSFET) 39

Principes:

Les MOSFET de puissance simplifient les circuits car ce sont des dispositifs commandés en tension qui fonctionnent avec un courant d'entrée instantané très faible. A fort courant, leur temps de commutation est inférieur à 100 nanosecondes. Ils sont très robustes du fait de l'absence du phénomène de second claquage propre aux transistors bipolaires.

Pour produire un courant dans le drain, il faut appliquer une tension entre la grille et la source.

La grille isolée électriquement de la source par une couche d'oxyde de silicium et par conséquent aucun courant ne circule théoriquement dans la grille lorsqu'une tension continue lui est appliquée.

Les inconvénients actuels de MOSFET par rapport aux transistors bipolaires sont :

- le coût,
- la tension directe limitée actuellement à 500 V,
- la capacité de la grille d'entrée qui limitent les possibilités en fréquence élevée du MOSFET, mais dans des gammes déjà 2 à 3 fois plus grandes que celles des transistors bipolaires,
- une tension à l'état saturé plus élevée que celle des transistors bipolaires et qui dépend fortement de VGS,
- les transistors MOS doivent être manipulés avec le maximum de prudence à cause des décharges d'électricité statique haute tension qui peuvent détériorer la couche d'oxyde de la grille.

Pour notre application le MTM 15 N 40 de MOTOROLA convient très bien. Ses caractéristiques sont les suivantes :

```
VDSS (Max) = 400 \text{ V}
VGS (Max)
                 = + 20 V
VDGR (Max)
                  = 400 \text{ V} \quad (RGS = 1.0 \text{ M} \Omega)
ID
           = 15 A
IDM
           = 70 A
           = 1,5 A
IGM
           = 250 W
PD
VGS (th) = 4,5 V
VDS (on) = 2,25 V à VGS = 10 V et I_D = 7 A
 Max
           = 6 V à VGS = 10 V et I_D = 15 A
t_{d} (on) = 120 ns
       = 300 \text{ ns}
tr
t_d (off) = 400 ns
t<sub>f</sub>
           = 240 \text{ ns}
```

Les caractéristiques d'entrée et de sortie sont données en annexe et la carte de commande développée est présentée dans la partie "Driver" des transistors.

Le choix définitif est porté sur les transistors bipolaires pour des raisons de prix de revient. En effet, les deux transistors choisis ont des valeurs spécifiques maximales peu différentes mais le prix du transistor bipolaire est à peu près le tiers du transistor MOSFET.

II.3.2.3. Choix des diodes de récupération

Comme il a été signalé, la rapidité des diodes limitent les surtensions aux bornes du transistor de puissance dues aux inductances parasites.

Le critère principal du choix est alors la rapidité.

Notre sélection est portée sur les diodes rapides MR 876 de MOTOROLA, dont les principales caractéristiques sont :

- courant direct continu I_0 = 50 A - tension inverse de crête répétitive VRMM = 600 V - courant de pointe de surcharge non répétitif I_{FSM} = 400 A - temps de recouvrement inverse t_{rr} = 0.2 μ s

- température maximale de jonction T_i(Max)

II.3.2.4. Considérations sur les fonctions de sécurité [42]

= 160°C

La fiabilité d'un équipement électronique de puissance dépend d'un grand nombre de facteurs dont l'un des principaux est la sécurité de fonctionnement quel que soit l'environnement.

Dans notre conception, deux paramètres fondamentaux sont à surveiller : le courant et la tension.

II.3.2.4.1. Protection contre les surintensités

Les transistors ont de très faibles possibilités de surcharge et même les fusibles les plus rapides sont inopérants pour les protéger. Par contre, ils peuvent être éteints rapidement en interrompant leur courant de base.

La protection retenue est basée sur la détection de la désaturation du transistor de puissance. En effet, à courant base constant, V_{CE} augmente avec I_{C} .

La figure (2.6.) montre les différents éléments réalisant cette protection.

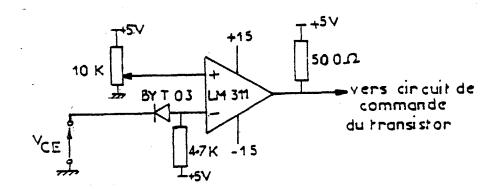


Figure 2.6. : Protection du transistor contre les surintensités

La détection de la tension V_{CE}max admissible fait basculer le comparateur rapide LM 311 à sortie TTL et le transistor est ainsi bloqué.

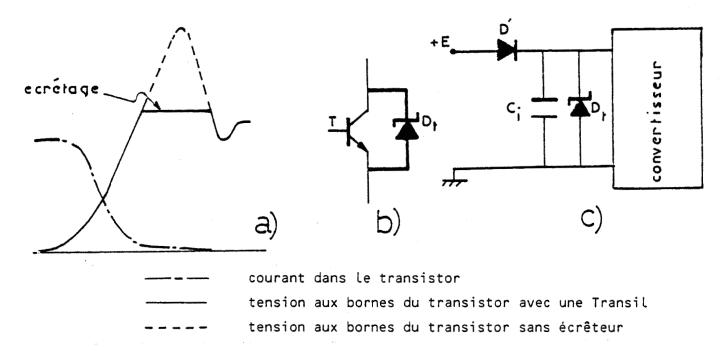
Un fusible rapide à l'entrée du convertisseur assure la protection générale.

Les surtensions internes sont provoquées par les inductances parasites du cablage. Si aucun dispositif écrêteur n'est prévu, à chaque commutation le transistor est soumis à une surtension et il doit dissiper l'énergie $\frac{1}{2} L_D I^2$ (où L_D est l'inductance parasite).

Le transistor doit être protégé contre ces surtensions par un circuit écrêteur qui n'est qu'une diode Transil parfaitement adaptée à cette fonction. Les figures 2.7. a. et b. présentent le phénomène d'écrêtage et la mise de la diode Transil aux bornes du transistor.

La Transil est une diode à avalanche spécialement conçue pour écrêter des surtensions et dissiper en régime transitoire de fortes énergies. Ses caractéristiques sont les suivantes, voir figure (2.7.d.):

- a) la tension de veille $V_{\mbox{RM}}$ est la tension que la Transil peut supporter en régime permanent,
- b) la tension inverse d'avalanche VBR,
- c) la tension d'écrêtage V_{CL} est la valeur maximale pour l'impulsion "standardisée" de valeur crête Ipp.



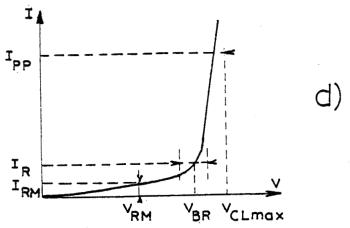


Figure 2.7. : a) utilisation d'une Transil pour l'écrêtage
b) protection du transistor contre les surtensions

- c) protection du convertisseur contre les surtensions
- d) principales caractéristiques d'une Transil

La Transil choisie dans ce cas est la BZW 50-150 ayant les caractéristiques suivantes :

VRM = 150 V à
$$I_{RM}$$
 = 5 μ A
VBR min = 160 V à I_{R} = 1 mA
VCLmax = 269 V à I_{PP} = 19 A

Pour la protection contre les surtensions externes, une Transil BZW 50-56 est mise à l'entrée du convertisseur comme l'indique la figure 2.7. c. Ses caractéristique sont :

I.4. Différents modes d'alimentation d'un actionneur linéaire triphasé à reluctance variable [1] , [10]

Pour alimenter l'actionneur on a retenu les 2 principaux modes d'alimentation : fonctionnements en pas entier en demi-pas.

I.4.1. Fonctionnement en pas entier

Dans ce mode, une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal I_n et la tige se déplace théoriquement d'un pas élémentaire $xp = \lambda/3$. La figure 2.8. a. montre les courants dans les phases A, B et C ainsi que le déplacement résultant de la tige.

I.4.2. Fonctionnement en demi-pas

En alimentant les phases dans l'ordre A, A + B, B, B + C, C, C + A, A, ... on divise le pas incrémental par 2 et on a un mouvement plus continu (effort plus lisse) que dans le premier mode mais le nombre d'impulsions par période est le double, soit de 6.

La figure 2.8. b. montre les courants dans les phases A, B et C ainsi que le déplacement résultant de la tige.

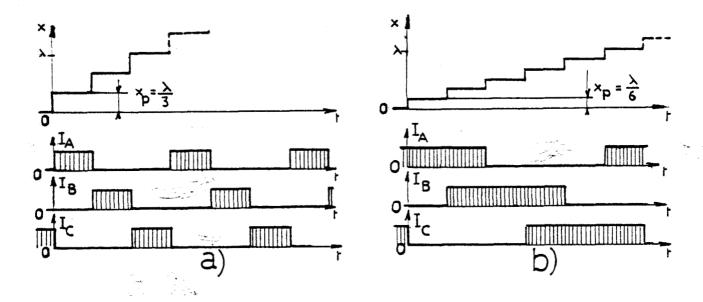


figure 2.8. : courants idéaux dans les 3 phases de l'actionneur et potision de la tige

- a) en mode pas entier
- b) en mode demi-pas

II. CONCEPTION DE LA COMMANDE

La mission du système de commande est d'assurer la commutation des transistors du convertisseur afin d'obtenir les cycles de fonctionnement (en pas entier, en demi-pas, ...).

Ceci nécessite des informations en temps réel sur l'état du convertisseur (courant) et de l'actionneur (position instantanée de la tige et sa vitesse éventuellement).

Ceci exige l'utilisation de capteurs, d'un système de traitement et d'interfaces entre celui-ci et le convertisseur.

Les principaux critères conditionnant la conception du système sont :

- la rapidité,
- la sécurité,
- la souplesse d'emploi

La solution retenue pour assurer la dernière condition est l'utilisation de la logique programmée.

Ainsi, l'utilisation d'un microprocesseur, de mémoires et de périphériques programmables a été immédiatement envisagée. Le microprocesseur choisi est le 8085 d'INTEL, microprocesseur de 8 bits et la famille de composants associés.

Le système de commande comporte :

- le système numérique de contrôle et de traitement,
- les capteurs de courant et de position de la tige,
- la logique de modulation du courant et les circuits "drivers transistors".

II.1. Système numérique de contrôle et de traitement [28] , [29]

II.1.1. Conception du système à microprocesseur

Il s'agit dans un premier temps d'effectuer le choix du processeur le mieux adapté au traitement qui nous concerne.

Deux points de vue doivent être conciliés au niveau de la spécification :

- d'une part, la facilité de conception de l'ensemble numérique,
- d'autre part, la souplesse d'utilisation des circuits
- · d'Entrées/Sorties.

Le format de mots de 8 bits (byte) que nous retenons pour cette étude est justifié par le fait que nous disposons de moyens puissants de conception des microprocesseurs de ce type.

La conception et la réalisation d'un système à microprocesseur comprennent deux parties bien distinctes :

L'étude du matériel

- le microprocesseur proprement dit,
- La mémoire RAM,
- la mémoire ROM,
- l'interface parallèle programmable,
- l'interface série programmable.

L'étude du logiciel

Le logiciel est l'ensemble des programmes nécessaires pour le bon fonctionnement du système à microprocesseur ainsi que tout ce qui concerne l'étude et la mise au point de ces programmes.

L'architecture de base proposée par le laboratoire d'informatique de l'I.D.N. sur la base du 8085 Intel constitue le point de départ de notre étude sur le plan micro-informatique.

Cette carte comporte les éléments suivants :

- une zone mémoire RAM de 2 kilo-octets (4 boîtiers 2114),
- une zone mémoire EPROM de 6 kilo-octets (3 boîtiers 2716) dont 2 kilos sont occupés par le moniteur I.D.N.,
- 48 lignes d'Entrées/Sorties parallèles (2 boîtiers 8255),
- 1 entrée/Sortie Série (IM 6402),
- 3 timers (1 boîtier 8253),
- 8 niveaux d'interruptions vectorisables hiérarchisés et masquables (1 boîtier 8259).

La structure choisie est présentée sur la figure (2.9.).

Le bilan des Entrées/Sorties est le suivant :

Entrées :

- 1) le capteur de position opto-électronique : 8 bits
- 2) trois bits de commande :
 - $c_0 : Mode$
 - C1 : Marche/Arrêt
 - C₂ : Sens

Sorties:

Trois diodes LED indiquant l'état de chaque phase du moteur (alimentée ou non).

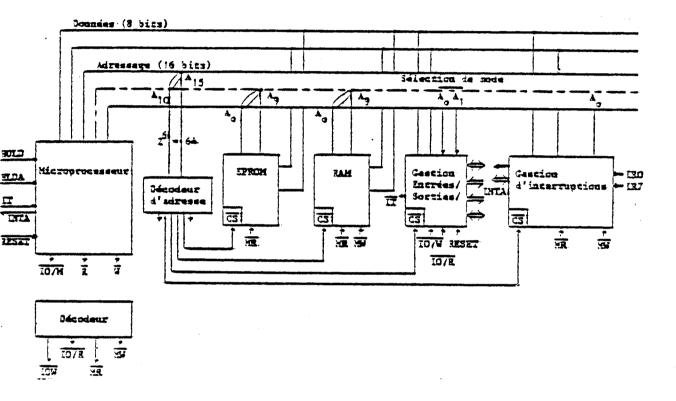


Figure 2.9. : Schéma synoptique d'un calculateur



Le microprocesseur ne peut pas commander directement les périphériques. L'interface parallèle établit une compatibilité entre les Entrées/Sorties du processeur et celle des périphériques.

Ces Entrées/Sorties sont directement commandables par le 8255, circuit interface périphérique programmable de la Société INTEL.

II.1.2. Carte microprocesseur 8085 IDN Process

La figure ci-dessous montre la disposition des éléments constituants la carte.

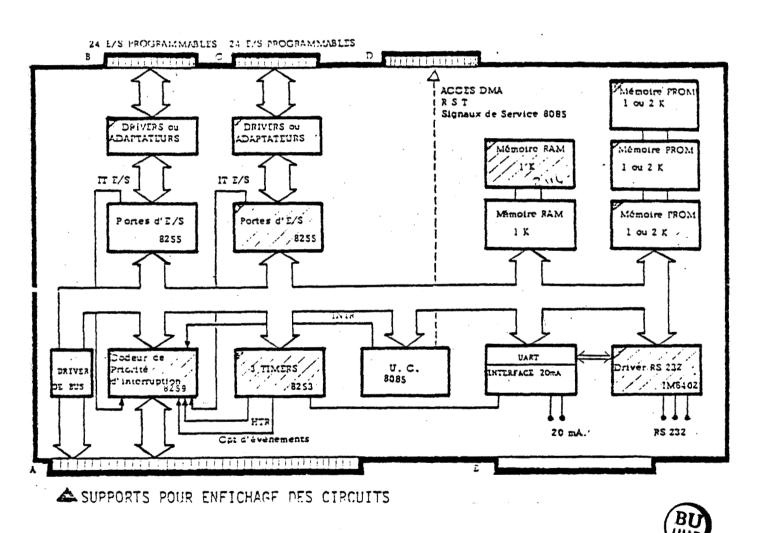


Figure 2.10. : Carte IDN PROCESS

II.1.2.1. Le microprocesseur

Le 8085 est un microprocesseur 8 bits, fonctionnant avec une seule source de tension (+ 5 V). Le multiplexage des 8 bits de poids faibles au bus d'adresses et les 8 bits du bus de données permet d'obtenir toutes les fonctions du 8085.

Il opère à une fréquence d'horloge de 3 MH.

Il dispose de plus de 200 instructions, instructions arithmétiques et logiques, de transfert, de branchement conditionnel, d'Entrées/Sorties et de contrôle (voir annexe).

II.1.2.2. Circuits mémoires : RAM et EPROM

Quatre boîtiers 2114 forment la zone mémoire cive de 2K octets et trois boîtiers 2716 la zone mémoire morte de 6K octets. Sur l'un de ces trois boîtiers se trouve le moniteur et le debugger.

Le moniteur correspond au système d'exploitation de la carte IDN PROCESS et permet à l'utilisateur d'avoir accès aux différentes ressources de cette carte. Le debugger permet de réaliser la mise au point du programme application.

L'ensemble du moniteur et du debugger donne la possibilité à l'opérateur de :

- d'entrer le programme application en mémoire RAM,
- d'initialiser le système,
- d'utiliser éventuellement un désassembleur,
- de lancer l'exécution globale du programme ou de position des points d'arrêt pour une exécution partielle,
- d'avoir accès à des sous-programmes permettant de réaliser les fonctions telles que :
 - sorties d'un caractère sur la console de visualisation,
 - entrées d'un caractère à partir du clavier,
 - envoie de message

IMPLANTATION MEMOIRE

RAM	2 kilo - octets	 F800 à FFFF	
EPROM	2 kilo - octets	0000 à 07FF	Moniteur + debugger
	2 kilo - octets	F0000 à F7FF	

II.1.2.3. Entrées/Sorties parallèles

La carte est équipée de deux 8255, boîtiers d'interface périphérique, définissant 48 lignes d'Entrées/Sorties parallèles, programmables en entrée et en sortie, par groupe de 8,8,4 et 4 pour chaque 8255 :

- par l'intermédiaire de ces lignes, la connexion d'appareils périphériques est possible,
- des amplificateurs de lignes et récepteurs sont placés derrière les deux 8255. Ils sont choisis selon les circuits sur lesquels ils sont raccordés, pour leur fournir la puissance voulue.

Les entrées et sorties sont compatibles TTL.

a) Architecture générale

Cette interface comprend trois ports d'Entrées/Sorties de 8 bits A, B, C et un registre de commande. La sélection d'un registre parmi ces quatre, se fait à l'aide des bits d'adresse A₀ et A₁, voir figure (2.11.).

L'adressage des deux 8255 (I et II) est indiqué à la figure (2.12.).

Pour notre application on a utilisé le circuit II pour des raisons de connexion.

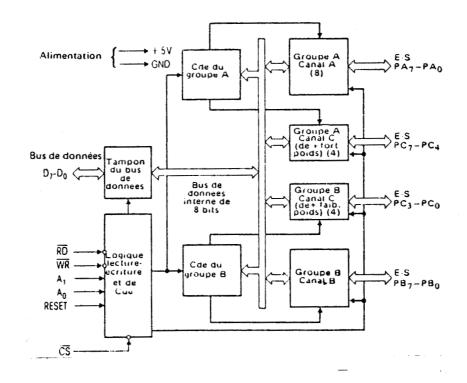


Figure 2.11.: Schéma synoptique de l'interface programmable 8255 de INTEL

Circuit 8255								
Adresse en hexadécimale	Contrôle	Port A	Port B	Port C				
Circuit I	2 B	28	29	2 A				
Circuit II	2 F	2 C	2 D	2 E				



Figure 2.12. : Adressage des deux 8255

b) Fonctionnement du 8255 en mode Ø

C'est le mode qu'on a retenu pour la commande des Entrées/Sorties de notre application. Ces 24 Entrées/Sorties réparties en quatre groupes :

- le port A noté PA : 8 Entrées/Sorties - le port C de poids fort noté PCH : 4 Entrées/Sorties - le port C de poids faaible noté PCL : 4 Entrées/Sorties - le port B noté PB

Chaque groupe peut être déclaré en entrée ou en sortie suivant le mot de commande déterminé par le synoptique de la figure 2.13.

: 8 Entrées/Sorties

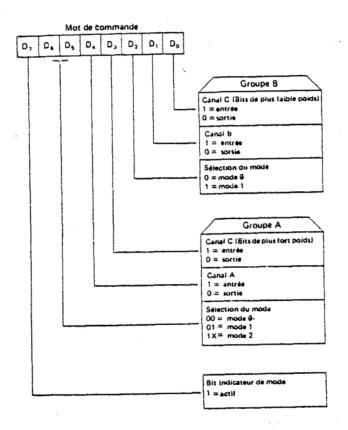




Figure 2.13. : Détermination du mot de commande

c) Choix de configuration

Pour notre application, on a choisi la configuration suivante :

PA en entrée : capteur opto-électronique à 8 bits PCL en entrée : C_0 : Mode \longrightarrow $\begin{cases} 1 : en demi-pas \\ 0 : en pas entier \end{cases}$ $C_1 : Marche/Arrêt <math>\longrightarrow$ $\begin{cases} 1 : Marche \\ 0 : Arrêt \end{cases}$ $C_2 : Sens \longrightarrow$ $\begin{cases} 1 : Gauche à droite \\ 0 : Droite à Gauche \end{cases}$

PB en sortie :

états des phases A, B, C de l'actionneur

B₀ est liée aux commandes de Ta A et Th A B₁ est liée aux commandes de Ta B et Th B B₂ est liée aux commandes de Ta C et Th C

La figure (2.14.) montre les liaisons entre les périphériques et l'interface parallèle 8255.

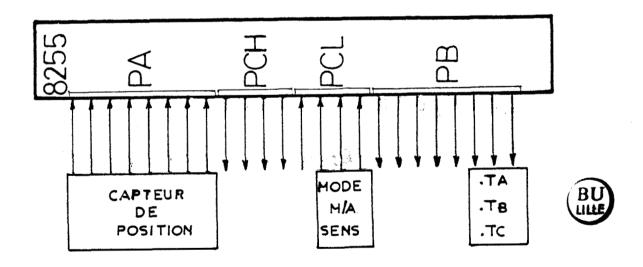
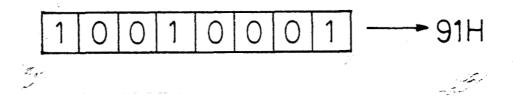


Figure 2.14. : Les Entrées/Sorties du système

Le mot de commande correspondant à cette configuration est le suivant :



d) Programmation des Entrées/Sorties du 8255

L'initialisation du 8255 est réalisée par les instructions suivantes :

MVI A,91 OUT 2F

La première instruction indiquant le transfert du mot de commande dans l'accumulateur, la seconde indiquant son transfert de l'accumulateur dans le registre de commande se trouvant à l'adresse 2F du 8255.

La lecture d'un port se fait par l'instruction IN qui transfert le contenu du registre spécifié dans l'accumulateur.

Par exemple, l'entrée du contenu du Port A d'adresse 2C se fait par l'instruction suivante :

IN 2C

Les tests des bits C_0 , C_1 , C_2 (Mode, M/A, sens) se font respectivement par les instructions suivantes :

ANI Ø1

ANI Ø2

ANI Ø4

La sortie se fait par l'instruction OUT suivie de l'adresse du registre concerné.

Par exemple, pour avoir l'état Ø1 à la sortie du Port B, deux instructions sont nécessaires :

MVI A,01 OUT 2D

Notons enfin que dans le mode 0, les sorties sont mémorisées jusqu'à l'envoi d'une nouvelle valeur par le microprocesseur.

II.1.2.4. Timers

a) Architecture générale

Le 8253 de la Société INTEL est un circuit intégré registre d'horlogecompteur programmable utilisable en circuit périphérique du 8085.

Il utilise une tension d'alimentation unique de + 5 V et contient 3 timers de temps ou d'évènements extérieurs :

- indépendants,
- pouvant travailler en binaire ou en BCD sur 16 bits,
- entièrement programmables.

Chaque compteur peut réaliser de multiples fonctions :

- générateur programmable de vitesse de transmission,
- compteur d'évènements,
- multiplicateur de vitesse de comptage binaire,
- horloge en temps réel,
- bascule monostable numérique,
- commande de moteur complexe.

Notons enfin que le contenu des compteurs peut être lu à tout moment et même pendant leur travail.

Le schéma synoptique du 8253 est présenté à la figure (2.15.).

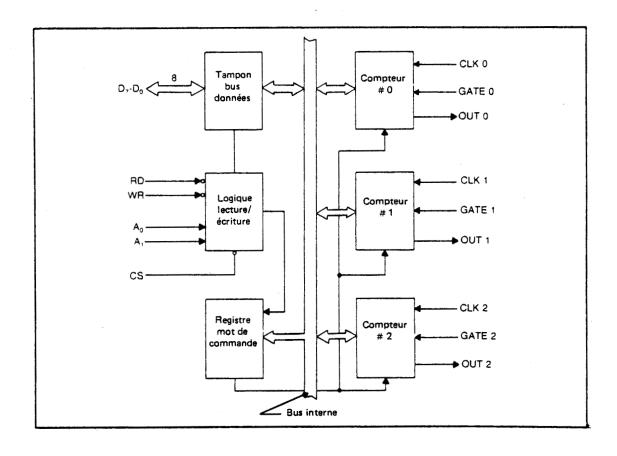


Figure 2.15. : Schéma synotpique du compteur d'intervalles programmable 8253 d'INTEL

b) Programmation du 8253

Format du mot de commande



SC1	5 00	RIZ	RII	M2	м1	MO	BCD	
J C.				٠.٠			000	

Définition des champs de commande :

Bit #	Nom	Fonction				
7	SC1	Sélection compteurs Bit le plus significatif				
6	sco	Sélection compteurs Bit le moins significatif				
5	RL1	Lecture/chargement Bit le plus significatif				
4	RLO	Lecture/chargement Bit le moins significatif				
3	M2	Mode Bit le plus significatif				
2	M1	Mode Bit mayen				
1	МО	Mode Bit le moins significatif				
0.	BCD	Bit mode binaire/DC8				

Figure 2.16. : Définition des bits du registre de mode du 8253

<u>SC</u> : Select Counter (Sélection de compteur)

RL : Read/Load

(Lecture - chargement)

RL1	RLO	Opération spécifiée
0	0	Mémoriser comptage courant
0	1	Lecture/chargement octet le plus significatif seul
1	0	Lecture/chargement octet le moins significatif seul
1	1	Lecture/chargement octet le moins significatif en premier, puis octet le plus significatif



Figure 2.17. : Définition des bits lecture/chargement

M : Mode

M2	M1	МО	Mode
0	0	0	Mode 0 : Interruption sur fin de comptage
0	0	1	Mode 1 : Monostable programmable
X	1	0	Mode 2 : Générateur de fréquence
×	1	1	Mode 3 : Générateur de signaux carrés
1	0	0	Mode 4 : Strobe déclenché par logiciel
1	0	1	Mode 5 : Strobe déclenché par matériel

Figure 2.18. : Sélection mode de fonctionnement du 8253

BCD:

0	compteur binaire de 16 bits
1	Compteur décimal codé en binaire (BCD) (4 codes)

Description des différents modes de fonctionnement

Le 8253 a six modes :

Mode 0 : interruption à la fin du comptage

Mode 1 : changement d'état programmable

Mode 2 : générateur de fréquence

Mode 3 : générateur de signaux carrés

Mode 4 : strobage déclenché par le logicil

Mode 5 : strobage déclenché par le matériel



Adressage des compteurs 0, 1 et 2

Le tableau suivant donne les adresses des différents compteurs ainsi que celles du mot de commande du 8253 :

CIRCUIT 8253					
Mot de commande	23				
Compteur Ø	20				
Compteur 1	21				
Compteur 2	22				

c) <u>Utilisation du 8253 pour la commande en boucle fermée</u>

Dans notre application nous désirons connaître le temps mis pour parcourir un pas élémentaire. Il faut donc choisir l'un des six modes de fonctionnement décrits précédemment, de manière à ce qui l'on puisse lancer, par programmation le compteur et venir le lire à un instant donné.

Le compteur Ø est utilisé pour le 6402 (VART) qui gère la console de visualisation.

Le compteur 1 dont l'entrée (CLK1) est un signal d'horloge de fréquence 250 KHz et le compteur 2 sont disponibles.

Les mouvements prévus étant lents et par conséquent on a choisi de travailler à une fréquence de 50 KHz garantissant une précision de la mesure de temps de 2.10^{-5} s.

Ce choix tient compte d'une part du fait que le compteur ne divise la fréquence d'entrée que par un nombre entier et d'autre part que le compteur chargé au départ par une valeur initiale FFFF ne doit pas atteindre sa valeur finale 0000 avant que le pas élémentaire soit parcouru.

En chargeant le compteur par FFFF avec une fréquence d'horloge de 50 KHz, le temps maximal qui peut être mesuré est égal à :

$$65535 \times 2.10^{-5} = 1.31 \text{ s}$$

On voit ainsi que la valeur de la fréquence f d'horloge fixe la précision de mesure égale à la période $T=\frac{1}{f}$ et la plage de mesure de temps. Le choix d'une fréquence de 50 KHz répond bien au cahier des charges.

Le compteur 1 ayant une fréquence d'horloge de 250 KHz est utilisé en mode 3 pour élaborer une fréquence à onde carrée de 50 KHz, voir figure (2.19.).

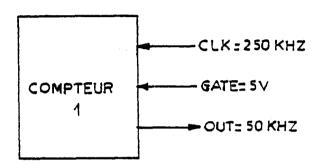


Figure 2.19. : Compteur 1 utilisé en diviseur de fréquence par 5

L'initialistion du compteur 1 en mode 3 fonctionnant en binaire se fait par les instructions suivantes :

La sortie du compteur 1 de 50 KHz est à relier à l'entrée du compteur 2 fonctionnant en mode 2 et en binaire selon la figure (2.20).

Il permet ainsi de mesurer des temps inférieurs ou égaux à 1,31 s.

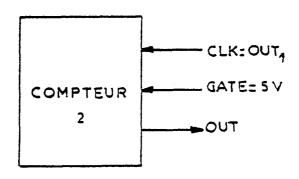


Figure 2.20. : Compteur 2 utilisé pour la mesure de temps

L'initialisation du compteur 2 se fait par les instructions suivantes :

MVI A,B4

OUT 23

MVI A,FF

OUT 22

out 22

out 22

La lecture du compteur 2 en cours de fonctionnement se fait de la manière suivante :

MVI A,80
OUT 23
IN 22
MOV L,A
IN 22
MOV H,A



La valeur du compteur est ainsi conservée dans la paire du registre (H,L).

Pour trouver l'intervalle de temps écoulé, nous devons réaliser le programme suivant :

LXID, FFFF DAD D	}	Addition du contenu des paires de registres (H,L) et (D,E) et le rangement du résultat dans (H,L)
STC	}	Mise de l'indicateur CARRY à O
MOV A,H		
RAR		
MOV H,A		Décalage à droite du contenu de (H,L)
MOV H,A		
RAR	1	
MOV L,A		

Le nombre de décrémentations est rangé dans (H,L).

Pour trouver le temps mis pour franchir un pas élémentaire, il faut multiplier le contenu de (H,L) par 2.10^{-5} s.

t = N T pe est le temps pour franchir un pas élémentaire
$$N_d: \text{ nombre de décrémentation du compteur } (\text{FFFF}-\text{valeur finale})$$

$$T_2: \text{ période de l'horloge du compteur } 2=2.10^{-5} \text{ s.}$$

Le système numérique ainsi développé assure la souplesse d'emploi recherchée dans toute commande d'un système industriel.

Grâce au capteur de position qui sera étudié dans les pages suivantes, il garantit l'amélioration des performances dynamiques du moteur commandé en boucle fermée.

II.2 Choix des capteurs de courant et de position

II.2.1. Capteur de courant

La régulation de courant est faite par détection de IMax et Imin. Ceci nécessite une mesure directe du courant dans l'enroulement de chaque phase.

Dans notre application on a utilisé une sonde de courant à effet Hall par phase : le transtronic "labo" qui nous procure en même temps l'isolement galvanique.

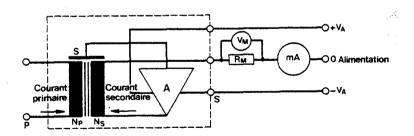
La bande passante de ce capteur type 100 L, de l'ordre de 500 KHz, permet de suivre aisément le courant haché qui ne présente aucune discontinuité, grâce à l'inductance L de chaque phase du moteur.

La figure (2.21.) représente ce capteur et son alimentation. Son principe est le suivant :

le courant primaire produit un champ magnétique qui est détecté une sonde à effet Hall. Il est immédiatement compensé par le courant secondaire fourni par l'amplificateur.

le capteur à effet Hall est placé dans l'entrefer du circuit magnétique, le courant secondaire est l'image du courant primaire dans le rapport de nombre de spire (1/1000).

Ces capteurs sont spécialement conseillés pour la protection et régulation en électronique de puissance : hacheurs, convertisseurs et onduleurs.



2.21. : Capteur à effet Hall : transtronic "labo" type 100 L

Les caractéristiques de ce capteur sont données en annexe.

II.2.2. Capteur de position [31]

Pour détecter le déplacement linéaire de la tige, plusieurs types de détecteurs peuvent être utilisés.

Nous avons examiné trois types :

- les capteurs magnétorésistifs,
- les capteurs inductifs,
- les capteurs opto-électroniques.

Les autres capteurs ont une course insuffisante.

II.2.2.1. Capteurs magnétorésistifs [30]

Le capteur magnétorésistif "CMR" est l'une des réalisations les plus récentes pour la détection des variations de champ magnétique, à avoir la variation de résistivité en présence d'un champ magnétique extérieur. En effet la résistance de la magnéto résistance augmente avec le champ magnétique.

Pour détecter le déplacement de la tige dentée, le capteur est placé entre cette dernière et un aimant permanent comme le montre la figure (2.22. a.).

Le signal de sortie (variable en fonction du temps) du capteur est un signal sinusoïdal dont l'amplitude dépend fortement de l'écart S, figure (2.22. b.).

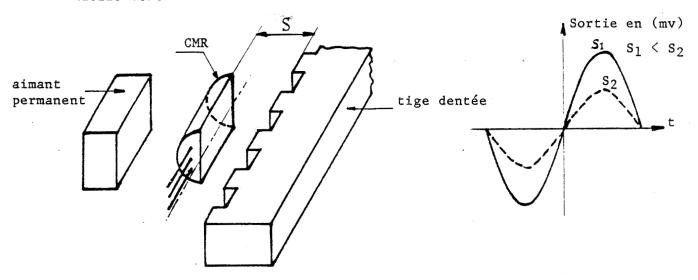


Figure 2.22 : Capteur magnétorésistif

- a) disposition
- b) signal de sortie

II.2.2.2. Capteurs inductifs

Ce sont les capteurs les plus simples du point de vue construction : une variation de flux donne naissance à une tension aux bornes d'une bobine minuscule.

$$U = - \frac{d \Psi(t)}{dt}$$

où Pest le flux traversant la bobine

Le circuit magnétique comporte les deux enroulements B, B'. Seule B est alimentée par une source de courant. Le mouvement de la tige donne naissance à une variation d'entrefer et entraîne par conséquent une variation de flux, voir figure (2.23.).

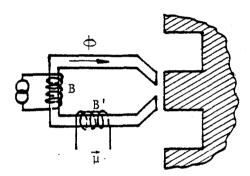


Figure 23: Capteur inductif

II.2.2.3. Capteurs opto-électroniques

Ces capteurs sont les plus utilisés pour leur simplicité et leur rapidité de réponse (< 10 μ s).

L'émetteur est une diode émettant dans l'infrarouge. Elle est généralement réalisée en arséniure de gallium (As Ga).

Pour détecter ce rayonnement on se servira d'un photorécepteur sensible à cette longueur d'onde, par conséquent au silicium.

Dans notre cas, le photorécepteur est un phototransistor qui n'est qu'un transistor photosensible dans lequel le courant de commande de base est fourni par effet photo-électrique. L'intérêt de ces capteurs est la possibilité de les utiliser en TTL.

II.2.2.4. Choix du capteur

Les inconvénients principaux des capteurs magnétiques sont leur sensibilité aux champs parasites qui influent énormément sur l'état de sortie, une rapidité limitée et une mesure indirecte de la position à partir de la tension, selon une loi qui n'est pas toujours simple à exploiter.

Notre choix s'est donc porté sur les capteurs opto-électroniques dans la mesure où le but recherché est la rapidité de réponse. Ce capteur opto-électronique utilise directement les dents et les gorges de la tige dentée pour élaborer le mot de commande compatible TTL et exploitable directement par l'interface périphérique d'Entrées/sorties du microprocesseur.

Dans le cas d'un moteur à trois phases le nombre de bits est un multiple de six, selon la précision voulue.

Le capteur développé à six bits garantit une position au mieux de $\frac{\lambda}{6}$ où λ est le pas dentaire de la tige, soit de 1,4 mm.

II.2.2.5. Etude détaillée du capteur opto-électronique développé [32]

1) Principe

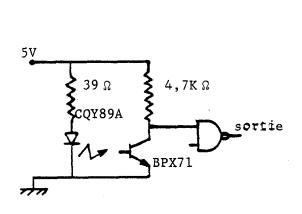
L'émetteur est une diode électroluminescente infrarouge au Ga As (CQY89A) de RTC. Elle émet à 930 nm avec une intensité énergétique de 15 mW/ $_{\rm St}$ à I = 100 mA. L'angle de mi-intensité typique est égal à \pm 20°.

Le photorécepteur est un phototransistor BPX71 (NPN), destiné aux applications dans la détection des signaux lumineux et la lecture des cartes perforées dont les caractéristiques des temps de commutation sont les suivantes :

temps de retard à la montée
$$t_d = 2 \ \mu \ s \ typ$$
 temps de montée
$$t_r = 3 \ \mu \ s \ typ \quad \text{à} \begin{cases} V_{cc} = 35 \ V \\ I_c = 0.8 \ \text{mA} \end{cases}$$
 temps de stockage
$$t_s = 0.1 \ \mu s \ typ$$
 temps de décroissance
$$t_f = 2.5 \ \mu s \ typ$$

Son aire sensible $A_s = 0.1 \text{ mm}^2$

Comme les sorties du capteurs doivent être compatibles TTL (du fait quelles sont liées au Port d'Entrée/Sortie du microprocesseur), on a utilisé une même alimentation de 5 V pour le couple émetteur-récepteur, selon la figure (2.24.).



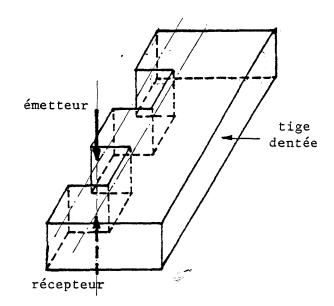


Figure 24 : alimentation de l'émetteur et du récepteur IR

Figure 2.25.: Disposition de

L'émetteur du

récepteur IR

par rapport à

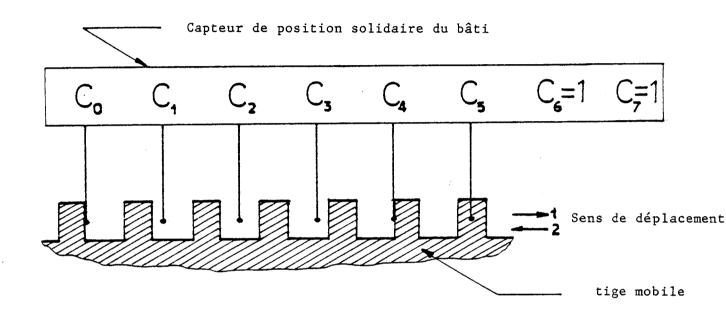
la tige

Le passage des dentures entre le couple émetteur et récepteur donne 2 états bas et haut selon qu'il y a une dent ou un évidement comme le montre la figure (2.25.).

Pour détecter les 1/6 du pas dentaire, le capteur doit comporter 6 couples (émetteur, récepteur) équidistants d'une distance K $\lambda+\lambda$ /6 où K est entier.

Ces couples sont notés par C_0 , C_1 , ... C_5 sur la figure (2.26.) auxquels on ajoute 2 bits C_6 et C_7 mis arbitrairement à 1, ce qui donne les états suivants en notation hexadécimale CE, DC, F8, F1, E3, C7.





Sorties du capt.	C ₇	С6	C ₅	c ₄	c ₃	c ₂	c_1	co	Sorties en hexad.
	1	1	0	0	1	1	1	0	CE
# 1 m	1	1	0	1	1	1	0	0	DC
Sens 1	1	1	1	1	1	0	0	0	F8
Sells 1	1	1	1	1	0	0	0	1	F1
	1	1	1	0	0	0	1	1	E3
	1	1	0	0	0	1	1	1	C7
	1	1	0	0	1	1	1	0	CE
, n	1	1	0	0	0	1	1	1	C7
Sens 2	1	1	1	0	0	0	1	1	E3
	1	1	1	1	0	0	0	1	F1
	1	1	1	1	1	0	0	0	F8
	1	1	0	1	1	1	0	0	DC

Figure 2.26. : Etats de sortie du capteur en fonction de la position de la tige

2) Evaluation de l'erreur relative du capteur

L'étude théorique suppose l'émetteur et le récepteur ponctuels ce qui est loin de la réalité car la diode émettrice a un angle d'émission de mintensité typique de + 20° ainsi que le phototransistor qui a une aire sensible As = 0.1 mm².

Sur la figure 2. 27 ., on voit que la distance se doit être très inférieure à $\frac{\lambda}{6}$ soit :

$$x << \frac{\lambda}{6}$$

$$\Rightarrow R \frac{dz}{d_1 = H - d_2} << \frac{\lambda}{6}$$

ce qui conditionne le choix des écartements de l'émetteur et du récepteur par rapport à la tige (D_1 et d_2) en fonction de la hauteur de la tige H, de son pas dentaire et du rayon de l'aire sensible du phototransistor.

Dans notre cas, pour les valeurs indiquées à la figure (2.27.), on assure une erreur relative $\frac{x}{\lambda/6} = 0.008$

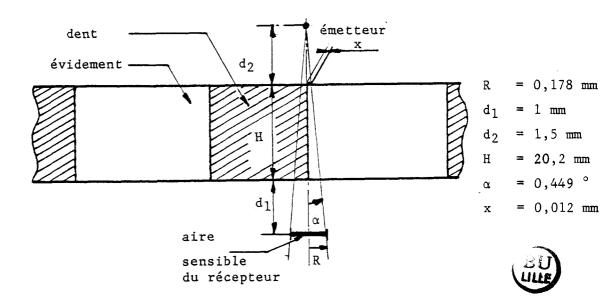


Figure 2. 27 : Espacement de l'émetteur et du récepteur par rapport à la tige

II.2.3. <u>Utilisation du capteur de position pour la commande en</u> boucle fermée

En boucle ouverte la vitesse est directement imposée par la fréquence de impulsions. Leur nombre fixe la position.

Les problèmes posés par cette commande sont le calcul des instants de commutation et la sensibilité aux variations de la charge et il est impossible de réaliser une commande optimale en présence d'une charge variable.

La commande en boucle fermée est simple à réaliser et améliore les performances dynamiques et la sûreté de fonctionnement.

La figure (2.28.) montre le schéma synoptique d'une telle commande.

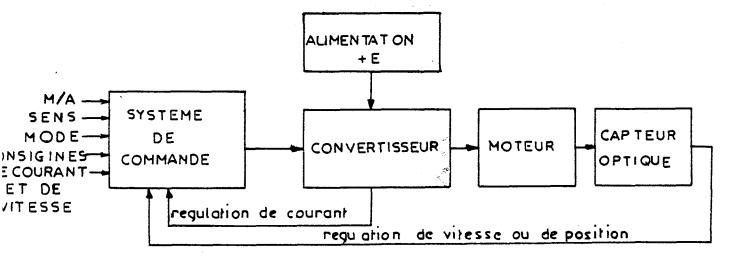


Figure 2.28. : Schéma général de la commande en boucle fermée

Le capteur optique solidaire du bâti du moteur garantit le 1/6 du pas et ses signaux sont exploités par le microprocesseur pour assurer la commutation des phases en synchronisme avec le déplacement réel de la tige.

II.2.3.1. Angle de commutation et angle de commande [1]

Pour une phase donnée B, par exemple, la position de commutation peut \hat{e} tre repérée par rapport à la position de détente D_B , par l'angle de

commande comme indiqué à la figure (2.29.). Cet angle est inexploitable par la commande, du fait qu'il est défini à partir d'une position future.

On définit alors l'angle de commutation δ ou δ ' égal à $\frac{\lambda}{6}$ - δ .

Pour le calage du capteur, on a choisi la coı̈ncidence du bit C_0 du capteur opto-électronique avec la position de détente D_A de la phase A, pour le fonctionnement en ½ pas et un calage de $\frac{\lambda}{12}$ pour le fonctionnement en pas entier.

Ces calages autorisent le fonctionnement dans les deux sens.

Dans la suite, nous désignons par δ et δ ', respectivement les angles de commutation dans les cas de fonctionnement en ½ pas et en pas entier. Cf : figures (2.29.) et (2.30.).

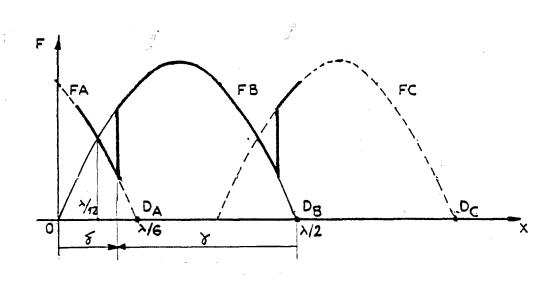


Figure 2.29. : Angle de commande et de commutation



II.2.3.2. Etude de l'effort moyen en fonction de l'angle de commutation

Sachant que de manière approchée :

FA = - Fmax Sin
$$\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$

FB = - Fmax Sin $\left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{2\pi}{3}\right)$
FC = - Fmax Sin $\left(\frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{4\pi}{3}\right)$

où Fmax =
$$n^2 I^2 \frac{\pi}{\lambda} P_1$$

Dans la suite, le courant sera fixé à une valeur constante et Fmax également.

Si l'on suppose que les courants s'établissent et se coupent instantanément, on a :

1) Dans le cas de fonctionnement en % pas :

$$F_1 \text{ moy} = \frac{3}{\pi} \text{ Fmax} \left[\sin \frac{2\pi}{\lambda} \left(\delta + \frac{\lambda}{12} \right) \right] \approx 0.955 \text{ Fmax} \left[\sin \frac{2\pi}{\lambda} \left(\delta + \frac{\lambda}{12} \right) \right] (2.11.)$$

son maximum est obtenu pour $\delta = \frac{\lambda}{6}$

2) Dans le cas de fonctionnement en pas entier :

F2 moy =
$$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$
 Fmax $\left[\sin\frac{2\pi}{\lambda}\left(\delta'+\frac{\lambda}{6}\right)\right] \approx 0.827$ Fmax $\left[\sin\frac{2\pi}{\lambda}\left(\delta'+\frac{\lambda}{6}\right)\right](2.12.)$

son maximum est obtenu pour $\delta' = \frac{\lambda}{12}$

soit
$$\frac{F_1 \mod Max}{F_2 \mod Max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155$$

d'où un gain de l'ordre de 15 % en mode ½ pas.

Notons enfin que les équations (2.11.) et (2.12.) correspondent à des limites quant la vitesse tend vers zéro.

En effet, du fait de la forme réelle du courant, il n'existe pas de moyen théorique simple pour déterminer l'effort moyen en fonction de l'angle de commutation.

Des études faites par simulation $\begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$ dans le mode pas entier ont montré que l'effort moyen diminue en fonction de la vitesse et que le maximum de la courbe Fmoy = f (δ) se déplace à gauche de l'angle de commutation optimal assurant l'effort moyen maximal et correspondant à la limite quant la vitesse tend vers zéro.

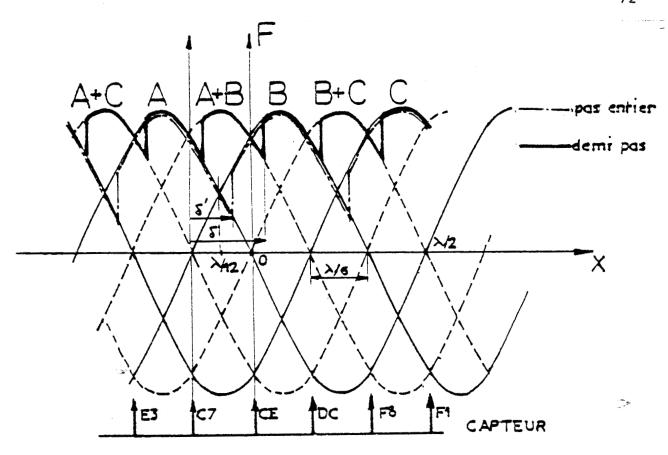
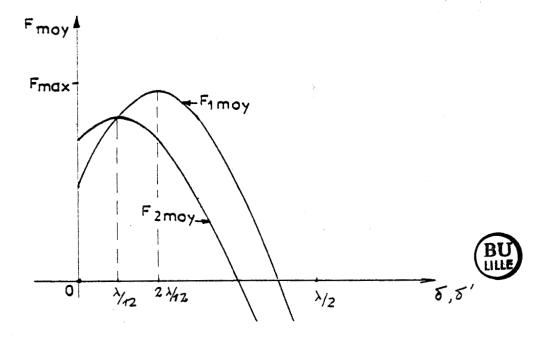


Figure 2.30. : Effort moteur dans les modes de fonctionnement en $\frac{1}{2}$ pas (δ) et en pas entier $(\delta^{\frac{1}{2}})$



Effort moyen en fonction de l'angle de commutation dans le cas de faibles vitesses dans les modes de fonctionnement en % pas et en pas entier

II.2.3.3. Etude de la commutation avec régulation de vitesse

La régulation de vitesse se fait par l'intermédiaire de l'effort moyen c'est-à-dire le réglage de δ , voir figure (2.31.).

Pour chaque position de la tige, on a un état de sortie du capteur qui correspond à un point donné M_A , M_A + B, M_B ..., voir figure (2.32.).

Cet état est lu par le microprocesseur avec ses interfaces d'Entrées/Sorties et selon l'état on a la commande d'une ou deux phases (suivant le mode d'alimentation), après une temporisation T correspondant à un angle β défini par :

$$\begin{cases} \beta = \delta - \frac{\lambda}{6} & \text{en mode } \frac{1}{2} \text{ pas} \\ \beta = \delta' - \lambda/12 & \text{en pas entier} \end{cases}$$

Cet angle de commutation β est défini à partir de l'intersection de deux courbes consécutives, soit à partir des positions détectées par le capteur.

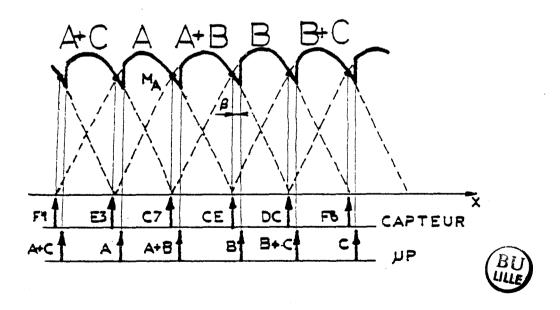


Figure 2.32. : Commande des phases avec régulation de vitesse en mode % pas

Le capteur développé peut servir pour l'autopilotage de la machine quand $\beta=0$, mais ne permet pas de réaliser la fonction de régulation de vitesse.

En effet, pour détecter des positions inférieures à $\frac{\lambda}{6}$, il faut un capteur plus précis et par conséquent qui comporte un nombre plus élevé de bits, ce qui augmente le coût et l'encombrement.

La régulation de vitesse est réalisée, dans notre cas, par le microprocesseur à l'aide de temporisations.

II.3. : Logique de modulation du courant et circuits "drivers" des transistors

La carte que nous avons développée pour la commande du transistor hacheur peut être scindée en deux parties isolées optiquement à l'aide d'un photocoupleur : le 6N 136 de HP, voir figure (2.33.) :

- la partie A où se fait le traitement logique de la modulation du courant,
- la partie B où se fait l'amplification du signal pour avoir le courant de base nécessaire pour bloquer ou saturer le transistor.

La carte présentée à la figure (2.33.) correspond à la commande du transistor hacheur.

Celle conçue pour la commande du transistor aiguilleur ne comprend pas la logique de modulation du courant.

II. 3.1. : Modulation du courant par détection de I_{M} et I_{m} [1]

Le courant doit être maintenu dans une fourchette Δ -I autour de la valeur nominale IN.

Plusieurs solutions sont possibles pour satisfaire cette condition. Nous avons retenu celle réalisée par détection des valeurs extrêmes du courant : I_M et I_m .

Le transistor hacheur est alternativement conducteur et bloqué. Le système à régler exige une action tout ou rien à son entrée et par conséquent on doit avoir recours à un régulateur à deux positions.

C'est un dispositif hybride, car à l'entrée on applique un signal analogique sous forme de tension continue, tandis que le signal de sortie est de type digital.

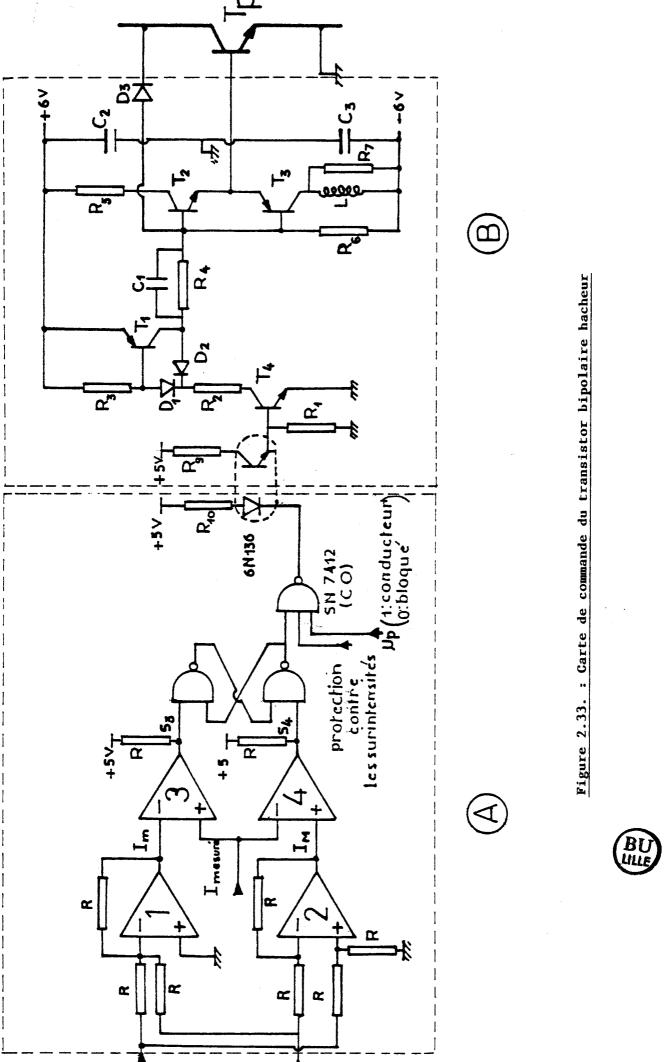
Le régulateur retenu utilise deux comparateurs très rapides et il représenté par la partie A de la figure (2.33.).

Les amplificateurs opérationnels 1 et 2 respectivement soustracteur et sommateur fabriquent les références de courant maximal I_M et minimal I_m , à partir d'une tension de référence image de I_N et d'une tension image de $\frac{\Delta \ I}{2}$ La tension image de I_N est appliquée avec la polarité négative.

La tension image du courant mesure I_{mes} provenant du capteur de courant à effet Hall est comparée aux images de I_M et I_m par les comparateurs rapides 3 et 4 dont les sorties S3 et S4 sont traitées par une bascule R5.

Le transistor hacheur est mis en conduction si S3 passe à 0. Il est bloqué si S4 passe à 0 ($^1 \times_0$).

Les amplificateurs opérationnels utilisés sont les LM 348 et les comparateurs rapides sont les LM 311 dont les sorties sont compatibles TTL.



La mise en conduction du transistor aiguilleur dépend de trois états :

- état de la logique de modulation du courant,
- état de la protection contre les surintensités,
- état du microprocesseur.

Et ces trois états agissent par un niveau haut pour mettre le transistor hacheur en condition. Il suffit que l'un deux soit nul pour bloquer le transistor, d'où l'utilisation de la porte Nand à 3 entrées (le SN 7412 à collecteur ouvert).

Dans le cas du transistor aiguilleur, seulement deux états autorisent son blocage ou sa conduction :

l'état du microprocesseur et l'état de la protection contre les surintensités. La porte NAND à deux entrées remplit cette fonction (SN 7401 à collecteur ouvert).

II.3.2. Isolation de la puissance et de la commande [34] , [35]

Les photocoupleurs 6N 135 et 6N 136 de HP, voir figure (2.34.) permettent l'isolation galvanique entre la puissance et la commande.

La tension d'isolement est de 3000 $V_{\rm CC}$ entre l'entrée et la sortie. Le 6N 136 est utilisable dans les applications TTL à grande vitesse et il est conseillé pour remplacer les transformateurs d'impulsions, grâce à son encombrement et poids réduits.

Le 6N 135 qui a les mêmes caractéristiques est utilisé dans les applications TTL/CMOS.

On a utilisé ces photocoupleurs en mode haute fréquence.

Dans ce cas la diode est séparée du transistor par une résistance de charge $R_{\mbox{\scriptsize L}}$ connectée au collecteur.

Les valeurs des tensions et des composants sont les suivantes :

$$V_{cc1}$$
 = V_{cc2} = 5 V
IF = 16 mA
RIN (typ) = 180 Ω + 5 %
RL (typ) = 5,35 K Ω + 5 %

ce qui assure une durée de vie 40 ans, à raison d'utilisation de 9.10^3 h/an.

Les autres caractéristiques sont données en annexe.

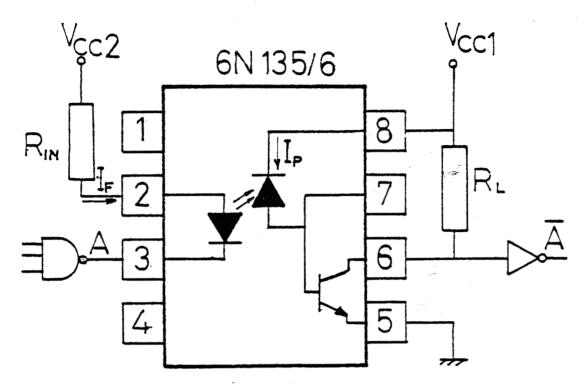


Figure 2.34. : Photocoupleur 6N 135/6 de HP

II.3.3. Circuits drivers des transistors

II.3.3.1. Transistor bipolaire

II.3.3.1.1. Impératifs d'une commande de base d'un transistor bipolaire en régime de commutation

Pour obtenir une commande de base correcte, il faut respecter les points suivants :

- 1) Pendant la période de conduction, il faut commander le transistor afin qu'il reste saturé pour un courant $I_c \gg I_c$ (sat).
- Pendant la phase transitoire de mise en conduction, le courant de base doit avoir un $\frac{dIB}{dt}$ très grand et si possible un dépassement qui favorise une transitoire rapide (amplitude de : 2 I_B (sat).
- 3) Pour la période transitoire de blocage, la forme d'onde du courant de base doit être adaptée de façon que les courants de collecteur et d'émetteur s'annulent au même instant.

II.3.3.1.2. Circuit de commande développé [41], [42]

Ce circuit est représenté par la partie B de la figure (2.33.). Il fonctionne à partir de deux tensions symétriques + 6 V et - 6 V.

Le transistor T_1 , fonctionnant en commutation non saturée (présence des diodes D_1 et D_2) alimente les bases d'une paire complémentaire NPN/PNP (T_2, T_3) .

Lorsque T₁ conduit le transistor, T₂ est également conducteur et fournit le courant base nécessaire au transistor de puissance.

La diode antisaturation D₃ permet de ne jamais sursaturer le transistor de puissance qui peut donc être bloqué rapidement.

Lorsque le transistor T_1 cesse de conduire, le transistor T_2 se bloque et le transistor T_3 se sature polarisant négativement la base du transistor de puissance.

La vitesse de croissance du courant inverse de base est limitée par une petite inductance L.

Une résistance de faible valeur en parallèle avec cette inductance amortit les oscillations pouvant prendre naissance entre l'inductance L et la capacité émetteur base du transistor de puissance.

La liaison entre le circuit driver et le transistor de puissance doit être la plus courte possible.

Les valeurs des composants indiqués à la figure (2.33.) sont les suivantes :

R ₁	= 680	Ω	C ₁	= $0,1 \mu F$	$T_1 = 2N2905$	L =	3 μ Η
R ₂	= 120	Ω	c2	= 1000 µF	$T_2 = BD 303$	D1 =	1N4148
R ₃	= 100	Ω	cz	= 1000 µF	$T_3 = BD 304$	D2 =	1N4148
R4	= 9	Ω			$T_4 = BC 548$	03 =	ESM181-800R
R ₅	= 1,5	Ω			$T_p = MJ1005$		
R6	= 56	\mho					

Les oscillogrammes (2.35.), (2.36.) et (2.37.) montrent respectivement la forme du courant haché à 1KHz et les courants dans les phases A et B en

mode $\frac{1}{2}$ pas et la tension V_{CF} aux bornes du transistor hacheur.

= 47 Ω

= $1.8 \text{ K}\Omega$

R7 RL

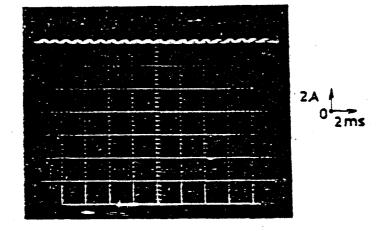


Figure 2.35. : Courant haché par phase

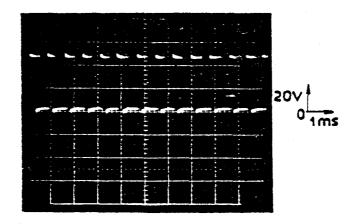


Figure 2.36. : Tension VCE aux bornes du transistor hacheur

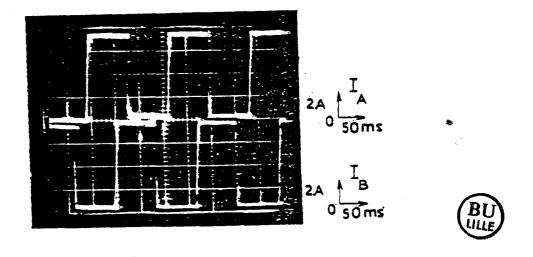


Figure 2.37. : Courant dans les phases A et B en mode demi-pas

Pour avoir un courant stabilisé à mieux de 10 % pour toutes les intensités on a choisi une fourchette de variation Δ I = 0.05 A. La fréquence de hachage est de 8 KHz.

II.3.3.2. Transistor MOS

Le transistor MOS, du fait qu'il est commandé en tension, ne pose pas de problème d'amplification des signaux.

Néanmoins, on cherche à diminuer les temps de commutation et plusieurs solutions peuvent être adoptées.

La partie B de la figure (2.38.) représente la solution retenue qui a l'avantage d'assurer des temps de commutation très faibles et des pertes par dissipation très réduites.

Les valeurs des composants indiqués sont les suivantes :

R = 10 K Ω T = 2N5130 D = 1N914 T_D = MTM 15N40

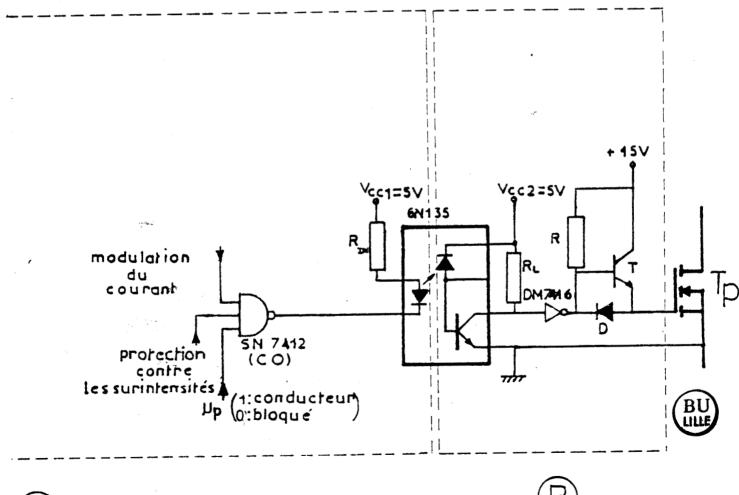






Figure 2.38. : Circuit "Driver" du transistor MOS

Chapitre III

ESSAIS STATIQUES ET DYNAMIQUES
DE L'ACTIONNEUR

Dans ce chapitre, on présentera les essais réalisés dans les régimes statique et dynamique.

Deux configurations différentes du bobinage du circuit magnétique ont été étudiées dans le but de connaître la meilleure disposition minimisant au maximum les flux de fuites et le décentrement de la tige.

I. CARACTERISTIQUES STATIQUES DE L'ACTIONNEUR

I.1. Introduction et présentation des essais

Les équations électrique et mécanique font intervenir des caractéristiques propres à la machine, telles que la résistance R de l'enroulement et l'inductance L du circuit magnétique ainsi que l'effort moteur développé par la machine.

Le but des essais statiques est la détermination de ces paramètres ainsi que leurs lois de variation en fonction de certains facteurs tels que la température, le courant et la position.

Dans cette partie on a essayé deux configurations différentes du circuit magnétique. La première utilisant une seule bobine et la seconde utilisant deux bobines en série placées symétriquement par rapport à la tige dans le but d'améliorer la symétrie de la machine.

Pour la première version on a réalisé, dans un premier temps, une étude des échauffements de la machine pour différentes valeurs du courant d'alimentation, ensuite on a étudié la répartition des flux dans le circuit magnétique d'une phase de la machine pour différentes valeurs du courant d'alimentation et en fonction de la position relative des dentures fixe et mobile, et dans une deuxième étape on a étudié les caractéristiques de l'effort statique développé en fonction du courant d'alimentation et de la position relative.

Pour la seconde version utilisant deux bobines, on a conduit les essais de la même manière.

I.2. Description du dispositif expérimental

La machine a été installée sur un support fixe horizontal. La tige dentée a été fixée, sans jeu, à un dispositif de réglage de position par l'intermédiaire d'un capteur d'effort de classe 0,2 compensé en flexion et d'une pièce intermédiaire comportant deux articulations respectivement à rotule du côté du capteur et en chape du côté de la tige.

La position de la tige est repérée par un comparateur, voir figure 3.1., qui permet de connaître la position relative des dentures.

Le circuit magnétique a été équipé de bobines exploratrices à une seule spire pour la mesure des différents flux à l'aide d'un fluxmètre électronique.

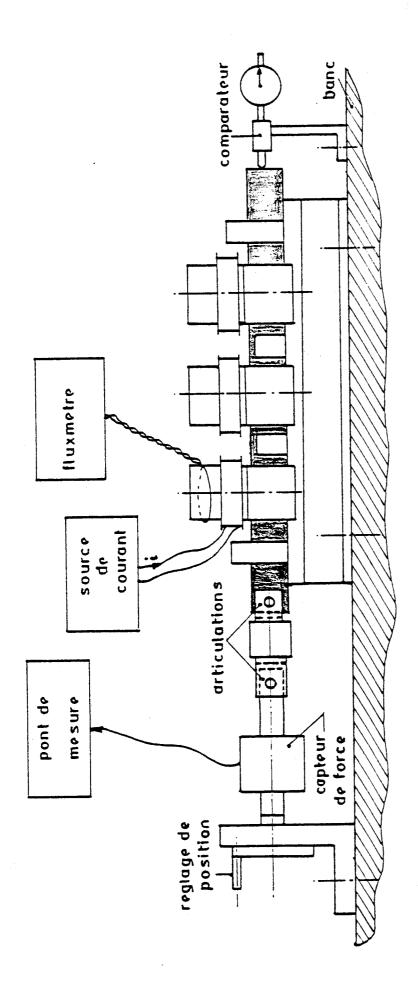


Figure 3.1. : Banc d'essai



I.3. Circuit magnétique comportant une seule bobine par phase [3]

Pour cette version on a choisi une bobine par phase de 100 spires avec un diamètre du fil de 2 mm. L'entrefer G est de 0,1 mm, voir figure 3.4., de chaque côté.

I.3.1. Etude des échauffements

L'échauffement du bobinage a été déduit de la variation de la valeur de sa résistance en fonction du courant.

Pour cette étude limitée à l'ordre de grandeur, on a retenu la formule approchée :

$$R_{\Theta} = R_{0} (1 + 0.004 \Delta \Theta)$$

$$d'où \Delta \Theta = \frac{V}{V_{0}} \frac{I_{0}}{I} - 1$$

$$0.004$$

où I0 et V0 sont respectivement le courant et la tension initiaux au temps t=0. I et V sont mesurés au temps t, ce qui donne $\Delta \Theta = f(+)$ qui représente l'élévation de température ($\Theta = \Theta$ ambiante) en fonction du temps de fonctionnement.

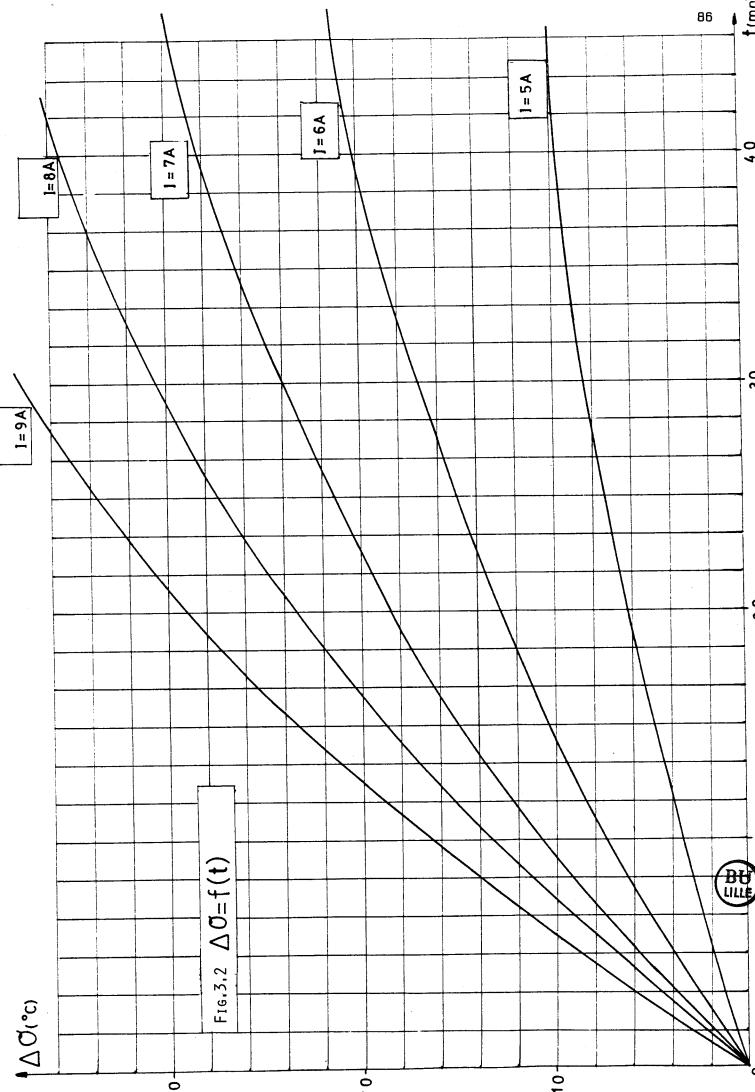
Comme la phase est alimentée à courant constant l'équation [3.1.] est réduite à :

$$\Delta \Theta = \frac{\frac{V}{V_0} - 1}{0,004}$$

Une simple lecture de la tension aux bornes du bobinage nous donne la variation de température.

La figure 3.2. illustre les résultats obtenus.

L'échauffement ne dépasse pas 40° C au-dessus de l'ambiante même pour un temps de fonctionnement d'une demi-heure.



I.3.2. Mesure de la résistance du bobinage

La mesure de la résistance du bobinage a été faite en courant continu à l'aide d'un circuit classique comprenant un voltmètre et un ampèremètre.

au temps t = 0

on a R = 0.287 Ω

au bout d'un temps t : 36 mm on a R = 0,333 Ω

La résistance R est une fonction de la température comme le montre la relation [3.1.]

La résistance est généralement donnée pour une température ambiante de 20° C [19] soit au temps t = 0 correspondant à $\Delta \Theta = 0$ ° C

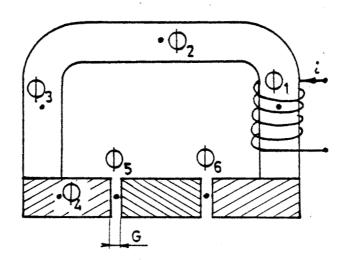
 $R = 0.287 \Omega$

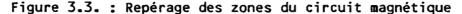
I.3.3. Etude des flux

I.3.3.1. Présentation

Pour étudier la répartition des flux dans la machine on a placé 6 bobines exploratrices comme indiqué à la figure 3.3.

La mesure des flux a été faite avec un fluxmètre électronique pour lequel la mesure est indépendante de la résistance de la bobine exploratrice.





Pour chaque mesure il a fallu désaimanter la machine. Le résultat retenu est égal à la moyenne des valeurs absolues des résultats obtenus pour des courants de sens opposés.

Dans une première étape on s'est placé en position alignée des dents (x = 0), voir figure 3.4. et on a relevé les courbes $\phi = f(I)$ pour I allant jusqu'à 7,5 A.

Dans une seconde étape on s'est limité aux flux les plus intéressants ϕ_1 , ϕ_5 et ϕ_6 et on a relevé les courbes $\phi(\mathfrak{T},x)$ pour diverses positions relatives des dentures.

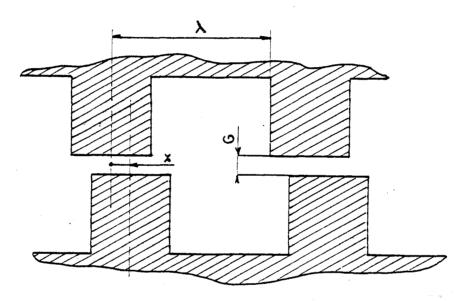


Figure 3.4. : Repérage de la position relative des deux dentures

I.3.3.2. Résultats

a) variations des différents flux en fonction du courant en position alignée (x = 0)

Les résultats ont été représentés sur la figure 3.5.

On peut déduire du flux propre ϕ_1 que le circuit magnétique principal est saturé à partir de 3,5 A. On constate également qu'à partir de cette valeur, la variation du flux ϕ_4 , ϕ_5 et ϕ_6 est plus faible que celle de ϕ_1 , ϕ_2 et ϕ_3 , ce qui correspond à des trajets de lignes de champ dans l'air plus nombreuses.

89

Dans la zone linéaire on a $\phi_5 \approx 0.6$ ϕ_1 et $\phi_6 \approx 0.83$ ϕ_1 on peut donc admettre que le flux utile au niveau des entrefers s'établit à 0.72 ϕ_1 .

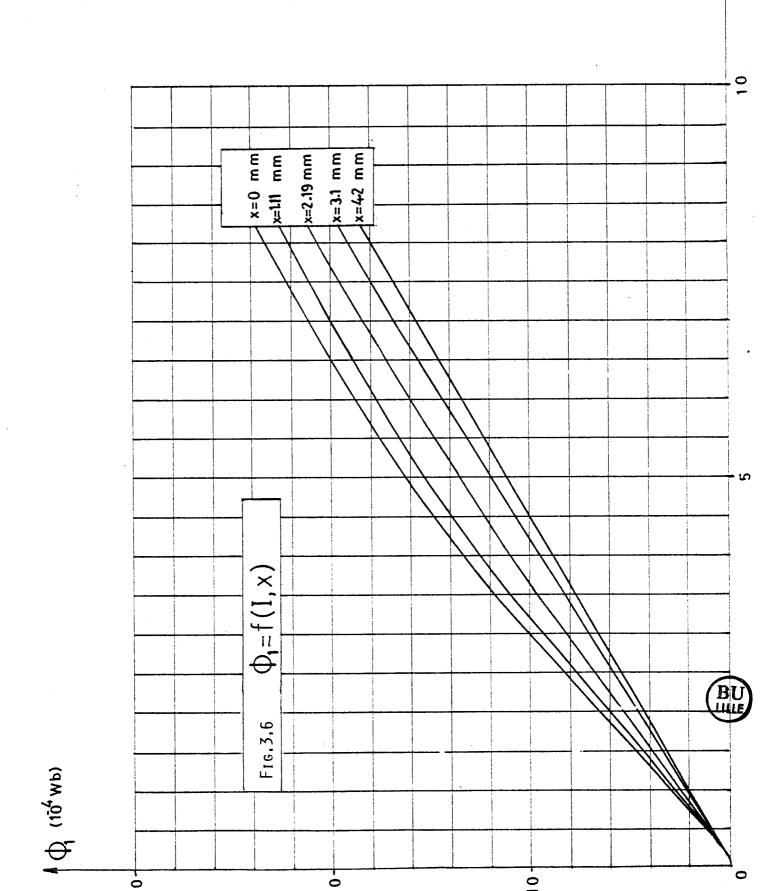
La relative faible valeur de ce coefficient est en partie dûe au fait que le circuit n'a pas de symétrie vis-à-vis du bobinage.

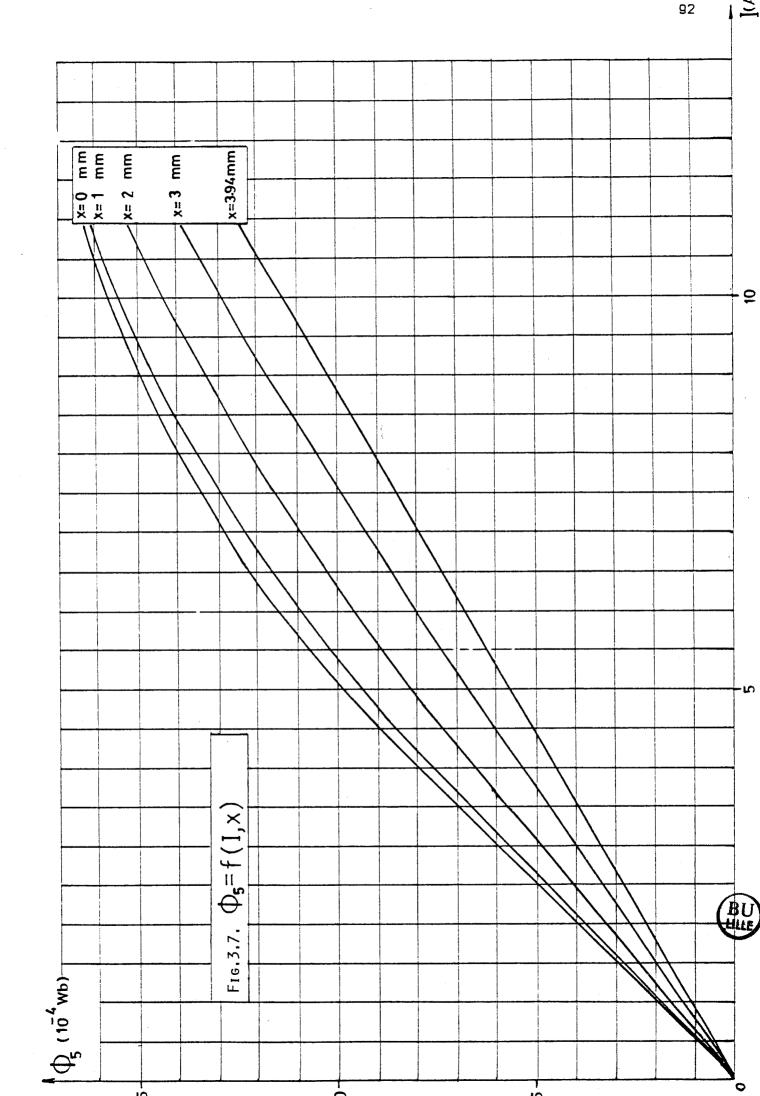
b) Variation des flux ϕ_1 , ϕ_5 et ϕ_6 en fonction du courant I et de la position relative

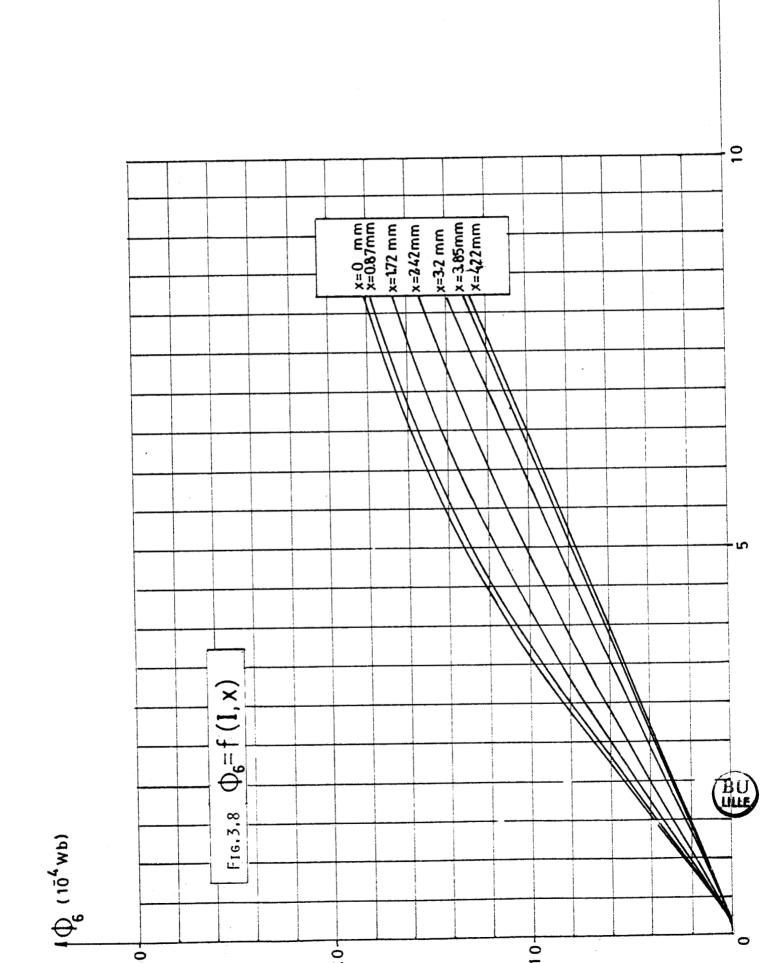
Les résultats obtenus sont représentés aux figures 3.6., 3.7. et 3.8.

On constate d'abord que les courbes ϕ (I,x) pour ϕ_1 , ϕ_5 et ϕ_6 sont de plus en plus faibles et que la zone linéaire augmente quand on passe de la position alignée des dents à la position en quinconce.

En position en quinconce, toute la machine est pratiquement désaturée à 7,5 A.







I.3.3.3. Mesure de l'inductance L en fonction de la position

A partir des courbes du flux propre ϕ_1 (I,x), dans la zone linéaire on déduit L (x) pente de la droite n ϕ_1 (I,x) pour diverses valeurs de x.

n étant le nombre de spires de la bobine égal à 100.

L'allure de la courbe L (x) est représentée à la figure 3.9.

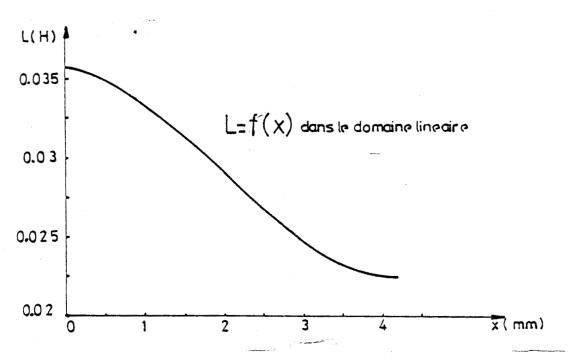


Figure 3.9.: Variation de l'inductance L en fonction de la position relative

A partir des approximations faites au deuxième chapitre, on a :

$$L = L_0 + L_1 \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$

$$L_0 = \frac{La + Lq}{2} ; L_1 = \frac{La - Lq}{2}$$

$$L = 0.0291 + 0.0066 \cos \left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right)$$

où x et λ sont exprimés en mm et L en Henry

I.3.3.4. Mesure indirecte de l'effort en régime linéaire

L'effort à courant donné peut s'écrire en régime linéaire :

$$F (I,x) = \frac{1}{2} n^2 I^2 \frac{dP(x)}{dx} = \frac{I^2}{2} \frac{dL(x)}{dx}$$

L'effort se déduit donc de la courbe L = f(x) par une dérivation par rapport à la position relative x.

A partir de la courbe L(x) approchée on déduit la courbe $\frac{dL(x)}{dx}$ représentée à la figure suivante 3.10.

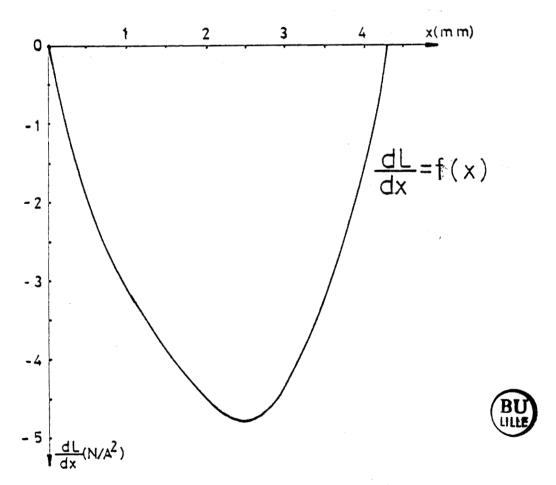


Figure 3.10.: Courbe
$$\frac{dL(x)}{dx} = f(x)$$

On remarque que le maximum de cette courbe est décalé à droite de $x=\frac{\lambda}{4}$.

Ce résultat est à comparer avec les courbes des efforts obtenus par des mesures statiques à l'aide d'un capteur de force et qui seront étudiés ci-après.

I.3.4. Etudes des efforts statiques en fonction du courant et de la position relative x

I.3.4.1. Mode opératoire

Dans cette partie, nous cherchons à trouver la variation de l'effort appliqué sur la tige en fonction de sa position et du courant d'alimentation des bobines.

Un banc d'essai permettant de réaliser cette étude expérimentale (cf : figure 3.1.), contient la machine à étudier dont le support est solidaire du banc, un capteur micrométrique fixé à une extrémité de la tige, permettant de mesurer son déplacement et un capteur de force à l'autre extrémité équipé d'un pont de mesure.

Un système mécanique permet de bloquer la tige dans la position voulue et servir de surface d'appui pour le capteur, ainsi il est possible de relever les courbes F = f(I,x) comme suit :

On fixe la position de la tige, puis on augmente le courant jusqu'à la valeur 13,5 A. Le capteur permet ainsi de donner la valeur de l'effort pour chaque couple (position, courant).

I.3.4.2. Résultats

Les résultats correspondant aux 13 valeurs du courant sont traduits par les courbes de la figure 3.11.

On constate que toutes les courbes ont la même allure, mais décalées en amplitude à mesure que le courant augmente.

Le maximum des courbes est atteint pour des valeurs de x supérieures à $\frac{\lambda}{\Delta}$.

L'intersection de deux courbes F(i,x) identiques et décalées de $\frac{\lambda}{3}$ soit 2,8 mm correspondant à une machine à trois inducteurs, effectuée à partir des 13 courbes donne en moyenne une force nominale égale à 0,52 F_{max} .

La déformation des courbes est donc bénéfique puisqu'une sinusoïde parfaite donnerait $0.5 \, F_{max}$.

L'allure des courbes F(I,x) est proche de celle obtenue par la méthode des flux et le maximum est placé au-delà de $\frac{\lambda}{4}$ dans le même sens.

Les différences constatées peuvent ici provenir de la déformation transversale de la tige.

I.3.4.3. Etude de l'effort statique moyen

A partir des relevés de F = F(I,x) on a calculé par la méthode de SIMPSON, la valeur moyenne F_{moy} pour chaque valeur du courant I.

Les résultats sont reportés sur la figure 3.12.

On constate que pour le domaine linéaire la courbe se confond pratiquement avec le parabole d'équation $F_{moy}=0.144\ I^2$, ce qui est en accord avec la théorie correspondant au domaine linéaire.

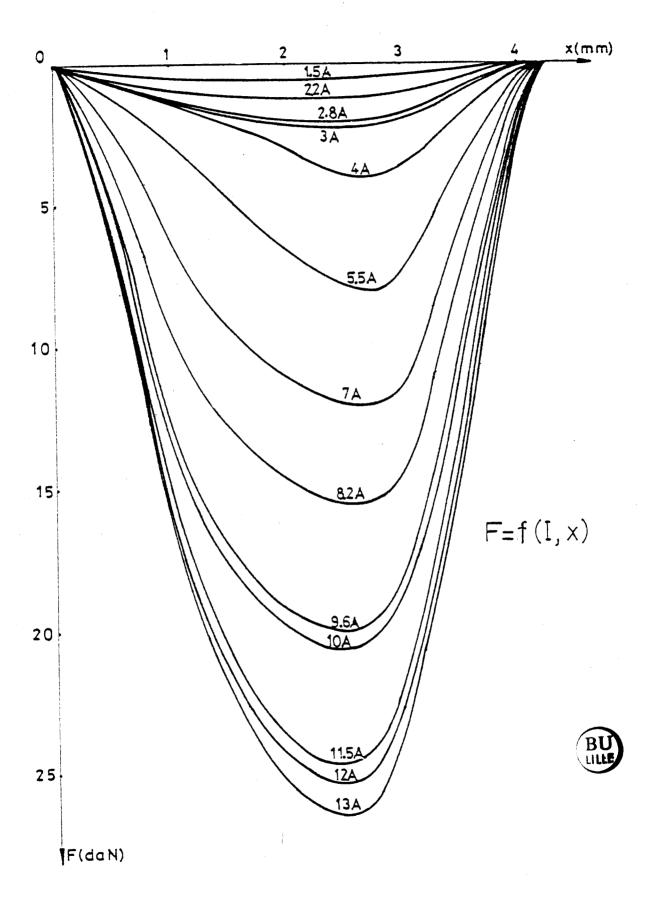


Fig. 3.11. - L'effort F en fonction du courant et de la position relative

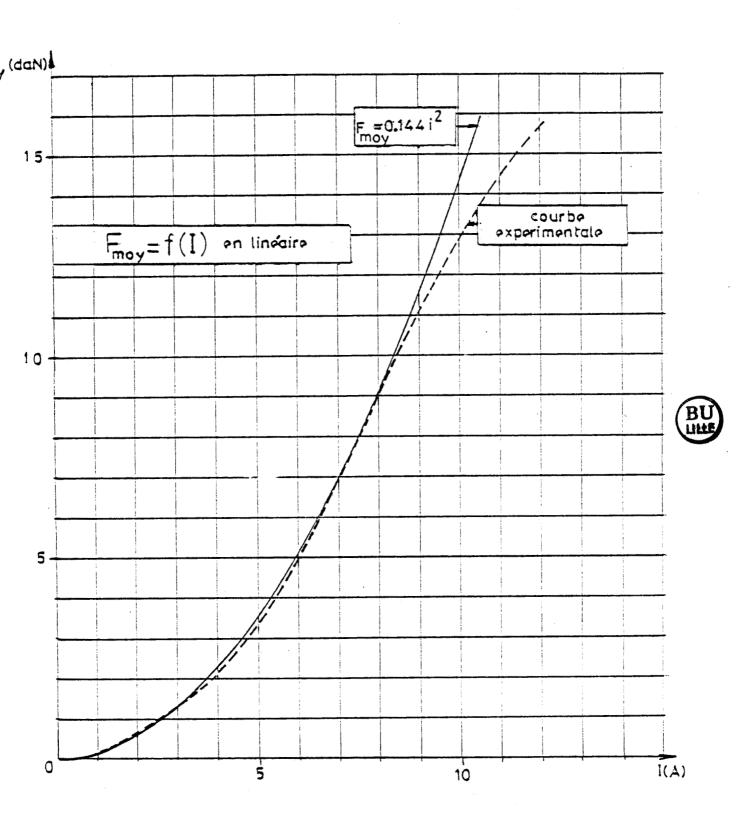


Fig. 3.12 - Effort moyen en fonction du courant

I.3.5. Conclusion

L'étude des flux a permis de mettre en évidence le niveau de saturation de la machine ainsi que la dissymétrie de répartition des flux sur les deux flancs de la tige mobile.

Cette dissymétrie dûe en partie à la construction, justifie le fait expérimentalement constaté, que lors du fonctionnement la tige est attirée du côté de la bobine.

L'étude des efforts statiques nous montre qu'il faut opérer avec des courants relativement importants pour avoir des efforts notables.

Le choix d'un bobinage avec un gros fil (diamètre 2 mm) n'est pas économique et sur le plan énergétique le choix d'un bobinage avec un nombre de spires n réduit, nécessite des courants élevés pour avoir des efforts notables puisque $F = \frac{1}{2} (nI)^2 \frac{dP(x)}{dx}$ en linéaire.

Cette étude nous a guidé au choix d'un bobinage comportant deux bobines placées en série et symétriquement par rapport à la tige dans le but d'améliorer la symétrie de la machine et le décentrement de la tige.

Cette solution sera étudiée dans la prochaine partie.

I.4. Circuit magnétique comportant deux bobines indentiques par phase

Dans le but de remédier aux inconvénients présentés par l'utilisation d'une seule bobine, on a utilisé la mise en série de deux bobines placées symétriquement par rapport à la tige.

Cette disposition améliore la symétrie de la machine et par conséquent réduit le décentrement de la tige.

L'entrefer G est choisi égal à 0,3 mm comme indiqué à la figure 3.13., ce qui autorise un bon fonctionnement en régime dynamique.

Chaque bobine comporte 200 spires d'un fil de 1 mm.

I.4.1. Mesure de la résistance

Cette mesure est effectuée par la même méthode présentée au paragraphe I.3.2., soit en utilisant un voltmètre et un ampèremètre, ce qui donne une résistance :

 $R = 2.7 \Omega$

I.4.2. Etude des flux

I.4.2.1. Présentation

Dans cette partie nous avons cherché, dans une première étape, à relever les courbes de variation du flux propre $^{\phi}_1$ en fonction du courant I et de la position relative, voir figure 3.13.

Dans une seconde étape, on a exploité les résultats obtenus dans le domaine linéaire pour mesurer les inductances en fonction de la position relative. Ce résultat est utilisé en troisième étape pour la mesure indirecte de l'effort.

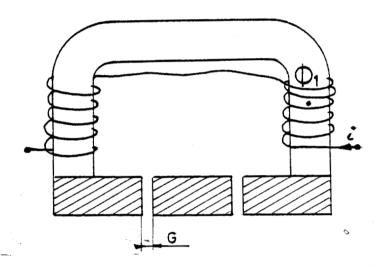


Figure 3.13. : Repérage du flux propre 🏺 1

I.4.2.2. Résultats

Les résultats obtenus sont représentés à la figure 3.14.

On constate que les courbes ϕ_1 (I,x) sont de plus en plus faibles et que la zone linéaire augmente quand on passe de la position alignée des dents à la position en quinconce.



En position en quinconce, la machine est pratiquement désaturée à 7 A, et en position alignée, le circuit magnétique est saturé à partir de 4 A.

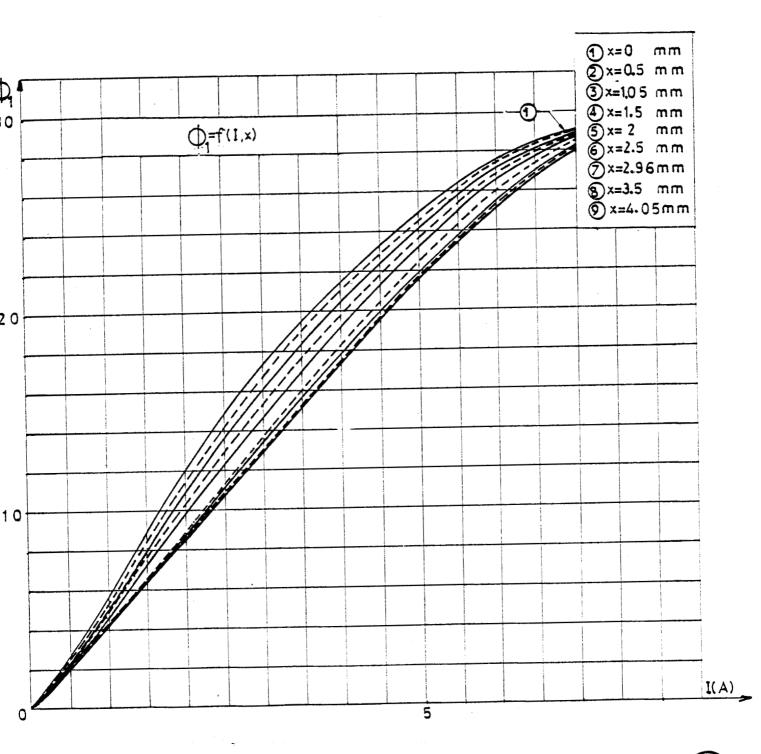


Figure 3.14. : Variation du flux propre \$\phi_1\$ en fonction du courant et de la position relative



I.4.2.3. Mesure des inductances L (I,x)

A partir des courbes du flux propre ϕ_1 (I,x) de la figure 3.1.4., on déduit L(I,x) pente de la droite n ϕ_1 (I,x) pour diverses valeurs de I et de x.

Dans le domaine linéaire, L n'est fonction que de x, alors que dans le domaine saturé L est fonction de deux variables courant I et position x.

Les courbes obtenues sont représentées à la figure 3.15.

On remarque que toutes les courbes ont la même allure. Leurs maximum sont à x = 0 et leurs minimum sont à x = $\frac{\lambda}{2}$

La composante continue Lo ainsi que la composante sinusoidale Lo cos $\frac{2 \pi x}{\lambda}$ de l'inductance, diminuent au fur et à mesure que le courant augmente.

Dans le domaine linéaire, on a :

$$L = L_0 + L_1 \cos \frac{2\pi x}{\lambda}$$

avec $L_0 = 0.2028 \text{ H}$

 $L_1 = 0.0292 \text{ H}$

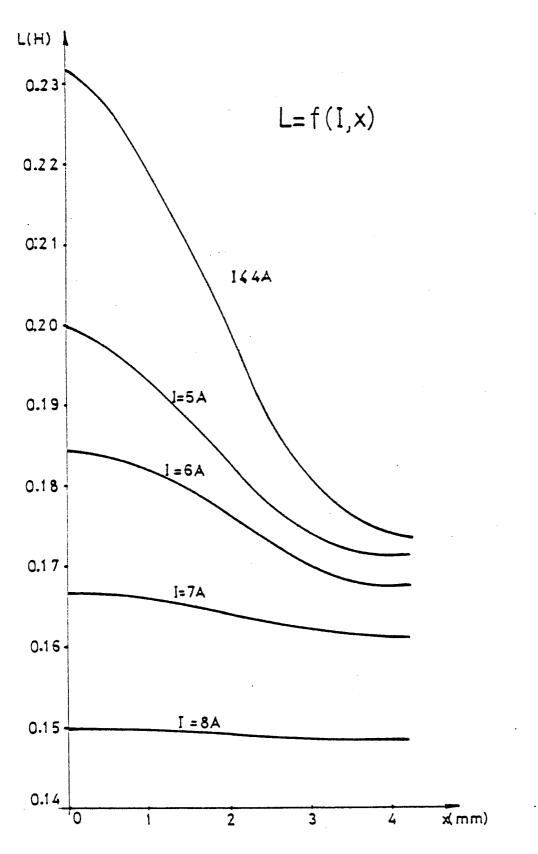
I.4.2.4. Mesure indirecte de l'effort en régime linéaire

La même démarche présentée au paragraphe I.3.3.4. nous a permis de déduire la courbe $\frac{dL(x)}{dx}$ à partir de la courbe L(x) en régime linéaire.

La courbe $\frac{dL(x)^{dx}}{dx}$ est représentée à la figure 3.16. L'effort F(I,x) est égal à $\frac{I^2}{2}$ $\frac{dL(x)}{dx}$ dans le domaine linéaire.

Le maximum de cette courbe est décalé à droite de $x = \frac{\lambda}{\lambda}$ point obtenu dans le cas où on suppose la courbe sinusoïdale.

Ce résultat est à comparer avec les courbes des efforts obtenus par des mesures statiques à l'aide d'un capteur de force et qui seront étudiées dans la partie suivante.



BU

Fig. 3.15 - Variation de l'inductance L du circuit magnétique en fonction du courant et de la position relative

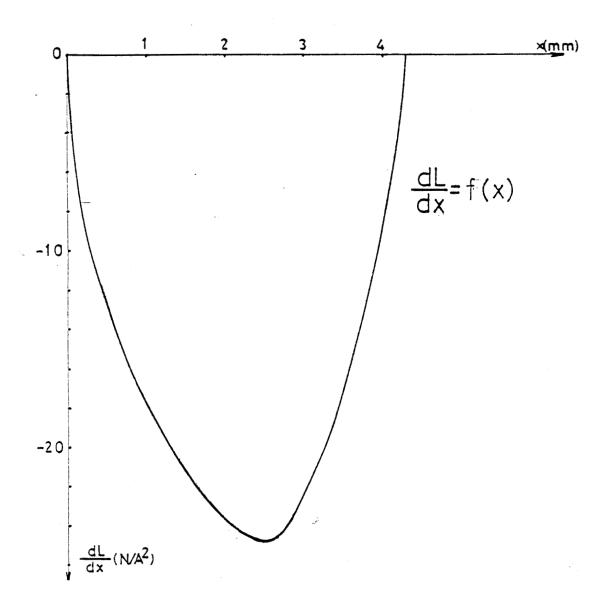


Figure 3.16. : Variation de $\frac{dL}{dx}$ en fonction de la position relative dans le domaine linéaire pour I \leq 4 A



I.4.3. Etude des efforts statiques en fonction du courant i et de la position relative x

Pour réaliser ces essais on a suivi le même mode opératoire que celui présenté au paragraphe I.3.4.1., le courant variant jusqu'à 8 A.

I.4.3.1. Résultats

Les résultats obtenus et correspondant aux 8 valeurs du courant sont traduits par les courbes de la figure 3.17.

On constate que toutes les courbes ont la même allure mais décalées en amplitude à mesure que le courant augmente.

Le maximum des courbes est atteint pour des valeurs de x supérieures à $\frac{\lambda}{4}$.

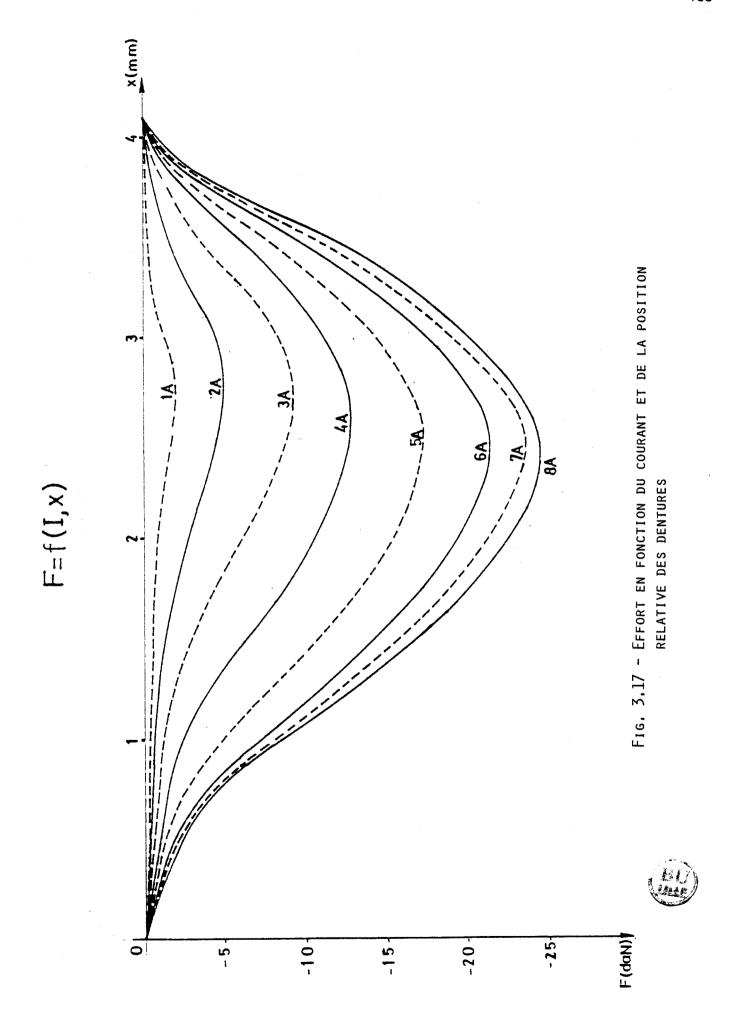
I.4.3.2. Etude de l'effort statique moyen et de l'effort maximum

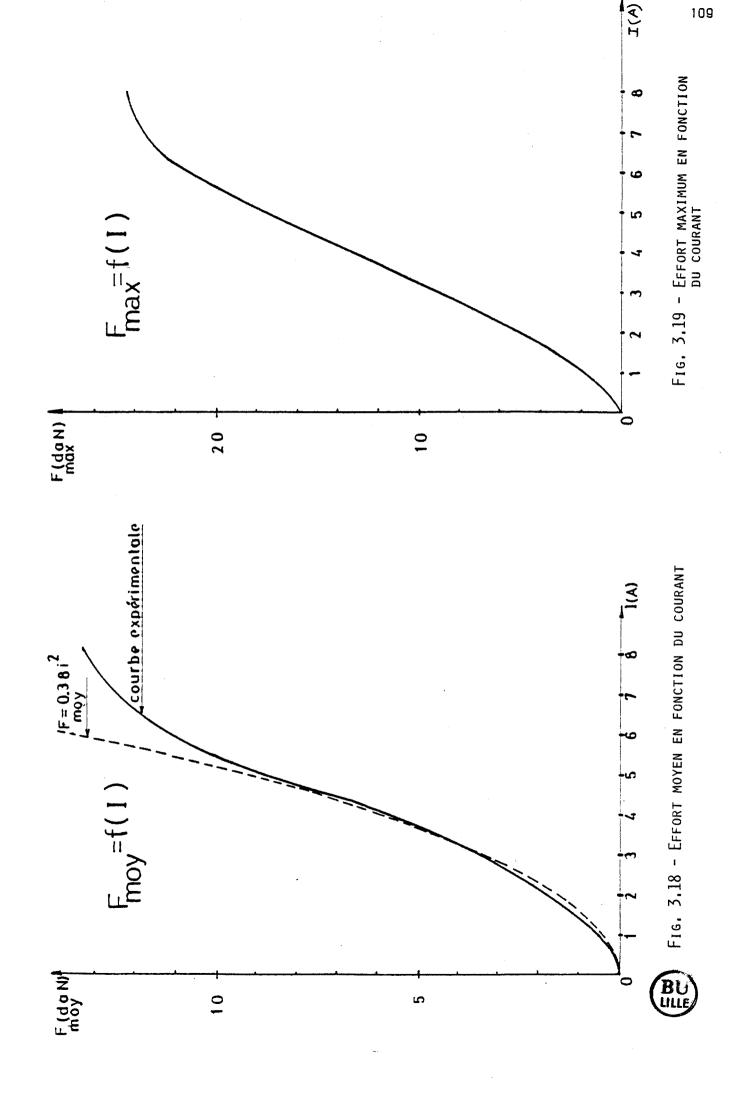
A partir des relevés de F = f (I,x) de la figure 3.17., on a calculé par la méthode de SIMPSON, la valeur moyenne F_{moy} de l'effort pour chaque valeur du courant I.

Les résultats sont reportés sur la figure 3.18.

On constate que pour le domaine linéaire la courbe se confond pratiquement avec le parabole d'équation $F_{moy}=0.38~\rm i^2$, ce qui est en accord avec la théorie correspondante au domaine linéaire.

La figure 3.19. représente l'effort maximum F_{max} en fonction du courant.





1.5. CONCLUSION

L'allure des courbes F(I,x) est proche de celle obtenue par la méthode des flux et le maximum est placé au-delà de $\frac{\lambda}{4}$ dans le même sens.

L'effort moyen obtenu avec la deuxième configuration utilisant deux bobines en série par phase est sensiblement égal à $0,38~\rm I^2$ dans le domaine linéaire alors que celui obtenu avec la première configuration utilisant une seule bobine est de $0,144~\rm I^2$.

L'augmentation du nombre de spires n permet d'avoir des efforts notables pour des courants pas trop élevés, ce qui améliore nettement le rendement global de la machine.

Cette augmentation est limitée par le temps de montée du courant imposé t₁ qui doit être très inférieur au tiers de la période d'alimentation des phases.

En effet l'augmentation du nombre de spires n entraîne l'augmentation de l'inductance propre du circuit magnétique qui s'oppose à l'établissement du courant, d'où la nécessité de choisir un fil de faible section dans le but de maintenir une constante de temps $\tau = \frac{L}{R}$ sensiblement constante et d'alimenter le convertisseur sous une tension élevée.

D'autre part, la deuxième configuration a amélioré la symétrie de la machine. Les flux de fuite ainsi que l'écart entre les flux utiles au niveau des deux flancs de la tige sont réduits, ce qui nous aide à retenir cette configuration pour les essais dynamiques qui vont être présentés dans la prochaine partie.

II. CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DE L'ACTIONNEUR

Dans cette partie on s'intéressera à l'étude de la machine en régime dynamique.

II.1. Introduction et présentation des essais

L'étude du moteur en régime dynamique permet de mettre en évidence l'influence des commutations de la charge, de la fréquence d'alimentation etc..., sur les courbes des efforts, et par conséquent sur le fonctionnement du moteur.

Dans une première partie, des essais en boucle ouverte ont été réalisés pour un déplacement sur un grand nombre de pas.

La réponse indicielle ainsi que l'influence de la fréquence d'alimentation dans le régime "start - stop" sur le comportement dynamique du moteur ont été étudiés également.

Dans une seconde partie, la commande est réalisée en boucle fermée grâce au capteur de position développé.

Dans une première étape la machine est autopilotée et dans une seconde étape une régulation de vitesse est présentée.

II.2. Présentation du montage expérimental

Les essais dynamiques du moteur ont été réalisés à l'aide du dispositif schématisé à la figure 3.20., dans le sens de déplacement de gauche à droite.

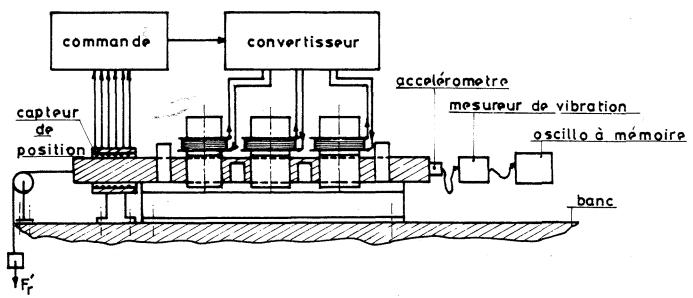


Figure 3.20. : Banc d'essai en dynamique

Le moteur est soummis à un effort résistant variable F'r.

Un accéléromètre prizo-électrique type 4384 de Brüel et Kjaer associé au mesureur de vibrations type 2511 permet de mesurer l'accélération instantanée de la tige de masse m = 2264 g ainsi que sa vitesse et sa position par intégration.

Un oscilloscope à mémoire permet l'enregistrement des courbes obtenues.

II.2.1. Essais en boucle ouverte (à fréquence imposée)

II.2.1.1. Analyse de l'avance élémentaire

L'étude théorique développée au paragraphe II.2.2. du chapitre I nous a montré que la résolution de l'équation mécanique au voisinage d'un point d'équilibre aboutit à un mouvement oscillant amorti.

Pour enregistrer cette courbe, la machine est alimentée à vide en mode pas entier à une fréquence de 0,61 Hz correspondant à une vitesse de 0,005 ms ⁻¹ de façon que la position d'équilibre stable soit atteinte avant l'alimentation de la phase suivante.

Les phases sont alimentées avec un courant de 7 A sous une tension de 46 V.

Après une double intégration du signal issu de l'accéléromètre à l'aide du mesureur de vibration on dispose de l'oscillogramme de la position présenté à la figure 3.21.

A partir d'un signal \ddot{x} (t) absolu, le mesureur de vibration 2511 donne les signaux relatifs $[-\dot{x}$ (t)] et $[-\dot{x}$ (t)]

Partant du point d'équilibre A on atteint B avec une vitesse nulle. Le point d'équilibre C est atteint après certaines oscillations.

La distance entre A et C correspond au pas incrémental et celle entre B et C au dépassement.

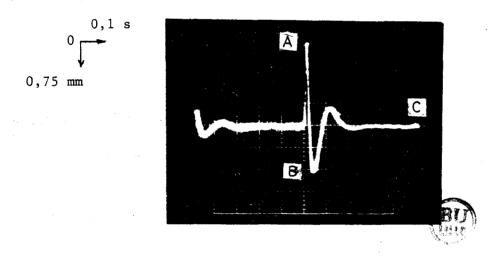


Figure 3.2 1. : Réponse indicielle de l'actionneur x(t)

A partir de la courbe obtenue on a w_0 = 40 rds $^{-1}$ et les temps t_m et t_e respectivement de montée et d'établissement (cf figures 1.9. et 3.21.) ont les valeurs suivantes :

$$t_m' = 0.03 \text{ s}$$
 $t_e = 0.2 \text{ s}$
avec un rapport $\frac{t_m'}{t_e}$ égal à 0.15.

Le dépassement est de l'ordre de 0,9 mm (le tiers du pas incrémental). L'équilibre stable est atteint au bout d'une période d'oscillations, soit au bout d'un temps $t_e = 0,2$ s.

Le problème d'instabilité dynamique ne se pose pas pour la commande de la machine avec une fréquence inférieure à 1,67 Hz située dans le domaine start — stop, dans la mesure où le point d'équilibre correspondant à la phase k est atteint sans oscillation avant l'alimentation de la phase k+1.

II.2.1.2. Définition des domaines de fonctionnement
$$\begin{bmatrix} 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 18 \end{bmatrix}$$

Le fonctionnement dynamique d'un moteur à reluctance variable dépend du régime considéré :

- démarrage,
- régime permanent,
- arrêt.

Pour chacun de ces régimes, la charge du moteur, la masse des parties mobiles, les forces de frottement et l'alimentation influent les limites d'emploi.

La figure 3.22. permet de définir le comportement fréquentiel d'un moteur pas à pas en fonction de la charge.

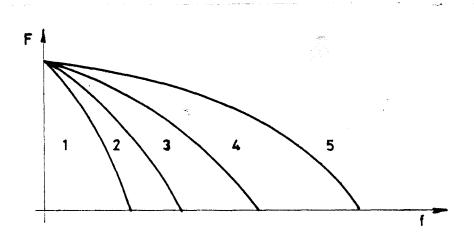


Figure 3.22. : Domaines de fonctionnement d'un moteur pas à pas

- Les zones 1 et 3 sont stables pour tous les cas de fonctionnement et elles sont appelées zones de démarrage - arrêt.

Le domaine de fonctionnement en démarrage - arrêt (start - stop) correspond à un fonctionnement avec contrôle de la position.

Ainsi, si on envoie sur les différentes phases du moteur un train d'impulsions de courant de fréquence f donnée, il faut que le moteur démarre et s'arrête à la fin du train d'impulsions dans la position voulue.

- La zone 2 qui sépare les zones 1 et 3 correspond à un fonctionnement instable pour lequel la fréquence d'alimentation est voisine de la fréquence fn des oscillations (ici de l'ordre de 2,1 Hz).

La frontière entre les zones 3 et 4 détermine la fréquence maximale de démarrage.

Dans notre cas la fréquence maximale dans la zone démarrage - arrêt et à vide est de l'ordre de 11, 5 Hz en mode pas entier.

Dans la zone 4 de survitesse, le moteur à l'arrêt, alimenté directement à la fréquence concernée, ne peut pas démarrer, ni s'arrêter sur un pas bien déterminé en fin de séquence d'alimentation, et un changement de sens par inversion de séquence des phases est impossible.

Pour atteindre cette zone, la fréquence des impulsions doit être accélérée progressivement depuis un point situé dans la zone 3. La frontière entre les zones 4 et 5 définit la fréquence limite de fonctionnement. Une étude détaillée d'une commande avec un profil d'un déplacement avec régimes transitoires linéaires et sur un grand nombre de pas ainsi que les différents temps d'accélération, de maintien à vitesse constante et de décélération est largement détaillée dans [1].

Vu que dans notre cas l'effort résistant est fortement variable on ne peut pas faire des calculs des temps de commutation en prenant un effort accélérateur moyen constant. L'accélération est faite selon une loi linéaire f = 1,67 + 5,65 t où f est en Hz et t en s ; on atteint alors une fréquence de 13 Hz au bout de 2 s sur un déplacement de 5 pas dentaires. Cette fréquence est maintenue sur 10 pas. La décélération est faite selon une loi linéaire décroissante f : 13 - 5,65 t sur 5 pas dentaires. Le mode d'alimentation est celui en pas entier.

- La zone 5 est inaccessible au moteur.

II. 2.1.3. Essais dynamiques dans le domaine start - stop

Ces essais sont faits à fréquence imposée dans les deux modes de fonctionnement (en pas entier et en demi-pas), dans le cas d'un déplacement sur un grand nombre de pas.

nous avons cherché, dans une première étape, à mettre en évidence l'influence du courant sur l'accélération de la tige en mode de demi-pas et dans une deuxième et troisième partie, à connaître la variation de \ddot{x} (t), \dot{x} (t) et x (t) en fonction de la fréquence d'alimentation dans les deux modes.

Le nombre de pas Np que la tige doit franchir est lu dès le départ par le microprocesseur et selon les états des bits de test (mode, sens et marche/arrêt) on a l'alimentation des phases dans une séquence bien déterminée afin d'assurer le déplacement voulu, comme schématisé à la figure 3.23. qui présente le programme de commande de Np pas.

Après l'initialisation des périphériques d'Entrées/Sorties du microprocesseur, le compteur est chargé par la valeur initiale Ni égale au nombre de pas à franchir Np.

Comme l'état initial des sorties est aléatoire, les transistors sont bloqués jusqu'à un ordre de départ à l'aide du bit Marche/Arrêt mis à 1. Le test du bit Mode permet de choisir le mode de fonctionnement s'il est égal à 0 on a le mode en pas entier, sinon on a le mode en demi-pas.

Le test du bit sens, fixe le sens de déplacement ; s'il est égal à 1 on a un déplacement de gauche à droite, sinon on a un déplacement de droite à gauche.

La décrémentation du compteur permet de connaître le nombre de pas franchis. Si Ni = 0, la tige a alors parcouru la distance x = Np. λ . Le dernier état des transistors est entretenu pour assurer le maintien de la position d'équilibre.

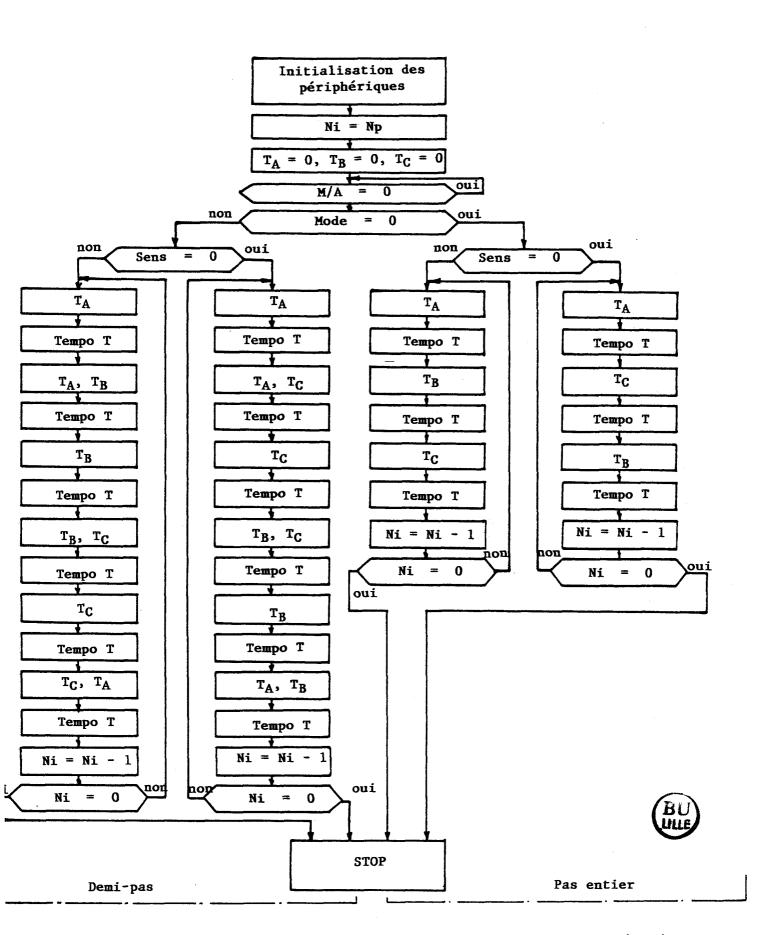


Figure 3.2.3. : Organigramme de commande de Np pas en boucle ouverte à fréquence impos

II.2.1.3.1. <u>Influence du courant sur l'accélération</u> instantanée \ddot{x} (t) en mode demi-pas

Les phases sont alimentées à une fréquence de 1,1 Hz.

Les oscillogrammes a, b, c et d de la figure 3.24. illustrent les résultats obtenus.

On remarque d'une part que la valeur maximale de l'accélération \ddot{x} (t) augmente avec le courant et quelle diminue en passant de la phase A à la phase C.

Ceci est dû à la flexion de la tige. Lors de l'alimentation d'une phase, la tige est attirée latéralement et la position du point d'application de l'effort par rapport aux guidages fixes, varie en fonction de la position de la phase alimentée.

D'autre part, si on a déjà une phase alimentée k et si on alimente la phase k+1, la tige ne bouge pratiquement pas.

Pour qu'elle se déplace, il faut libérer la tige d'un côté c'est-àdire couper l'alimentation de la phase précédente k.

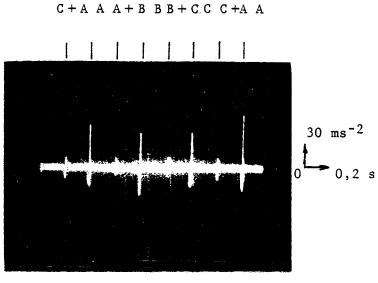
Ceci explique le fait qu'on a retenu le mode d'alimentation en pas entier pour la commande en boucle fermée qui sera étudiée par la suite.

II.2.1.3.2. Influence de la fréquence d'alimentation \ddot{x} (t), \dot{x} (t) et x (t) en mode demi-pas

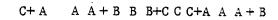
La machine est alimentée à 7 A sous 46 V.

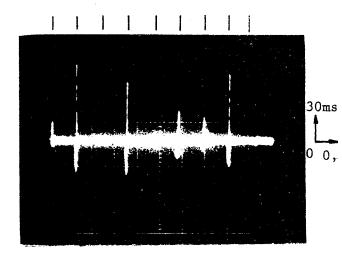
Les oscillogrammes des figures 3.25. et 3.26. illustrent les résultats obtenus pour deux fréquences d'alimentation en mode demi-pas de 1,1 Hz et de 6 Hz.

Le même phénomène constaté précédemment, c'est-à-dire le fait que la tige ne se déplace pas lors de l'alimentation simultanée de deux phases se retrouve pour les deux fréquences.

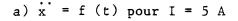


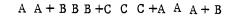


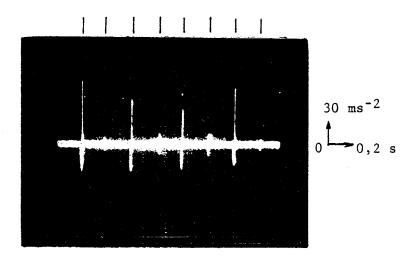




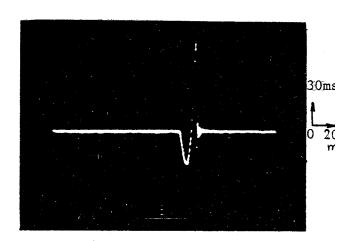
c) $\ddot{x} = f(t)$ pour I = 7 A







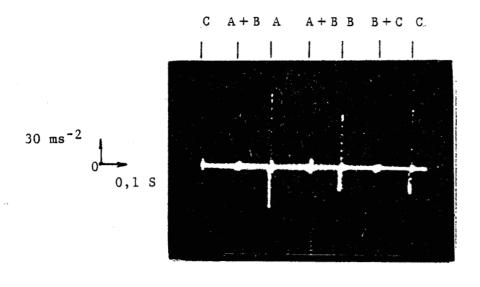
b) $\ddot{x} = f(t)$ pour I = 6 A



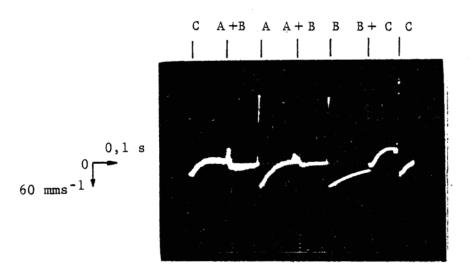
d) $\ddot{x} = f(t)$ pour I = 7 A



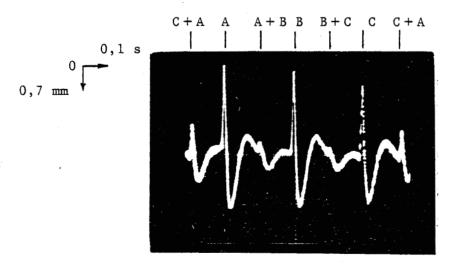
Figure 3.2 4. : Influence du courant d'alimentation sur l'accélération instantanée x en mode ½ pas



 $a) \ddot{x} (t)$

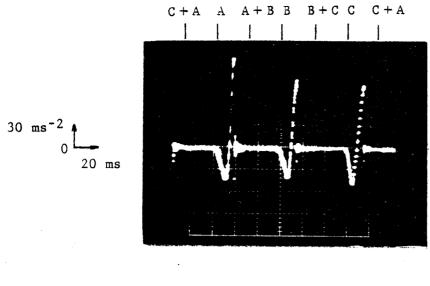


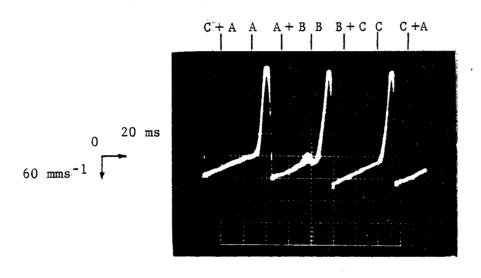
b) x(t)



c) x (t)

Figure 3.2 5. : Courbes %(t), %(t) et x(t) dans le cas d'une commande à 1.1 Hz en mode ½ pas et à 7 A





c) x (t)

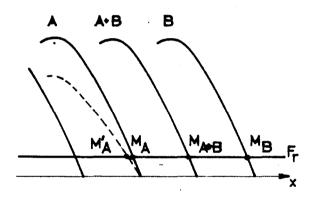
Figure 3.2 6. : Courbes $\ddot{x}(t)$, $\dot{x}(t)$ et x(t) dans le cas d'une commande à 6 Hz en mode $\frac{1}{2}$ pas et une alimentation à 7 A

La valeur maximale positive de la vitesse \dot{x} (t) est de 0,06 ms $^{-1}$ à une fréquence de 1,1 Hz et elle est de 0,08 ms $^{-1}$ à une fréquence de 6 Hz.

Pendant la phase de commutation la tige se déplace dans le sens inverse du mouvement avec une grande vitesse négative avant de franchir le pas incrémental à vitesse positive.

Le pic de la vitesse positive est environ le quart de celui de la vitesse négative.

Ce phénomène est dû aux imperfections mécaniques de la tige et au temps d'extinction du courant $t_2 = 20$ ms (voir figure 2.2.a. et 2.37.). Pour comprendre ce phénomène on se sert des courbes des efforts en fonction de la position comme indiqué à la figure 3.27.



<u>Déplacement du point d'équilibre en fonction du</u>

courant en régime transitoire

Si on suppose la phase A alimentée, on a le point d'équilibre en M_A , l'alimentation simultanée des phases A et B n'entraîne aucun mouvement de la tige déformée en flexion et c'est la phase A qui maintient la position d'équilibre en M_A .

L'extinction du courant n'est pas instantanée mais elle suit une variation linéaire décroissante et on a, par conséquent, une famille de sinusoïdes qui entraînent le déplacement du point d'équilibre vers la gauche en M^i_A jusqu'au moment où F_A devient inférieur à F_r . La tige est

alors libérée par la phase A et c'est la phase B qui impose le mouvement avec une vitesse positive. Les inperfections mécaniques nous empêchent d'avoir une position d'équilibre intermédiaire, mais l'effort est plus lisse et le phénomène des à-coups est moins net qu'en mode pas entier.

II.2.1.3.3. Commande de l'actionneur en mode pas entier

Pour cet essai, la machine est alimentée à 7 A sous 46 V. Les oscillogrammes a, b et c de la figure 3.28. illustrent les résultats obtenus pour une commande à une fréquence de 6,1 Hz.

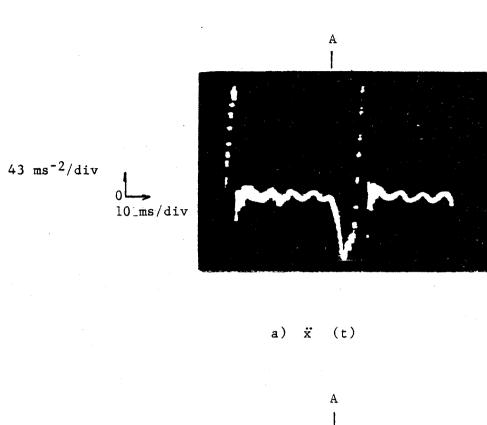
On remarque qu'on a des courbes qui ont la même allure que celles obtenues dans la commande en demi-pas.

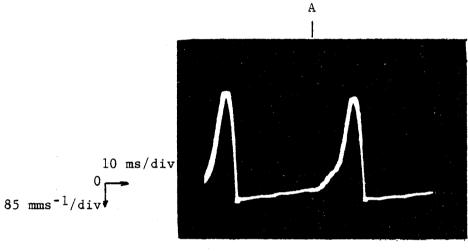
Pendant le régime transitoire (commutation), les valeurs des accélérations ainsi que des vitesses sont plus élevées que celles dans le régime de commande en demi-pas.

Ceci est dû au fait que le phénomène des à-coups est plus net dans le mode pas entier que dans le mode demi-pas.

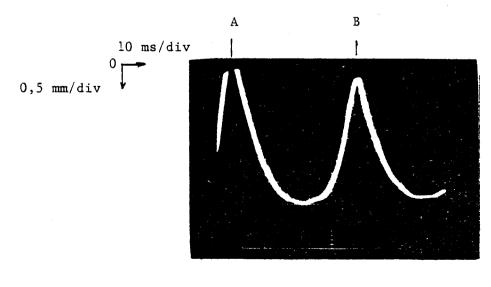
L'existence d'une vitesse négative pendant le régime transitoire peut avoir deux interprétations :

- la première est due au fait que pendant la commutation le courant s'éteint dans la phase A au bout d'un temps $t_2=20\,\mathrm{ms}$ et s'établit dans la phase B au bout d'un temps $t_1=40\,\mathrm{ms}$, et à partir des essais qu'on a réalisés, on a constaté que la tige ne se déplace pas si le courant est inférieur à 4,5 A à cause de l'importance des forces de frottement et par conséquent la phase B ne peut imposer le déplacement positif de la tige que si son courant dépasse 4,5 A. Au-dessous de cette valeur, c'est alors la phase A qui impose le déplacement négatif de la tige tant que son courant est au-dessus de 4,5 A. Ce régime transitoire dure 20 ms, soit environ le temps t_2 d'extinction du courant dans la phase A.
- la seconde est une caractéristique propre au fonctionnement dans le domaine start stop schématisé à la figure 3.29. a.





b) x (t)



c) X (t)

Figure 3.2 s.: Oscillogrammes de x(t), x(t) et x(t) dans le mode d'alimentation en pas enti à 6.1 Hz et 7 A

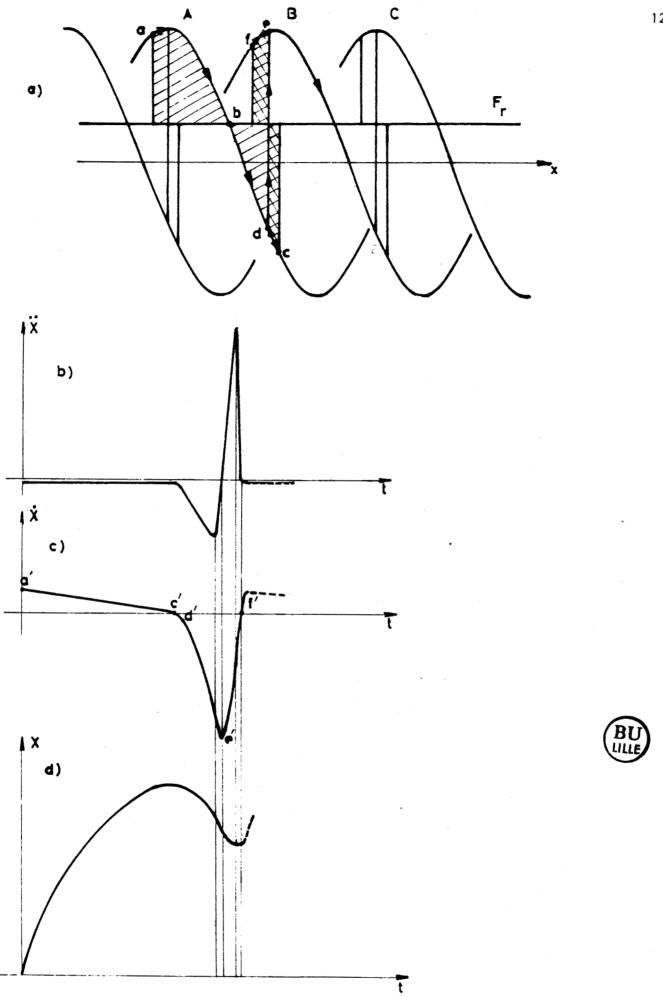


Figure 3.2.9. : Fonctionnement en régime Start - Stop

Dans l'hypothèse d'un établissement instantané du courant et si on alimente la phase A en coupant celle de la phase C on part du point a (cf figure 3.29.) pour passer au-delà du point d'équilibre stable b jusqu'au point C, atteint avec une vitesse nulle.

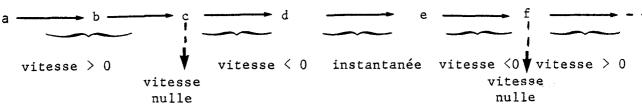
Sur le parcours a, b, c la vitesse est positive.

En revenant du point c avec une vitesse négative on a l'alimentation de la phase B au point d et on se retrouve alors au point e sur la courbe B avec un effort moteur positif, mais la vitesse étant négative au point d, on aura alors un déplacement négatif jusqu'au point f où la vitesse s'annulle et le cycle commence de nouveau en partant de f avec une vitesse positive.



Alimentation de la phase A

Alimentation de la phase B



Les aires hachurées sur la figure 3.26. a., soit dans un sens, soit dans les deux sens, sont égales. L'énergie cinétique accumulée au cours du déplacement a \rightarrow b est détruite par le freinage entre b et c.

Les figures b, c et d reprennent les explications précédentes pour les appliquer aux courbes expérimentales. La commutation du point d' au point e' n'est pas instantanée et le maximum de vitesse négative est obtenu pendant cette phase de commutation (vmax ≈ -0.34 ms $^{-1}$).

Le passage de a' vers c'se fait pratiquement à une accélération moyenne négative égale à $-1.7~\mathrm{ms}^{-2}$.

La vitesse maximale positive est v'max ≈ 0.068 ms $^{-1}$.

Les résultats obtenus nous montrent que les courbes réelles de l'effort en régime dynamique sont loin des courbes théoriques approchées (sinusoïdales).

L'équation mécanique [1.23.] permet de trouver, à partir de l'accélération, la résultante de tous les efforts extérieurs appliqués à la tige.

Dans le cas simplifié d'un effort résistant F_r constant, l'effort moteur $F_m = m \ddot{x} + F_r$ est obtenu par une translation de la courbe m \ddot{x} d'une distance égale à F_r .

Dans le cas particulier où la machine est chargée par un effort résistant supplémentaire à l'aide des masses marquées, il faut ramener toutes ces masses à la tige et la masse totale est égale à la somme des masses de toutes les pièces en mouvement.

II.2.1.4. Conclusion

La commande en boucle ouverte a l'avantage d'être simple à réaliser dans la mesure où elle ne nécessite aucun contrôle de position ou de vitesse.

Son inconvénient est l'impossibilité de réaliser une commande adaptée en présence d'une charge variable.

En effet, le calcul des temps de commutation pour ce type de commande est fait en considérant un effort accélérateur moyen constant, ce qui est loin de la réalité car, d'une part l'effort moteur en régime dynamique n'a pas la forme sinusoïdale parfaite auquelle on s'attendait, et d'autre part l'effort résistant est variable en fonction de la position de la tige et de sa vitesse.

La commande en boucle fermée qui sera présentée dans les pages suivantes permet de pallier ces défauts.

II.2.1. Essais en boucle fermée

La commande asservie en position et en vitesse améliore nettement les performances dynamiques du moteur.

II.2.1.1. <u>Utilisation du capteur de position en vue d'un</u> autopilotage

Comme il a été signalé au chapitre II, le capteur de position optoélectronique permet de distinguer 6 zones par période. C'est un capteur absolu sur un pas et ses signaux sont exploités par le microprocesseur pour la commande des phases de l'actionneur.

Pour ces essais en boucle fermée on a choisi le mode de fonctionnement en pas entier. Le calage du capteur est par conséquent de $\frac{\lambda}{12}$.

L'angle de commutation est égal à zéro, voir figure 2.32., ce qui permet d'opérer à effort maximal.

L'organigramme de la figure 3.30 présente la commande de Np pas.

Après l'initialisation des périphériques d'Entrées/Sorties du microprocesseur et de l'état des transistors (bloqués au départ), on attend l'ordre de départ donné par le bit de commande M/A.

Une fois que ce bit est à 1, on a la commande des phases selon une séquence alternative et en fonction de l'état du capteur absolu.

Une fois que le nombre de pas Np à franchir est atteint, le dernier état des phases est entretenu pour assurer le maintien de la position d'équilibre.

Le bit C₀ du capteur, voir figure 2.26., qui permet de confirmer le nombre de pas réellement parcourus Np passe de 1 à 0 à chaque franchissement d'un pas dentaire.

Le nombre de transitions de Co est égal à celui de pas réellement parcours N'p. En fonction de l'écart entre Np et N'p on a l'alimentation des phases pour se ramener à la position voulue.

Dans notre cas, ce phénomène de perte de pas ne se présente pas à

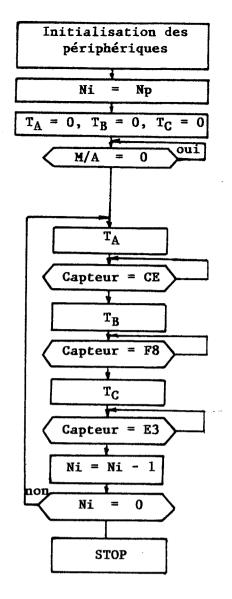




Figure 3.30. : Organigramme de commande de Np pas en boucle fermée

dans le mode autopiloté en pas entier

II.2.1.1. Détermination des courbes x (t), x(t) et x(t) dans le régime à vide en mode autopiloté

La machine à vide est alimentée à 7 A sous 46 V.

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 3.31. La fréquence obtenue est égale à 10.9 Hz, et par conséquent, la vitesse de déplacement est de l'ordre de 0.1 ms $^{-1}$.

Les valeurs des accélérations et des vitesses obtenues sont nettement plus élevées que celles obtenues par la commande en boucle ouverte.

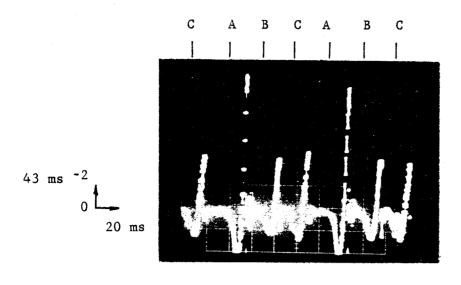
La courbe de la position nous montre que les pas élémentaires ne sont pas identiques, ceci est dû au réglage des distances k λ + $\frac{\lambda}{3}$ entre deux phases consécutives et à la déformation de la tige qui est fonction de la position de la tige et de la phase alimentée.

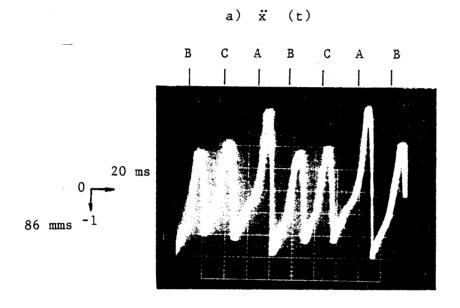
Le même phénomène de déplacement négatif qu'en boucle ouverte est constaté et on peut encore affirmer qu'il est dû à l'extinction du courant.

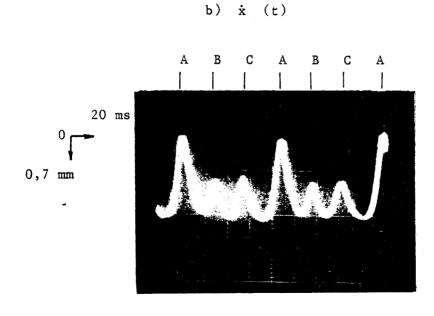
II.2.1.1.2. <u>Influence de l'effort résistant sur l'accélération instantanée de la tige et sur le temps de franchissement du pas incrémental</u>

La machine est chargée par des masses marquées qui introduisent un effort résistant supplémentaire F'_r. Les phases sont alimentées à 7 A sous 46 V et les essais sont faits pour trois valeurs distinctes de F'_r égales à 5 daN, 10 daN et 15 daN.

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 3.32. On remarque, d'une part que la moyenne des trois accélérations maximales des trois phases diminue en fonction de l'effort résistant. Cette diminution est nettement accentuée pour des fortes valeurs de F'_r, et d'autre part que le temps mis pour parcourir un pas augmente avec l'effort résistant, ce qui est en accord avec la théorie simplifiée qui considère un effort accélérateur moyen.

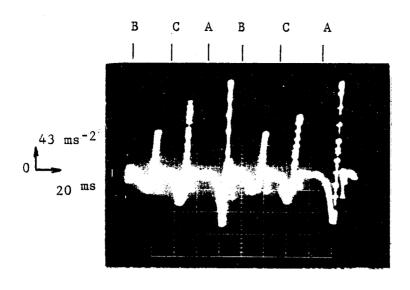


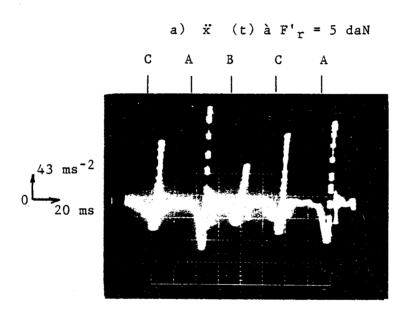


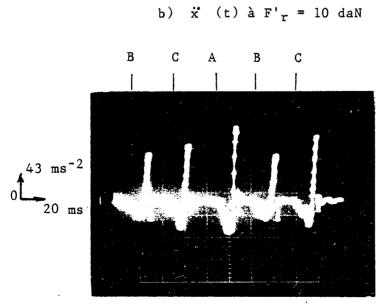


c) x (t)

Figure 3.3.1. : Oscillogrammes des courbes $\ddot{x}(t)$, $\dot{x}(t)$ et x(t) dans le mode autopiloté en pas entier à 7 A sous 46 V







c) x (t) à F'r = 15 daN

Figure 3.3.2. : Influence de l'effort résistant sur l'accélération x(t) en mode

2.1.2. Déplacement sur Np pas avec régulation de vitesse

Le principe de cette commande détaillée au paragraphe II.2.3. du chapitre II est inspirée d'une commande en boucle ouverte avec régulation de vitesse présentée par C. GOELDEL $\begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$.

Les essais menés nous ont montré que le temps de franchissement des pas incrémentaux correspondant aux phases A, B et C ne sont pas égaux mais le temps total de franchissement du pas dentaire est sensiblement constant, c'est la raison pour laquelle on a choisi comme entrée du système la temporisation T et comme sortie t_p , temps mis pour franchir un pas dentaire.

Il faut insister sur le fait que l'entrée est un retard réalisé par une temporisation T et le déplacement β correspondant dépend de l'effort moteur et de l'effort résistant, soit de l'effort accélérateur moyen.

On a cherché encore à connaître la variation de t_p en fonction de T. Pour ceci, on a réalisé une commande dont l'organigramme est présenté à la figure 3.33.

Au début le compteur est chargé par la valeur FFFF et lorsque le pas dentaire est franchi on vient lire son contenu.

La différence entre la valeur initiale et la valeur finale multipliée par la période de l'horloge 2.10^{-5} s donne le temps de franchissement :

soit $t_p = N_d T_2$ où N_d est le nombre de décrémentations du compteur 2

et T₂ la période de son horloge

Le retard T est réalisé par la temporisation suivante à l'adresse F900

mise en sous-programme.

LXI H , adr - chargement du registre (H,L) pour une valeur sur 16 bits

adr1 - DCX H - décrémentation du contenu de (H,L)

MOV A,H - transfert du contenu de H dans

l'accumulateur A

ANI 11 - test du contenu de H

JNZ adr 1 - saut à adr1 si le contenu est non nul

RET

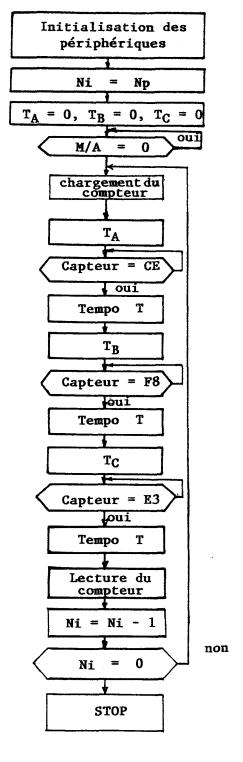
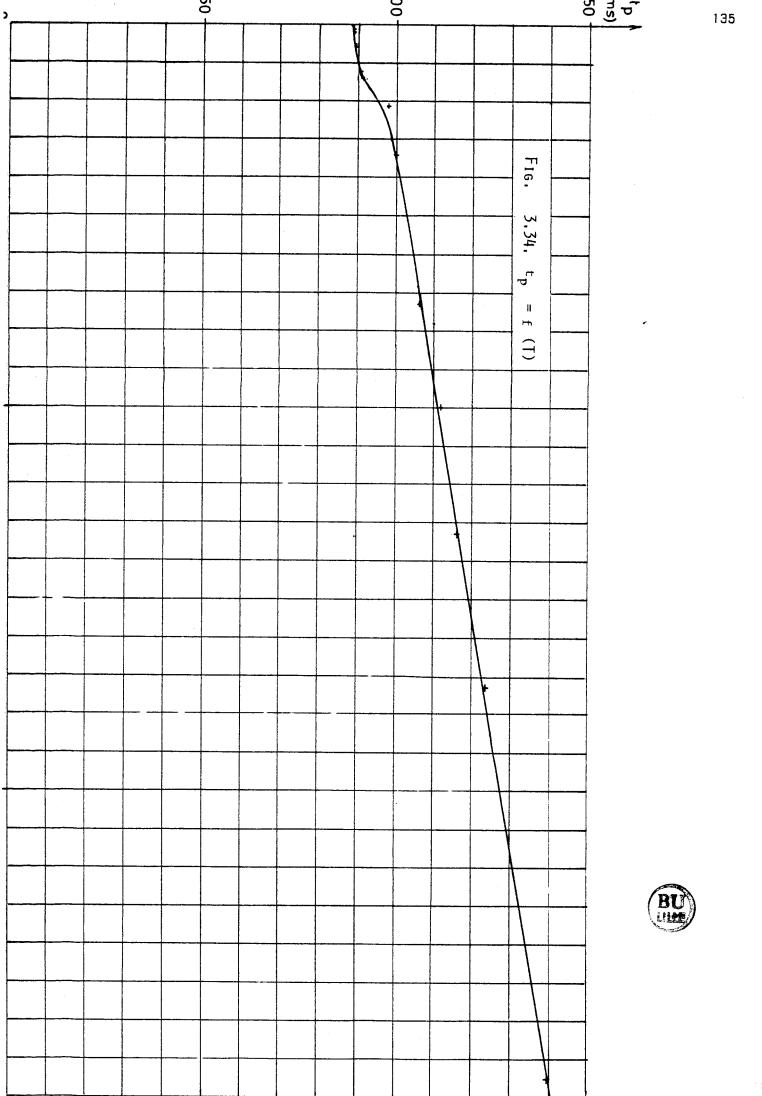


Figure 3.33. : Organigramme de commande de commande de Np pas à vitesse constante en boucle fermée en mode pas entier



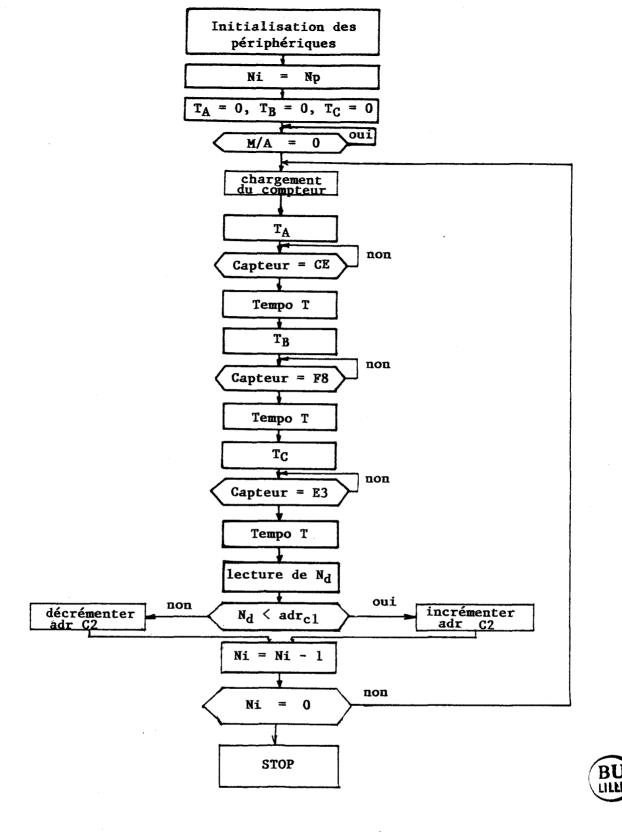


Figure 3.35. : Commande de Np pas avec régulation de vitesse en mode pas entier

Les résultats obtenus sont présentés à la figure 3.34.

On constate que la courbe est pratiquement linéaire pour des angles de commutation très importants.

Pour des efforts de frottement importants la machine peut décrocher, pour des angles de commutation élevés, à cause de la chute de l'effort moteur moyen.

La courbe 3.34. est le point de départ de la régulation de vitesse. En fixant une vitesse de déplacement voulue $v=\lambda$ $\frac{1}{t_p}$ on a la valeur de la temporisation T correspondante.

La période de l'horloge du compteur 2 étant de 2.10 $^{-5}$ s et pour la temporisation une décrémentation dure 5.10 $^{-6}$ s.

Il faut alors mettre t_p et T sous la forme :

$$t_p = adr_{c1} \cdot 5.10^{-6} s$$

 $T = adr_{c2} \cdot 5.10^{-6} s$

où adr_{c1} et adr_{c2} sont des mots de 16 bits (notation retenue par INTEL).

 adr_{c1} est la consigne du nombre de décrémentation du compteur 2 adr_{c2} est la consigne de temporisation.

Au cours du fonctionnement, après chaque pas, le nombre de décrémentations mesuré N_d par le compteur est comparé à adr_{c1} et, selon le signe du résultat obtenu on incrémente ou on décrémente la consigne de temporisation adr_{c2} .

L'organigramme d'une telle commande est présenté à la figure 3.35.

Conclusion:

L'actionneur linéaire fonctionnant en mode autopiloté permet d'assurer le maximum d'effort moteur au maximum de vitesse.

Dans certains cas nécessitant des déplacements plus lents à des efforts moins importants, la régulation de vitesse présentée convient encore très bien.

Le réglage de l'effort moyen est ici réalisé d'une façon indirecte en fonction de l'angle de commutation car la consigne d'entrée n'est pas l'angle de commutation β mais un retard T réalisé à l'aide d'une temporisation.

Un capteur comportant un nombre de bits plus important peut pallier ce défaut dans la mesure où la commande est faite en fonction de la position.

On a essayé une régulation de vitesse par le réglage de l'angle de commutation, une régulation par réglage du courant d'alimentation pourrait être également envisagée.

CONCLUSION

CONCLUSION

La machine présentée, de construction très simplifiée, peut exercer grâce à son autopilotage un effort utile de 15 daN à la vitesse de 0,1 m/s sur une course de 0,6 m en asssurant une position au mieux de 2,8 mm avec une commande en pas entier à mieux de 1,4 mm avec une commande en demi-pas.

L'utilisation d'une tige à faible section, intéressant du point de vue de l'effort utile, doit être appréciée au regard de sa déformation liée à l'impossible symétrie de la machine et aux frottements qui s'en suivent.

L'amélioration du système du guidage, à l'aide des roulements à aiguilles, aumgmente les performances dynamiques de la machine en diminuant les efforts de frottement et de flexion.

Le choix d'un convertisseur ayant la structure d'un demi-pont asymétrique à courant régulé assure la minimisation des temps d'établissement et d'extinction du courant et un effort moyen pratiquement constant à un courant d'alimentation donné.

L'utilisation de logique programmée pour la gestion des signaux de commande offre la souplesse d'emploi et sa combinaison avec la logique câblée assure encore la rapidité de traitement.

La technique d'autopilotage utilisant un capteur de position optoélectronique assure un fonctionnement au maximum d'effort moyen. Cette technique pourraît être utilisée avec une machine à quatre phases et permettrait d'utiliser totalement les 8 bits issus du capteur correspondant, la construction modulaire ne serait en rien en cause, alors que la précision de positionnement serait augmentée. BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

1) C. GOELDEL

"Contributions à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas".

Thèse d'Etat: Nancy, Mars 1984

2) H. SCHOORENS

"Contribution à l'étude analytique des machines à reluctance variable, notamment de celles à configuration asymétrique. Application aux actionneurs linéaires".

Thèse d'Etat: Lille, Octobre 1982

3) J. KHEDIRI et H. SCHOORENS

"Déplacement et positionnement linéaire asservis d'une machine à reluctance variable".

Quatrièmes journées d'études sur les moteurs pas à pas E.P.F. - Lausanne, Juin 1986

4) J. KHEDIRI

"Etude électromagnétique expérimentale d'un actionneur linéaire".

D.E.A.: Lille, Juillet 1984

5) R. GOMA TATY

"Etude d'un moteur linéaire à reluctance variable et à aimant permanent".

Thèse Doc. Ing.: Nancy, Novembre 1980

6) S. ALLANO

"Etude et réalisation de la commande d'un ensemble convertisseur/machine à reluctance variable".

Thèse 3ème cycle: Paris, Novembre 1980

7) C. GOELDEL

"Les moteurs pas à pas.

Modèles - Alimentation - Commande"

Journées électrotechniques 86

E.N.S. de CACHAN

8) M. JUFER

"Transducteurs électromécaniques" Edition Georgi, Lausane, Suisse 1979

9) M. JUFER

"Moteur pas à pas. Commande et réglage". Mesures, Septembre 1977

10) P. JACQUIN

"Les moteurs pas à pas". DUNOD, 1975

11) C. GLAIZE

"Présentation générale des machines Non-conventionnelles".

Journées électrotechniques 86

E.N.S. de CACHAN

12) M. GROSSETETE

"Les moteurs pas à pas à reluctance variable. Etude et caractéristiques dynamiques". Automatisme n° 7-8, Juillet-Août 1970

13) Roger THORNBURN

"Graphics plotter uses linear step motors"

Hewlett-Packard Ltd, WOKINGHAM, England

New Electron (GB) Vol. 12, No 8, p. 88, 17 April 1979

14) N. PETRIZZA

"Etude et commande des moteurs linéaires pas à pas bi-directionnels.

Application aux machines-outils".

Thèse Doc. inq.: Lyon, Juin 1981

"Les moteurs pas à pas.
Développements et réalisations"
Deuxièmes journées d'études sur les moteurs pas à pas
E.P.F., Lausanne 1982

16) "Positionnement incrémental par entraînement électrique".

Troisième journées d'études sur les moteurs pas à pas

E.N.S.E.M., Nancy 1984

17) "Reluctance machines"
Proccedings Part 1
Budapest, Hungary 1982

18) P. ANDRE, J.M. KAUFFMANN, F. LHOTE et J.P. TAILLARD

"Les robots : constituants technologiques".

Tome 4

Edition Hermès, 1983

19) G. LACROUX

"Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements". Edition Tec et Doc

20) Société SFMI - CROUZET

"Moteurs pas à pas réducteurs électroniques de commande".

21) Société WARNER ELECTONICS

"Guide to selecting and controlling step motors".

22) Société R.T.C.

"Manuel technique des moteurs".

23) J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER

"Introduction à l'électrotechnique approfondie". Technique et documentation, 1981

24) G. SEGUIER

"Electronique de puissance". DUNOD, 1974

25) H. BUHLER

"Electronique de réglage et de commande". Edition Georgi, Lausanne 1979

26) E. ARMESKI

"Micromachines électriques". Edition MIR, Moscou 1977

27) P. FAVIER

"Etude des systèmes de denture droite des actionneurs linéaires". D.E.A., Lille, Juillet 1983

28) J. M. BARBEZ

"Sur l'automatisation des mesures et de contrôle d'un pendule de torsion". Thèse 3ème cycle : Lille, Juin 1982

29) S. LEIBSON

"Manuel des interfaces". Edition Mc GRAW-HILL, 1984

- 30) "Le capteur magnétorésistif CMR". Electronique Application nº 34
- 31) "Les capteurs de déplacement". Electronique Application n° 48

32) Société R.T.C.

"Manuel technique d'opto-électronique".

33) Société Brüel et Kjaer

"Accéléromètres piezo-électriques et préamplificateurs de vibration Théorie et Application".

34) "Les photocoupleurs".

Electronique Applications nº 14

"Photocoupleurs rapides: quelques applications".

Electronique Applications nº 29

36) "Protection des dispositifs de commutation".

Electronique Applications nº 44 bis

37) "Comment choisir une transil"

THOMSON-CSF

Information technique nº 24

"Conversion de puissance".

Electronique Applications nº 27

39) C. VERBEEK

"Les composants actifs en commutation".

DUNOD, 1980

40) "A propos des diodes rapides utilisées dans les circuits à découpage".

THOMSON-CSF

Information technique nº 29

- 41) "Le transistor de puissance dans son environnement".
 THOMSON-CSF
- "Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie".
 THOMSON-CSF
- "Darlington, Brpmos, Cascode: caractéristiques et critères d'emploi".

 Electronique Applications n° 31
- "Des transistors de puissances simples à utiliser".

 Electronique industrielle n° 38
- 45) "Transistors de commutation : des composants mieux adaptés". Electronique industrielle nº 27
- "Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance"Electronique Applications nº 41

47) R.L. BURDEN

"Numerical analysis".

Prindle, neber schmidt.Boston, Massachusetts

LISTE DES SYMBOLES UTILISES

SYMBOLES UTILISES DANS LE PRESENT MEMOIRE

 $\operatorname{adr}_{\operatorname{cl}}$: mot de 16 bits de consigne de vitesse

adr_{c2} : mot de 16 bits de consigne de temporisation

A : phase A

As : aire sensible du phototransistor

B : phase B : induction

B, B' : bobines du capteur inductif

C : phase C

C : capteur de courant à effet Hall

Ci : capacité intermédiaire de récupération DA, DB, DC : positions de détente des phases A, B, C DaA, DaB, DaC : diodes d'aiguillage des phases A, B, C DhA, DhB, DhC : diodes de hachage des phases A, B, C

d: profondeur des encoches

d₁, d₂ : écartements de l'émetteur et du récepteur

infrarouge rapport à la tige

e : somme des tensions induite de mouvement et de

saturation

E tension d'alimentation du convertisseur

Er tension aux bornes de la charge pendant l'extinction du

courant

 f_0 : (égale à $\frac{1}{T_0}$) fréquence de hachage du courant

F_{λi} : effort à courant donné par pas dentaire

 $\vec{\mathsf{F}}_{\lambda\,\mathsf{i}}$: effort moyen à courant donné pas pas dentaire

FA, FB, FC : effort résultant des N pas actifs des phases A,B,C

F_{max} : effort maximal par phase

F_m : effort électromagnétique par phase

F_r : résultante des efforts résistants comportant la charge

F_C, F'_r : effort résistant de la charge F_n : effort de frottement sec

F_{lmoy} : valeur moyenne de l'effort en demi-pas

F_{2moy} : valeur moyenne de l'effort en pas entier

g : entrefer

Н : hauteur de la tige dentée Ħ champ magnétique : ia, iB, iC courants instantanés dans les phases A, B, C ľΔ. inducteur de la phase A : I'B inducteur de la phase B : I'C inducteur de la phase C : $I_{\mathbb{C}}$: courant collecteur du transistor I_D courant drain du transistor MOS : courant direct maximal dans la grain en régime I_{DM} intermittent IF, In courant direct continu des diodes : IFSM courant de pointe de surcharge non répétitif IGM : I_{m} valeur minimale du courant régulé : I_{M} valeur maximale du courant régulé : I_N : valeur moyenne du courant haché par phase Ipp valeur crête du courant pour une diode Transil : courant inverse continu d'une diode I_{R} : courant inverse de crête d'une diode IRM pente de l'effort moteur au voisinage de la position de : k détente inductance propre des phases A, B, C LA, LB, LC : matrice inductance : $L_0 = n^2 P_0$ moyenne de la courbe périodique d'inductance propre : $L_1 = n^2 P_1$: amplitude du fondamental de l'inductance propre Lo : inductance parasite m masse de la tige : n nombre de spires des bobines : Ν nombre de pas actifs par phase : N^{d} nombre de décrémentations du compteur 2 : valeur maximale de la puissance admissible pour une : P_{p} Transil PD puissance maximale admissible d'un MOS à 25° C : P_{λ} : perméance par pas dentaire : perméance par pas dentaire et à courant donné en position $P_{\lambda iq}$ quinconce

:

alignée

 $P_{\lambda ia}$

perméance par pas dentaire et à courant donné en position

 $P_{\lambda 0}$: valeur moyenne par pas dentaire de la perméance P , amplitude des harmoniques de la perméance P $_{\lambda}$ $P_{\lambda k}$: P_{λe} perméance de l'entrefer par pas dentaire perméance de l'entrefer par pas dentaire en position alignée P_a ea : perméance de l'entrefer par pas dentaire en position en : P_{λ} eq quinconce $P_{\lambda}0e$ valeur moyenne de P_{λ e} : P_lle amplitude du fondamental de P_{ae} $P_1 = P_{1e} = NP_{\lambda}$ te résultante des perméances P_{\lambdale} des N pas actifs $P_0 = P_{0e} = NP_{10e}$ résultante des perméances P_{\lambda 0e} des N pas actifs rayon de la surface sensible du photo transistor résistance de l'enroulement d'une phase à la température R_{Ω} ambiante $R_{\dot{\theta}}$ résistance de l'enroulement d'une phase à la température θ : R_A, R_B, R_C résistance des phases A, B, C $R_{\lambda} = \frac{1}{P_{\lambda}}$ reluctance par pas dentaire section du tube de champ : largeur d'une encoche S t_1 : temps de montée du courant de 0 à IM t₂ : temps de descente du courant de IM à 0 temps de 10 % $V_{
m CE}$ à 10 % $I_{
m c}$ pendant la commutation ţ.c : temps de descente du courant de I_M à I_m td : temps d'établissement autour d'une position d'équilibre te : temps de décroissance tf : temps temps d'établissement des diodes tfr : temps de montée de courant de Im à IM tm : t'm : temps de franchissement d'un pas élémentaire (noté aussi toe) tp : temps de franchissement d'un pas dentaire tr : temps de montée temps de recouvrement inverse t_{rr} ; temps de stockage du transistor t_{s} : temps de 90 % de IB à 10 % VCE tsv : Т retard réalisé par la temporisation : T_2 période de l'horloge du compteur 2 (égale à 50 kHz) : $T_0 = \frac{1}{f_0}$ période de hachage du courant :

température maximale de jonction d'une diode

 $\mathsf{T}_{\mathsf{j}(\mathsf{max})}$

:

 T_{aA} , T_{aB} , T_{aC} : transistors aiguilleurs des phases A, B, C T_{hA} , T_{hB} , T_{hC} : transistors hacheurs des phases A, B, C V_A , V_B , V_C : tensions aux bornes des phases A, B, C

VBR : tension inverse d'avalanche

 V_{CFX} : tension de claquage lorsque la jonction base-émetteur est

polarisée en inverse sous une tension spécifiée

VCEV : tension continue collecteur-émetteur à l'état bloqué

 V_{CE} Sat tension de saturation collecteur et émetteur avec I_{c} et I_{B}

spécifiés

VCLmax : tension d'écretage maximale d'une Transil

V_{DS} (on) : tension drain-source à l'état saturé

V_{DSS} : tension de claquage drain-source à VGS = 0

VDGR : tension drain-grille

VFP : surtension

 $V_{GS (th)}$: tension de seuil

V_{GS} : tension grille-source

V_{RM} : tension de veille d'une Transil

VRMM : tension inverse de crête répétitive

W_m : énergie magnétique

W'm : co-énergie magnétique

x_p : pas incrémental ou élémentaire

x : position relative entre les dentures fixe et mobile

x : accélération instantanée de la tige

vitesse instantanée de la tige
 flux propre à travers une spire

ψ : flux propre totalisé

λ : pas dentaire

τ : constante de temps

μ : perméabilité magnétique

μ P : microprocesseur

coefficient de viscosité dynamique

α : demi-angle d'émission de la diode infrarouge

r angle de commande

 β . δ angles de commutation

 $\Delta \times$: erreur statique

 $\Delta \theta$: écart de température par rapport à l'ambiante



RESUME

Les machines à reluctance variable sont particulièrement adaptées aux déplacements lents mettant en jeu des efforts importants. Le présent mémoire rend compte du principe, de la conception, de la réalisation de la commande et des essais d'un actionneur linéaire pas à pas, triphasé, à reluctance variable et à flux transversal.

Le premier chapitre est consacré au rappel de la théorie des machines à reluctance variable et aboutit sur un cahier des charges à la conception d'une machine originale à nombre très réduit de composants mécaniques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'alimentation et de la commande de la machine. La commande des efforts se faisant par le courant d'alimentation et la vitesse étant réglée par la fréquence. le convertisseur d'alimentation a la structure d'un demi-pont asymétrique. Le souplesse de la commande a déterminé le système numérique de contrôle et le recours à un capteur de position. L'étude des capteurs utilisables a permis de concevoir un capteur opto-électronique spécifique utilisant directement la tige mobile dentée de la machine et assurant une précision au sixième de pas. Le mode de régulation du courant par hachage a été enfin développé.

Les essais statiques et dynamiques de la machine sont présentés dans un troisième chapitre. Dans une première étape les essais statiques ont été effectués sur deux configurations du circuit magnétique. l'un possédant une seule bobine inductrice par phase, l'autre deux bobines montées en série. Les mesures de résistances, de flux et d'efforts ont permis de justifier le recours à la seconde solution. Dans la seconde étape des essais dynamiques ont été effectués sur la deuxième configuration. Une étude de la commande en boucle ouverte en mode pas entier et en demi-pas a permis de suivre, grâce à un capteur monté sur la tige mobile, l'accélération, la vitesse et la position instantanée de la tige. Une étude de la commande en boucle fermée a permis de suivre l'influence de l'effort résistant et de l'inertie sur l'accélération en mode autopiloté en pas entier. Une régulation de vitesse est enfin proposée.

La conclusion dégage les axes des améliorations possibles en insistant sur l'interdépendance des choix à faire.

MOTS CLES :

- Actionneurs linéaires
- Moteurs pas à pas
- Reluctance variable
- Capteur opto-électronique
- Régulation numérique

