



HAL
open science

Etude, expérimentation et modélisation de structures hybrides innovantes Tournantes et linéaires

Laurent Prevond

► **To cite this version:**

Laurent Prevond. Etude, expérimentation et modélisation de structures hybrides innovantes Tournantes et linéaires. Sciences de l'ingénieur [physics]. Conservatoire national des arts et métiers - CNAM, 1994. Français. NNT: . tel-00599564

HAL Id: tel-00599564

<https://theses.hal.science/tel-00599564>

Submitted on 10 Jun 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT DU CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

Spécialité

Systemes Physiques et Métrologie

Présentée au LESiR

Par

Laurent PRÉVOND

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR en SCIENCES du CONSERVATOIRE NATIONAL des ARTS et METIERS

Sur le sujet:

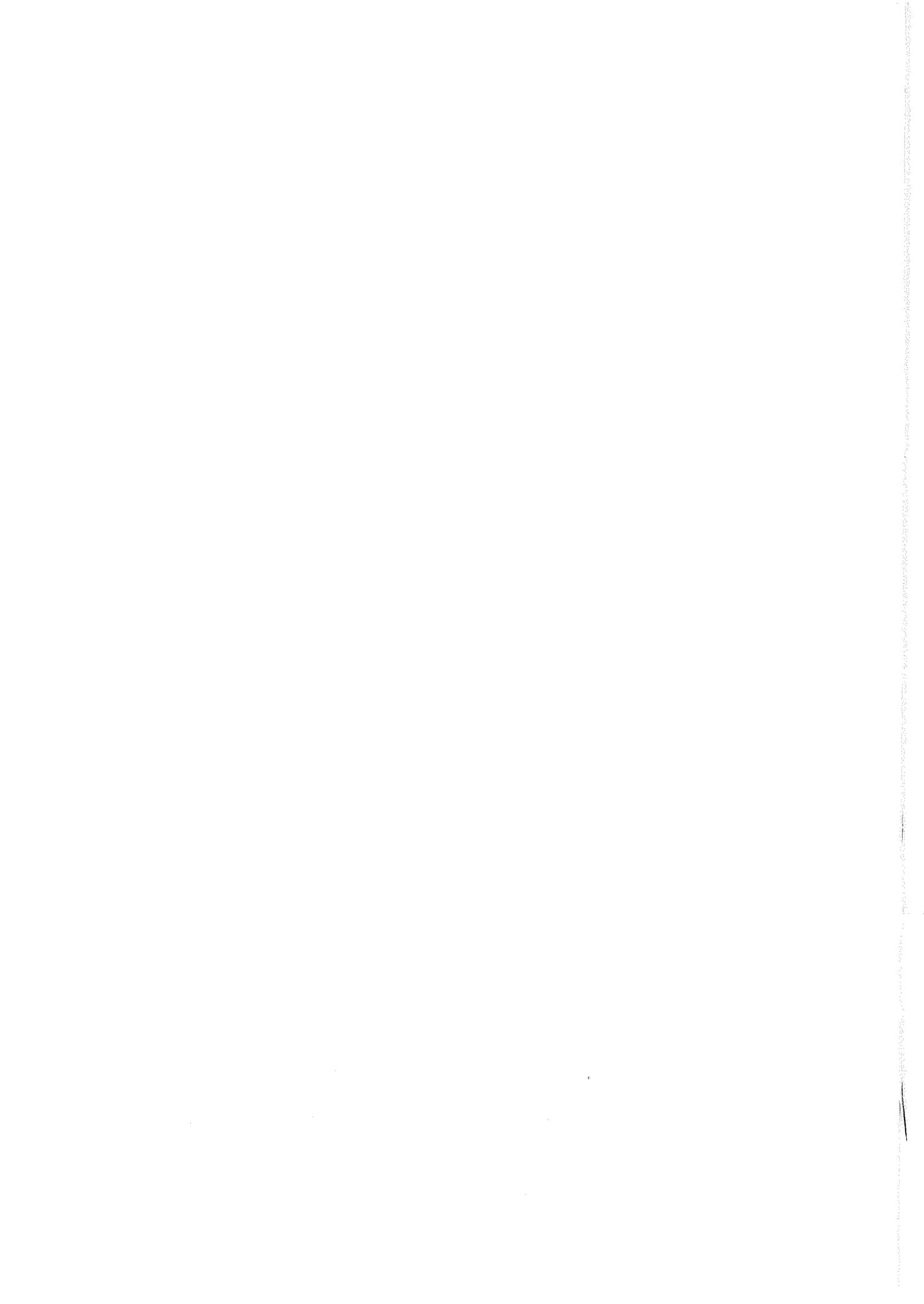
ETUDE, EXPERIMENTATION ET MODELISATION DE STRUCTURES

HYBRIDES INNOVANTES TOURNANTES ET LINEAIRES.

Soutenue le 16 décembre 1994 devant le jury composé de :

M.ROBERT J.	:	Président
M.DAVAT B.	:	Rapporteur
M.KAUFFMANN J.M.	:	Rapporteur
M.AMIET M.	:	Examinateur
M.GREHANT B.	:	Examinateur
M.SOL C.	:	Examinateur
M.LUCIDARME J.	:	Examinateur

Les travaux relatifs à cette thèse ont été effectués au **LESiR** URA CNRS 1375:
Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique
61, avenue du président Wilson 94235 Cachan.



REMERCIEMENTS

Je remercie tout d'abord le professeur C. SOL, directeur et fondateur du LESiR (URA CNRS D1375), de m'avoir si bien accueilli au sein de son laboratoire chaleureux et performant.

Pour me faire l'honneur de présider la soutenance de ce travail, je remercie vivement Monsieur le professeur Jack ROBERT.

Pour accepter de juger ce travail, je remercie Messieurs les rapporteurs, le professeur B. DAVAT et le professeur J.M. KAUFFMANN ainsi que Messieurs M. AMIET, chef de la division électrotechnique de la DRET et B. GREHANT, directeur de la recherche de la société SOMFY.

J'exprime ici toute ma gratitude à Jean LUCIDARME, ingénieur de recherche CNRS, pour m'avoir accepté dans son équipe et pour les travaux toujours intéressants et originaux sur lesquels nous avons travaillé.

Je remercie profondément Bernard MULTON, maître de conférence à l'ENS Cachan, pour sa disponibilité malgré son intense activité et pour sa large culture qu'il sait si bien partager.

Je suis particulièrement reconnaissant envers Abdel Hamid Ben AHMED pour son importante et précieuse collaboration, notamment sur la partie optimisation de ce travail de thèse, pour sa grande expérience sur les calculs de champs par éléments finis et surtout pour son extrême sympathie.

Mes remerciements sont également adressés aux sociétés SIMU, SOMFY et SAGEM ainsi qu'à la DRET pour leurs participations aux projets communs.

J'exprime ma reconnaissance à Jean PARATGE et Michel LECRIVAIN pour leurs réalisations pratiques rapidement effectuées et toujours proches de la "perfection".

Que Gilles DELAITRE et Eric BERTONCINI, ingénieurs CNAM, soient également remerciés pour leurs excellents travaux dans la mise au point des bancs d'essai et pour leurs expérimentations toujours délicates.

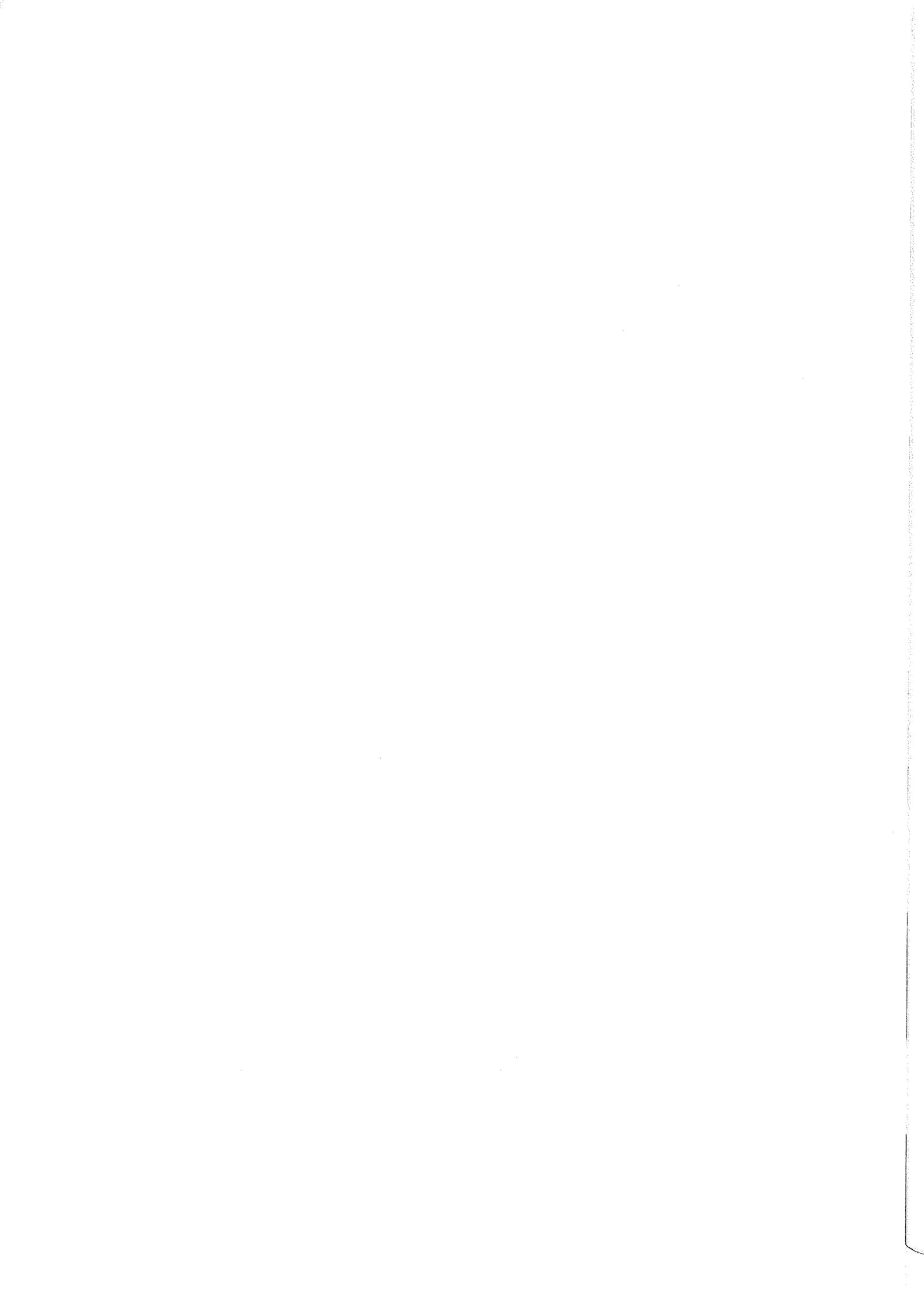
J'ai aussi apprécié la redoutable efficacité de Dokou AKEMAKOU pour les calculs analytiques et numériques ainsi que pour sa gentillesse.

Je remercie Pierre-François DESESQUELLES pour avoir initié les programmes de calcul de champ que j'ai utilisé.

Je suis plus que reconnaissant envers tous mes collègues et principalement ceux que j'ai sûrement usés (avec mon humour gaulois?).

Je n'oublie pas toutes les personnes qui m'ont entouré "plus qu'administrativement", telles que les membres qui travaillent "en tâche de fond" : Catherine, Micheline, Marie Line, Daniel, Dominique.....

In last but not least, je remercie tendrement Laurence et Marine pour la patience qu'elles ont montrée durant ces travaux envahissants.



Les bons temps viennent et passent vite....

et

Quand les ohms sont partis, les impédances.....

A tous ceux que j'apprécie.....

A la mémoire de mon père.....

Aux sourires de ma fille.....

SOMMAIRE

I. LISTE des NOTATIONS UTILISEES.....	2
II. INTRODUCTION.....	3
III. PRESENTATION DE MACHINES DE TYPE SYNCHRONE.....	2
III.A. Structures conventionnelles.....	2
III.A.1. Machines à Réductance Variable (M.R.V).....	2
III.A.2. Machines à Réductance Variable Polarisée (M.R.V.P.).....	4
III.A.3. Machines à aimants alternés ou tournants.....	6
III.B. Structures multicellulaires ou bobinages globaux.....	10
III.B.1. Machines à oscillation de flux.....	12
III.B.1.a) Un aimant, deux bobinages :.....	12
III.B.1.b) Deux bobinages et deux aimants.....	13
III.B.1.c) Machine à flux alterné.....	15
III.B.2. Machines hybrides à "commutation de flux".....	18
III.B.2.a) Machines tournantes.....	20
III.B.2.b) Actionneurs linéaires.....	25
III.C. Synthèse du chapitre.....	28
IV- ETUDE de la COMMUTATION DE FLUX.....	
IV.A. Principe de la commutation de flux.....	2
IV.B. Modélisation d'une cellule élémentaire.....	5
IV.B.1. Modélisation analytique à partir du schéma électrique équivalent.....	5
IV.B.1.a) Cas général sans fuites.....	5
IV.B.1.b) Cas simplifié, cas de symétrie des réductances.....	14
IV.B.1.c) Représentation en tenant compte de la circulation dans le fer.....	18
IV.B.1.d) Représentation tenant compte des fuites localisées.....	18
IV.B.1.e) Méthode de mesure des réductances de denture.....	20
IV.B.2. Modélisation analytique à partir d'une représentation géométrique simplifiée.....	24
IV.B.3. Modélisation numérique:.....	30
IV.B.3.a) Modélisation numérique par motif élémentaire et code de calcul LESiR.....	31
IV.B.3.b) Modélisation numérique pour calcul avec le logiciel Maxwell 2D.....	33
IV.C. Synthèse de l'étude de la commutation de flux.....	35
V- MODELISATION et ETUDE PARAMETRIQUE de MACHINES CELLULAIRES.....	
V.A. Introduction.....	1
V.B. Principe de la méthode de modélisation.....	1
V.C. Description des éléments du modèle.....	3
V.C.1. Réductance de circulation R_c	4
V.C.2. Réductance de correction de l'effet tridimensionnel R_{3d}	5
V.C.3. Réductances de fuites R_f	8
V.C.4. Cellule élémentaire.....	9
V.C.4.a) Description du cycle flux ampères-tours.....	9
V.C.4.b) Modélisation du cycle flux ampères-tours.....	13
V.C.4.c) Méthode de détermination des points caractéristiques.....	16
V.C.5. Analyse paramétrique.....	21
V.C.5.a) Analyse paramétrique cellulaire.....	21
V.C.5.b) Analyse paramétrique tenant compte de la structure globale de la machine.....	40
V.C.6. Méthode d'Optimisation d'un actionneur.....	41
1. Définition du cahier des charges.....	41
2. Méthode d'optimisation.....	41
V.D. Synthèse du chapitre.....	43

VI- EXPERIMENTATION D'ACTIONNEURS LINEAIRES

VI.A. Introduction	2
VI.B. Description du banc d'essai statique.....	3
VI.C. Description du banc d'essai dynamique.....	5
VI.D. Essais.....	6
VI.D.1. Actionneur à rail entourant de 40 x 40 mm.....	6
VI.D.1.a) Description de l'actionneur.....	6
VI.D.1.b) Tension à vide.....	8
VI.D.1.c) Réseau flux ampères tours.....	9
VI.D.1.d) Essais statiques.....	10
VI.D.1.e) Confrontation expérimentation/calcul.....	15
VI.D.1.f) Mesure de l'inductance.....	25
VI.D.1.g) Essais thermiques.....	26
VI.D.2. Actionneur à rail entourant de 20 x 20 mm.....	30
VI.D.2.a) Description de l'actionneur.....	30
VI.D.2.b) Tension à vide.....	31
VI.D.2.c) Essais statiques.....	31
VI.D.2.d) Synthèse des essais sur l'actionneur 20 x 20 mm.....	32
VI.D.3. Actionneur à rail entouré.....	33
VI.D.3.a) Description de l'actionneur.....	33
VI.D.3.b) Tension à vide.....	34
VI.D.3.c) Réseau flux ampères tours.....	35
VI.D.3.d) Essais statiques.....	37
VI.D.3.e) Mesure de l'inductance.....	40
VI.D.3.f) Essais dynamiques.....	40
VI.D.3.g) Analyse des résultats.....	41
VI.E. Synthèse des expérimentations.....	42
VII. ALIMENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES.....	1
VII.A. Principe général d'alimentation.....	1
VII.B. Alimentation électronique.....	3
VII.C. Alimentation électromécanique.....	6
VII.D. Synthèse du chapitre.....	8
VIII. PROBLEMES DE DEMARRAGE DES MACHINES MONOPHASEES.....	1
VIII.A. Introduction.....	1
VIII.B. Etude de la stabilité des positions d'effort de détente.....	2
VIII.C. Problèmes liés à l'alimentation.....	9
VIII.D. Exemple de machine monophasé.....	11
VIII.D.1. Description du prototype.....	11
VIII.D.2. Fonctionnement de la machine.....	11
VIII.D.3. Premiers résultats expérimentaux et extrapolation.....	13
VIII.E. Synthèse du démarrage en monophasé.....	15

IX -.CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

X - BIBLIOGRAPHIE

I. Liste des notations utilisées:

Notations des réluctances et perméances :

R1 = Réluctance d'entrefer équivalent vue des faces des plots 1 et 1'

R2 = Réluctance d'entrefer équivalent vue des faces des plots 2 et 2'

R1(x) = Variation, en fonction de la position, de Réluctance d'entrefer équivalent vue des faces des plots 1 et 1'

R2(x) = Variation, en fonction de la position, de Réluctance d'entrefer équivalent vue des faces des plots 2 et 2'

Ro = Valeur centrale ou moyenne de Réluctance

Rop = réluctance d'entrefer en opposition (quand R1 = R2)

R_M = réluctance Maximale d'entrefer

R_m = réluctance minimale d'entrefer (conjonction)

Ri = réluctance d'un plot ferromagnétique

Rc = réluctance du circuit de retour (rail)

Ra = Réluctance d'aimant

Ref = réluctance d'une dent pour une cellule de calcul

R+ = réluctance supplémentaire

Rr = réluctance réelle d'une dent du rail

R3D = réluctance de correction dentaire du passage d'un plan dans un autre

Rfb = Réluctance de fuite de bobinage

Rfa = Réluctance de fuite d'aimant

Rv = réluctance de fuite verticale

Rh = réluctance de fuite horizontale

ΔR1 = variation de la réluctance R1 autour de Ro

ΔR2 = variation de la réluctance R2 autour de Ro

Pr = perméance du milieu

Po = perméance du milieu avec $\mu_r = 1$

μ_a = perméabilité relative de l'aimant

μ_r = perméabilité relative du milieu

μ_{ro} = perméabilité relative initiale du milieu (régime linéaire)

Notations des efforts :

F = effort

Fd = effort de détente

Fr = effort de réluctance

Fh = effort hybride

Ft = effort total

Ft(+/-nI) = effort total pour +/- ni Ampères

<F> = effort moyen sur un demi pas

σ_T = effort surfacique moyen = <F>/S

Notations géométriques :

p = pas

d = hauteur de dent

E = jeu mécanique

S = surface utile d'entrefer

lf = épaisseur du plot ferromagnétique

la = épaisseur d'aimant

La = largeur d'aimant

Ha = hauteur d'aimant

Sa = surface utile d'aimant

Pd = profondeur du domaine

Hd = hauteur du domaine

Ld = longueur du domaine

Hr = hauteur du rail

Notations électromagnétiques :

V_a = Force magnétomotrice d'aimant

$V_b = n_i =$ Force magnétomotrice de bobinage en ampères tours.

$n_i = V_b$

φ = Flux par spire

Φ_a = Flux d'aimant

Φ_b = Flux du bobinage

B_{ao} = Induction moyenne due aux aimants en conjonction

B_e = Induction dans l'entrefer

B_a = Induction de l'aimant

B_r = Induction rémanente de l'aimant

H = Champ dans l'aimant

Notations réduites (ou normalisées) :

λ = pas dentaire

$\lambda.s$ = épaisseur réduite de l'aimant

$\lambda.t$ = épaisseur réduite du plot ferromagnétique

e = jeu mécanique réduit

a = hauteur réduite de l'aimant

nI = ampères tours réduits (A.t/m)

b_{ao} = Induction réduite en position de conjonction

b_e = induction réduite d'entrefer

K_{ci} = coefficient de couplage électromagnétique

II. INTRODUCTION

Ce travail est une synthèse de trois années de recherche portant sur des structures hybrides non conventionnelles de machines linéaires et tournantes.

A l'heure actuelle, la quasi-totalité des machines électriques (ou actionneurs) fabriquées, sont des machines dites classiques dont la production en masse a principalement permis d'abaisser les coûts, sans toutefois en augmenter les performances. Outre ces machines bien connues, des actionneurs de structures moins classiques commencent à se développer grâce à l'avènement et à la maîtrise de l'électronique de puissance ainsi que l'intégration de la commande. Elles sont séduisantes car elles possèdent des caractéristiques spécifiquement intéressantes. Par exemple, grâce à leur simplicité et leur robustesse, les machines à réluctance variable associées à une électronique "intelligente", retrouvent une nouvelle jeunesse alors qu'elles datent de plus de 150 ans [12]. Un autre exemple est celui des machines à aimants, utilisées en machines pas à pas ou autopilotées.

Pour notre part, nous nous intéresserons ici à des structures non conventionnelles de machines à aimants permanents associés au principe de réluctance variable, appelées communément machines hybrides.

Depuis 1990, le LESiR étudie des machines hybrides dans le cadre d'actionneurs linéaires longues courses et bon marché, où notamment des problèmes de tolérances mécaniques et de bruit empêchent l'utilisation de la réluctance variable pure. En effet, la présence d'aimants permet, l'obtention de jeux d'entrefer relativement importants (règle de similitude des structures à aimants permanents [9]) et généralement une réduction de bruit.

En parallèle au développement de ces actionneurs linéaires, le LESiR s'est lancé dans l'étude de machines tournantes hybrides, sous l'impulsion de Jean LUCIDARME. Les résultats très intéressants obtenus sur les premières maquettes nous ont encouragés à continuer dans cette voie. Il existe d'ailleurs une demande industrielle dans ce domaine.

En effet, les machines à aimants permanents possèdent de nombreuses qualités, elles permettent notamment une grande variété de topologie dont certaines sont originales comme nous le verrons au chapitre III. Au début de ce manuscrit, nous décrivons donc les principaux types de machines synchrones existantes ainsi que quelques structures innovantes (chapitre III).

Nous présentons ensuite au chapitre IV, l'étude approfondie d'une structure hybride dite à commutation de flux pour laquelle nous ferons notamment une analyse paramétrique intrinsèque limitée au régime linéaire. Au chapitre V, nous proposons une méthode d'optimisation générale de ces machines en régime non-linéaire, basée sur une résolution semi-analytique et numérique. Nous effectuons alors une analyse paramétrique en régime non-linéaire en introduisant la notion de désaimantation. Ensuite, quelques expérimentations d'actionneurs linéaires ainsi qu'une confrontation essais/calculs seront présentées au chapitre VI. Le chapitre VII liste rapidement différentes possibilités d'alimentation des structures étudiées avant d'étudier au chapitre VIII une solution électromagnétique de démarrage des machines monophasées à aimants permanents. Nous concluons alors en essayant d'évaluer les perspectives d'avenir de ce type de machines.

CHAPITRE III

PRESENTATION de MACHINES de TYPE SYNCHRONE

III.A. Structures conventionnelles.....	2
III.A.1. Machines à Réductance Variable (M.R.V).....	2
III.A.2. Machines à Réductance Variable Polarisée (M.R.V.P.).....	4
III.A.3. Machines à aimants alternés ou tournants	6
III.B. Structures multicellulaires ou bobinages globaux	10
III.B.1. Machines à oscillation de flux	12
III.B.1.a) Un aimant, deux bobinages :.....	12
III.B.1.b) Deux bobinages et deux aimants	13
III.B.1.c) Machine à flux alterné.....	15
III.B.2. Machines hybrides à "commutation de flux"	18
III.B.2.a) Machines tournantes	20
III.B.2.b) Actionneurs linéaires.	25
III.C. Synthèse du chapitre.	28

III. PRESENTATION DE MACHINES DE TYPE SYNCHROME

Ce chapitre présente les principales machines synchrones, utilisant le principe de réluctance variable, en comparant, grâce au classique cycle flux / ampères tours, les énergies (ou coénergies) converties par cycle de fonctionnement. Cette comparaison n'est ici faite que d'une manière qualitative.

La première partie montre les trois types de machines classiques autorisant les trois possibilités de cycle flux / ampères tours, se trouvant alors dans un, deux ou quatre quadrants. La seconde partie présente quelques structures synchrones hybrides non conventionnelles en essayant de mettre en avant les avantages de chacune. Parmi celles ci, une structure dite à commutation de flux retiendra notre attention et fera l'objet du coeur de notre travail.

Toutes les structures présentées peuvent être linéaires ou tournantes, à champ radial ou bien discoïdes, avec rotor à l'intérieur ou à l'extérieur du stator. Elles peuvent fonctionner suivant un mode d'alimentation soit en pas à pas ou en auto pilotage. Nous ne détaillerons pas ici les différents types d'alimentations spécifiques à chaque structure, mais nous en donnerons uniquement les principales caractéristiques.

III.A. Structures conventionnelles.

Les structures sont appelées ici conventionnelles car elles sont les plus connues et très commentées dans la littérature. Nous les présentons ici dans trois groupes.

Les machines à réluctance variable pure (M.R.V) possèdent une structure de base simple. Mais elles ont des caractéristiques fortement non linéaires et le LESiR y travaille encore activement [12].

Les machines à réluctance variable polarisées (M.R.V.P) bien que très utilisées, notamment dans les machines pas à pas, ne seront présentées ici que d'une manière comparative.

Les machines à flux alterné possèdent, comme nous le verrons, quelques caractéristiques intéressantes.

III.A.1. Machines à Réluctance Variable (M.R.V).

Les machines à réluctance variable sont attrayantes en raison de leur simplicité de construction, d'alimentation et de leur robustesse [12]. Le rotor passif (sans aimant ni conducteur) est un atout important (équilibre, refroidissement,...).

Le principe de fonctionnement de ce type de machine est basé sur la loi physique du flux maximum, qui tend à déformer le circuit magnétique de sorte qu'il présente une longueur minimale de passage de flux (figure III.A.1-a et c). Le principe est identique à celui de l'électroaimant.

Ce type de structure possède cependant quelques inconvénients. Notamment, le couple ne peut être fourni que pendant un demi pas (un seul quadrant utilisé, figure III.A.1-b), ceci impose un couple pulsé et nécessite généralement un fonctionnement multiphasé (au minimum triphasé). De plus, pour une "bonne utilisation" du cycle, le niveau d'induction doit

être important et impose généralement un fonctionnement en régime fortement saturé, l'entrefer est donc un paramètre fondamental [28]. Les pulsations de couple associées à une induction importante qui déforme radialement le circuit magnétique génèrent un bruit relativement important. Des travaux importants portent sur ce point. Il existe des solutions techniques, (inclinaison des dents, renforcement mécanique...) et des solutions électroniques d'alimentation [12].

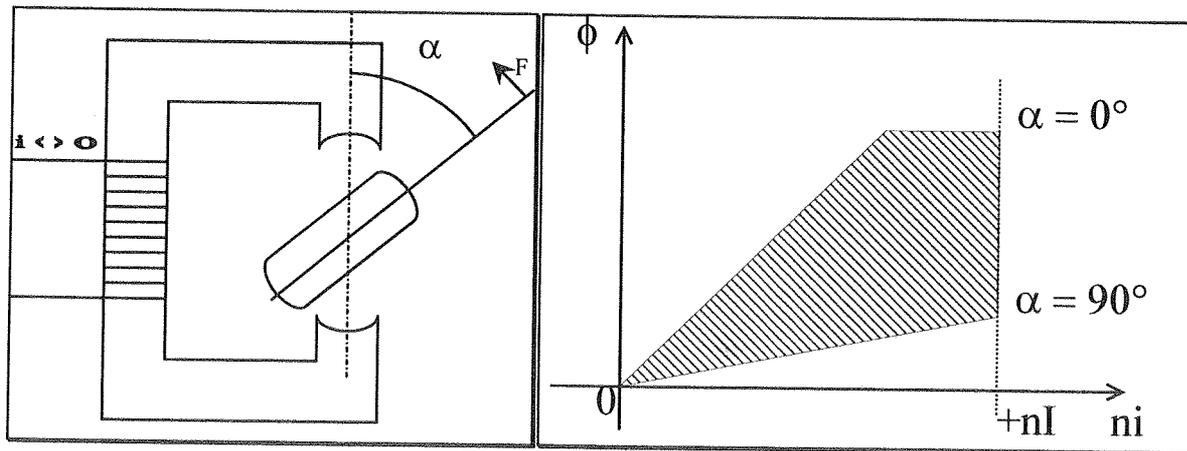


Figure III-A.1- a et b.

M.R.V. tournante et cycle de fonctionnement correspondant.

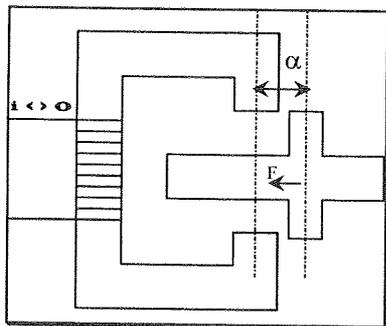


Figure III-A.1- c.

Machine à réluctance variable linéaire.

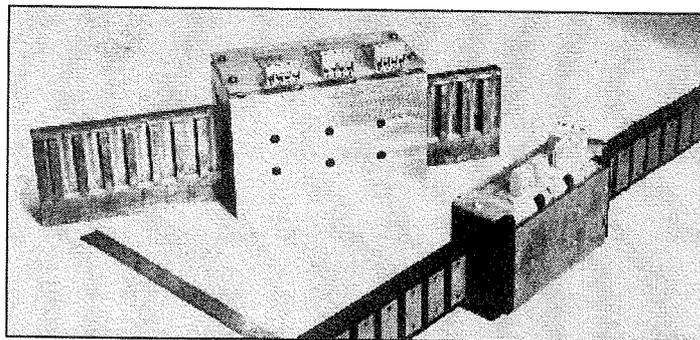


Figure III-A.1- d.

Machines à réluctance variable linéaire.

Outre les structures de machines tournantes à réluctance variable, quelques actionneurs linéaires ont été réalisés [1], la figure III-A.1 d représente deux de ces machines. Malgré sa constitution des plus simples, ce type d'actionneur pose des problèmes de guidage, liés aux faibles entrefers mécaniques nécessaires aux bonnes performances et il est généralement bruyant [35].

D'autres exemples de machines linéaires à réluctance variable existent. Un d'entre eux est remarquable, c'est une structure multi-entrefer à champ longitudinal développée au laboratoire d'ORSAY dont les performances sont exceptionnelles [24]. Cependant sa structure frottante limite ses applications pratiques.

III.A.2. Machines à Réductance Variable Polarisée (M.R.V.P.).

La polarisation de la machine consiste en l'insertion dans le circuit magnétique d'une machine à réductance variable, d'un aimant (ou d'un bobinage inducteur). D'une manière simpliste, cela revient à "déplacer verticalement" les caractéristiques du cycle de fonctionnement de la réductance variable, d'où le terme polarisation. Associé avec une alimentation bidirectionnelle la surface du cycle devient plus importante pour un nombre d'ampère tour donné.

L'insertion d'un aimant dans le circuit permet d'abaisser l'inductance de la machine. De plus l'influence de l'entrefer devient moindre et les règles homothétiques font que ces structures sont d'autant plus valables pour les faibles dimensions [4]. Ces machines possèdent tous les avantages des machines à réductance variable tout en fonctionnant avec une induction plus faible. Cependant, la présence d'aimant complique la technologie et introduit une limite de courant liée à la désaimantation. L'alimentation pourra être soit unidirectionnelle soit bidirectionnelle. Dans ce dernier cas le couple de la machine sera moins pulsé.

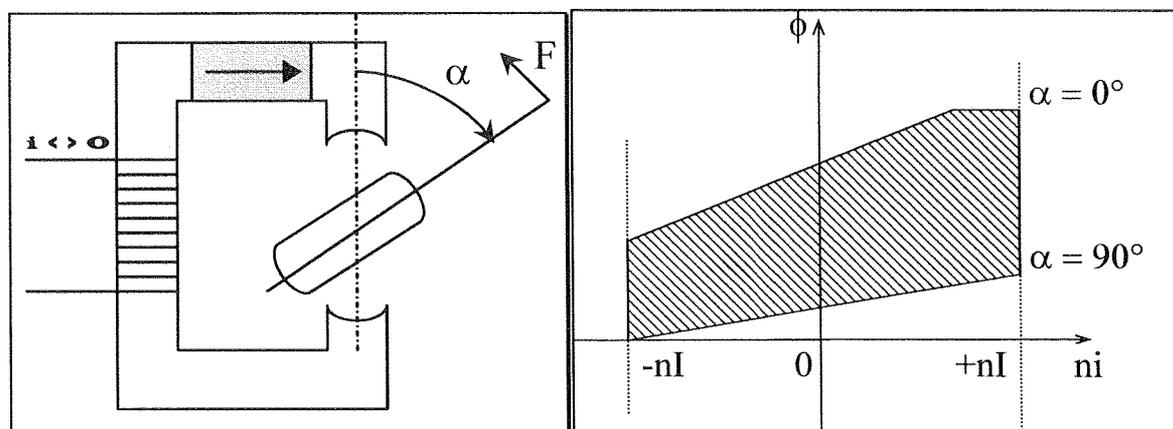


Figure III-A.2 a et b.

Machine tournante à réductance variable polarisée et son cycle correspondant dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle de courant.

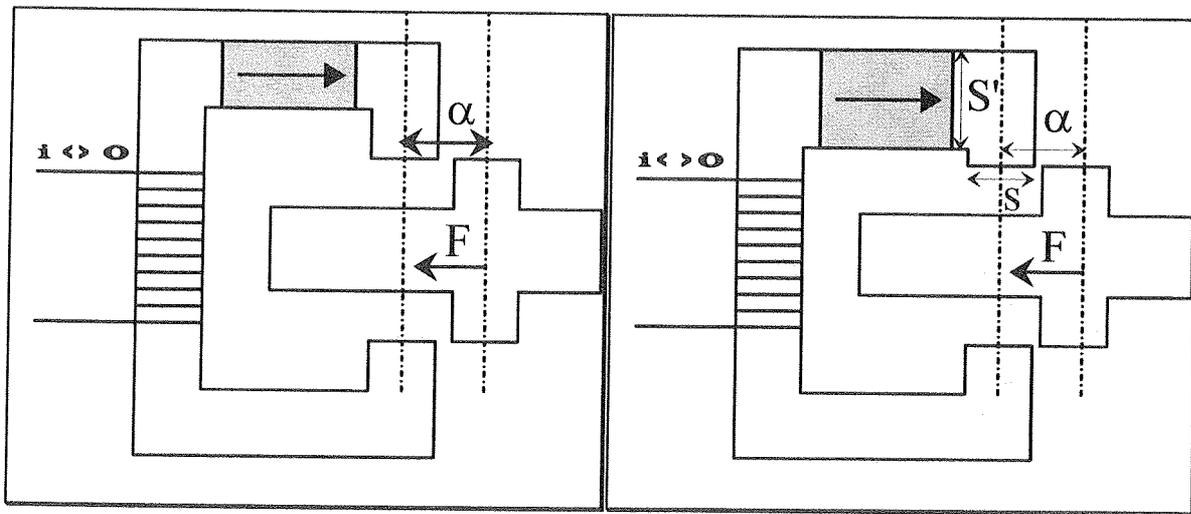


Figure III-A.2 c et d.

Machine à réluctance variable polarisée linéaire sans et avec concentration de flux.

Une des caractéristiques des machines à aimants est la possibilité de "concentrer le flux" de ces aimants. Ceci est réalisé par une augmentation relative de la section de passage ($S'/S = k > 1$) de flux des aimants par rapport à la section de passage dans l'entrefer, ce qui, pour une induction rémanente des aimants B_r permet d'obtenir grâce à la loi de la conservation du flux une induction dans l'entrefer k fois supérieure à B_r .

Cette possibilité permet d'utiliser des aimants peu performants et bon marché (mais en quantité plus importante), tels que les ferrites, et ainsi d'obtenir des inductions de fonctionnement intéressantes dans l'entrefer.

Cependant la concentration de flux n'apporte pas que des avantages, le niveau de courant démagnétisant est par exemple diminué, et l'effet réluctant ainsi que l'inductance sont plus importants.

III.A.3. Machines à aimants alternés ou tournants

Ces structures de machines sont bien connues et présentent de nombreux intérêts. Nous les retrouvons dans certains alternateurs et dans les moteurs sans balai (brushless). Le rotor alors peut prendre différentes configurations, avec ou sans concentration de flux [9][18][19]. Nous ne présentons ici que le cas le plus simple explicitant le fonctionnement de ce genre de machine.

Lors du mouvement du rotor actif, le flux de l'aimant à travers le bobinage induit s'inverse. Le cycle peut alors décrire une surface importante (dans les quatre quadrants). L'alimentation est alors bidirectionnelle.

Cette inversion de flux d'un même aimant est très intéressante et est gage de bonnes performances, cependant, l'aimant au rotor est parfois un handicap pour l'équilibrage, les grandes vitesses et d'une manière générale pour le maintien mécanique. Le frottement est parfois nécessaire.

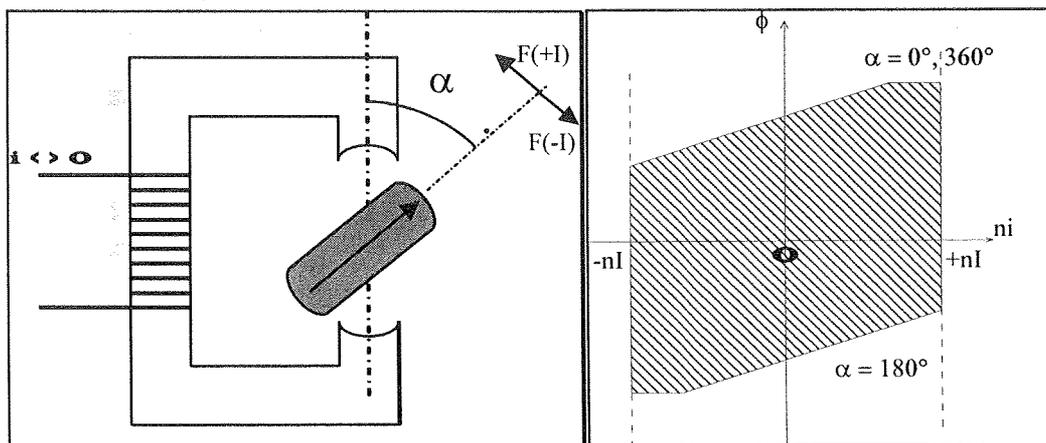


Figure III-A.3 a et b.
Machine à aimants tournants.

Ce type de machine présente de très nombreux avantages. L'effort moteur peut être produit sur tout un pas (courant bidirectionnel). La présence d'aimants dans le circuit magnétique permet d'obtenir de faibles inductances et l'effet de réluctance est inexistant. Ces avantages font que ces machines possèdent notamment un faible niveau de bruit de fonctionnement.

Par contre, si nous associons à ces structures une concentration de flux, alors l'effet réluctant apparaît et perturbe l'effort total, ces machines conservent toutefois d'excellentes performances [19].

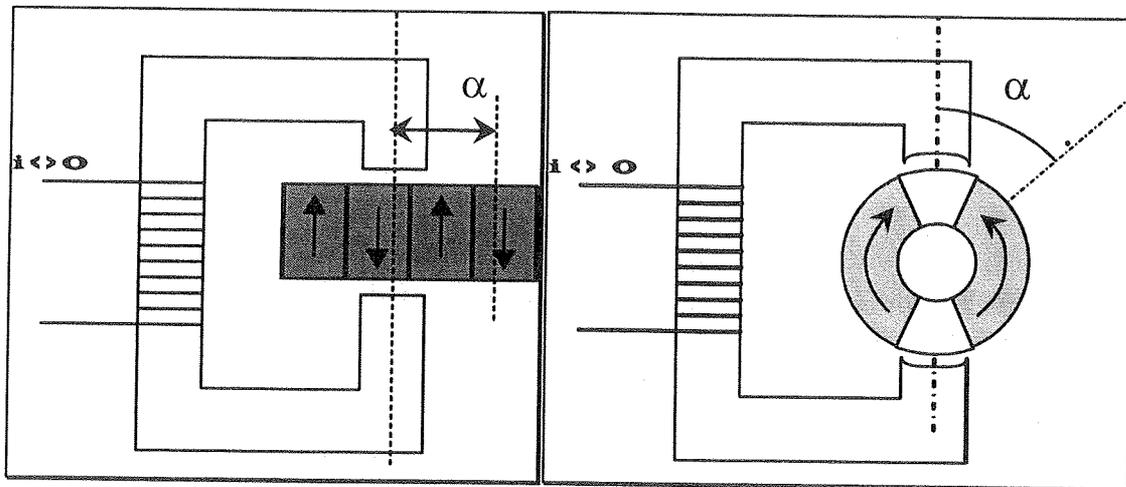


Figure III-A.3 c et d.

Machine linéaire à aimants alternés et tournante à concentration de flux.

Dans le cas d'un actionneur linéaire bon marché, il est difficile d'imaginer un rail possédant sur toute sa longueur des aimants alternés. Un actionneur linéaire de ce type [44] a été mis sur le marché de la domotique, mais son prix est difficilement compatible avec le marché grand public. Dans ce domaine, le rail "actif" semble une solution difficile à retenir pour les courses importantes.

Remarque :

Considérons la structure représentée figure III-A.3a, mais inversée, c'est à dire que l'aimant est au stator (créant une polarisation) et que le bobinage est au rotor. Adjoignons un auto pilotage au bobinage rotorique, (un collecteur par exemple), nous sommes alors en présence d'une machine bien connue, la machine à courant continu ! Les machines à courant continu ont montré leurs excellentes performances (et leurs limites, surtout au niveau du collecteur). Les structures à aimants tournants ou alternés associées à leur électronique de commande et de puissance sont donc très intéressantes tant au niveau des performances que de la structure en elle même.

La machine de la figure suivante a été étudiée conjointement par ORSAY et CEGELEC NANCY [23]. Elle est triphasée à bobinages globaux, discoïde à concentration de flux, les aimants alternés sont situés sur le rotor. Les performances obtenues avec des aimants terres rares ont été exceptionnelles (7 m.N/kg).

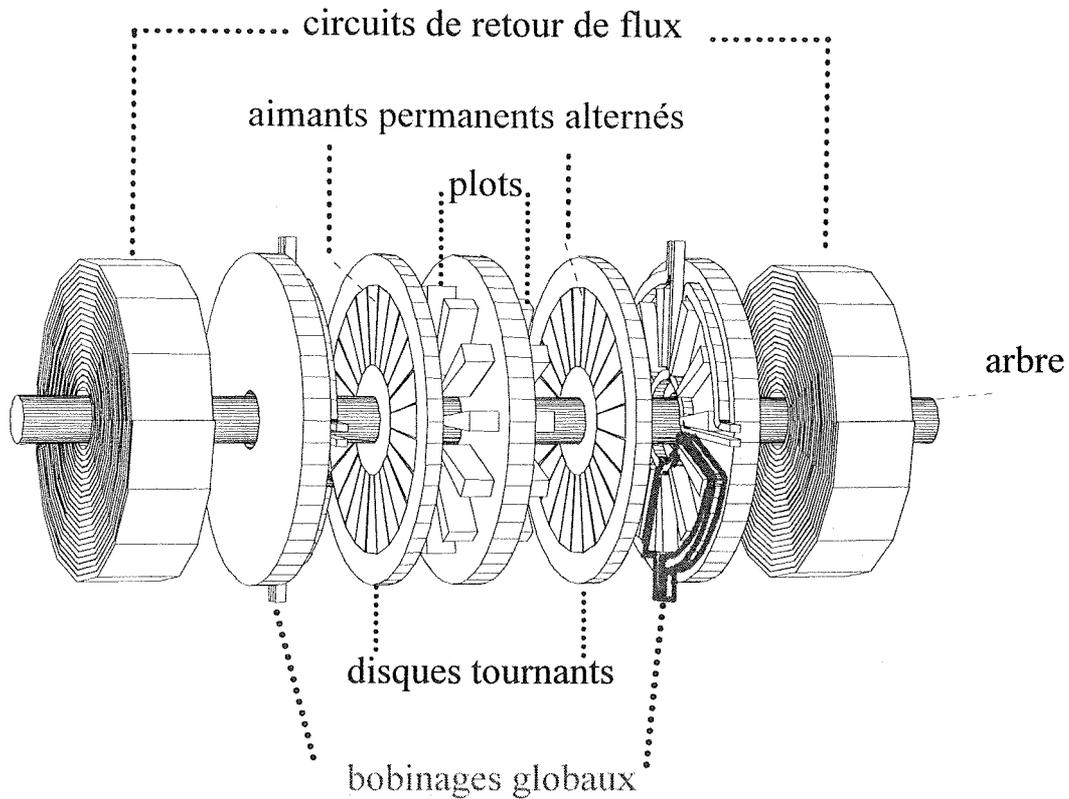


Figure III-A-3- e.

Exemple de machine discoïde à aimants alternés tournants.

Il est aussi possible de placer les aimants alternés et le bobinage sur une même partie de la machine. Le rotor (ou le rail) est alors passif mais un seul aimant sur deux est actif sur un demi pas. Une machine tournante et une linéaire ont été réalisées au LESiR sur ce principe (figure III-A.3.f).

La machine tournante est monophasée, cylindrique et utilise des aimants ferrites, elle a été réalisée dans le but de valider des calculs numériques [9]. Les aimants alternés sont répartis sur le pourtour du stator. Cette maquette a démontré la validité des prédéterminations en régime linéaire, mais n'a pas fait l'objet d'essais dynamiques poussés.

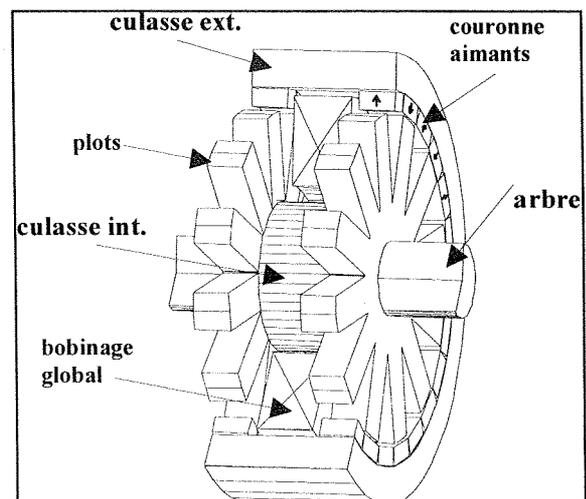


Figure III-A-3- f.

Exemple de machine à aimants alternés au stator [9].

Un actionneur linéaire est représenté sur la figure suivante. Les performances obtenues restent faibles car l'induction d'excitation d'une telle structure est faible [5]. De plus, le type et le faible nombre d'aimants utilisés, associés à des entrefers mécaniques importants nécessaires au fonctionnement d'un tel actionneur linéaire (tolérances de guidage et des cotes des aimants) font que cette structure est peu performante.

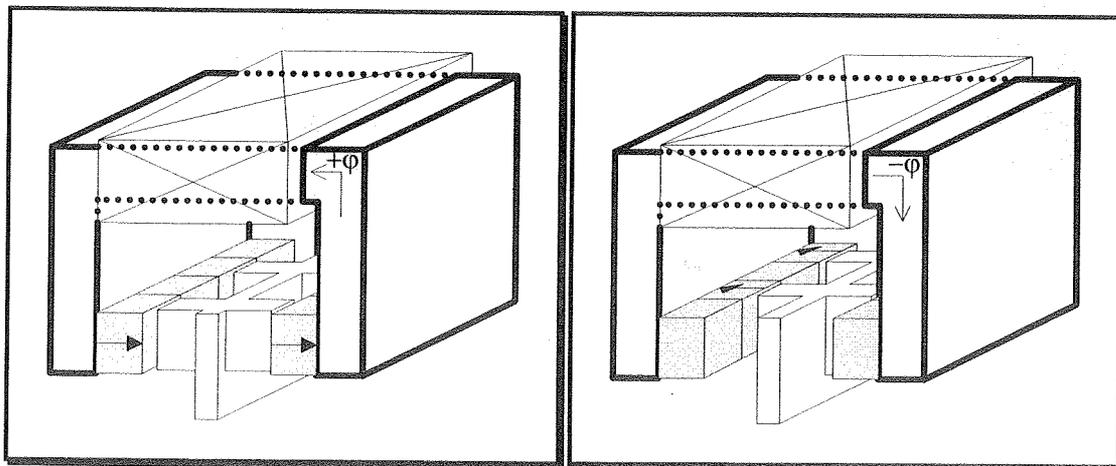


Figure III-A-3- g et h.
Actionneur linéaire à aimants alternés à rail passif.

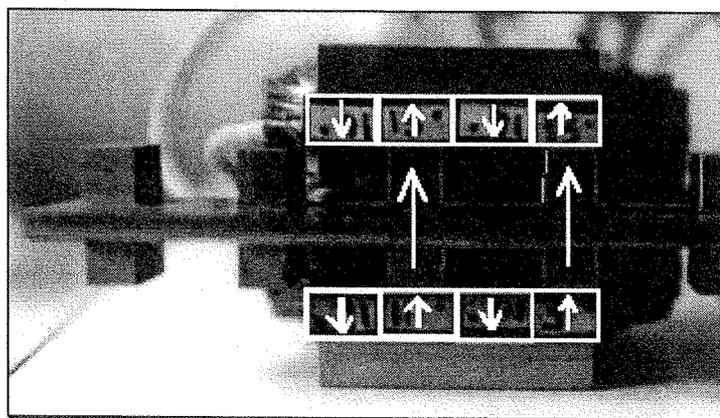


Figure III-A-3- i.
Vue d'une phase de l'actionneur linéaire à aimants alternés

Après avoir rappelé quelques structures plus ou moins classiques, nous présentons dans la partie suivante des structures originales.

III.B. Structures multicellulaires ou bobinages globaux

Nous présentons dans ce chapitre des structures peu classiques possédant certaines caractéristiques particulières et intéressantes.

Notamment, nous venons de voir que l'inversion de flux (aimants alternés) est appréciable et qu'un rotor passif (M.R.V.) est gage de simplicité et souhaitable dans le cas d'actionneurs linéaires bon marché et de longue course. De même, la concentration de flux apporte certains avantages puisqu'elle permet d'utiliser des aimants bon marché. Nous verrons qu'il existe des structures qui utilisent conjointement tous ces points intéressants.

Pour éclaircir notre propos, nous avons essayé de classifier les différents types de machines à aimants présentées. Pour ce faire, nous mentionnons ci-dessous les quatre points de vue qui peuvent nous guider dans cette classification.

- 1) Nous pouvons distinguer, comme sur les machines à aimants rotoriques, la manière dont les aimants et les bobinages sont disposés (comme le propose Monsieur M. LAJOIE-MAZENC [8]). Nous aurons ainsi :
 - a - les machines à induit et inducteur répartis
 - b - les machines à induit centralisé
 - c - les machines à inducteur centralisé

- 2) Ou alors distinguer, les trois façons dont peuvent être placés les aimants (dans le cas des machines tournantes) :
 - a - axialement
 - b - radialement
 - c - azimutalement

- 3) Nous pouvons aussi simplifier la classification en ramenant l'étude à quatre motifs dentaires [9]. Nous aurions ainsi:
 - Les machines à champ normal au déplacement avec aimants alternés.
 - Les machines à champ et aimants normaux au déplacement avec ou sans concentration de flux.
 - Les machines à champ et aimants parallèles au déplacement.
 - Les machines à champ parallèle au déplacement et aimants normaux.

- 4) Nous pourrions aussi classifier les structures selon la manière dont le champ inducteur des aimants est aiguillé à travers le bobinage induit. Nous nous intéresserons ici uniquement aux machines dont le flux d'excitation est alternatif et non à celles dont le flux est uniquement périodique. En l'absence de toute terminologie bien définie, nous proposons de distinguer et d'appeler machine à :

- a- Flux alterné, les machines dont le flux est alternatif parce que créé par des aimants de polarités différentes.
- b- Flux oscillant, les machines dont les flux d'un ou de plusieurs aimants sont aiguillés dans un bobinage induit, puis dans un autre. Ces bobinages pouvant être mis ou non en série.
- c- Commutation de flux, les machines composés de motifs dont le flux **d'un seul aimant** est aiguillé, dans un sens puis dans l'autre, dans un même bobinage (On pourra bien entendu monter en parallèle plusieurs de ces motifs. Cette notion étant peu habituelle, nous allons l'expliciter de façon générale dans les paragraphes suivants.

Pour notre part, nous nous sommes servis des deux dernières classifications comme des outils de conception qui nous ont permis de dégager un certain nombre de structures.

Nous allons, dans ce qui suit en présenter quelques unes au regard des classifications proposées. Nous les avons choisies pour leur intérêt spécifique. Bien que nous décrivions quelques maquettes et prototypes réalisés, leur étude complète sort du cadre de ce travail. Nous les présentons cependant dans un but d'information. Une structure, nous paraissant particulièrement intéressante sur bien des points, sera analysée de façon plus détaillée dans les chapitres suivants.

Les structures que nous montrons dans ce chapitre possèdent toutes la particularité d'avoir des rotors passifs et des bobinages globaux. Cette notion de bobinage global [9] est intéressante car elle permet de magnétiser ou polariser plusieurs éléments à partir d'une seule bobine, aussi nous pourrions appeler ces machines multicellulaires. Ceci permet notamment une augmentation de la puissance volumique par une réduction de la longueur de cuivre (tête de bobines) donc une réduction des pertes Joules. Cela permet aussi la miniaturisation des structures en facilitant la réalisation des bobinages.

III.B.1. Machines à oscillation de flux

III.B.1.a) Un aimant, deux bobinages :

Cette structure utilise un seul aimant mais deux demi-bobinages toroïdaux. Le rotor passif possède une bague collectrice de flux sous l'aimant et deux couronnes dentées à ses extrémités. Lors de la rotation, le flux de l'aimant oscille, d'une partie à une autre de la machine à travers l'un ou l'autre des bobinages connectés en série, mais ce flux ne s'inverse pas au travers d'un seul demi-bobinage.

Un prototype a été réalisé et étudié sur ce principe, il a fait l'objet d'un rapport de stage de D.E.A [7].

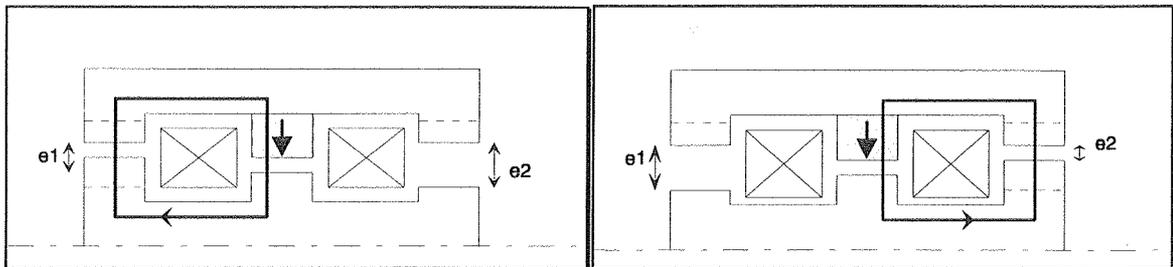


Figure III.B.1 a et b.

Le flux du seul aimant oscille ici de la droite (a) vers la gauche (b) de la machine.

Le fonctionnement est différent suivant le décalage des dentures droites et gauches. Il peut être monophasé ou diphasé suivant le décalage relatif des dents. De même l'alimentation peut-être unidirectionnelle ou bidirectionnelle en courant. Notons que cette structure est à réluctance variable polarisée.

Les résultats obtenus [7] destinent cette structure à un fonctionnement diphasé en utilisant alors chaque demi bobine comme étant une phase et en décalant mécaniquement les deux couronnes d'extrémité. La machine est alors composée de deux machines polarisées (cf.-III-A-2).

Cette structure de machine semble intéressante et mériterait donc un complément d'étude.

III.B.1.b) Deux bobinages et deux aimants

Cette variante de l'oscillation de flux permet d'obtenir une structure de circuit magnétique statorique très simple et facilement feuilletable. La figure suivante représente une maquette (50 x 50 x 50 mm) réalisée au LESiR. Elle comprend deux aimants, deux bobines enroulées sur leur dent et une carcasse constituée de quatre tôles massives. Seul le rotor est plus délicat à réaliser car constitué de deux demi coques ferromagnétiques espacées par un support amagnétique (ici de l'aluminium).

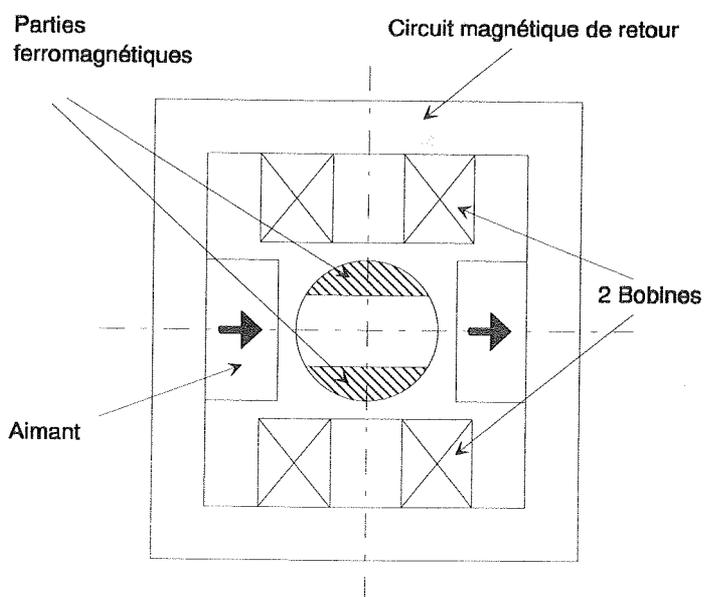


Figure III.B.1 i.

Les deux bobines sont en série. Le principe de fonctionnement est simple et illustré par les deux figures suivantes.

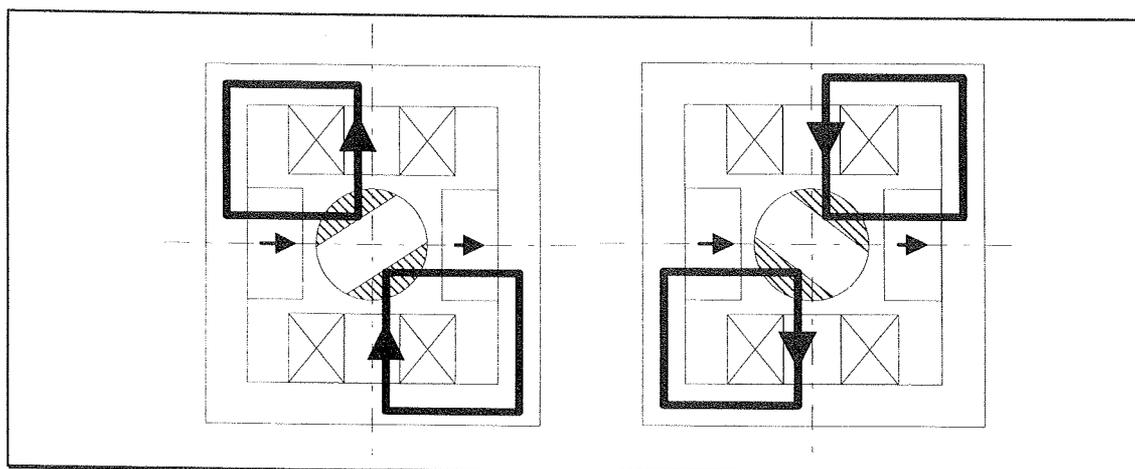


Figure III.B.1 j et k.

Les figures j et k montrent la machine pour deux positions du rotor décalé d'un quart de pas mécanique. Les bobinages sont bien traversés par un flux des aimants alternatif.

Cette machine démarre naturellement en monophasé dans les deux sens de rotation grâce à une position de détente (sans alimentation), autorisant un couple de démarrage non nul (cf. chapitre VIII).

Le champ des aimants dans le rotor et le stator varie de façon importante, le feuilletage sera nécessaire mais très aisé. Il n'y a pas, dans le cas présenté de concentration de flux, mais il est tout à fait possible d'en obtenir en rajoutant des pièces polaires entre les aimants et l'entrefer.

Les performances obtenues restent faibles. L'induction moyenne dans l'entrefer, est de 0,15T avec des ferrites ($B_r=0,35T$). Cette maquette n'a pas été complètement expérimentée, elle mériterait un complément d'étude.

III.B.1.c) Machine à flux alterné

Le principe de cette structure est basé sur l'alternance du passage du flux de deux aimants en opposition dans un même bobinage lors du mouvement du rotor (Figure III.B.1 c et d).

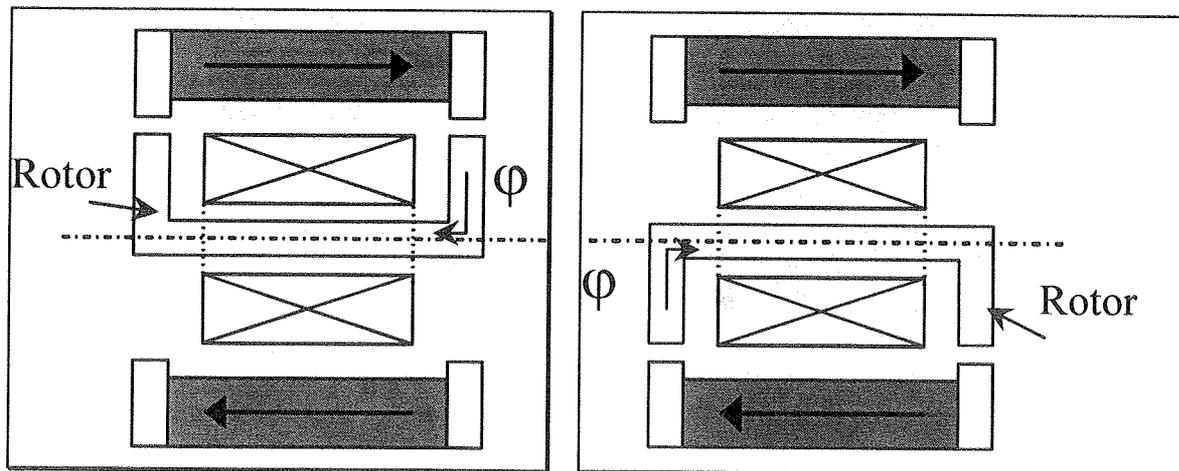


Figure III.B.1 c et d.
Oscillation du flux de deux aimants dans un bobinage.

L'avantage de cette structure est le type de bobinage global qui est le plus simple à réaliser puisque ce n'est qu'un tore. La réalisation de très petites machines, basées sur ce principe, ne doit donc pas poser de problème, car c'est en général le bobinage qui limite la miniaturisation des structures conventionnelles [32].

Il est bien sûr possible de réaliser des actionneurs linéaires, [38] présente un oscillateur linéaire basé sur un principe similaire (course de 10 à 20 mm) destiné à un coeur artificiel. Les auteurs y étudient particulièrement la géométrie de denture pour obtenir une forme d'effort la plus proche de celle du coeur humain.

Pour valider le fait que ce genre de structure pouvait être facilement miniaturisable, nous avons donc décidé de réaliser un prototype de machine tournante millimétrique. La machine décrite ci-dessous (Figure III.B.1 f et g) possède un diamètre de 10mm et une longueur totale de 12mm (ce sont les limites de réalisation avec les moyens propres au LESiR).

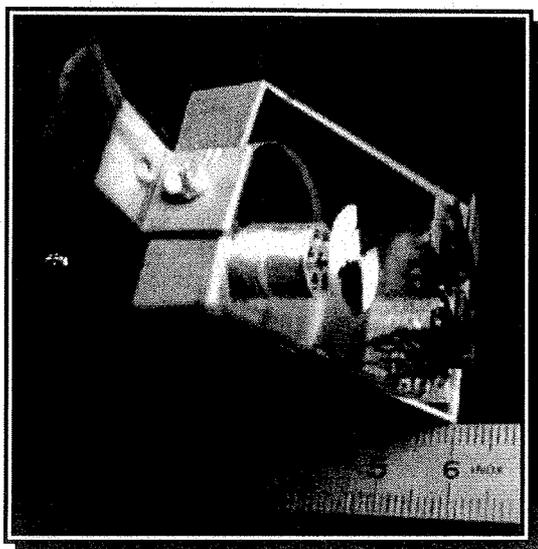


Figure III.B.1 e

"Milli-machine" avec son support et son codeur optique.

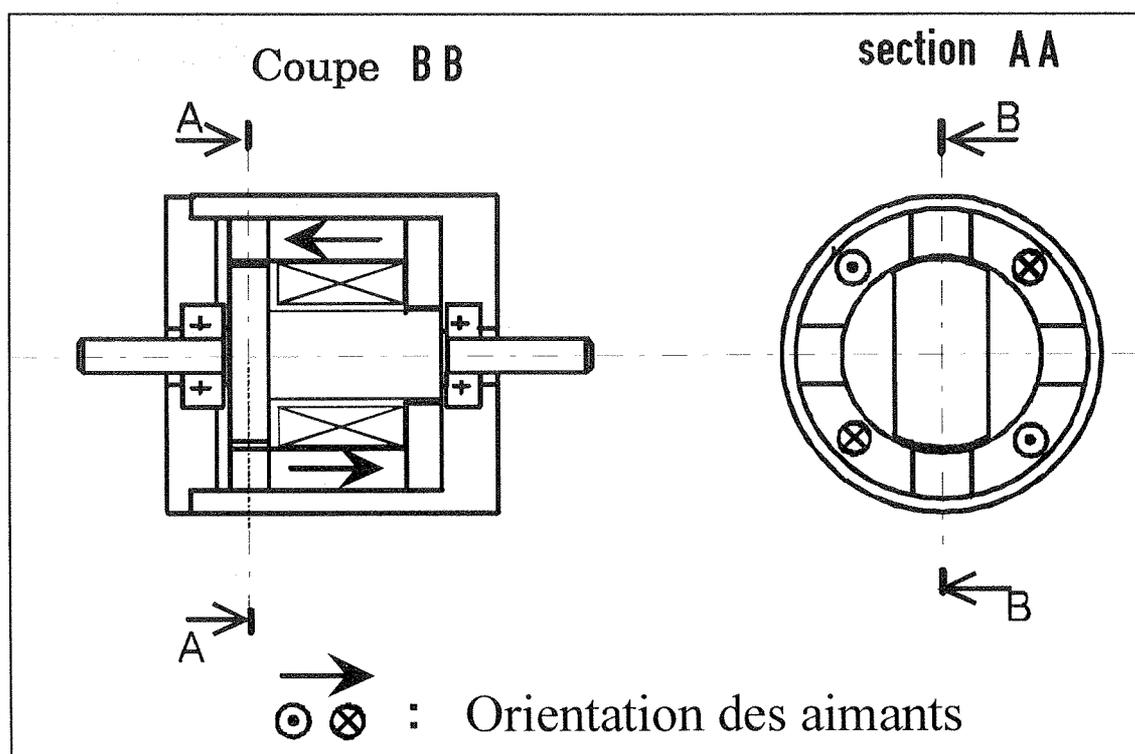


Figure III.B.1 f et g.- Description du milli moteur.

Nous avons réalisé une alimentation adaptée avec un auto pilotage de deux natures (avec et sans capteur). La machine étant monophasée, nous nous sommes heurtés au problème de démarrage. Nous avons résolu ce problème avec une solution simple qui fait l'objet d'un brevet en cours de dépôt [15].

L'étude de ce prototype conçu au LESiR a permis de comparer ses performances à celles de deux moteurs à courant continu de dimensions voisines, actuellement commercialisés (moteurs *Maxon* et *Escap*). Ces travaux ont fait l'objet d'un rapport de stage de D.E.A. [25].

Type moteur	Couple moteur (en m N.m)	Volume moteur (en mm ³)	Pertes Joule moteur (en W)	Couple volumique (en $\mu\text{N.m/mm}^3$)
ESCAP 0,3W type 104	0,325	1428	0,29	0,227
MAXON 0,5W typ 916	0,464	1922	0,29	0,241
"Milli-moteur" LESiR	0,166	1178	0,62	0,141

Tableau III.B.1. h.

La vitesse de rotation est de 12.000 tr/mn.

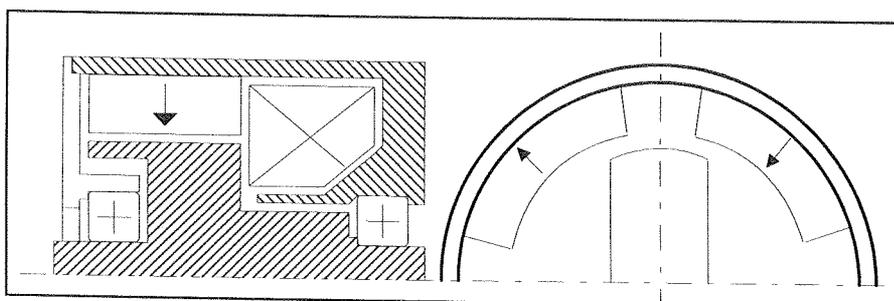
Les performances de ce "milli-moteur" sont intéressantes bien qu'il ne soit pas optimisé. De plus, une augmentation du nombre de pôles permettrait d'améliorer ses performances.

Mais les atouts principaux de ce "milli-moteur" sont :

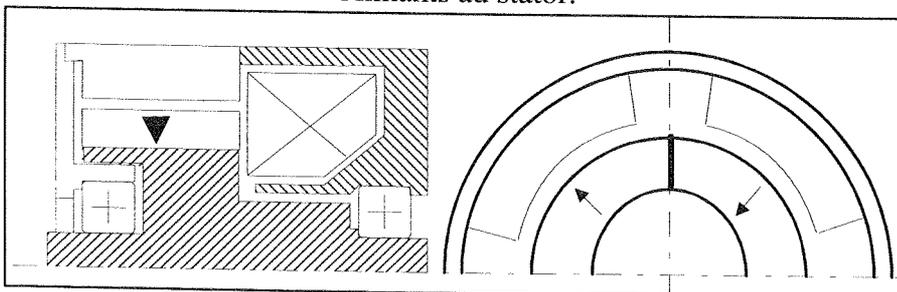
- **sa simplicité de construction**, l'ensemble ne comporte que 4 pièces ; le bobinage, placé à l'endroit où le moteur présente de grandes dimensions, est un simple solénoïde facilement réalisable en grande série (identique à celui des écouteurs miniatures de baladeurs), le rotor est sans aimants ni bobinage (une fabrication en matériau magnétique acceptant les hautes fréquences pourrait être envisagée).
- **sa faible dépendance aux jeux mécaniques.**
- **absence de collecteur** (nécessite un capteur de position direct ou indirect).
- **fonctionnement possible en monophasé.**

Ce sont autant de caractéristiques qui laissent entrevoir que ce moteur peut être encore miniaturisable.

Sur le même principe, nous présentons sur la figure ci-dessous une structure dérivée de la précédente qui peut être elle aussi miniaturisée et comprenant peu de composants. Dans ce type de structure, les aimants peuvent être indifféremment au stator ou au rotor.



Aimants au stator.



Aimants au rotor.

III.B.2. Machines hybrides à "commutation de flux"

Ce principe que nous avons appelé commutation de flux, allie tous les avantages précités lors de la présentation des structures classiques, rotor ou rail passif : concentration du flux d'un seul aimant aisée et bobinage global.

Lors du déplacement relatif stator / rotor, un élément passif (rotor ou rail) aiguille ou commute en l'inversant, le flux d'un même aimant à travers un seul bobinage. Ceci permet d'utiliser une grande excursion ou variation de flux à partir d'un même aimant, utilisant ainsi au maximum son énergie. Dans le cycle flux/ampères-tours les quatre quadrants sont utilisés sans avoir d'aimant en mouvement ou alternés.

Les figures ci-dessous illustrent le principe de la commutation de flux dans le cas d'un actionneur linéaire. En déplaçant la pièce ferromagnétique (R), le flux de l'aimant dans le bobinage s'inverse.

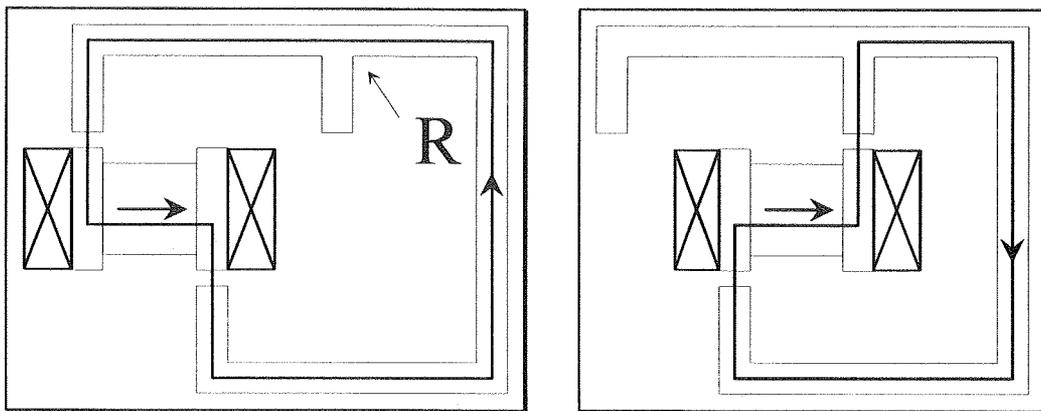


Figure III.B.2 a et b.- Principe de la commutation de flux (cas linéaire).

La figure suivante représente ce même principe dans le cas d'une machine tournante [43].

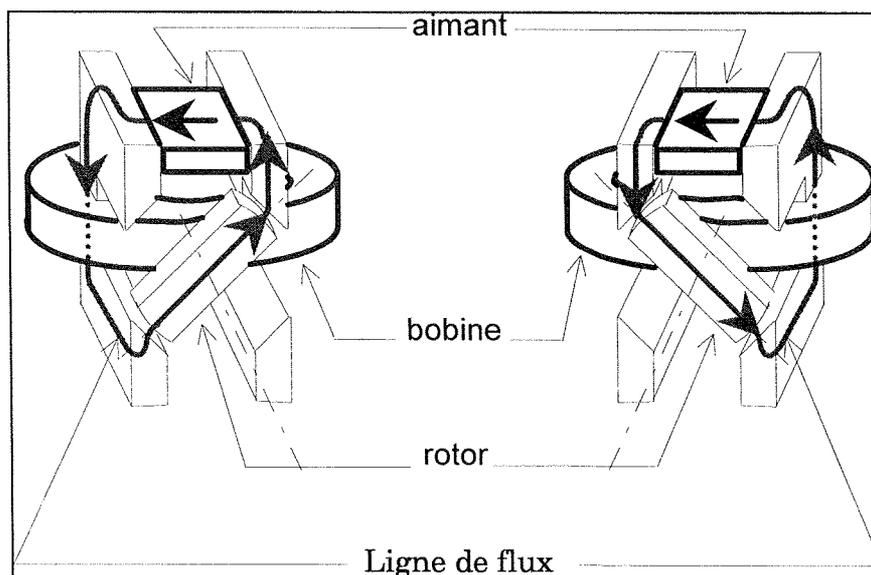


Figure III.B.2 c et d.- Principe de la commutation de flux (cas machine tournante).

Ce type de structure possède donc tous les avantages liés aux machines à aimants [2][3][9][18][19], de plus :

- L'aimant et le bobinage peuvent être sur la même partie de la machine. Ceci permet dans le cas d'actionneurs linéaires d'obtenir un rail entièrement passif, et dans le cas de machines tournantes de ne pas avoir d'aimant en mouvement d'où la possibilité de vitesses de rotation élevées (équilibrage) et une construction simplifiée.
- La concentration de flux est aisée en augmentant la surface d'aimant en regard des plots, permettant ainsi l'utilisation d'aimants bon marché.
- Le bobinage global est synonyme d'un bon taux de remplissage et d'une grande facilité d'exécution.
- Comme nous le verrons par la suite ce principe autorise de très nombreuses possibilités de topologies de structures.

Cependant, les principaux inconvénients d'une telle structure sont:

- La nécessité d'une alimentation bidirectionnelle.
- Le feuilletage du circuit magnétique n'est pas toujours évident à définir, à la fois pour le flux des aimants et celui du bobinage du fait de l'aspect généralement tridimensionnel des trajets magnétiques.

Le fonctionnement plus détaillé de ce principe sera approfondi dans le chapitre suivant.

La commutation de flux autorise un grand nombre de topologies et nous présentons ici quelques réalisations de machines tournantes et linéaires étudiées et expérimentées au LESiR.

Chacune des structures présentées possède des caractéristiques spécifiques que nous nous efforcerons de faire ressortir.

III.B.2.a) Machines tournantes

1°) Machines adaptées aux vitesses de rotations élevées :

Cette structure autorise de grandes vitesses de rotation, car d'une part elle possède la faculté exceptionnelle d'obtenir un cycle par tour sans aimant au rotor. De ce fait, la fréquence d'alimentation ainsi que la fréquence du champ dans le circuit magnétique restent raisonnables. D'autre part, avec un rotor incliné associé à un stator possédant une faible ouverture d'encoche, la variation de flux dans le rotor reste faible d'où peu de pertes magnétiques au rotor. En outre, le couple de détente est pratiquement inexistant.

Nous avons appelé ce principe, commutation "douce" de flux, car elle engendre une variation progressive de flux dans l'induit.

Une première maquette monophasée a été réalisée pour valider le principe. Celle ci est représentée sur la photographie suivante.

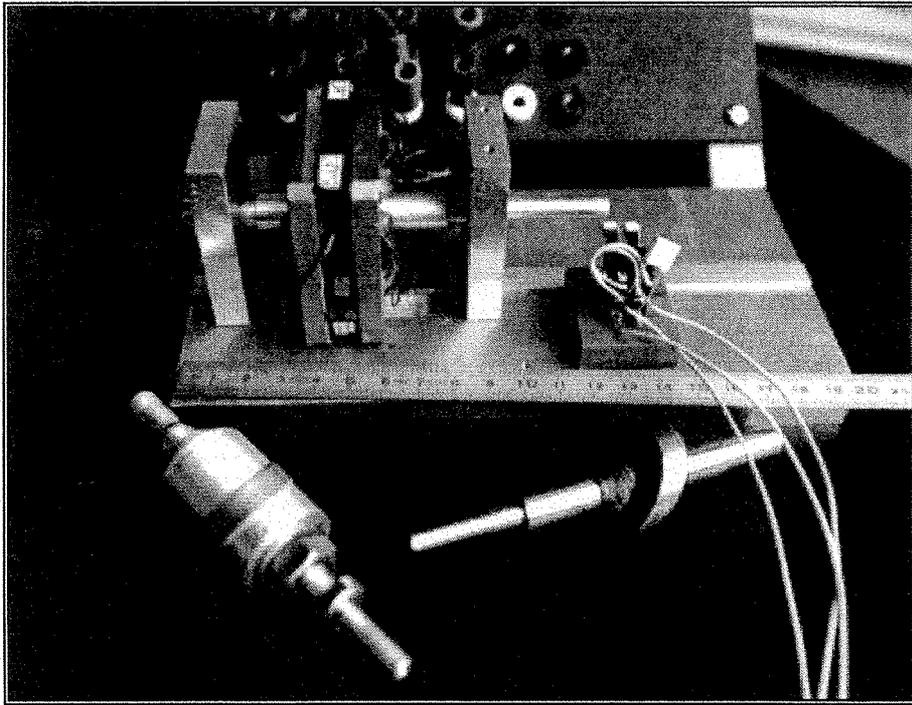


Figure III.B.2 e

Machine dite, à commutation "douce" de flux avec deux versions de rotor.

La constitution de ce type de machine est très simple. Le stator est constitué de deux plaques ferromagnétiques séparées par un ou plusieurs aimants. Le bobinage enlace une dent de chaque plaque statorique, donc le bobinage est "global" autorisant l'accolement de plusieurs éléments (cas du prototype suivant). Le rotor est simplement constitué d'un disque incliné. Le flux de l'aimant traverse alternativement un même bobinage.

Remarque : nous retrouvons la même forme de rotor dans certains résolveur, cependant la structure statorique est différente [33].

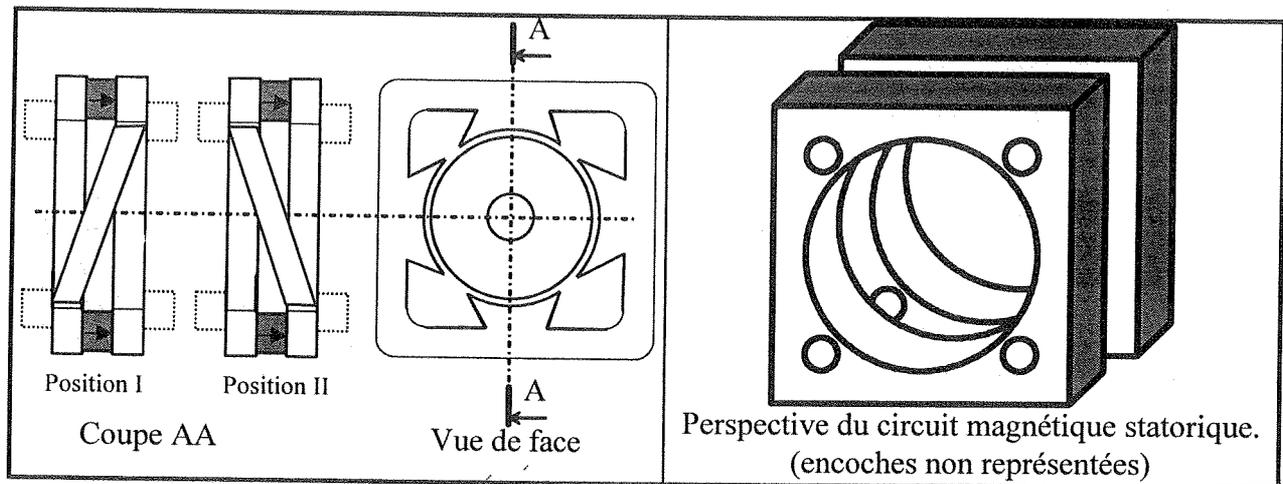


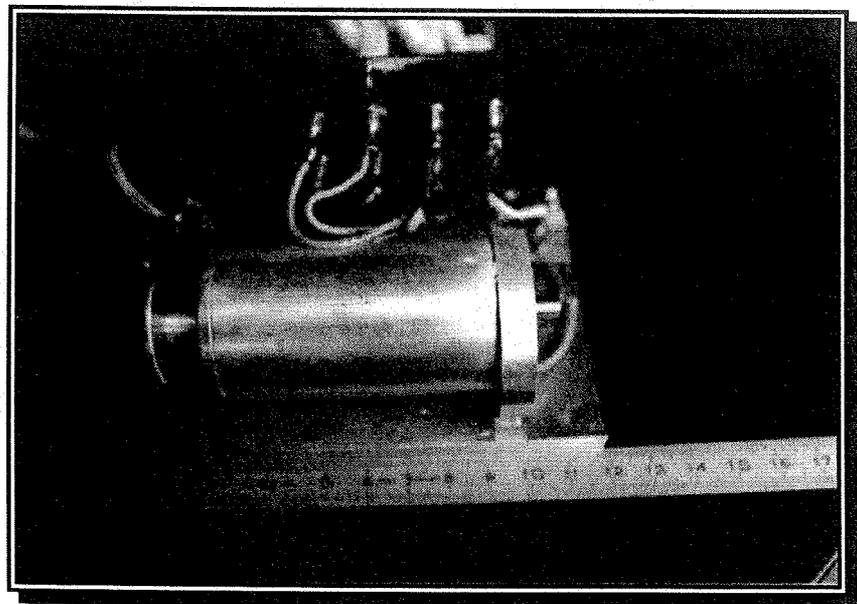
Figure III.B.2 f. Machine à commutation "douce" de flux.

Compte tenu des résultats encourageants de cette maquette avec des aimants ferrites, nous avons décidé de réaliser un deuxième prototype destiné aux grandes vitesses de rotation.

Ce prototype, représenté sur la photographie (figure III-B.2. g), est monophasé, de 50 mm de diamètre extérieur et de longueur 80mm. Le circuit magnétique est entièrement massif et utilise des aimants Néodyme Fer Bore (Nd Fe B) alliés, nous avons atteint à vide la vitesse de 50.000 tr/min. Le schéma de la machine est représenté sur la figure III-B-2-h.

Figure III-B.2. g.

Machine grande
vitesse.



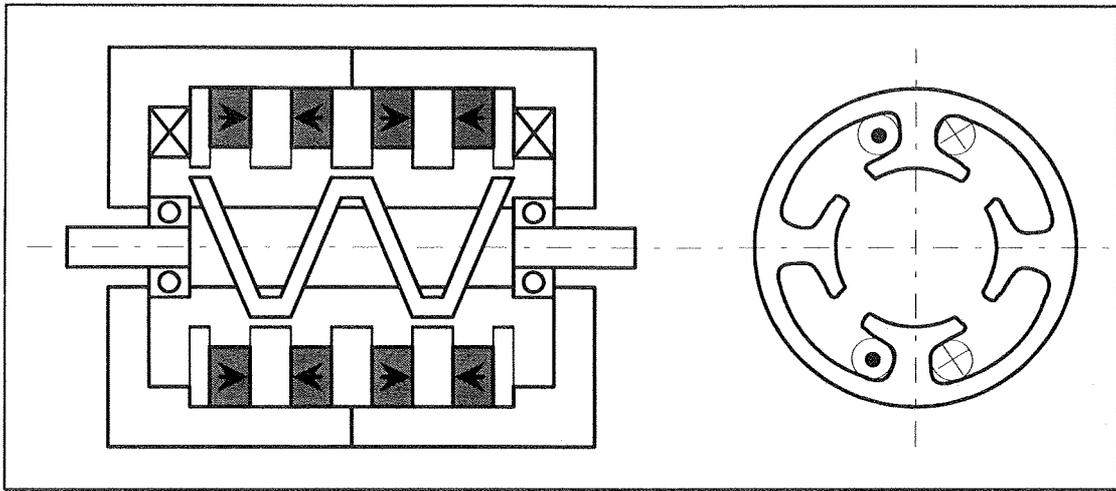


Figure III.B.2 h. Machine grande vitesse à commutation de flux progressive.

Malgré les excellentes performances obtenues, il reste quelques points difficiles à maîtriser dans ce genre de structure en plus des problèmes liés spécifiquement aux grandes vitesses (roulements, aérodynamisme etc.) [36].

Le rotor incliné est difficile à réaliser et à équilibrer dynamiquement. Les bobinages peuvent être considérés comme globaux car ils magnétisent plusieurs cellules sur toute la longueur de la machine, mais ils doivent être répartis dans plusieurs encoches pour obtenir une force magnétomotrice suffisante. Le feuilletage du circuit magnétique statorique est possible, mais les pertes sont difficiles à appréhender du fait de la circulation tridimensionnelles du flux.

Cette structure est donc intéressante et mérite une étude plus approfondie. Le feuilletage du stator ou sa réalisation en matériaux frittés ou ferrite, tels que des poudres de fer est à envisager. De plus il est très facile d'augmenter le nombre de pôles d'une machine basée sur ce principe, le couple devient plus élevé mais la fréquence d'alimentation aussi. C'est le cas du projet quadripolaire suivant.

Le schéma de la figure suivante, correspond donc à un projet grande vitesse mais avec un couple respectable de 0.2 N.m. La prédétermination des caractéristiques à partir des extrapolations donne des performances intéressantes. La machine est monophasée, tourne à 60.000tr/min avec un couple utile de 0.2 N.m aux basses vitesses et utilise des aimants Nd Fe B. Cette machine démarre en monophasé (brevet en cours).

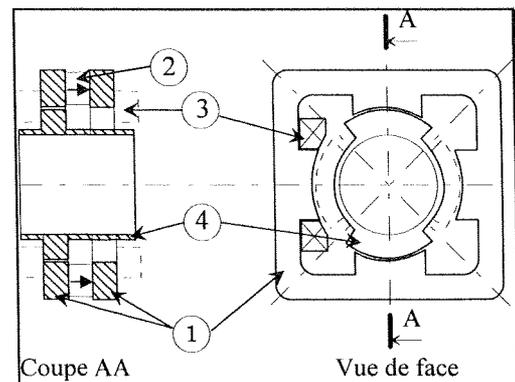


Figure III-B.2. i.

2°) Machines adaptées aux forts couples.

A partir du principe de la commutation de flux, il est aussi possible de réaliser des machines à fort couple massique. Nous en présentons ici deux structures.

a) Machine à aimants et pièces à concentration de flux azimuthaux.

Ce prototype est monophasé et possède des aimants ferrites dont l'aimantation est azimuthale.

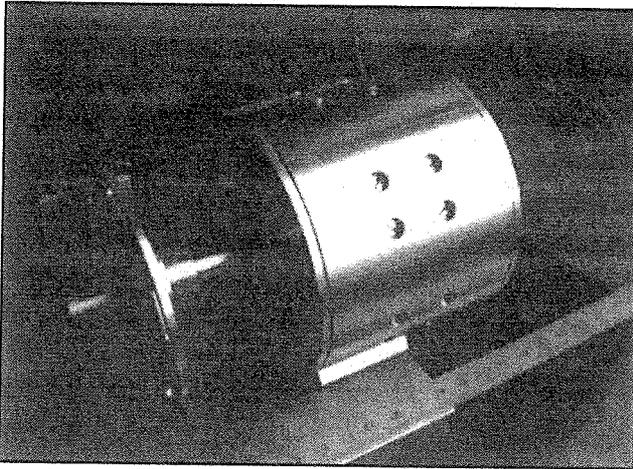


Figure III-B.2. j.
Machine à aimants azimuthaux

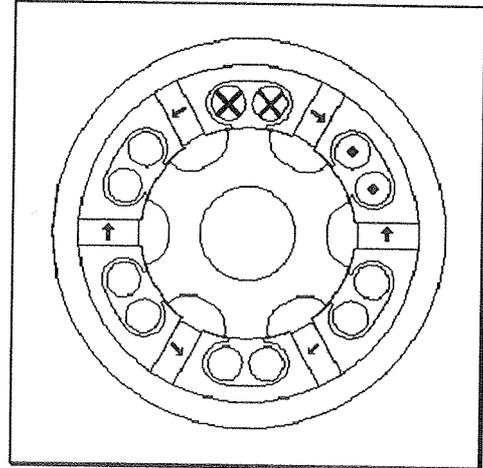
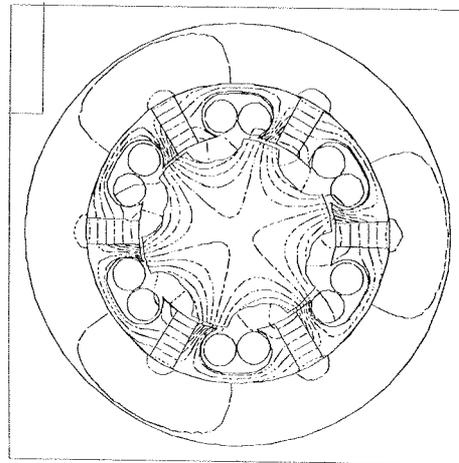


Figure III-B.2. k.
Coupe de la machine à aimants azimuthaux

Exemple de tracé de champ pour une position de conjonction



Les premiers résultats obtenus en terme de couple sont très encourageants et en corrélation avec les calculs par éléments finis bidimensionnels car cette structure est peu sensible aux effets "3D".

M. AKEMAKOU réalise actuellement l'étude de cette structure dans son travail de thèse. Son étude porte aussi sur le démarrage en monophasé de cette machine.

c) Machine à aimants azimutaux et à pièces de concentration de flux radiales.

Dans cette structure, la répartition des pièces ferromagnétiques en forme de C, espacées par les aimants, sont réparties parallèlement à l'axe de rotation. Le bobinage est dans ce cas très simple puisque constitué d'un simple tore.

Pour mieux appréhender le fonctionnement d'une telle machine, le lecteur pourra se reporter au brevet [14] ou au chapitre III-B.2.b.1 concernant un actionneur linéaire à rail entouré. En effet, il suffit de courber le rail de celui-ci pour obtenir la structure décrite ici.

Les premiers calculs estimatifs permettent d'espérer 3N/cm^2 avec des aimants NdFeBo alliés (0,68T).

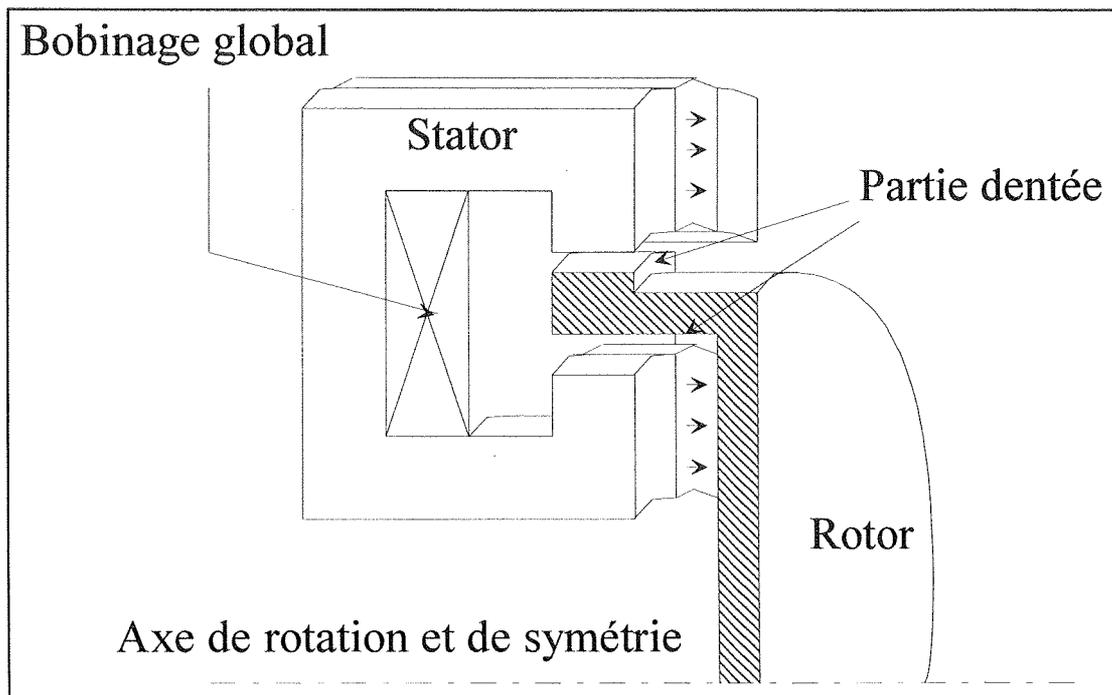


Figure III-B.2. 1.
Schéma de la machine fort couple.

Un brevet sur une structure de ce type est en cours de dépôt.

III.B.2.b) Actionneurs linéaires.

Le principe de la commutation de flux a été au LESiR, tout d'abord validé et étudiée sur des actionneurs linéaires [2,3,5]. Deux grandes familles seront présentées dans ce travail, les actionneurs à rail entouré et ceux à rail entourant (tubulaire). Dans le premier cas, la partie mobile est guidée le long d'un rail de faible section, tel un train de type mono-rail. Pour le second cas, la partie mobile est intégrée à l'intérieur du rail qui fait alors office de commutateur de flux, de guidage et de support. Celui-ci est bien adapté à une fonction de vérin ou de règle de translation (comme une tringle à rideau par exemple), car comme nous le verrons le mouvement peut être accessible latéralement sur toute la longueur du rail. De plus, dans une certaine mesure, il est possible de cintrer le rail pour certaines applications spécifiques.

Nous ne présentons ici que succinctement ces machines car elles font l'objet du coeur de ce travail de thèse et nous reviendrons longuement sur leur description lors des essais.

1°) Rail entouré.

Pour cette configuration (figure ci-contre), le rail (R) est entouré par ce que nous appellerons une cellule élémentaire qui est constituée de deux parties ferromagnétiques en forme de C (C) espacées d'un aimant (A), le tout enlacé par un bobinage (B).

Le principe de fonctionnement est rappelé par les deux représentations planaires ci-dessous.

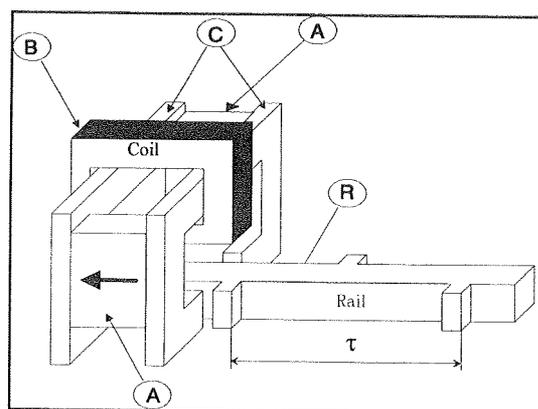


Figure III-B.2. m.

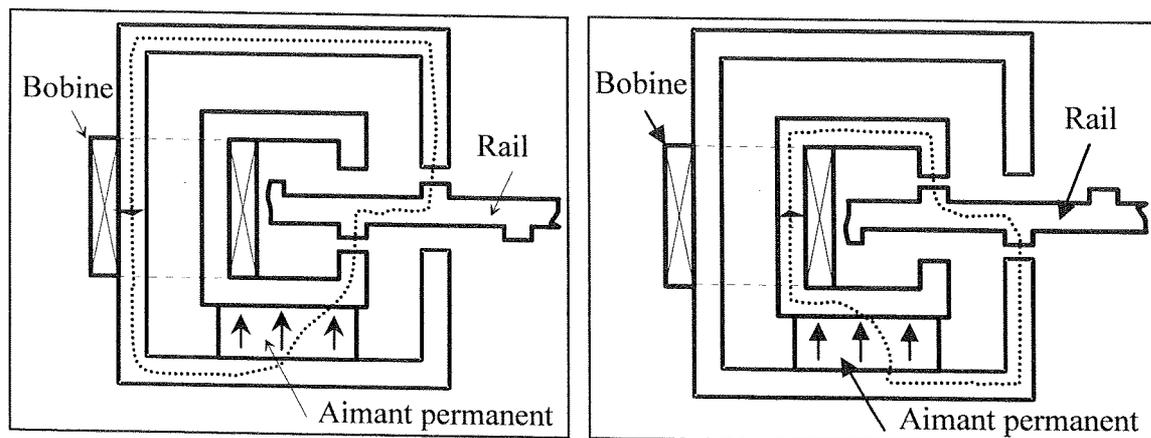


Figure III-B.2. n et o.

Principe de la commutation de flux dans le cas de l'actionneur à rail entouré.

Le trajet du flux de l'aimant est représenté par le trait pointillé.

La photographie suivante représente le prototype réalisé et une de ses deux phases avec son rail. Cet actionneur sera entièrement décrit au chapitre VI.

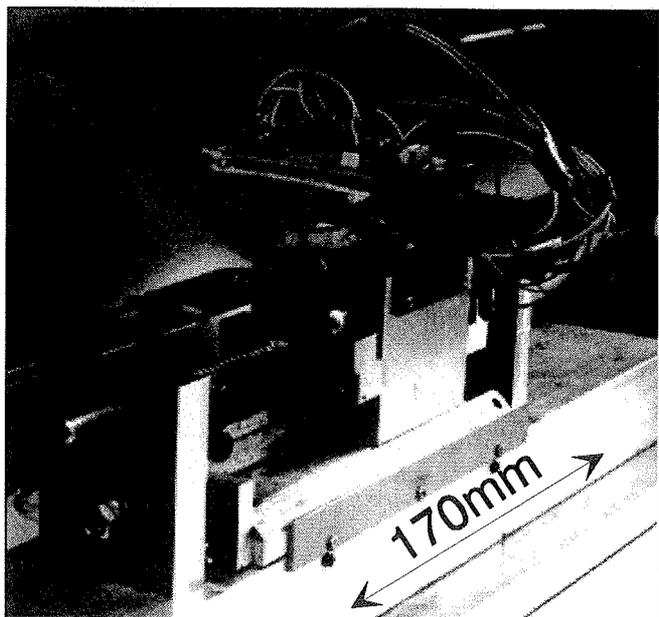


Figure III-B.2. p.

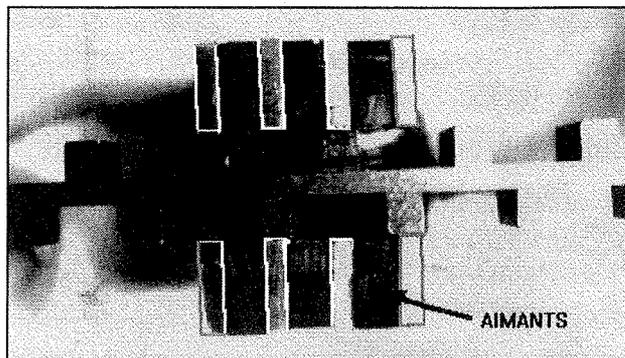


Figure III-B.2. q.

Les résultats obtenus par cette structure sont de l'ordre du newton par centimètre carré avec des aimants ferrites (à $7A/mm^2$) et de plus de $3N/cm^2$ avec des aimants NdFeB alliés ($15A/mm^2$) (cf. chapitre VI). Ces résultats sont intéressants vis à vis de la simplicité de la structure.

Cependant, le problème majeur de ce type d'actionneur est principalement le guidage latéral. En effet, bien que des jeux d'entrefer importants puissent être tolérés (de l'ordre du millimètre pour cette maquette), le guidage mécanique doit être conséquent pour empêcher l'avance "en crabe" créée par les dents du rail en quinconce.

Remarque :

Il existe dans la littérature de nombreuses structures linéaires hybrides. Cependant elles ne rassemblent généralement pas tous les avantages de la structure présentée. Par exemple [39] étudie un actionneur linéaire avec un seul aimant polarisant le rail sur toute sa longueur. Ceci est bien sûr pénalisant dans le cas de machines économiques de longues courses.

2°) Rail entourant.

Cette configuration d'actionneur n'est pas fondamentalement différente de la précédente, bien que le rail entoure maintenant complètement la partie mobile.

Le rail est ici constitué d'un simple profilé troué (figure r). Celui-ci fait office de support, de guidage et de circuit magnétique. Les parties ferromagnétiques ne sont plus des "C" mais de simples "I". Le bobinage est toujours global et est réalisable indépendamment, il enlace les I et l'aimant.

La constitution de cet actionneur est donc encore plus simple que la précédente et est détaillée au chapitre VI.

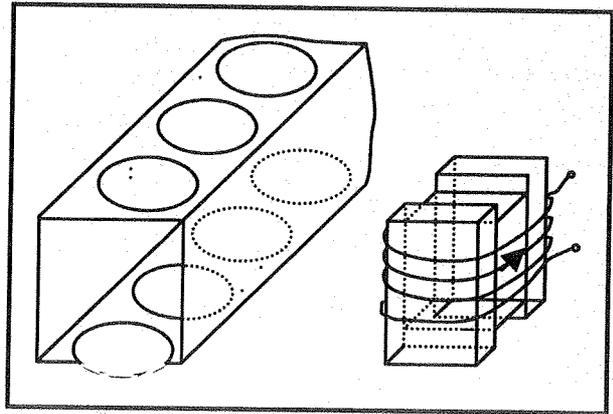
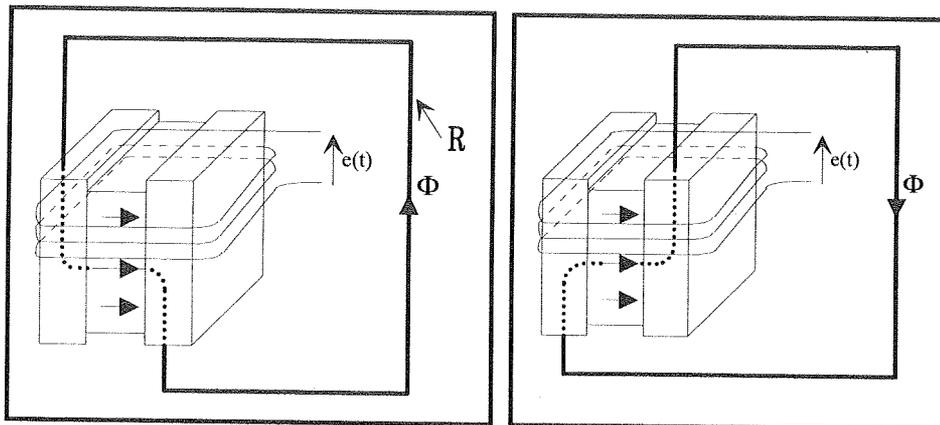


Figure III-B-2- r.

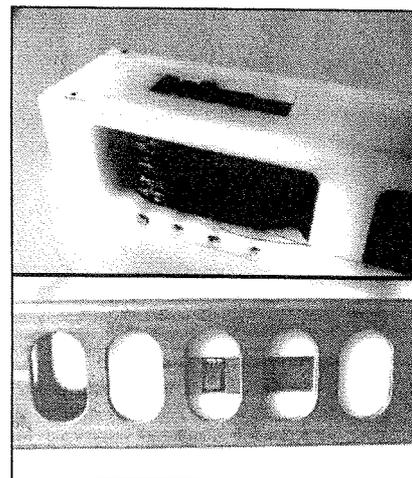
Le principe de fonctionnement est rappelé par les deux figures suivantes.



Figures III-B-2- s et t.

Les performances obtenues sont de l'ordre du Newton par centimètre carré (avec 15A/mm^2) avec des aimants ferrites et de $2,7\text{N/cm}^2$ (avec 30A/mm^2) avec des aimants NdFeB alliés (cf. chapitre VI-D-1).

Les principaux avantages de cette structure sont, une extrême simplicité et une facilité de réalisation même pour de faibles dimensions, ce qui en fait un produit bon marché destiné à la domotique.



Partie mobile et rail de l'actionneur à rail entourant.

III.C. Synthèse du chapitre.

Après avoir rappelé les grandes familles de machines synchrones utilisant le principe de réluctance variable avec et sans aimant, nous avons proposé une classification non exhaustive des machines hybrides. Puis nous avons présenté un certain nombre de structures souvent originales, susceptibles de présenter des caractéristiques intéressantes.

Ces structures permettent soit :

- Une miniaturisation.
- Des vitesses de rotation élevées.
- Des forts couples massiques.
- L'obtention d'actionneurs linéaires économiques à rails passifs.

Plus particulièrement, nous avons dégagé une classe de machine utilisant ce que nous avons appelé le principe de la commutation de flux. Celui-ci permet notamment :

- Une grande variation de flux d'un même aimant dans un bobinage global.
- D'obtenir un rail passif ou rotor passif.
- Une concentration de flux aisée.
- Une simplicité de constitution.

Le chapitre suivant présente d'une manière beaucoup plus complète le principe de la commutation de flux ainsi que plusieurs modélisations analytiques et numériques, afin d'en évaluer leurs performances.

Chapitre IV

ETUDE DE LA COMMUTATION DE FLUX

IV.A. Principe de la commutation de flux.	2
IV.B. Modélisation d'une cellule élémentaire	5
IV.B.1. Modélisation analytique à partir du schéma électrique équivalent.....	5
IV.B.1.a) Cas général sans fuites.....	5
IV.B.1.b) Cas simplifié, cas de symétrie des réluctances.....	14
IV.B.1.c) Représentation en tenant compte de la circulation dans le fer.....	18
IV.B.1.d) Représentation tenant compte des fuites localisées.....	18
IV.B.1.e) Méthode de mesure des réluctances de denture.....	20
IV.B.2. Modélisation analytique à partir d'une représentation géométrique simplifiée.....	24
IV.B.3. Modélisation numérique:.....	30
IV.B.3.a) Modélisation numérique par motif élémentaire et code de calcul LESiR.	31
IV.B.3.b) Modélisation numérique pour calcul avec le logiciel Maxwell 2D.....	33
IV.C. Synthèse de l'étude de la commutation de flux.	35

IV. ETUDE DE LA COMMUTATION DE FLUX.

Ce chapitre explicite le principe de la commutation de flux, vu d'une manière succincte précédemment, puis décrit les différentes modélisations analogiques et numériques effectuées. Ces différentes méthodes nous permettent, d'une part de mieux appréhender le fonctionnement élémentaire des machines à commutation de flux (aspect pédagogique de la modélisation analogique), et d'autre part de prédéterminer (dimensionner) les machines, tout en nous apportant la possibilité d'optimiser ces structures (analytiquement et numériquement).

Pour des raisons évidentes de simplification, le régime linéaire sera sous entendu durant ce chapitre. Nous étudierons ultérieurement les problèmes liés à la saturation.

IV.A. Principe de la commutation de flux.

Nous nous proposons ici, de préciser le fonctionnement d'une structure à commutation de flux. Nous appellerons "cellule élémentaire" la plus petite partie d'une structure à commutation de flux pouvant fonctionner suivant ce principe. Nous expliciterons ce principe à partir d'une cellule adaptée à un actionneur linéaire, mais le raisonnement reste identique pour les structures tournantes.

Une cellule élémentaire peut se représenter physiquement (figure IV-A.1), par deux pièces ferromagnétiques (ou plots) (I1 et I2), séparées par un ou des aimants (A), le tout est enlacé par un bobinage (B). Le court-circuit magnétique est réalisé par une pièce ferromagnétique ou rail (R) qui se positionne successivement entre les points (I1, I2') et (I1', I2). De nombreuses configurations physiques sont alors possibles tant linéaires que tournantes (chapitre III) elles font le plus souvent l'objet de brevets [13][14].

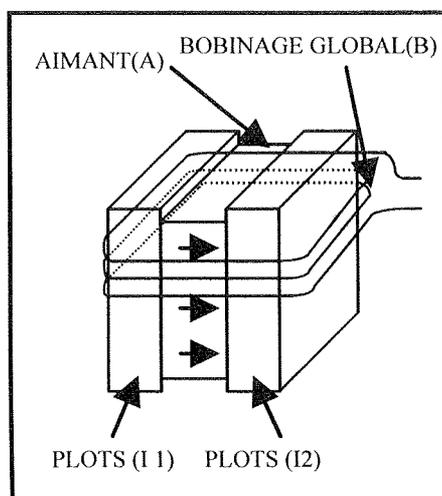


Figure IV-A.1.
Cellule élémentaire.

Pour la suite de l'étude, nous définissons deux positions de conjonction comme étant les positions où les plots I1 et I2 sont en face des dents du rail (figure IV-A. 2 a et b) et deux positions d'opposition comme étant celles où les plots I1 et I2 sont entre deux dents du rail (figure IV-A. 2 c et d).

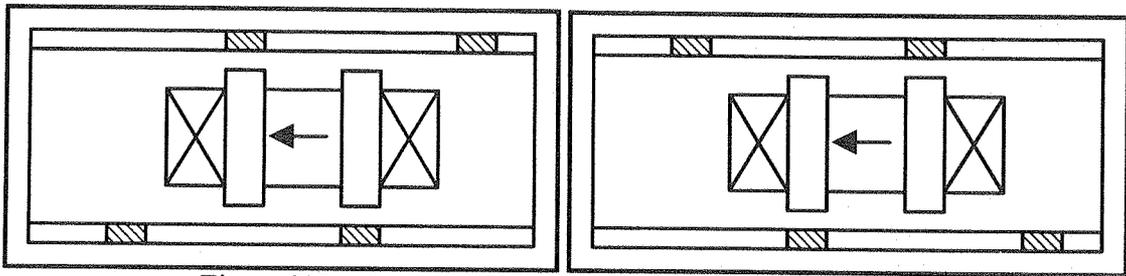


Figure IV-A.2 a et b : Les deux positions de conjonction.

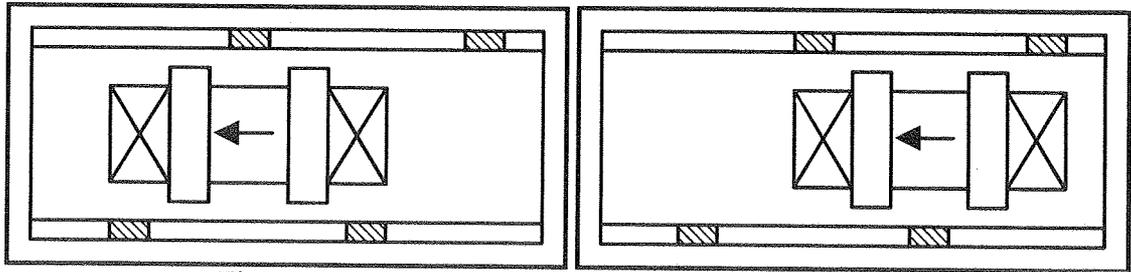


Figure IV-A.2 c et d : Les deux positions d'opposition.

Les figures IV-A.3 a et b, montrent le passage du flux à travers le bobinage pour les positions caractéristiques de conjonction. Le flux s'inversant entre ces deux positions, une force électromotrice apparaît à ses bornes. Nous avons donc un générateur transformant l'énergie mécanique (mouvement relatif du rail et de la cellule) en énergie électrique, et grâce à la réversibilité des machines électriques, il suffira d'alimenter la bobine par un courant alternatif en synchronisme avec la force électromotrice pour obtenir un effort moteur créant un mouvement relatif cellule/rail.

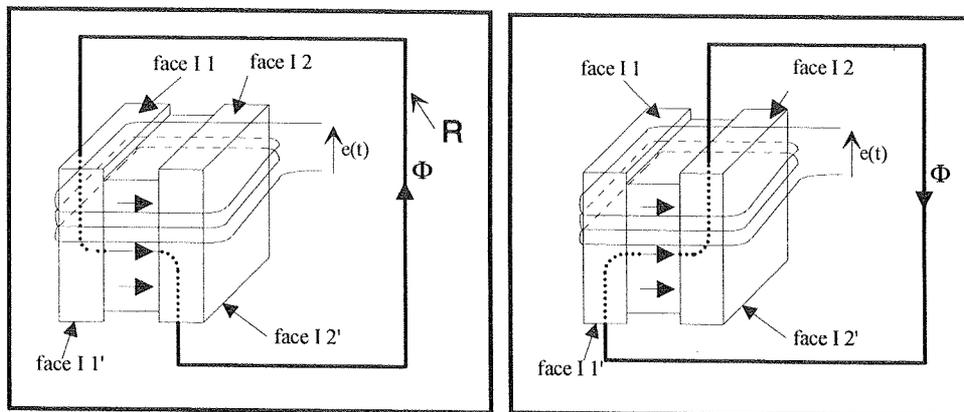


Figure IV-A.3 a et b.

Commutation du flux de l'aimant dans une cellule élémentaire.

Le court circuit magnétique peut être réalisé par une pièce ferromagnétique (rail ou rotor), par exemple la figure IV-A.4 représente la cellule élémentaire avec son rail entourant. La figure IV-A.5 correspond à un actionneur à rail entouré. Ces ensembles composent donc des actionneurs linéaires monophasés complets, seule l'amenée de l'alimentation n'est pas représentée. Nous avons déjà vu (fig.III-B.2.a et d, page III-13) une version tournante du principe de la commutation de flux. Nous verrons par la suite quelques réalisations effectives d'actionneurs linéaires et tournants.

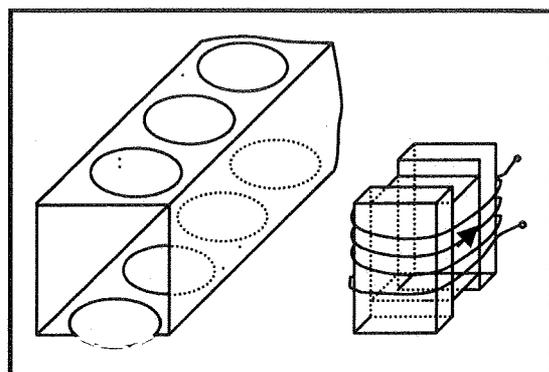


Figure IV-A.4
Une cellule élémentaire et son rail entourant.

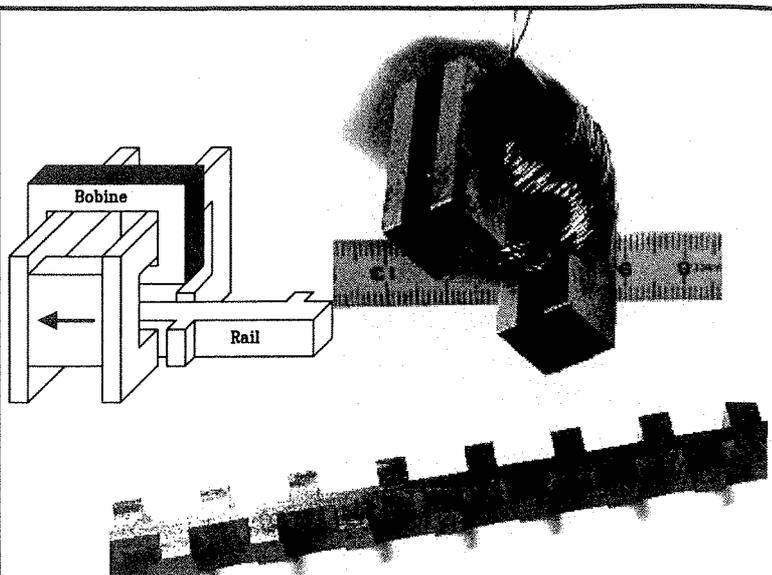


Figure IV-A.5.
Une cellule élémentaire et son rail entouré.

Mise en "parallèle" de plusieurs cellules élémentaires.

Il est possible de juxtaposer plusieurs cellules élémentaires en conservant toujours un seul et même bobinage global. Pour conserver le principe de la commutation de flux, il faut que les aimants de deux cellules adjacentes soient de polarités opposées comme indiqué sur la figure IV.A. 7.

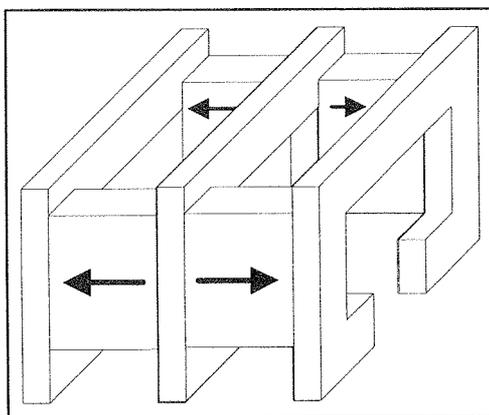


Figure IV-A-7.

Cette mise en "parallèle" permet en utilisant l'avantage du bobinage global, d'augmenter les efforts volumiques en diminuant l'espace occupé par les têtes de bobine des bobines répartis. En effet, un seul bobinage d'une même phase magnétise ici plusieurs cellules.

Comme nous venons de le voir le principe de la commutation de flux reste simple et ne demande que trois composants (comme pour les autres machines à aimants), un aimant, un bobinage global et un circuit magnétique.

Pour mieux comprendre le fonctionnement d'une cellule élémentaire, nous proposons au paragraphe suivant une modélisation à partir d'un schéma électrique équivalent simplifié qui nous permettra de décomposer les différents efforts s'y développant.

IV.B. Modélisation d'une cellule élémentaire

Nous avons plusieurs moyens pour modéliser notre structure à commutation de flux, soit analytiquement, soit numériquement.

L'étude analytique à partir du schéma électrique équivalent nous permettra d'expliquer le fonctionnement "intime" de la structure. Une autre étude analytique basée sur l'approximation des lignes de champ à partir d'une représentation géométrique simplifiée sera utilisable pour une optimisation simple et rapide en régime linéaire.

Le calcul numérique, quant à lui, va nous définir le domaine de validité de l'analyse analytique en régime linéaire et permettre par la suite le calcul en régime non linéaire.

IV.B.1. Modélisation analytique à partir du schéma électrique équivalent.

IV.B.1.a) Cas général sans fuites

Ce chapitre fait apparaître à partir du schéma électrique équivalent les équations des flux créés par les aimants et le bobinage, nous en déduisons alors l'énergie convertie sur un cycle de fonctionnement (un pas) dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant. Il sera alors facile d'écrire l'équation de l'effort total produit par une telle structure.

Nous pourrions donc étudier cet effort en séparant ses différentes composantes et en analysant les courbes d'effort en fonction de la position.

Cette modélisation est valable pour toutes les formes de structure utilisant une cellule à commutation de flux définie précédemment (machines tournantes et linéaires) et est représentée en coupe par la figure IV-B.1.

Les entrefers ou jeux mécaniques, sont modélisés par les réluctances $R1$ et $R2$ vues des plots de la cellule élémentaire, elles sont fonctions de la position relative du rail et de la cellule.

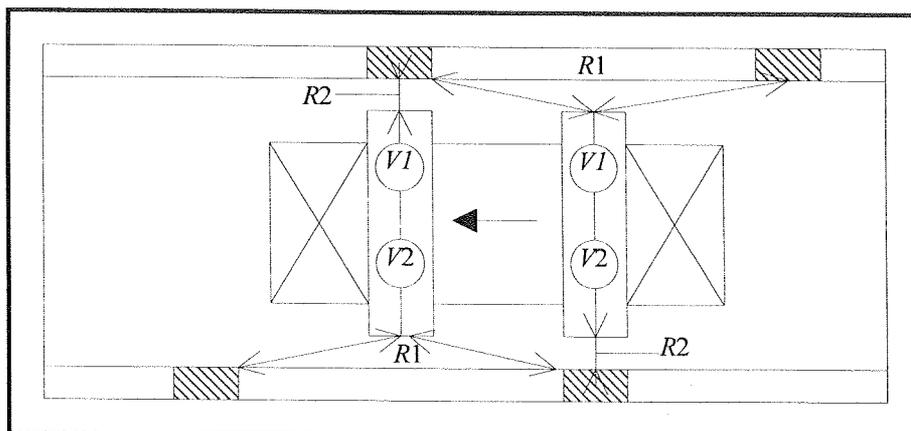


Figure IV-B.1

Visualisation des entrefers d'une cellule élémentaire

La figure IV-B.2 donne le schéma électrique équivalent de la cellule et de son rail.

Nous séparons ici la force magnétomotrice du bobinage en deux parties, cela permet d'introduire la force magnétomotrice de l'aimant au centre des plots :

$$V_b = ni = V_1 + V_2$$

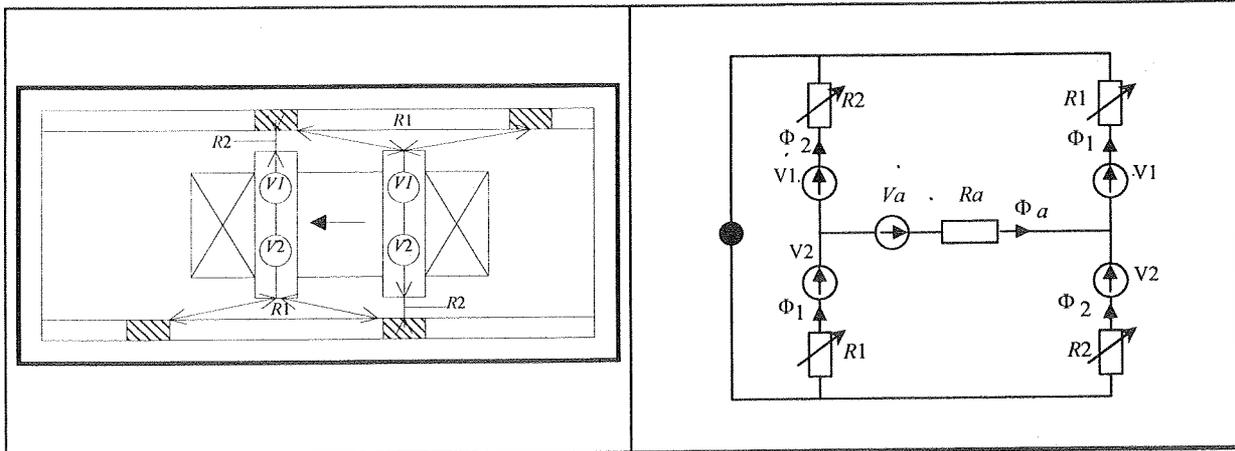


Figure IV-B.2

Schéma électrique équivalent d'une cellule élémentaire complète, adapté à un actionneur linéaire à rail entourant.

Ce schéma peut aussi se représenter comme indiqué sur la figure IV-B.3. où le point noir central représente le court circuit magnétique réalisé par le rail. Ce cas est visuellement plus adapté à la topologie de l'actionneur à rail entouré.

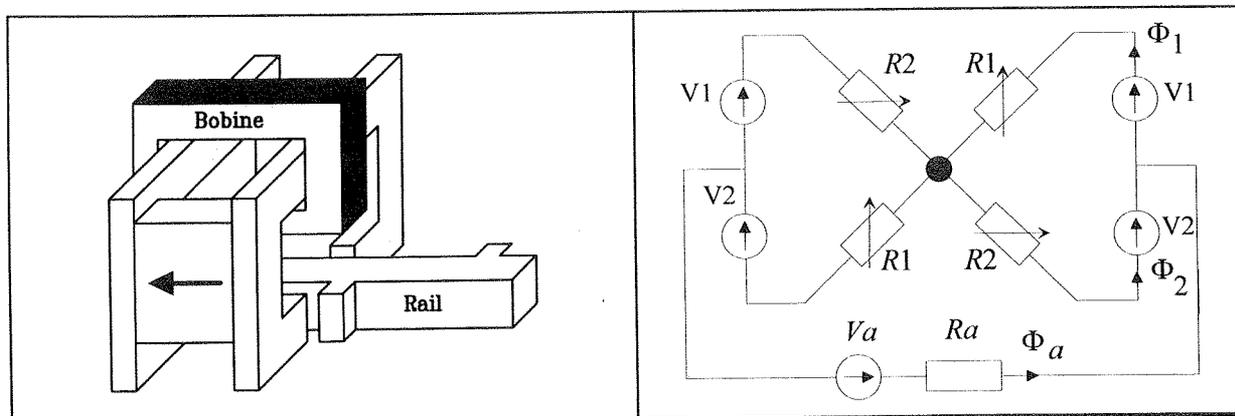


Figure IV-B.3.

Schéma électrique équivalent d'une cellule élémentaire complète (adapté au rail entouré).

Les deux schémas présentés sont électriquement identiques, ils ne tiennent pas compte des fuites tant au niveau des aimants que du bobinage.

Les éléments nécessaires à la modélisation sont, en négligeant la circulation du champ dans le fer :

- * La force magnétomotrice V_b du bobinage global en ampères tours, $V_b = V_1 + V_2$.
- * 4 réluctances d'entrefer fonction de la position x (ou de l'angle θ), $2 R_1$ et $2 R_2$.

* Un aimant caractérisé par sa réluctance $R_a = \frac{l_a}{\mu_a \cdot S_a}$;

et sa force magnétomotrice $V_a = \frac{Br \cdot l_a}{\mu_a}$

Du schéma électrique équivalent, nous pouvons écrire les équations définies par la loi des noeuds et la loi des mailles:

1°) Loi des mailles :

$$V_2 + V_a - R_a \cdot \Phi_a - V_2 + R_2 \cdot \Phi_2 - R_1 \cdot \Phi_1 = 0$$

$$\Rightarrow +V_a + R_2 \cdot \Phi_2 - R_1 \cdot \Phi_1 = R_a \cdot \Phi_a \quad \{\text{IV-1}\}$$

$$V_1 + V_2 + V_a - 2R_1 \cdot \Phi_1 = R_a \cdot \Phi_a \quad \{\text{IV-2}\}$$

$$V_1 + V_2 = R_1 \cdot \Phi_1 + R_2 \cdot \Phi_2 = V_b \quad \{\text{IV-3}\}$$

1°) Loi des noeuds :

$$\Phi_a + \Phi_2 = \Phi_1 \quad \{\text{IV-4}\}$$

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_b \quad \{\text{IV-5}\}$$

Après quelques lignes de calcul, nous obtenons les flux de l'aimant et du bobinage :

$$\Phi_b = V_b \left[\frac{2R_a + R_1 + R_2}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \right] + V_a \left[\frac{R_2 - R_1}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \right] \quad \{\text{IV-6}\}$$

$$\text{et } \Phi_a = V_b \left[\frac{R_2 - R_1}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \right] + V_a \left[\frac{R_2 + R_1}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \right] \quad \{\text{IV-7}\}$$

Nous pouvons alors écrire ces flux (6) et (7) sous la forme :

$$\Phi_b = b \cdot V_b + m \cdot V_a = \text{flux dans la bobine}$$

$$\Phi_a = m \cdot V_b + a \cdot V_a = \text{flux dans l'aimant .}$$

Les termes a, b et m sont homogènes à des perméances.

Le terme a correspond à la perméance "vue" de l'aimant et vaut :

$$a = \frac{R_1 + R_2}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \quad \{\text{IV-8}\}$$

Le terme b correspond à la perméance "vue" du bobinage, il est équivalent à :

$$b = \frac{2Ra + R1 + R2}{Ra(R1 + R2) + 2R1R2} \quad \{\text{IV-9}\}$$

Le terme m correspond à la perméance mutuelle entre le bobinage et l'aimant, il vaut :

$$m = \frac{R2 - R1}{Ra(R1 + R2) + 2R1R2} \quad \{\text{IV-10}\}$$

A partir de ces équations, nous allons calculer la coénergie magnétique convertie sur un pas pour en extraire l'effort mécanique.

La coénergie magnétique du système s'écrit pour une position fixe de l'actionneur (x étant constant), c'est à dire sans énergie mécanique fournie [4]:

$$W' \text{ magn} = \int_0^{Va} a \cdot Va \cdot dVa + \int_0^{Vb} (m \cdot Va + b \cdot Vb) \cdot dVb$$

0_ (avec. Va=cste)

$$\Rightarrow W' \text{ magn} = \frac{1}{2} a \cdot Va^2 + \frac{1}{2} b \cdot Vb^2 + m \cdot Va \cdot Vb \quad \{\text{IV-11}\}$$

L'effort produit est la dérivée de la coénergie magnétique par rapport à la position x en maintenant Vb et Va constant.

$$F = \frac{\partial \cdot W' \text{ magn}}{\partial \cdot x} = \frac{1}{2} Va^2 \frac{\partial \cdot a}{\partial \cdot x} + \frac{1}{2} Vb^2 \frac{\partial \cdot b}{\partial \cdot x} + Va \cdot Vb \frac{\partial \cdot m}{\partial \cdot x} \quad \{\text{IV-12}\}$$

Nous voyons ici apparaître les trois efforts caractéristiques des machines hybrides.

1°) L'effort de détente, proportionnel au carré de la force magnétomotrice de l'aimant et de la dérivée de la perméance (a) vue de l'aimant par rapport à la position. C'est l'effort produit par l'aimant seul lorsque l'actionneur n'est pas alimenté (cas où $Vb=0$).

$$Fd = \frac{1}{2} Va^2 \frac{\partial \cdot a}{\partial \cdot x} \quad \{\text{IV-13}\}$$

2°) L'effort réluctant, proportionnel au carré de la force magnétomotrice de la bobine et de la dérivée de la perméance (b) vue du bobinage par rapport à la position. C'est l'effort produit par le courant lorsque l'actionneur ne possède pas d'aimant ($Va=0$).

Il est à noter qu'il est indépendant du signe du courant.

$$Fr = \frac{1}{2} Vb^2 \frac{\partial \cdot b}{\partial \cdot x} \quad \{\text{IV-14}\}$$

2°) L'effort hybride, proportionnel au produit de la force magnétomotrice de l'aimant avec celle du courant et de la dérivée de la perméance mutuelle (m) par rapport à la position. C'est l'effort produit par l'interaction de l'aimant et du bobinage, cet effort n'est physiquement pas mesurable directement car il est indissociable des deux autres.

$$F_h = V_a \cdot V_b \frac{\partial m}{\partial x} \quad \{\text{IV-15}\}$$

Il est ici important de noter que le signe de l'effort hybride est le seul des trois efforts à être dépendant du signe du courant, c'est à dire que nous pouvons pour toute position de l'actionneur déterminer le sens de la poussée à partir de l'alimentation. C'est grâce à cela que nous pouvons obtenir un effort moteur sur toute la période électrique, contrairement aux machines à réluctance pure ou polarisée qui ne produisent un effort positif que sur une demi-période.

Si cet effort n'est pas directement accessible par la mesure, il peut cependant être déduit à partir de deux relevés d'efforts totaux (F_t). Un relevé pour un courant positif et un avec un courant négatif.

En effet nous pouvons écrire, en supposant toujours le système non saturé :

$$\begin{aligned} F_t(+nI) &= F_d + F_r + F_h \\ \text{et } F_t(-nI) &= F_d + F_r - F_h \end{aligned}$$

Si nous effectuons la différence de ces deux efforts totaux, nous obtenons deux fois l'effort hybride :

$$F_t(+nI) - F_t(-nI) = 2 \times F_h \quad \{\text{IV-16}\}$$

L'effort hybride est donc accessible par construction et nous verrons quelques exemples au chapitre des essais.

Remarques:

L'effort de détente et réluctant sont généralement considérés comme parasites et donc indésirables, sauf pour certaines applications où l'on désire par exemple, un maintien dans une position précise lorsque l'actionneur n'est plus alimenté (effort de détente), limitant ainsi les déplacements intempestifs (sécurité, normes, cahier des charges...). Donc dans la majorité des cas les efforts de détente et réluctant sont à considérer comme des efforts parasites. Alors qu'ils possèdent une valeur moyenne nulle, car ils sont alternatifs sur un pas, ils s'ajoutent dans certaines parties du mouvement et se retranchent dans d'autres. Nous verrons qu'ils ont dans notre cas une périodicité double de l'effort hybride et vont de ce fait déformer l'effort total d'une façon particulière.

Nous avons vu que les efforts produits étaient proportionnels aux dérivées des termes a , b et m . Le calcul de ces dérivées va nous permettre de calculer les efforts à partir de formes définies de réluctance ou perméance (R_1 et R_2).

Calcul des dérivées des termes a, b et m avec {IV-8, 9 et 10}:

$$\frac{\partial a}{\partial x} = -2 \frac{\frac{\partial R_1}{\partial x} R_2^2 + \frac{\partial R_2}{\partial x} R_1^2}{(Ra(R_1 + R_2) + 2R_1R_2)^2} \quad \{\text{IV-17}\}$$

Avec {IV-9}

$$\frac{\partial b}{\partial x} = -2 \frac{\frac{\partial R_1}{\partial x} (R_2 + Ra)^2 + \frac{\partial R_2}{\partial x} (R_1 + Ra)^2}{(Ra(R_1 + R_2) + 2R_1R_2)^2} \quad \{\text{IV-18}\}$$

Avec {IV-10}

$$\frac{\partial m}{\partial x} = \frac{2 \frac{\partial R_2}{\partial x} (RaR_1 + R_1^2) - 2 \frac{\partial R_1}{\partial x} (RaR_2 + R_2^2)}{(Ra(R_1 + R_2) + 2R_1R_2)^2} \quad \{\text{IV-19}\}$$

Ce sont donc ces trois termes qui définissent la forme des trois efforts produits par notre structure à commutation de flux.

A partir de ces équations, nous pouvons visualiser les différents efforts en fonction d'une forme de réluctance donnée puis étudier la stabilité des positions d'effort de détente.

Etudions par exemple le cas se rapprochant d'un actionneur expérimenté (40x40 décrit au chapitre VI), les valeurs de ses paramètres sont :

$$Ra = 16 \text{ E6 H-1}$$

$$Va = 1600 \text{ A}$$

$$Vb = 450 \text{ A.t (continu)}$$

Pour simplifier les raisonnements, les variations des réluctances d'entrefer R_1 et R_2 sont prises ici sinusoïdales (figure 4.B.4). La variation de R_2 est identique à R_1 mais déphasée d'un demi pas. Les valeurs maximales et minimales de R_1 et R_2 sont calculées analytiquement [10].

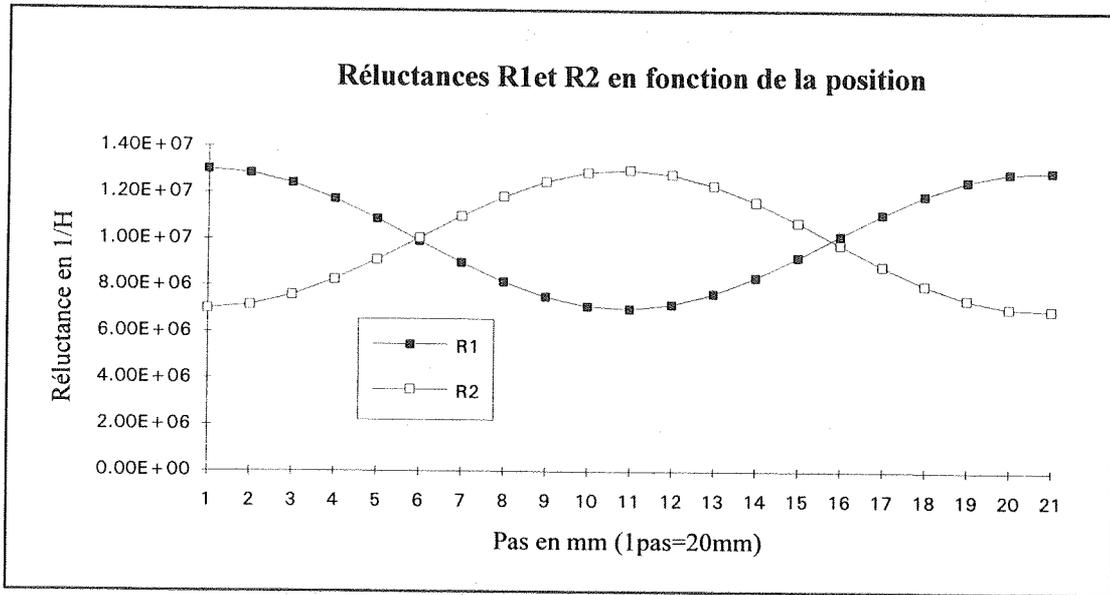


Figure IV-B.4.

A partir des équations {IV- 17 - 18 - 19} et des courbes des réductances R_1 et R_2 ci-dessus, il est aisé de calculer les dérivées des termes a , b et m (Figure IV-B.5) qui sont l'image de leur effort respectif (figure IV-B.6).

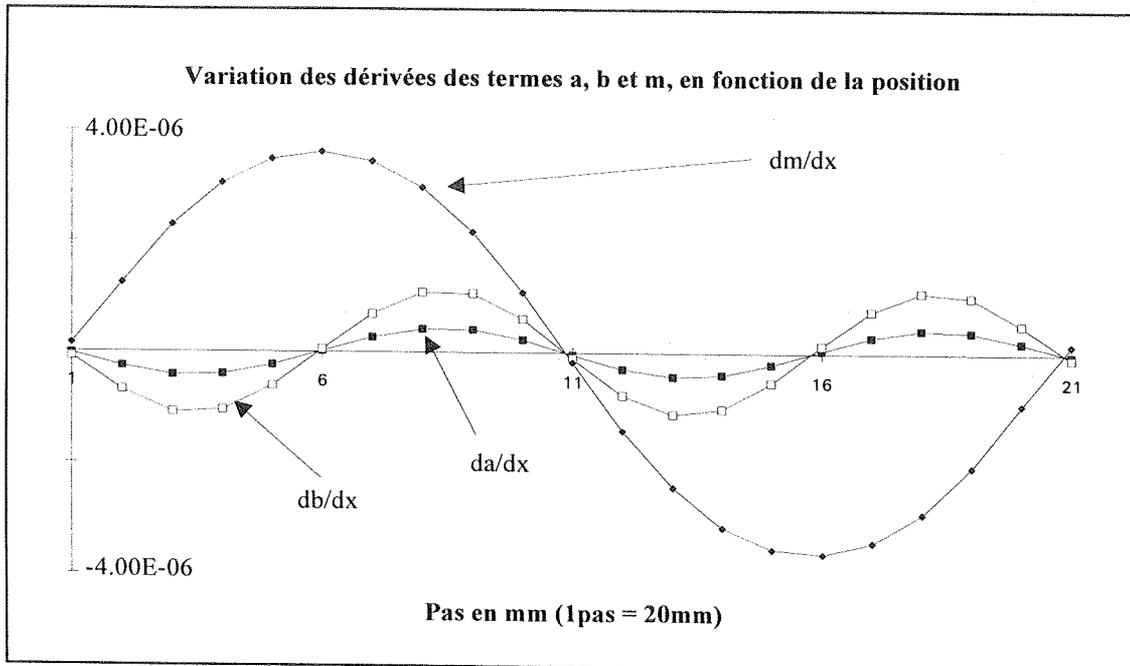


Figure IV-B.5.

Nous remarquons déjà à ce niveau que les dérivées des termes a et b possèdent une fréquence double de celle de m , donc les efforts de détente et réductant auront une fréquence double de celle de l'effort hybride.

Les efforts sont faciles à obtenir grâce aux équations {IV-13-14-15}. Le cas représenté par la figure IV-B.6 est à considérer pour une alimentation continue (450A.t), de ce fait l'effort hybride possède une valeur moyenne nulle sur un pas car il n'est pas "redressé" par l'alimentation en créneaux de courant.

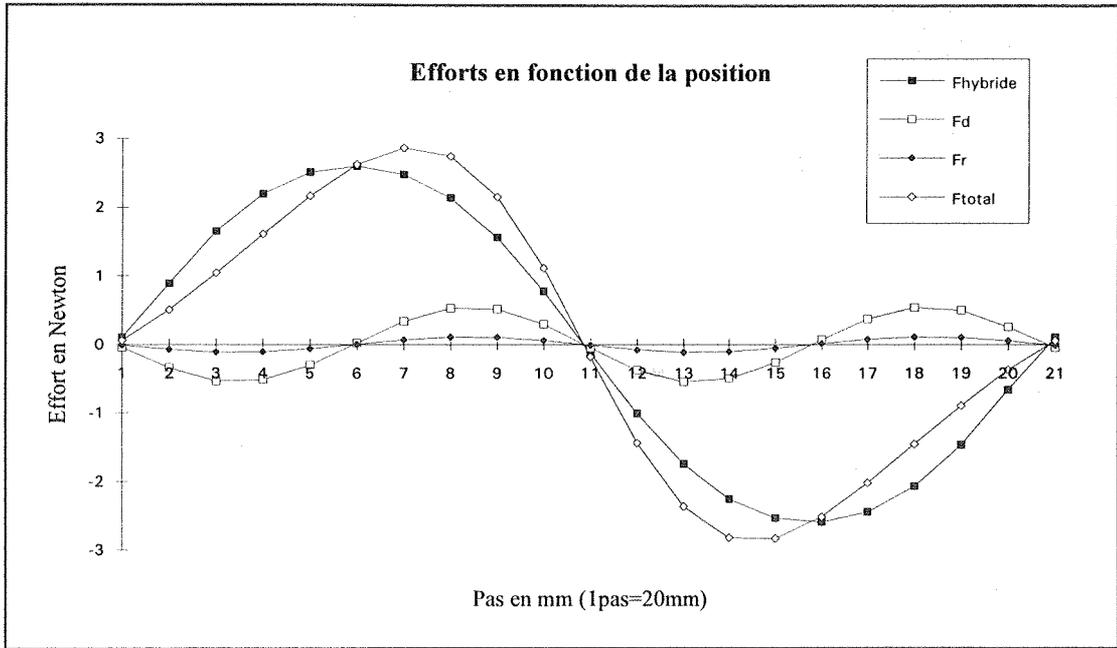


Figure IV-B.6.
Efforts pour alimentation avec un courant continu.

Pour une alimentation en créneaux de courant nous avons alors les courbes de la figure IV-B.7, l'effort hybride est alors "redressé".

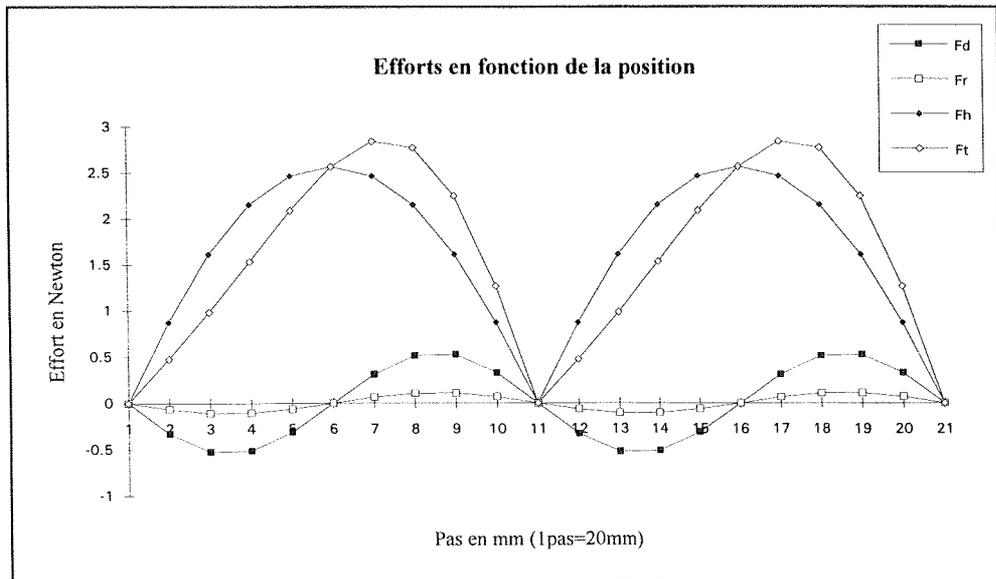


Figure IV-B.7.
Forme des efforts pour une alimentation en créneaux idéaux de courant.

La forme de ces courbes d'effort, comme nous le verrons lors des relevés expérimentaux, correspond bien à la réalité, les efforts de détente et réductant déforment effectivement l'effort total.

Ce type de modélisation est visiblement simple, donc pratique et permet de visualiser rapidement les différents efforts d'une structure à commutation de flux.

Mais, cette méthode sous-entend la connaissance des paramètres physiques d'une cellule à commutation de flux en régime linéaire. Si l'évaluation de paramètres comme la réductance d'un aimant ou sa f.m.m est simple, il n'en est pas de même pour les réductances d'entrefer. Si certains auteurs présentent des calculs pour des géométries 2D [10], les approximations 3D pour notre cas sont difficiles à exploiter, l'entrefer est effectivement variable dans les trois dimensions, donc peu de méthodes précises existent.

Nous réserverons donc cette méthode à des calculs simplistes ou à une visualisation de la forme des efforts.

Nous présentons à la suite de ce paragraphe, une simplification des équations présentées ci-dessus, puis nous donnerons un schéma équivalent tenant compte des fuites et de la circulation du champ dans le circuit magnétique.

IV.B.1.b) Cas simplifié, cas de symétrie des réluctances.

Cette simplification doit nous permettre d'alléger les formulations en vue d'une implantation dans un logiciel de type tableur et de mieux appréhender les différents éléments influant sur les termes a, b et m.

Cette simplification impose des hypothèses de symétrie dont certaines sont réalistes, telle que la symétrie géométrique, mais d'autres le sont beaucoup moins telles que les formes de variation de réluctance en conjonction et en opposition.

La symétrie des réluctances R_1 et R_2 est physiquement réalisée si la structure est elle-même symétrique (cas réaliste). C'est-à-dire que les formes de variation des réluctances R_1 et R_2 sont identiques mais simplement décalées d'un demi-pas.

Nous considérons les réluctances R_1 et R_2 constituées d'une variation $R(x)$ autour d'une valeur moyenne R_0 :

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1(x) \quad \text{et} \quad R_2 = R_0 + \Delta R_2(x)$$

Nous appellerons R_M la réluctance maximale et R_m la réluctance minimale. R_m est principalement liée à la valeur de l'entrefer (conjonction), et R_M aux dimensions relatives des trous et des plots.

Considérons maintenant une forme de variation de réluctance identique en opposition et en conjonction (cas d'une variation sinusoïdale par exemple). Cette hypothèse sera validée par des mesures directes d'inductance sur un actionneur, mais reste une fonction liée à la géométrie relative des dents.

Alors : $\Delta R_2(x) = -\Delta R_1(x)$.

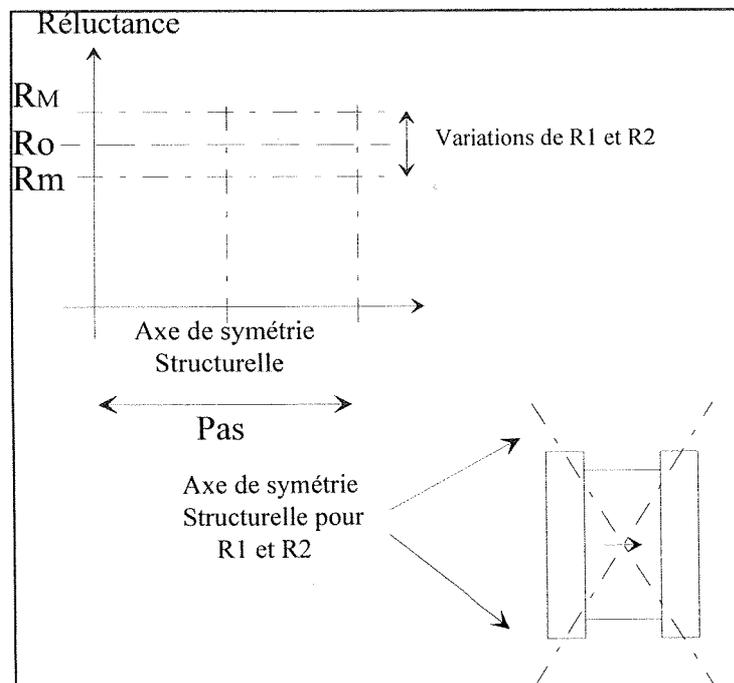


Figure IV-B.8.

Les dérivées des termes a, b et m deviennent alors :

- Pour le terme a, image de l'effort de détente :

$$\frac{\partial a}{\partial x} = 2 \cdot \frac{\partial R1(x)}{\partial x} \cdot R1(x) \cdot \frac{R0}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

- Pour le terme b, image de l'effort réluctant :

$$\frac{\partial b}{\partial x} = 2 \cdot \frac{\partial R1(x)}{\partial x} \cdot R1(x) \cdot \frac{(R0 + Ra)}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

- Pour le terme m, image de l'effort hybride :

$$\frac{\partial m}{\partial x} = - \frac{\partial R1(x)}{\partial x} \cdot \frac{(RaR0 + R0^2 + R1^2(x))}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

L'effort total s'écrit alors:

$$F = \frac{\partial R1(x)}{\partial x} \cdot \frac{1}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2} \cdot [-Va \cdot Vb \cdot (RaR0 + R0^2 + R1^2(x)) + R1(x) [Va^2 \cdot R0 + Vb^2 \cdot (R0 + Ra)]]$$

Cet effort comprend toujours les trois termes. Toutes les valeurs sont calculables pour une géométrie donnée, seule $R1(x)$ reste difficile à déterminer avec précision.

Reprenons l'exemple de l'actionneur 40x40 (pas = 20 mm ; $Vb = 450 \text{ At}$; $Ra = 16 \text{ E6 H-1}$; $Va = 1600 \text{ A}$; $R0 = 12 \text{ E6 H-1}$; $\Delta R1(x) = 3 \text{ E6} \sin(2 \cdot \pi \cdot x / \text{pas})$)

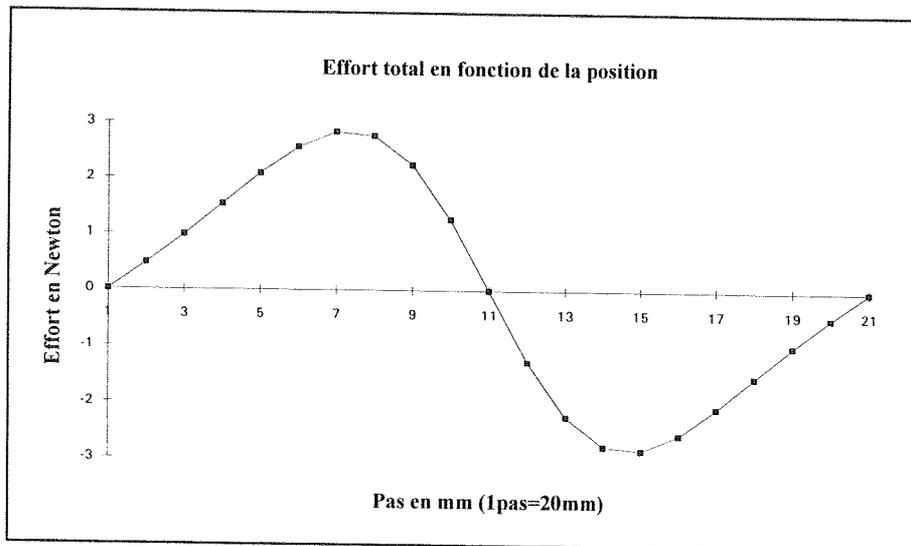


Figure IV-B.9.

Les résultats sont bien identiques à ceux trouvés au paragraphe précédent. Mais ces équations sont bien plus faciles à étudier.

Remarques sur les termes a, b, m et leurs dérivées:

Nous voyons apparaître dans les expressions de a, b et m, trois composantes distinctes, ainsi que deux facteurs communs $R1(x)$, $\frac{\partial R1(x)}{\partial x}$ et un terme différent pour chaque effort, que nous appellerons "parasite", il vaut respectivement Pa, Pb et Pm.

Regardons de plus près le produit de ces trois facteurs pour chaque type d'effort.

R1 possède intrinsèquement une période égale au pas, travaillons alors sur son fondamental. Nous avons alors une variation de réluctance sinusoïdale (cas souvent réaliste pris pour les calculs simplifiés des machines de ce type), la dérivée est donc une cosinusoïde. Le produit de tels termes est alors une sinusoïde de période double. Ceci explique alors bien la fréquence double des efforts de détente et de réluctance par rapport à l'effort hybride.

Regardons maintenant l'influence des termes appelés "P". Soit ils sont négligeables, soit ils vont participer aux valeurs d'effort en le déformant. Ils dépendent des paramètres géométriques de la cellule.

$$P_a = \frac{R0}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

$$P_b = \frac{(R0 + Ra)}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

$$P_m = \frac{(RaR0 + R0^2 + R1^2(x))}{(RaR0 + R0^2 - R1^2(x))^2}$$

Le dénominateur est identique pour les trois termes.

Pa et Pb sont homogènes à des perméances au cube alors que Pm est homogène à une perméance au carré.

Ils possèdent une partie variable (ou oscillation) due au terme $R1(x)$ au carré alors que Ra et Ro sont des constantes.

Du fait du carré de $R1(x)$, les termes "P" sont de fréquence double du pas, mais ils varient peu autour de leur valeur moyenne et ne font qu'introduire des harmoniques dans les fonctions d'effort.

Si $\Delta R1(x)$ est petit devant Ra et R0 alors les termes P peuvent être considérés comme constants. C'est à dire si la variation de réluctance est faible devant sa valeur moyenne. C'est ce qui explique la forme d'effort "sympathique" (faible ondulation) dans le cas d'entrefers importants [2]. Mais, dans ce cas la valeur de l'effort moyen est alors bien sûr diminuée.

Conclusion sur l'étude simplifiée:

L'étude simplifiée a permis d'appréhender plus facilement les différentes composantes des trois efforts.

Les efforts sont bien des fonctions de la variation de réluctance de denture mais aussi du rapport entre cette variation et les réluctances R_a et R_o . R_m est liée à la valeur de l'entrefer (et à la circulation dans le fer que nous négligeons généralement).

Autrement dit, il faut un bon rapport entre la réluctance de denture en conjonction et celle en opposition associé à une valeur d'entrefer faible, ce qui semble évident.

La minimisation de l'entrefer semble être la solution pour maximiser tous les efforts, mais la déformation de l'effort total par les efforts réluctants et de détente, résultant de cette réduction d'entrefer engendre une fluctuation ou pulsation d'effort pouvant être incompatible avec un fonctionnement régulier. D'autre part pour des raisons de contrainte de réalisation mécanique le jeu ne peut pas être aussi faible que la théorie le voudrait.

Cette étude montre qu'il faut, sauf pour des entrefers importants, étudier l'effort total moyen (redressé) et pas seulement l'effort hybride moyen pour déterminer les valeurs d'effort minimales.

IV.B.1.c) Représentation en tenant compte de la circulation dans le fer

Dans le but d'effectuer une modélisation plus fine en régime linéaire, il est possible de tenir compte de la circulation du champ dans le circuit magnétique de retour et du plot.

Il faut alors rajouter à $R1(x)$, la réluctance des pièces ferromagnétiques en série avec l'entrefer :

$$\text{Réluctance des pièces à concentration de flux ou plots : } R_i = \frac{1}{\mu_o \cdot \mu_r} \frac{l_i}{S_i}$$

$$\text{Réluctance du circuit de retour, (rail) } R_c = \frac{1}{\mu_o \cdot \mu_r} \frac{l_c}{S_c}$$

Si la réluctance du plot est relativement simple à calculer, il n'en est pas de même pour le circuit de retour.

Nous étudierons plus précisément ce problème lors de l'optimisation générale et spécifique des actionneurs.

IV.B.1.d) Représentation tenant compte des fuites localisées.

Dans le but d'affiner encore cette modélisation analytique nous pouvons rajouter des réluctances de fuite telles que celles des aimants (R_{fa}) et celles du bobinage (R_{fb}) comme indiqué sur le schéma électrique équivalent de la figure ci-dessous.

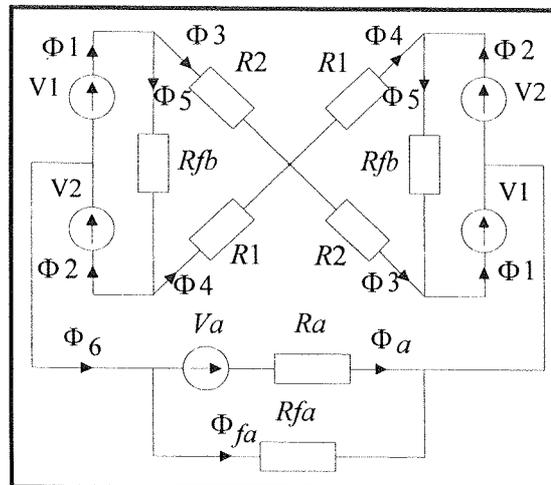


Figure IV-B.10.

Schéma électrique équivalent tenant compte des fuites.

Les équations issues de ce schéma sont complexes et difficiles à manier. Nous présentons uniquement les résultats :

$$a = \frac{\left[(R1 + R2) + \frac{2R1R2}{Rfa} \right]}{Ra(R1 + R2) + 2R1R2\left(1 + \frac{Ra}{Rfa}\right)}$$

$$b = \frac{(R1 + R2)\left(1 + \frac{Ra}{Rfa}\right) + 2Ra}{Ra(R1 + R2) + 2R1R2\left(1 + \frac{Ra}{Rfa}\right)} + \frac{2}{Rfb}$$

$$m = \frac{(R2 - R1)}{Ra(R1 + R2) + 2R1R2\left(1 + \frac{Ra}{Rfa}\right)}$$

Pour utiliser ces équations, il faut bien sûr déterminer les fuites des différents éléments, ce qui est difficile. Il serait alors possible d'effectuer tous les calculs précédents pour déterminer les efforts.

Conclusion sur la modélisation analytique à partir du schéma électrique équivalent.

Ce chapitre a montré que cette modélisation peut, en restant simple, détailler d'une manière pédagogique le fonctionnement "intime" d'une cellule à commutation de flux. Il est possible de compliquer le schéma équivalent pour augmenter la précision des résultats et tenir compte des différents éléments tels que la circulation dans le fer, les fuites...

Cependant cette méthode a aussi montré ses limites et se heurte principalement à la détermination de la forme de variation de réluctance d'entrefer et est limitée au régime linéaire.

Nous reprendrons une partie de cette étude dans le cadre de l'optimisation d'actionneurs complets basée sur des calculs de champs par des moyens numériques (éléments finis).

IV.B.1.e) Méthode de mesure des réluctances de denture

Lors de la modélisation analytique, nous nous sommes heurtés à la prédétermination des variations des réluctances de denture (appelées R_1 et R_2). S'il est difficile de les calculer, il est tout aussi difficile de les mesurer. En effet ces deux termes étant couplés, il est quasiment impossible de les mesurer indépendamment. Cependant nous présentons en annexe une méthode empirique de mesure de R_1 (ou R_2) par une mesure de l'inductance avec un circuit magnétique modifié.

S'il est donc impossible de les mesurer directement, nous présentons ici une méthode indirecte permettant la séparation des valeurs des réluctances de denture en combinant la mesure et le calcul analytique.

Pour cette méthode, nous avons besoin de deux mesures d'inductance en fonction de la position.

- La mesure de l'inductance du bobinage d'induit.
- La mesure de l'inductance "vue de l'aimant", celle-ci sera obtenue par exemple en réalisant un bobinage autour de l'aimant (Figure IV-B-24).

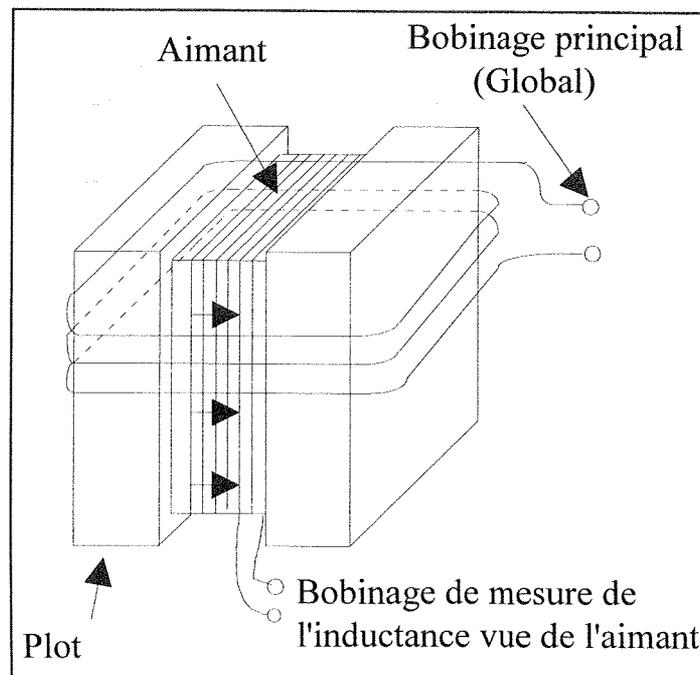


Figure IV-B-24.

Exemple de placement des bobinages d'induit, et de mesure autour de l'aimant.

La première mesure est l'image du terme b (défini au chapitre IV-B-1) et la deuxième celle du terme a (défini au chapitre IV-B-1). Il suffit maintenant d'écrire R_1 et R_2 en fonction de a et b pour obtenir la solution souhaitée c'est-à-dire la séparation de R_1 et R_2 .

Nous rappelons les termes a et b (linéairement indépendants) :

$$a = \frac{R_1 + R_2}{Ra(R_1 + R_2) + 2R_1R_2} \quad b = \frac{2Ra + R_1 + R_2}{Ra(R_1 + R_2) + 2R_1R_2}$$

En fonction de a et b, nous obtenons pour R1 et R2 les expressions suivantes :

$$R_1 = -R_a \frac{a}{a-b} - \sqrt{\frac{R_a^2 a^2}{(a-b)^2} - \frac{a R_a^2 - R_a}{a-b}}$$

$$R_2 = -R_a \frac{a}{a-b} + \sqrt{\frac{R_a^2 a^2}{(a-b)^2} - \frac{a R_a^2 - R_a}{a-b}}$$

La géométrie de la structure (figure IV-A.2 c et d, et IV-B.2) impose que pour la position d'opposition (x=0 ou p/4), l'égalité des deux réluctances R1 et R2. Ceci nous impose la valeur de Ra qui est la réluctance équivalente de l'aimant :

$$R_1 = R_2 \Rightarrow R_a = \frac{1}{a} - \frac{1}{b}$$

Pour illustrer cette méthode, nous présentons un exemple concret, réalisé sur une cellule élémentaire de l'actionneur linéaire à rail entourant 40 x 40. Les mesures ont été effectuées avec un analyseur d'impédance à la fréquence de 100Hz [5] (le bobinage d'induit comprend 600 spires, et le bobinage de mesure autour de l'aimant 100 spires).

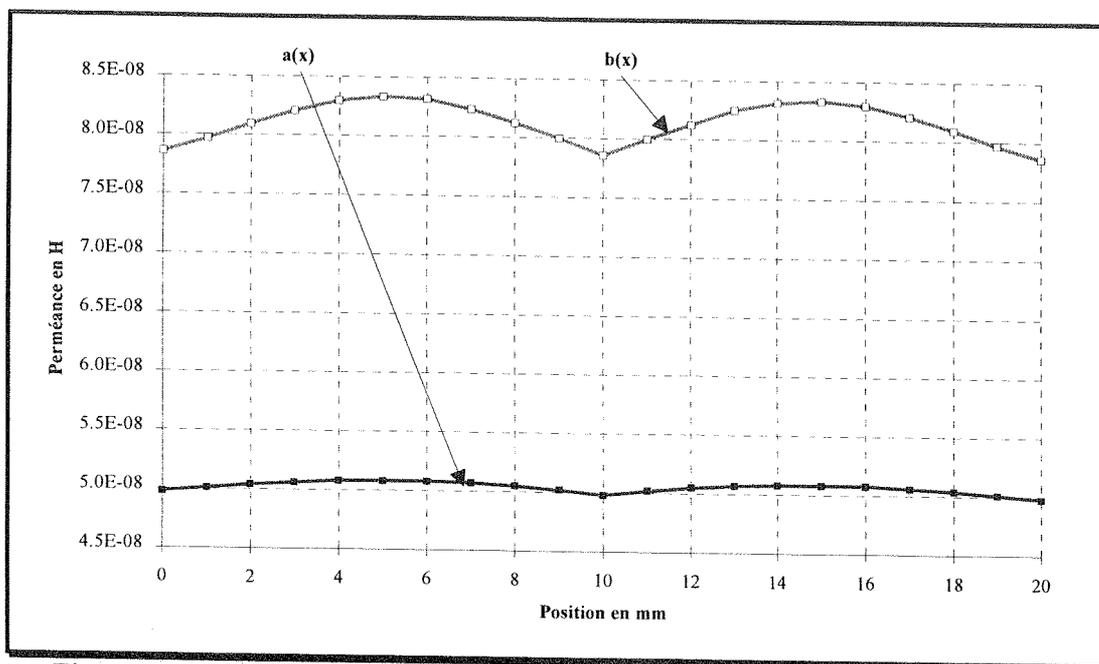


Figure IV-B-24. Relevés expérimentaux des perméances a(x) et b(x) par spire.

La condition $R_1 = R_2$ ci-dessus impose ici $R_a = 7354939 \text{ H}^{-1}$.

Nous pouvons alors aisément tracer $R1(x)$ et $R2(x)$ (figure IV-B-25). Remarquons que les formes de réluctance sont assez éloignées des sinusoïdes idéales.

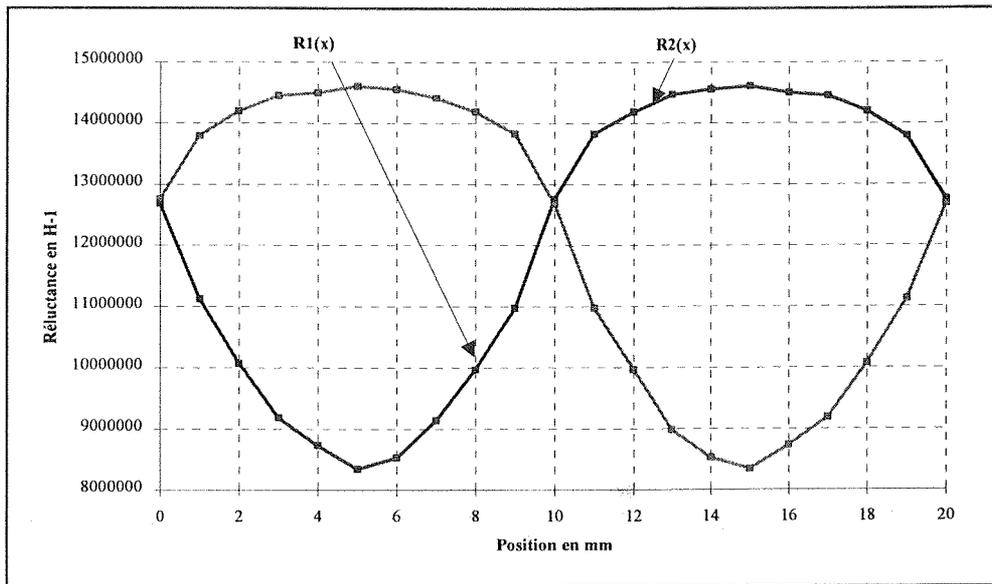


Figure IV-B-25. Relevé des réluctances $R1(x)$ et $R2(x)$.

Les valeurs minimales correspondent à une position où une dent est en face d'un plot et les valeurs maximales à un plot en face d'un trou.

La forme des courbes montre que la variation dans "l'air" est plus lente que sous une dent. Ceci est cohérent avec le fait que la largeur des dents est proche de celle des plots et que la largeur des trous est très supérieure à celle des plots.

Il est donc facile d'étudier expérimentalement par cette méthode une forme de trou et ensuite de visualiser son influence sur les formes des réluctances de denture.

Nous pouvons continuer la démarche et calculer les efforts produits dans cette structure contenant un aimant ferrite $V_a = 1470A$ et pour une excitation de $V_b = 450A.t$.

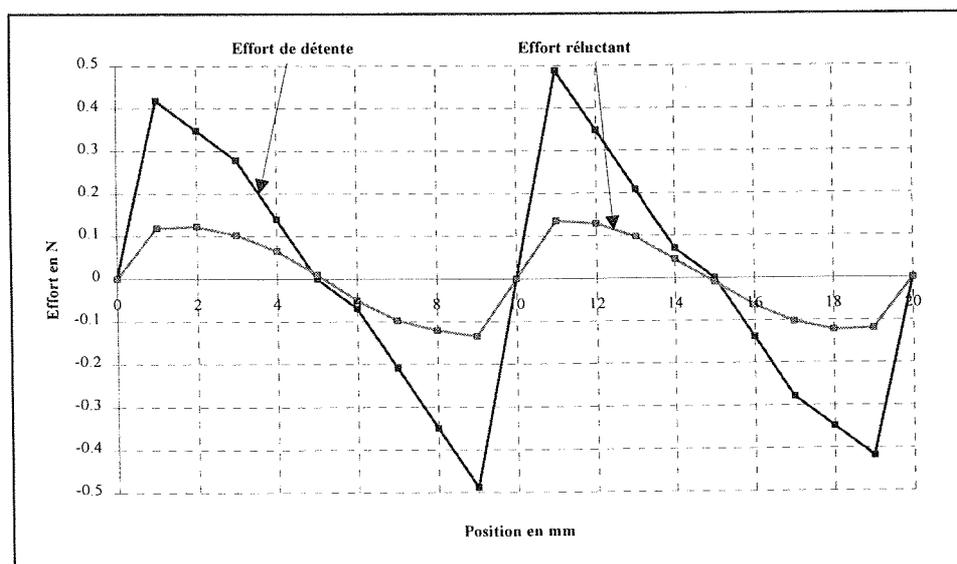


Figure IV-B-26. Effort de détente et effort réluctant calculés à partir des mesures de réluctances.

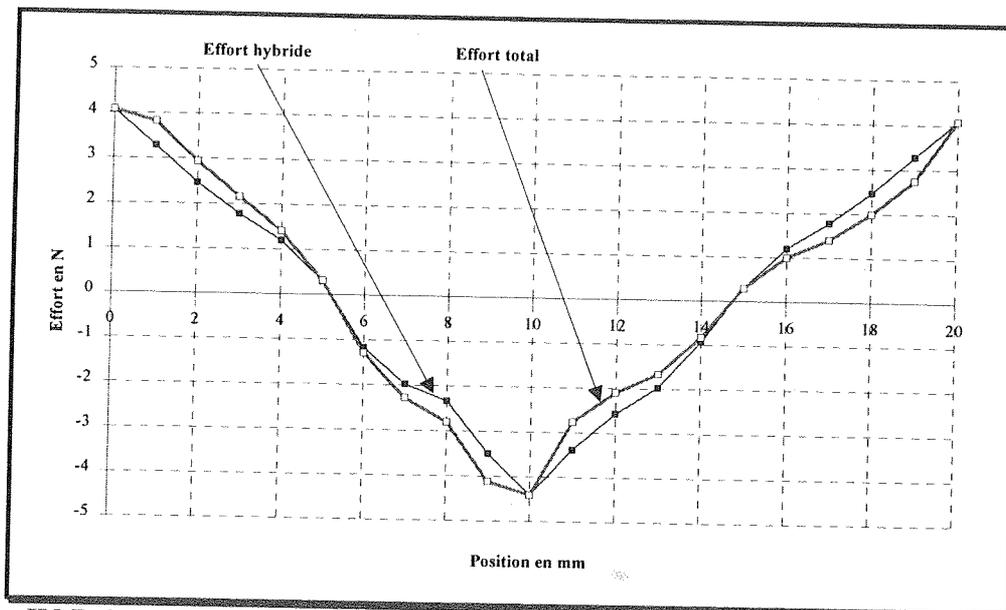


Figure IV-B-27. Effort hybride et effort total calculés à partir des mesures de réluctances.

La valeur moyenne redressée de l'effort total donne :

$$F_{\text{moy}} = 1,9 \text{ N}$$

Cette valeur est à comparer avec les résultats expérimentaux qui sont pour une cellule élémentaire de 2N.

La méthode présentée ici est donc fiable, mais bien sûr limitée au régime linéaire.

Elle est surtout intéressante pour la visualisation des formes de réluctance. Elle nous a notamment permis d'étudier les phénomènes liés au démarrage des machines monophasées en détaillant les variations des réluctances de denture.

IV.B.2. Modélisation analytique à partir d'une représentation géométrique simplifiée.

Le principe de la commutation de flux, comme nous l'avons vu précédemment, peut se ramener à l'étude d'une cellule élémentaire (figure IV-B.11).

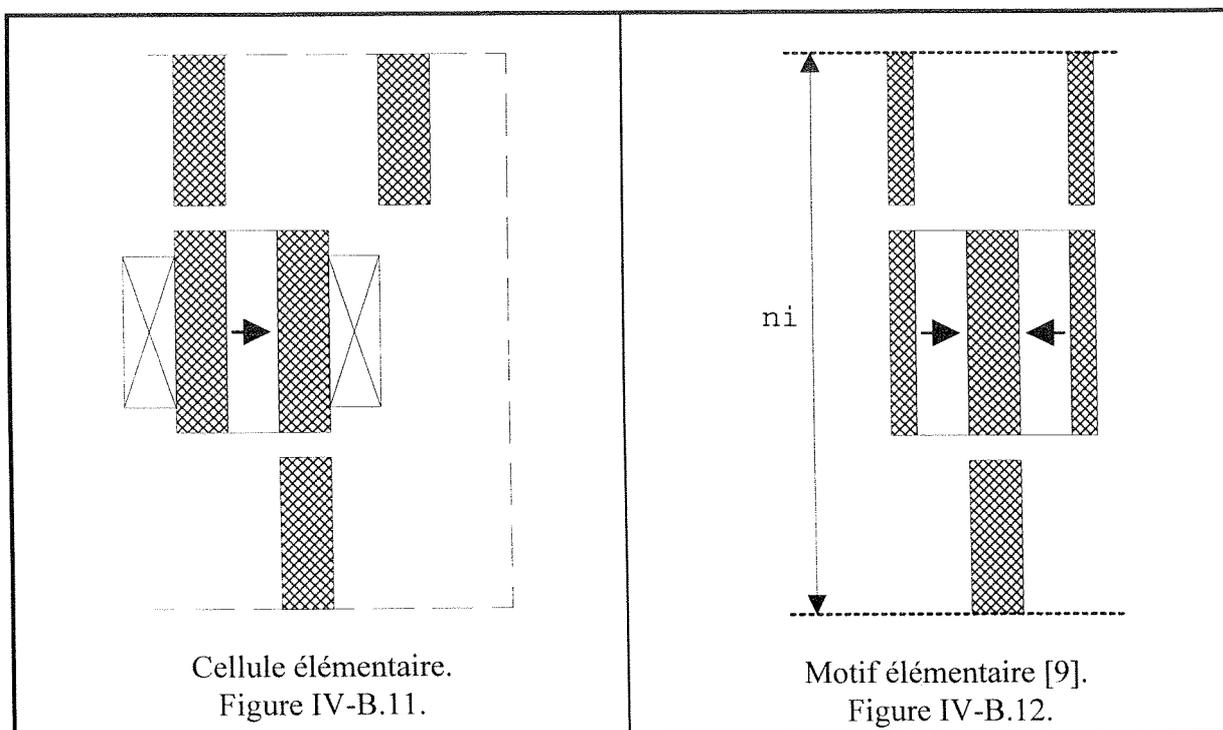
De plus cette structure se rapproche d'un des motifs élémentaires (figure IV-B.12) étudiés par Hamid BEN AHMED [9]. Par souci d'homogénéité, nous utiliserons donc les mêmes notations et la même normalisation, ceci peut faire apparaître une certaine lourdeur dans la présentation.

Ce chapitre présente donc une modélisation analytique issue d'une représentation géométrique simplifiée. Celle-ci nous permettra grâce à une réduction des paramètres (normalisation), d'effectuer une étude paramétrique simplifiée en régime linéaire que nous comparerons ensuite à une méthode numérique plus rigoureuse. Le calcul numérique indiquera alors les zones de validité du modèle utilisé.

Nous aurons ainsi défini une méthode analytique générale et rapide, adaptée au prédimensionnement ou optimisation de machines utilisant ces structures. Cette méthode reste cependant limitée au régime linéaire.

La méthode utilisée suppose donc que les pièces ferromagnétiques ne saturent pas et qu'il n'y a pas de fuites. De plus nous considérerons que la section de passage de flux est respectée, c'est-à-dire que les plots possèdent la même largeur que les dents.

Pour des raisons de symétrie physique sur un pas (et en cohérence avec [9]), nous définissons un "motif" élémentaire qui comprend deux cellules élémentaires définies au chapitre IV-A. La section de passage de flux est conservée.



Les pointillés représentent un court-circuit magnétique. La force magnétomotrice est appliquée aux extrémités du domaine.

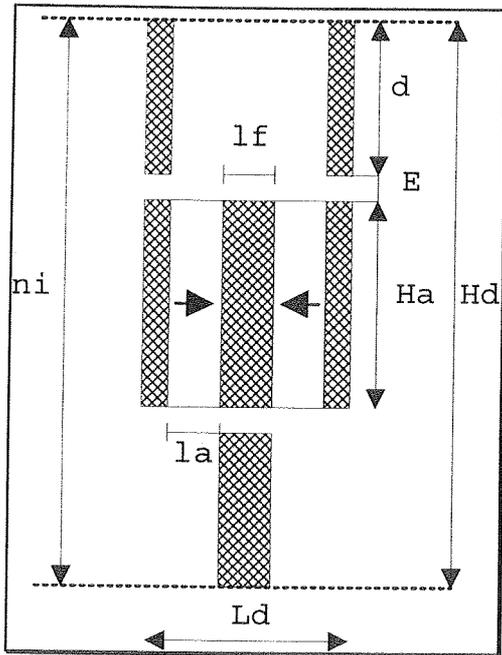


Figure IV-B.13.

Schéma d'un motif élémentaire, avec ses dimensions non réduites.

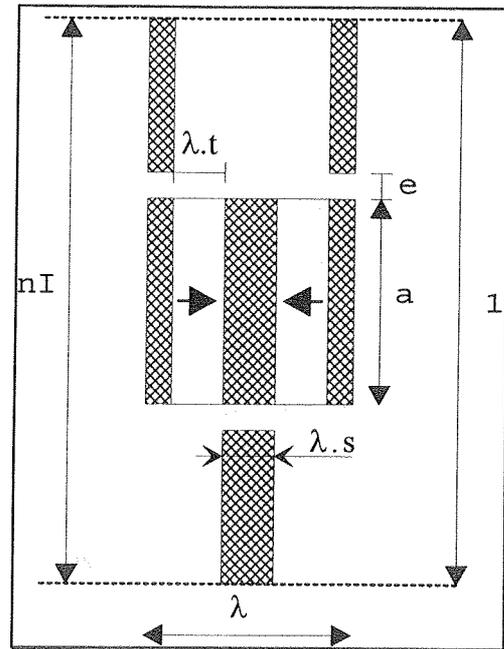


Figure IV-B.14.

Schéma d'un motif élémentaire normalisé et ses paramètres réduits.

Cette étude étant bidimensionnelle, la profondeur du domaine sera toujours considérée égale à un mètre.

Définissons maintenant les dimensions en vue de leur réduction.

Paramètres réduits:

La réduction des différents paramètres permet une étude généralisée et une implantation informatique plus aisée.

Nous reprenons dans ce chapitre, avec un souci de compatibilité des résultats, la réduction utilisée dans [9]. Celle-ci est bien adaptée à l'étude d'un motif.

Réduction des paramètres géométriques et des grandeurs électromagnétiques :

Nous réduisons toutes les dimensions par rapport à la hauteur du domaine H_d . Nous définissons ainsi un pas dentaire relatif $\lambda = L_d/H_d$ (facteur de forme).

Nous réduisons les inductions par rapport à B_r . Les courants sont divisés par la hauteur du domaine H_d et deviennent donc des champs.

Le tableau suivant récapitule cette réduction de paramètre.

Paramètres	réels	réduits
Pas	$L_d = 2 \times (L_a + L_f)$ $L_d = \text{pas dentaire}$	$\frac{L_d}{H_d} = \lambda$
Hauteur des aimants	H_a	$\frac{H_a}{H_d} = a$
Jeu mécanique d'entrefer	E	$\frac{E}{H_d} = e$
Largeur des dents	l_f	$\frac{l_f}{H_d} = \lambda.s$ (avec $s = \frac{l_f}{L_d}$)
Largeur des aimants	l_a	$\frac{l_a}{H_d} = \lambda.t$ (avec $t = \frac{l_a}{L_d}$)
Ampères tours	ni	$\frac{ni}{H_d} = nI$ $nI = ni / (2.d + 2.E + H_a)$
Induction dans l'aimant	B_a	$B_a / B_r = b_{ao}$
Induction dans l'entrefer	B_e	$B_e / B_r = b_e$
Induction rémanente	B_r	$b_r = 1$

Ecrivons les équations classiques à partir du schéma du motif avec les paramètres réels que nous réduirons par la suite, nous négligeons les fuites :

1°) Ecriture de la loi de la conservation du flux:

$$\Phi_a = 2.B_a.H_a = B_e.l_f = \text{flux sortant des deux aimants (flux "concentré")}$$

2°) Energie magnétique W_m dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant (cycle de fonctionnement dans le plan (ni, Φ) :

$$\Rightarrow W_m = 4.\Phi_a.ni = 8.B_a.H_a.ni = 8.B_a.H_a.(2.d + 2.E + H_a).nI \quad \{\text{IV-B.2.1}\}$$

3°) Définition de l'énergie en fonction de la force et de la distance sur un pas:

avec $\langle F_s \rangle = F / 2.L_d = \text{effort moyen surfacique dans le cas de deux entrefers actifs}$

$$W = F.L_d = \langle F_s \rangle.L_d.2.L_d = 2.\langle F_s \rangle.(2.(l_a + l_f))^2 = 8.\langle F_s \rangle.(l_a + l_f)^2 \quad \{\text{IV-B.2.2}\}$$

Donc:

$$\{\text{IV-B.2.1}\} + \{\text{IV-B.2.2}\} \Rightarrow \langle F_s \rangle = \frac{B_a.H_a.(2.d + 2E + H_a).nI}{(l_a + l_f)^2} \quad \{\text{IV-B.2.3}\}$$

Nous connaissons l'équation caractérisant un aimant [20] :

$$B_a = B_r + \mu_0 \cdot H \quad \{\text{IV-B.2.4}\}$$

Ecriture du théorème d'ampère:

$$\mu_0 \cdot H \cdot l_a + 2 \cdot E \cdot \mu_0 \cdot H_e = 0 \quad \text{si } n_i = 0 \quad \{\text{IV-B.2.5}\}$$

$$\{1\} \Rightarrow 2 \cdot B_a \cdot H_a = B_e \cdot l_f = \mu_0 \cdot H_e \cdot l_f \Rightarrow \mu_0 \cdot H_e = 2 \cdot f \cdot B_a / l_f \quad \{\text{IV-B.2.6}\}$$

$$\{5\} \text{ et } \{6\} \quad \mu_0 \cdot H \cdot l_a + \frac{4 \cdot H_a \cdot B_a \cdot E}{l_f} = 0 \Rightarrow \mu_0 \cdot H = - \frac{4 \cdot H_a \cdot B_a \cdot E}{l_f \cdot l_a} \quad \{\text{IV-B.2.7}\}$$

$$\{4\} \text{ et } \{7\} \Rightarrow B_a = B_R - \frac{4 \cdot H_a \cdot E \cdot B_a}{l_f \cdot l_a} \Rightarrow B_a = \frac{B_R}{1 + \frac{4 \cdot H_a \cdot E}{l_f \cdot l_a}} \quad \{\text{IV-B.2.8}\}$$

$$\{8\} \text{ et } \{3\} \Rightarrow \langle F_s \rangle = \frac{H_a \cdot (2d + 2E + H_a)}{(l_a + l_f)^2 \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot H_a \cdot E}{l_a \cdot l_f}\right)} \cdot B_R \cdot nI \quad \{\text{IV-B.2.9}\}$$

Nous définissons un coefficient de couplage K_{ci} [9], correspondant à une alimentation en créneaux de courant idéaux, tel que l'effort surfacique s'écrive :

$$\langle F_s \rangle = K_{ci} \cdot B_R \cdot nI$$

Donc:

$$K_{ci} = \frac{H_a \cdot (2d + 2E + H_a)}{(l_a + l_f)^2 \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot H_a \cdot e}{l_a \cdot l_f}\right)} \quad \text{ou avec les paramètres réduits :}$$

$$K_{ci} = 4 \frac{a}{\lambda^2 + \frac{4 \cdot a \cdot e}{s \cdot t}} \quad \{\text{10}\}$$

D'autre part, nous pouvons montrer [9] que K_{ci} peut s'écrire :

$$K_{ci} = \frac{b_{ao}}{l_a + l_f} = 2 \frac{b_{ao}}{\lambda}$$

Alors :

$$b_{ao} = 2 \frac{a}{\lambda + \frac{4 \cdot a \cdot e}{\lambda \cdot s \cdot t}} \quad \{\text{11}\}$$

Ces équations permettent l'étude paramétrique en régime linéaire.

Par exemple, nous présentons ci-après les résultats en fonction du pas et de différentes hauteurs d'aimant (a) calculés avec les équations précédentes, avec $t = 0,3$ ($s=0,2$) et $e = 0,01$:

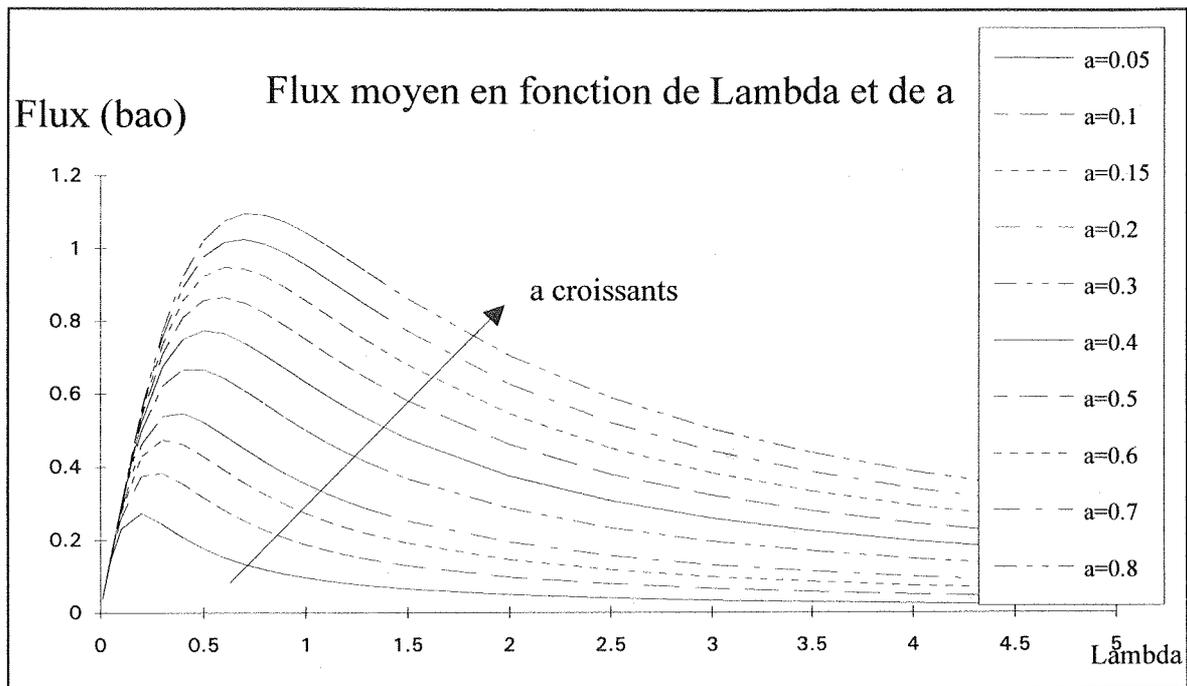


Figure IV-B.15. $t = 0,3$ ($s=0,2$) et $e = 0,01$.

Il est à remarquer qu'il est possible que ba_0 dépasse la valeur de l'unité, ceci est dû à la structure à concentration de flux.

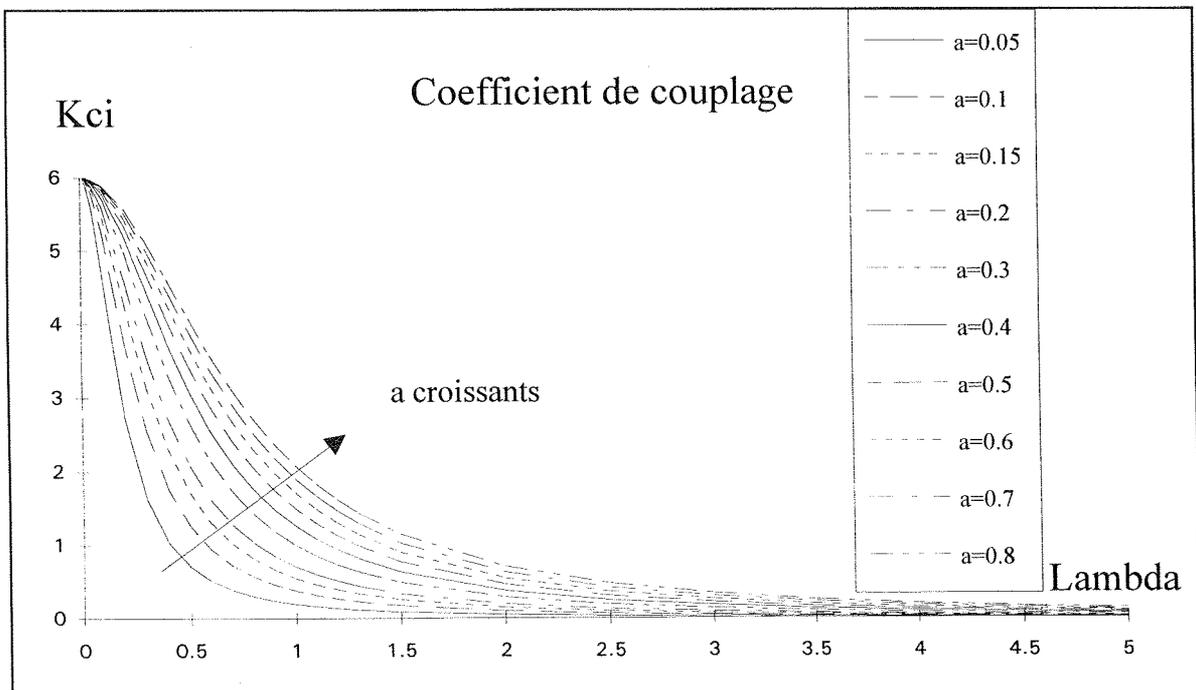


Figure IV-B.16. $t = 0,3$ ($s=0,2$) et $e = 0,01$.

La valeur de K_{ci} est l'image de l'effort surfacique, l'optimum est donc pour les valeurs de λ les plus faibles, ce qui correspond à des domaines très étroits.

Prenons par exemple un λ de 0,4 pour un domaine de 50mm de hauteur et une hauteur d'aimant de 0,7 fois la hauteur de ce domaine, avec $t = 0,3$ et $e = 0,01$. Ce cas se rapproche des dimensions de l'actionneur à rail entourant 40x40.

K_{ci} vaut 4,2, d'où l'effort tangentiel surfacique avec des aimants ferrite et une alimentation en créneaux de courant de 450A.t :

$$\sigma_t = K_{ci} \cdot Br \cdot ni = 4,2 \cdot 0,35 \cdot 450/50E-3 = 1,32 E+4 \text{ N/m}^2 \text{ donc } \mathbf{1,32 \text{ N/cm}^2}$$

b_{ao} vaut 0,8, c'est-à-dire que b_{ao} est dans ce cas égal à 0,8 fois la valeur de l'induction rémanente Br des aimants utilisés, par exemple pour des aimants ferrite ($br = 0,35 \text{ T}$), $b_{ao} = 0,28\text{T}$.

A titre de comparaison, les mesures d'effort (chapitre VI) donnent pour cet actionneur une pression tangentielle de 1N/cm^2 .

Bien sûr le modèle est ici simpliste et ne tient pas compte des fuites, de la saturation et des largeurs de dents différentes de celles des plots.

L'utilisation de ce type de courbe est visiblement aisée et il serait tout aussi facile, à partir d'un effort surfacique demandé, de définir les dimensions d'un domaine correspondant (en régime linéaire seulement).

Une étude paramétrique rapide peut être effectuée grâce à cette méthode. Dans le chapitre suivant, nous comparerons ces résultats avec ceux obtenus à partir d'un calcul numérique [9]. Nous définirons alors le domaine de validité du principe présenté.

Cette méthode est bien sûr limitée et nous présenterons au chapitre V une optimisation complète d'un actionneur, nous tiendrons alors compte de la saturation et des contraintes telles que la désaimantation, l'échauffement etc...

IV.B.3. Modélisation numérique:

Le calcul numérique par éléments finis est, à ce jour, très exploité dans de nombreux domaines et notamment en électrotechnique. Un de ses avantages est la possibilité de calculer en régime non-linéaire. Cependant, lorsque le problème est complexe, tridimensionnel par exemple, et qu'il faut optimiser un système complet, les calculs deviennent très longs et demandent un investissement souvent démesuré par rapport au problème posé.

Bien que notre structure étudiée fasse appel à une circulation du champ magnétique dans les trois dimensions de l'espace, pour des raisons matérielles (et temporelles), nous avons essayé de modéliser notre structure uniquement en deux dimensions.

Deux types de modélisation numérique ont été réalisés.

La première modélisation utilise la représentation géométrique simplifiée (figures IV.6 et IV.7), associée à un logiciel de calcul par éléments finis, propre au "LESiR", initié par P.F. DESESQUELLES [11] et remanié par A.H. BEN AHMED [9].

Celle-ci a permis une optimisation en régime linéaire, car grâce à sa modularité et à son paramétrage aisé, elle est bien adaptée à cette tâche, par contre, les circuits de retour de flux ainsi que les fuites en dehors du domaine ne sont pas prises en compte.

La deuxième modélisation utilise le logiciel Maxwell 2D, ce logiciel permet une étude de formes planaires complexes mais n'est pas adapté à une étude paramétrique rapide. Nous avons donc réservé le logiciel Maxwell pour la validation de quelques points de calcul.

IV.B.3.a) Modélisation numérique par motif élémentaire et code de calcul LESiR.

Cette modélisation reprend entièrement la représentation géométrique du modèle analytique précédent.

L'étude paramétrique en régime linéaire a été effectuée complètement par cette méthode [9]. Nous ne reprendrons donc ici que quelques résultats nous permettant de valider la modélisation analytique. Aussi nous ne détaillerons ni la méthode ni les moyens de calcul.

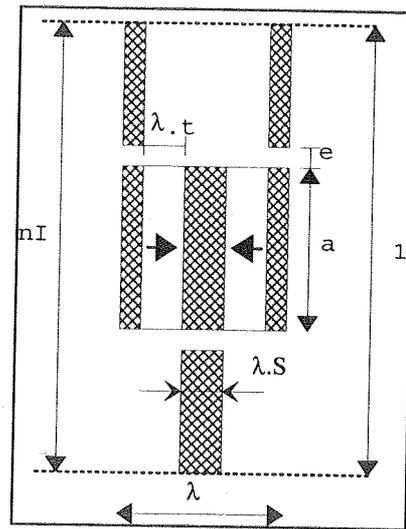


Figure IV-B.17.

Schéma d'un motif élémentaire normalisé.

Les figures suivantes représentent les courbes de flux et de coefficients de couplage calculés par éléments finis pour les mêmes paramètres que pour la modélisation analytique.

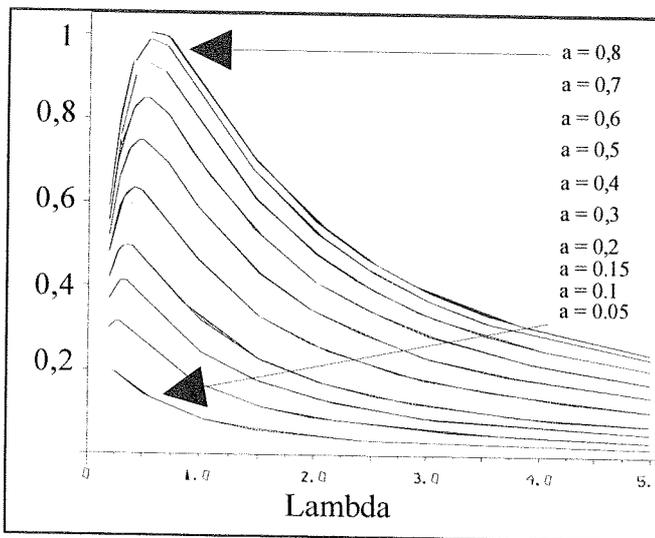


Figure IV-B.18.

Flux normalisé dû aux aimants.

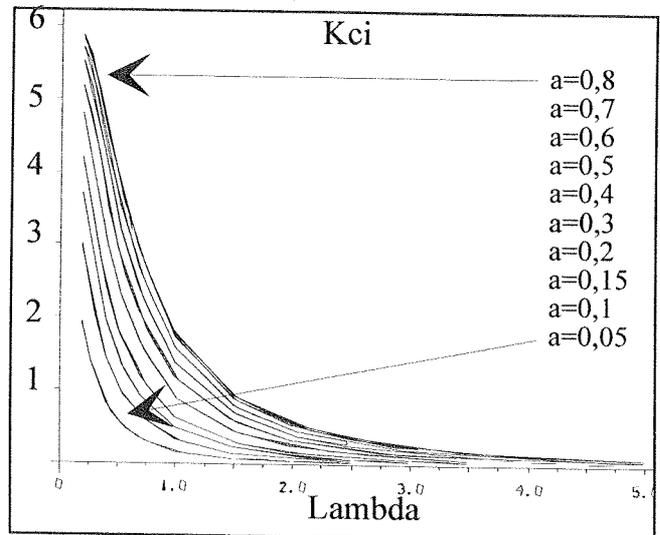


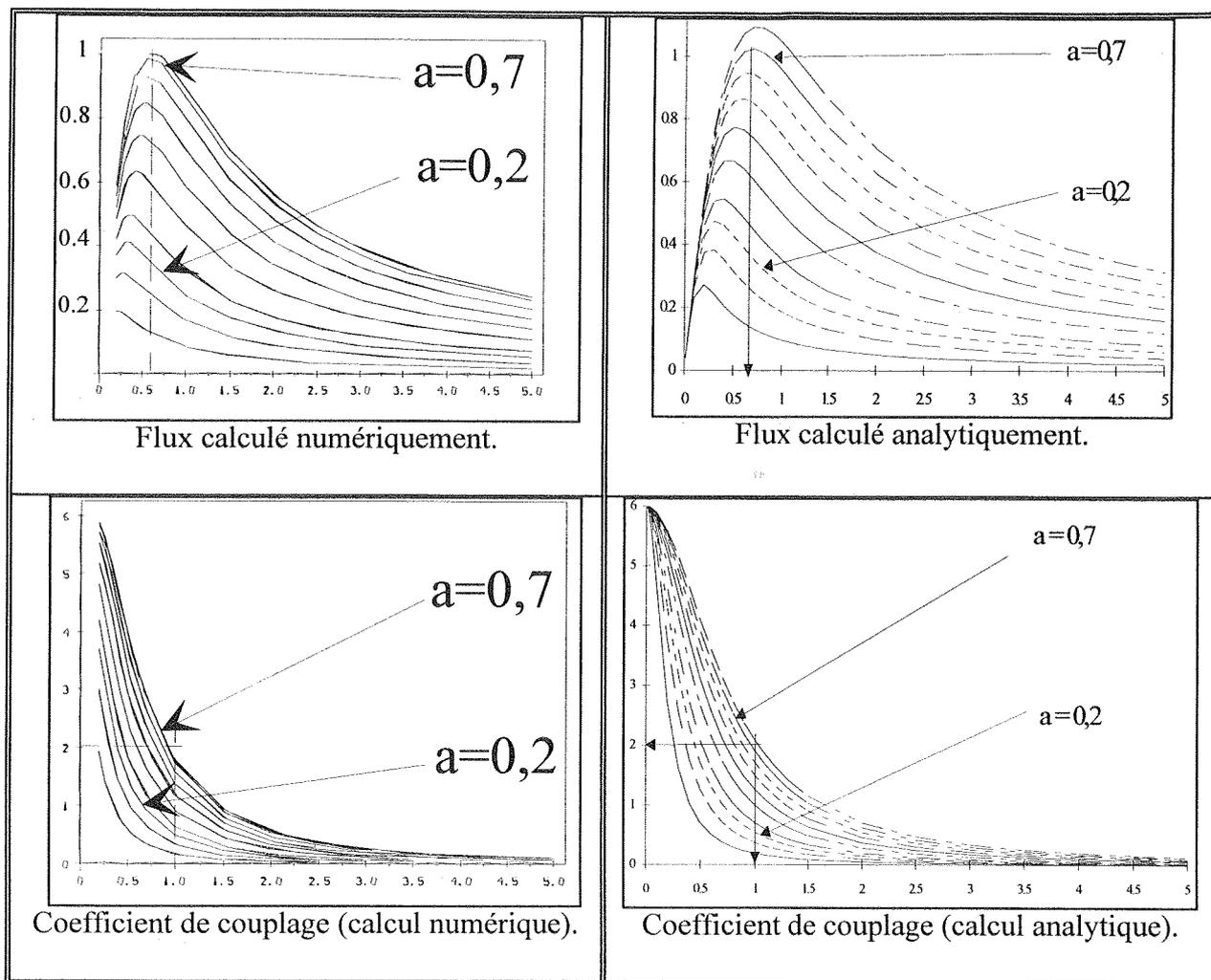
Figure IV-B.19.

Coefficient de couplage.

Résultats du calcul numérique par éléments finis en régime linéaire ($s=0,2$; $t=0,3$; $e=0,01$).

Si nous comparons les courbes numériques et analytiques, nous nous apercevons qu'elles sont très similaires et que seuls les résultats pour les dimensions limites deviennent différents. Ceci est bien sûr dû au fait que le calcul analytique ne tient pas compte des fuites et des court-circuits magnétiques dans le domaine. Par exemple, pour les hauteurs d'aimant (a) importantes ($a > 0,7$), la profondeur d'encoche est faible d'où la différence visible entre les deux méthodes.

Par contre, les optimums sont bien identiques et c'est ce qui est important pour une optimisation!



Comparaison entre le calcul analytique et numérique ($s=0,2$; $t=0,3$; $e=0,01$).

Ces comparaisons montrent les limites de validité de la modélisation analytique. Ces limites apparaissent pour $a > 0,7$ et $a < 0,2$ (cas des domaines très allongés ou très aplatis). Il est aussi possible de déterminer les limites pour s , t et e .

La méthode analytique se montre tout à fait exploitable et concurence donc, au niveau de la rapidité, le calcul numérique dans le cas du régime linéaire.

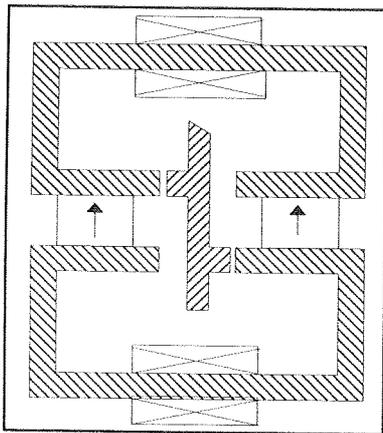
Le paragraphe suivant présente une modélisation numérique adaptée à un logiciel de calcul de champ par éléments finis, Maxwell 2D.

IV.B.3.b) Modélisation numérique pour calcul avec le logiciel Maxwell 2D.

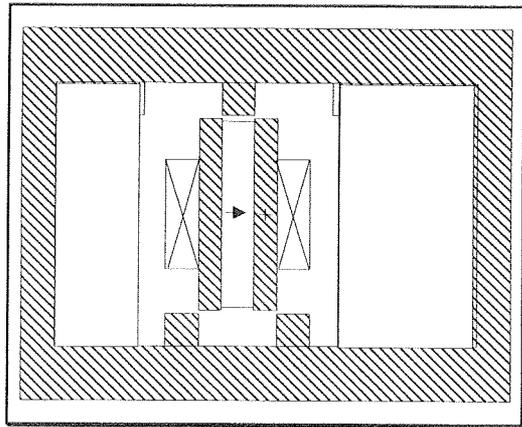
L'utilisation d'un logiciel commercial de calcul de champ par éléments finis n'est généralement pas adaptée pour une optimisation paramétrique. En effet, les temps de calcul ainsi que l'automatisation du logiciel demande un temps humain et machine très conséquent. De ce fait, nous réservons l'usage de ce type de logiciel pour valider quelques points de nos calculs ou de nos expérimentations ainsi que pour définir les formes des efforts en fonction de la position pour des structures de formes complexes.

Nous avons utilisé le logiciel Maxwell 2D. Celui-ci calcule les grandeurs électromagnétiques sur des structures bidimensionnelles. Si pour certaines structures tournantes où la longueur permet une faible influence des effets 3D, il est beaucoup plus difficile de représenter fidèlement les structures linéaires faisant l'objet de nos travaux. Nous avons donc défini des représentations planaires [2], l'effet tridimensionnel n'étant généralement pas pris en compte.

Nous montrons ici deux représentations adaptées aux actionneurs linéaires. Les parties hachurées sont les pièces ferromagnétiques.



Adaptée au rail entouré.



Adaptée au rail entourant.

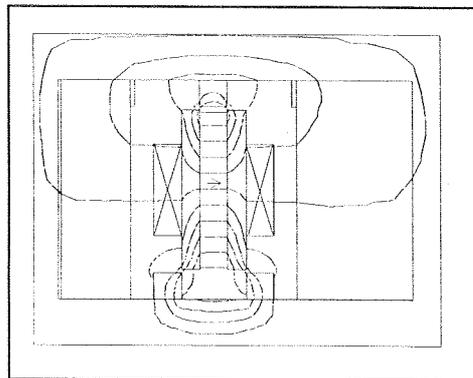
Figure IV-B-20. Cellule élémentaire planaire, modélisation destinée au logiciel Maxwell.

Nous donnons ci après quelques exemples caractéristiques de tracé de champ magnétique pour les positions d'opposition en régime linéaire.

La figure IV-B-21 représente le flux de l'aimant se court-circuitant dans le rail. Le bobinage n'est traversé par aucun flux.

Figure IV-B-21.

Exemple de tracé de champ en opposition sans courant.



Si nous injectons, pour cette même position, un courant positif dans le bobinage, nous voyons sur la figure IV-B-22, que l'actionneur (aimant et bobine) se déplacera vers la droite. Alors que pour un courant négatif (figure IV-B-23) l'actionneur se déplacera vers la gauche.

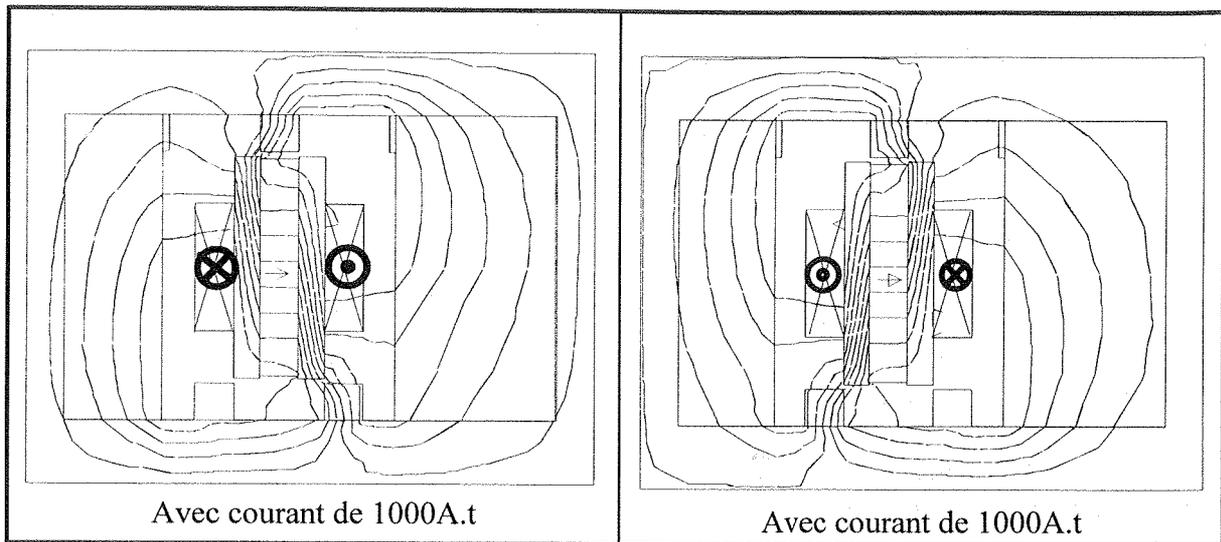


Figure IV-B-22 et 23.

Bien sûr ce logiciel peut facilement calculer les valeurs des flux, des efforts etc.

Cependant, il reste toujours difficile de représenter fidèlement les fuites, les effets tridimensionnels ainsi que le placement du circuit magnétique de retour de flux..

Toutefois, les résultats obtenus pour des structures de machines tournantes sont tout à fait en corrélation avec les essais (D. AKEMAKOU prépare sa thèse actuellement au LESiR sur le calcul numérique de structures tournantes).

Remarque :

Une des caractéristiques particulières du logiciel de calcul de champ par éléments finis Maxwell 2D, est qu'il possède un maillage auto-adaptatif lui permettant une grande précision en regard du temps de calcul.

IV.C. Synthèse de l'étude de la commutation de flux.

Ce chapitre a présenté la commutation de flux d'une manière relativement complète ainsi que plusieurs modélisations analytiques et numériques.

Nous avons tenté de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque modélisation.

Les modélisations analytiques sont rapides et pédagogiques car elles permettent de visualiser simplement les formes des efforts, mais elles restent limitées au régime linéaire et tiennent difficilement compte des fuites.

En combinant le calcul analytique et les essais, il est possible d'obtenir des paramètres difficilement appréhendables autrement.

Les modélisations numériques sont, quant à elles, plus précises et fiables, elles peuvent tenir compte des régimes non-linéaires mais restent souvent lourdes pour une étude paramétrique.

Le développement de programmes spécifiques, alliant le calcul analytique et le calcul numérique par éléments finis, permet d'allier souplesse, rapidité d'exécution et précision, d'où leur utilisation pour nos études paramétriques.

La méthodologie générale ainsi que l'analyse des résultats en régime non linéaire sont présentées au chapitre suivant.

Chapitre V

MODELISATION et ETUDE PARAMETRIQUE de MACHINES CELLULAIRES

V.A. Introduction	1
V.B. Principe de la méthode de modélisation	1
V.C. Description des éléments du modèle	3
V.C.1. Réductance de circulation R_c	4
V.C.2. Réductance de correction de l'effet tridimensionnel R_{3d}	5
V.C.3. Réductances de fuites R_f	8
V.C.4. Cellule élémentaire	9
V.C.4.a) Description du cycle flux ampères-tours.....	9
V.C.4.b) Modélisation du cycle flux ampères-tours.....	13
V.C.4.c) Méthode de détermination des points caractéristiques.....	16
V.C.5. Analyse paramétrique.	21
V.C.5.a) Analyse paramétrique cellulaire.....	21
V.C.5.b) Analyse paramétrique tenant compte de la structure globale de la machine	40
V.C.6. Méthode d'Optimisation d'un actionneur	41
1. Définition du cahier des charges.....	41
2. Méthode d'optimisation	41
V.D. Synthèse du chapitre.....	43

V. MODELISATION et ETUDE PARAMETRIQUE de MACHINES CELLULAIRES

V.A. Introduction

Ce chapitre présente une méthode générale de modélisation en vue d'une optimisation tenant compte des effets de la saturation des machines linéaires ou tournantes à bobinage global, composées d'une ou plusieurs cellules élémentaires.

Cette méthode doit nous permettre d'optimiser d'une manière fiable et rapide les actionneurs présentés. La fiabilité pourra être vérifiée lors de la confrontation des résultats avec des mesures directes effectuées sur les prototypes réalisés (chapitre VI). La rapidité de la méthode impose une minimisation des temps de calcul, nous avons donc défini une méthode alliant le calcul numérique par éléments finis et le calcul analytique [45].

Nous présentons dans un premier temps la méthode générale, en détaillant les différents éléments intervenant dans l'optimisation. Ensuite, nous effectuons une modélisation de ces éléments et du cycle de fonctionnement d'une cellule à commutation de flux. Nous présentons alors une analyse paramétrique cellulaire. Enfin, nous terminerons par la description synthétique de la méthode d'optimisation d'un actionneur suivant un cahier des charges spécifique.

V.B. Principe de la méthode de modélisation

Le principe de la méthode présentée ici doit être le plus général possible, il pourra alors s'appliquer à un grand nombre de machines linéaires et tournantes multicellulaires à bobinage global. Cette méthode doit tenir compte des fuites et de la saturation des différents éléments ferromagnétiques, elle doit aussi être valable pour tous les types d'aimants.

Nous considérons tout d'abord, pour une structure générique de machine où les différents éléments électromagnétiques sont présents, un schéma électrique équivalent issu d'une représentation physique de la machine.

Nous détaillons ensuite chaque élément, pour en déterminer ses caractéristiques ainsi que son effet sur le circuit global.

- Représentation physique simplifiée des machines :

Les quatre figures suivantes représentent, d'une manière très schématique, des vues de coupe de machines tournantes et linéaires à bobinage global et pouvant être multicellulaires. Nous constatons que toutes ces machines possèdent des structures globalement identiques dont nous pouvons faire ressortir les éléments communs en vue de constituer un schéma électrique équivalent :

- un bobinage global magnétisant tout ou partie de la machine ;
- un circuit magnétique de retour ;
- une zone active contenant une ou plusieurs cellules élémentaires ;
- des fuites magnétiques en dehors de la zone active.

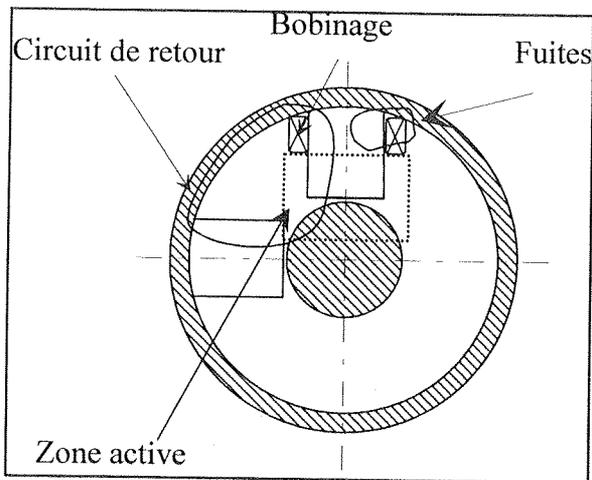


Figure V.A-1 :

Schéma d'une machine tournante cylindrique
La zone active peut contenir plusieurs cellules
(cf page III-23)

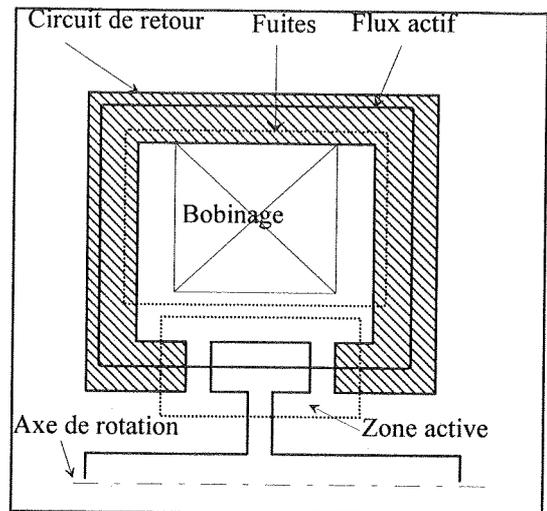


Figure V.A-2 :

Schéma d'une machine tournante discoïde
(cf page III-24)

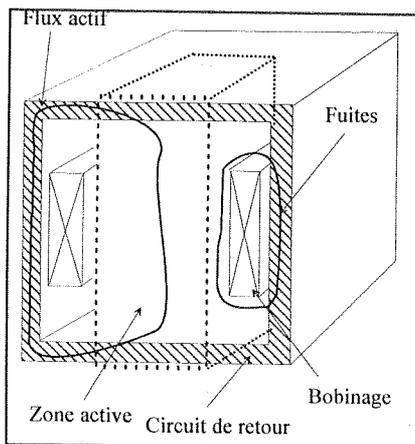


Figure V.A-3 :

Schéma d'un actionneur linéaire rail entourant.
en coupe (cf page III-27).

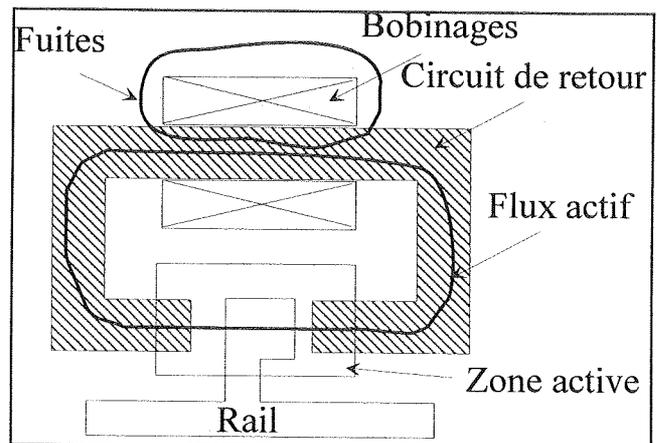


Figure V.A-4 :

Schéma d'un actionneur linéaire rail entouré, vue
perpendiculaire au déplacement (cf page III-26).

Le schéma équivalent cherché, figure V-A.5, reprenant les quatre éléments communs vus précédemment, doit permettre de déterminer la force magnétomotrice appliquée à la zone active (cellules élémentaires). C'est cette force magnétomotrice qui servira à calculer le flux utile de la cellule et ainsi à déterminer les efforts créés.

Tous les éléments résistifs (réductances) peuvent être considérés comme étant non linéaires. Bien sûr ce schéma équivalent devra être adapté en fonction des spécificités de la structure de la machine étudiée.

La réductance équivalente au circuit de retour peut être représentée en deux parties, une première réductance correspondant au circuit de retour global et une réductance R_{3d} qui pourra tenir compte des effets tridimensionnels du passage de flux qui apparaissent dans certaines structures. Nous montrerons un exemple au chapitre V-C-2.

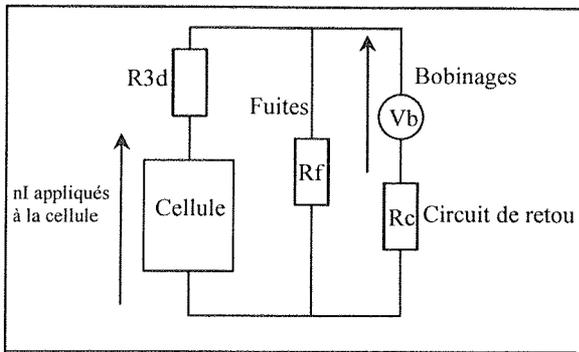


Figure V-A.5.

Schéma électrique équivalent, cas où la zone active comprend une cellule élémentaire.

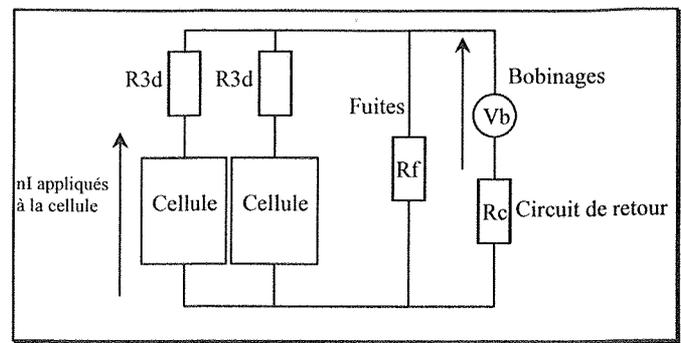


Figure V-A.6.

Schéma électrique équivalent, cas où la zone active comprend plusieurs cellules élémentaires (le bobinage reste identique à fig.V-A-5).

Le schéma montre bien l'effet du circuit de retour diminuant la force magnétomotrice utile créée par le bobinage, ainsi que l'effet du flux de fuites se soustrayant au flux embrassé par la bobine.

De plus, ce circuit équivalent permet, comme nous le verrons par la suite, de concilier des calculs analytiques de réductance en régime non linéaire et des calculs numériques par éléments finis concernant la cellule élémentaire. Tous ces calculs sont gérés par un programme informatique "superviseur".

V.C. Description des éléments du modèle

Nous allons détailler ici les différents éléments du modèle. Nous présentons tout d'abord les différentes réductances de circulation et de fuites, puis la cellule élémentaire ainsi que les méthodes de calcul utilisées.

Le régime non linéaire sous entend la connaissance de la caractéristique magnétique du matériau ferromagnétique considéré.

La définition des éléments implique aussi une bonne connaissance de la forme globale de la structure pour en déterminer la géométrie.

Pour illustrer chaque étape, nous présentons l'étude d'un actionneur linéaire à rail entourant, de section carrée $H_r \times H_r$ (figure V-A-7).

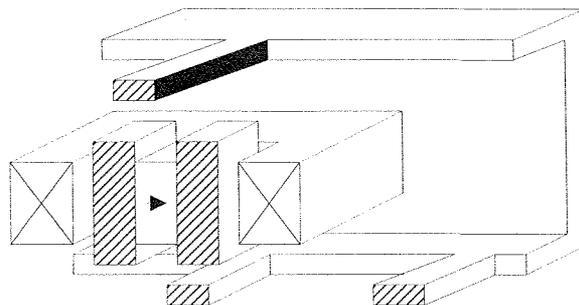


Figure V-A-7 : Coupe de l'actionneur à rail entourant.

V.C.1. Réluctance de circulation Rc

Cette réluctance est généralement la plus simple à calculer car elle est directement liée aux dimensions du circuit de retour.

Dans le cas où le circuit de retour est composé de plusieurs parties, il est possible de décomposer Rc en plusieurs éléments R_{Ci} [31].

$$R_{Ci} = \frac{1}{\mu_o \mu_r} \frac{l_{Ci}}{S_{Ci}}$$

Avec S_C la section de passage de flux et l_c la longueur du circuit. En régime non linéaire, μ_r est une fonction du flux et sera calculé à partir de la caractéristique magnétique du matériau.

Pour l'actionneur linéaire à rail entourant, la réluctance Rc est représentée sur la figure V-A-8, en ne considérant la circulation que sur la face pleine du rail (p étant le pas de l'actionneur) :

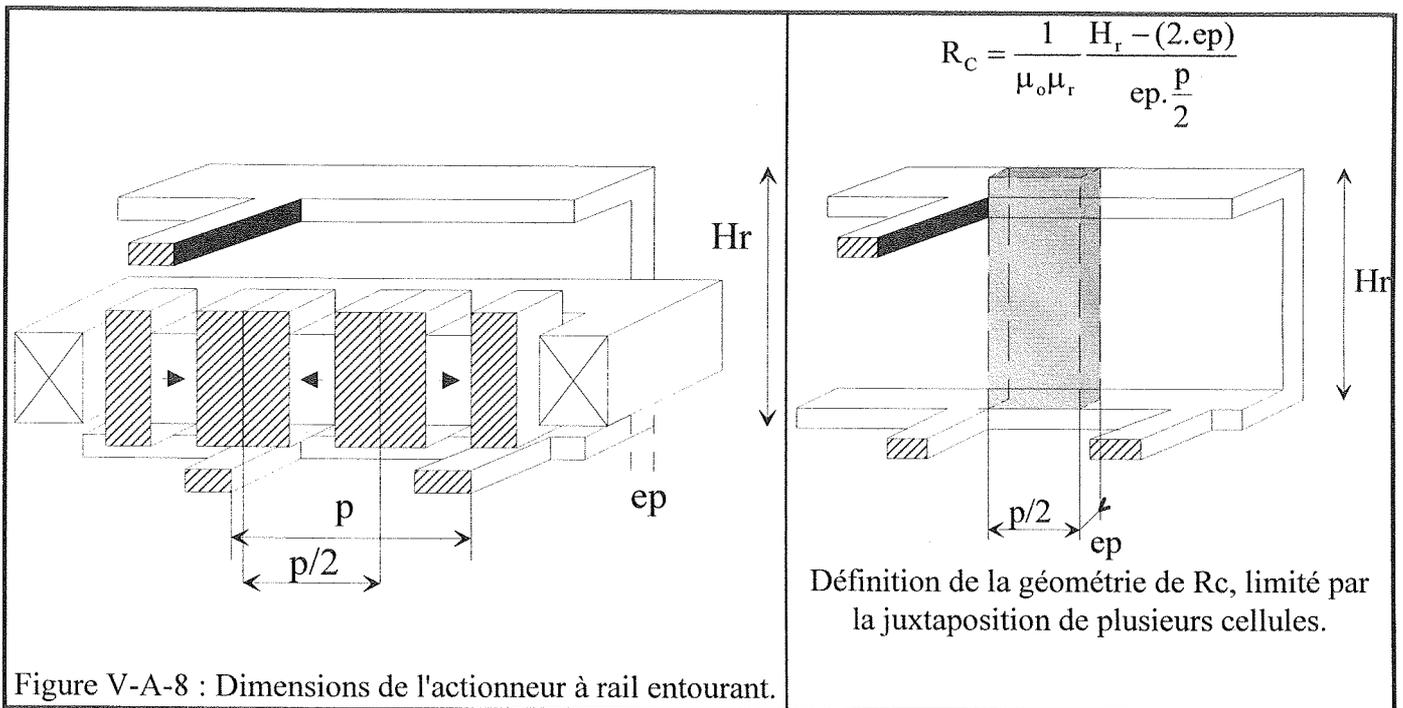


Figure V-A-8 : Dimensions de l'actionneur à rail entourant.

La réluctance de circulation est définie sur un demi pas correspondant à la longueur d'une cellule élémentaire. Rc est donc à considérer ici comme élémentaire. De plus, le flux pouvant se refermer de part et d'autre du rail, Rc sera divisée par deux.

V.C.2. Réluctance de correction de l'effet tridimensionnel R_{3d}

Les actionneurs étudiés possèdent généralement la particularité de faire circuler le flux dans les trois dimensions de la machine. Cette caractéristique n'est pas sans poser de problème pour la représentation du schéma électrique équivalent et d'une manière générale pour l'optimisation. Nous proposons donc une correction de la modélisation, nous rajoutons une réluctance, appelée R_{3d} , en série avec la cellule. Nous proposons un exemple adapté aux actionneurs linéaires à rail entourant. Cependant, une démarche identique pourra être effectuée pour les autres machines tournantes et linéaires étudiées.

Un actionneur linéaire à rail entourant est représenté en coupe sur la figure V-A-9a. Sur cette figure sont représentées en hachuré les zones constituant une dent et un plot. La figure V-A-9b montre la dimension d correspondant à la profondeur d'encoche. Nous rappelons que p est le pas et Pd est la profondeur du domaine (longueur de la cellule perpendiculaire au déplacement) et s la largeur des dents.

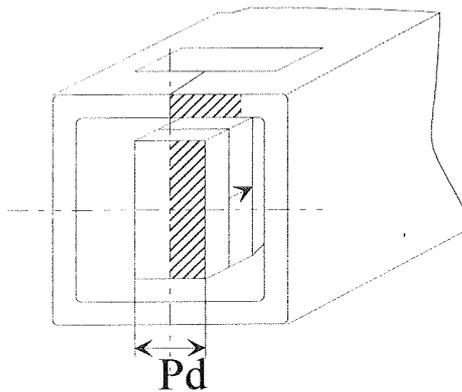


Figure V-A-9 a : Actionneur linéaire à rail entourant en coupe.

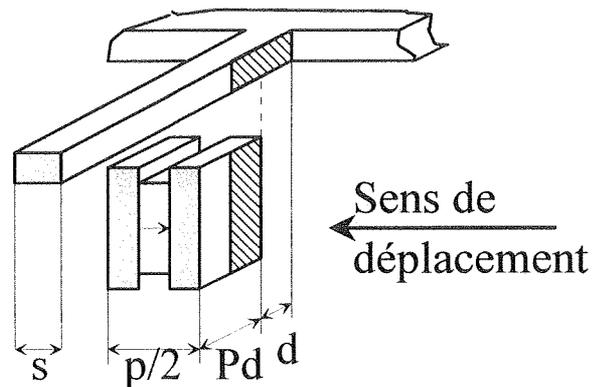


Figure V-A-9b :

Le calcul par éléments finis est bidimensionnel, la profondeur du domaine de calcul (Pd) étant égale à l'unité. La figure V-A-10 représente une cellule de calcul par E.F. pour une longueur du domaine Pd .

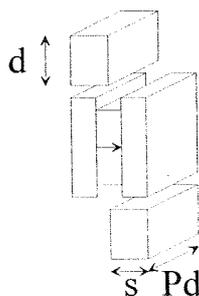


Figure V-A-10 : Domaine de calcul d'une cellule élémentaire.

Les figures V-A-11 et 12 montrent la superposition des dents réelle et celle fictive utilisée pour le calcul.

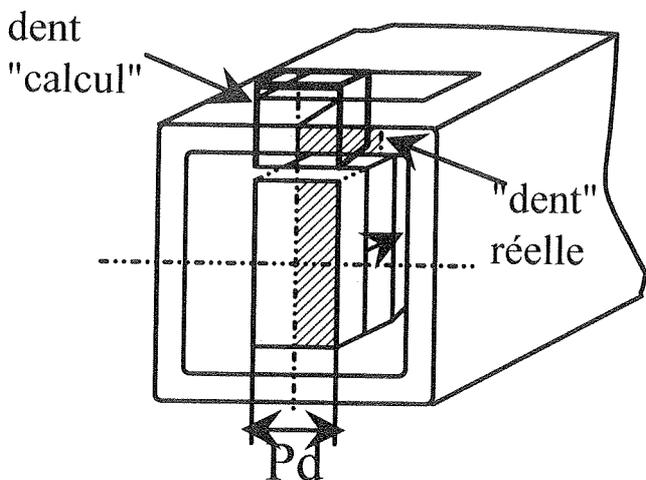


Figure V-A-11.

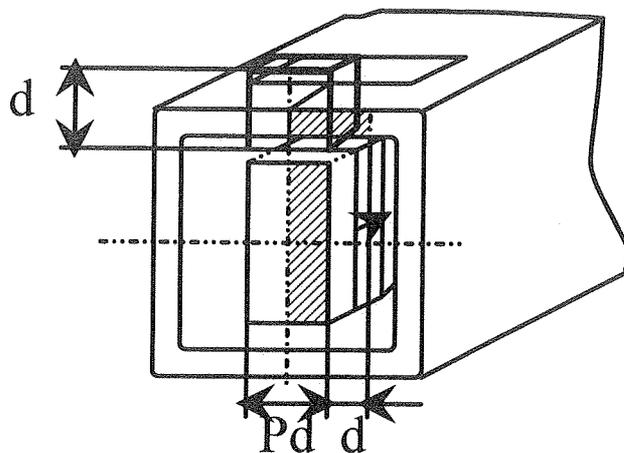


Figure V-A-12.

En résumé, nous avons les deux structures représentées sur la figure 13.

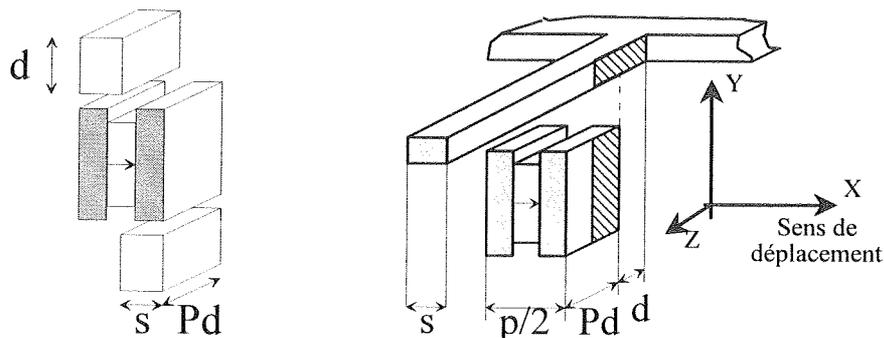
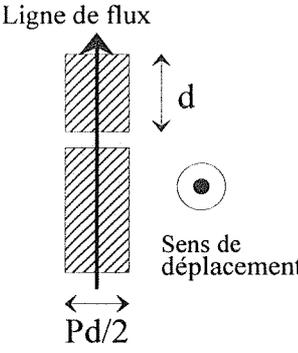
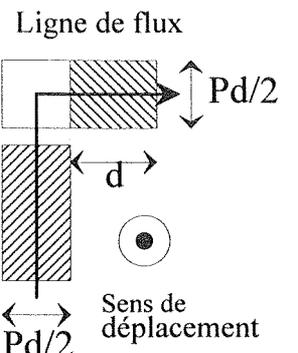
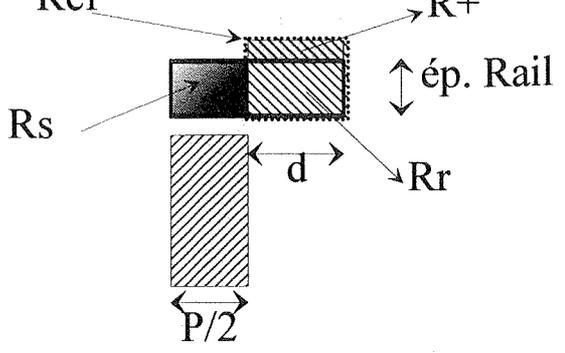


Figure V-A-13 : Orientation de la dimension de la "hauteur" de dent.

Nous voyons donc que la hauteur de dent "d" dans le cas cellulaire n'est pas dans le même plan que pour le cas réel. Il est d'ailleurs important de noter que c'est cette valeur "d" de la profondeur d'encoche du cas réel qui est utilisée comme hauteur de dent (d) dans le calcul par éléments finis.

Ce passage dans la troisième dimension introduit une réduction de section car l'épaisseur du rail est ici fixée et est généralement plus faible que la demie profondeur du domaine. Nous définissons donc la réluctance supplémentaire R_{3d} représentant cet étranglement.

Si nous passons maintenant dans le plan (X, Y) nous obtenons les figures suivantes :

 <p>Figure V-A-14.</p> <p>Hauteur de dent et profondeur du domaine. Cas calculé par éléments finis</p>	 <p>Figure V-A-15.</p> <p>Basculement de la dent du rail simulant le passage dans la troisième dimension.</p>	 <p>Figure V-A-16.</p> <p>Exemple de modélisation de la réduction 3D de passage de flux dans un actionneur à rail entourant.</p>
---	--	--

Ref est la réluctance de la dent du rail correspondant au dimensions du calcul par Eléments Finis ($Ref = R_r // R_+$).

Rr est la réluctance Réelle du rail sur la longueur d.

R+ est définie par : $1/R_+ = 1/Ref - 1/R_r$

Rs est la réluctance supplémentaire du passage tridimensionnel du plot vers la dent. Pour notre optimisation nous négligerons la réluctance Rs qui est traversée par un flux changeant de direction en son sein, elle ne peut être calculée que numériquement en 3D.

Nous pouvons définir maintenant R_{3d} :

$$R_{3d} = R_{ef} \left(\frac{R_+}{R_+ - R_{ef}} - 1 \right)$$

Cela revient donc à ne calculer que deux réluctances parallélépipédiques en fonction des géométries.

V.C.3. Réluctances de fuites R_f

Nous allons, dans cette partie, définir les réluctances de fuites correspondant à un volume amagnétique constitué généralement d'air ou de cuivre. Dans la plupart des cas, cela revient à calculer de simples réluctances avec une perméabilité relative égale à l'unité. La difficulté consiste à déterminer le parcours moyen des lignes de fuites. De surcroît, ce parcours peut être différent selon qu'il est, vu des aimants ou vu du bobinage.

Les réluctances de fuites ainsi que leur emplacement dans le schéma équivalent sera à définir en fonction des structures.

En ce qui concerne l'actionneur linéaire à rail entourant, nous définissons des réluctances de fuites "horizontales" et "verticales". Ceci pour tenir compte du fait que dans un tube de section rectangulaire, il peut y avoir des fuites suivant les deux directions dans le plan (Y, Z) perpendiculaire au déplacement (cf. figure V-A-13).

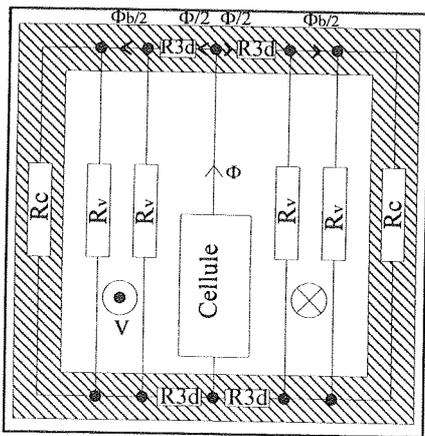


Figure V-A-16 :

Fuites "verticales" (R_v), suivant l'axe OY, vues de la cellule et du bobinage.

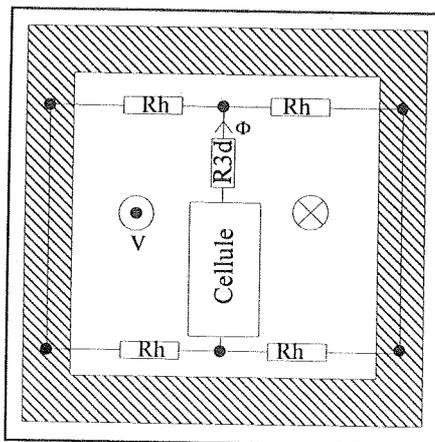


Figure V-A-17 :

Fuites "horizontales" (R_h), suivant l'axe OZ, vues de la cellule.

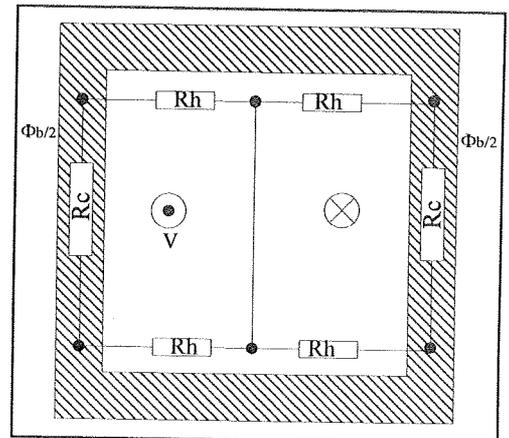


Figure V-A-18:

Fuites "horizontales" (R_h), suivant l'axe OZ, vues du bobinage.

Les réluctances ainsi définies sont alors calculables avec les dimensions géométriques.

Un exemple de schéma électrique équivalent est présenté au paragraphe VI-D-1-e.

V.C.4. Cellule élémentaire

La cellule élémentaire est le "cœur" de notre modélisation, elle contient la zone active et est composée d'un aimant et de pièces ferromagnétiques à caractéristique non linéaire. Si pour un fonctionnement en régime linéaire les calculs donnent de bons résultats [9][5] et sont rapides, le calcul en non linéaire est beaucoup plus long et nécessite obligatoirement un code de calcul de champ numérique tel que la méthode des éléments finis (E.F.).

Nous avons choisi d'effectuer le calcul des caractéristiques extrêmes du réseau flux ampères-tours cellulaire par éléments finis bidimensionnel avec correction analytique. Celui-ci est adapté au calcul d'une structure complète (cf. chapitre VI p.VI-20), mais devient vite lourd lorsqu'il s'agit de réaliser une optimisation.

Nous avons donc défini une méthode de minimisation des points de calcul des cycles, donc une minimisation du temps de calcul.

La modélisation de la cellule reprend celle du calcul numérique du chapitre IV. La réduction des dimensions cellulaires permettra une analyse paramétrique simplifiée.

Nous présentons tout d'abord une description des cycles flux ampères-tours en extrayant les points caractéristiques.

V.C.4.a) Description du cycle flux ampères-tours.

La figure V-A-19 représente les courbes flux ampères-tours pour les deux positions de conjonction caractéristiques (figure V-A-20 et 21), définissant ainsi un cycle. Nous rappelons que la surface de ce cycle correspond à la coénergie magnétique convertie sur un pas. Celle-ci, divisée par le pas et en négligeant les pertes magnétiques, donne directement l'effort moyen développé.

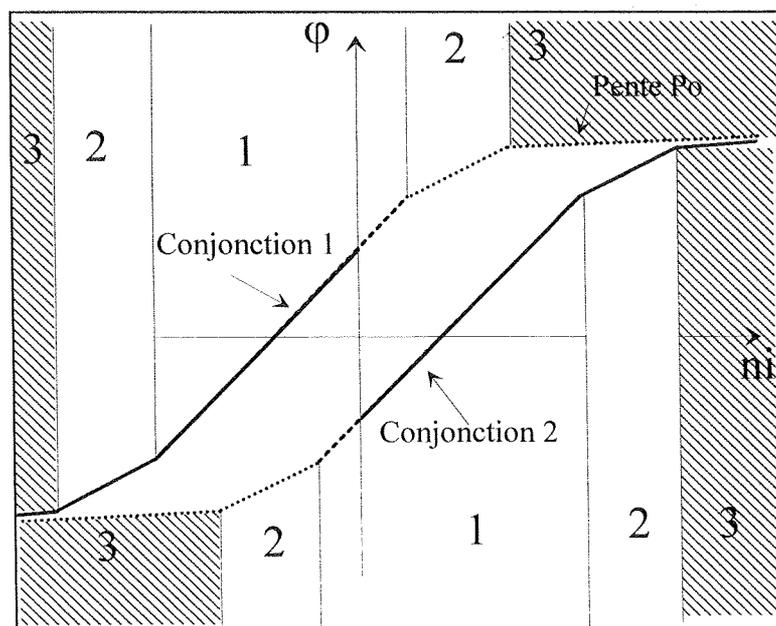


Figure V-A-19. Allures des courbes extrêmes de flux.

Pour limiter le nombre nécessaire de calculs par E.F. représentant un cycle caractéristique, nous devons déterminer le minimum de points qui permettent de décrire fidèlement cette même courbe.

Pour ce faire nous décrivons les différentes zones du cycle de la figure V-A-19 comme suit :

Dans la zone 1, qui est la partie linéaire de la courbe, un point et la pente suffisent pour déterminer la droite. Le point sur l'axe des flux correspond au flux des aimants ($n_i = 0$), supposé pour l'instant en régime linéaire, nous reviendrons sur ce point ultérieurement. La pente représente quant à elle, la perméance moyenne de la cellule.

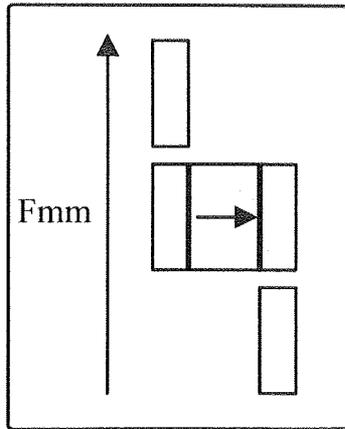
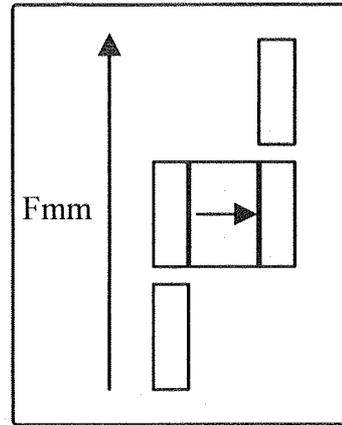
Les zones 2 sont appelées zones de saturations locales ou partielles, nous détaillerons par la suite ces zones. Nous pouvons déjà dire qu'elles sont présentes dès que les sections de passage de flux ne sont pas constantes. Par exemple dans le cas de largeurs différentes des dents rotoriques et statoriques. Dans ce cas, une dent va saturer avant l'autre lors de la montée du champ magnétique. Cette zone est sensible aux polarités relatives de l'aimant et du courant. Nous verrons que cette zone est la plus difficile à modéliser et demande parfois un nombre important de points.

Les zones 3 sont appelées zones de saturation franche ou totale, c'est à dire lorsque tout le matériau ferromagnétique contenu dans la cellule élémentaire est saturé. Dans ce cas, le sens des F.M.M n'a plus d'importance, les courbes tendent à se confondre. La pente P_0 de la courbe dans cette zone est constante et est l'image de la perméance de l'air (perméabilité μ_0).

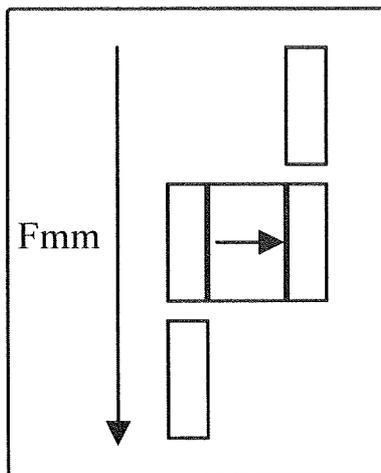
Le calcul du cycle complet s'effectue à partir de la détermination d'un nombre réduit de points caractéristiques. L'approche employée pour sélectionner ces points devra être générale et applicable à toutes les configurations possibles de la cellule.

De plus, nous devons calculer ces courbes pour différentes inductions B_r d'aimant (conséquence de l'utilisation possible de différents types d'aimant et de l'échauffement). Si pour le cas linéaire cela ne pose aucun problème, car les courbes dans la zone 1 sont directement une fonction linéaire de l'induction rémanente, les cas de saturations locales et franches sont plus difficilement extrapolables. Nous étudierons en fin de chapitre l'influence de B_r sur les cycles.

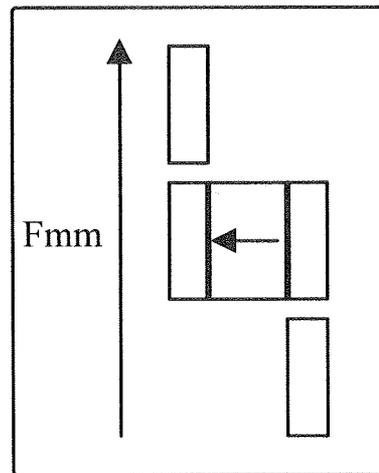
Les quatre figures suivantes montrent, du fait des symétries, qu'il n'existe que deux possibilités d'orientations relatives des forces magnétomotrices pour les deux positions de conjonction.

Conjonction 1, $V_b > 0$.Conjonction 2, $V_b > 0$.**Figures V-A-20 et 21.**

F.M.M due au courant vers le haut et F.M.M des aimants vers la droite.

Conjonction 2, $V_b < 0$.

Système magnétiquement équivalent à celui de la figure V-A-20.

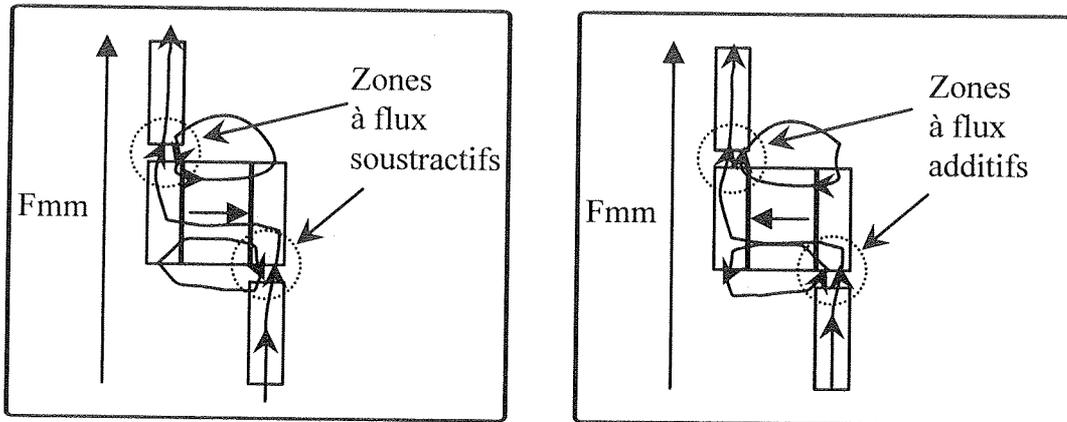
Conjonction 1, $V_b > 0$.

Système magnétiquement équivalent à celui de la figure V-A-21.

Figure V-A-22 et 23.

Les courbes possèdent donc une symétrie particulière que l'on voit bien sur la figure V-A-19. C'est à dire qu'une position de conjonction 1 (figure V-A-20) est magnétiquement identique à la position de conjonction 2 (figures V-A-20 et 22) mais avec une force magnétomotrice inversée. Par raisons de symétrie, nous n'aurons à calculer alors que la moitié des points d'un cycle.

Par contre, les deux positions de conjonction ne sont pas magnétiquement identiques pour une même orientation de la F.M.M et de l'induction rémanente (figures V-A-20 et 21). En effet, les figures V-A-24 et 25 montrent que les lieux où la saturation apparaît en premier sont différents. Donc, dans un cas la F.M.M renforce cet effet de saturation (figure V-A-24) alors que pour l'autre, elle le diminue (figures V-A-25). Ceci a un effet sur l'évolution de la saturation locale. Celle-ci est située dans les zones 2 de la figure V-A-19.



Effets de l'orientation relative des F.M.M sur les saturations locales.

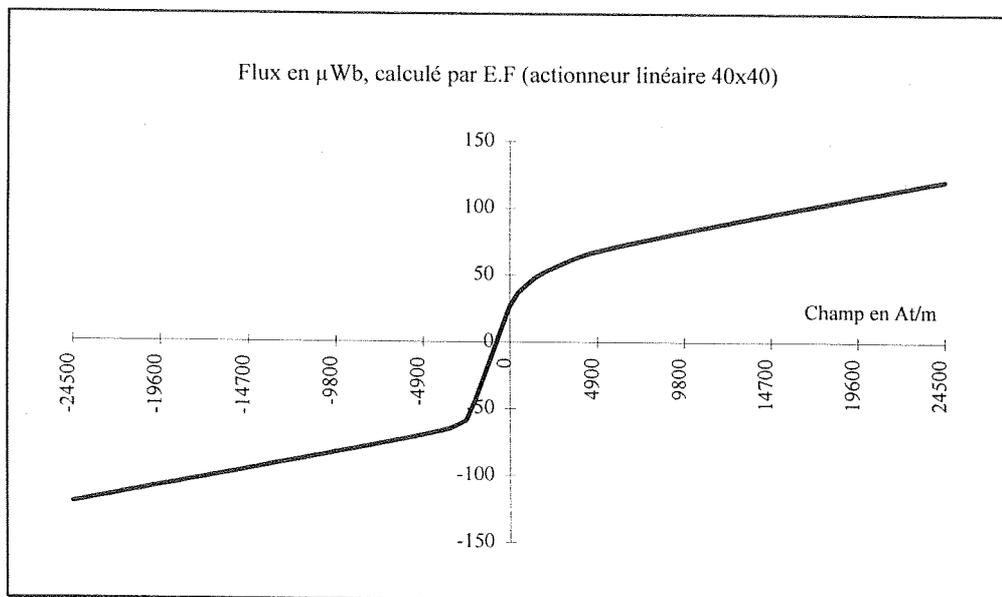
Figure V-A-24 et 25.

A titre d'exemple et pour illustrer ce point, la figure V-A-26 montre la courbe flux / ampères-tours pour une position de conjonction, calculée par éléments finis en régime non linéaire pour une cellule élémentaire de l'actionneur linéaire 40 mm x 40 mm.

Cette courbe permet de bien visualiser les différences entre les deux zones de saturation locale ainsi que les zones linéaires et totalement saturées.

Pour les courants négatifs, la saturation apparaît plus franchement que pour les courants positifs.

La courbe, pour l'autre position de conjonction, serait symétrique par rapport au point de coordonnée (0,0).

Flux d'une cellule élémentaire calculé par E.F. pour les dimensions de l'actionneur 40x40
Figure V-A-26.

Le paragraphe suivant propose une modélisation de ces courbes en tenant compte des zones définies précédemment.

V.C.4.b) Modélisation du cycle flux ampères-tours.

Pour que notre modélisation soit fiable, nous devons définir un modèle de caractéristiques flux ampères-tours représentatif. Si les parties linéaires et franchement saturées ne posent pas de problème majeur, la partie de saturation locale est difficile à modéliser simplement. Les différents essais que nous avons effectués montrent que les modèles à 2 ou 3 pentes sont insuffisants pour représenter fidèlement le coude de saturation locale pour toutes les configurations possibles (voir figure V-A-26). La méthode proposée permet alors d'adapter automatiquement le nombre de pentes en fonction de la géométrie étudiée et du type d'aimant.

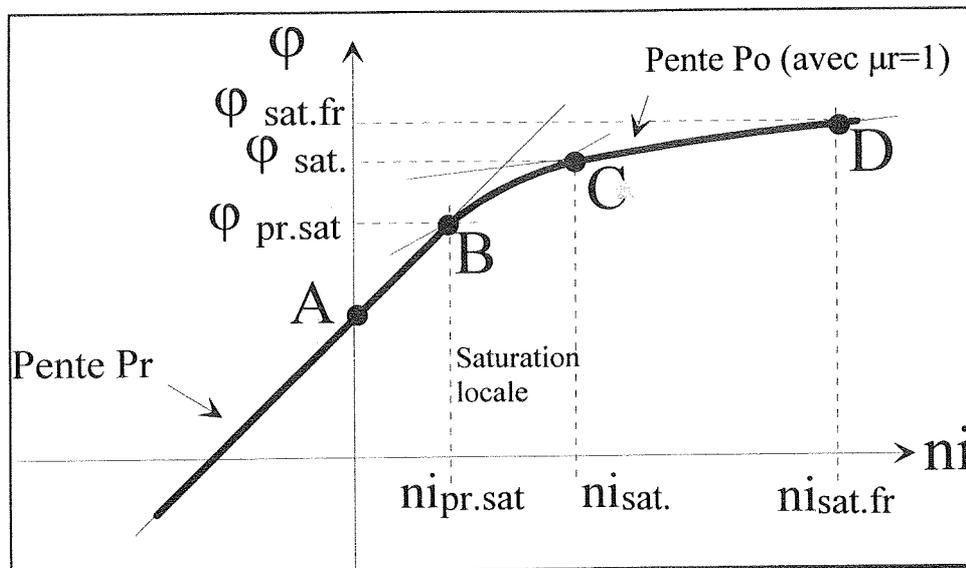


Figure V-A-27 :Modèle de la caractéristique flux ampères-tours pour une position de conjonction.

Les points caractéristiques de cette courbe sont :

$$A = \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ao}, ni = 0 \end{array} \right.$$

$$B = \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{pr.sat}, ni_{pr.sat} \end{array} \right.$$

$$C = \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sat}, ni_{sat} \end{array} \right.$$

$$D = \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sat.fr}, ni_{sat.fr} \end{array} \right.$$

$$Pr = \left\{ \begin{array}{l} \text{Perméance moyenne de la cellule élémentaire.} \end{array} \right.$$

$$Po = \left\{ \begin{array}{l} \text{Perméance en régime franchement saturé (avec } \mu_r = 1). \end{array} \right.$$

Nous avons vu que passer d'une position de conjonction à l'autre revient simplement à inverser le sens de l'induction rémanente de l'aimant pour une même position (Figure V-A-20 à 23). Pour déterminer le cycle complet, une seule courbe suffit, nous obtenons alors le cycle de la figure V-A-28.

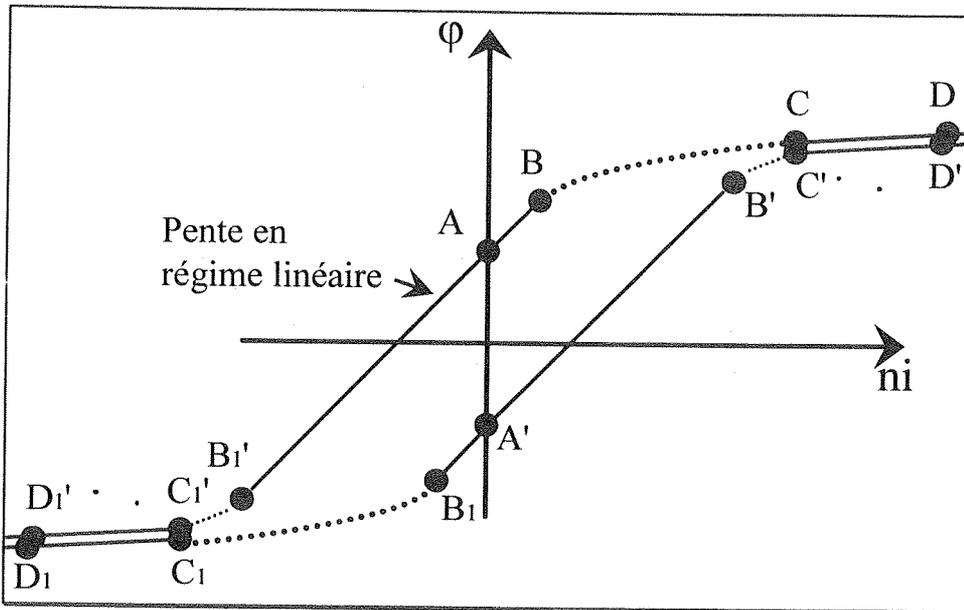


Figure V-A-28 : Points caractéristiques du cycle.

Le régime franchement saturé (CD et C'D') correspond à la saturation complète de toutes les pièces ferromagnétiques contenues dans la cellule. Les points D et D' correspondent à un domaine de perméabilité très proche de P_o lequel est soumis à une force magnétomotrice égale à nI_D défini par : $nI_D = \frac{\Phi_s}{P_o}$. C'est avec nI_D que l'on calcule $\Phi_D(\Phi_{sat.fr})$.

Φ_{ao} et Pr sont aisés et rapides à calculer par éléments finis car en régime linéaire.

Φ_{sat} et $\Phi_{pr.sat}$ sont quant à eux plus délicats à déterminer, c'est l'objet de la méthode présentée ci-après.

Pour la détermination des points en régime non linéaire par E.F., nous avons besoin de définir la caractéristique B(H) du matériau. Nous avons donc relevé la caractéristique du matériau ferromagnétique utilisé pour la construction de nos actionneurs (figure V.A-29). Puis nous avons modélisé analytiquement cette courbe [21][30][31] (figure V-A-30).

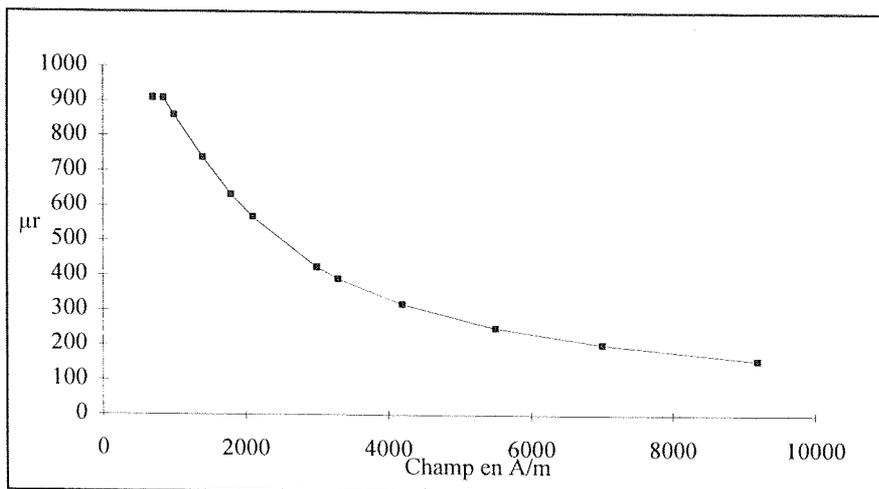


Figure V-A-29.

Courbe mesurée de la perméabilité des matériaux ferromagnétiques utilisés (XC10).

Avec H le champ magnétique, B_s l'induction à saturation du matériau considéré et μ_0 la perméabilité relative du matériau en régime linéaire.

Equation 1 pour la première partie de la caractéristique :

$$\mu_r = \mu_{r0} \cdot e^{\left(\frac{-a}{3} \left(\frac{b \cdot H}{B_s}\right)^3\right)} \quad \text{pour } H < 2000$$

Equation 2 pour la deuxième partie de la caractéristique :

$$\mu_r = 1 + \frac{\left(\mu_{r0} \cdot \exp\left(\frac{-a}{3}\right)\right) - 1}{\frac{b \cdot H}{B_s}} \quad \text{pour } H > 2000$$

Les coefficients a et b correspondants à la courbe relevée sont indiqués dans le tableau ci dessous.

μ_{r0}	B_s	a	b
920	1.6	1.2	8E-04

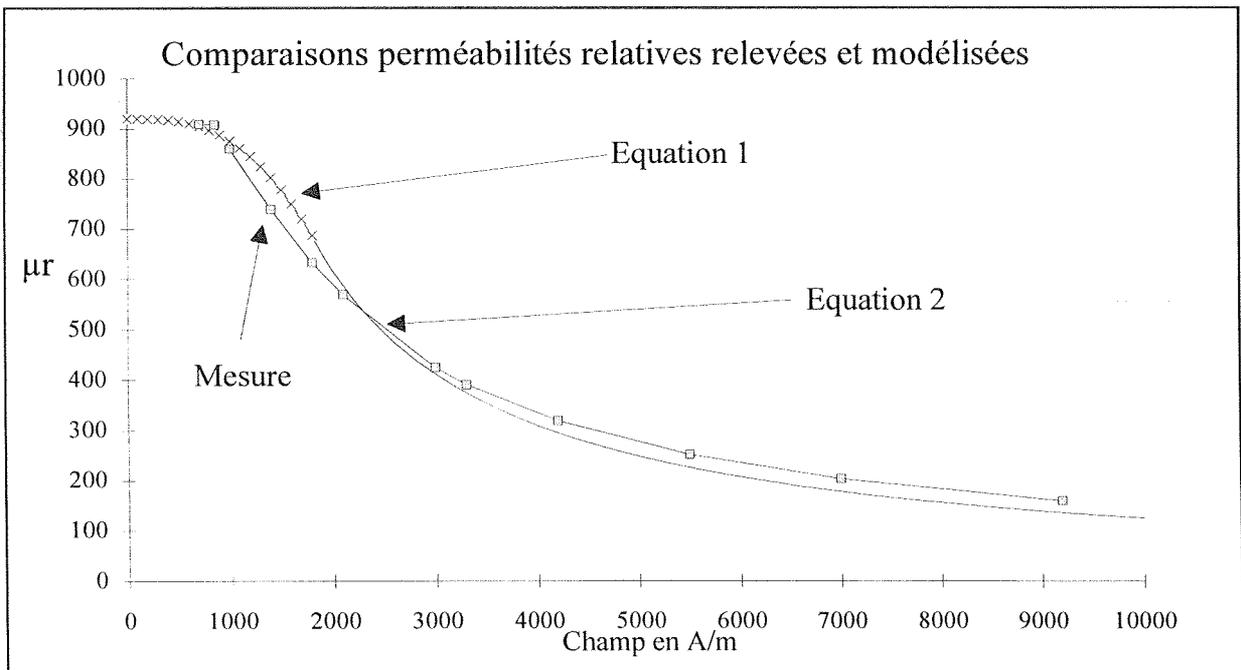


Figure V-A-30.

Modélisation analytique de la perméabilité du matériaux ferromagnétique utilisé.

Le chapitre suivant présente une méthode de détermination des points caractéristiques du cycle de fonctionnement.

V.C.4.c) Méthode de détermination des points caractéristiques.

Nous décrivons ici la méthode de détermination des points caractéristiques permettant la description complète du réseau flux / ampères tours représenté sur la figure V-A-31. Nous rappelons que cette méthode permet de modéliser le coude de saturation locale avec le minimum de points ou segments de droite tout en gardant une précision satisfaisante.

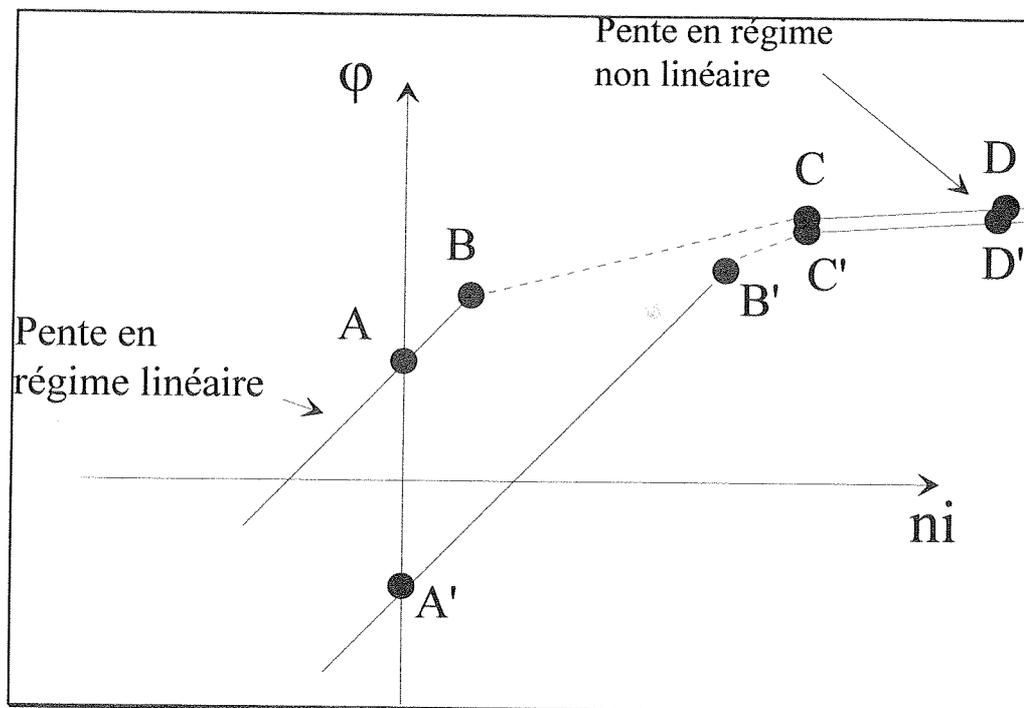


Figure V-A-31 : Points caractéristiques d'un cycle.

Pour décrire complètement la courbe flux ampères-tours, nous avons besoin de connaître les points $A = -A'$, B, B', C, C', D, D', et la pente en régime linéaire P qui est l'image de l'inductance de la cellule. Les sections BC et B'C' sont non linéaires.

Description des étapes de détermination des points caractéristiques.

1°) Calcul du point A correspond au flux φ_A des aimants pour un courant nul, il est calculé par les éléments finis en régime linéaire (E.F.rl). Il sera recalculé en régime non linéaire ultérieurement dans le cas où la saturation est déjà présente sans courant;

2°) Calcul de la pente P par E.F. en régime linéaire.

3°) Calcul du point D correspond au flux φ_D des aimants ajouté au flux dû au courant dans le cas d'un régime franchement saturé. Ce flux sera calculé pour un courant ni_D égal à celui nécessaire pour la magnétisation complète de la cellule ($ni_D = Bs/\mu_0$). Ce point est calculé par éléments finis en régime non linéaire.

4°) Calcul de l'intersection de la droite P passant par A et la droite de pente P_0 ($\mu_r=1$) passant par D. Cette intersection donne le point E sur la figure V-A-32. Ce point définit une valeur de courant ni_E .

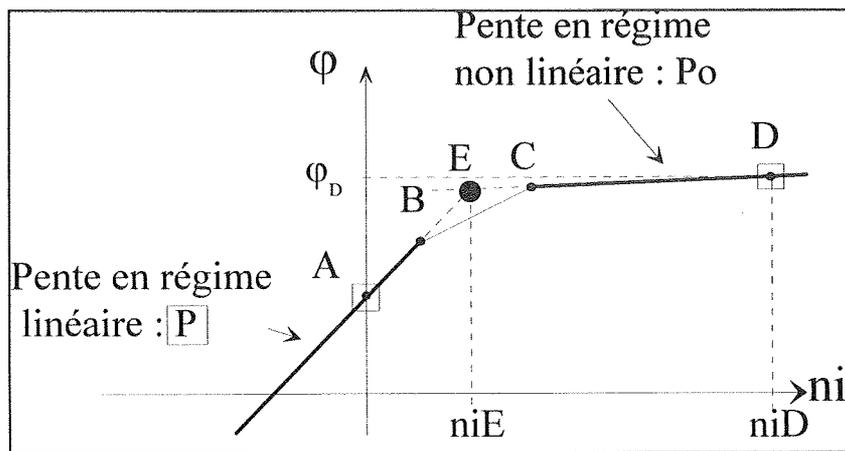


Figure V-A-32.

Intersection du régime linéaire et du régime franchement saturé.

Les points entourés par des carrés sont calculés par éléments finis.

Nous n'avons pas pour l'instant les points B et C. A partir de E nous convergeons vers B puis de B nous convergerons vers C.

Le calcul analytique du point E est défini par les équations suivantes.

$$\text{L'équation de la droite AE de pente P s'écrit :} \quad \varphi = P \cdot ni + \varphi_A \quad \{V-1\}$$

$$\text{L'équation de la droite ED de pente } P_0 \text{ s'écrit :} \quad \varphi = P_0 \cdot ni + \varphi_D - P_0 \cdot ni_D \quad \{V-2\}$$

$$\text{L'intersection entre les droites AE et ED donne :} \quad ni_E = \frac{\varphi_D - \varphi_A - P_0 \cdot ni_D}{P - P_0} \quad \{V-3\}$$

Pour cette valeur de courant ni_E , nous pouvons calculer par la méthode des éléments finis la valeur du flux correspondante en régime non linéaire, nous obtenons alors le point F (ni_E, φ_F) sur la figure V-A-33. Si cette valeur de flux φ_F est "égale" à la valeur de flux φ_E , nous

n'avons alors qu'une seule saturation et nous revenons à un modèle plus simple à deux pentes, totalement résolu.

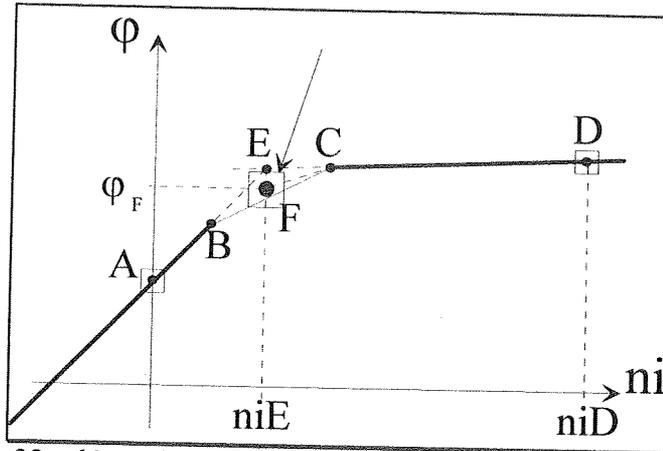


Figure V-A-33 : détermination d'un point en régime de première saturation.

A partir du point F, nous utilisons deux méthodes itératives différentes pour la détermination des points B et C.

5°) Méthode de détermination du point B

Cette méthode utilise tout d'abord la pente de saturation franche P_o pour déterminer un deuxième point de la saturation locale. Ensuite, nous utilisons une pente adaptée pour que la convergence soit plus rapide.

Nous déterminons analytiquement un point G situé sur la droite BE à partir de la droite de pente P_o passant par F (Figure V-A-34). En effet, nous sommes sûr que le point G est au dessus de B et au dessous de F, car si G était au dessous de B il appartiendrait alors à la droite du régime linéaire et imposerait $E = G = F$, ce qui correspondrait à un modèle à deux pentes.

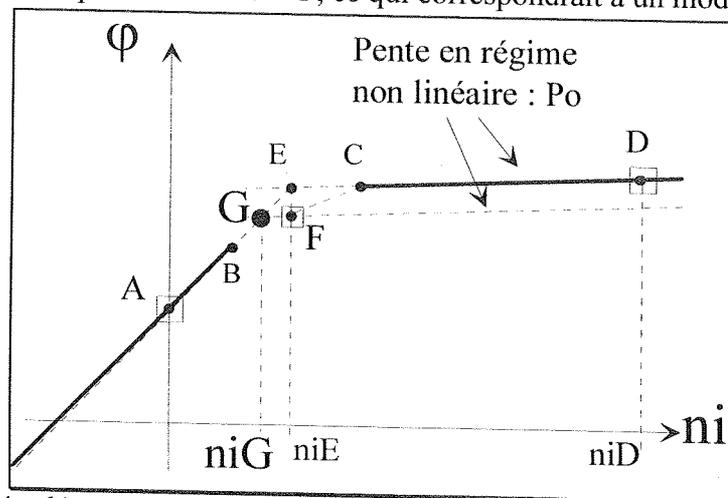


Figure V-A-34 : détermination d'un deuxième point en régime de première saturation.

Détermination analytique du point G :

- Equation de la droite GF de pente P_o :
$$\varphi = P_o \cdot ni + \varphi_F - P_o \cdot ni_E \quad \{V-4\}$$

- Intersection entre les droites AE de pente P et GF :
$$ni_G = \frac{\varphi_F - \varphi_A - P_o \cdot ni_E}{P - P_o} \quad \{V-5\}$$

Nous calculons ensuite pour la valeur du courant ni_G le flux correspondant par les éléments finis en régime non linéaire. Ceci nous donne, comme représenté sur la figure V-A-35, un deuxième point H appartenant à la courbe de saturation locale.

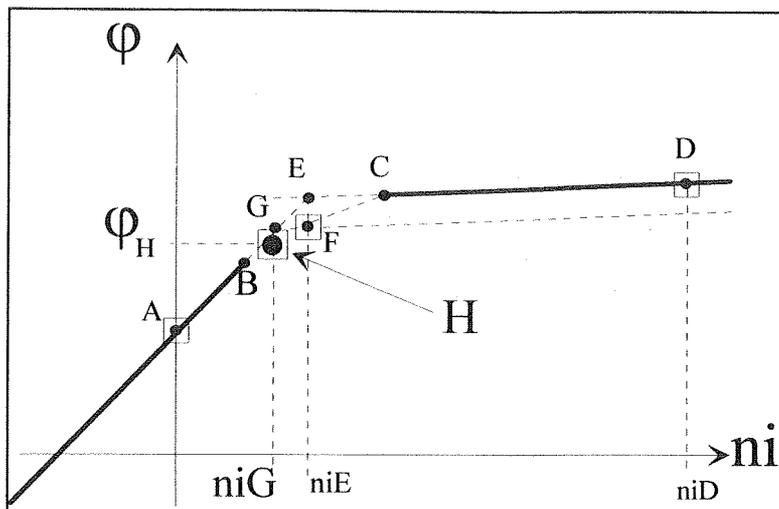


Figure V-A-35 : détermination d'un deuxième point en régime de première saturation.

Les deux points F et H appartenant à la saturation locale, définissent une pente utilisée pour la détermination du point B par itérations. L'intersection de la droite FH avec la droite de pente P passant par A donne analytiquement, le point I (figure V-A-36).

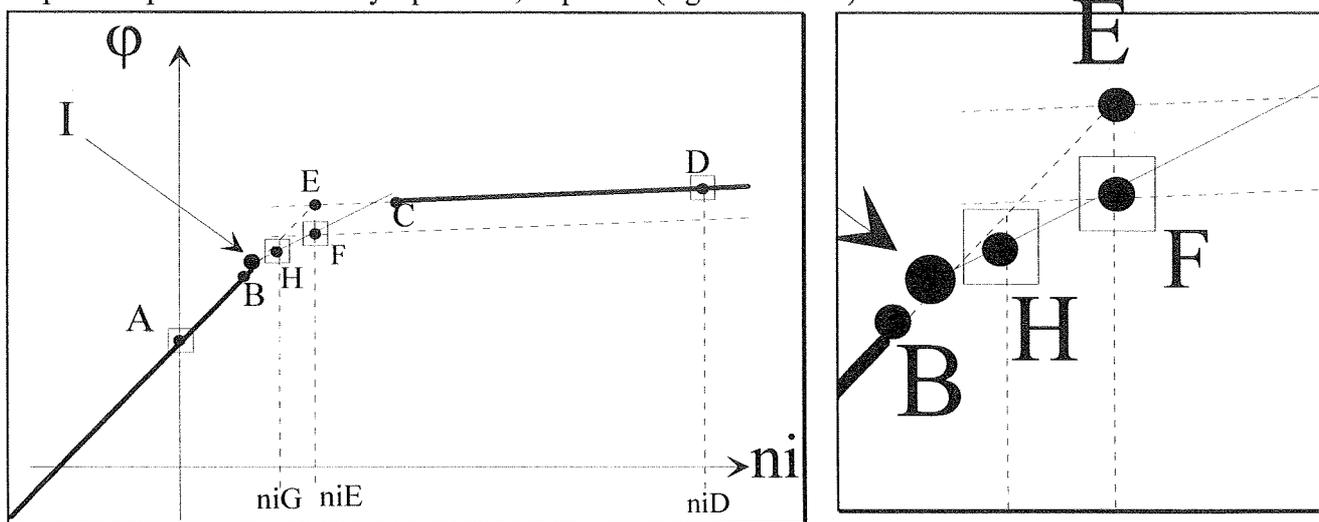


Figure V-A-36 : détermination du point I.

Calcul de ni_I : Le point F a pour coordonnées (ni_E, ϕ_F) et le point H (ni_G, ϕ_H) .

Equation de la droite FH :

$$\phi = \left[\frac{\phi_F - \phi_H}{ni_E - ni_G} \right] \cdot (ni - ni_E) + \phi_F \quad \{V-6\}$$

Détermination de ni_I :

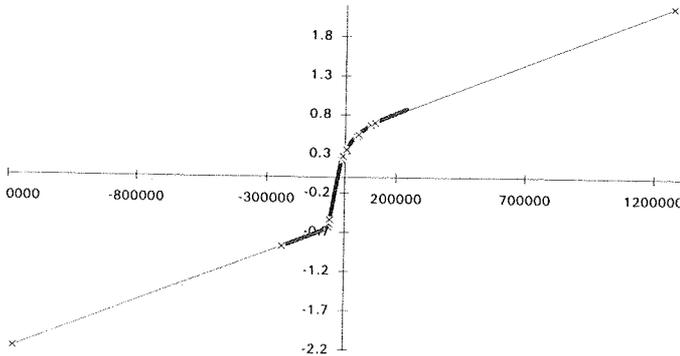
$$ni_I = \frac{\phi_F - \phi_A - ni_E \cdot \left[\frac{\phi_F - \phi_H}{ni_E - ni_G} \right]}{\left(P - \frac{\phi_F - \phi_H}{ni_E - ni_G} \right)} \quad \{V-7\}$$

Nous calculons alors par éléments finis les flux correspondants au courant ni_I , nous obtenons le point K appartenant à la courbe de saturation locale et nous itérons jusqu'à obtention du point B.

6°) La détermination du point C suit le même principe que pour le point B mais en partant de B avec la dernière pente calculée. Nous trouvons alors un premier point situé à droite de F, l'itération se poursuivant jusqu'à convergence vers C.

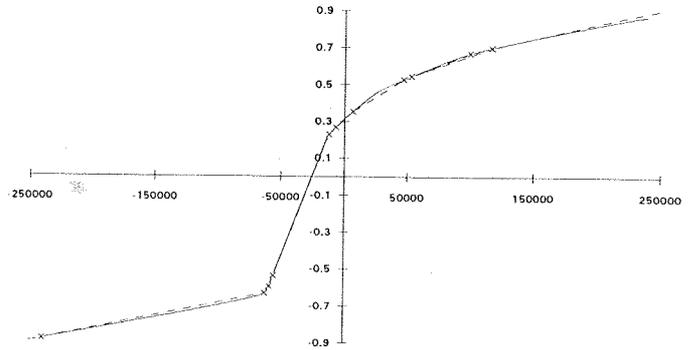
Nous représentons sur la figure suivante le résultat de cette méthode en comparaison avec un calcul effectué pour 100 valeurs de courant équidistantes (méthode "brutale"). La méthode décrite n'a demandé qu'environ 20 points de calcul par E.F.

Le gain de temps est ici de plus de 80%. De plus, notre méthode s'adapte aux valeurs maximales de courant à calculer, celle-ci calcule peu de points dans les parties linéaires et englobe efficacement les courbes de saturation. Cette méthode s'adapte aux différentes configurations.



Courbes complètes.

La courbe en gras est celle calculée avec 100 pts



Zoom des courbes présentées gauche.

La précision de la méthode est excellente.

Figure V-A-37 : Comparaison entre deux caractéristiques calculées par éléments finis en régime non linéaire.

De plus, comme nous le voyons, la méthode présentée résout dans le même temps le problème posé lorsque la saturation est présente déjà sans courant (courbes V-A-37 et V-A-38).

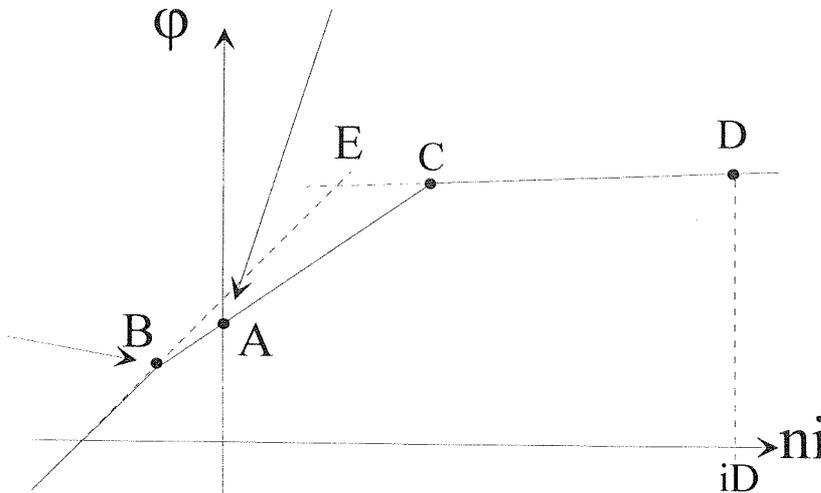


Figure V-A-38 : Détermination du point B lorsque A est saturé.

Nous avons donc défini dans ce chapitre la méthode permettant la description des cycles avec un minimum de points de calcul. Le paragraphe suivant présente une analyse paramétrique sur une cellule élémentaire utilisant cette méthode.

V.C.5. Analyse paramétrique.

V.C.5.a) Analyse paramétrique cellulaire.

Le calcul paramétrique d'une cellule élémentaire à commutation de flux doit permettre de constituer une base de données dans laquelle nous devons pouvoir retrouver toutes les valeurs nécessaires aux calculs pour l'optimisation. La méthode de calcul des cycles, servant à calculer l'effort pour toutes les configurations, utilise la méthode présentée ci-dessus associée à un programme de calcul numérique bidimensionnel [11][9], la modélisation de la cellule normalisée est donc identique à celle décrite au chapitre IV.

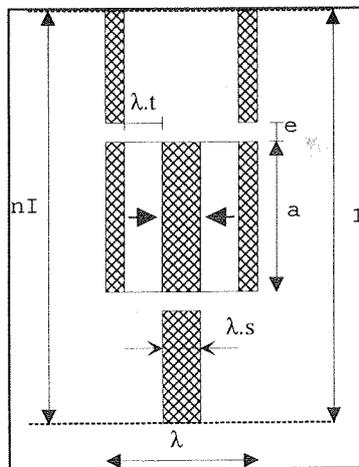


Figure V-A-40.

Schéma du motif élémentaire normalisé utilisé.

Nous effectuons l'analyse paramétrique pour une seule valeur d'induction rémanente (0,35T) correspondant aux aimants ferrite. Cette analyse devra se poursuivre pour deux autres valeurs d'induction rémanente se rapprochant d'aimants constitués de terres rares utilisés dans l'étude de nos actionneurs.

Nous rappelons que les 6 paramètres réduits par rapport à la hauteur du domaine H_d sont (cf. chapitre IV) :

λ = pas ; s = largeur de la dent statorique ; t = largeur de l'aimant ; a = hauteur de l'aimant ;
 e = l'entrefer et nI = le courant.

Pour cette analyse paramétrique, nous avons utilisé 3 entrefers (0 : 4% et 8 %), et 5 valeurs de chacun des autres paramètres (soit 1875 configurations). Le nombre de points pour les valeurs du courant seront dépendantes des configurations (voir méthode de détermination des caractéristiques flux / ampères tours).

Le temps de calcul pour les 1875 configurations est de 3,5 jours sur un PC 486 DX4 100 MHz.

Nous comparerons les pressions tangentielles fournies par les différentes configurations en évaluant l'influence de chaque paramètre. Nous étudierons aussi la limite de désaimantation des configurations optimales.

1°) Influence du pas

En régime linéaire, nous savons que la valeur de l'effort moyen est une fonction inverse du pas [9]. C'est à dire que, pour une même énergie convertie, plus le pas est petit, plus la structure développera une poussée tangentielle surfacique importante (voir figure IV-B-16, p. IV-28 et figure IV-B-19 p.IV-31).

$$\text{Effort} = \text{Energie réduite} / \text{pas} \quad \text{et} \quad \text{Effort réduit par unité de surface} = \text{Energie} / \text{pas}^2$$

Pour certaines configurations et pour des courants importants, l'optimum ne correspond plus aux pas les plus petits. Par exemple, la figure V-A-41 représente pour une configuration l'effort tangential par unité de surface en fonction du pas pour trois valeurs de courant correspondant à un régime linéaire (50 kA/m), faiblement saturé (100 kA/m) puis fortement saturé (300 kA/m).

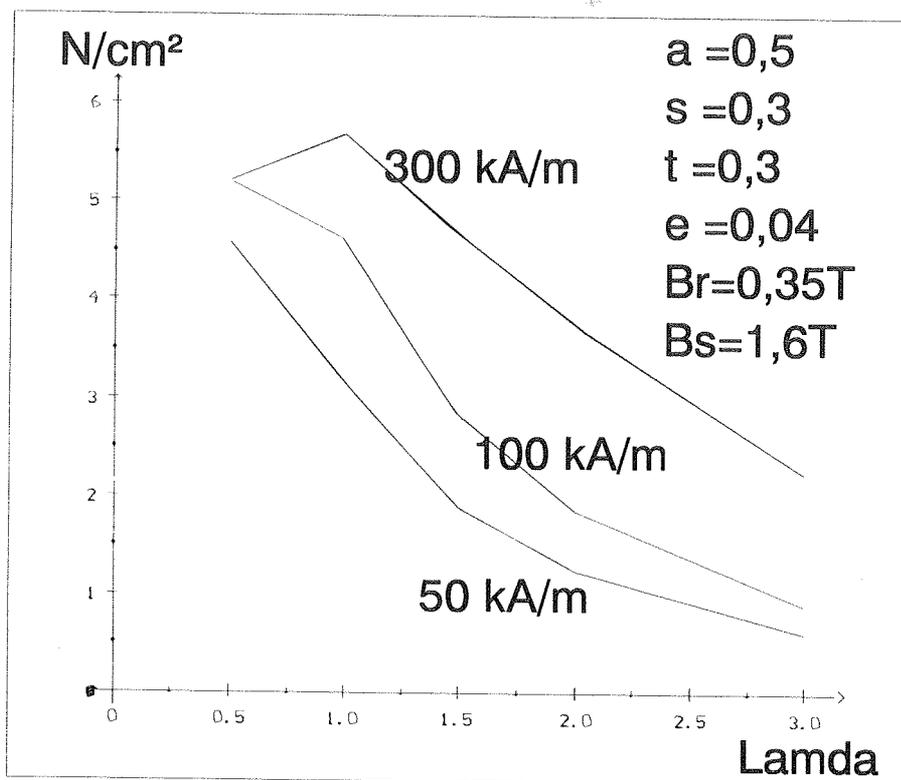


Figure V-A-41 : $a = 0,5$; $s = 0,3$; $t = 0,3$; $e = 0,4$.

La courbe figure V-A-41 montre un optimum pour $\lambda = 1$ et pour une valeur de courant de 300 kA/m, alors que pour des courants plus faibles l'optimum correspond à des valeurs de pas plus faibles.

Pour visualiser ce phénomène, nous avons tracer les caractéristiques flux ampères-tours correspondantes à trois λ différents (figure V-A-42), puis les caractéristique efforts surfaciques / courant pour différents λ (figure V-A-42 bis). Celles-ci montrent bien la limite du courant utile. Pour le cas représenté avec un $\lambda = 1$ la limite de conversion se situe à 150 kA/m. Alors que pour $\lambda = 0,5$ cette limite est d'environ 70 kA/m. Au delà, l'énergie convertie est négligeable.

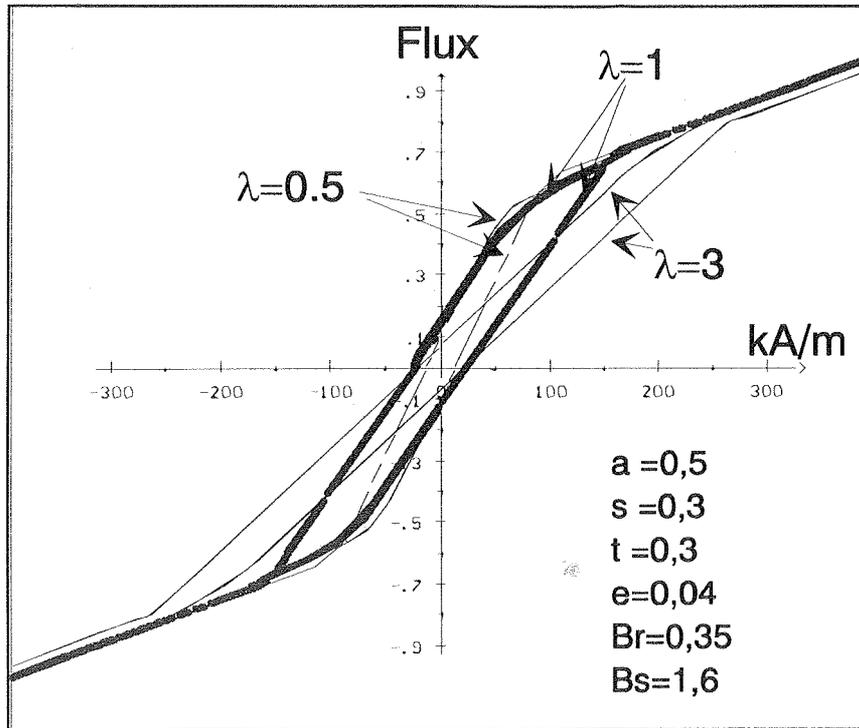


Figure V-A-42 : Caractéristiques flux ampères-tours pour trois λ .

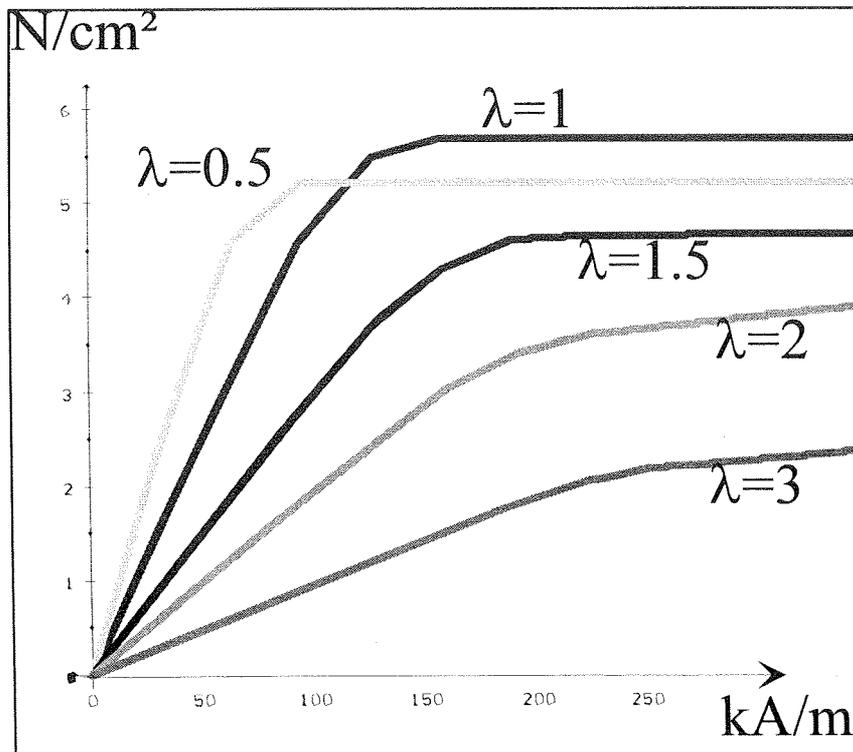


Figure V-A-42 bis : Caractéristiques efforts surfaciques / ampères-tours en fonction de λ , pour la même configuration que la figure V-A-42.

Ce phénomène correspond principalement à une décroissance plus rapide du flux utile lorsque le pas diminue (saturation et augmentation des fuites) que le gain apporté par la réduction de la surface utile (créée par la réduction du pas).

2°) Influence de la largeur des dents (s)

La largeur des dents est un paramètre qui est généralement aisément adaptable dans la conception d'une machine à bobinage global. Nous allons donc regarder son influence sur la valeur de l'effort surfacique.

En régime linéaire, l'optimum de s est de l'ordre de 0,3 [9]. Le phénomène de saturation modifie cette valeur et augmente celle-ci afin de fournir une section de passage de flux plus importante.

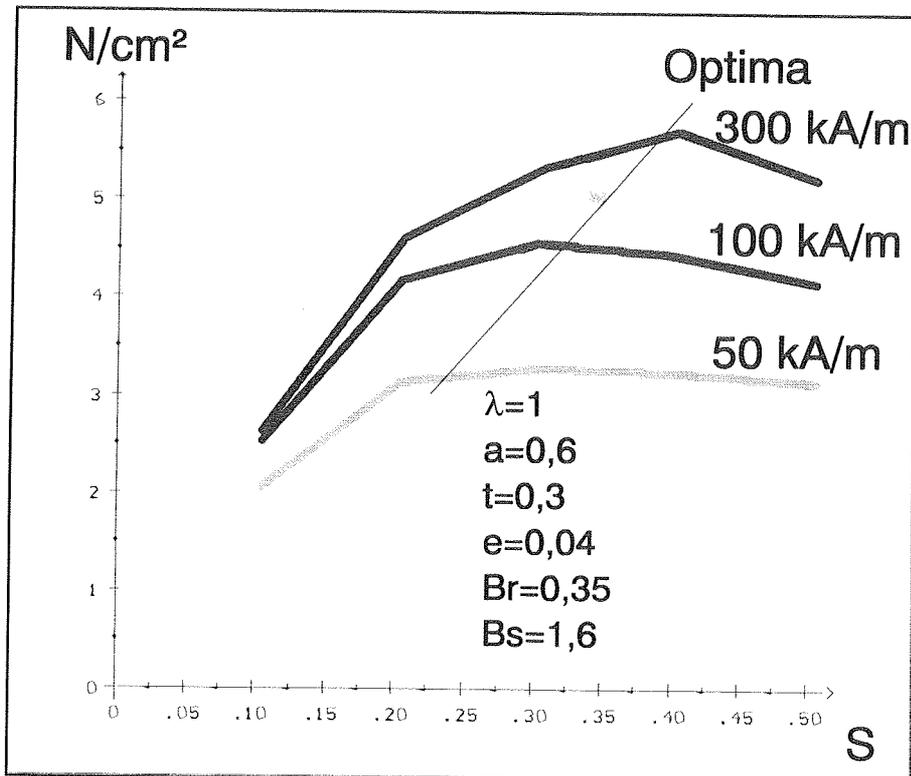


Figure V-A-44 : $\lambda = 1$; $a = 0,6$; $t = 0,3$; $e = 0,04$; $Br = 0,35T$.

La largeur de dent est donc un paramètre très dépendant du niveau de courant. Nous verrons par la suite que les configurations optimales nécessitent une valeur de s comprise entre 0,3 et 0,5.

Ceci, dans le cas de l'actionneur à rail entourant correspond à une surface "trouée" à 50% ($s=0,5$) et à 70% ($s=0,3$) de la surface totale supérieure et inférieure du profilé. Cela permet d'ailleurs d'alléger ce dernier.

Remarque :

Les valeurs de s supérieures à 0,5 n'ont pas encore été étudiées et devront l'être par la suite pour tenir compte d'un éventuel fonctionnement en mode monophasé (cf. chapitre VIII).

3°) Influence de la largeur de l'aimant (t)

La largeur d'aimant est un paramètre important car il détermine notamment, pour une configuration donnée, la section de passage de flux dans les plots. Il influence la "concentration du flux de l'aimant" à la sortie des plots, son rôle est important sur le niveau de saturation de la cellule. De plus, il conditionne directement le volume d'aimant nécessaire.

Les calculs montrent que la largeur des aimants qui maximise l'effort par unité de surface avec des aimants ferrites est de 0,3. Il apparaît cependant, aux vues des premiers résultats de calcul pour des aimants terre rare, que la valeur optimale de t dépend fortement de la valeur de Br. De plus, cette largeur d'aimant conditionne de manière spécifique l'amplitude du champ magnétique dans l'aimant et par conséquent la limite de désaimantation que nous aborderons ultérieurement.

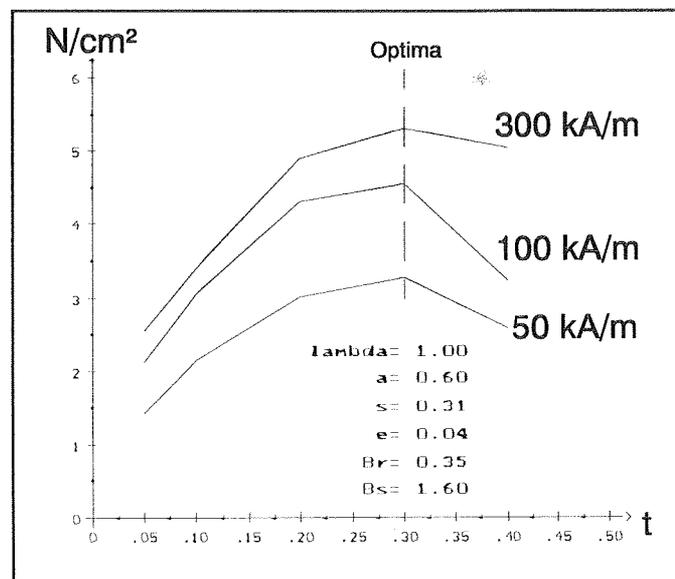


Figure V-A-45 : $\lambda = 1$; $a = 0,6$; $s = 0,3$; $e = 0,04$; $B_r = 0,35T$.

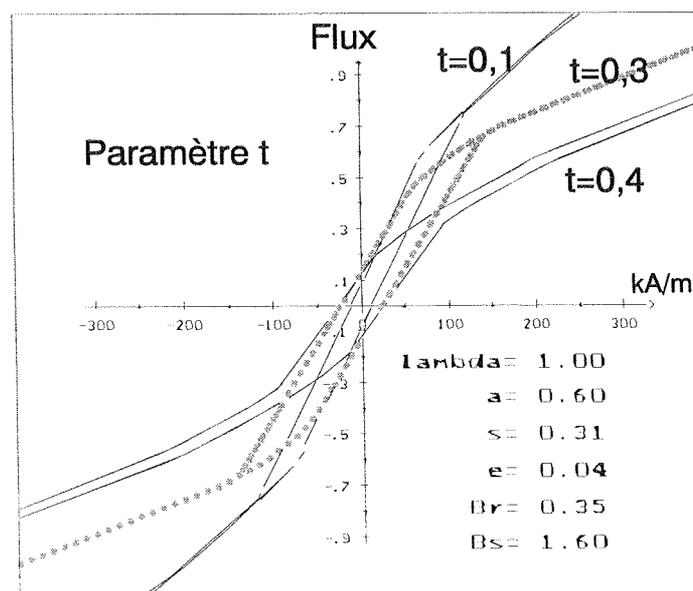


Figure V-A-46 : $\lambda = 1$; $a = 0,6$; $s = 0,3$; $e = 0,04$; $B_r = 0,35T$.

4°) Influence de la hauteur d'aimant (a)

Comme pour t, la hauteur des aimants conditionne le volume d'aimant nécessaire.

En régime linéaire, la valeur de a qui maximise l'effort par unité de surface est comprise entre 0,6 et 0,7 [9].

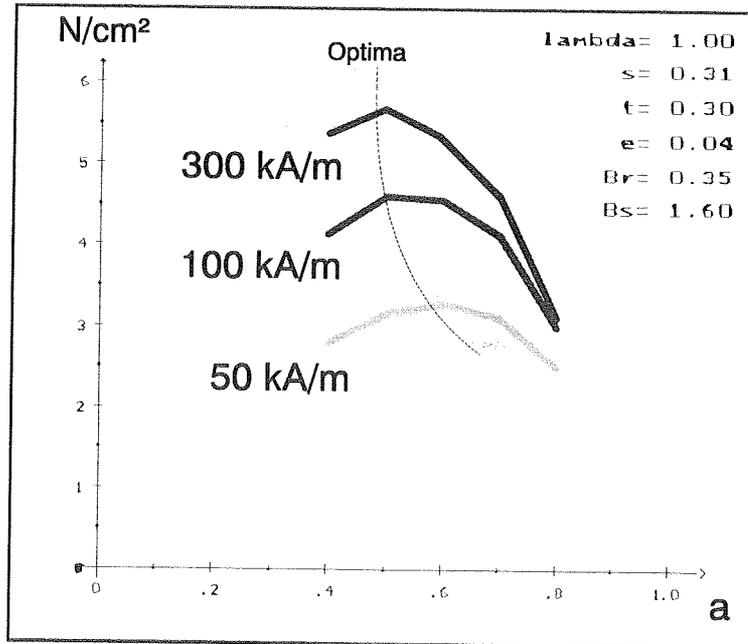
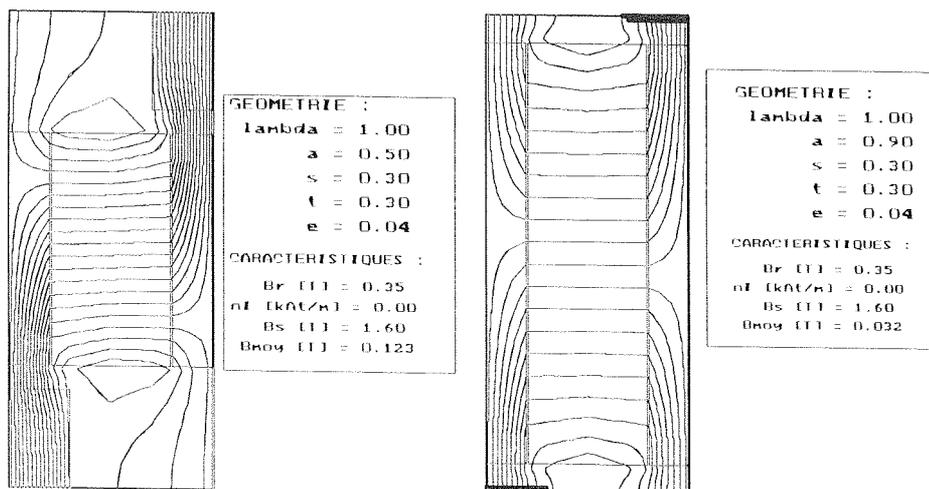


Figure V-A-47 : $\lambda = 1$; $a = 0,5$; $s = 0,3$; $t = 0,3$.

La courbe ci-dessus montre que les optima de a se déplacent en fonction du courant et d'une manière assez sensible ($a = 0,7$ en régime linéaire et $a = 0,5$ en régime fortement saturé). La saturation limite donc l'intérêt d'utiliser des hauteurs d'aimant importantes. De plus une hauteur d'aimant importante augmente les fuites. Les tracés de champs ci-dessous montrent qualitativement pour deux géométries, l'influence de a sur les fuites de l'aimant.



La hauteur d'aimant est donc un paramètre intéressant à étudier car elle permet de limiter le volume d'aimant nécessaire. Nous verrons par la suite que les configurations optimales nécessitent une valeur de a comprise entre 0,5 et 0,6.

5°) Influence de l'entrefer

L'entrefer est un paramètre relativement aisé à définir dans le cadre d'une analyse paramétrique. En effet, l'optimum d'une configuration correspond généralement à un entrefer minimal.

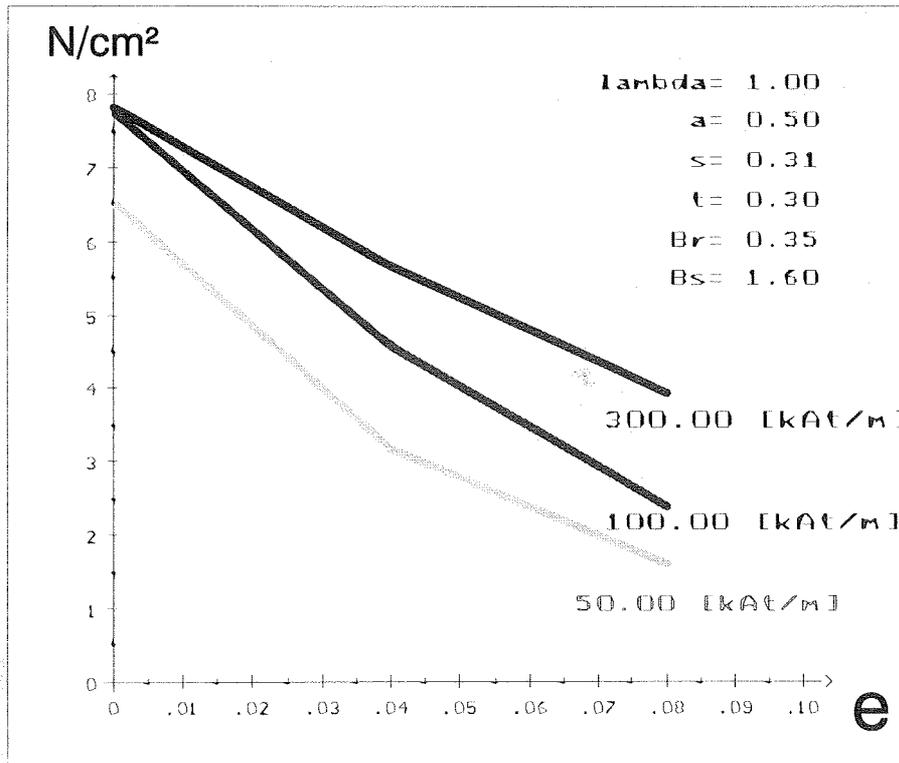


Figure V-A-48 : $\lambda = 1$; $a = 0,5$; $s = 0,3$; $t = 0,3$.

Afin d'évaluer les performances limites de la cellule en terme de poussée, nous avons effectué un calcul de l'effort pour un cas théorique où $e = 0$. Dans ce cas, les résultats ont montré que σ_T développé est de $7,8 N/cm^2$ en régime saturé. L'entrefer augmentant, σ_T décroît de manière quasi linéaire en régime fortement saturé. Ainsi, pour $e = 0,08$, σ_T vaut $3,8 N$ soit une décroissance d'environ 50%.

L'entrefer est un paramètre fondamental très influent mais il est généralement fixé par le cahier des charges et correspond à la limite mécanique de réalisation, celui-ci devra être le plus petit possible pour obtenir le maximum d'effort par unité de surface dans une configuration fixée.

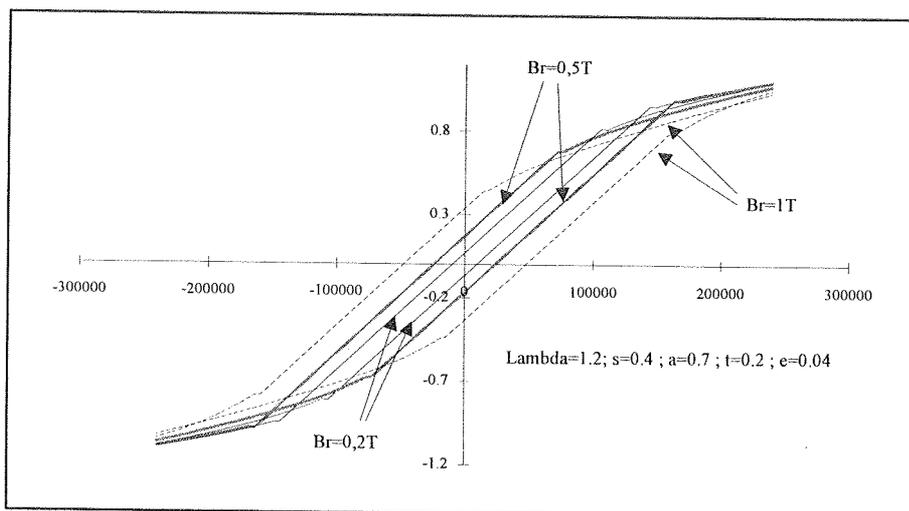
6°) Influence de l'induction rémanente B_r .

Nous avons pour l'instant réalisé l'analyse paramétrique pour une seule valeur d'induction rémanente ($B = 0,35T$). Les calculs pour deux autres valeurs de B_r (0,7 et 1,2T) sont envisagés pour en effectuer l'analyse paramétrique. Nous pourrions alors comparer les optima des configurations en fonction de B_r .

De plus pour l'optimisation sous contrainte, nous devons tenir compte de la diminution de l'induction rémanente due à l'élévation de la température. Cela sous-entend de connaître d'une part les caractéristiques des aimants utilisés et d'autre part de calculer les optima correspondants. Pour limiter le temps de calcul et faciliter le traitement des résultats, nous présentons ici une méthode permettant de déterminer les lois de variation des caractéristiques flux ampères-tours en fonction de B_r .

Ceci nous permettra, à partir d'une seule courbe initiale pour une configuration, de déterminer tout ou partie des caractéristiques flux / ampères-tours en fonction de l'induction rémanente.

Nous montrons tout d'abord quelques caractéristiques calculées par éléments finis, pour quelques géométries de cellule élémentaire et pour différentes inductions rémanentes. Ces réseaux de courbes flux / ampères-tours serviront de support à notre démonstration.



figures V-A-51.

Influence de B_r sur les caractéristiques magnétiques.

Nous rappelons que grâce aux symétries des courbes, l'étude peut se faire uniquement sur deux quadrants, pour des courants positifs par exemple. Mais pour plus de clarté nous représenterons généralement dans ce chapitre les cycles complets.

Pour généraliser le cycle de fonctionnement pour toutes les inductions rémanentes, nous présentons à chaque étape notre raisonnement que nous étayons par quelques calculs numériques.

Nous considérons dans un premier temps que toutes les géométries de structure répondent aux mêmes lois et nous définirons par la suite les cas limites des cycles extrêmes, délimitant le domaine de l'étude. Ces cas correspondent à des limites physiques non-réalistes telles que, domaine très allongé ($\lambda > 10$) ou très haut ($\lambda < 0.1$), une largeur de dents dépassant le demi pas ($s > 1/2$) etc..

Description des cycles de fonctionnement pour différentes inductions rémanentes.

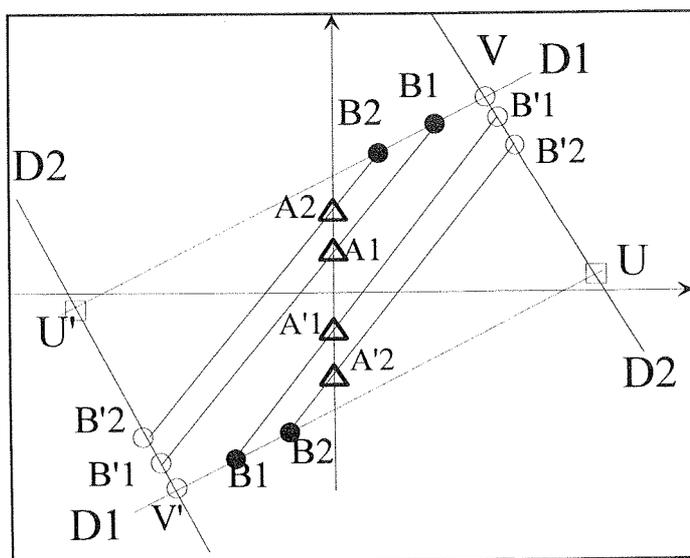
Les cycles de fonctionnement se déforment suivant l'induction rémanente. Nous proposons dans un premier temps de définir la zone de linéarité d'une cellule élémentaire pour une géométrie donnée.

Le flux des aimants sans courant est proportionnel à l'induction B_r et ce jusqu'à la limite du régime linéaire. De même les pentes à l'origine de tous les réseaux sont parallèles. Les réseaux en régime linéaire sont donc très simples à décrire à partir d'un seul calcul.

Définissons maintenant la limite du régime linéaire.

Nous avons appelé au chapitre précédant les points B et B' définissant les limites de ce régime linéaire.

Les points B et B' font partie du régime linéaire, ils vont donc se déplacer suivant une droite en fonction de l'induction B_r . Appelons la droite D1 correspondant aux points B, et D2 la droite correspondant aux points B' (voir figure suivante). Les pentes de D1 et de D2 sont différentes. Pour une description complète de plusieurs cycles en fonction de B_r , il existe deux droites D1 et deux droites D2. Les intersections de ces quatre droites définissent un parallélogramme. Les quatre sommets sont nommés U, U', V et V'.

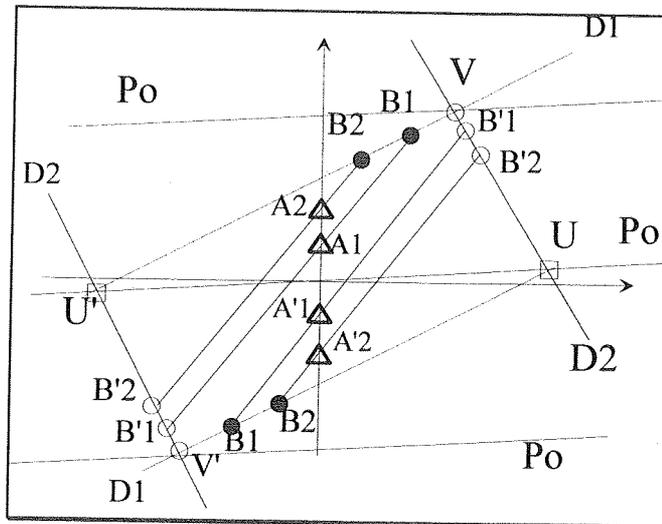


Figures V-A-52 : Délimitation du régime linéaire.

Les points A et A' seront représentés par des triangles, les points B par des disques et les points B' par des cercles.

Remarque : L'intersection de la droite D1 avec l'axe des flux donne la valeur du flux correspondant à l'induction rémanente pour laquelle le régime non linéaire débute sans courant. Il est donc facile de déterminer la limite d'induction B_r saturant à vide.

Les points V et V' représentent un cas limite, correspondant à un cycle possédant uniquement deux pentes. La droite de saturation franche de pente P_0 passe donc par le point V.



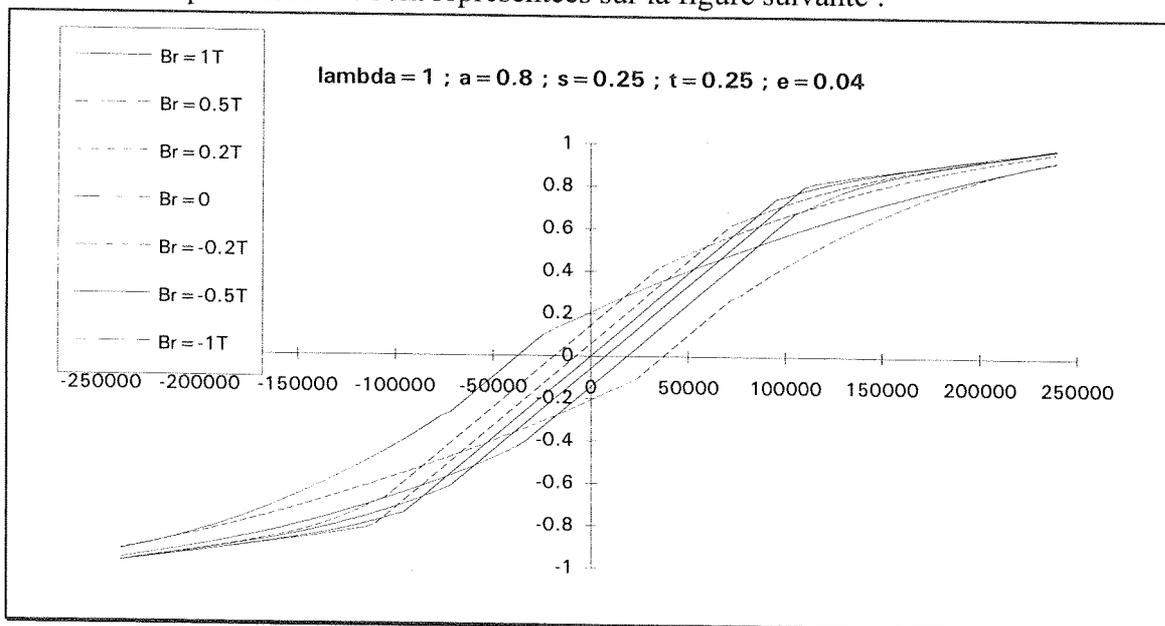
Figures V-A-53 : Relations entre le régime linéaire et le régime franchement saturé.

Les points U et U' caractérisent le cas où le cycle (passant par ces points) est toujours en régime de saturation. Le cas extrême est d'ailleurs celui correspondant à une droite de pente Po passant par l'origine. C'est ce qui se passe pour une induction rémanente très importante, alors la saturation du domaine est telle que la perméance est équivalente à celle du vide (pente Po).

Pour appuyer cette modélisation, nous présentons un réseau de caractéristiques calculées par éléments finis sur lequel nous allons placer les différents points et droites caractéristiques. La structure présentée ici a pour paramètres :

$\lambda=1$; $a=0,8$; $s=0,25$; $t=0,25$; $e=0,04$. Br prenant les valeurs $=\pm 1T$; $\pm 0,5T$; $\pm 0,2T$; 0 .

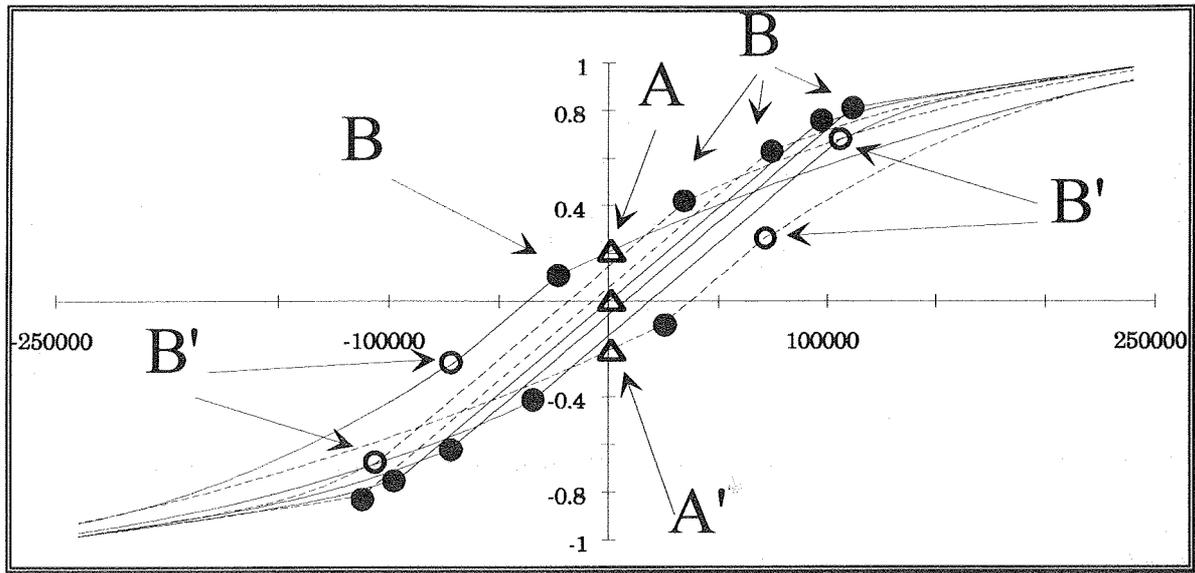
Les caractéristiques calculées sont représentées sur la figure suivante :



Figures V-A-54 : Réseaux calculés par éléments finis.

Nous pouvons placer les points A, B, A' et B' définis précédemment sur cette figure.

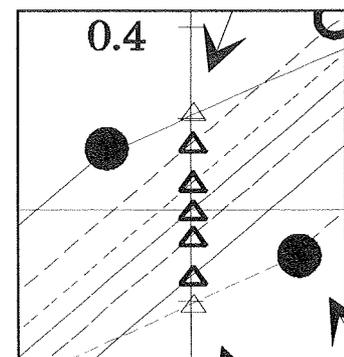
Les points A et A' seront représentés par des triangles, les points B par des disques et les points B' par des cercles.



Figures V-A-55 : Placement des points caractéristiques sur le réseau.

Nous remarquons que pour des inductions rémanentes inférieures à 1T, les valeurs de flux des points A sont normalement proportionnelles à l'induction rémanente B_r (triangles en traits épais). Les droites du régime linéaire sont bien parallèles et espacées proportionnellement à l'induction rémanente.

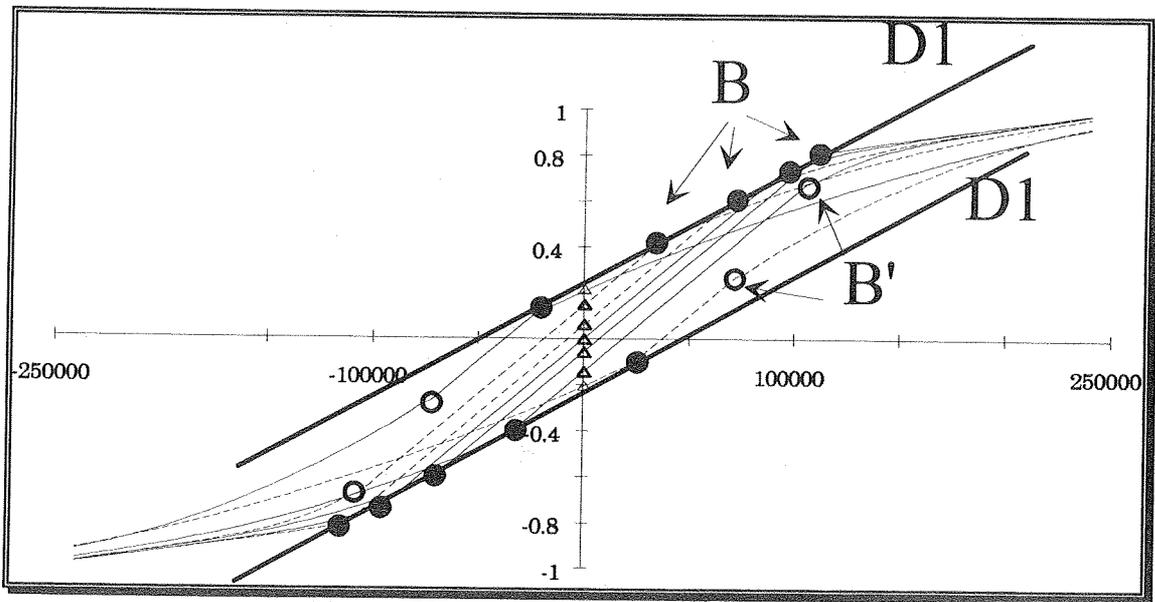
Ceci n'est plus vrai pour le cas où $B_r = 1T$ où la saturation est présente sans courant (triangles en traits fins).



Flux à vide.

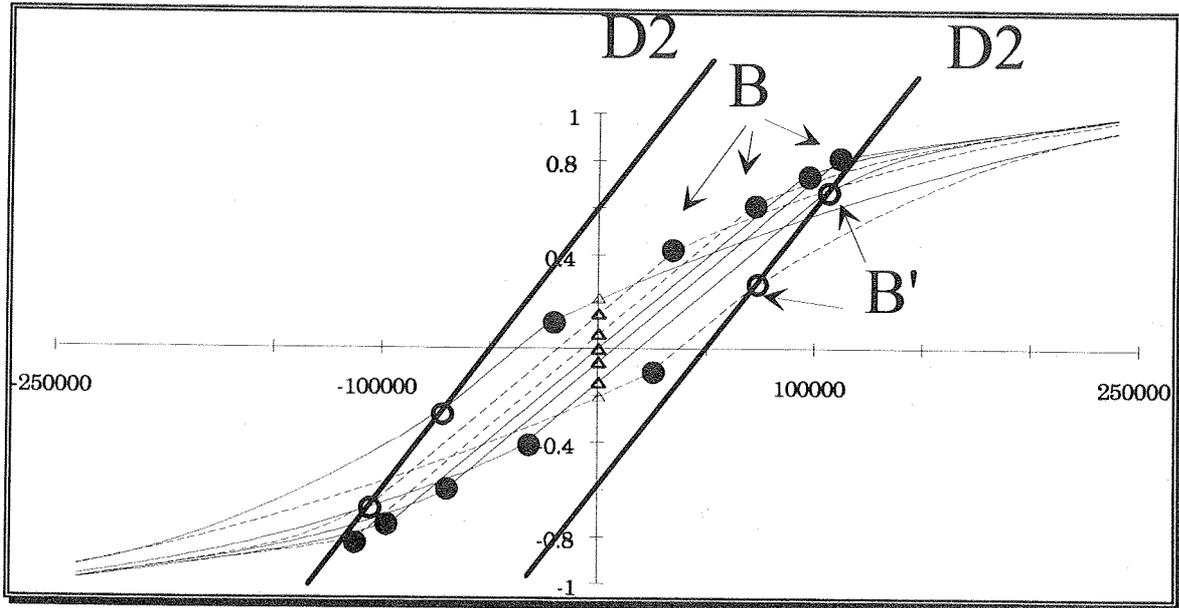
Les points B suivent bien la droite D1 représentée sur la figure suivante, cela valide le fait que les phénomènes de saturations débutent suivant une loi linéaire.

L'intersection de la droite D1 avec l'axe des flux indique que cette configuration de structure sature à vide pour une induction rémanente de 0,8T.



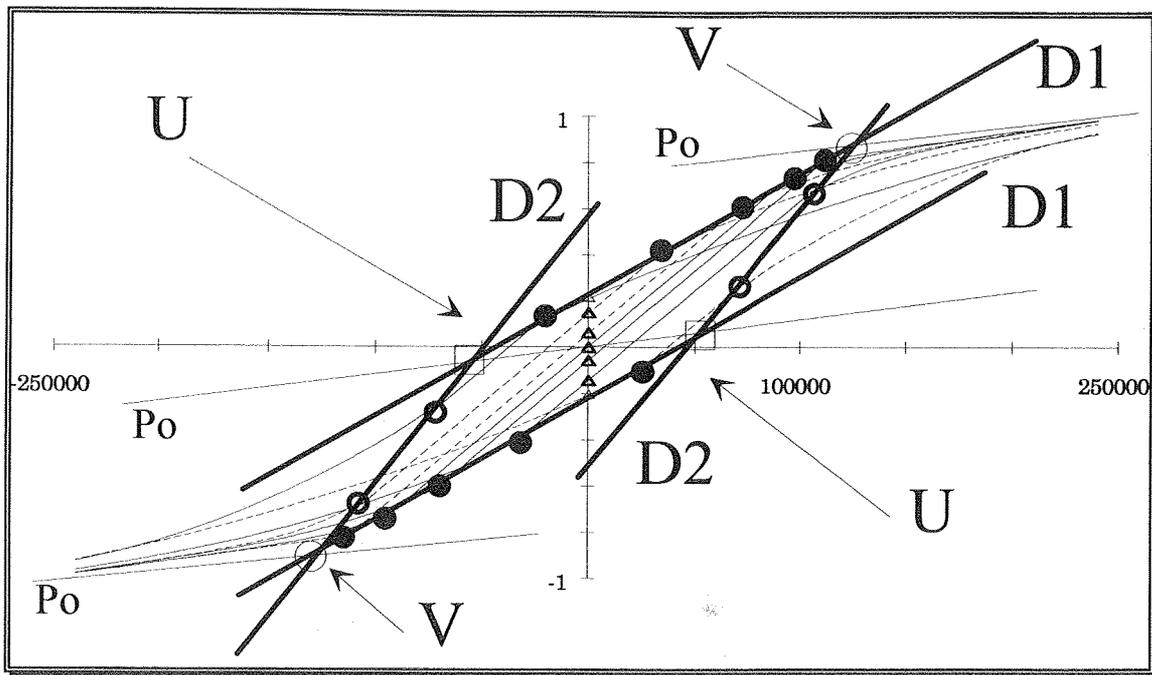
Figures V-A-56 : Tracé des droites D1.

Les points B' suivent une droite, D2.



Figures V-A-57 : Tracé des droites D2.

Les droites D1 et D2 définissent la limite pour les droites de régime linéaire. C'est à dire que lorsqu'une droite du régime linéaire (de pente P_r , image de μ_r) croise une des deux droites (D1 ou D2), le régime non linéaire débute.



Figures V-A-58 : Intersections des droites D1 et D2.

L'intersection des deux droites D1 et de D2 donne les quatre points U et V.

Le point V se situe sur la droite de saturation franche de pente Po . Nous rappelons que celle-ci est définie par le point D et la pente Po , image de la perméabilité μ_o .

Le point U, quant à lui, est le point où le régime linéaire devient inexistant. C'est à dire que le cycle de fonctionnement se situe toujours dans un régime de saturation partielle ou franche quelle que soit la valeur du courant.

Les cas limites apparaîtront lors de l'étude paramétrique intrinsèque.

Synthèse de l'étude sur l'influence de la valeur de l'induction rémanente.

Les remarques que nous venons de faire sur l'influence de la valeur de l'induction rémanente vont permettre de réduire encore le nombre de points de calcul pour l'étude paramétrique intrinsèque.

En effet, pour une géométrie donnée, un premier calcul de caractéristiques donne les coordonnées des points D indépendants de B_r , les points calculés en régime linéaires seront extrapolables pour les inductions rémanentes plus faibles.

Le calcul du deuxième cycle autorise la construction du "parallélogramme", donc défini la localisation des points appartenants au régime linéaire. Les points B et B' sont déterminés.

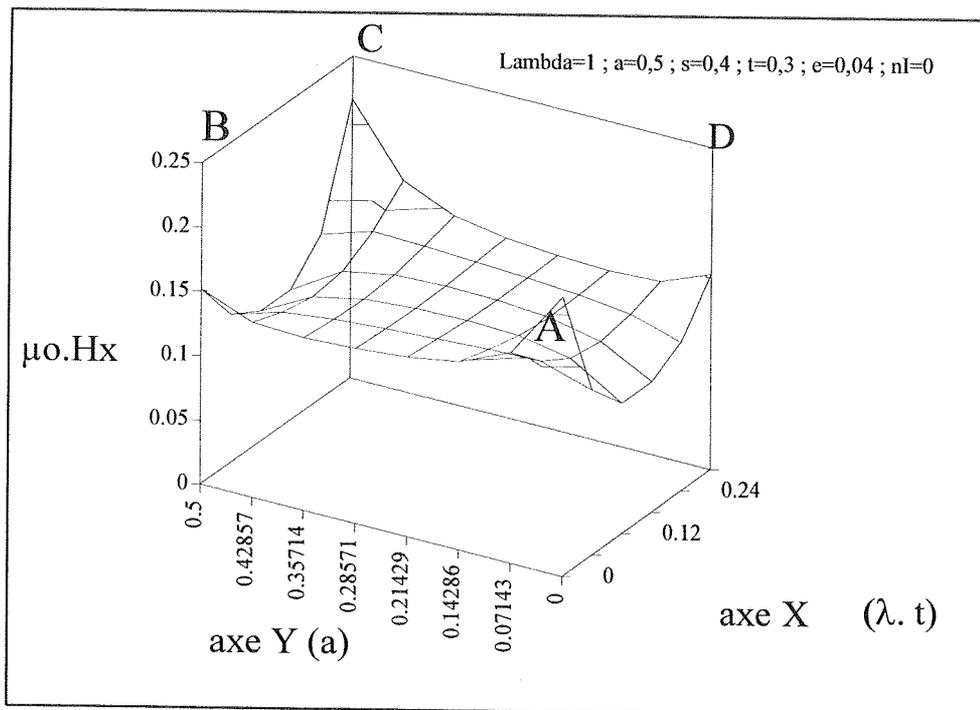
7°) Etude préliminaire de la désaimantation

La désaimantation irréversible des aimants dans un système non linéaire est un problème complexe. Nous supposons ici que la désaimantation est atteinte lorsque le champ démagnétisant noté H_k de l'aimant est atteint (H_k est défini à 90% de B_r [20]).

Afin de simplifier l'étude, nous avons considéré uniquement le cas des positions de conjonction et une alimentation en créneaux de courant.

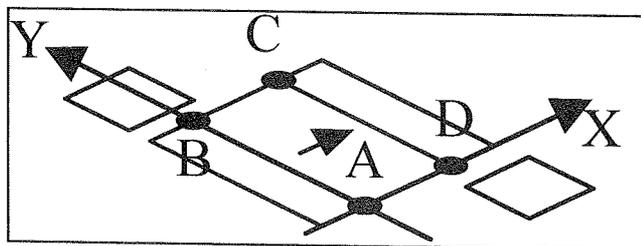
Nous avons calculer par éléments finis, pour chaque configuration optimale déterminée et pour différents niveaux d'excitation, le champ moyen suivant les deux axes de l'aimant que nous appellerons H_x et H_y (H_x correspond à l'axe de l'aimantation de l'aimant).

La limite de désaimantation est prise en compte à partir de la valeur moyenne du champ magnétique dans l'aimant. Ceci implique bien évidemment que l'on ne tienne pas compte de la désaimantation partielle (ou locale) de l'aimant. La distribution de l'amplitude de champ dans l'aimant est représentée par les figures suivantes. Nous constatons que dans le cas où il n'y a pas désaimantation globale (cas 1 et 2), certaines parties de l'aimant peuvent être désaimantées (cas 2). H_k vaut ici -270 kA/m (ferrite) soit $-\mu_0.H_k = 0,34$.

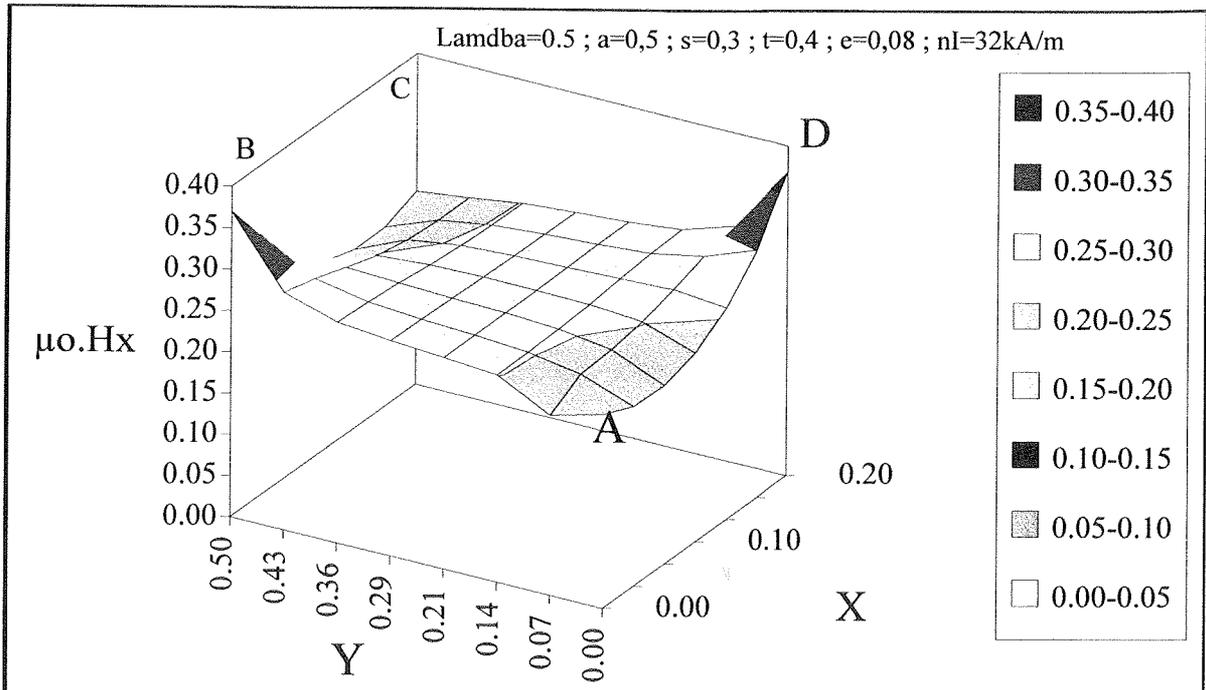


Répartition de la composante de champ suivant x dans l'aimant avec $nI=0$.

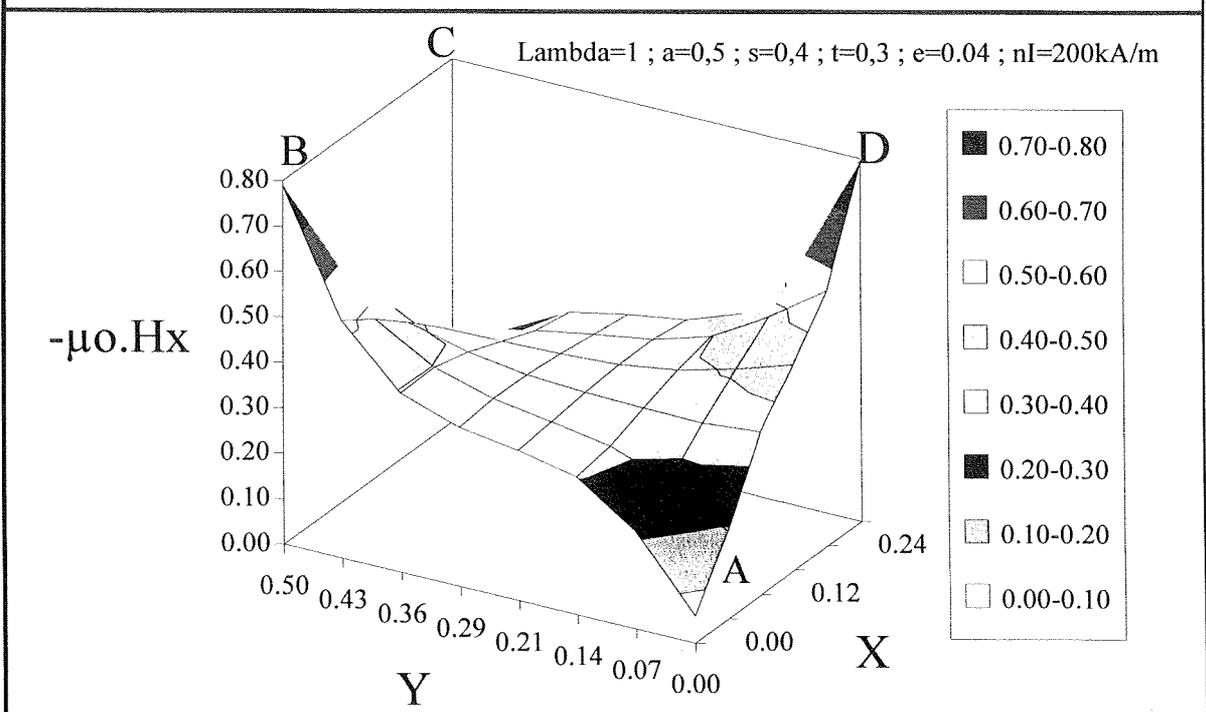
Cas 1 : $-\mu_0.H_x \text{ moy} = 0,13 < -\mu_0.H_k$: pas de désaimantation



Représentation de la cellule correspondant aux graphiques 3D.



Cas 2 : $-\mu_0.Hx \text{ moy} = 0,26$: désaimantation locale des points B et D.



Cas 3 : $-\mu_0.Hx \text{ moy} = 0,36 > -\mu_0.Hk$: désaimantation globale.

Le cas n°3 correspond à une désaimantation globale de l'aimant, seules les régions des points A et C ne sont pas désaimantées.

Les configurations optimales seront définies dans le paragraphe suivant. Nous présentons donc (figure V-A-59 à 61) les courbes de champ moyen pour les trois entrefers étudiés et pour $H_k=270$ kA/m (ferrite $B_r=0,35T$).

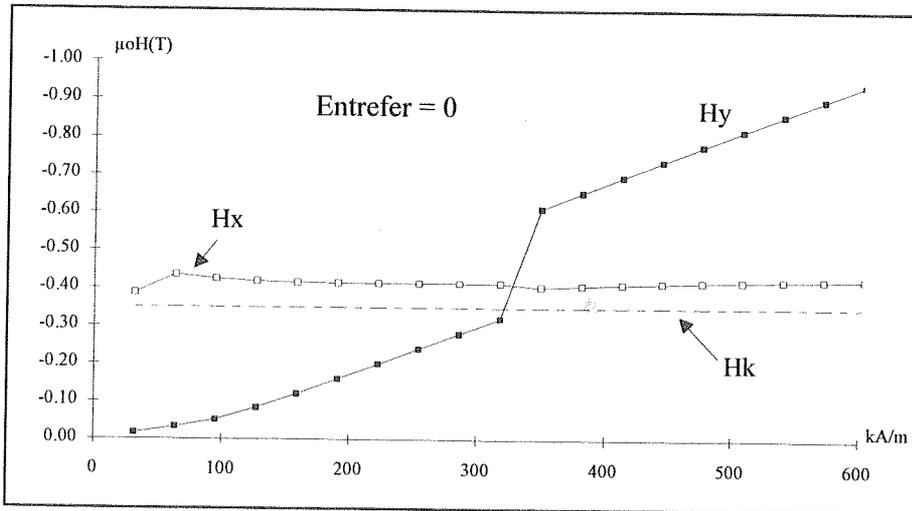


Figure V-A-59.

Le cas où l'entrefer est nul montre que pour les configurations optimales, H_x moyen est plus important que H_k déjà pour de faible courant, et H_y atteint H_k pour une valeur de courant d'environ 270 kA/m. Nous rappelons que H_x et H_y sont des valeurs moyennes calculées sur tout l'aimant

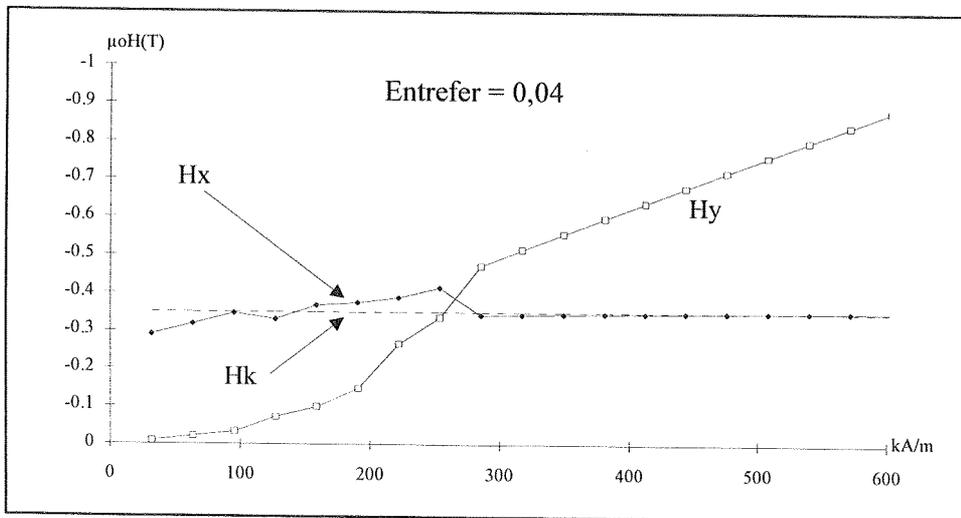


Figure V-A-60.

Le cas où l'entrefer vaut 4% montre que H_x dépasse H_k pour un courant d'environ 130 kA/m, et H_y atteint H_k pour une valeur de courant d'environ 220 kA/m.

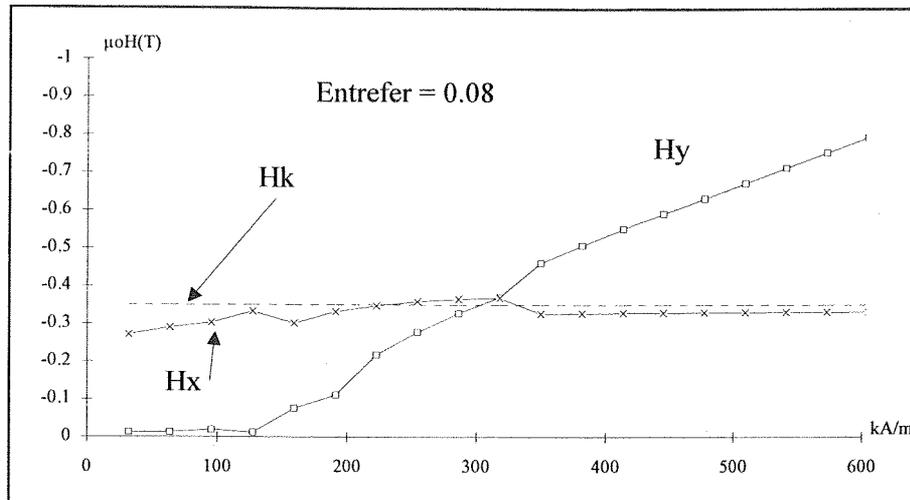


Figure V-A-61.

Le cas où l'entrefer vaut 8% montre que Hx moyen dépasse Hk pour un courant d'environ 250 kA/m, et Hy atteint Hk pour une valeur de courant d'environ 290 kA/m.

Cette étude montre que l'augmentation de l'entrefer repousse naturellement la limite de démagnétisation. Dans notre cas, nous pouvons limiter l'excitation, pour l'étude des configurations optimales, à 300 kA/m.

Il est aussi possible d'introduire la démagnétisation en tant que contrainte sur la recherche des configurations optimales. Les performances limites seront alors diminuées pour chacun des courants de sorte que Hx ou Hy ne dépasse pas Hk.

La limite de démagnétisation présentée ici est simpliste et soulève de nombreuses réflexions. Ce point est fondamental dans l'étude des machines à aimants, et principalement pour celles à concentration de flux.

8°) Abaque des optima de l'analyse paramétrique

Il est possible de positionner sur un même abaque les performances maximales en fonction du courant ainsi que l'évolution des paramètres correspondants.

Cet abaque est construit de la manière suivante :

Pour chaque valeur de courant et pour chaque entrefer, nous recherchons les configurations (λ , a , s , et t) qui maximisent σ_T calculé. Cette recherche s'effectue simplement par le test de toutes les configurations pré-définies. Notons à ce stade que cette étude représente une approche préliminaire d'optimisation. Les contraintes telles que l'échauffement, les limites de l'alimentation et la limite de désaimantation ne sont pas prises en compte. Nous avons cependant indiqué sur les abaques la limite de désaimantation sous la forme de limite de courant. Une étude plus générale incluant les contraintes précitées est en cours.

Nous présenterons les trois abaques relatifs aux trois valeurs d'entrefer étudiées et pour une induction rémanente de 0,35T (aimants ferrite) et une excitation inférieure à 300 kA/m.

Ce genre d'abaque est d'une utilisation très pratique. Par exemple, pour un entrefer et un effort par unité de surface définis, nous lisons directement les paramètres optimaux ainsi que le courant correspondant. D'autre démarches sont possibles, à partir d'une alimentation et d'un entrefer, nous pouvons déterminer la géométrie optimale....

a) Abaque des optima pour un entrefer nul

Cet abaque correspond aux performances limites que peuvent atteindre chacune des configurations optimales pour différentes valeurs de courant.

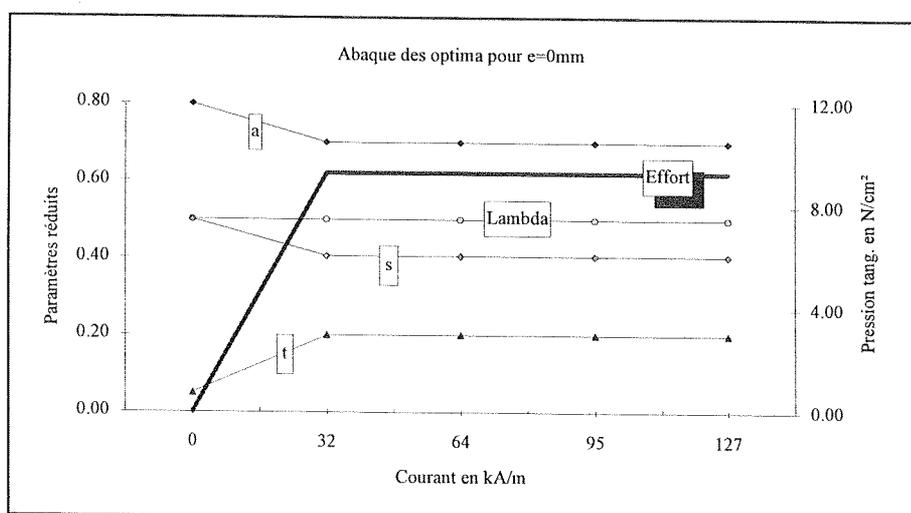
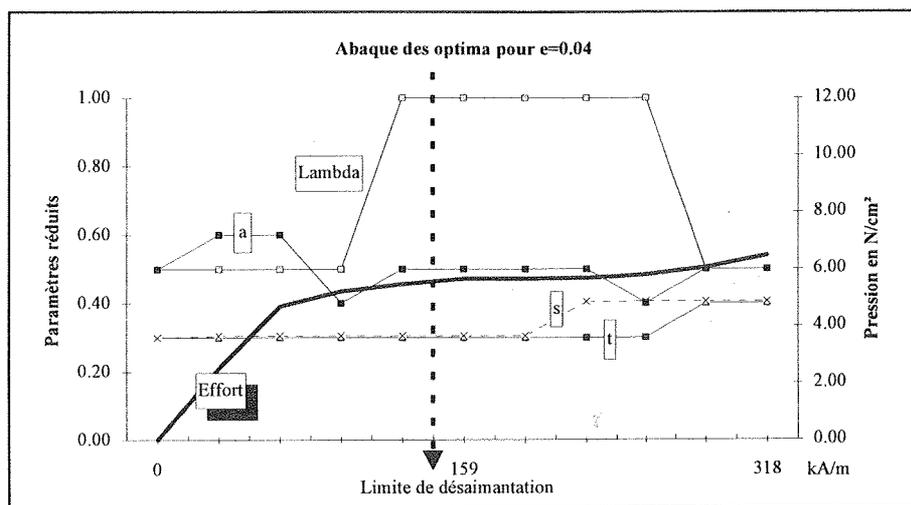


Figure V-A-62.

La figure V-A-62 montre que pour un courant supérieur à 30 kA/m, σ_T est constant et vaut 9N/cm^2 . La configuration correspondante est : $\lambda = 0,5$; $a = 0,7$; $s = 0,4$ et $t = 0,2$.

b) Abaque des optima pour $e = 4\%$

Pour cette valeur d'entrefer la limite de courant de désaimantation est de 140 kA/m (cf. p. V-35).



Figures V-A-63.

La géométrie dentaire qui permet à la fois de maximiser l'effort et de respecter la désaimantation est donnée par : $\lambda = 1$; $a = 0,5$; $s = 0,3$ et $t = 0,3$; σ_T vaut alors $5,4 \text{ N/cm}^2$.

c) Abaque des optima pour $e = 8\%$

Pour cette valeur d'entrefer la limite de courant de désaimantation est de 240 kA/m (cf. p. V-36).

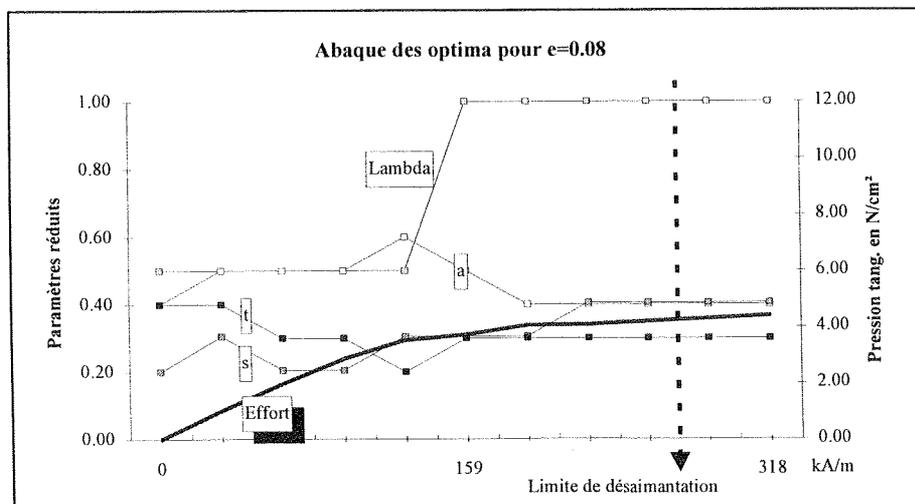


Figure V-A-64.

L'effort tangentiel surfacique limite est ici de $4,2 \text{ N/cm}^2$ avec $\lambda = 1$; $a = 0,4$; $s = 0,4$ et $t = 0,3$.

V.C.5.b) Analyse paramétrique tenant compte de la structure globale de la machine

L'analyse paramétrique cellulaire a défini des optima. Nous allons regarder ici si les optima géométriques de l'actionneur complet correspondent à ceux cellulaires. La question posée revient à se demander : est-ce que l'optimum d'une géométrie cellulaire peut être influencée par un phénomène externe alors que la caractéristique cellulaire est figée pour une géométrie donnée?

Si l'on raisonne en termes de performances limites, les optima cellulaires sont identiques à ceux de la machine complète. En effet, si une géométrie cellulaire est optimale alors cela reste vrai quelques soient les éléments extérieurs. En effet on estime qu'il sera toujours possible de fournir les ampères tours nécessaires pour la cellule.

Dans ce cas, la caractéristique pression tangentielle (σ_T) maximale cellulaire en fonction du courant est modifiée. Les valeurs de (σ_T) ne changent pas mais c'est l'échelle des courants qui va être modifiée non linéairement. Le résultat de cette correction est détaillé au chapitre VI pour le cas de l'actionneur linéaire 40 x 40.

Par contre, si l'on introduit des contraintes, sur le courant par exemple (limite échauffement, alimentation), les optima cellulaires ne sont plus forcément les optima correspondant à la machine complète. En effet, la limitation de la valeur de courant limite la force magnétomotrice appliquée à la cellule donc l'optimum cellulaire. Les circuits de retours accentuent la limitation sur le courant en introduisant une consommation d'ampères tours supplémentaires. Par exemple, la figure suivante représente, pour le cas de l'actionneur 40x40 mm, deux calculs pour deux épaisseurs de rail (2 et 4 mm). L'influence de l'épaisseur du rail est ici bien mise en avant. Le courant étant limité par l'échauffement à 1200 At, le gain d'effort obtenu en doublant l'épaisseur (donc le volume du rail) n'est que de quelques pourcent. Dans ce cas où l'on tient compte de contraintes, le circuit extérieur modifie donc les performances limites. Ceci montre que l'étude sous contraintes en régime non linéaire ne peut s'effectuer sans la prise en compte de tout l'environnement de la cellule élémentaire tels que le circuit de retour, les fuites, l'effet 3D....

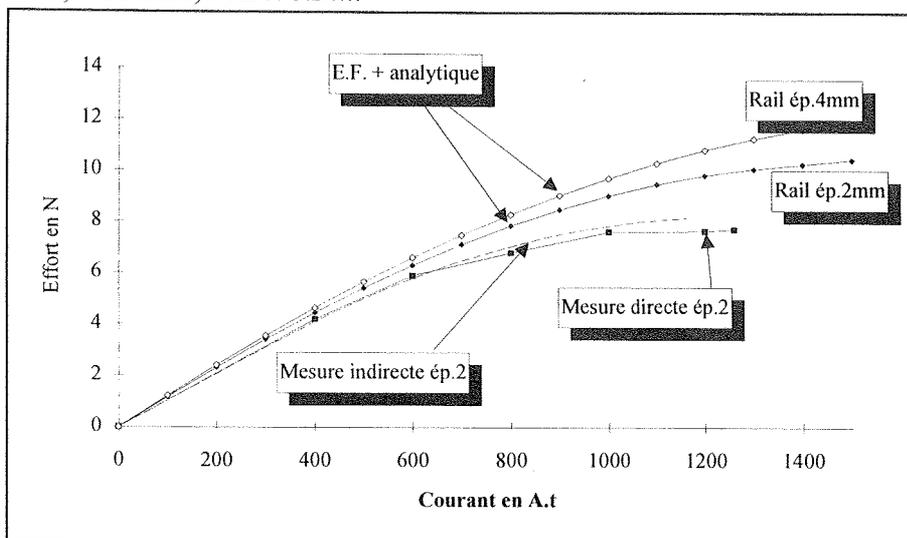


Figure V-A-65 : Comparaison entre rail de 2 et 4mm d'épaisseur

Donc dans le cadre d'une optimisation sous contraintes, l'étude devra comprendre les éléments extérieurs à la cellule.

V.C.6. Méthode d'Optimisation d'un actionneur

Ce sous-chapitre présente la méthode d'optimisation globalement valable pour tout type de machine cellulaire.

1. Définition du cahier des charges

Le cahier des charge doit définir toutes les contraintes physiques et électriques utiles au calcul d'optimisation. Notamment, l'effort moteur ou couple utile, la vitesse de déplacement ou de rotation, la tension d'alimentation, le volume disponible, type de matériaux utilisables, coût.....

D'autres éléments du cahier des charges peuvent venir de contraintes de fabrication telles que l'épaisseur du rail dans le cas d'un actionneur linéaire à rail entourant (limite de pliage) ou la valeur minimale d'entrefer ou jeu mécanique.

2. Méthode d'optimisation

La démarche générale utilisée pour cette optimisation peut être synthétisée par un synoptique simplifié que nous ne décrivons ici que succinctement.

La première étape de l'étude est le calcul paramétrique, par éléments finis, d'une cellule à commutation de flux en régime non linéaire. Ceci nous donne une base de données figée, dans laquelle nous extrayons les valeurs nécessaires à l'optimisation. Cette base de données est constituée de points représentatifs des caractéristiques magnétiques de chaque configuration. Le calcul par éléments finis est effectué en deux dimensions en régime non linéaire mais pourrait aussi l'être par des outils tridimensionnels.

La deuxième étape consiste en l'entrée des différentes contraintes imposées par un cahier des charges donné.

La troisième étape doit permettre la définition du schéma électrique équivalent, dans lequel les caractéristiques de chaque élément sont établies (valeurs des paramètres, non linéarité, etc..).

La quatrième étape détermine l'échauffement correspondant à la structure et aux conditions imposées ci-dessus. Cet échauffement provoque une variation des valeurs de la résistance du bobinage et de l'induction rémanente B_r des aimants permanents, donc une variation des performances de l'actionneur. Il faut donc reboucler la méthode en réinjectant la nouvelle valeur de l'induction rémanente B_r définissant ainsi un nouvel optimum. Cependant, la première étape n'est pas à refaire, et seuls quelques points seront à recalculer par éléments finis.

Lorsque la convergence est atteinte, la structure définie répond au cahier des charges en ayant minimisé un ou plusieurs critères.

Cette modélisation tient compte du régime non linéaire de toutes les pièces ferromagnétiques, des fuites du bobinage et de certains effets 3D. Il reste toutefois deux points non pris en compte, la zone R_s et les effets de bord relatifs aux aimants sur la hauteur de l'actionneur. Un terme correctif tridimensionnel pourrait être inclus dans la modélisation pour en corriger les effets [9].

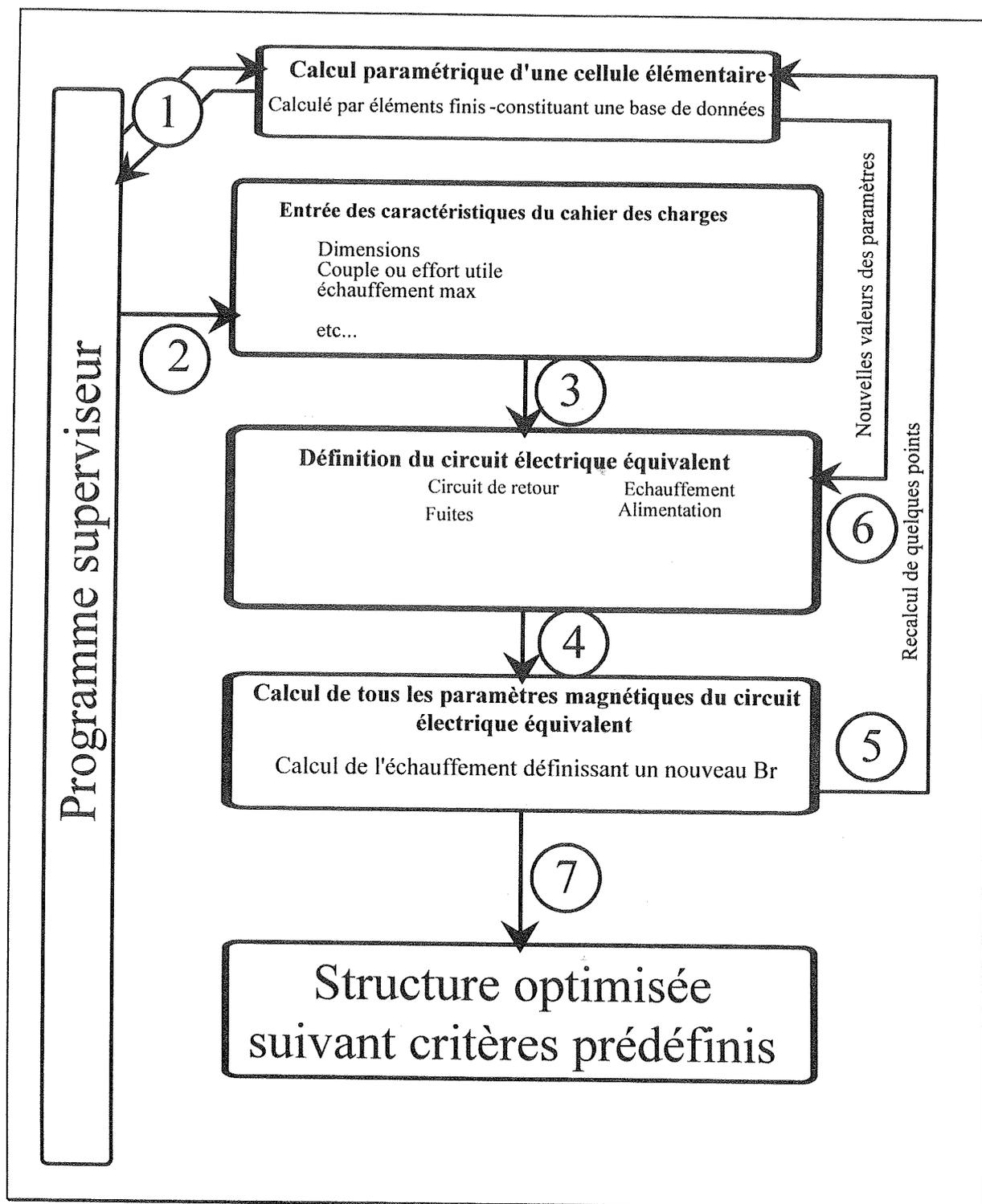


Figure V-A - 66 ; Synoptique de la méthode d'optimisation.

V.D. Synthèse du chapitre

Ce chapitre a présenté une méthode de modélisation de structures de machines cellulaires contenant des cellules dites à "commutation de flux". La méthode proposée combine un calcul numérique par E.F. et analytique. Elle tient compte des non-linéarités des caractéristiques magnétiques des matériaux utilisés et de certains effets tridimensionnels des circuits de retour. Afin de montrer la faisabilité d'une telle démarche, nous avons pris comme exemple le cas complexe d'un actionneur linéaire à rail entourant.

Nous avons effectué une analyse paramétrique cellulaire aboutissant à l'étude de la sensibilité des paramètres géométriques sur l'effort moyen ainsi que sur la limite de désaimantation.

Pour limiter le temps de calcul, nous avons défini une méthode de description de caractéristiques flux / ampères tours.

Sans contrainte d'échauffement (refroidissement idéal), les résultats de cette étude montrent principalement qu'il est possible, avec des aimants ferrites, d'obtenir des efforts surfaciques de l'ordre de 4N/cm^2 avec des entrefers conséquents (4% de la hauteur du domaine). L'influence de l'échauffement est en cours d'étude. Nous pouvons cependant noter que celle-ci est importante comme le montre les différents essais (p. VI-25).

De plus, nous avons montré que la limite de désaimantation est rapidement atteinte dans les structures à commutation de flux lorsque l'on recherche les performances maximales. La contrainte de désaimantation doit donc être impérativement introduite dans le processus même d'optimisation.

Cette étude nécessite encore beaucoup de travail. Un exemple d'optimisation complète d'un actionneur destiné à la domotique, intégrant les contraintes d'échauffement et de démagnétisation est en cours. D'autre part, il est nécessaire d'étudier l'influence d'une alimentation réelle et d'intégrer le fonctionnement dynamique. Ce travail est aussi en cours au LESiR.

CHAPITRE VI

EXPERIMENTATION

D'ACTIONNEURS LINEAIRES.

VI.A. Introduction.....	2
VI.B. Description du banc d'essai statique.....	3
VI.C. Description du banc d'essai dynamique.....	5
VI.D. Essais.....	6
VI.D.1. Actionneur à rail entourant de 40 x 40 mm.....	6
VI.D.1.a) Description de l'actionneur.....	6
VI.D.1.b) Tension à vide.....	8
VI.D.1.c) Réseau flux ampères-tours.....	9
VI.D.1.d) Essais statiques.....	10
VI.D.1.e) Confrontation expérimentation/calcul.....	15
VI.D.1.f) Mesure de l'inductance.....	24
VI.D.1.g) Essais thermiques.....	25
VI.D.2. Actionneur à rail entourant de 20 x 20 mm.....	29
VI.D.2.a) Description de l'actionneur.....	29
VI.D.2.b) Tension à vide.....	30
VI.D.2.c) Essais statiques.....	30
VI.D.2.d) Synthèse des essais sur l'actionneur 20 x 20 mm.....	31
VI.D.3. Actionneur à rail entouré.....	32
VI.D.3.a) Description de l'actionneur.....	32
VI.D.3.b) Tension à vide.....	33
VI.D.3.c) Réseau flux ampères tours.....	34
VI.D.3.d) Essais statiques.....	36
VI.D.3.e) Mesure de l'inductance.....	39
VI.D.3.f) Essais dynamiques.....	39
VI.D.3.g) Analyse des résultats.....	40
VI.E. Synthèse des expérimentations.....	41

VI. EXPERIMENTATION D'ACTIONNEURS LINEAIRES.

VI.A. Introduction

De nombreux essais ont été effectués dans le but de caractériser les différents actionneurs linéaires et tournants réalisés au LESiR, ainsi que pour qualifier plusieurs matériaux et différentes géométries.

Nous pouvons séparer les essais en trois grands groupes :

- Les relevés de tension à vide nous permettent de déterminer le flux utile des aimants et la forme de l'effort hybride.
- Les essais statiques permettent de relever directement ou indirectement, les efforts de détente, réluctant et total en fonction de la position et du courant.
- Les essais dynamiques sont utiles pour qualifier les actionneurs en mouvement, à vide ou en charge.

Nos études sur les structures hybrides ont débuté sur des machines linéaires alors que les machines tournantes n'ont été réalisées que dans un but de validation de principes. De ce fait, nous n'avons pas construit de banc d'essais adaptés aux machines tournantes en raison de la diversité des dimensions et performances de chacune d'entre elles. Pour ces machines, nous nous sommes contentés de mesures sommaires telles que, tension à vide, vitesse maximale à vide et couple statique.

Par contre, des bancs d'essais spécifiquement adaptés aux actionneurs linéaires ont dû être développés pour répondre aux besoins précis de ce type particulier de machines. Ces bancs ont considérablement évolué depuis le début des études entamées au LESiR [1][2][3][5]. Ils sont maintenant totalement informatisés et automatisés tant au niveau des relevés que des déplacements. C'est à dire que notre expérience nous a permis de maîtriser les essais sur les actionneurs linéaires, nous permettant ainsi d'effectuer des caractérisations rapides et fiables.

Les bancs d'essais ne seront pas complètement détaillés dans cette thèse, le lecteur pourra se reporter aux travaux du dernier mémoire CNAM [5] pour plus de détails.

Dans la première partie de ce chapitre, nous décrirons rapidement le banc d'essai statique en énumérant ses principales caractéristiques et son principe de mesure. Nous présenterons ensuite les résultats des essais concernant trois actionneurs linéaires.

Nous confronterons les résultats expérimentaux avec les calculs en régime non linéaire, présentés au chapitre V, sur le premier actionneur (rail entourant de 40 x 40 mm).

VI.B. Description du banc d'essai statique.

Les mesures d'efforts statiques sur des structures linéaires sont difficiles surtout pour les actionneurs hybrides possédant des efforts de détente de faibles valeurs. En effet, pour caractériser entièrement ce type de machine, un banc d'essai fiable est délicat à mettre en oeuvre.

Pour s'affranchir des problèmes de frottements, nous effectuons les mesures d'effort par réaction sur un bâti suspendu par des fils (photographie figure VI-B-1). Avec cette méthode nous avons obtenu d'excellents résultats.

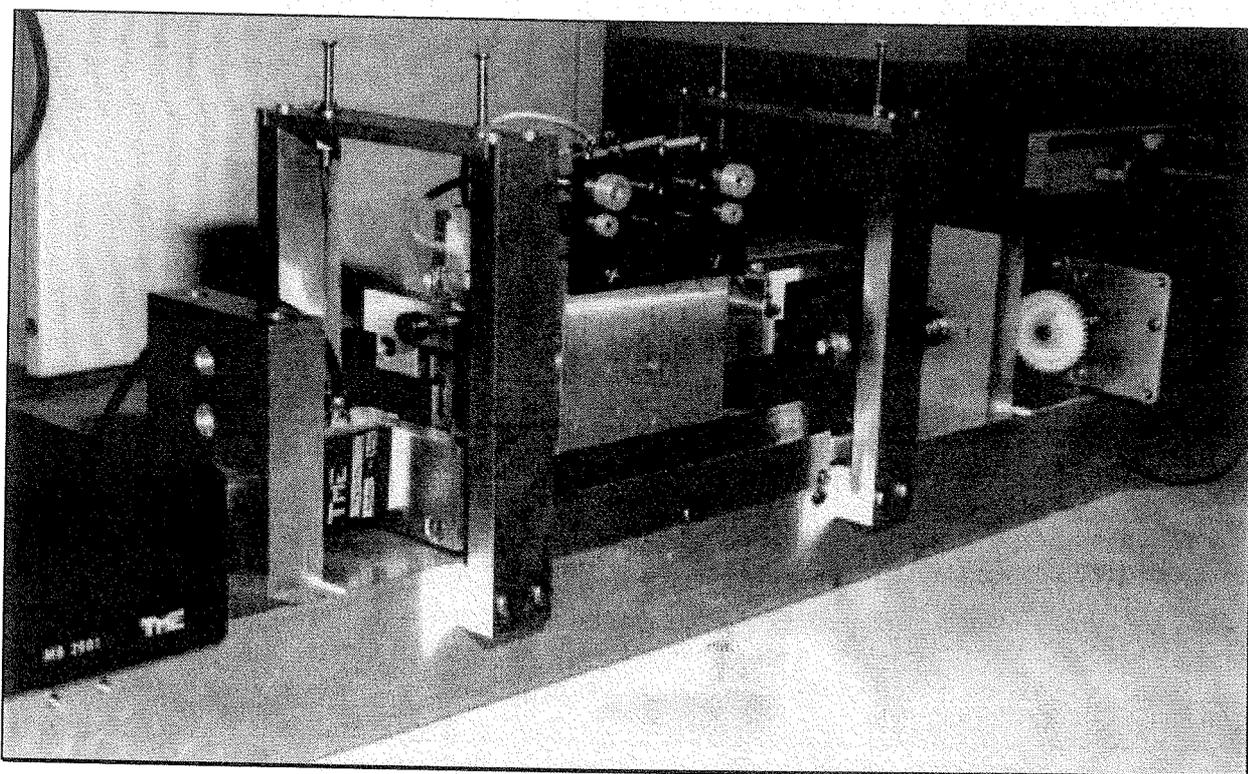


Figure VI-B-1- Banc d'essai avec un actionneur à rail entouré.

Le principe de la mesure par réaction est illustré par le schéma suivant.

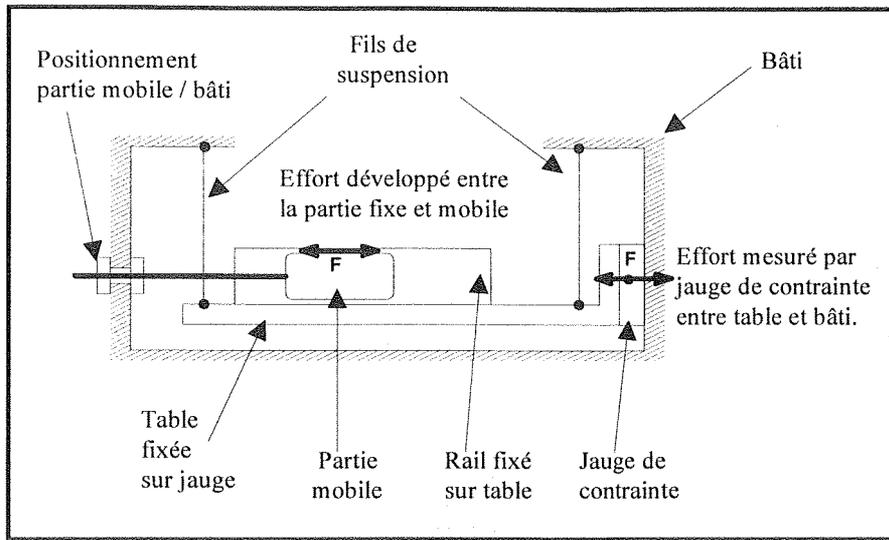


Figure VI-B-2- Principe de la mesure par réaction.

Ce banc est entièrement automatisé et piloté par un ordinateur de type PC.

Il permet d'obtenir les formes d'effort soit sur une table traçante, soit sous forme de fichier informatique et de calculer directement l'effort moyen "idéal" sur un pas.

La fiabilité et les caractéristiques sont satisfaisantes. Un "étalonnage" a permis de définir ses incertitudes de mesure [5].

Ce banc permet d'effectuer des mesures d'effort jusqu'à 100N, et il possède une course utile supérieure à 50mm.

La jauge de contrainte autorise une mesure d'effort de 100N avec une précision de 0,1% de la pleine échelle soit 0,1N.

La course est limitée par la course utile du potentiomètre linéaire : 55mm.

Les frottements secs entre la table et le bâti sont éliminés grâce au système de suspension de la table de mesure.

La précision de mesure de l'effort de l'ensemble est satisfaisante (0,1% de la pleine échelle) et permet la mesure de faibles efforts de détente inférieurs au Newton.

Tous les essais statiques présentés dans ce chapitre ont été réalisés avec ce banc.

VI.C. Description du banc d'essai dynamique.

Les essais statiques permettent "théoriquement" de prédéterminer le fonctionnement dynamique. Cependant, il est difficile de connaître les frottements réels ainsi que les formes de courant en fonctionnement dynamique en charge.

Nous avons donc réalisé un banc d'essai dynamique comprenant principalement une règle d'acquisition de la position couplée à un ordinateur et d'un système de poulie avec des poids permettant de charger l'actionneur.

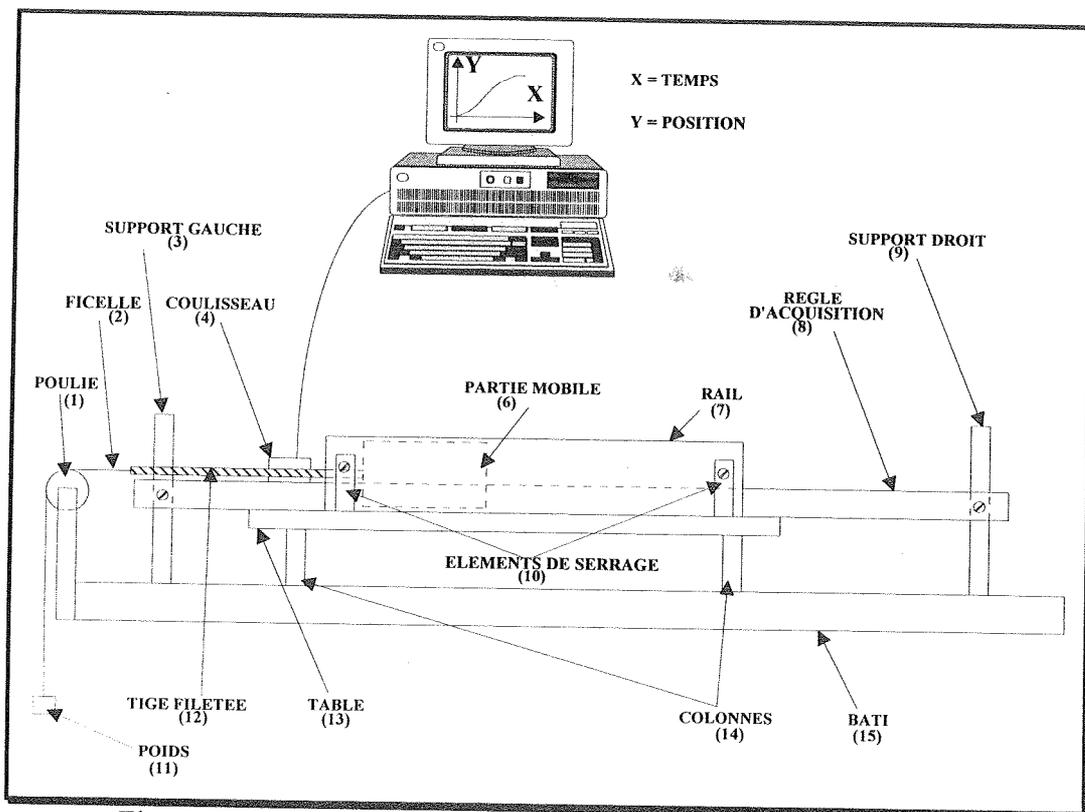


Figure VI-C-1- : schéma de principe du banc d'essais dynamiques.

Références et caractéristique de la règle d'acquisition :

Type Heindenhein LS 303 -précision : $200\mu\text{m}$ -vitesse d'acquisition limite $0,8\text{m/s}$ -course 1m .

Ce banc ne nous donne pas entière satisfaction et demande certaines modifications. En effet, la règle d'acquisition de type optique incrémental, impose un guidage du coulisseau très fin de son curseur et génère un effort de freinage très important (de l'ordre de 5N). Ceci limite bien sûr la gamme d'actionneurs essayés. De plus, la limite de vitesse actuelle est de $0,8\text{m/s}$, ce qui est peu dans le cas d'essais à vide.

Nous pencherons donc vers une solution permettant de remplacer cette règle au profit d'un système plus adapté à notre problème, comme certains systèmes du commerce bon marché du type résistif, avec une précision plus faible mais toutefois suffisante, ou alors des systèmes de mesure sans contact plus onéreux.

Cependant, nous présenterons dans les paragraphes suivants quelques exemples de relevés dynamiques pour quelques actionneurs suffisamment puissants.

VI.D. Essais.

Nous présentons ici les principaux résultats pour trois actionneurs linéaires à commutation de flux, deux à rail entourant et un à rail entouré.

Tous ces actionneurs ont été entièrement réalisés grâce aux moyens propres du LESiR.

VI.D.1. Actionneur à rail entourant de 40 x 40 mm.

Cet actionneur à rail entourant de dimensions extérieures de 40 x 40 mm a fait l'objet d'un mémoire CNAM [3]. La présentation des résultats sera donc synthétique, nous montrerons cependant quelques résultats complémentaires, notamment concernant la géométrie des trous du rail, l'influence de la saturation dans les plots et dans le rail ainsi que des essais thermiques. Nous confronterons ensuite l'expérimentation avec les calculs.

VI.D.1.a) Description de l'actionneur.

La constitution de cet actionneur est très simple, il est composé de seulement cinq éléments, le rail, la partie mobile en matière plastique supportant les plots, les aimants et les bobinages. Il n'y a pas de guidage mécanique autre que le glissement plastique sur rail. Bien sûr, l'ajout de roulettes ne peut être que bénéfique, mais complique quelque peu la réalisation.

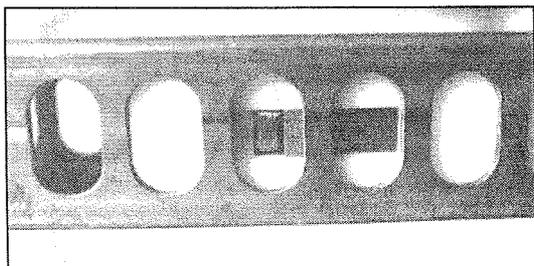
rail : Profilé du commerce.

Section extérieure = 40 x 40mm.

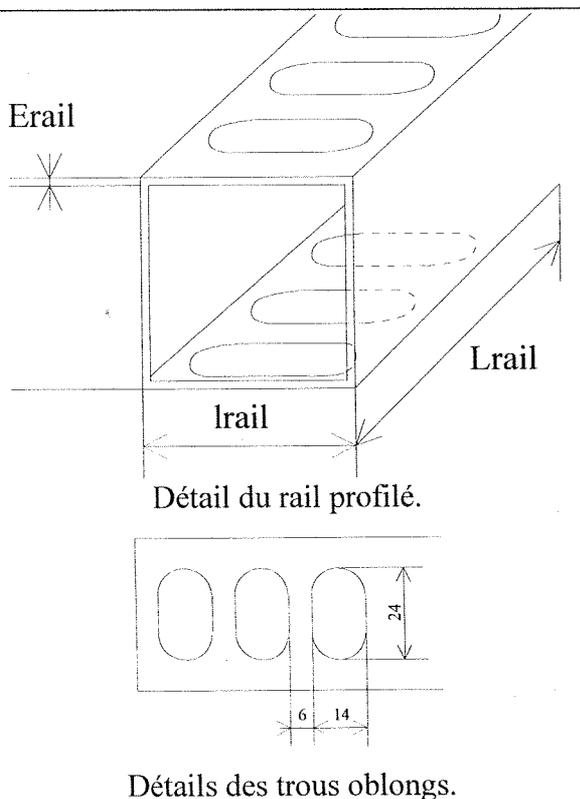
Epaisseur = 1,8mm.

Lrail = 400mm.

pas = 20mm.



Vue du rail et de la partie mobile.



partie mobile :

La partie mobile de l'actionneur comprend une carcasse en polyacétal (Delrin®) qui assure le maintien mécanique, ainsi que le guidage dans le rail.

carcasse :

- $lc = 178\text{mm}$
- $Lc = 36\text{mm}$
- $hc = 35,5\text{mm}$

plots :

- $lp = 4\text{mm}$
- $Lp = 10\text{mm}$
- $hp = 35,3\text{mm}$

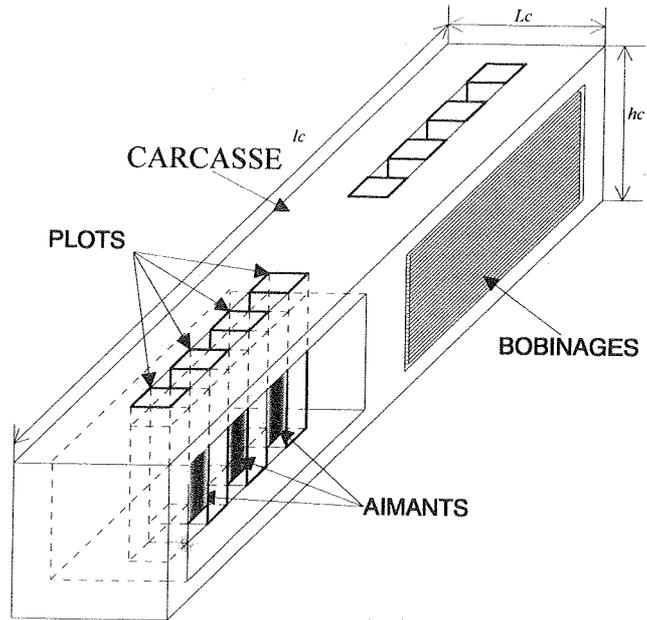
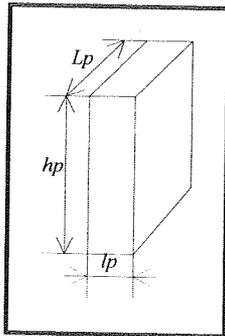
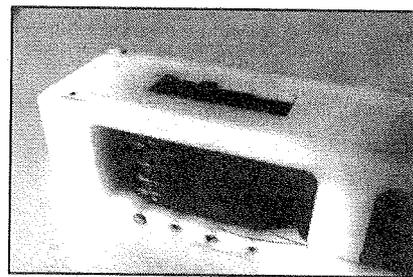


Schéma de la partie mobile.



Vue d'une phase de la partie mobile.

aimants :			
Ferrite.	Brémag 10. NdFeB allié	Brémag 30. NdFeB	<p>A 3D perspective diagram of a rectangular magnet. The length of the top edge is labeled La, and the height of the front face is labeled ha.</p>
Br=0,35T Hc=220kA/m	Br=0,65T Hc=1100kA/m	Br=1,1T Hc=2000kA/m	
1 Barreau par cellule: - $la = 6\text{mm}$ - $La = 7,7\text{mm}$ - $ha = 33,5\text{mm}$	1 Barreau : - $la = 5\text{mm}$ - $La = 8\text{mm}$ - $ha = 25\text{mm}$	3 Pastilles cylindriques - $la = 4\text{mm}$ - Diamètre = 10mm	

<u>bobinages de puissance</u> : deux bobinages de 600spires roulés deux fils en main	<u>bobinage de commande</u> :
<ul style="list-style-type: none"> - nombre de spires = 600 - diamètre du fil = 0,3mm - résistance = 40 Ohms 	<ul style="list-style-type: none"> - nombre de spires = 20 - diamètre du fil = 0,3mm

VI.D.1.b) Tension à vide.

La tension à vide est l'image de l'effort hybride (cf. Chapitre IV p.9), elle permet aussi d'obtenir, après intégration, la variation du flux des aimants dans le bobinage. Ce flux produit par les aimants sera utilisé au paragraphe suivant.

La tension à vide (figure VI-D-1) est relevée pour une cellule ferrite sur le bobinage d'induit de 600 spires avec un rail possédant des trous oblongs.

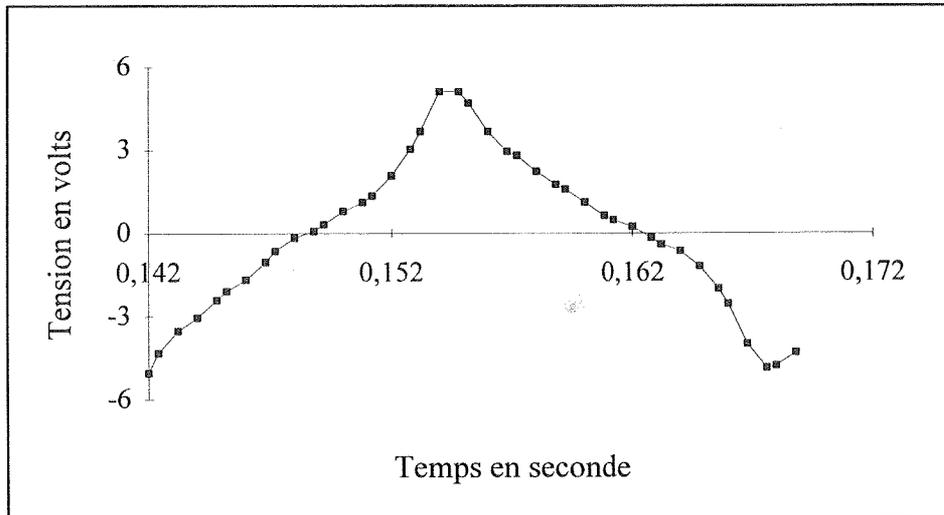


Figure VI-D-1 : Forme de la tension à vide pour une cellule à aimant ferrite.

La forme de la tension à vide est ici assez "pointue". Du point de vue de la forme de l'effort, l'idéal serait une forme d'onde en créneaux bien adaptée à une alimentation en créneaux de courant, donc un flux inducteur, en fonction de la position, triangulaire.

L'intégration de la tension à vide montre un flux en fonction de la position proche d'une sinusoïde légèrement élargie.

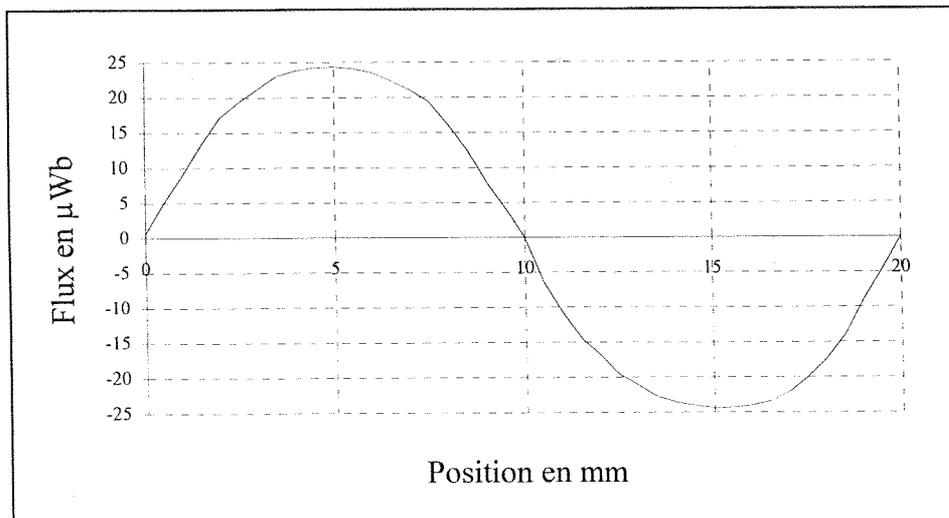


Figure VI-D-2 : Flux dans l'actionneur pour une cellule Ferrite.

VI.D.1.c) Réseau flux ampères-tours position.

Pour caractériser magnétiquement cet actionneur, nous avons construit son réseau flux / ampères-tours / position.

Nous avons mesuré, pour trois positions particulières (2 conjonctions et 1 opposition), le flux (relevé à partir de la tension induite d'un bobinage de mesure de 600 spires) en fonction du courant injecté dans le bobinage d'induit (600 spires). Pour améliorer leur couplage, les deux enroulements, induit et mesure, ont été bobinés avec la technique deux fils en main.

Lors de cet essai, la composante continue du flux des aimants sans courant n'apparaît pas. Nous pouvons cependant l'obtenir par intégration de la tension à vide obtenue au paragraphe précédent (ici $25\mu\text{Wb}$ max.). Il suffit ensuite de décaler les courbes de conjonction de cette valeur pour obtenir la figure VI-D-3.

La fréquence d'injection du courant reste faible (5Hz) pour limiter l'effet des pertes fer.

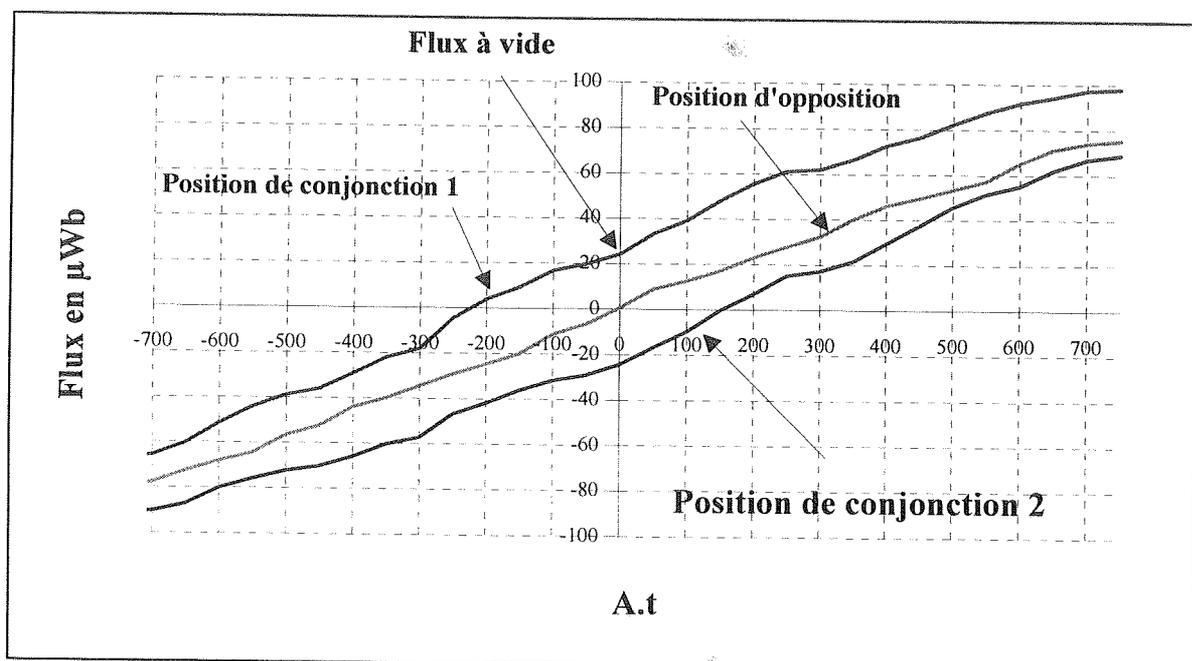


Figure VI-D-3 : Cycle flux/Ampères-tours pour une cellule ferrite.

Ce réseau est, comme le montre la figure, difficile à relever car effectué à très basse fréquence donc avec des tensions induites de bas niveaux et perturbées d'où les ondulations visibles. Cependant, les résultats obtenus sont, comme nous le verrons par la suite, en corrélation avec le relevé d'effort direct ainsi qu'avec les calculs.

Le réseau montre ici une faible variation de pente entre les courbes pour les positions de conjonction et d'opposition car la variation d'inductance en fonction de la position est faible.

Ce réseau nous permet aussi de calculer l'effort moyen idéal en fonction du courant. En effet, pour une alimentation en créneaux de courant la surface définie par les deux courbes relatives aux deux positions de conjonction correspond à l'énergie magnétique convertie. En divisant cette énergie par le pas de l'actionneur, nous obtenons l'effort moyen (figure VI-D-4).

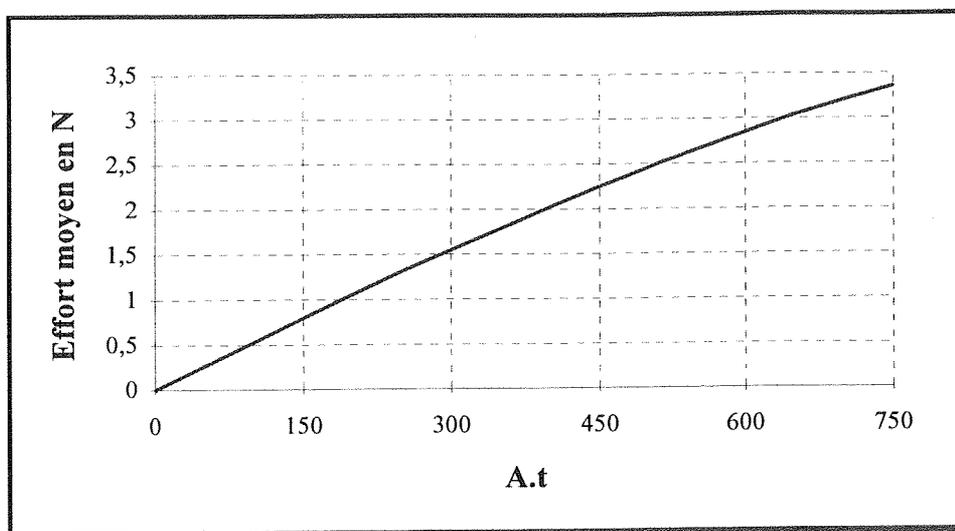


Figure VI-D-4 : Effort moyen calculé à partir du cycle $\Phi(i)$.

La valeur de l'effort moyen est ici de 2,2 N pour 450 A.t, alors que les essais directs donnent 2N soit un écart de 10 % (figure VI-D-6).

VI.D.1.d) Essais statiques.

Nous présentons ici différentes mesures d'effort directes effectuées sur une ou plusieurs cellules élémentaires pour lesquelles nous regarderons l'influence de quelques paramètres sur les effets de la saturation.

Ces paramètres sont, la section des plots de la partie mobile et la section de passage de flux au niveau des trous du rail.

Nous présentons tout d'abord les mesures effectuées sur une seule cellule ferrite.

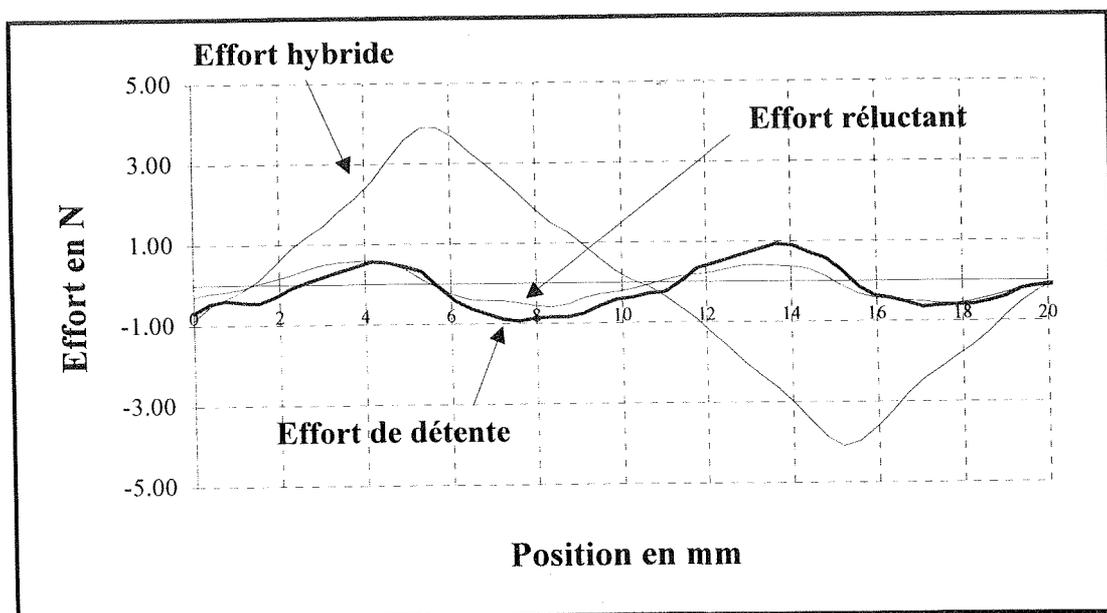


Figure VI-D-5 : Efforts pour une cellule à aimant Ferrite et 450At.

Remarque : La forme de l'effort hybride (figure V-D-5) est bien similaire à celle de la tension à vide (figure V-D-1).

La figure ci-contre montre l'effort moyen en fonction du courant pour une cellule ferrite.

Les valeurs relevées ici sont légèrement plus faibles que celles calculées à partir du cycle, environ 10%.

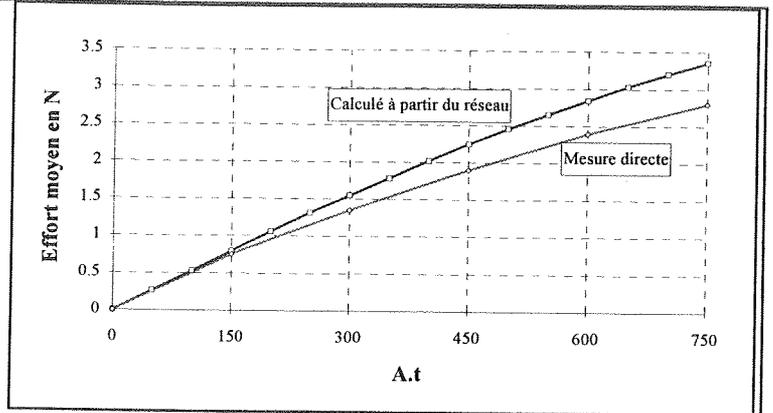


Figure VI-D-6 : Effort en fonction du courant.

Nous avons effectué ensuite les essais sur plusieurs cellules accolées ou séparées (figure VI-D-7) et ce pour deux types d'aimant (ferrite et NdFeBo alliés), pour montrer l'influence de la saturation dans les plots et dans les dents du rail. En effet, dans le cas de cellules accolées, le plot central est parcouru par le flux des deux cellules [3].

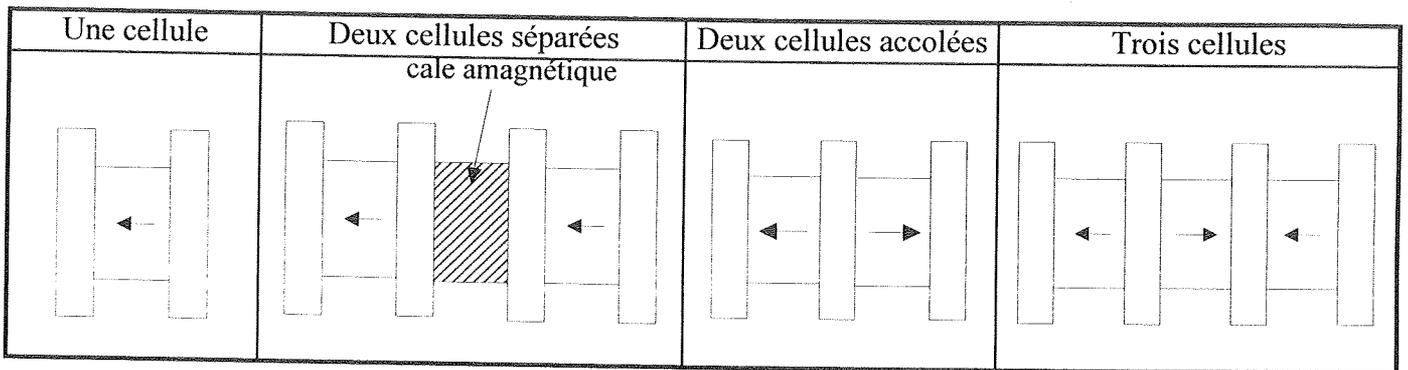


Figure VI-D-7 : Différentes configurations

Les deux figures suivantes représentent les efforts moyens relevés en fonction du courant pour les différentes configurations de cellules élémentaires.

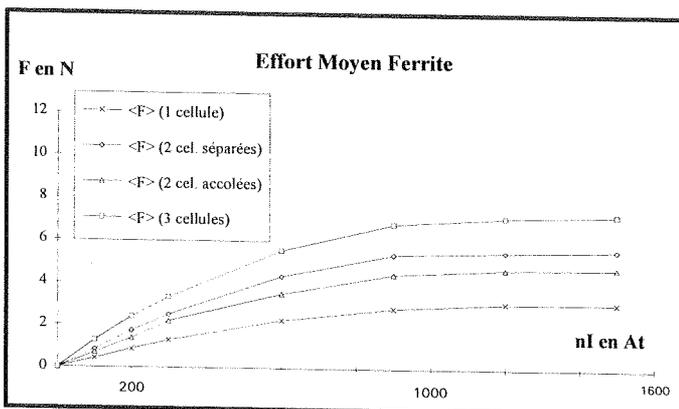


Figure VI-D-8 : Cellule ferrite.

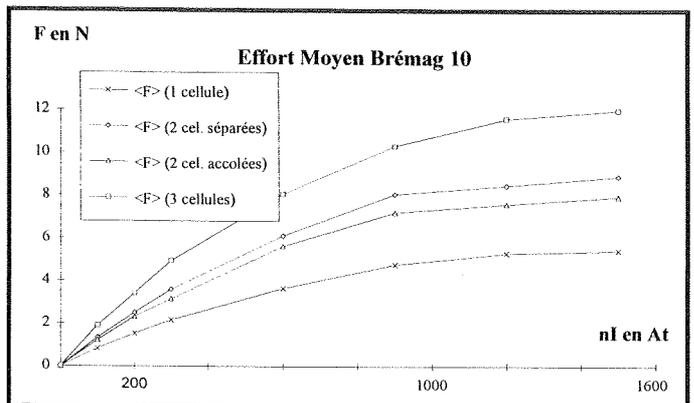


Figure VI-D-9 : Cellule NdFeB alliée.

Pour un même courant, les aimants NdFeB alliés apportent plus de 40% d'effort supplémentaire.

Nous voyons aussi que deux cellules séparées donnent un effort moyen supérieur à deux cellules accolées. Le plot central ainsi que la dent du rail correspondante, sont mis en cause. Ils saturent prématurément car comme nous l'avons dit précédemment, ils sont traversés par le flux des deux aimants des deux cellules adjacentes.

Pour confirmer ce résultat, nous pouvons faire varier la largeur des plots (donc la section) ainsi que la forme des dents (donc des trous) et regarder leur influence sur les valeurs d'effort moyen.

Les comparaisons porteront sur deux formes de trous (figure VI-D-11) et quatre dispositions de plots avec des aimants NdFeB alliés (figure VI-D-10). Les épaisseurs des aimants NdFeB alliés utilisés (Brémag 10) et ferrite étant différentes, pour garder un pas constant nous avons dû rajouter des cales magnétiques intermédiaires. Celles ci, comme nous le verrons, jouent un rôle non négligeable en participant à l'agrandissement de la section des plots.

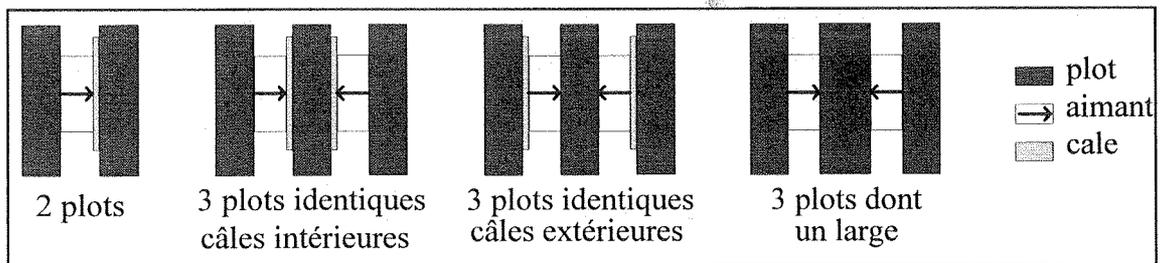


Figure VI-D-10 : Différentes dispositions de plots.

Dimensions des constituants des cellules :

Largeur du plot étroit : 4mm.

Largeur du plot large : 6mm

Épaisseur d'aimant : 5mm

Cale : 1mm

Le flux sortant du plot de la partie mobile se divise en deux pour se refermer de part et d'autre du rail. Pour une conservation de la section de passage de flux, il faut que la section de la dent du rail soit égale à la moitié de la section du plot. Dans notre cas, le plot possède une section de 40mm^2 ($4 \times 10\text{mm}$), c'est à dire que pour une épaisseur de rail de 2mm la dent devrait avoir une largeur de 10mm ($40\text{mm}/2/2\text{mm}$). Or, cette largeur de dent de 10mm court-circuiterait franchement les aimants de 6mm de large.

Nous avons donc défini le type de trous n°2 (figure VI-D-10) qui permet d'obtenir une section totale de sortie égale à celle du plot en limitant le court-circuit des aimants.

Les trous oblongs "classiques" sont nommés trous n°1 et ceux formés de plusieurs arches trous n°2.

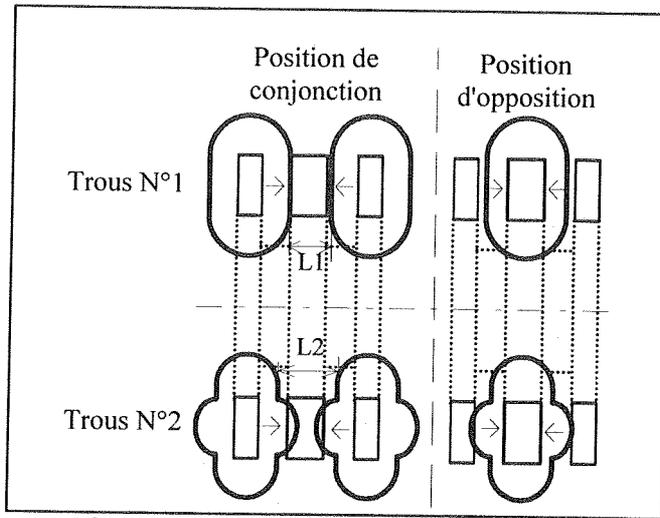


Figure VI-D-11 : Types de trous étudiés.

Les efforts représentés sur les deux figures suivantes sont mesurés par la méthode directe pour les huit configurations et pour des courants de 100 à 1500A.t.

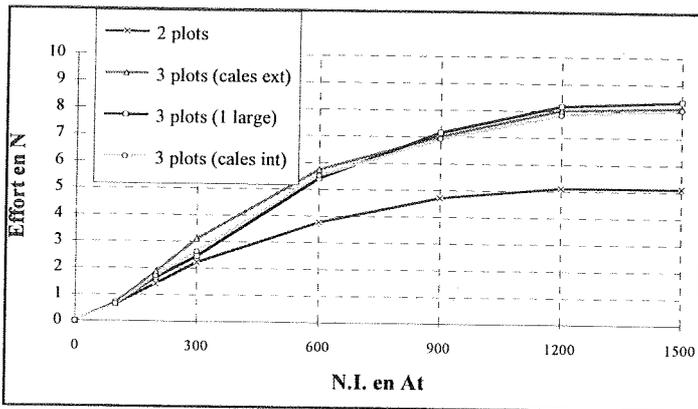


Figure VI-D-14 : tracé des efforts moyens trous n°1.

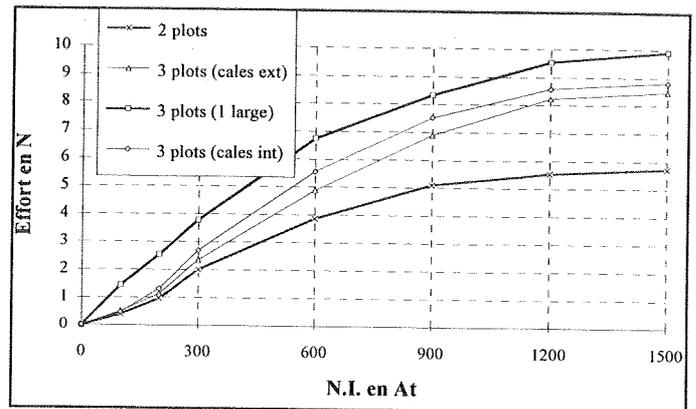


Figure VI-D-15 : tracé des efforts moyens trous n°2.

Pour le type de trous n°1, les courbes montrent que pour 1500A.t une cellule élémentaire (2 plots) développe 5,1N moyen soit 1,8N/cm². Alors que deux cellules accolées donnent (pour les trois configurations), environs 8,1N soit 1,7N/cm². Le passage à deux cellules ne double pas l'effort moyen (saturation du plot central) mais conserve sensiblement l'effort surfacique (grâce au non doublement de la surface utile d'entrefer).

La faible différence entre les trois configurations indique que le rail sature franchement, avant les plots et que c'est lui qui limite dans ce cas l'augmentation des efforts moyens.

La forme des trous n°2 a été adaptée pour que la section de passage du flux à la sortie des dents du rail soit maximale pour une épaisseur de profilé donnée, de ce fait la saturation apparaît plus tard et nous avons de plus grandes différences entre les trois configurations cellulaires.

Pour une cellule, nous obtenons, à 1500A.t, 5,8N soit 2,07N/cm² et pour deux cellules avec plot large central 10N soit 2,08N/cm².

Ces essais montrent donc que le rail et les plots saturent rapidement et qu'il faut les optimiser en régime non linéaire. Le plot central pourra être surdimensionné par rapport aux plots latéraux uniquement dans le cas où les dents du rail ne saturent pas prématurément. De plus, il est important de connaître le lieu des saturations dans le rail pour en tenir compte dans la modélisation de l'actionneur complet (cf. chapitre V et VI-D.1.e).

Pour montrer l'influence de l'épaisseur du rail au niveau des dents sur l'effort moyen, nous l'avons doublée par l'ajout d'une plaque perforée à l'identique du rail (trous oblongs).

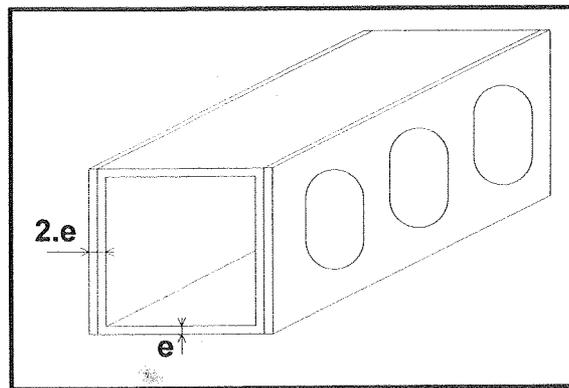


Figure VI-D-16 : Doublement de la section utile du rail au niveau des dents.

Pour effectuer cet essai nous avons choisi des aimants NdFeB (Bremag 30) ayant une induction rémanente de plus de 1T et avec lesquels les effets de saturation sont plus marqués. Pour un courant de 600A.t nous obtenons :

$$\text{Rail mince (2mm)} : F_{\text{moy}} = 4,2 \text{ N}, F_{\text{max}} = 12 \text{ N}$$

$$\text{Rail épais (4mm)} : F_{\text{moy}} = 4,9 \text{ N}, F_{\text{max}} = 14 \text{ N}$$

Le gain de 15%, est faible en regard du doublement de la section mais confirme que le rail sature au niveau des dents, ceci laisse aussi entrevoir une saturation au niveau du retour de flux sur les cotés du rail. Cette remarque sera d'ailleurs confirmée par la modélisation effectuée au paragraphe suivant.

Tous les essais effectués montrent donc que dans ce genre de structure, la saturation est présente pour de relativement faibles courants et que de nombreux paramètres sont influents. De ce fait l'optimisation est délicate et doit se faire obligatoirement en régime non linéaire.

Nous présentons maintenant une confrontation entre les mesures et le calcul défini dans le chapitre V alliant les éléments finis et le calcul analytique.

VI.D.1.e) Confrontation expérimentation/calcul

Dans cette confrontation, nous effectuons dans un premier temps une comparaison des réseaux flux ampères-tours, puis nous comparons les efforts moyens calculés et mesurés. La modélisation décrite au chapitre V est adaptée à des machines multicellulaires, nous effectuons donc la comparaison sur une phase complète de l'actionneur comprenant 3 cellules ferrite dans le rail à trous oblongs. Les calculs s'effectueront pour une seule cellule, nous multiplierons ensuite le flux calculé (Φ_b) par trois en conservant la force magnétomotrice (V), ce qui correspond au principe du bobinage global (voir figure suivante).

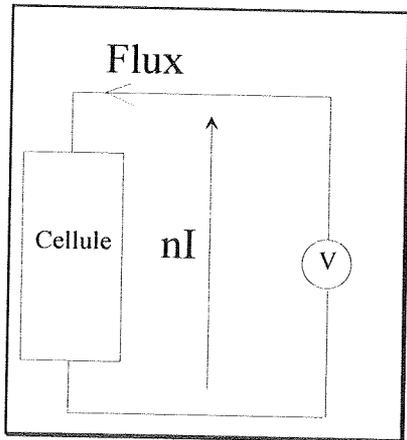


Schéma électrique équivalent correspondant au calcul numérique d'une cellule élémentaire.

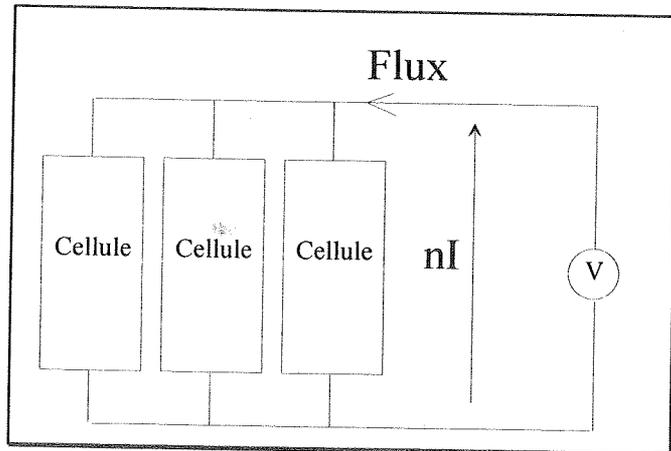


Schéma équivalent correspondant au calcul numérique pour trois cellules élémentaires.

Le calcul analytique est effectué à partir du schéma électrique équivalent cellulaire de la figure VI-D-17 (cf. chapitre V). Celui-ci tient compte des fuites confinées dans le volume du rail sur la longueur d'une cellule. Dans le tube (rail), les fuites peuvent être "horizontales" ou "verticales". De plus, elles peuvent se situer dans des plans différents selon que l'on se place suivant l'aimant où bien suivant le bobinage (cf. chapitre V). Ce schéma équivalent restera bien évidemment à approfondir.

R_h et R_v sont respectivement les réluctances de fuites horizontales et verticales définies suivant les figures VI-D-18 à 20.

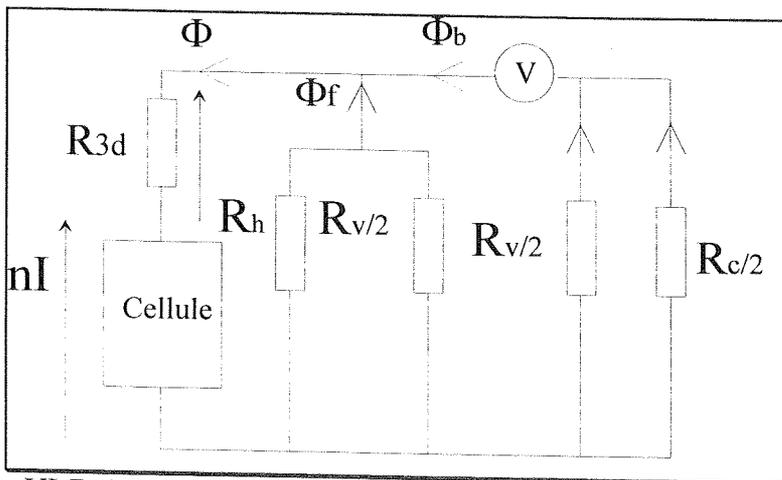


Figure VI-D-17 : Schéma électrique équivalent d'une cellule dans le rail.

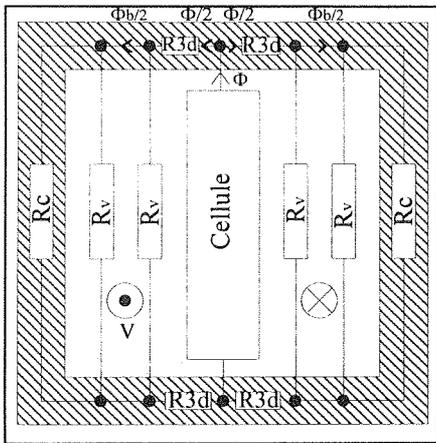


Figure VI-D-18 :
Fuites verticales (Rv)

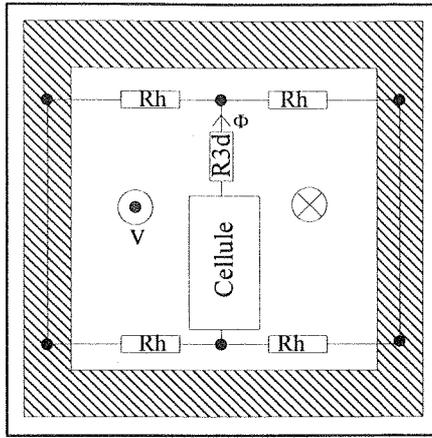


Figure VI-D-19 :
Fuites horizontales (Rh) vues de
l'aimant.

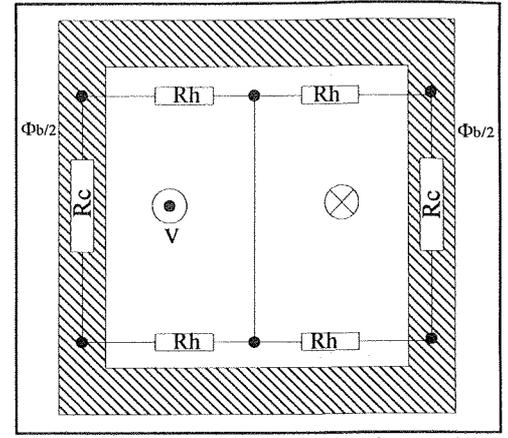


Figure VI-D-20: Fuites horizontales
(Rh) vues du bobinage.

Calcul numérique :

Pour le calcul, nous partons de la caractéristique de la cellule élémentaire calculée par les éléments finis. Les paramètres réduits et réels nécessaires à ce calcul (cf. chapitre V) pour l'actionneur 40 x40mm sont rappelés dans le tableau VI-D-21.

Paramètres réduits			Paramètres réels		
lambda	0.4	pas = Ld/Hd	pas	Ld	20mm
a	0.7	Hauteur de l'aimant		Ha	35mm
s	0.3	Largeur des dents		ld	6mm
t	0.3	Largeur de l'aimant		La	6mm
e	0.01	entrefer		E	0,5mm
			Hauteur de dent	d	7mm
			Hauteur de la cellule	Hd	50mm
			Profondeur de la cellule	Pd	10mm

Tableau VI-D-21.

Il y a une remarque importante à préciser au sujet des dimensions de l'aimant prises pour le calcul par rapport à celles réelles de l'actionneur. En effet, le calcul numérique est effectué pour une hauteur (Ha) et une profondeur (Pd) d'aimant égale à celles d'un plot ferromagnétique, ceci correspond au remplissage maximal entre les plots. Dans notre cas, Ha est différent de la hauteur du plot, il faudrait alors paramétrer la hauteur d'aimant et celle des plots. Nous effectuons ici simplement une correction relative au rapport des surfaces d'aimant servant au calcul.

La surface d'un plot (égale à la surface utile d'aimant pour le calcul) est de $10 \times 35 = 350 \text{ mm}^2$ alors que la surface réelle d'aimant est de $7,7 \times 33,5 = 258 \text{ mm}^2$. Soit un rapport de 0,737. Nous utiliserons ce rapport pour effectuer une correction sur le flux à vide des aimants calculé par éléments finis. Bien sûr cette correction n'est pas rigoureuse pour le régime non-linéaire mais permet cependant d'affiner le modèle du prototype.

Calcul analytique :

A partir du schéma électrique équivalent (figure VI-D-17), nous écrivons les équations en partant du fait que nous connaissons la caractéristique (Φ, nI) et que nous recherchons la caractéristique vue du bobinage (Φ_b, V) .

Pour simplifier les formules nous utiliserons les notations suivantes :

$$A=R_h \quad B=R_v/2 \quad C=R_h // R_{3d}/2 \quad D=R_c // R_v/2$$

1°) La loi des mailles sur la figure VI-D-17 donne : $nI + R_{3d} \cdot \Phi + C \cdot (\Phi - \Phi_b) = 0$

$$\text{D'où} \quad \Phi_b = \frac{nI + R_{3d} \cdot \Phi + C \cdot \Phi}{C} = \frac{nI}{C} + \Phi \cdot \left(1 + \frac{R_{3d}}{C}\right) \quad \{\text{VI-1}\}$$

2°) La même loi donne aussi ; $nI + R_{3d} \cdot \Phi - V + D \cdot \Phi_b = 0$

$$\text{D'où} \quad V = nI + R_{3d} \cdot \Phi + D \cdot \Phi_b \quad \{\text{VI-2}\}$$

3°) De plus : $V - D \cdot \Phi_b + C \cdot (\Phi - \Phi_b) = 0$

$$\text{Donc} \quad \Phi_b = \frac{V}{C+D} + \frac{\Phi \cdot C}{C+D} \quad \{\text{VI-3}\}$$

Avec {VI-1} et {VI-2} :

$$V = nI + R_{3d} \cdot \Phi + D \cdot \left(\frac{nI}{C} + \Phi \cdot \left(1 + \frac{R_{3d}}{C}\right) \right)$$

$$V = nI \cdot \left(\frac{D}{C} + 1 \right) + \Phi \cdot \left(R_{3d} + D \cdot \left(1 + \frac{R_{3d}}{C}\right) \right) \quad \{\text{VI-4}\}$$

Nous nous servons des équations {VI-3} et {VI-4} pour calculer la courbe (Φ_b, V) à partir de Φ et nI , calculés (par E.F.). Les réluctances R_{3d} et R_c seront calculées en régime non linéaire et les réluctances de fuites en régime linéaire.

Les réluctances R_h , R_v et R_c sont définies (cf. chapitre V) par :

$$R_H = \frac{1}{\mu_0} \frac{\frac{H_r - (2 \cdot ep + P_d)}{2}}{\frac{H_r \cdot p}{2 \cdot 2}} = \frac{2}{\mu_0} \frac{H_r - (2 \cdot ep + P_d)}{H_r \cdot p}$$

$$R_V = \frac{1}{\mu_0} \frac{\frac{H_r - (2 \cdot ep)}{2.2} \cdot \frac{p}{2}}{(H_r - (2 \cdot ep + P_d)) \cdot p} = \frac{8}{\mu_0} \frac{H_r - (2 \cdot ep)}{(H_r - (2 \cdot ep + P_d)) \cdot p}$$

Avec ep l'épaisseur du rail (2mm), H_r la hauteur du rail et p le pas (20mm). Les réluctances sont calculées sur la moitié du pas de l'actionneur du fait de la présence de plusieurs cellules, le calcul cellulaire est défini sur un demi pas. P_d est la profondeur de la cellule (10mm).

$$R_C = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{H_r - (2 \cdot ep)}{ep \cdot \frac{p}{2}}$$

La réluctance R_{3d} est calculée avec la formule du chapitre V (page V-7).

En régime non linéaire, μ_r est une fonction de l'induction. La caractéristique de la perméabilité relative du matériau ferromagnétique utilisé (XC10) en fonction de l'induction, permettant le calcul en régime non linéaire, est représentée sur la figure VI-D-22. Celle-ci a été relevée au LESiR, directement sur un échantillon et correspond à la caractéristique donnée au chapitre V.

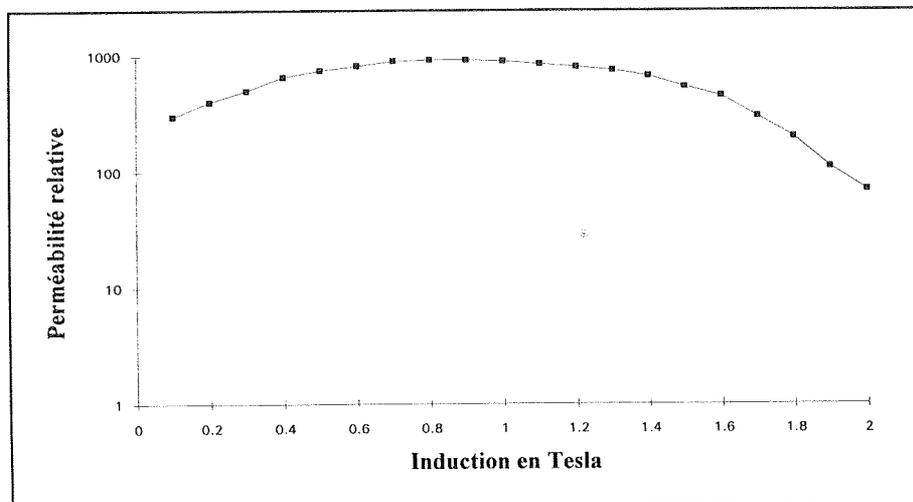


Figure VI-D-22 : Mesure de la perméabilité relative (XC10) en fonction de l'induction.

Nous pouvons maintenant effectuer la comparaison entre les mesures et le calcul.

Nous rappelons tout d'abord le flux mesuré pour une phase composée de trois cellules à aimants ferrite (figure VI-D-23). Nous rappelons que le flux à vide ($nI=0$) est déterminé grâce à la mesure de la f.e.m., ceci permettant le positionnement de la caractéristique relevée. La limite de 1200A.t est définie par l'alimentation d'essai.

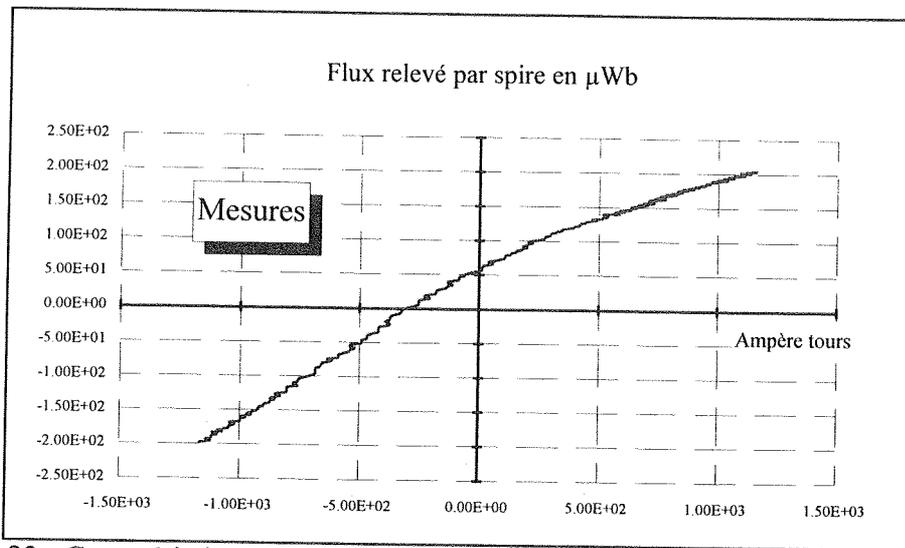


Figure VI-D-23 : Caractéristique flux/ampères-tours mesurée pour une position de conjunction.

Nous présentons sur la figure VI-D-24 la caractéristique normalisée (cf. chapitre IV et V), calculée par éléments finis pour une cellule avec les paramètres réduits.

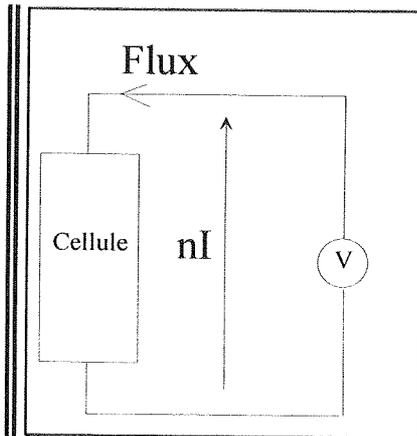
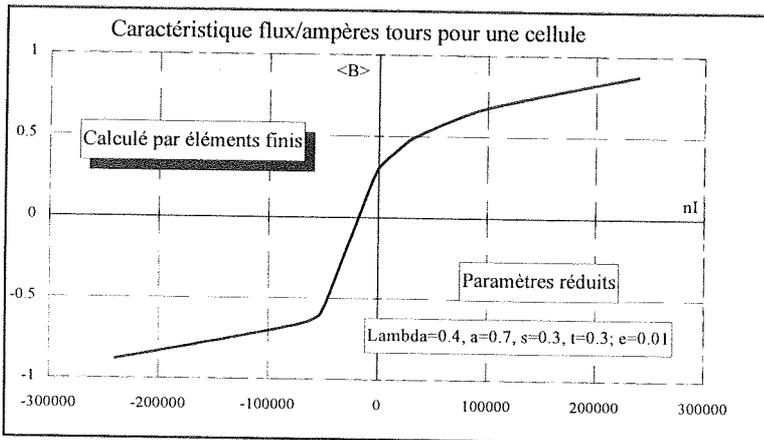


Figure VI-D-24 : Caractéristique flux/ampères-tours normalisée calculée pour une position de conjunction.

Schéma électrique équivalent correspondant à la fig. VI-D-24.

La figure VI-D-25 représente la caractéristique "réelle" calculée par E.F. pour une cellule à partir de la courbe normalisée (figure VI-D-24).

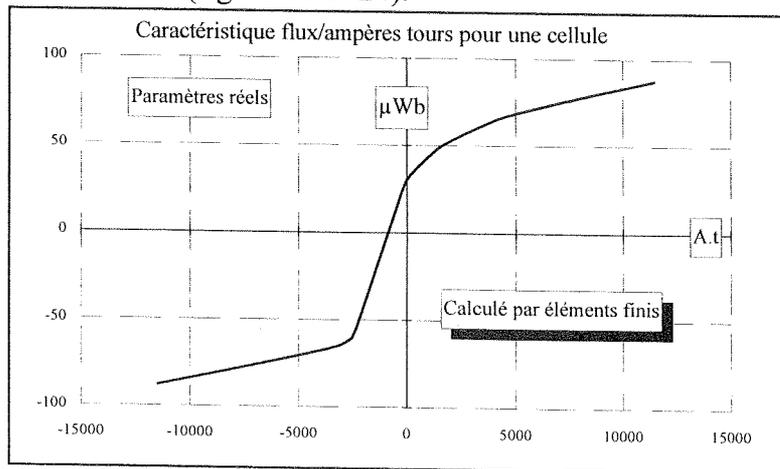


Figure VI-D-25 : Caractéristique "réelle" calculée pour une cellule ferrite en conjunction.

La figure VI-D-26 compare, pour une phase, la mesure et le calcul pour trois cellules avec la correction de section utile d'aimant que nous avons mentionnée précédemment (p.VI-16). L'échelle des courants est sur cette figure adaptée à la mesure et limitée par l'échauffement.

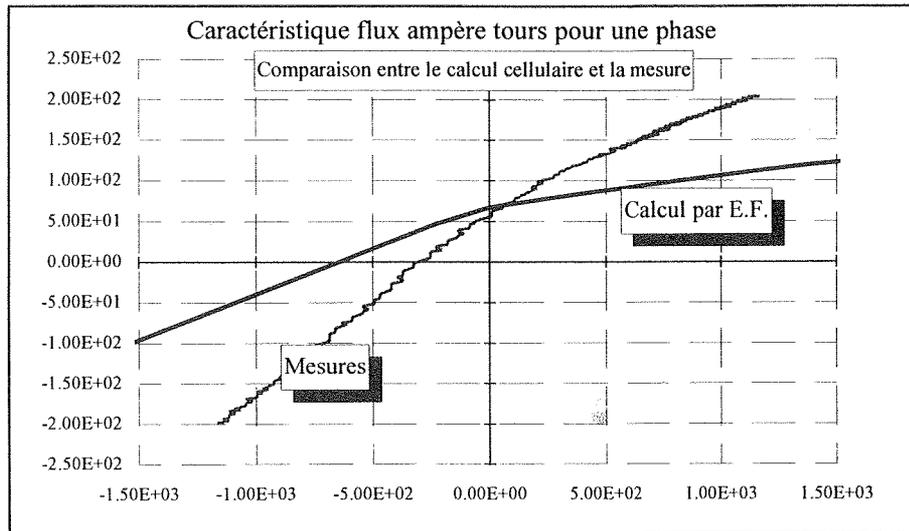


Figure VI-D-26 : Mesure et calcul pour trois cellules ferrite (1 phase) en conjonction.

La différence entre la mesure et le calcul est importante, elle est due à la non prise en compte des fuites du bobinage et de la réluctance du circuit de retour. Le schéma électrique équivalent correspondant au calcul cellulaire de la courbe VI-D-26 est celui de la figure VI-D-27.

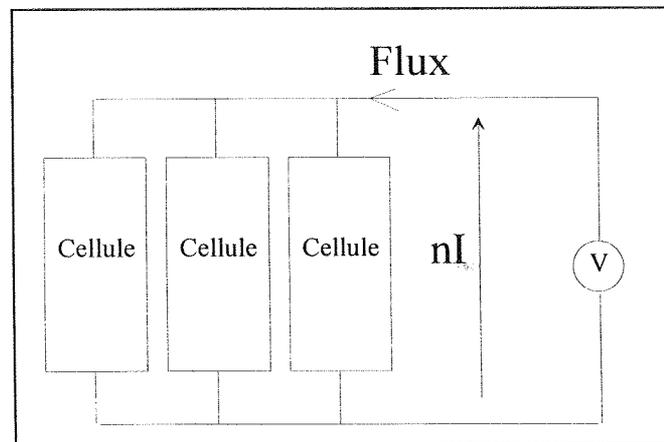


Figure VI-D-27 : Schéma équivalent correspondant au calcul numérique.

Nous allons maintenant ajouter successivement les différents éléments supplémentaires du schéma équivalent en mettant en évidence l'effet de chacun sur la caractéristique de conjonction. Nous appelons "calcul E.F. avec correction analytique", le résultat du calcul par éléments finis associé aux éléments du schéma électrique équivalent calculés analytiquement.

Si nous rajoutons la réluctance de circulation R_c et celle de réduction de passage (tridimensionnelle) au niveau des dents R_{3d} en régime linéaire, la nouvelle courbe obtenue est confondue avec la précédente (Figure VI-D-28).

L'influence de la circulation du champ dans les circuits de retour considérés en régime linéaire est donc, comme nous pouvons le supposer, faible.

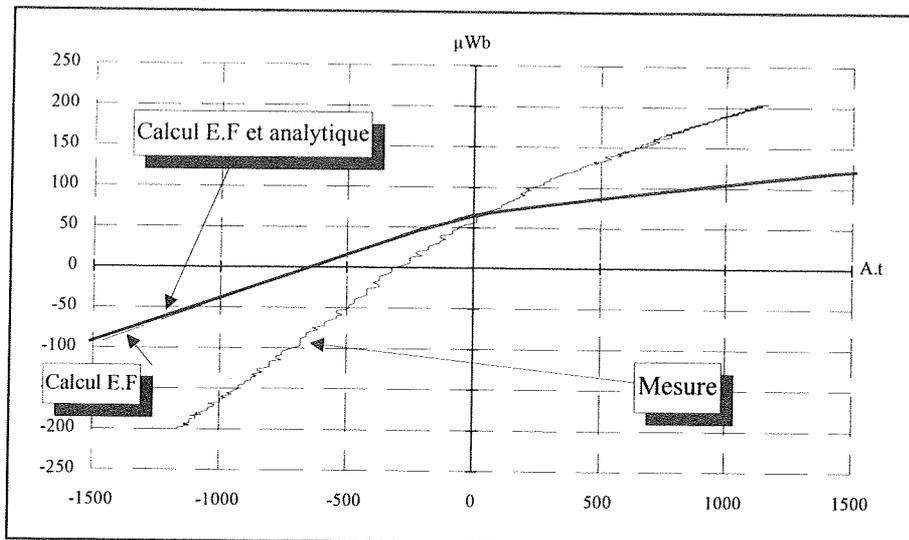


Figure VI-D-28: Influence de la circulation du champ dans le circuit de retour en régime linéaire. La courbe corrigée est en trait plein.

Ensuite, nous visualisons l'effet des fuites dues aux réluctances R_h et R_v , en gardant R_{3d} et R_c en régime linéaire (figure VI-D-29).

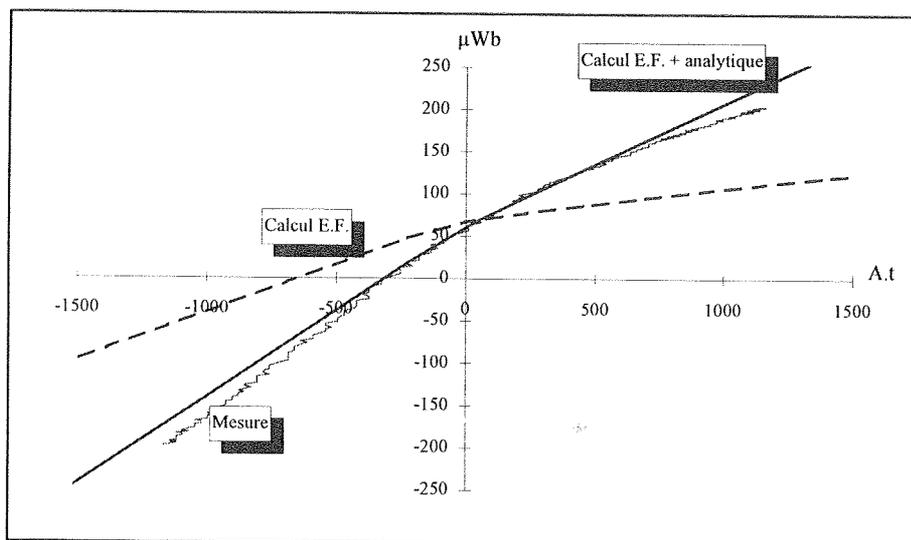


Figure VI-D-29 : Comparaison avec une correction analytique en régime linéaire.

Cette courbe montre bien l'influence importante des fuites dans une telle structure. Le flux de l'aimant à vide est légèrement diminué mais surtout, l'inductance du bobinage est largement affectée.

Regardons maintenant l'influence de la saturation des réluctances du circuit de retour.

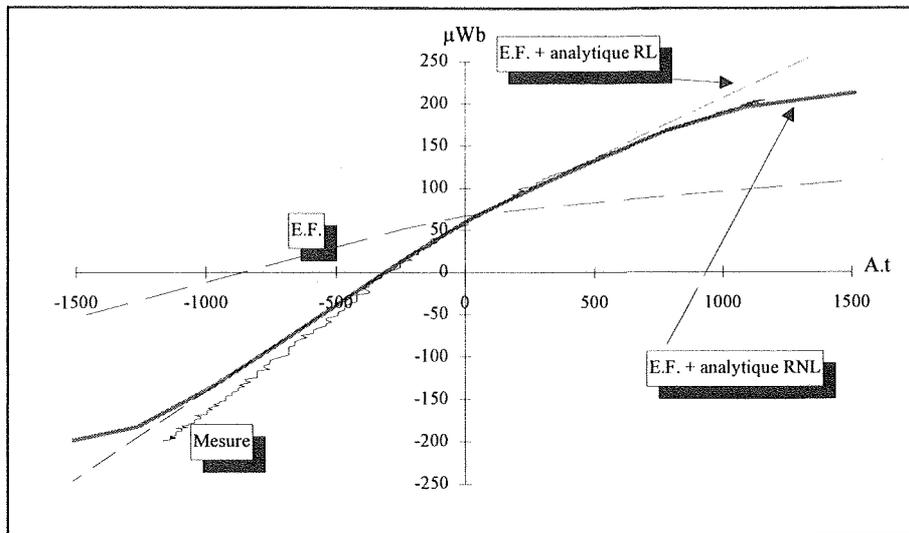


Figure VI-D-30 : Comparaison de la mesure avec les corrections analytiques avec R_c et R_{3d} en régime non-linéaire.

La Figure VI-D-30 montre principalement deux différences concernant le régime linéaire et le régime saturé.

Le niveau de saturation pour le calcul apparaît légèrement plus tôt que pour la mesure. Cela peut provenir d'une mauvaise appréciation des ré reluctances de circulation, surtout en ce qui concerne les cellules extrêmes. En effet, nous effectuons ici une confrontation de la mesure et du calcul pour trois cellules et de ce fait les effets de bord ne sont pas à négliger. Par exemple, la ré reluctance de circulation R_c définie au chapitre V est ici surestimée pour les deux cellules d'extrémité. Le calcul de la perméance cellulaire du circuit de retour est entaché d'erreur.

Nous avons calculé les efforts moyens correspondant aux cycles définis par ces caractéristiques non linéaires dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant idéaux. La figure VI-D-31 superpose les résultats du calcul, de la mesure indirecte d'effort et de la mesure directe sur le banc.

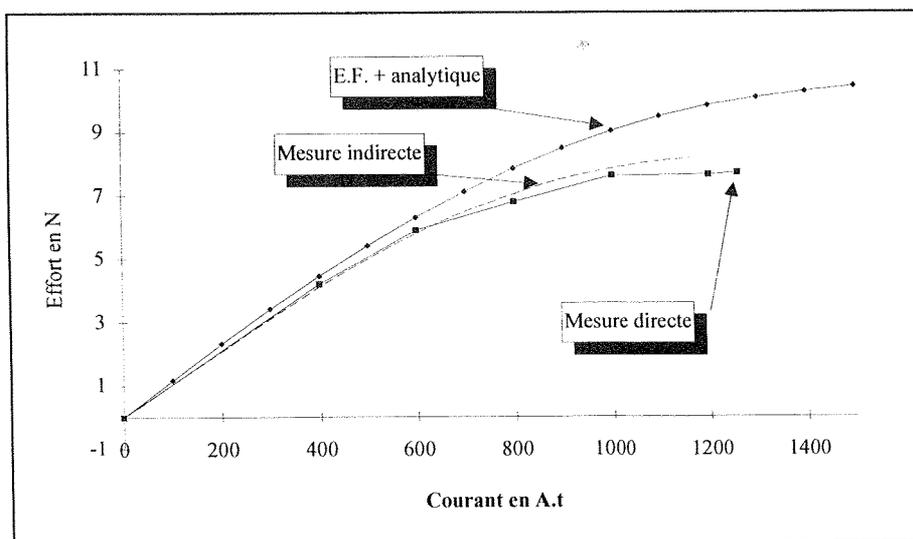


Figure VI-D-31 : Efforts en fonction du courant, mesurés directement et indirectement et calculés.

La différence entre la mesure directe et la mesure indirecte à partir du relevé du cycle est faible (moins de 5%). Les incertitudes de mesures peuvent expliquer ce résultat.

La différence entre le calcul et la mesure directe est de moins de 10% pour un courant de 500A.t (correspondant au courant nominal) et de 18% pour un courant de 1000A.t. L'erreur vient principalement du calcul sur la perméance dans la zone linéaire.

Ce résultat est très satisfaisant compte tenu de l'aspect tridimensionnel de la structure modélisée.

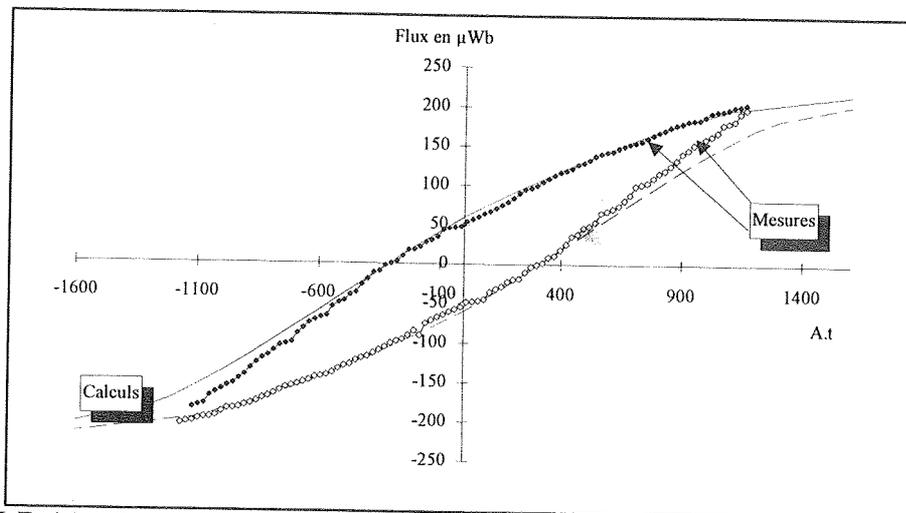


Figure VI-D-32 : Caractéristiques flux ampères-tours calculée et mesurée en conjonctions.

Cette erreur commise sur la valeur de la perméance en régime linéaire peut provenir de différentes sources notamment :

- erreur sur l'estimation des fuites et des effets d'extrémités, (têtes de bobine..).
- simplification des trajets de flux imposée par le calcul analytique.

Cette confrontation montre que la modélisation est correcte mais demande encore à être approfondie en ce qui concerne les fuites.

Une autre validation du modèle est en cours concernant une structure conservant les surfaces d'aimant et de plot. De plus un calcul tridimensionnel par éléments finis permettra d'évaluer l'influence des effets d'extrémité dans ce type d'actionneur.

VI.D.1.f) Mesure de l'inductance.

La mesure de l'inductance à 5Hz pour une seule cellule élémentaire Ferrite en fonction de la position sur un pas (20mm) est représentée sur la figure VI-D-34. Le bobinage utilisé pour la mesure est celui d'une phase (1300spires) pouvant contenir trois cellules.

La valeur moyenne de l'inductance (150mH) est faible compte tenu du nombre de spires de notre actionneur (ici 1300 spires). En outre, la valeur de l'inductance varie de l'ordre de 5% autour de sa valeur moyenne.

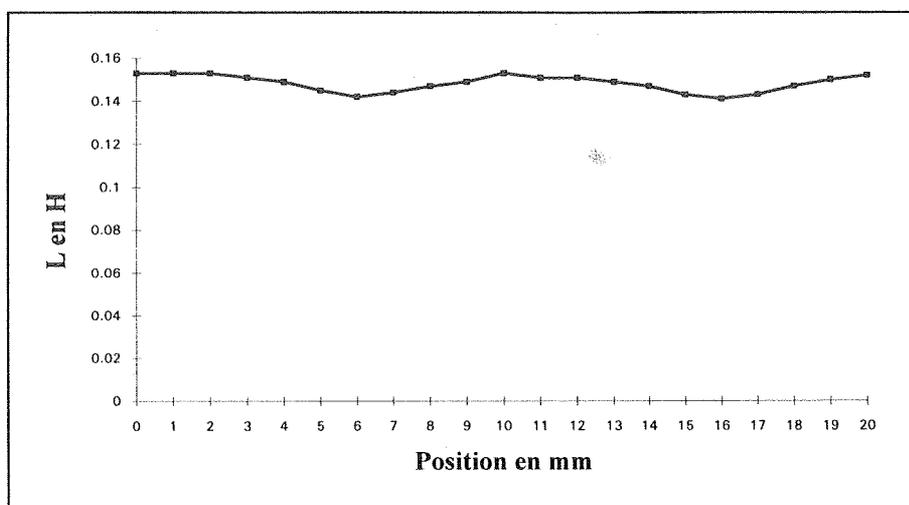


Figure VI-D-34 : Inductance d'une seule cellule élémentaire ferrite.

Nous avons aussi effectué des mesures d'inductance pour différentes nuances d'aimant pour vérifier l'influence de l'induction rémanente sur l'inductance totale (donc sur l'état magnétique).

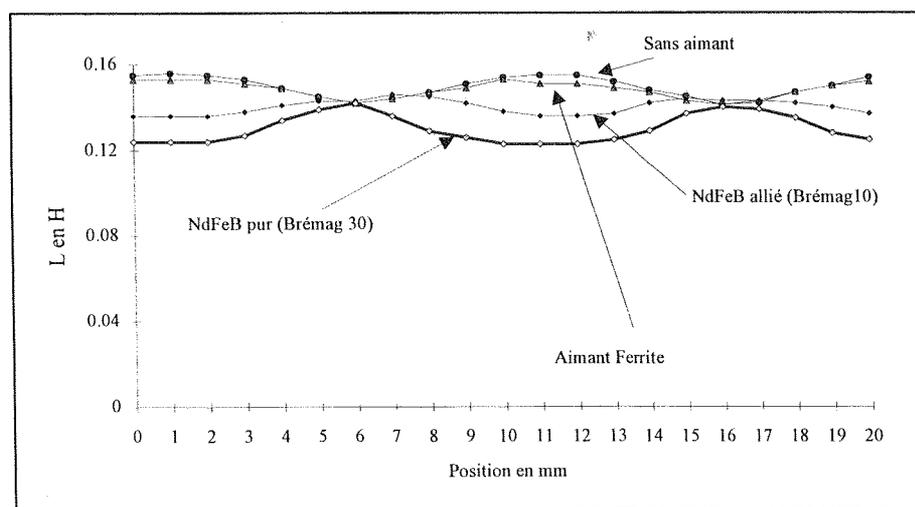


Figure VI-D-35 : Influence du type d'aimant sur l'inductance pour une cellule.

Ces essais montrent que la variation d'inductance en fonction de la position est fortement influencée par les valeurs d'induction rémanente importantes. En effet, la saturation pour les positions de conjonction peut diminuer d'une manière conséquente l'inductance apparente.

Le chapitre suivant présente des essais thermiques effectués dans le but de qualifier le régime de fonctionnement d'un tel actionneur.

VI.D.1.g) Essais thermiques

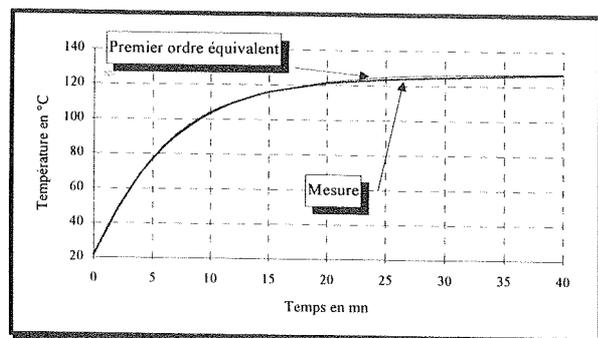
Les essais présentés ici ont été effectués pour déterminer les limites thermiques des actionneurs intégrés dans un tube suivant leur régime de fonctionnement. Nous pourrions aussi tenir compte des paramètres définis dans nos études et notamment dans l'optimisation de ces structures en introduisant l'échauffement qui est un paramètre très influent (cf. chapitre V).

Le principe de cet essai repose sur l'application d'un échelon de puissance électrique sur l'induit de l'actionneur (40 x 40mm) et sur la mesure de l'élévation de sa température ainsi que celle des différents éléments qui l'entourent.

Nous appliquons tout d'abord un échelon de 11W (régulés) sur le bobinage d'induit seul, c'est à dire en dehors de la carcasse et du rail (figure VI-D-36). Puis sur l'actionneur complet hors du rail (figure VI-D-37) et enfin sur l'actionneur complet dans son rail (figure VI-D-38). Nous relevons alors les températures des différents éléments composant l'actionneur ainsi que la température du bobinage par la mesure de sa résistance.

Nous nous apercevons que les courbes relevées sont sensiblement régies par une loi du premier ordre (figure VI-D-36), ceci nous autorise à définir un schéma équivalent électrique équivalent à un seul noeud (figure VI-D-39). A partir de ce schéma, nous calculons la résistance thermique R_{th} et la capacité thermique C_{th} équivalentes [26].

Figure VI-D-36 : Bobine seule,
réponse à un échelon de puissance de 11W
($R_{th} = 9,5K/W$, $C_{th} = 43J/K$).
Comparaison avec une équation du 1er ordre.



La mesure de la température du bobinage a été relevée par une sonde thermique (température de surface) et par la mesure de la résistance interne.

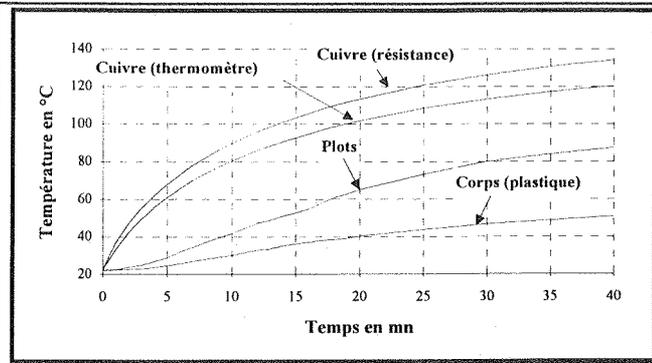


Figure VI-D-37 : actionneur seul hors du rail, réponse à un échelon de puissance de 22W.

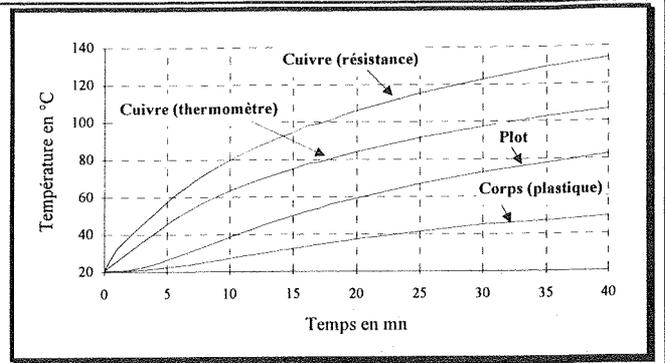


Figure VI-D-38 : actionneur dans le rail, réponse à un échelon de puissance de 22W.

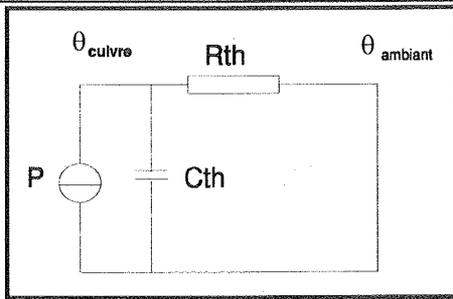


Figure VI-D-39 : schéma thermique équivalent à un noeud.

P : source de chaleur, puissance dissipée = RI^2 .

R_{th} : résistance thermique entre le matériau et l'extérieur en K/W.

C_{th} : capacité thermique du matériau en J/K.

Les courbes précédentes montrent que nous pouvons considérer un échauffement adiabatique du cuivre pour des durées de fonctionnement jusqu'à environ 5 minutes pour l'échelon de puissance considéré. Ce qui pour certaines applications linéaires en domotique est réaliste et correspond à un fonctionnement intermittent.

Le calcul de l'échauffement du bobinage s'écrit alors, avec t le temps de l'application de la puissance :

$$\Delta\theta = \frac{P}{C_{th}} \cdot t$$

Avec $C_{th} = c.M$, M la masse en kg, C_{th} en J/K et c la chaleur massique en J/K/kg.

Nous obtenons alors :

$$\Delta\theta = \frac{\rho}{d \cdot c} \cdot \left[\frac{nI}{S_B} \right]^2 \cdot t$$

Avec ρ la résistivité du cuivre ($2.210^{-8} \Omega.m$ à $100^\circ C$) et d la masse volumique ($8890kg/m^3$ pour le cuivre). Nous en déduisons le courant.

$$nI = S_B \cdot \sqrt{\frac{d \cdot c}{\rho} \cdot \frac{\Delta\theta}{t}}$$

Cette expression montre la nécessaire réduction des ampères-tours et donc des performances possibles pour dans le cas des petites dimensions (cette remarque est d'ailleurs valable pour tous les moteurs électriques).

Bien que les essais montrent que l'échauffement de l'actionneur se produit essentiellement dans le cuivre, la température des plots n'est cependant pas à négliger, car les aimants accolés à ces plots, subissent rapidement un échauffement conséquent de l'ordre de 50% de celui du bobinage.

La prise en compte de l'échauffement dans une optimisation se fera donc en fonction du régime de fonctionnement imposé par un cahier des charges. En effet, dans certaines applications le régime de fonctionnement est généralement intermittent, nous pourrions alors dimensionner en conséquence certains éléments tels que bobinages et alimentation. Si le fonctionnement est continu, alors il faut tenir compte de tous les éléments constitutifs de l'actionneur complet.

Les capacités thermiques calculées et les caractéristiques physiques de l'actionneur testé (aimants ferrite) sont récapitulées dans le tableau ci-dessous.

	CUIVRE (1 bobine)	PLOTS (XC10)	AIMANTS (Ferrite)	CORPS (Plastique)	TOTAL
VOLUME [cm³]	11.25	11.3	10.5	70	
MASSE [g]	100	87	53	100	440
c [J/kg.K]	388	460	800	1500	
Cth [J/K]	39	40	42.4	150	310.4
Densité g/cm³	8.9	7.7	5	1.425	
Cond. th W/K.m]	385	46	0.04	0.31	

Les résultats des calculs des caractéristiques thermiques calculées par un solveur sont indiquées dans le tableau ci-dessous.

Bobine seule	Rth [W/K]	Cth [J/K]
Solveur EXCEL	9.5	43
Actionneur à l'extérieur du rail		
Solveur EXCEL	4.4	132
Actionneur dans le rail		
Solveur EXCEL	4.3	221

Les résultats présentés dans ce chapitre seront rappelés sous forme de tableau dans la synthèse des essais sur l'actionneur 40 x 40 mm, ils serviront aussi à valider le schéma thermique équivalent utilisé lors d'une optimisation.

VI.D.1.h) Synthèse des essais sur l'actionneur 40 x 40 mm

Nous avons montré que le phénomène de saturation était très présent dans la structure étudiée. Nous avons vu que de nombreux paramètres sont influents sur les valeurs du flux. La modélisation présentée au chapitre V semble donner une assez bonne corrélation avec les essais compte tenu de la complexité du problème. Elle nécessiterait cependant encore des améliorations. De ce fait, l'optimisation envisagée au chapitre V devrait être correcte.

Les essais thermiques montrent que pour des fonctionnements intermittents, d'importantes densités de courant peuvent être acceptées. Cependant la limite de démagnétisation empêchera d'exploiter ces valeurs dans le cas d'utilisation d'aimant ferrite (voir tableau ci-dessous).

Nous pouvons résumer les principaux résultats obtenus, par le tableau suivant. Les zones ombrées correspondent aux limites de démagnétisation définies par l'épaisseur d'aimant (L_a). Nous présentons le temps limite acceptable pour deux valeurs d'échauffement toléré (50 et 80°C). Les trous n°1 sont les trous oblongs et les trous n°2 sont les trous composés d'arches.

Courant en A.t		250	500	750	1000	1250	1500
Densité en A/mm ²		5	10	15	20	25	30
Temps maxi pour $\Delta\theta$ =50°C en s		313	80	35	20	12	8
Temps maxi pour $\Delta\theta$ =80°C en min		500	125	55	31	20	14
Cellule							
Ferrite σ_{TN}/cm^2	Trou n°1	0,5	0,71	1			
NdFeB allié σ_{TN}/cm^2	Trou n°1	0,65	1,1	1,5	1,7	1,8	1,8
	Trou n°2	0,54	1,15	1,6	1,86	2	2
NdFeB σ_{TN}/cm^2	Trou n°1	0,54	1,35	1,8	2,2	2,6	2,7
	Trou n°2	0,35	1,4	2,1	2,5	2,7	2,86

Ce type d'actionneur, de conception très simple, autorise de très bonnes performances pour un fonctionnement intermittent, et ceci est encore accentué avec des aimants à haute énergie.

Les essais dynamiques de cet actionneur ne sont pas présentés, car ils sont décrits dans [3].

VI.D.2. Actionneur à rail entourant de 20 x 20 mm

Cet actionneur possède une structure similaire à celle de 40 x 40 mm.

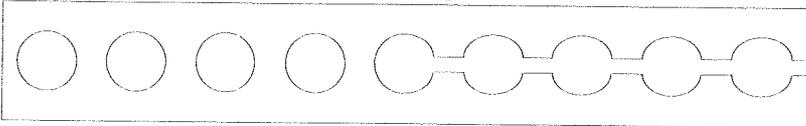
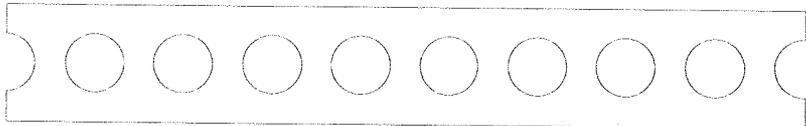
Un certain nombre d'essais ont été réalisés. Cependant, de par ses dimensions et donc de ses faibles performances, nous ne présenterons que des essais effectués pour une phase complète de l'actionneur.

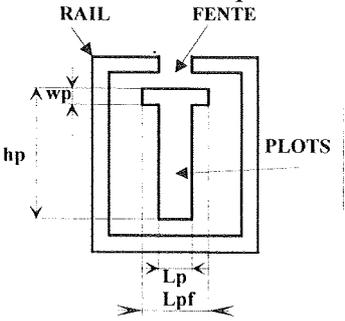
Ces résultats sont présentés dans le but de montrer l'influence d'une fente réalisée dans le rail, permettant la sortie longitudinale du mouvement moteur (nécessaire pour certaines applications), ainsi que l'influence de l'épaisseur du rail sur la saturation dans le cas d'actionneur de faible section. Cette épaisseur est un paramètre important pour la réalisation de celui-ci dans le cas de grandes longueurs (masse, pliage, coût, etc..).

VI.D.2.a) Description de l'actionneur

Cet actionneur est diphasé, chaque phase est composée de 5 cellules Ferrite. Le rail est un profilé standard de 20 x 20 mm, mais avec une fente de 2mm supplémentaire sur la moitié de la longueur.

Pour compenser la perte de surface engendrée par la fente, les plots ont été élargis sur une de leur extrémité, ils possèdent maintenant une forme de T.

<p>rail :</p> <p>Srail = lrail x lrail = 20 x 20mm Erail = 1,4mm Lrail = 200mm pas du rail = 15mm diamètre des trous = 11,6mm</p>	<p>détails face supérieure</p>  <p>détails face inférieure</p> 
--	--

<p>partie mobile :</p> <p>plots : - lp = 2,5mm - Lp = 5,5mm - hp = 16,3mm</p> <p>Lpf = 7mm wp = 2mm</p> 	<p>bobinage de puissance :</p> <p>nombre de spires=600 diamètre du fil=0,3mm résistance = 26 ohms</p> <p>bobinage de mesure</p> <p>20 spires diamètre du fil = 0,3mm</p>	<p>corps :</p> <p>lc = 55,5mm Lc = 16,8mm hc = 16,8mm</p>
--	---	--

Les aimants utilisés sont de petits barreaux parallélépipédiques en ferrite de 3,8mm d'épaisseur, de 5,5mm de large et 16mm de haut.

VI.D.2.b) Tension à vide

Nous ne donnons ici que les résultats des mesures de flux qui montrent que la fente effectuée dans le rail pour transmettre le mouvement, diminue le flux d'environ 16%.

type de structure	Flux des aimants Φ_a
5 cellules Ferrite dans rail sans fente	13,1 μ Wb
5 cellules Ferrite dans rail fendu	11,3 μ Wb

VI.D.2.c) Essais statiques.

La figure VI-D-50 montre l'influence de la fente sur la mesure de l'effort moyen d'une phase ferrite de l'actionneur. Celle-ci reste faible (environ 10 %).

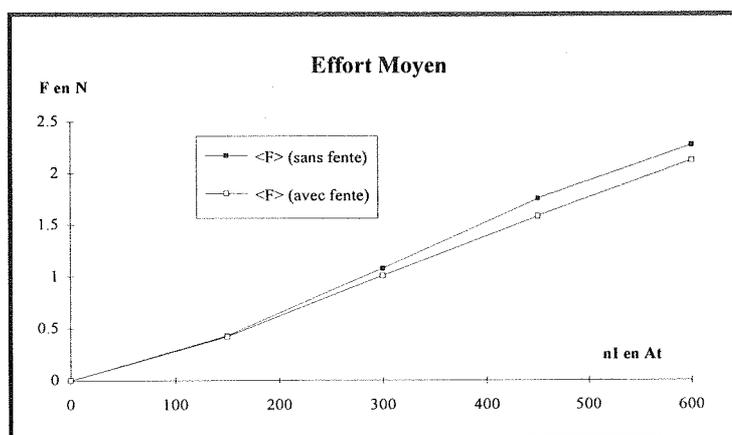


Figure VI-D-50.

Effort moyen en fonction du courant pour une phase et pour les deux types de rail.

D'autre part, l'essai suivant montre que l'épaisseur du rail n'est influente que pour une réduction importante et pour des courants conséquents (saturation).

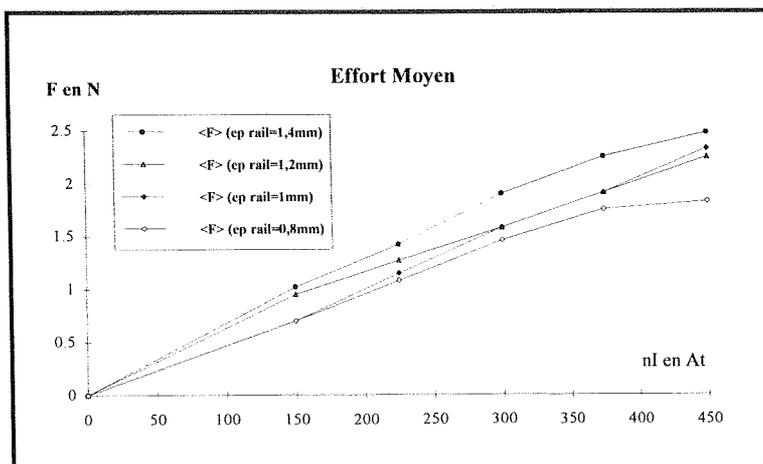


Figure VI-D-51.

Effort moyen en fonction du courant pour une phase et quatre épaisseurs de rail.

VI.D.2.d) Synthèse des essais sur l'actionneur 20 x 20 mm.

Malgré le nombre important de cellules (5 pour une phase), l'effort moyen obtenu reste relativement modeste. En effet, l'effort moyen atteint 2,2N pour une phase à 600A.t soit 4,4N pour l'actionneur complet. L'entrefer important (10% de la hauteur du rail), nécessaire au libre glissement de la partie mobile, est ici très pénalisant. De plus, la fente pratiquée dans le rail diminue les efforts d'environ 10%.

La comparaison entre l'effort moyen calculé à partir de la tension à vide et le relevé expérimental montre que la saturation apparaît tardivement, il serait donc possible d'utiliser des aimants plus performants.

L'obtention d'effort plus conséquents est possible en augmentant les ampères-tours au-delà de 600A.t, mais l'échauffement limite ce fonctionnement à un régime intermittent et la limite de démagnétisation devra être étudiée.

La réduction de taille de l'actionneur entraîne donc une perte d'effort importante. En effet, nous avons obtenu 8N pour une cellule à aimants Brémag 10 à 450 A.t avec l'actionneur 40x40 et 2,5 pour le 20 x 20, soit une diminution de 70%. Les efforts surfaciques du 40 x 40mm qui valaient 1N/cm² pour des aimants ferrite (15A/mm²) et 2N /cm² pour des aimants NdFeB alliés (30A/mm²), sont divisés par deux pour le 20 x 20mm à même densité de courant. L'effet d'échelle explique ce résultat.

De plus, dans le cas du 20 x 20 l'effort de frottement n'est plus négligeable par rapport à l'effort moteur. De surcroît, si l'on rajoute un système à collecteur mécanique et des balais nous réduirons encore l'effort moyen utile. L'introduction de roulettes pour le guidage dans le rail devient nécessaire. Celles-ci permettront aussi de réduire la valeur de l'entrefer par un guidage plus performant.

Malgré une perte d'effort croissante, les dimensions des profilés peuvent être encore réduites. Cependant, les poussées suffisantes devront être obtenues, soit en augmentant le nombre de cellules, soit en fractionnant l'actionneur linéaire en plusieurs parties. D'autre part, la réalisation de faibles jeux mécaniques d'entrefer devient de plus en plus délicate.

Ce type de structure nous a permis de concevoir un actionneur pour une application précise nécessitant un tube d'une longueur de deux mètres et de section proche de 20 x 20 mm. Une industrialisation est envisagée.

VI.D.3. Actionneur à rail entouré.

Cet actionneur issu d'une première génération d'actionneur à commutation de flux, a fait l'objet du mémoire CNAM de l'auteur [2], et d'un article [46].

La photographie suivante le représente avec son alimentation électronique embarquée sans capteur direct de position.

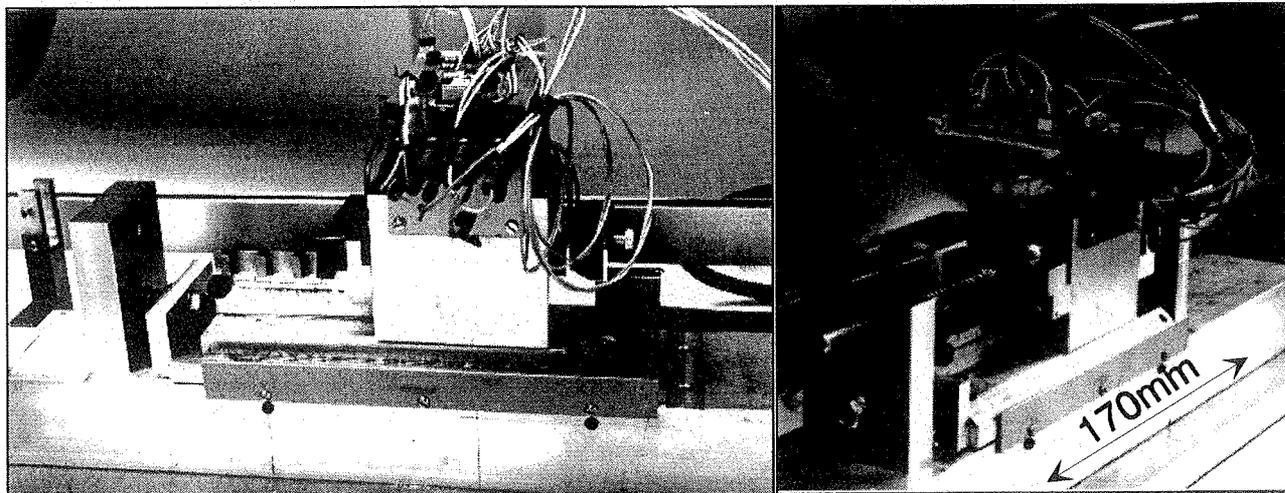


Figure VI-D-60.

Nous présentons les principaux résultats permettant de mettre en avant les principaux paramètres influents sur la saturation.

VI.D.3.a) Description de l'actionneur

L'actionneur fait 100mm de long, 70mm de haut et a une largeur de 60mm, il est diphasé. Chaque phase comprend trois cellules élémentaires (quatre C et six aimants ferrite de $6 \times 7,7 \times 32$). La figure représente ses constituants magnétiques et ferromagnétiques.

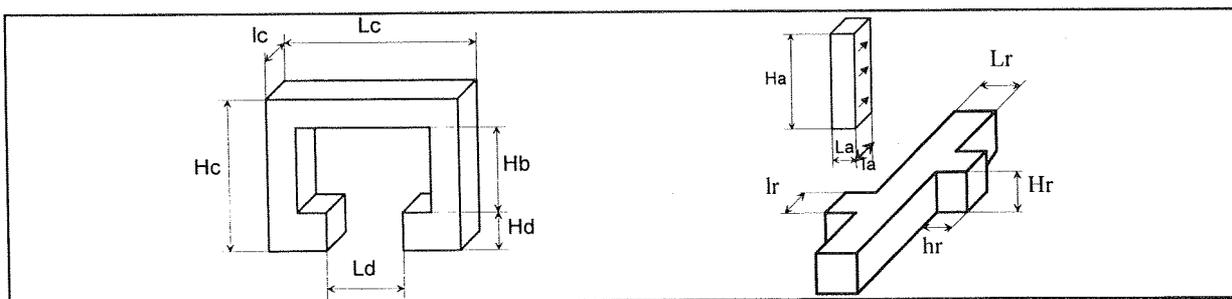


Figure VI-D-61.

Le rail a une longueur de 170mm (limite de capacité de la fraiseuse du LESiR), il est monté sur un support qui le rigidifie et permet un guidage efficace de l'actionneur. La hauteur utile des dents est $H_r = 10\text{mm}$. La course utile est d'environ 80mm.

Le pas est de 18mm. Le guidage latéral est réalisé par huit roulements qui maintiennent l'entrefer constant sur toute la longueur du rail, cela sous-entend des tolérances serrées.

Le guidage vertical est effectué par glissement de l'actionneur sur le support (Téflon/dural), il pourra être avantageusement remplacé par un guidage plus performant tel que rouleaux, roulements, etc...

Toutes les pièces ferromagnétiques composant les circuits magnétiques, rail et pièces en forme de C, sont réalisées en acier doux massif. Les supports et carcasses sont en dural.

Il est important de noter que cette maquette possède un aspect modulaire, c'est à dire, par exemple, qu'il est possible de ne monter qu'une seule phase (ou un élément de cette phase) pour des essais particuliers. C'est d'ailleurs grâce à cette modularité que nous avons pu réaliser les essais statiques sur des cellules élémentaires. De même, le montage d'une phase possédant un pas différent est possible, à condition de lui associer le rail adéquat.

La tension nominale d'alimentation est de 24 volts. Le courant nominal est de 0,5 ampères. Les deux bobinages possèdent 1000 spires chacun (fil de 0.3mm de diamètre). La résistance, de l'ordre de 35 Ohm, limite, sous 24 volts, le courant à 0.7 ampères. Cette limitation naturelle du courant simplifie la commande en évitant la régulation du courant et évitera toute surintensité accidentelle.

Les deux bobinages globaux comprennent chacun un bobinage de mesure des tensions induites (50 spires de fil fin), ils servent à l'auto-pilotage "sans capteur" (chapitre VII).

De nombreux essais ont été effectués sur ce prototype. Nous ne présenterons dans ce chapitre ici que quelques exemples d'essais et notamment des formes d'efforts ainsi qu'un tableau récapitulatif et synthétisant les principaux résultats, pour plus de détail le lecteur se reportera à [2].

VI.D.3.b) Tension à vide.

Le relevé de la tension à vide nous donne la forme de l'effort hybride (voir chapitre IV p.9) et après son intégration le flux utile de l'aimant (figure VI-D-63).

La figure VI-D-62 montre deux relevés effectués sur l'enroulement de mesure, l'un sans courant circulant dans le bobinage d'induit et l'autre avec un courant continu de 500At. Ceci nous permet de visualiser l'influence de la saturation qui diminue le flux utile créé par les aimants et déforme la tension induite de mouvement.

Le "trou" de tension à vide sans courant est généré par les dimensions relatives des dents du rail par rapport à celles des pièces en forme de "C".

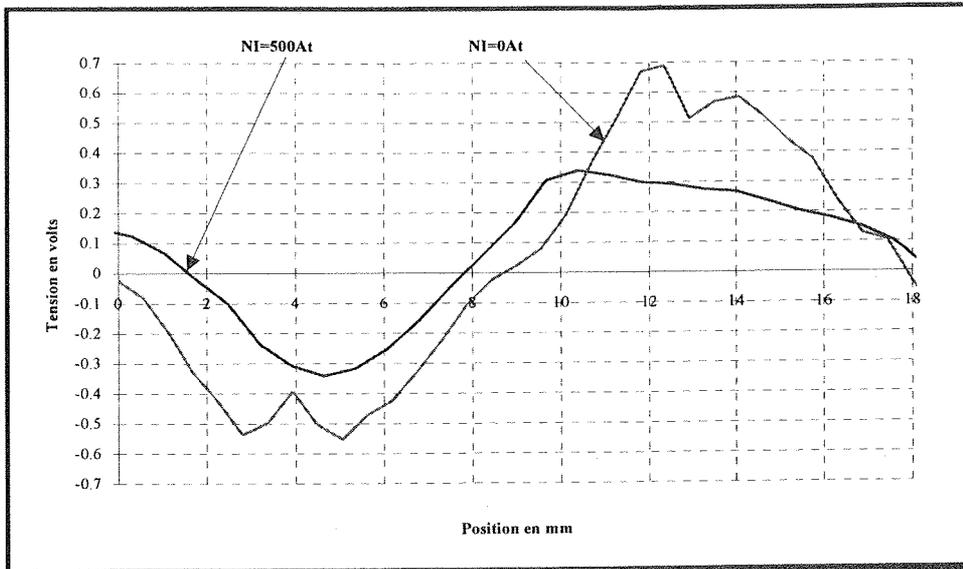


Figure VI-D-62- Forme de la tension induite avec et sans courant.

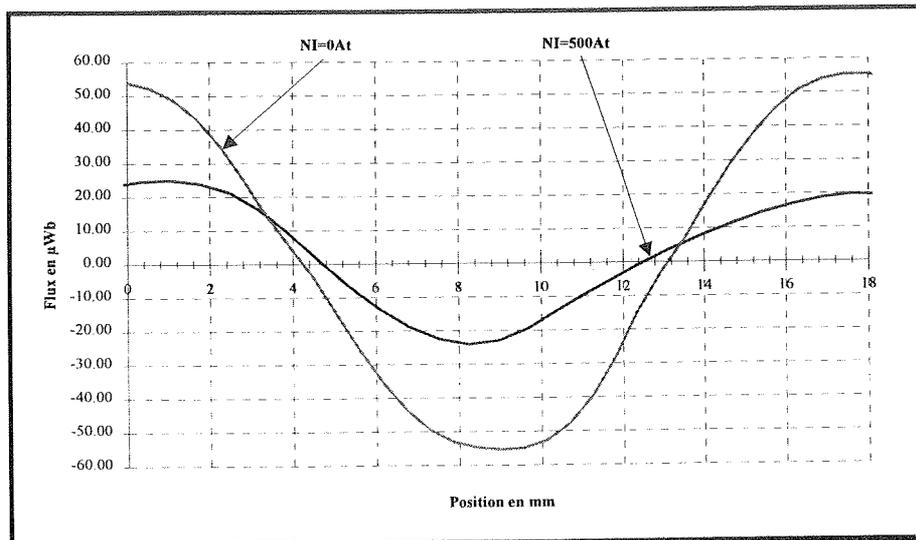


Figure VI-D-63- : Variation de flux avec et sans courant.

Les valeurs de flux maximal (crête) mesurées pour $NI=0$, correspondant aux positions de conjonction, vont nous permettre de positionner les relevés des courbes flux ampères-tours du paragraphe suivant.

Nous relevons ici sur la courbe un flux crête sans courant de 55 μWb .

VI.D.3.c) Réseau flux ampères tours.

Avec la méthode décrite auparavant (p. VI-8), nous relevons le réseau flux/ampères-tours pour caractériser magnétiquement cet actionneur.

Nous avons relevé pour les deux positions de conjonctions et celle d'opposition, le flux (à partir de la tension induite dans l'enroulement de mesure) en fonction du courant injecté dans l'induit. Bien sûr, la composante continue du flux à vide créée par les aimants

n'apparaît pas ici, il nous faut la récupérer à partir du flux calculé grâce à la tension à vide du paragraphe précédent ($55\mu\text{Wb}$) (cf Chapitre VI-D-1.c page VI-9).

La fréquence d'injection du courant est faible (5Hz) afin de limiter l'effet des pertes fer.

La figure VI-D-64- représente le résultat obtenu.

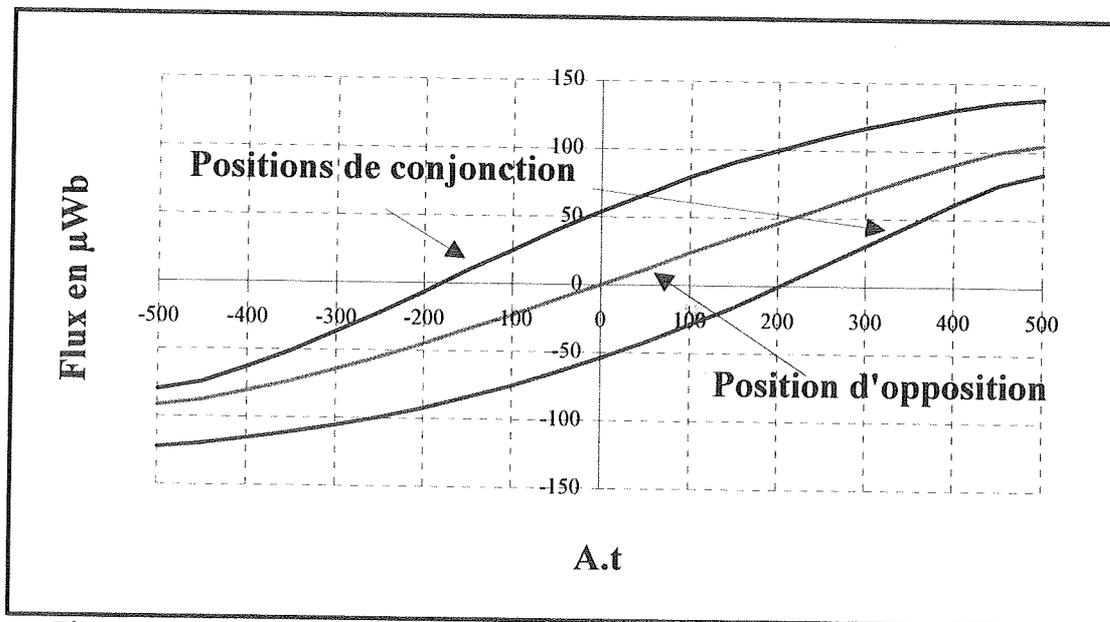


Figure VI-D-64: Relevé de trois courbes du réseau flux/ampères-tours ($f=5\text{Hz}$).

A partir de ce réseau il est aisé de calculer l'effort moyen maximal (dans le cas d'une alimentation en créneaux de courant) produit pour n'importe quelle amplitude de courant. En effet, la surface du cycle obtenu, divisée par le pas, donne directement l'effort moyen.

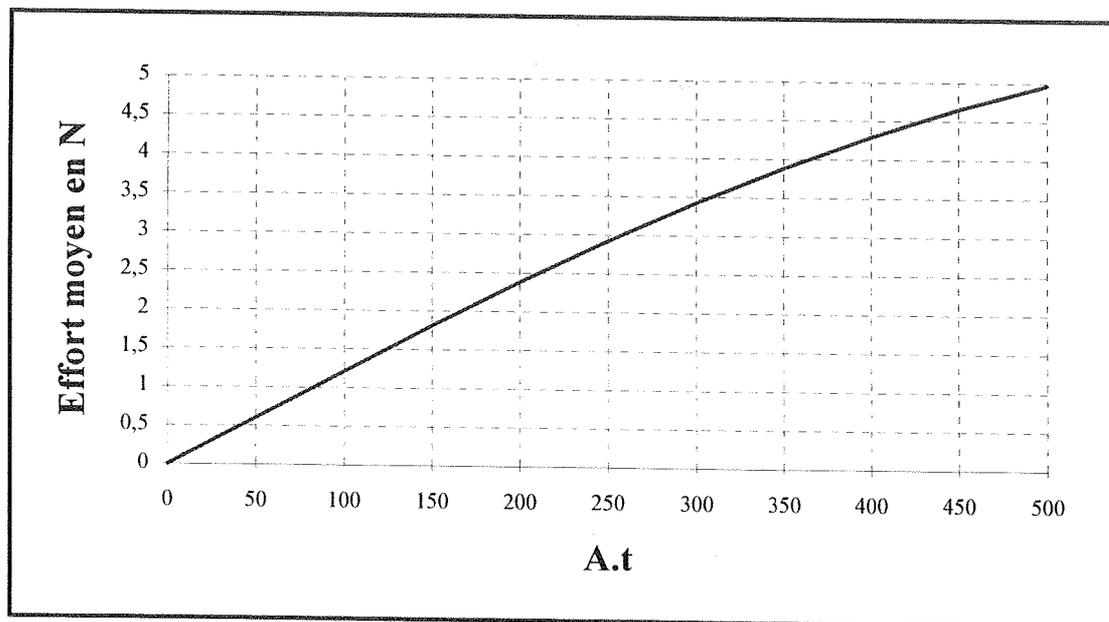


Figure VI-D-65 : Efforts moyens calculés à partir du cycle $\Phi(i)$.

Nous voyons sur le graphique que pour 500 A.t la phase de l'actionneur peut produire un effort moyen de 5N. (la mesure directe donne une valeur de 5,75N, soit un écart de 15%).

Nous constatons aussi la relativement faible influence de la saturation jusqu'à 500A.t.

Cette méthode de prédétermination des efforts est donc fiable (elle tient compte des saturations), et c'est un moyen simple pour caractériser statiquement (en supposant une alimentation idéale) toute machine sans effectuer d'essai direct d'effort.

VI.D.3.d) Essais statiques.

Nous présentons ici quelques exemples de relevés.

Les courbes suivantes représentent la forme de l'effort total d'une phase alimentée avec 0,5A (figure VI-C-66) et l'effort en fonction du courant (figure VI-C-67).

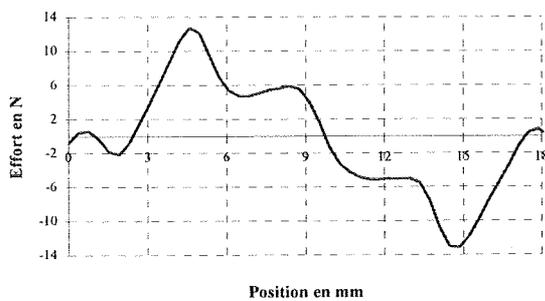


Figure VI-D-66 : Effort total d'une phase pour un courant de 500A.t. ($\langle F \rangle = 5,75N$)

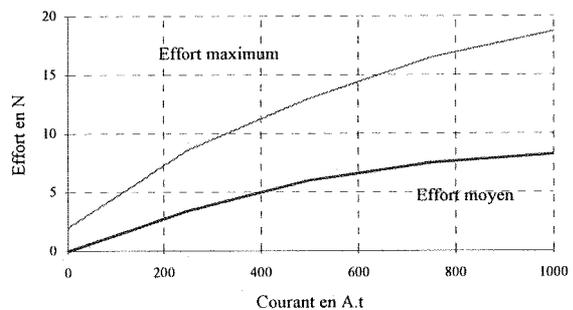


Figure VI-D-67 : Effort moyen et effort maximum mesurés en fonction du courant.

La forme particulière de l'effort total est due à l'influence des efforts de détente et réductant qui s'additionnent puis se retranchent de l'effort hybride (cf. chapitre IV p.IV-8).

Par construction, nous retrouvons l'effort hybride (figure VI-D-68).

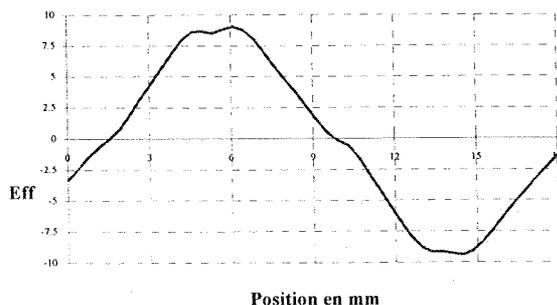
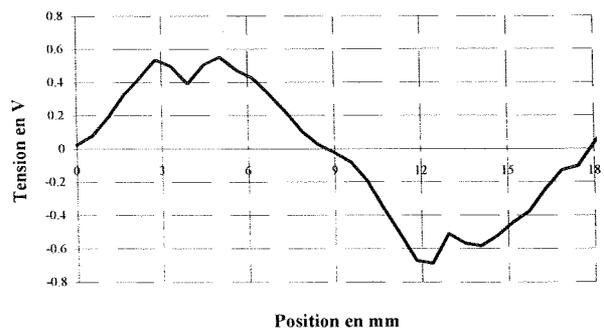


Figure VI-D-68 : Effort hybride reconstitué pour 500A.t.



Rappel de la tension à vide.

Cette forme d'effort hybride est similaire à la tension à vide relevée précédemment.

Par construction, nous pouvons aussi prédéterminer la forme de l'effort diphasé de l'actionneur complet (figure VI-D-69) à partir des quatre relevés correspondants aux quatre configurations d'alimentation des deux phases car il n'y a pas de couplage magnétique entre phases. Celle-ci correspond à une alimentation en créneaux de courant diphasés.

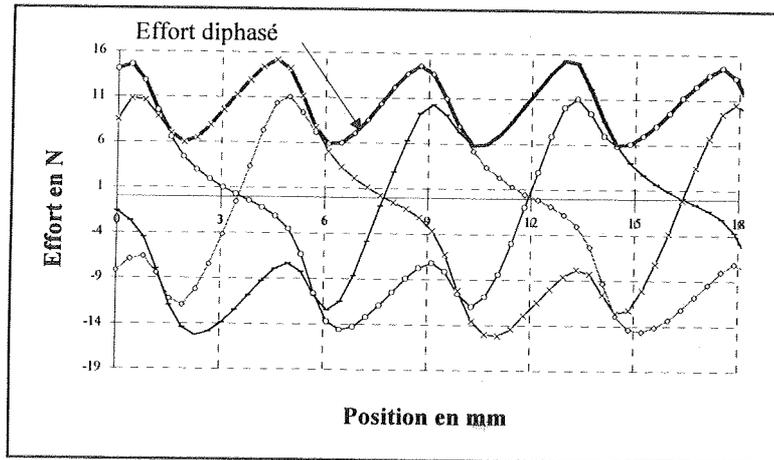
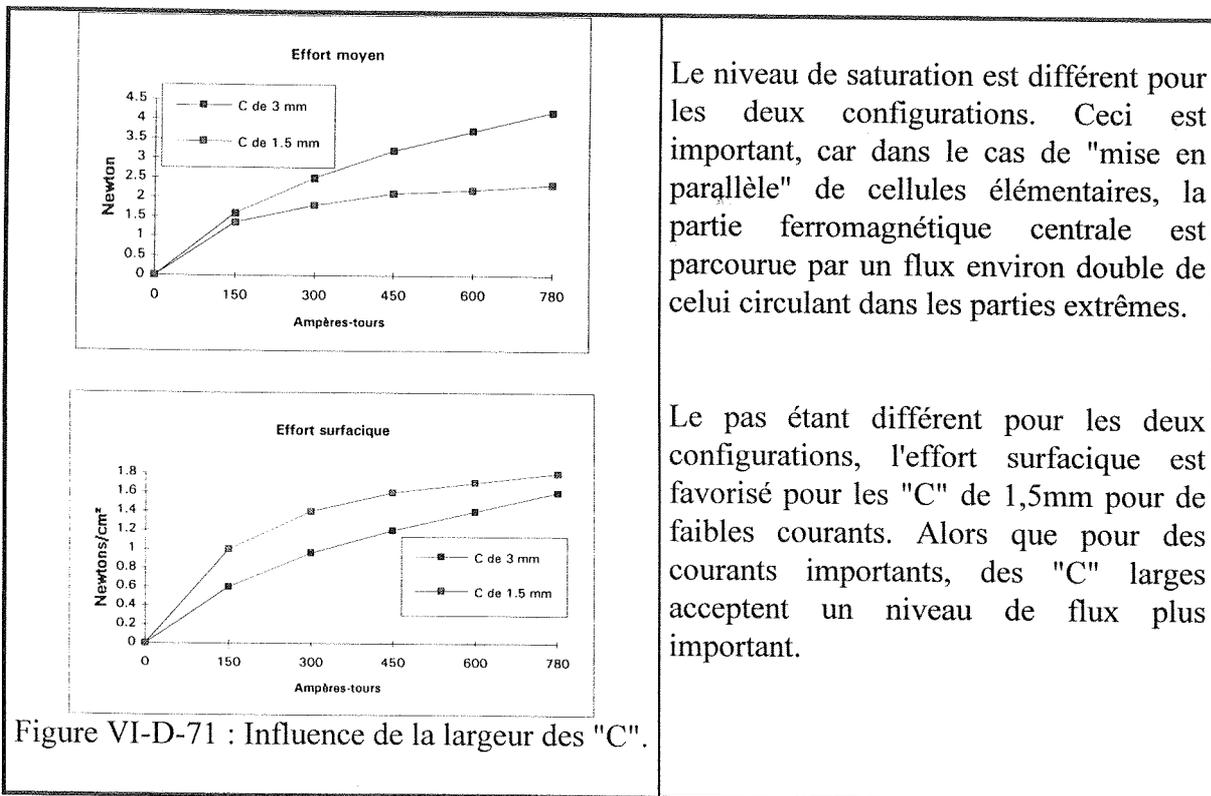


Figure VI-D-69 : Construction de l'effort total diphasé pour 500A.t.

Nous avons aussi réalisé différents essais en faisant varier plusieurs paramètres. Ainsi, nous avons mis en avant l'influence de l'épaisseur des "C", de la largeur des dents et de l'épaisseur des aimants. La courbe suivante représente pour les deux largeurs de "C", pour une cellule unique, l'effort moyen sur un pas avec des aimants ferrites de 2mm d'épaisseur. Le pas pour la cellule comprenant les "C" de 1,5mm est de 7mm alors que celui pour les "C" de 3mm est de 10mm. La largeur des dents du rail est identique à celle des "C".



Le niveau de saturation est différent pour les deux configurations. Ceci est important, car dans le cas de "mise en parallèle" de cellules élémentaires, la partie ferromagnétique centrale est parcourue par un flux environ double de celui circulant dans les parties extrêmes.

Le pas étant différent pour les deux configurations, l'effort surfacique est favorisé pour les "C" de 1,5mm pour de faibles courants. Alors que pour des courants importants, des "C" larges acceptent un niveau de flux plus important.

Figure VI-D-71 : Influence de la largeur des "C".

Le tableau suivant résume tous les essais réalisés sur quelques cellules élémentaires et l'actionneur complet.

Epaisseur des C (lc)	1.5mm		3mm						4mm	
Aimant type	Ferrite		Ferrite						FeNdB allié	
Br en T	0,35		0,35						0,65	
Hr en kA	220		220						800	
Epaisseur d'aimant (la) en mm	2		2		6				5	
Surface d'aimant entre deux "C" en mm ²	470	470	470	470	470	470	470	470	470	
Pas en mm	7	10	18	18	18	18	18	18	18	
Nombre de C	3	3	2	3	2x4	2x4	2x4	2		
Epaisseur des C en mm	1.5	3	3	3	3	3	3	3	4	
Largeur dents du rail (lr) en mm	1.5	3	5	6	6	3	5	6	5	
Entrefer total (e) en mm	0.4	0.4	0.45	0.4	0.4	0.35	0.45	0.4	0.8	0.4
nI=0 => Fd max. en N	1.3	1.2	2	2	3	4	4	5	1.2	10
nI=300A.t: <F> (N)	1.8	2.5	1.5							
σ_T (N/cm ²)	1.4	0.96	0.7							
nI=500A.t: <F> (N)		3.3	2.4	3.15	3.7	10.4	11.5	11.2	9.7	5.3
σ_T (N/cm ²)		1.25	1	1.3	0.87	0.87	0.96	0.94	0.81	2
nI=600A.t: <F> (N)	2.2	3.7	2.6							6.4
σ_T (N/cm ²)	1.7	1.4	1.1							2.4
nI=1000A.t: <F>			3.3			13	15.6	15.5	13.6	
σ_T (N/cm ²)			1.36			1.1	1.3	1.3	1.1	
nI=1560A.t: <F>										9.7
σ_T (N/cm ²)										3.7

Tableau VI-D-72 : récapitulatif des mesures.

Ce tableau montre principalement :

- La faible influence de l'entrefer sur l'effort moyen. Avec le rail de 6mm, lorsque l'entrefer double (0,4 à 0,8mm) (colonne 9 et 10 du tableau), l'effort moyen n'est réduit que de 15%. De plus, l'effort instantané est plus régulier. Cela s'explique principalement par la largeur de dent du rail égale à la largeur d'aimant associée à un faible entrefer. En effet, dans ce cas l'effort réductant est très important et il déforme alors l'effort total. De plus il se produit un court-circuit de l'aimant car la dent du rail plus large que l'aimant recouvre celui-ci.

Le fait d'augmenter l'entrefer diminue énormément l'effet réductant donc permet un effort instantané plus régulier. Dans un même temps l'aimant est "moins court-circuité" car la dent du rail est plus éloignée. L'effort moyen n'est donc que faiblement affecté [2].

- La forte influence de la saturation des "C" surtout dans le cas de cellules accolées. Cette saturation limite la valeur maximale des efforts moyens et surfaciques.

- Des très bonnes performances avec une cellule à aimants NdFeBo alliés (3,7N/cm²) avec une densité de courant de 22 A/mm².

VI.D.3.e) Mesure de l'inductance.

Nous savons que l'inductance d'une machine est importante pour son alimentation, nous avons donc mesuré l'inductance en fonction de la position à 50Hz, à l'aide d'un analyseur d'impédance (figure VI-D-73).

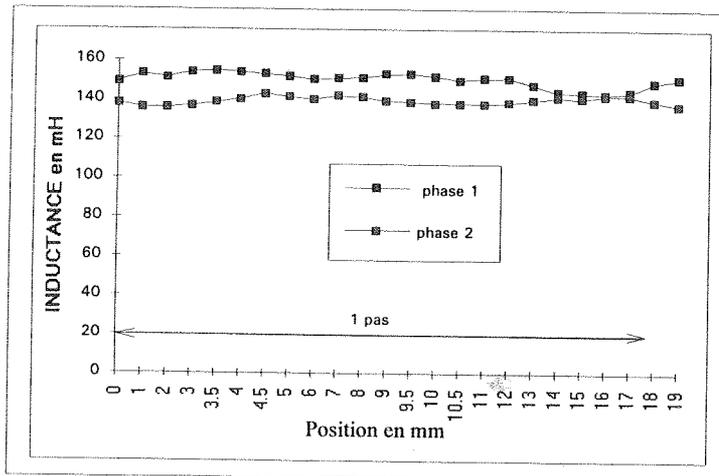


Figure VI-D-73. Variation de l'inductance en fonction de la position à 50Hz.

La valeur moyenne de l'inductance de 150mH pour 1000 spires. La variation relative de l'inductance est remarquablement faible, moins de 10 pour cent. La structure du circuit magnétique comprenant des aimants rendait prévisible ce résultat. Le faible effort réactif produit par notre actionneur est donc expliqué par ce phénomène.

VI.D.3.f) Essais dynamiques.

La figure suivante représente le déplacement de l'actionneur auto-piloté électroniquement, lesté d'un kilogramme, en fonction du temps pour trois valeurs de la tension d'alimentation.

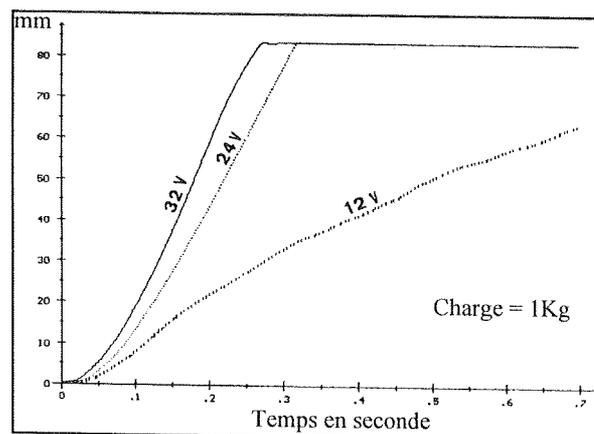


Figure VI-D-74 : Position en fonction du temps.

La vitesse atteint les 0.24 mètre par seconde avec la tension nominale de 24 volts. A vide nous avons atteint la vitesse de 4m/s sous la tension nominale. Cette vitesse importante

correspond à une fréquence d'alimentation de 222Hz pour laquelle les pertes fer ne sont plus à négliger. Dans le cas d'actionneurs linéaires rapides le problème du feuilletage des parties ferromagnétiques se pose alors tant pour le rail que pour la partie mobile.

VI.D.3.g) Analyse des résultats.

L'analyse des résultats de cet actionneur linéaire à rail entouré met en avant certaines remarques fondamentales dont certaines pourront être confirmées par la suite à partir de la modélisation présentée au chapitre V qui n'a pas été testée sur cet actionneur:

- La non-proportionnalité des efforts par rapport aux ampères-tours montre le phénomène de saturation dans les pièces ferromagnétiques (C). L'épaisseur de 3mm choisie pour le prototype semble dans ce cas un peu faible.
- Nous avons vu que pour un pas de 18mm et des dents de rail de 6mm, le passage de 0,4 à 0,8 mm d'entrefer n'a entraîné qu'une baisse des efforts surfaciques de seulement 15 pour cent. Ce résultat est tout à fait intéressant et devrait pouvoir être exploité pour la réalisation industrielle d'un actionneur économique (guidage aisé).
- Malgré une augmentation de la régularité des efforts due à l'optimisation, en particulier, de la largeur des dents du rail, les efforts dans une machine diphasée restent relativement ondulés. De plus, lors du déplacement, les créneaux de courant ne sont pas idéaux. L'examen des différents efforts obtenus montre que l'ondulation d'effort devient acceptable avec une machine triphasée.
- La largeur des dents du rail influence la forme des efforts. Expérimentalement [2], nous avons trouvé une valeur optimale de fonctionnement se situant, pour cet actionneur, près de 5mm. Avec cette largeur, l'effort et donc le fonctionnement dynamique sont plus réguliers.
- L'épaisseur des aimants est un paramètre important et difficile à appréhender. En effet, les résultats [2] montrent qu'une diminution de celle-ci apporte une amélioration des performances en effort surfacique pour une force magnétomotrice donnée. Toutefois, outre le fait qu'une faible épaisseur augmente le risque d'une désaimantation des aimants par les courants induits, il faut tenir compte de bien d'autres facteurs défavorables à cette diminution.
 - Une diminution de l'épaisseur d'aimant implique une diminution du pas. Ceci a pour conséquence la nécessité d'augmenter la précision d'usinage car la chaîne de cotes de l'empilement des cellules est conséquente. La vitesse de déplacement pour une même fréquence d'alimentation sera plus faible. Enfin et surtout, on peut montrer qu'une augmentation du jeu de l'entrefer a une grande influence pour de petits pas.
- Les performances peuvent être augmentées en changeant la nature des aimants, le coût est alors affecté. Cette solution peut être envisagée pour l'étude de machines plus performantes.
- La relativement faible inductance et sa faible variation, dispense d'une régulation de courant sophistiquée pour les applications linéaires envisagées [2].

VI.E. Synthèse des expérimentations

L'expérimentation des trois actionneurs présentés a permis de mettre en avant différents points importants.

Notamment, pour obtenir de bonnes performances, il faut atteindre un régime saturé, donc la prise en compte de la saturation est indispensable.

Nous avons vu que cette saturation était souvent localisée dans un "étranglement" de la structure tel que celui créé par le passage du flux de la cellule dans le rail entourant. Ensuite nous avons montré que les circuits de retour saturent eux aussi relativement tôt, les fuites, non négligeables, participent à cette saturation prématurée.

Pour des dimensions conséquentes d'actionneurs à rail entourant, nous avons obtenu jusqu'à $2,7\text{N/cm}^2$ de poussée (pour 30A/mm^2 et des aimants NdFeB). Dans le cadre d'actionneurs économiques, le chiffre de 1N/cm^2 (pour 15A/mm^2) semble raisonnable et autorise quelques applications grand public.

Pour ces actionneurs, il est aussi possible de "jouer" sur la forme des trous, mais ce paramètre est difficile à appréhender dans le cadre d'une optimisation. Par contre, tous les autres paramètres semblent pouvoir être intégrés dans la modélisation proposée.

En effet, la modélisation en régime non linéaire a donné une bonne corrélation avec les essais pour l'actionneur à rail entourant de 40×40 mm. Cependant elle reste à valider pour d'autres formes de structures tournantes et linéaires.

Pour l'actionneur à rail entouré, le flux peut être accru grâce à la place disponible importante pour les aimants, les performances sont, elles aussi, plus élevées. Toutes les remarques générales faites sur les actionneurs à rail entourant sont valables pour celui-ci. Le chiffre de $3,7\text{N/cm}^2$ (pour 22A/mm^2 avec des aimants NdFeB alliés) est un chiffre remarquable et pourra être augmenté après optimisation.

L'utilisation de l'une ou l'autre de ces structures dépendra de l'application qui privilégiera un rail semi fermé ou non.

D'une façon générale, les limites de ces structures sont directement liées à l'échauffement (pertes) et à la démagnétisation, plus particulièrement dans le cas d'utilisation d'aimants ferrite. Le régime de fonctionnement, dépendant de l'application est donc déterminant. Dans le cas de machine tournante, dont les régimes de fonctionnement sont moins fréquemment intermittents, les bobinages devront être dimensionnés en conséquence pour conserver les chiffres de pression tangentielle relevés pour les actionneurs linéaires.

Chapitre VII

ALIMENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES

VII.A. Principe général d'alimentation.....	1
VII.B. Alimentation électronique.....	3
VII.C. Alimentation électromécanique.	6
VII.D. Synthèse du chapitre	8

VII. ALIMENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES.

Toute machine électrique a bien entendu besoin d'une source d'alimentation. Si certains moteurs peuvent fonctionner directement sur un réseau (Machines asynchrones et à courant continu), ceux-ci sont limités dans leur régime de fonctionnement, et leur démarrage pose parfois des problèmes. En effet, leur vitesse de rotation est fixée par le réseau et/ou la charge. Pour faire varier les caractéristiques dynamiques il faut adapter leur alimentation. Avant le développement de l'électronique de puissance, les moyens existants se réduisaient soit à une variation rhéostatique, soit à l'adaptation d'un rapport de transformation (réglage de la tension par un autotransformateur) ou encore en faisant appel à plusieurs enroulements d'induit.

Grâce à l'électronique de puissance (et de commande), la variation et la régulation de puissance sont maintenant généralisées. Cependant, chaque type de moteur nécessite une alimentation spécifique et leurs études sont généralement indissociables.

Ce chapitre présente deux alimentations développées pour les actionneurs étudiés, l'une est entièrement électronique avec et sans capteur de position, l'autre associe électromécanique et électronique.

Nous considérerons ici que les machines sont diphasées, ceci rend le démarrage toujours possible pour les deux sens de fonctionnement. Le chapitre suivant présentera ensuite le problème lié aux moteurs monophasés.

VII.A. Principe général d'alimentation.

Tout d'abord, nous rappelons les deux possibilités d'alimentation de nos structures, soit par un générateur de tension, soit par un générateur de courant.

Le flux des aimants des machines hybrides crée lors de leur mouvement une force contre électromotrice s'opposant à la source d'alimentation.

Nous avons vu au chapitre IV qu'il fallait que les créneaux de courant soient injectés en phase avec la force contre-électromotrice (fonction auto-pilotage). Les figures VII-1 et VII-2 schématisent les formes d'onde obtenues.

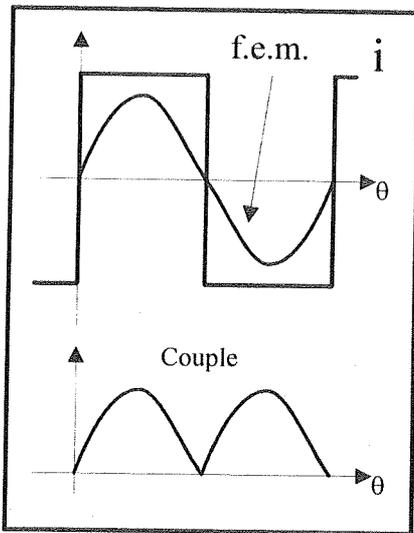


Figure VII-1. Allure des formes d'onde.
Cas de l'alimentation en créneaux de courant.

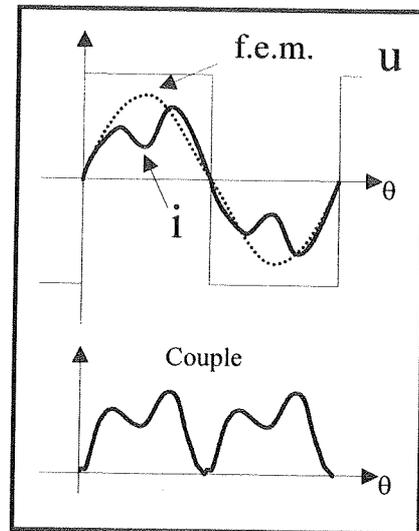


Figure VII-2. Allure des formes d'onde.
Cas de l'alimentation en créneaux de tension.

L'alimentation en générateur de courant est la plus performante en termes d'ondulation de couple (à condition d'optimiser les formes du courant) et de pertes Joule si l'on peut appliquer des créneaux idéaux. Ceci est obtenu par une régulation du courant (MLI par exemple), mais celle-ci est généralement limitée par la valeur de la tension d'alimentation disponible et dès que la vitesse augmente, le courant se distord.

L'alimentation par un générateur de tension est intéressante dans le cas de petites machines où on peut limiter le courant par la résistance de l'induit. Cependant, la durée de montée du courant est pénalisante, surtout aux fréquences élevées et lorsque les valeurs d'inductance sont relativement grandes. Il faut alors gérer l'angle d'avance permettant d'anticiper cette croissance.

Donc, les alimentations doivent permettre l'auto-pilotage (injection des créneaux de courant ou de tension en phase avec le f.c.e.m.) et dans le cas des fréquences élevées gérer l'avance.

Nous décrivons maintenant l'alimentation électronique.

VII.B. Alimentation électronique.

L'alimentation entièrement électronique autorise une grande souplesse au niveau de la commande (système d'auto-pilotage) et de la puissance (créneaux de courant ou tension). De plus elle permet une gestion "intelligente", c'est à dire qu'elle peut intégrer des fonctions de sécurité, de cycle automatique, de télécommande, etc..

Nous présentons ici deux types d'auto-pilotage, l'un "sans capteur" et l'autre à capteur optique, les circuits de puissance restant identiques.

Pour alimenter les machines hybrides, les circuits de puissance doivent fournir des créneaux alternatifs. Cela peut être réalisé par un pont complet (pour chaque phase)(figure VII-3). Il est aussi possible d'utiliser un demi-pont avec deux condensateurs créant un point milieu (diviseur capacitif) [42]. Dans le cas d'actionneurs triphasés, seulement trois demi-ponts sont nécessaires grâce au couplage étoile.

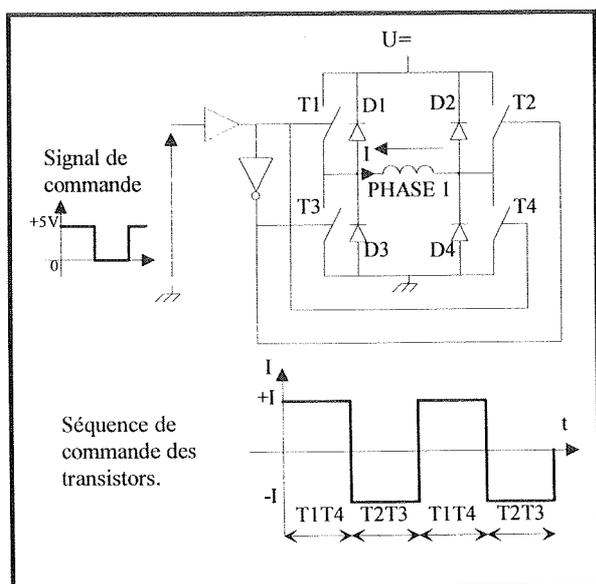


Figure VII-3.

Pont complet et cycle de fonctionnement pour une phase.

Pour nos actionneurs, nous avons choisi le pont complet car il existe dans le commerce des composants intégrant les circuits de puissance et la logique de commande associée.

L'auto-pilotage peut être réalisé soit à partir de capteurs directs de position, soit grâce à quelques spires de mesure bobinées autour du bobinage global. Ce dernier est souvent appelé sans capteur, le terme le plus approprié est "auto-pilotage par capteur indirect de position". Nous avons développé ces deux types de commande.

L'auto-pilotage par capteurs directs est obtenu à partir de cellules optoélectroniques associées à des systèmes de disques, de règles perforées ou colorées. Ces méthodes sont classiques et ne seront pas approfondies ici.

Par contre, l'auto-pilotage indirect est basé sur la production d'une tension (f.e.m) lors du déplacement des machines hybrides.

Le bobinage de mesure détecte donc la f.e.m. due aux aimants mais aussi celle due aux commutations du courant dans l'induit (figure VII-4 a et b). Ces deux tensions s'ajoutent et il suffit de détecter les passages par zéro pour déterminer la commande. Cette détection est facilement réalisable avec des circuits à faible "offset" (figure VII-5).

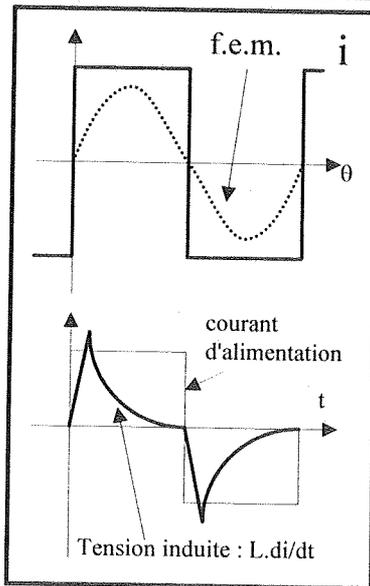


Figure VII-4a.

Tension induite par les commutations de courant.

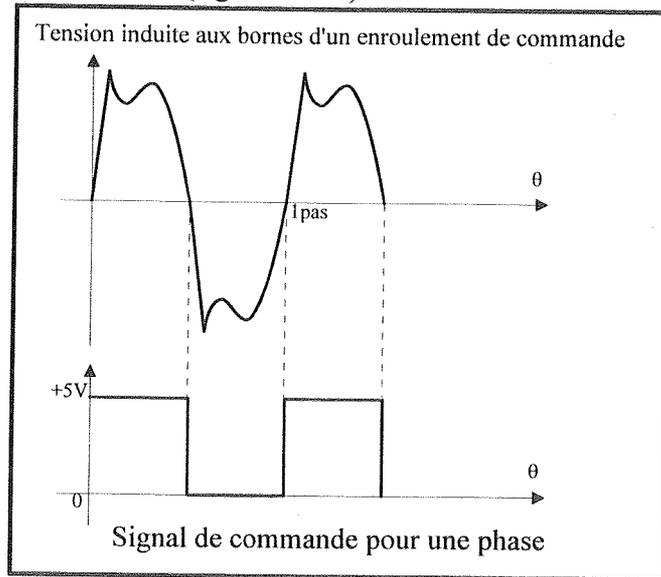


Figure VII-4b.

Tension induite par les commutations et la f.e.m.

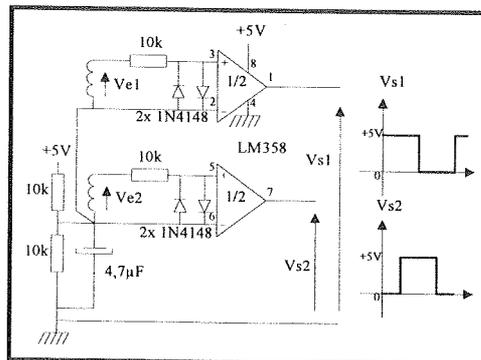


Figure VII-5.

Exemple de circuit de détection diphasé.

V_{e1} et V_{e2} sont les signaux recueillis sur les bobinages de mesure.

Cependant, se pose le problème du démarrage car à l'arrêt il n'existe aucune tension aux bornes des enroulements de mesure. Nous devons donc démarrer la machine en pas à pas puis passer en auto-pilotage. Ce principe très simple a été validé sur un actionneur linéaire [3] et nous le retrouvons dans d'autres travaux tels qu'une machine japonaise très grande vitesse [6].

Ce cycle de démarrage peut être réalisé par une logique de commande ou plus efficacement par un micro-contrôleur [3], celui-ci gère alors toutes les fonctions de déplacement, de sécurité et d'avance. La figure VII-6 représente le synoptique du schéma complet de l'alimentation électronique d'un actionneur linéaire. Pour une machine tournante le système balais et pistes conductrices disparaissent.

Remarque : Le système d'auto-pilotage "sans capteur" rend difficile une régulation du courant du type MLI car celle-ci génère des perturbations gênant la détection de la position.

La figure VII-8 représente le synoptique de l'alimentation dans le cas de capteurs directs (optiques).

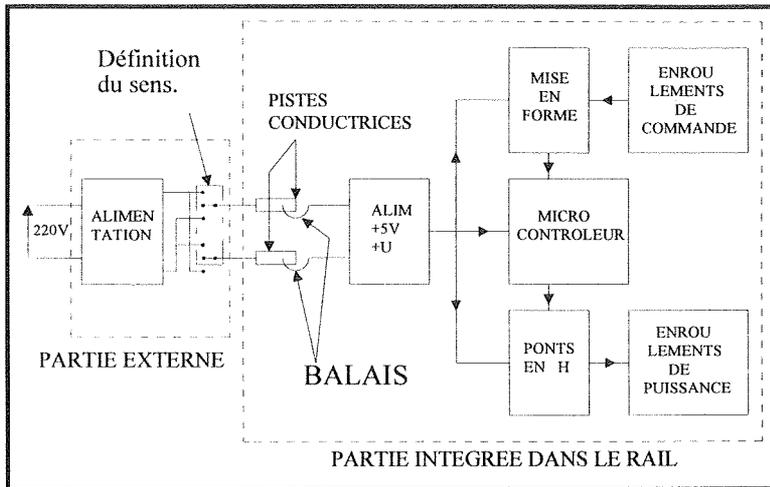


Figure VII-6.

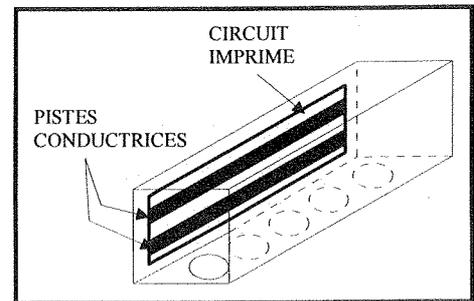


Figure VII-7.

Pistes d'amenée de courant d'un actionneur linéaire

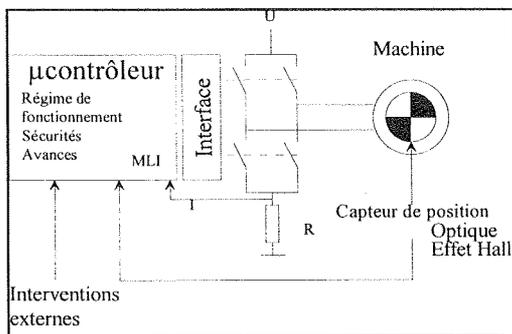


Figure VII-8.

Alimentation d'une machine monophasée à capteur optique.

L'alimentation électronique reste donc simple et dans le cas de petites machines, l'utilisation de composants intégrés tant au niveau de la puissance que de la commande permet l'intégration de l'électronique dans l'actionneur (Composants Montés en Surface CMS). Grâce au micro-contrôleur, il est possible d'adapter l'alimentation à différents types de moteurs ou de charges. Cependant, dans les applications de très grande diffusion, le surcoût entraîné par les composants font que les actionneurs classiques restent souvent compétitifs du fait de leur production en masse [42].

Dans le cas de moteurs linéaires, l'électronique est embarquée pour limiter le nombre de conducteurs, mais les pistes d'amenée d'énergie (deux) sont toutefois indispensables, nous avons donc pensé à nous servir de ces pistes pour auto-commuter directement ces actionneurs.

VII.C. Alimentation électromécanique.

Cette version d'alimentation se rapproche de la notion de collecteur d'une machine à courant continu. Elle est donc valable pour les machines tournantes et linéaires. Mais son emploi pour les machines tournantes est limité car il est alors difficile de concurrencer les Machines à Courant Continu.

Nous présenterons et expliciterons le principe de cette alimentation pour des actionneurs linéaires.

L'obtention de créneaux de courants symétriques à partir d'un système de pistes conductrices est réalisée par la découpe de ces pistes (figure VII-9). Les balais se déplacent sur une ligne (X) qui permet l'alternance de la polarité de l'alimentation (U). Chaque phase comporte deux balais décalés d'un demi pas. L'auto-pilotage est réalisé ici naturellement.

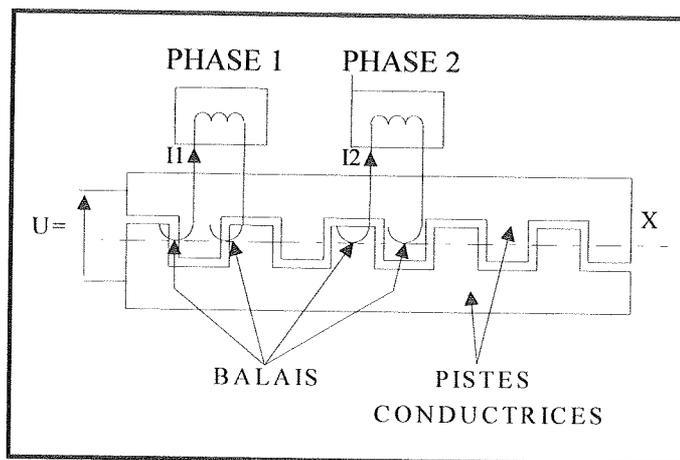


Figure VII-9.

Mais il apparaît deux problèmes :

Le premier est l'existence de temps morts entre deux commutations, en effet, un balai ne doit jamais "chevaucher" les deux pistes sous peine de court circuiter la source. Les balais et l'écartement des pistes doivent être adaptés. Ce temps mort diminue l'effort moyen et peut créer des problèmes de démarrage si l'actionneur est arrêté dans une position où une phase est sur un temps mort.

Le deuxième vient de la production d'arcs électriques de commutation engendrés par l'énergie relativement élevée "accumulée dans l'inductance" de chaque bobinage. Nous proposons une méthode permettant la récupération de cette énergie en éliminant pratiquement les arcs (figure VII-10). Ce système fait l'objet d'un brevet en cours de dépôt (n° FR9406186). L'expérimentation a montré l'efficacité de ce système. Il réduit le niveau de bruit de fonctionnement, l'usure des balais commutants et des pistes et diminue la pollution électromagnétique.

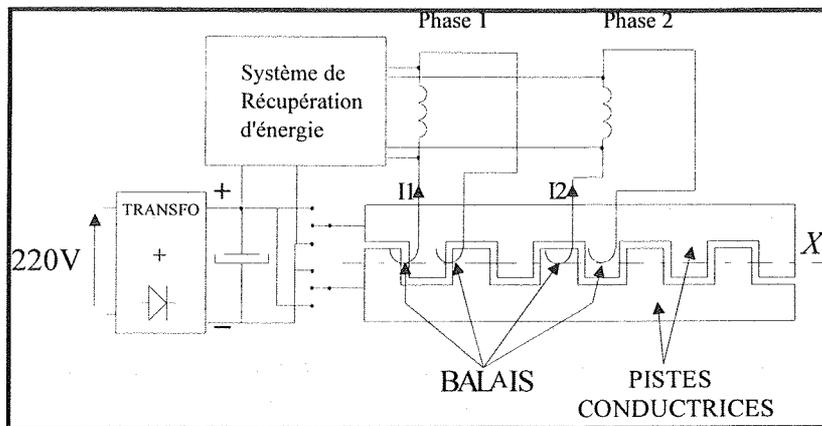


Figure VII-10.

L'alimentation complète avec son système de suppression des étincelles est simple et attrayante. Elle assure un auto-pilotage mécanique efficace de l'actionneur, procurant ainsi un déplacement régulier pour un nombre de phases supérieur à deux.

Cependant, la commutation des balais reste plus bruyante que la commutation électronique et ne permet pas de gérer l'avance.

Les frottements des balais devront être minimisés afin de ne pas pénaliser l'effort utile des actionneurs de petites tailles.

C'est un système économique composé d'un nombre réduit d'éléments simples permettant la réalisation d'un produit de grande diffusion.

Un prototype fonctionnel de faible section de deux mètres de long a été réalisé avec ce principe.

VII.D. Synthèse du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs alimentations possibles pour les machines hybrides étudiées.

L'alimentation électronique associée à des capteurs optiques est adaptée à des machines tournantes car elle permet une détection de la position absolue et autorise donc un démarrage assuré dans les deux sens de rotation. Les actionneurs linéaires doivent dans ce cas avoir une "règle" de codage sur toute la longueur du rail. La logique de commande est simple.

L'alimentation électronique pilotée par des bobinages de mesure nécessite un cycle de démarrage en pas à pas, donc elle est destinée à des machines tournantes et linéaires (au minimum diphasées). La logique de commande est complexe et nécessite un micro-contrôleur.

L'alimentation électromécanique est quant à elle, très simple et nécessite peu de composants, elle est donc très bon marché. Mais en raison de ses balais commutants, elle est réservée aux actionneurs linéaires polyphasés de faible puissance et bas de gamme.

Dans ce chapitre, nous avons considéré que les machines étaient au moins diphasées pour permettre leur démarrage. Le chapitre suivant présente une solution électromagnétique autorisant le démarrage des machines monophasées.

Chapitre VIII

DEMARRAGE DES MACHINES MONOPHASEES

VIII.A. Introduction.	1
VIII.B. Etude de la stabilité des positions d'effort de détente :.....	2
VIII.C. Problèmes liés à l'alimentation.	10
VIII.D. Exemple de machine monophasée.....	12
VIII.D.1. Description du prototype.....	12
VIII.D.2. Fonctionnement de la machine.....	12
VIII.D.3. Premiers résultats expérimentaux et extrapolation.....	14
VIII.E. Synthèse du démarrage en monophasé	15

VIII. PROBLEMES DE DEMARRAGE DES MACHINES MONOPHASEES.

VIII.A. Introduction.

Le lecteur aura bien sûr remarqué que la majorité des machines tournantes étudiées dans ce manuscrit sont monophasées, ce qui simplifie la réalisation, car elles ont généralement été faites pour valider des principes. Si les essais en générateur donnent certaines indications quant aux caractéristiques, il est cependant important de les faire fonctionner en moteur. Se pose alors le problème de leur démarrage.

Les machines à réluctance variable "pure" doivent être au minimum triphasées pour démarrer en définissant le sens de rotation, car chaque phase ne produit du couple que sur une demi-période électrique [12]. Les machines à aimants peuvent se contenter d'être diphasées pour les mêmes fonctions car elles produisent un effort moteur sur un pas complet.

Mais, **toutes** les machines monophasées tournantes ou linéaires de type synchrone, possèdent au moins deux positions sur un pas électrique où le couple moteur est nul. De ce fait, il existe des positions dites de "non-démarrage"[41], ce qui est très gênant pour un moteur!

Il existe pourtant des solutions remédiant à ce problème :

- La plus simple est de créer une seconde phase auxiliaire de démarrage (la machine est alors diphasée!). C'est le cas des moteurs asynchrones dit "monophasés" possédant un condensateur ou bien des spires de Frager, mais un seul sens de rotation est possible[41]. Ces phases auxiliaires n'autorisent pas des performances remarquables et ne servent généralement que pour le démarrage (cas usuel des machines à condensateurs, optimisées pour une fréquence d'alimentation).
- Une autre solution consiste à pré-positionner le rotor à l'arrêt pour que le couple de démarrage soit non-nul, ensuite l'inertie rotorique permet de "passer" les trous de couple. Plusieurs applications existent, un aimant permanent servant généralement à cette fonction.

Cependant, les machines à aimants peuvent être structurellement monophasées grâce aux aimants qu'elles contiennent. Le pré-positionnement peut s'effectuer par exemple à partir d'une dissymétrie du circuit magnétique [4][40] (moteurs de montres [32]) ou par une méthode, présentée dans ce chapitre, préservant les symétries magnétiques.

Ce chapitre présente tout d'abord d'une manière générale, les problèmes liés au démarrage des machines synchrones à aimants, puis présente une solution originale de pré-positionnement valable pour les structures tournantes et linéaires [15].

Durant tout ce chapitre nous ne prenons pas en considération la charge à entraîner. En effet, nous considérons que la charge est du type quadratique avec un couple de démarrage quasi nul.

VIII.B. Etude de la stabilité des positions d'effort de détente :

Les machines synchrones à aimants possèdent généralement plusieurs positions d'arrêt spécifiques, appelées positions de détente. Ces positions de détente correspondent le plus souvent à des positions de couple moteur nul (cf. § IV). Nous avons vu que les structures présentées dans ce travail possèdent un effort de détente dont la fréquence est double de celle de l'effort moteur. Donc sur un pas l'effort de détente s'annule quatre fois. Sur ces quatre positions deux seulement sont dites "stables" et correspondent aux positions d'arrêt du rotor sans courant (positions de flux maximal ou conjonction). Les deux autres sont instables, c'est à dire que le rotor ne peut s'y arrêter (position d'opposition).

Prenons par exemple le cas d'une cellule élémentaire de l'actionneur linéaire à rail entourant représenté en coupe longitudinale sur un pas pour les quatre positions caractéristiques.

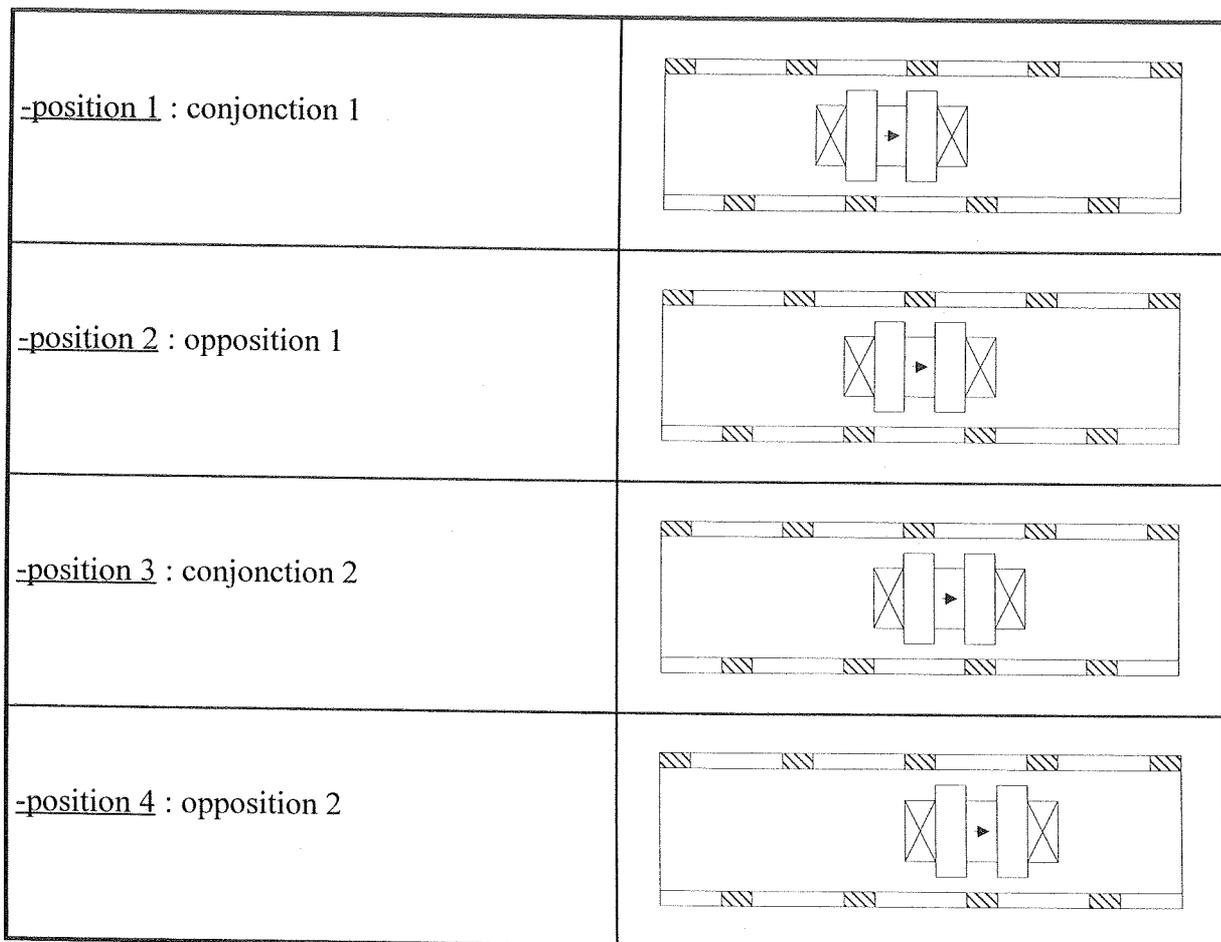


Figure VIII-1.

Pour ces quatre positions l'effort de détente est nul. Cependant, seules les positions de conjonction sont stables car la règle du flux maximum oblige la cellule à se placer où le flux de l'aimant est maximal. L'actionneur, en l'absence de courant et d'effort résistant, se place, ou s'arrête, naturellement dans ces positions stables.

Mathématiquement, la stabilité correspond à une pente négative de l'effort de détente par rapport au déplacement (une pente positive provoque l'instabilité) (Figure VIII-2). En effet, lors de la phase de ralentissement provoqué par l'arrêt de l'alimentation alors que la machine est en mouvement, si le déplacement s'effectue vers les x positifs alors que l'effort de détente est dans une phase de croissance (dérivée positive), la position d'effort nul est ici instable. Au contraire, si la pente de l'effort est négative, alors l'actionneur s'arrêtera au zéro d'effort de détente correspondant (Figure VIII-2.).

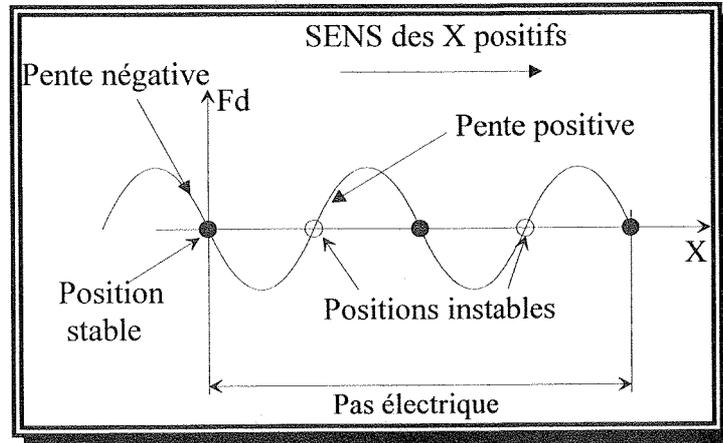


Figure VIII-2.

C'est ainsi que se définissent les positions d'arrêt stables. Dans le cas représenté par la figure VIII-3, l'actionneur monophasé correspondant ne démarre pas car les positions d'effort de détente stables correspondent aux zéros de l'effort moteur. Ceci est généralement le cas des structures présentées jusqu'ici.

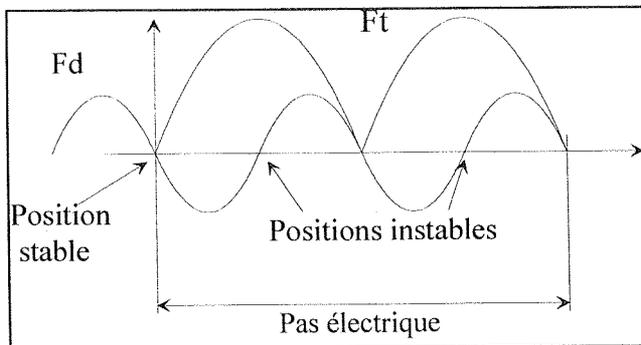


Figure VIII-3 : Cas de non-démarrage en monophasé.

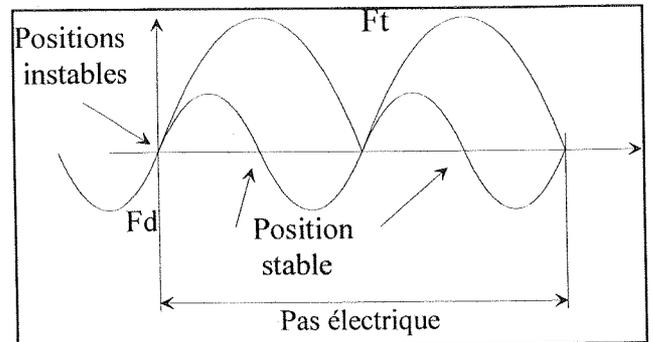


Figure VIII-4 : Cas de démarrage possible en monophasé.

Pour qu'une telle machine puisse démarrer, il faut que les positions stables ne coïncident pas aux zéros de l'effort moteur, mais au contraire et idéalement, qu'elles correspondent à un maximum de l'effort moteur (Figure VIII-4). Nous allons donc rechercher les possibilités d'une telle réalisation. Pour cela nous nous servirons en partie des résultats des modélisations analytiques du chapitre IV.

Nous avons dit qu'une position d'arrêt (détente) est stable si la dérivée de l'effort de détente est négative par rapport au déplacement. Nous avons écrit au chapitre IV, l'effort de détente F_d {VIII-1} en fonction des variations de réluctance de denture (terme a).

$$F_d = \frac{1}{2} \cdot V_a^2 \cdot \frac{\partial a}{\partial x} \quad \{\text{VIII-1}\}$$

L'étude du signe de la dérivée de F_d revient à analyser la dérivée seconde du terme a. Rappelons la forme de la dérivée de "a" :

$$\frac{\partial a}{\partial x} = -2 \frac{\frac{\partial R_1}{\partial x} R_2^2 + \frac{\partial R_2}{\partial x} R_1^2}{(R_a(R_1 + R_2) + 2R_1 R_2)^2} = 2 \frac{N}{D} \quad \{\text{VIII-2}\}$$

La dérivée seconde de "a" est de la forme.

$$\frac{\partial^2 a}{\partial x^2} = 2 \frac{N'D - ND'}{D^2}$$

Mais pour les positions d'effort de détente nul, le terme N est nul et D est toujours positif puisque c'est un carré. De ce fait, il suffit d'étudier le signe de N' par rapport à x pour obtenir le signe de la pente de F_d .

$$N = -\frac{\partial R_1}{\partial x} R_2^2 - \frac{\partial R_2}{\partial x} R_1^2 \quad \{\text{VII-3}\}$$

La dérivée de N donne, avec R_1 et R_2 étant des fonctions de la position x :

$$\begin{aligned} \frac{\partial N}{\partial x} &= -\left[\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} R_2^2 + 2 \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \cdot \frac{\partial R_2}{\partial x} R_2 + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} R_1^2 + 2 \cdot \frac{\partial R_2}{\partial x} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} R_1 \right] \\ \frac{\partial N}{\partial x} &= -\left[\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} R_2^2 + 2 \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \cdot \frac{\partial R_2}{\partial x} (R_2 + R_1) + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} R_1^2 \right] \end{aligned} \quad \{\text{VIII-4}\}$$

Cette équation, utilisée conjointement avec les symétries imposées structurellement aux réluctances R_1 et R_2 (figure VIII-5), va nous définir les critères de stabilité pour les deux positions caractéristiques d'opposition et de conjonction.

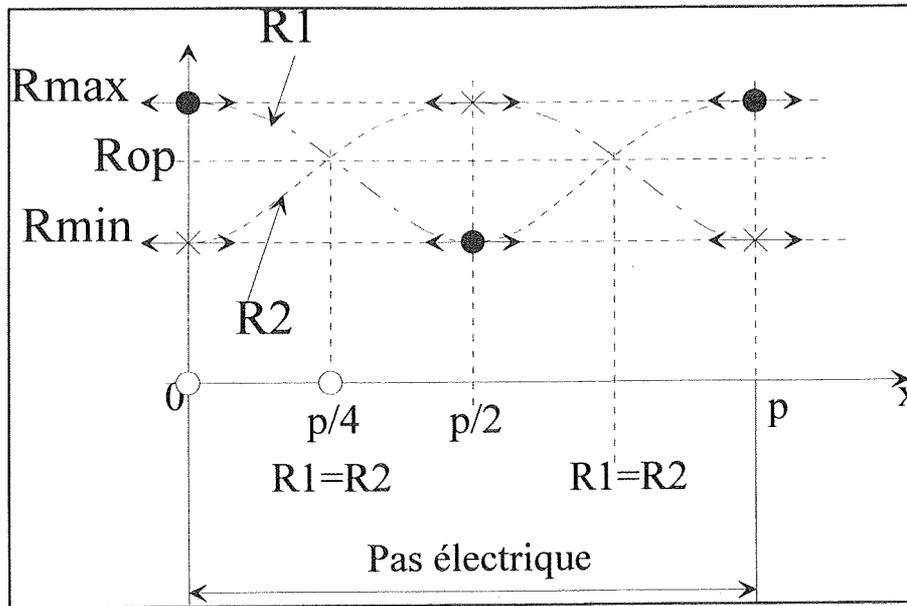


Figure VIII-5 : Symétries et tangentes horizontales des réluctances R1 et R2.

Pour la position de conjonction $x=0$ (le raisonnement sera identique pour $x=p/2$ en échangeant les termes R_1 et R_2), nous obtenons à partir des considérations de symétries :

1°) Une réluctance maximale R_1 et une minimale R_2 :

$$R_1 = R_{\max} \text{ (dents au centre d'un trou)}$$

$$R_2 = R_{\min} \text{ (dents en conjonction)}$$

2°) Leurs dérivées en ce point par rapport à x sont nulles.

$$R'_1 = R'_2 = 0$$

3°) La dérivée seconde de R_1 est négative et celle de R_2 positive.

$$R''_1 < 0 \text{ et } R''_2 > 0$$

Alors, le numérateur s'écrit.

$$N' = \frac{\partial N}{\partial x} = - \left[\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} R_2^2 + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} R_1^2 \right]$$

La position sera stable si $N' < 0$ donc si la condition : $\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} \frac{R_{\min}^2}{R_{\max}^2} > - \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2}$ est réalisée.

Et instable pour la condition : $\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} \frac{R_{\min}^2}{R_{\max}^2} < - \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2}$

Donc la stabilité de l'effort de détente pour $x=0$ et $x=p/2$ est dépendante du rapport des réluctances minimale et maximale au carré ainsi que le rapport des dérivées des pentes de ces réluctances à l'origine. Le rapport R_{\min} sur R_{\max} correspond au rapport des saillances.

Avant de conclure sur ces conditions nous étudions d'abord la stabilité de la position $p/4$.

Pour la position en $x = p/4$ (le raisonnement serait identique pour $x = 3p/4$) nous savons que :

- 1°) Les réluctances R_1 et R_2 sont égales. $R_1 = R_2 = R_{op} > 0$
 2°) La dérivée de R_1 est négative. $R'_1 < 0$
 3°) La dérivée de R_2 est positive. $R'_2 > 0$
 4°) Les dérivées secondes R''_1 et R''_2 sont opposées à celles obtenues pour $p=0$.

La dérivée de N devient.

$$\frac{\partial N}{\partial x} = - \left[\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} R_2^2 + 2 \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \cdot \frac{\partial R_2}{\partial x} (R_2 + R_1) + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} R_1^2 \right]$$

$$\frac{\partial N}{\partial x} = - \left[R_{op}^2 \left(\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} \right) + 4 R_{op} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \frac{\partial R_2}{\partial x} \right]$$

$$\text{si } \left[R_{op}^2 \left(\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} \right) + 4 R_{op} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \frac{\partial R_2}{\partial x} \right] > 0 \text{ la position } p/4 \text{ sera stable.}$$

$$\left(\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} \right) > - \frac{4}{R_{op}} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \frac{\partial R_2}{\partial x} \text{ Condition de stabilité de } p/4.$$

Remarque :

Si nous prenons par exemple un cas de machine dont la variation de réluctance est sinusoïdale (actionneur linéaire 40 x 40 chapitre IV), la position $x = p/4$ impose $R''_1 = -R''_2$ donc $N' = 4 R_1 (R'_1)^2$. Le terme N' étant toujours positif donc cette position $p/4$ est instable et la machine ne peut pas démarrer en monophasé.

Récapitulation des résultats pour qu'une machine démarre en monophasé.

1°) La position $x=0$ doit être instable, donc il faut que :

$$\boxed{\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} \frac{R_{\min}^2}{R_{\max}^2} < - \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2}}$$

C'est à dire que la pente de la dérivée de R_1 (donc la concavité) soit plus forte que celle de R_2 dans le rapport du carré R_{\max} sur R_{\min} . R_2 correspond ici à deux dents en conjonction, une faible variation de réluctance près de cette position est obtenue pour une différence de largeur de denture rotorique / statorique.

2°) La position $p/4$ doit être stable, donc il faut que :

$$\left(\frac{\partial^2 R_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 R_2}{\partial x^2} \right) > - \frac{4}{R_{op}} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial x} \frac{\partial R_2}{\partial x}$$

Ceci sera vérifié pour de fortes variations des pentes de R_2 et de R_1 de signes identiques. Ceci est possible lorsque R_{op} (réluctance en opposition où $R_1=R_2$) est

"placée" très au-dessous de la valeur moyenne $(R_{\max} - R_{\min})/2$. R_{op} est donc placé à droite du point d'inflexion de la courbe R_1 et à gauche de celui de la courbe R_2 .

Les deux figures suivantes représentent schématiquement les deux cas possibles.

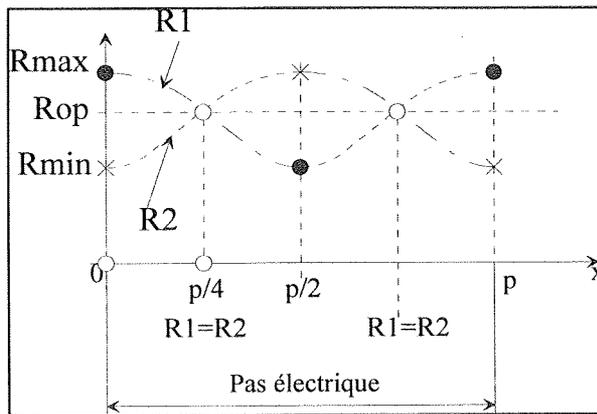


Figure VIII-6.

Cas de non démarrage en monophasé.

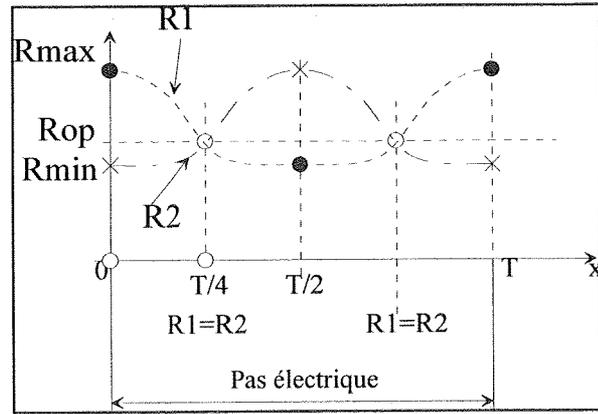


Figure VIII-7.

Cas de démarrage possible en monophasé.

Par exemple si $R_{\max} = 2.R_{\min}$, la position $x=0$ sera stable lorsque : $R''_1 > -4R''_2$, c'est à dire quand la **vitesse de variation de réluctance** des dents en regard sera quatre fois plus importante que celle de la dent en face du vide. Cela est généralement le cas quand la dent rotorique est aussi large que la dent statorique. En effet, dans ce cas la variation de réluctance de dents en regard est rapide et la variation dans le vide est faible. Au contraire, des dents rotoriques très larges peuvent créer l'instabilité de cette position de conjonction et donc donnent une position de démarrage.

Une vérification expérimentale a confirmé ce résultat. En élargissant les dents rotoriques d'une machine monophasée, nous avons inversé le sens de variation de l'effort de détente. Bien entendu les performances de la machine ont été sensiblement affectées, ainsi l'effort total moyen a diminué et l'effort réluctant a augmenté déformant d'autant l'effort total. En effet, R_{\max} et la variation de réluctance sont plus faibles.

Il existe donc ici un optimum qui pourra être trouvé à partir de l'optimisation présentée au chapitre V en introduisant le démarrage en monophasé comme une contrainte sur les dimensions relatives des dents statoriques et rotoriques.

Nous pouvons aussi expliciter les conditions de stabilité, peu évidentes à appréhender comme nous les avons vues, en les rapprochant du principe du flux maximum.

Principe du flux maximum.

Les positions stables de l'effort de détente correspondent aux positions où le flux de l'aimant est maximal [4]. Nous allons donc nous servir de l'équation de la perméance vue de l'aimant (terme "a" {IV-8} du chapitre IV).

$$a = \frac{R_1 + R_2}{R_a(R_1 + R_2) + 2R_1R_2}$$

Nous considérons que pour la position de conjonction R_1 est maximale et vaut R_M et R_2 est minimale et vaut R_m . Pour la position d'opposition R_1 et R_2 sont égales et valent R_{op} .

Pour la conjonction "a" s'écrit :

$$a_c = \frac{R_M + R_m}{R_a(R_M + R_m) + 2R_MR_m}$$

Pour l'opposition "a" s'écrit :

$$a_{op} = \frac{1}{R_a + R_{op}}$$

La machine pourra démarrer en monophasé lorsque la position d'opposition présentera une perméance vue de l'aimant plus forte que celle de la position de conjonction ($a_c < a_{op}$).

$$\frac{R_M + R_m}{R_a(R_M + R_m) + 2R_MR_m} < \frac{1}{R_a + R_{op}}$$

$$R_{op} < \frac{2R_MR_m}{R_M + R_m}$$

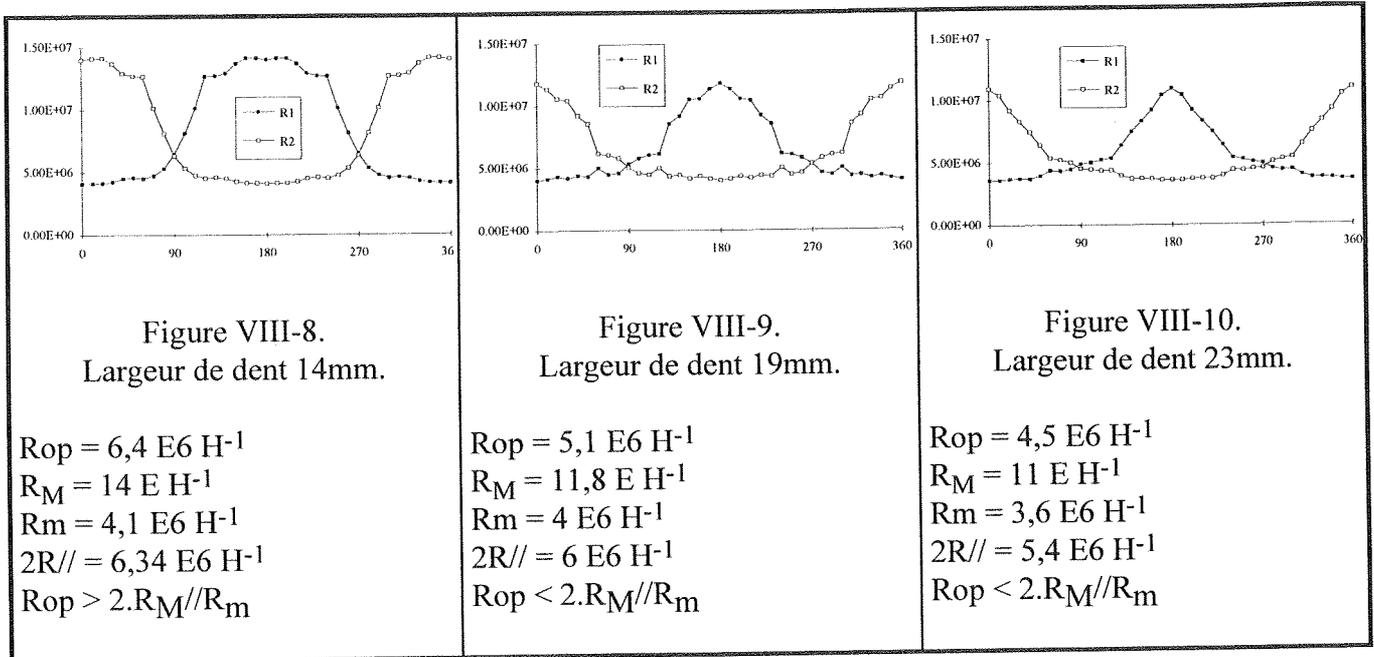
Le critère est bien indépendant de la réluctance de l'aimant et n'est fonction que des valeurs caractéristiques de R_1 et R_2 .

Pour un démarrage en monophasé, R_{op} doit être deux fois plus petite que la réluctance équivalente aux réluctances minimale et maximale en parallèle.

Ce critère simple confirme la position relative de R_{op} par rapport aux réluctances extrêmes définie auparavant. Celui-ci associé aux précédents permet une description précise de la forme de variation de réluctance nécessaire au démarrage monophasé.

Exemple de validation des critères.

Nous avons effectué les relevés de réluctance de denture (cf. chapitre IV), pour trois largeurs des dents rotoriques d'une machine décrite à la fin de ce chapitre. Les courbes de R1 et R2 sont représentées figures VIII-8 à 10.



Le critère du flux maximal est vérifié dans les positions de démarrage, pour les cas des dents de 19 et 23mm, alors qu'il ne l'est pas pour les dents de 14mm. Et l'expérimentation confirme ces résultats. C'est-à-dire que la machine possédant les dents de 14mm ne peut pas démarrer en monophasé, alors que les deux autres le peuvent. Cependant, nous voyons clairement que les valeurs moyennes des réluctances diminuent lorsque le critère est vérifié pour une même structure et que donc, l'effet réluctant est augmenté.

Le critère lié au flux maximum est donc simple et permet une approche rapide en calculant uniquement trois valeurs de réluctance d'entrefer.

Mais les critères définis à partir des pentes d'effort permettent une étude à partir d'une forme analytique de variation de réluctance (celle-ci devra être deux fois dérivable).

Toutefois, ces conditions de démarrage en monophasé entraînent quelques inconvénients au niveau de l'alimentation.

VIII.C. Problèmes liés à l'alimentation.

Au chapitre VII, nous avons défini plusieurs types d'alimentation. Dans le cas d'une machine monophasée, il faut assurément un auto-pilotage à capteur direct pour déterminer le sens de rotation. L'auto-pilotage par bobinage de mesure (capteur indirect) est exclu. En effet, contrairement aux machines multi-phasées, le démarrage en monophasé en pas à pas ne permet pas de définir le sens de rotation ([4] chapitre 12).

Le fait d'avoir des dents très larges modifie notablement le fonctionnement de ces structures. L'effet réluctant devient important et peut entraver le démarrage. En effet, l'effort réluctant varie avec le carré du courant (cf. chapitre IV) et devient rapidement prédominant.

Les courbes suivantes représentent, par un calcul analytique en régime linéaire (chapitre IV.B.1), l'influence de l'effort réluctant pour différentes valeurs de courant pour une machine tournante monophasée.

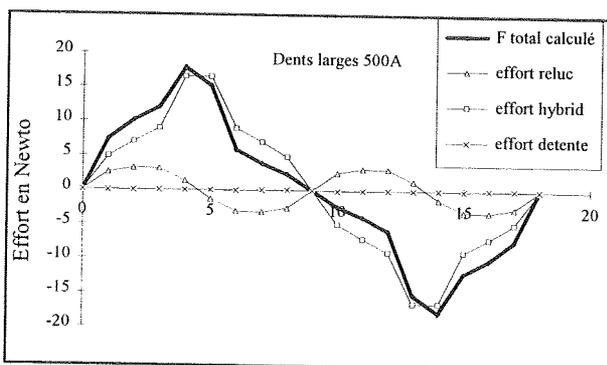


Figure VIII-11.

L'effort moteur possède le même signe sur tout un demi pas.

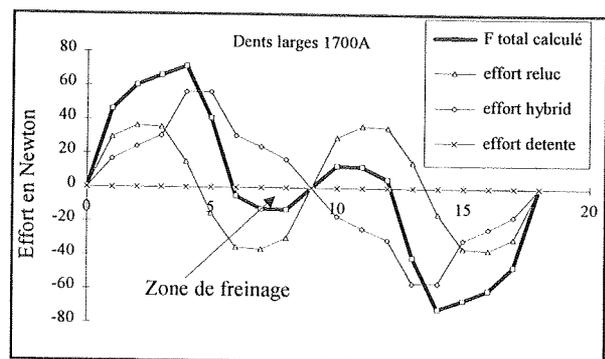


Figure VIII-12.

L'effort moteur n'a pas le même signe sur tout un demi pas.

Ces graphiques montrent qu'il faut démarrer ces machines avec un courant relativement faible pour éviter la zone de couple négatif (freinage). Le couple de démarrage, ainsi que les performances d'une telle structure, sont donc diminués. Le couple est pulsé et sera générateur de bruit supplémentaire.

Soit l'alimentation est classique en créneaux de tension ou de courant et les performances seront dégradées (limite de courant) ou bien il faut utiliser une alimentation spécifique qui permettra d'obtenir le maximum de performances pour une telle structure.

L'alimentation sera alors électronique (excluant donc celle électromécanique) et tiendra compte des zones où un courant important est à proscrire. Pour simplifier la commande, le doublement de la résolution du capteur permettra une alimentation adaptée (figure VIII-13).

La figure ci-contre représente une forme simplifiée de courant adaptée aux structures monophasées étudiées, celle-ci pourra bien sûr être optimisée. Et ci-dessous, nous indiquons un schéma de principe à micro-contrôleur.

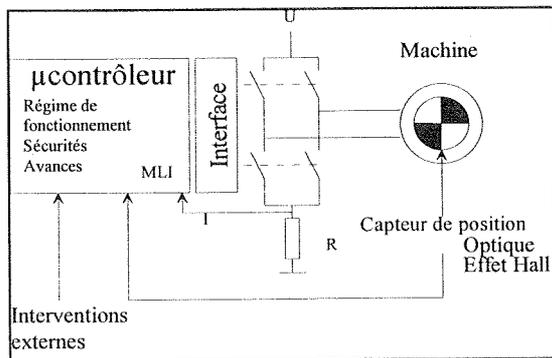


Figure VIII-14.

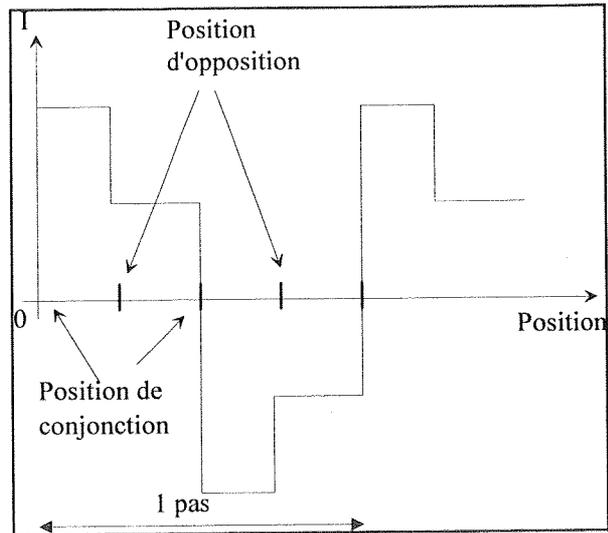


Figure VIII-13.

VIII.D. Exemple de machine monophasée.

VIII.D.1. Description du prototype.

La figure ci-dessous représente la structure de la machine qui reprend celle du chapitre III.B.2.a.1 (le rotor est cependant différent), le stator est constitué de deux plaques magnétiques (1) (pouvant être feuilletées) séparées par un ou des aimants d'excitation (2). Les bobinages (3) sont disposés autour des dents statoriques (4).

Le rotor ferromagnétique possède quatre dents, deux sous chaque plaque (2) permettant un équilibrage naturel. Celui-ci pourrait être avantageusement constitué de tôles maintenues par une pièce préformée (5) limitant les pertes aérodynamiques.

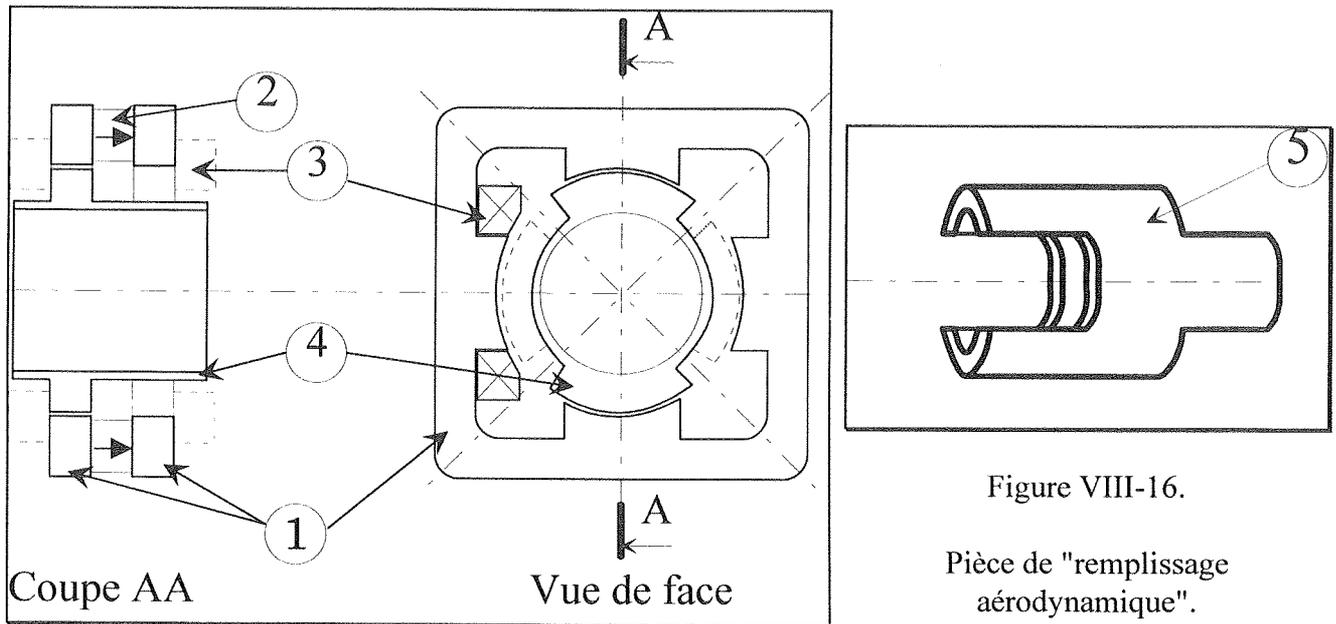


Figure VIII-15.

Figure VIII-16.

Pièce de "remplissage aérodynamique".

VIII.D.2. Fonctionnement de la machine.

La figure VIII-17 représente les trois positions caractéristiques du rotor de la machine par rapport au stator. Ce sont des positions d'équilibre sous l'action du champ inducteur des aimants, la machine n'étant pas alimentée.

Les positions 1 et 2 sont des positions où le flux inducteur traversant les bobinages induits est maximum. On voit d'après le trajet des lignes de flux inducteur que ce flux s'inverse entre ces positions créant aux bornes des bobinages une tension alternative lorsque le rotor tourne. Il suffit donc, pour obtenir un fonctionnement moteur, d'injecter un courant induit en synchronisme avec la f.e.m.

Pour la position 3 le flux de l'aimant embrassé par les bobinages est nul (un aller et un retour). Ce flux, vu de l'aimant se referme en effet comme indiqué sur la figure, il peut être important et même supérieur à celui obtenu pour les positions 1 et 2 suivant la largeur des dents (règle du flux maximal vue précédemment).

C'est sur cet effet que se base le principe du positionnement du rotor de la machine à l'arrêt en l'absence de courant induit, permettant ou non le démarrage monophasé. En effet, lorsque le flux dans la position 3 est supérieur aux deux autres positions, on montre que le rotor se place alors dans cette position 3. Or, dans cette situation, le couple moteur est maximum et la machine peut démarrer avec le sens déterminé par la polarité du courant induit.

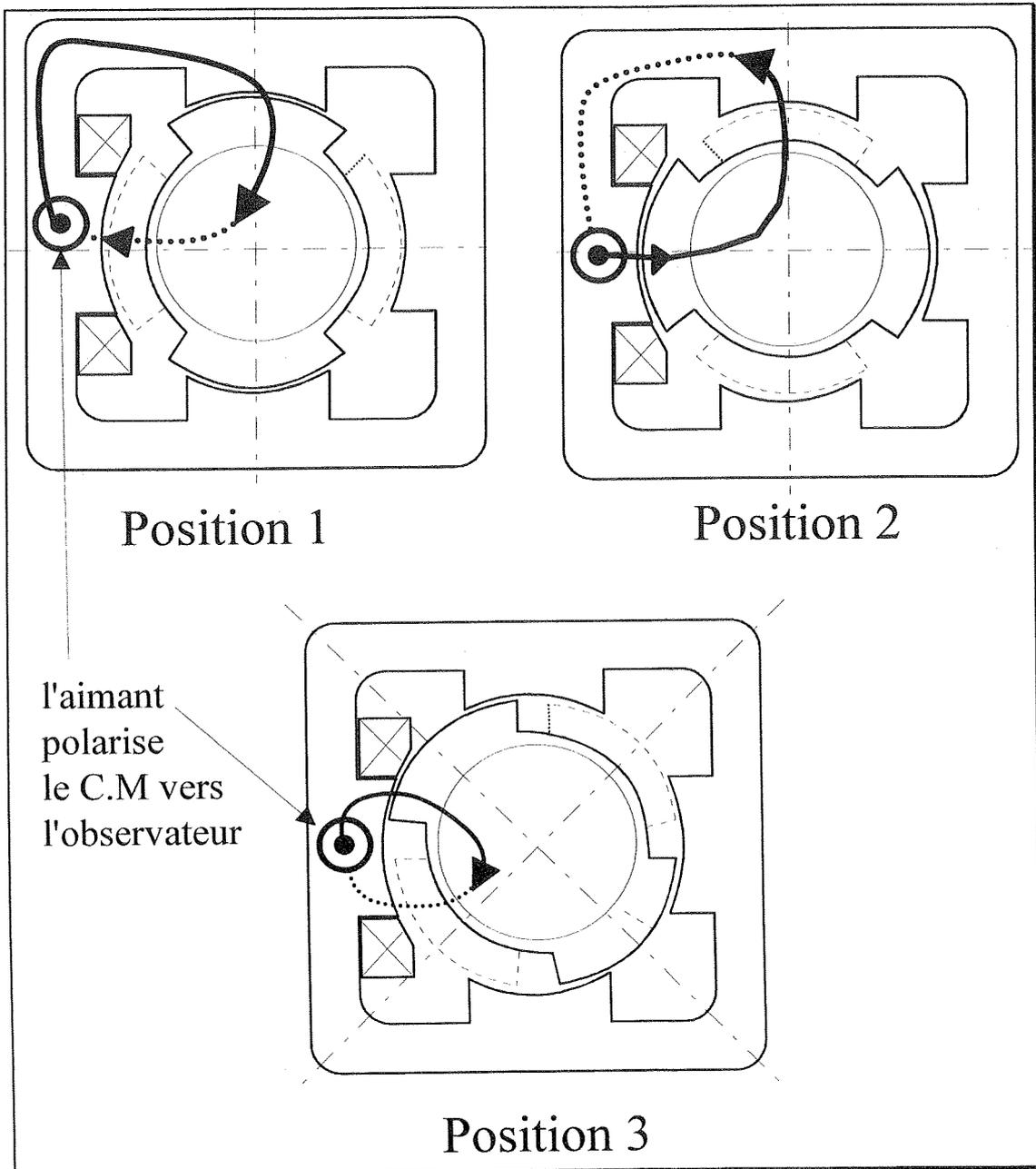


Figure VIII-17.

Passages du flux de l'aimant dans l'induit pour les 3 positions caractéristiques.

VIII.D.3. Premiers résultats expérimentaux et extrapolation.

Pour valider les principes décrits ci-dessus, une petite maquette de laboratoire a été conçue, réalisée et expérimentée. C'est à partir de l'extrapolation de ces premiers résultats que nous avons essayé de faire un dimensionnement relatif à un problème de machine grande vitesse monophasée.

Nous présentons ici les résultats principaux de cette extrapolation étant bien conscients qu'un travail important reste à fournir pour arriver à une modélisation correcte de la machine permettant son optimisation.

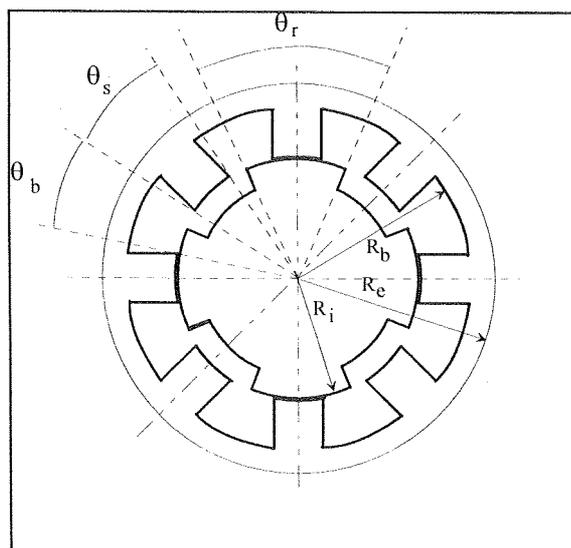
	Prototype	Extrapolation
Surface d'aimant en cm ²	12	24
Flux par spire	78 μWb	156 μWb
Induction moyenne d'entrefer	0,15	0,15
Couple permanent en N.m	0,05 à 500 A.T	0,1 à 500 A.T
Couple transitoire (estimé)		0,25 à 1250 A.T (?)

Ce type de machine se prête à un grand nombre de variantes et même de structures différentes qui feront l'objet de compléments d'étude au LESiR. Le travail ici présenté pourra alors servir de base.

Par exemple, nous présentons deux variantes possibles.

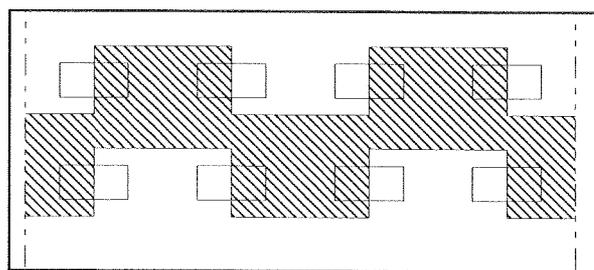
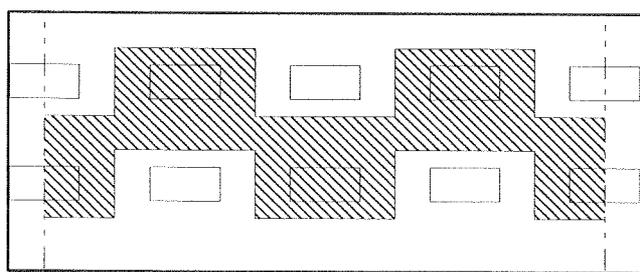
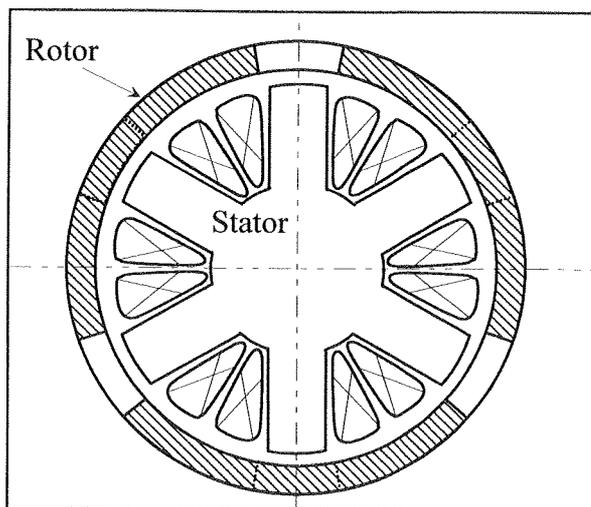
Cas octopolaire

L'augmentation du nombre de pôles accroît le couple, mais restreint la vitesse de rotation par limitation de la fréquence électrique.



Cas d'une structure inversée dite cloche.

Les structures inversées apportent, dans certaines applications, une réduction de l'encombrement (cas des moto-ventilateurs), mais aussi un moins bon refroidissement des enroulements statoriques .



Rotor développé pour une position de conjonction. Rotor développé pour une position d'opposition.

VIII.E. Synthèse du démarrage en monophasé

Nous avons vu que pour démarrer, les machines hybrides monophasées étudiées doivent à l'arrêt se positionner de sorte que le couple moteur soit non nul. Cela s'est révélé possible pour une certaine géométrie relative entre des dents rotoriques et statoriques.

Cette méthode dégrade les performances et augmente l'effet réactif. L'alimentation doit alors être adaptée.

Différents prototypes ont été réalisés et ont validé ces principes. Ils ont notamment montré que les structures et leur alimentation sont très simples.

Les machines monophasées ainsi constituées seront donc plutôt destinées à des applications nécessitant des performances moyennes mais des coûts de réalisation très faibles (domaine grand public).

Nous pensons que cet axe de recherche est important et porteur de beaucoup d'espoir pour remplacer avantageusement de nombreuses structures classiques (encombrement, bruit, etc..).

IX Conclusions et perspectives

Ce travail est une contribution à l'étude d'une classe spéciale de machines électriques. Il s'intéresse plus particulièrement aux actionneurs hybrides de structures innovantes.

Nous avons montré que les machines hybrides étudiées tolèrent un jeu mécanique (entrefer) de fonctionnement relativement important, offrent un faible niveau de bruit grâce à un effort régulier (alimentation bidirectionnelle), un auto-pilotage "sans capteur" aisé et surtout une grande diversité de structures possibles.

La disposition originale retenue, appelée "commutation de flux", (brevet PCT n°93/01086), présente de nombreux avantages :

- Les aimants et les bobinages sont placés sur une même partie, rendant le rail ou le rotor entièrement passif, facile à réaliser et bon marché.
- Les aimants sont "bien" utilisés grâce à l'alternance de leur flux et à la possibilité d'obtenir une forte concentration de flux permettant l'utilisation d'aimants économiques (type ferrite).
- L'auto-pilotage "sans capteur" est facilement réalisable soit par détection de la force électromotrice induite par les aimants, soit par une commutation électromécanique réalisée par des pistes conductrices judicieusement "découpées".
- Le fonctionnement est possible en monophasé.

L'optimisation de ces structures innovantes passe par une modélisation difficile à appréhender du fait de l'importance de la saturation et de l'effet tridimensionnel. Cependant l'étude effectuée permet une optimisation 2D extrapolable. Nous avons défini une modélisation en vue d'une optimisation alliant le calcul analytique et numérique pour tenir compte des problèmes liés à la saturation. Une confrontation des résultats de calcul avec les essais a montré une bonne corrélation (écart < 18 %).

Des moyens d'essai, spécifiques et nécessaires aux actionneurs linéaires ont été entièrement développés au LESiR.

Les efforts par unité de surface obtenus sur des maquettes, sont de l'ordre de 1N/cm^2 (7A/mm^2) avec des aimants ferrite et de 3N/cm^2 (14A/mm^2) avec des aimants Néodyme/fer/Bore alliés. Ces chiffres sont très corrects vis à vis de la simplicité des structures.

Les travaux effectués au LESiR ont testé avec succès quelques idées générales posées a priori, ainsi que la faisabilité de quelques structures innovantes. Ces travaux, portant sur des domaines aussi divers que les actionneurs linéaires bon marché, les vérins électriques de forte poussée, les machines tournantes économiques voire monophasées et les machines de hautes performances, sont actuellement poursuivis avec l'aide de quelques organismes et sociétés.

Ces études se présentent donc comme un axe de recherche prometteur. Leur étude constitue un véritable domaine de recherche dont nous n'avons abordé que quelques parties.

X.- BIBLIOGRAPHIE

- [1] DIEUDONNE A.; "Etude et experimentation de divers actionneurs linéaires"; Mémoire CNAM 16/12/91.
- [2] PREVOND L.; "Etude et expérimentation d'un actionneur linéaire à commutation de flux"; Mémoire CNAM 26/09/92.
- [3] DELAITRE G.; "Actionneur linéaire hybride intégré dans un tube profilé"; Mémoire CNAM 16/12/93.
- [4] JUFER M.; Electromécanique ; Edition DUNOD.
- [5] BERTONCINI E.; "Etude, modélisation et expérimentation d'actionneurs linéaires hybrides."; Mémoire CNAM Paris le 27/09/94.
- [6] TAKAHASHI I., KOGANEZAWA T., SU G., and OYAMA K. ; "A Super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter"; Proc. IEEE 1993 pp. 657 - 662.
- [7] AKEMAKOU D.; "Etude et Expérimentation d'un moteur hybride de conception innovante"; rapport de stage DEA 02/07/93.
- [8] LAJOIE-MAZENC M., "Les structures de Machines à aimants permanents", GDR136"conception des dispositifs et systèmes électroniques" 26/11/93.
- [9] BEN AHMED A. "Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et à bobinages global" Thèse Paris VI, 07/01/94.
- [10] TORMEY D., TORREY D., LEVIN P.L.: "Minimum Airgap-Permeance Data for Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors"; Proc.IEEE Seattle 1990 pp. 196-200.
- [11] DESEQUELLES P.F., "Etude paramétrique des performances intrinsèques des machines multientrefers à réductance et aimants alternés", Thèse de Doctorat d'Etat, Paris VI, avril 1988.
- [12] MULTON B. ; "Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance" ; Habilitation à diriger des recherches ; 17 mai 1994.
- [13] LUCIDARME J., LECRIVAIN M., MULTON B., PREVOND L. ; "Actionneur électrique" ; Brevet ENS CACHAN, Français n°F 92/13236 (04/11/92), international n°PCT/FR 93-01086 (03/11/93)
- [14] LUCIDARME J., LECRIVAIN M., PREVOND L. ; "Machines électriques tournantes à bobinage global" ; Brevet Français CNRS n° F 94/01303 (04/02/94).
- [15] LUCIDARME J., MULTON B., PREVOND L. ; "Actionneurs hybrides monophasés à commutation de flux" ; Brevet Français CNRS, n°F 94/12063 (10/10/94).
- [16] RIOUX C., LUCIDARME J., GUILLET, POUILLANGE J. : "Machines polyentrefers à aimants permanents" : Brevet n°8514365 (27/11/85).
- [17] SCHOORENS H., SEGUIER G. ; "Calcul des réductances : extension des règles de Forbes au cas de deux surfaces orthogonales de largeurs différentes", RGE Tome 89, N°10 pp. 696-698, octobre 1980.
- [18] LAJOIE-MAZENC M., MATHIEU P., DAVAT B. ; "Utilisation des aimants permanents dans les machines à commutation électronique." RGE, Journées d'études SEE, pp 605-612, Octobre 1984.
- [19] LABRAGA M., DAVAT B., LAJOIE-MAZENC M. ; " Un servomoteur à aimants permanents en ferrite pour entraînement direct." RGE n°7, pp 38-42, Juillet 1989.
- [20] LACROUX G. ; "les aimants permanents". Editions Technique et Documentation ; Lavoisier 1989.
- [21] BASTOS J.P. ; "Calcul de champs magnétiques par une méthode d'éléments finis à 2 et 3 dimensions - contribution à la détermination des caractéristiques de machines à réductance variable polydiscoïdes. Thèse de doctorat d'Etat, université de Paris VI, mars 1984.
- [22] ILLE J.L. et MOUILLET A. ; " Influence des hautes fréquences et des hautes températures sur les pertes d'une machine électrique " ; Journée DRET, Electronique avancée 1989 . U.T.C. de Compiègne.
- [23] LUCIDARME J., RIOUX C., POUILLANGE J. "Moteur discoïde à réductance et à aimants permanents : des couples spécifiques élevés à faible vitesse." ; Revue générale d'électricité, n°3, mars 1987 pp. 48-52.
- [24] J. LUCIDARME ; "Actionneur linéaire à réductance variable polyentrefers à champ longitudinal." ; Revue générale d'électricité, n°6, juin 1990, pp. 22-24.
- [25] SKARKA Jean-Louis ; "Moteur hybride de petites dimensions, Milli-moteur." ; Rapport de stage de D.E.A., 27 mai 1994.
- [26] HEUILLARD J.F. ; "Lois de transmission de chaleur et applications." Technique de l'ingénieur Vol D-3-2, refroidissement des machines, 06/1979, D447.
- [27] GOELDEL C.: "Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas-à-pas." Thèse d'état INPL / ENSEM Nancy 24/03/84.
- [28] MAILFERT A.: "Machines à réductance variable." ; Techniques de l'ingénieur D550 ; 04/86.
- [29] MULTON B., "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réductance variable à double saillance autopilotées." ; Journées Electrotechniques club EEA 26 et 27 Mars 1993 Belfort.

- [30] BYRNE J.V ; O'DWYER J.B. ; "Saturable Variable Reluctance Machine Simulation Using Exponential Functions." ; Proc. of the international conference on stepping motors and systems. University of Leeds, July 1976, pp.11-16.
- [31] GEOFFROY M. ; "Etude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes d'onde de perméance et de couple des machines cylindriques à rélucantance variable à double saillance." ; Thèse de l'université de Paris VI, ENS-CACHAN, 27 Janvier 1993.
- [32] MAIER J. ; "Le moteur SOCREM S02, le plus petit moteur pas à pas du monde." ; Communication n°15, société Suisse de chronométrie, 50è Congrès Neufchâtel, 17 et 18 Octobre 1975.
- [33] BRUCHMANN K. ; "Resolver compatible angular transducteur with passiv rotor design." ; Intelligent Motion, June 1993.
- [34] MASAYUKI S., YOJI T., SHIGEO M. : "Cylindrical linear pulse motor with interior P.M. mover." ; proc. IEEE 1992 pp. 143-147.
- [35] CATHEY J.J., RICHTER E. ; "A high force density linear switched reluctance machine." ; Proc. IEEE 1993, pp. 251-257.
- [36] WIART A. ; "New high speed, high power machines with converter power supply." ; Proc. Motorcon , September 1982 ; pp.354-365.
- [37] GRENIER D. ; "Modélisation et stratégies de commande de machines synchrones à aimants permanents à force contre électromotrices non sinusoïdales." ; thèse de doctorat de l'ENS de CACHAN, 15/09/1994.
- [38] EBIHARA D., WATADA M., OISHI Y. ; "Structural analysis of linear oscillatory actuator." ; Speedam Taomina (Italy) June 8-10th 1994.
- [39] SANADA M., TKEDA Y., MORIMOTO S. and HIRASA T. ; "Cylindrical linear pulse motor with interior permanent magnet mover." ; Proc. IEEE 1992, pp. 143-147.
- [40] ALTENBERND G. ; "Actual Aspects of the Development of Fractional Horse-Power Single Phase Synchronous Motors with Permanent magnetic rotor." ; SM 100, Part III, Zürich, August 1991, pp.1083-1089.
- [41] HENRY-BAUDOT J. et LACROUX G. ; "Petits moteurs électriques" ; Technique de l'ingénieur, Traité de génie électrique, D545, 12-1975 20p. et mise à jour 9-1980 11p.
- [42] MULTON B., "De nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique dans les applications de grande diffusion." ; Journée d'étude SEE, "Contrôle et puissance dans les équipements de grande série. Réalités et perspectives.", 14 Octobre 1993 pp.63-71.
- [43] GARINET J. ; "Contribution à l'étude d'un actionneur hybride" ; rapport de stage de DEA, ENS Cachan, 25/Juin/1992.
- [44] JUN S., YOSHIKASU M., YASUO S. : "Moving- coil linear motor" ; Brevet international n°5072144, 10 dec. 1991, Matsushita Electric works Ltd, Osada Japan.
- [45] "Le guide des aimants" ; édition 1993, documentation ARELEC, BP 429, 64004 PAU cedex.
- [46] PREVOND L., LUCIDARME J., MULTON B. ; "Low cost flux switching linear hybrid actuator" ; ICEM 94, 6/09/94 ; proc. vol. II, pp 317-322.