



HAL
open science

Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux : Application aux structures linéaires multi-tiges

Pierre-Emmanuel Cavarec

► To cite this version:

Pierre-Emmanuel Cavarec. Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux : Application aux structures linéaires multi-tiges. Sciences de l'ingénieur [physics]. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2002. Français. NNT : . tel-00972577

HAL Id: tel-00972577

<https://theses.hal.science/tel-00972577>

Submitted on 3 Apr 2014

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
de l'ECOLE NORMALE SUPERIEURE de CACHAN

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :
Pierre-Emmanuel CAVAREC

Pour obtenir le grade de
docteur de l'ECOLE NORMALE SUPERIEURE de CACHAN

Sujet de thèse :

**Conception, modélisation et optimisation
des actionneurs polyentrefers
à bobinages globaux :
Application aux structures linéaires multi-tiges**

Soutenue le 8 novembre 2002 devant le jury d'examen :

M. Daniel MATT	Rapporteur
M. Bertrand NOGAREDE	Rapporteur

M. Marcel JUFER	Examineur
M. Alain COTY	Examineur
M. Hamid BEN AHMED	Examineur
M. Bernard MULTON	Examineur

SATIE
Antenne de Bretagne de l'ECOLE NORMALE SUPERIEURE de
CACHAN
Campus de Ker Lann-35170 Bruz

*A Laurence,
à Guilhem,*

...

Fais les deux, mon fils

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ici toute ma gratitude à Bernard MULTON et Hamid BEN AHMED. Je les remercie vivement pour leur aide et les nombreux échanges scientifiques. Leur confiance, leur disponibilité, et leur bonne humeur ont été un précieux appui tout au long de ces trois années passées au sein de l'ENS Cachan.

Je remercie vivement Monsieur Daniel MATT (Montpellier) et Monsieur Bertrand NOGAREDE (Toulouse) d'avoir accepté la lourde tâche de rapporter cette thèse.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Alain COTY (LPMI/ PRECILEC) pour l'intérêt qu'il porte à notre projet et pour sa présence dans ce Jury.

Que Monsieur Marcel JUFER (Lausanne, Suisse) soit remercié d'avoir accepté de venir jusqu'en Bretagne pour cette soutenance de thèse.

Je tiens également à présenter ma plus vive sympathie aux collègues : Olivier GERGAUD, Nicolas BERNARD, Sylvie TURRI, Dominique MILLER, Gaël et Marie ROBIN, Alain POULHALEC, mais aussi Juliette SOULARD et tous les membres de l'antenne de Bretagne de l'ENS CACHAN.

Merci aussi à Marc ANTUNES, qui a réalisé cet actionneur multi-tiges.

Une pensée pour Stéphane SELOSSE que l'on espère revoir rapidement dans Ssyell.

Merci à Bernard GREHANT pour sa confiance.

Une pensée affectueuse pour toute la famille : Annyvonne, Anne, Gilles, Lucile, Christophe, Calire, Miguel, Solène, Anaëlle, Emilie, Vincent, Camille, Emeline, Michel, Françoise, Stéphane, Anne, Arnaud.

Merci enfin à Fanch et à Françoise pour la confiance qu'ils m'ont donnée.

Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefer à bobinages globaux : application aux structures linéaires multi-tiges

Introduction générale

Chapitre I	Actionneurs électromagnétiques : Classification topologique et performances comparées
-------------------	--

1 Introduction	I-1
2 Définition des critères de classification	I-2
2.1 Définition d'un actionneur électromagnétique	I-2
2.2 Les sources d'excitation	I-3
2.2.1 Excitation produite ou induite	I-3
2.2.2 Excitation de type aimantation ou courant	I-3
2.2.3 Nature dissipative de l'excitation	I-4
2.2.4 Synthèse des critères sur la source d'excitation	I-4
2.3 Les bobinages de puissance	I-4
2.3.1 Polarité magnétique du bobinage	I-4
2.3.2 Constitution des bobinages	I-6
2.3.3 Cycle de conversion lié au bobinage monophasé	I-8
2.3.4 Synthèse des critères sur le bobinage de puissance	I-8
2.4 Autres critères sur les sources de puissance et d'excitation	I-9
2.4.1 Localisation de la source	I-9
2.4.2 Polarité du champ magnétique d'entrefer	I-10
2.4.3 Trajet du flux d'entrefer	I-11
2.4.4 Source fixe ou mobile	I-12
2.4.5 Synthèse des autres critères communs aux sources d'excitation et de puissance	I-13
2.5 Alimentation électrique	I-13
2.5.1 Fréquence d'alimentation	I-13
2.5.2 Type d'alimentation à vitesse variable	I-13
2.5.3 Systèmes de commutation	I-14
2.5.4 Synthèse des critères sur l'alimentation électrique	I-14
2.6 Critères sur l'architecture mécanique	I-14
2.6.1 Disposition de la partie mobile par rapport à la partie fixe	I-14
2.6.2 Type de mouvement	I-15
2.6.3 Forme de la surface d'entrefer	I-16
2.6.4 Synthèse des critères sur l'architecture	I-16

3	Définition des critères composés de classification	I-17
3.1	Les différentes catégories d'excitation	I-17
3.1.1	Excitations synchrones	I-17
3.1.2	Excitation asynchrone	I-18
3.1.3	Excitation asynchrone généralisée	I-18
3.1.4	Résumé	I-18
3.1.5	Les poly-excitations	I-19
3.2	Les couplages	I-20
3.2.1	Définition des couplages polaires	I-20
3.2.2	Définition des couplages dentaires	I-21
3.2.3	Résumé	I-22
4	Performances comparées des actionneurs	I-23
4.1	Introduction	I-23
4.2	Le couple électromagnétique	I-23
4.2.1	La densité linéique de courant	I-24
4.2.2	Excursion du flux d'excitation	I-29
4.2.3	Lois de similitudes pour le couple	I-34
4.3	Autres critères de comparaisons	I-36
4.3.1	L'inductance du bobinage de puissance	I-36
4.3.2	Les pertes de l'actionneur	I-37
4.3.3	La vitesse périphérique maximale	I-38
4.3.4	L'ondulation de l'effort	I-38
4.3.5	Le coût de l'actionneur	I-39
4.3.6	Autres performances à prendre en compte	I-40
4.4	Résumé de la comparaison des différents critères de classification	I-40
5	Classification des actionneurs électromagnétiques	I-42
5.1	Classement des actionneurs unipolaires	I-42
5.2	Classement des actionneurs multipolaires suivant la localisation de l'excitation	I-43
5.2.1	Exemples classés suivant que les sources de puissance et les systèmes d'excitation soient fixes ou mobiles	I-43
5.2.2	Exemples classés suivant la localisation de la source d'excitation par rapport à l'entrefer	I-44
5.3	Classements des actionneurs multipolaires suivant le nombre de phases du bobinage de puissance	I-44
5.3.1	Les actionneurs monophasés	I-44
5.3.2	Les actionneurs polyphasés	I-45
5.4	Classement des actionneurs multipolaires suivant l'alimentation électrique	I-46
5.5	Classement par l'architecture mécanique	I-46
6	Conclusion	I-47

1	Introduction	II-1
2	Les différentes familles d'actionneurs polyentrefers	II-2
2.1	Les actionneurs polyentrefers multi-moteurs	II-2
2.2	Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux	II-4
2.2.1	Les actionneurs à réluctances variables	II-4
2.2.2	Les actionneurs à aimants permanents	II-6
3	Méthodologie de comparaison	II-9
3.1	Présentation des architectures de bases de la comparaison	II-9
3.1.1	L'architecture mono-entrefers de base	II-9
3.1.2	L'architecture multi-moteurs	II-10
3.1.3	L'architecture polyentrefers à bobinage réparti	II-10
3.1.4	L'architecture polyentrefers à bobinage global	II-10
3.2	Optimisation des architectures pour la maximisation de la force	II-11
3.2.1	Le calcul de la force électromagnétique	II-11
3.2.2	La méthode des éléments finis pour les architectures classiques	II-12
3.2.3	Le modèle éléments finis de l'architecture polyentrefers à bobinage global	II-12
3.2.4	Le modèle des caractéristiques des matériaux magnétiques	II-13
3.2.5	Le modèle thermique	II-13
3.2.6	Les paramètres représentant les dimensions globales	II-15
3.2.7	Les paramètres dimensionnels du motif pour les architectures classiques	II-15
3.2.8	Les paramètres géométriques du motif et de l'actionneur complet pour l'architecture à bobinage global	II-16
3.2.9	L'algorithme d'optimisation	II-16
3.3	Résultats d'optimisation	II-17
3.3.1	Les conditions d'optimisation	II-17
3.3.2	Optimisation des architectures classiques	II-18
3.3.3	Optimisation de l'architecture polyentrefers à bobinage global	II-19
3.3.4	Comparaison des architectures	II-20
3.4	Loi de similitude pour l'architecture polyentrefers à bobinage global	II-22
3.4.1	Rappel de la loi de similitude dans les actionneurs conventionnels	II-22
3.4.2	Règles de dimensionnement	II-22
3.4.3	Effets d'échelles dans les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux	II-24
3.4.4	Comparaison entre la loi de similitude et les performances des actionneurs optimisés	II-24

4	L'effet d'échelle pour les applications à grande bande passante mécanique	II-26
4.1	Les différents types d'entraînement linéaire électrique	II-26
4.2	Détermination de l'accélération maximale	II-27
4.3	Comparaison des différents entraînements linéaires	II-28
5	Conclusion	II-29

Chapitre III	Eléments de conception intégrée des actionneurs linéaires polyentrefers à bobinages globaux
---------------------	--

1	Introduction	III-1
2	Influence des tolérances mécaniques sur les ondulations d'efforts dans les actionneurs à grand nombre de pôles	III-2
2.1	L'origine harmonique des ondulations d'efforts pour les actionneurs monophasés à couplage dentaire	III-2
2.1.1	L'effort hybride	III-3
2.1.2	L'effort réductant	III-3
2.1.3	L'effort de détente	III-4
2.2	Ondulation d'effort dans les actionneurs polyphasés	III-4
2.3	Méthode d'élimination des composantes harmoniques dans les actionneurs à grand nombre de pôles	III-6
2.4	Répartition des pôles suivant une loi uniforme	III-7
2.5	Répartition des pôles suivant une loi normale	III-8
2.6	Répartition des pôles suivant une loi combinée	III-10
2.7	Comparaison des différentes lois	III-11
3	Efforts normaux et guidage mécanique	III-13
3.1	Présentation de l'actionneur équivalent	III-13
3.2	Calcul de la composante tangentielle de l'effort	III-13
3.3	Calcul de la composante normale de l'effort	III-14
3.4	Calcul de la composante normale de l'effort dans la structure symétrique complète	III-16
3.5	Structure à aimants à flux transverse	III-17
3.6	Structure à guidage mécanique glissant	III-18

4 Nouvelle famille d'actionneurs polyentrefers : les actionneurs multi-tiges	III-19
4.1 Les objectifs des actionneurs multi-tiges	III-19
4.2 La structure multi-tiges	III-20
4.3 La transmission de l'effort	III-21
5 Capteur de position d'autopilotage intégré	III-22
5.1 Principe de fonctionnement	III-22
5.1.1 Introduction	III-22
5.1.2 Principe du capteur	III-22
5.1.3 Les prototypes de capteurs linéaires de position	III-24
5.1.4 La modélisation basse fréquence des transformateurs	III-24
5.1.5 Modélisation haute fréquence du transformateur	III-26
5.1.6 Autre structure de capteur possible	III-30
5.2 Démodulation analogique du capteur de position	III-30
5.2.1 Principe de démodulation	III-30
5.2.2 Mesure différentielle	III-32
5.2.3 Choix de la fréquence de modulation	III-32
5.2.4 Résultats expérimentaux	III-33
5.3 Démodulation numérique du capteur de position	III-33
5.3.1 Principe de la démodulation numérique	III-33
5.3.2 Réalisation pratique de la démodulation numérique	III-36
6 Conclusion	III-36

Chapitre IV

L'actionneur multi-tiges

1 Introduction	IV-1
2 Réalisation du prototype multi-tiges	IV-1
2.1 Le motif élémentaire	IV-1
2.2 Dimensions de l'actionneur	IV-4
2.3 Le corps de l'actionneur	IV-4
2.4 La culasse de l'actionneur	IV-5
2.5 La partie active	IV-6
2.6 Les tiges	IV-7
2.7 Le bobinage de puissance	IV-8
2.8 La transmission de l'effort entre les tiges et la charge	IV-8

3 Performances théoriques du prototype multi-tiges	IV-9
3.1 Introduction	IV-9
3.2 Méthodologie d'un calcul par éléments finis d'un motif élémentaire	IV-10
3.3 Calcul de l'effort	IV-11
4 Le banc d'essai et les performances statiques	IV-14
4.1 Principe de l'essai en décrochage statique	IV-14
4.2 Résultat de l'essai statique	IV-15
5 Optimisation et perspectives	IV-20
5.1 Optimisation sous contraintes des actionneurs multi-tiges	IV-20
5.1.1 Le motif à optimiser	IV-20
5.1.2 Les nouvelles contraintes mécaniques	IV-21
5.1.3 Résultats des optimisations	IV-22
5.1.4 Prédétermination des performances d'un actionneur multi-tiges	IV-24
5.2 Perspectives et améliorations	IV-26
5.2.1 Prise en compte des pertes mécaniques	IV-26
5.2.2 Les pertes par courants de Foucault	IV-26
5.2.3 Dimensionnement de l'alimentation électronique	IV-27
5.2.4 Système de refroidissement	IV-28
1.1.5 Réalisation mécanique et prise en compte de la chaîne de côte	IV-28
5.2.6 Exemple d'applications	IV-28
6 Conclusion	IV-28

Conclusion générale

Annexes

Annexe 1 Exemples d'actionneurs électromagnétiques

Annexe 2 Evolution des performances des actionneurs polyentrefers à réluctance variable

Annexe 3 Exemple d'optimisation de répartition

Tableau des symboles utilisés

Bibliographie

Introduction générale

Dans de nombreux domaines, comme la robotique et, de manière générale, les transports, l'utilisation d'actionneurs électriques se développe. Cela peut s'expliquer, d'une part, par la souplesse d'utilisation que leur confère l'électronique de puissance, d'autre part, la présence de plusieurs types d'actionneurs (hydraulique ou pneumatique et électrique) signifie une complexité et un surcoût de fonctionnement important. Ainsi, le concept d'avion ou de navire « tout électrique » progresse.

Toujours dans un esprit de simplification des chaînes de conversion de l'énergie, les actionneurs électriques à entraînement direct présentent beaucoup d'avantages. Il s'agit de supprimer l'étage mécanique souvent placé entre l'actionneur et la charge. La disparition des engrenages permet, entre autres, de diminuer les jeux mécaniques et le bruit, d'augmenter la fiabilité de l'ensemble et d'éliminer une partie des entretiens. Elle permet aussi d'augmenter la dynamique du système et éventuellement de libérer de la place.

Cette technique impose, cependant, des contraintes mécaniques beaucoup plus fortes sur l'actionneur électrique. Dans le cas des systèmes lents, il doit être capable de fournir directement le couple (pour les actionneurs tournants) ou l'effort destiné à la charge (pour les actionneurs linéaires).

Ces actionneurs électriques peuvent se classer en deux familles : les actionneurs électro-actifs (piezo-électriques ou magnéto-strictifs), et les actionneurs électromagnétiques, de loin les plus fréquents. Les actionneurs électro-actifs, bien qu'encore peu développés, constituent une voie très prometteuse. Une de leurs principales caractéristiques mécaniques est d'offrir un blocage naturel important au repos, alors que les actionneurs électromagnétiques imposent peu de résistance en l'absence d'alimentation. Or, dans les applications de transports, la sécurité est une des priorités. Tous les actionneurs doivent, en cas de panne, soit rester dans la même position, soit n'offrir aucune résistance. Ainsi, ces deux technologies ne peuvent répondre au même cahier des charges. Pour les applications à entraînement direct nécessitant de ne pas se bloquer en cas de panne, les actionneurs électromagnétiques semblent les mieux adaptés.

Cependant, le développement de l'entraînement direct à partir d'actionneurs électromagnétiques a été limité par la faible pression tangentielle (effort par unité de surface d'entrefer) qu'ils sont capables de fournir. Un ordre de grandeur de 0.1 N à 10 N/cm² est classiquement retenu. De nouvelles topologies ont alors vu le jour.

Dans les années 1970, le professeur C. Rioux a mis en évidence, au laboratoire d'électrotechnique des Universités Paris VI et XI, l'intérêt théorique du fractionnement de la zone active des machines à bobinages globaux dans l'objectif d'obtenir des performances volumiques élevées. En collaboration avec J. Lucidarme, vers le milieu des années 1980, trois actionneurs de type synchrone ont été conçus et réalisés. Il s'agissait, d'une machine poly-discoïde à réductance variable [Bastos_80], d'une machine poly-cylindrique synchrone [Matt_87b] et d'un actionneur linéaire multi-plaques frottantes à réductance variable pure et à champ longitudinal [Lucidarme_90], [Matt_87a], [Matt_87b], [Rioux_86]. Les premiers actionneurs sont particulièrement pénalisés par des problèmes mécaniques (efforts axiaux, flambage des disques, frottements). A l'inverse, le dernier (multi-plaques) a donné de très bons résultats et a montré des performances massiques et volumiques exceptionnelles (600N/kg ~ 4000 N/litre) au prix d'une complexité de fabrication importante et de la réduction du jeu mécanique. Vers la fin des années 1980 et toujours dans le cadre des activités de recherche du même laboratoire, un troisième actionneur de type poly-disques à aimants permanents très faible vitesse de rotation a été réalisé [Lucidarme_87] pour une application

de manipulation d'un bras de robot pour le compte du CEA. Les résultats obtenus là aussi ont démontré la supériorité de cette technique de fractionnement par rapport aux choix classiques puisque le couple massique obtenu était de l'ordre de 17 Nm/kg [Desesquelles_90].

En 1990, l'activité « actionneurs polyentrefers » a été transférée au LESIR (ENS Cachan) du fait même de la « mutation » de J. Lucidarme à Cachan. Dans la continuité des travaux précédents [Ben Ahmed_94], un nouvel actionneur polyentrefere linéaire a été réalisé dans le cadre de la collaboration LESIR/DGA/RadioEnergie. Cet actionneur est de type « étoile » à aimants permanents et à champ longitudinal. La poussée en régime impulsionnel est de 20 000 N [Prévond_98], [Amiet_95].

Ces différentes réalisations, bien que montrant de très bonnes performances, ont mis en évidence des limitations mécaniques fondamentales, en particulier concernant les architectures linéaires (réalisation, assemblage, guidage, taux de fractionnement) entraînant des restrictions importantes quant à leurs utilisations industrielles.

Afin d'apporter des solutions concrètes à ces problèmes, l'équipe « Actionneurs électriques » de l'antenne de Bretagne du LESIR mène depuis quelques années des études en ce sens en s'intéressant particulièrement aux différentes solutions mécaniques de réalisation de structures polyentrefers linéaires.

Suite à ces travaux, en 1998, une première topologie mécanique a été mise en évidence. Cette architecture apporte des solutions mécaniques et technologiques pour résoudre les problèmes précités et par conséquent pour repousser les limites de faisabilité [Antunes_99]. Il s'agit d'un prototype d'actionneur linéaire polyentrefere à bobinages globaux, multi-tiges.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons à la fois au concept théorique des polyentrefers et à sa mise en œuvre pratique par le biais de ce prototype multi-tiges.

Dans un premier temps, il nous a semblé important d'avoir une vision aussi large que possible des actionneurs électromagnétiques et de la place qu'occupent les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux, afin de mieux comprendre quels pouvaient être leurs intérêts. Nous avons ainsi établi une classification topologique des différents actionneurs existants. Cette classification sera présentée au chapitre I.

L'objectif a été de mettre en évidence des critères de classification aussi indépendants les uns des autres que possible. Ces critères ont été ramenés à des notions plus souvent utilisées en électrotechnique. Une étude qualitative des performances des différents actionneurs a été menée. Elle a conduit à la mise en évidence de l'influence des « couplages magnétiques » et de la nature de « l'excitation ».

Enfin, plusieurs autres classifications d'actionneurs sont présentées dans ce premier chapitre.

Au chapitre II, nous avons voulu établir une démonstration claire des avantages, mais aussi des limites des actionneurs polyentrefers. Nous avons d'abord, parmi ces actionneurs, distingué les actionneurs « multi-moteurs », industriellement développés à travers des moteurs polydiscoïdes [Letellier_99], et les actionneurs à bobinage global développé au LESIR. Ces deux familles ont des « couplages magnétiques » différents.

Une étude comparative de ces deux familles d'actionneurs linéaires nous a permis de mettre en lumière leur différence fondamentale de comportement en terme d'efforts volumiques maximaux. Alors que les actionneurs multi-moteurs ont des performances indépendantes des dimensions, les actionneurs à polyentrefers bobinages globaux s'améliorent lorsque leur taille augmente.

Ce comportement a été formalisé par une loi de similitude permettant d'estimer la force maximale que peut fournir, dans un cadre de contraintes particulières, un actionneur polyentrefer à bobinages globaux.

Nous verrons également que ces actionneurs sont particulièrement bien adaptés aux cahiers des charges dans lesquels une forte poussée et une grande bande passante mécanique sont requises.

Le troisième chapitre s'intéresse plus particulièrement à la conception des actionneurs linéaires polyentrefers à bobinages globaux. Nous présenterons, en premier lieu, une approche originale permettant de réduire les ondulations d'effort des actionneurs à grand nombre de pôles, dont font partie les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

Nous verrons ensuite qu'il est possible de prendre en compte, au niveau de la conception électromagnétique, les efforts normaux parasites. Il est ainsi possible de diminuer significativement les pertes mécaniques sans trop dégrader les performances électromagnétiques.

Le fonctionnement mécanique des actionneurs multi-tiges, en particulier la transmission de l'effort entre les tiges et la charge, sera développé.

Nous terminerons ce chapitre par une étude complète des capteurs de position intégrés, destinés à l'autopilotage de l'actionneur.

Le quatrième chapitre présente le prototype d'actionneur réalisé au LESIR [Antunes_99]. Nous y présenterons aussi ses performances statiques mesurées. Nous verrons qu'elles correspondent bien aux valeurs obtenues par simulation. Nous introduirons, d'autre part, une méthodologie permettant d'estimer les performances des actionneurs multi-tiges soumis à plusieurs contraintes mécaniques tels que le diamètre des tiges, le pas minimal ou encore le jeu mécanique toléré dans l'entrefer.

Enfin, les perspectives d'évolution de ces travaux seront données dans ce dernier chapitre.

CHAPITRE I

Actionneurs électromagnétiques : Classification topologique et performances comparées

1. Introduction

Bien que de nouvelles solutions émergent (piezoélectriques, magnétostrictives, voire électrostatiques dans les très faibles dimensions), les actionneurs électromagnétiques occupent toujours, et probablement encore pour longtemps, une place prépondérante dans la conversion réversible électromécanique d'énergie.

Au-delà des actionneurs dits conventionnels, bénéficiant d'une maturité technologique et d'une diffusion scientifique importantes (Machines à courant continu à collecteur, Synchrones à rotor bobiné, Asynchrones à cage d'écureuil...), une très grande diversité d'actionneurs dits non conventionnels, coexistent et se développent toujours. Ils répondent généralement à des exigences particulières et ne sont pas standardisés. Leur fonctionnement est également souvent méconnu et leur potentiel encore plus mystérieux. Ils se trouvent notamment dans les applications de très grande diffusion (souvent de faible puissance : inférieure au kW) et dans celles exigeant de hautes performances. Leur développement a été accéléré grâce aux formidables développements de l'électronique de puissance (notamment ses possibilités de « haute fréquence ») et de l'électronique programmable.

Une classification de ces différents actionneurs paraît, au premier abord, risquée, sinon impossible, d'autant que leurs topologies sont très nombreuses et très variées. Néanmoins, après une analyse approfondie de différents actionneurs existants ou faisant l'objet de travaux de recherche, la mise en avant de critères fondamentaux topologiques, liés notamment au type de bobinages de puissance (d'alimentation), au mode d'alimentation, au mouvement généré, s'est révélée possible.

Nous avons donc tenté, dans ce chapitre, de donner une vue, aussi exhaustive que peut le permettre une classification, sur les structures d'actionneurs, et d'en extraire des propriétés de conception. Etant donné la diversité des structures (électriques, magnétiques ou mécaniques), il n'est pas possible d'en déduire des règles de comparaison précises. Cependant, sur la base d'un formalisme simplifié, nous analyserons dans la seconde partie de ce chapitre les performances des différentes architectures, notamment les effets d'échelle.

Nous verrons, en particulier, l'influence du couplage dentaire ou polaire sur les performances des actionneurs.

Tout au long de ce chapitre, nous ferons référence aux actionneurs présentés dans l'annexe 1 par leur numéro : **XX**

2. Définition des critères de classification

2.1 Définition d'un actionneur électromagnétique

Un actionneur électromagnétique est un système capable de convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique via une étape intermédiaire magnétique¹. Cette particularité lui confère un caractère réversible fondamental à l'inverse de certains actionneurs mécanique ou hydraulique.

Dans un actionneur électrique, la conversion d'énergie est fondée, d'une façon générale, sur l'interaction d'au moins deux sources de champ magnétique : un bobinage dit de puissance, car obtenu à partir d'un circuit électrique, véhiculant l'énergie électrique destinée à la conversion, et une source magnétique dite d'excitation qui ne véhicule que des pertes d'excitations.

D'autre part, la conversion électromécanique nécessite d'avoir au moins deux parties en mouvement relatif² entre lesquelles la zone d'interface est appelée entrefer. L'une des deux, fixe par rapport au référentiel choisi, est dite le stator, l'autre est dite le rotor ou le mobile suivant le type de déplacement généré.

A chaque stade de la conversion, des pertes apparaissent : pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques.

La conversion électromécanique est énergiquement schématisée par la figure 1.1 :

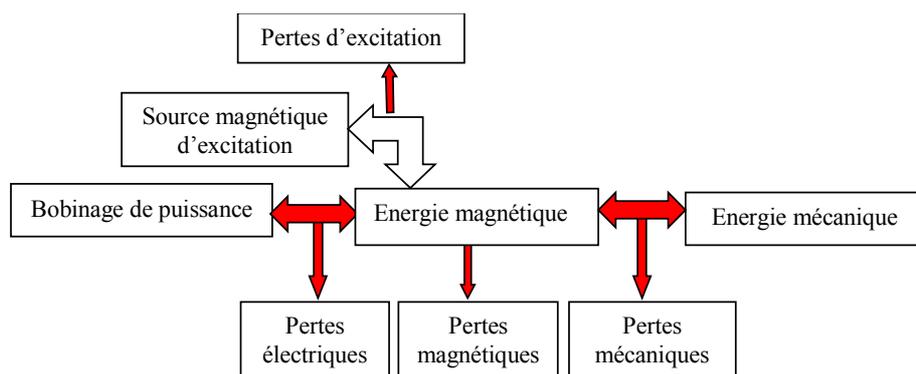


Fig.1.1 - Conversion d'énergie dans les actionneurs électromagnétiques

Les critères fondamentaux de classification (c.f. figure 1.2) peuvent se définir à partir de ce schéma figure 1.1. Ces critères sont liés aux sources magnétiques (de création de champ magnétique), à l'architecture mécanique et enfin, à l'alimentation électrique. Nous dégagerons également des critères composés correspondant à des combinaisons des critères fondamentaux.

¹ Cette définition exclut les freins à courants de Foucault qui convertissent de l'énergie mécanique en énergie magnétique puis thermique mais qui sont dissipatifs et non réversibles.

² Dans le cas particulier des actionneurs magnétohydrodynamiques, l'une des deux parties est fluide. Nous nous situons ici à la limite de la notion d'actionneur électromécanique. Cependant, l'analogie de comportement avec les actionneurs à partie mobile solide nous amène à les citer.

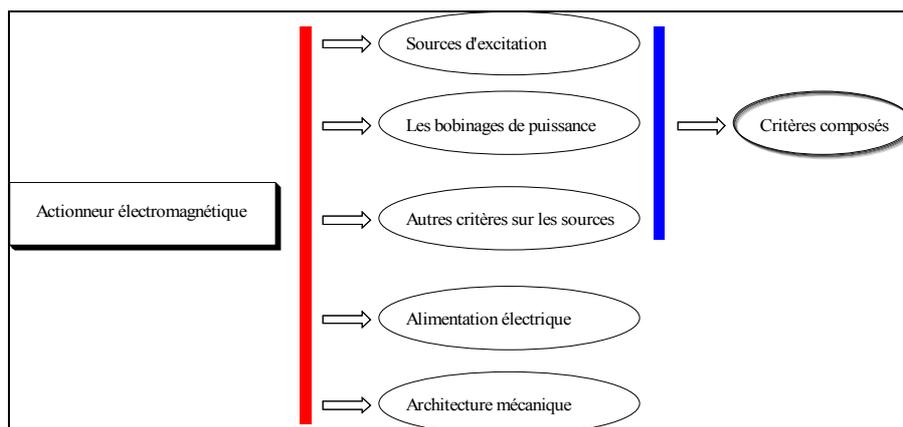


Fig.1.2 - Critères fondamentaux de classifications des actionneurs électromagnétiques.

2.2 Les sources d'excitation

Rappelons que la source d'excitation magnétique est le système qui permet de créer une variation du flux dans le bobinage de puissance en fonction de la position mécanique. Nous pouvons en dégager les différentes caractéristiques [Nogarede_D3410], [Nogarede_D3411]:

2.2.1 Excitation « produite » ou induite

Concernant les sources magnétiques d'excitation, la première distinction se trouve dans l'origine du champ. Nous pouvons ainsi définir deux catégories d'excitations.

- **Excitation produite**

On parle d'excitation produite (ou de champ produit) lorsqu'elle est créée de façon indépendante du champ magnétique de puissance. On trouve, dans cette catégorie, les sources magnétiques d'excitation produites dans les actionneurs à aimants permanents [14]³ et les actionneurs à excitation bobinée [6].

- **Excitation induite**

On parle d'excitation induite lorsque le champ magnétique résulte des effets magnétodynamiques (courants de Foucault ou induits : cas de la machine asynchrone [5]) ou par effet d'induction magnétique (cas de la machine à réluctance variable pure [13]).

2.2.2 Excitation de type aimantation ou courant

Deux types de phénomènes physiques sont mis en jeu pour créer le champ magnétique d'excitation :

- **Aimantation**

Le champ magnétique d'excitation est de type aimantation lorsqu'il utilise les propriétés des matériaux ferromagnétiques. Les excitations de type aimantation regroupent les excitations par aimants permanents [14], les excitations par réluctance variable [13] et les excitations par hystérésis.

- **Courant**

Le champ magnétique d'excitation est de type courant lorsqu'il utilise les courants électriques. Les excitations de type courant regroupent les excitations bobinées

³ : classification, on fera référence, au cours de ce chapitre, aux illustrations d'actionneurs non conventionnels de l'annexe en notant leurs numéros encadrés (exemple [1], la machine de Poirson).

classiques [6], les excitations par supraconducteurs, les excitations par courants induits (dans un bobinage en court-circuit [5] ou dans un matériau massif conducteur [4]).

2.2.3 Nature dissipative de l'excitation

On peut également ajouter un critère supplémentaire quant à la nature fondamentalement dissipative ou pas de la source d'excitation :

- **Excitation non-dissipative**

Une source non-dissipative est une source ne pouvant fonctionner qu'en créant des pertes. On trouve de telles excitations dans les machines à aimants permanents [14], les machines à réluctance variable [13] et les machines supraconductrices.

- **Excitation dissipative**

Une source dissipative se trouve dans les machines à excitation bobinée [5,6] non supraconductrice ainsi que dans les machines à hystérésis.

2.2.4 Synthèse des critères sur la source d'excitation

On peut synthétiser les critères sur la source d'excitation comme indiqué sur la figure 1.3 :

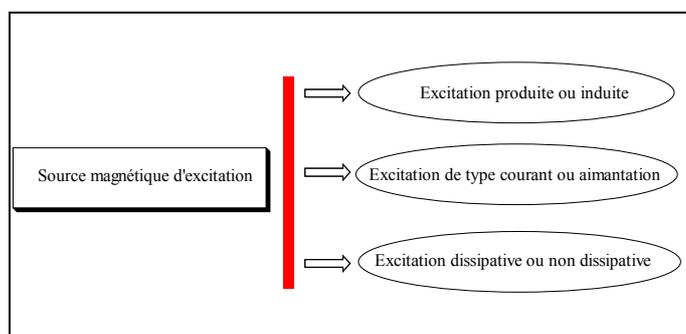


Fig 1.3- Les différents types de sources magnétiques d'excitation

On verra au paragraphe 3.1 une classification exhaustive des différentes sources magnétiques d'excitation.

2.3 Les bobinages de puissance

Les bobinages de puissance représentent l'autre source de champ magnétique. Ils échangent de l'énergie électrique avec l'extérieur du système.

2.3.1 Polarité magnétique du bobinage

Rappelons que nous appelons bobinage de puissance, l'ensemble des enroulements (éventuellement un seul) se trouvant à l'interface avec la source d'énergie électrique et transférant l'énergie dans un sens ou dans l'autre selon le mode de fonctionnement (actionneur ou générateur électrique).

Le bobinage peut être qualifié d'unipolaire (c'est-à-dire un seul pôle Nord ou Sud dans l'entrefer) ou de multipolaire (c'est-à-dire au moins une paire de pôles).

On distingue donc :

- **Les bobinages unipolaires**

Les machines à bobinages unipolaires se caractérisent par un bobinage unique divisé en deux parties : une partie mobile et une partie fixe. Les deux parties sont reliées électriquement par deux contacts glissants imposant un trajet privilégié au courant. Lorsque

ce bobinage est placé dans un champ homogène (d'où le nom unipolaire) et que ce bobinage est alimenté, des forces de Laplace (s'il n'y a pas de parties ferromagnétiques) antagonistes s'appliquent entre les deux parties mobiles. Il n'y a pas de variation de courant dans les bobinages.

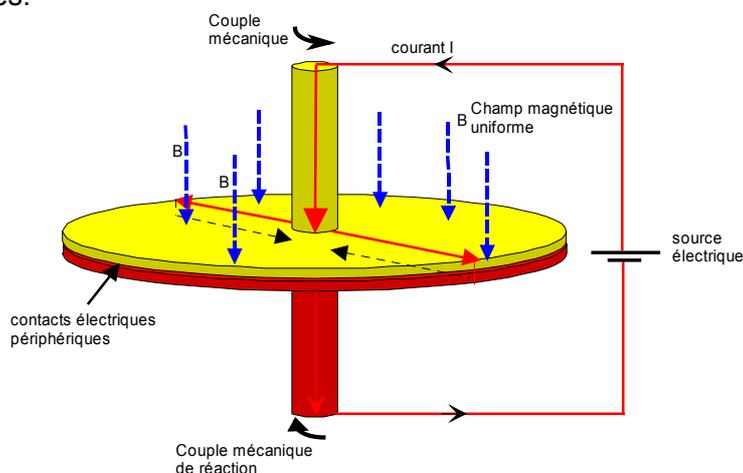


Fig.1.4- Principe de fonctionnement d'un bobinage unipolaire (le champ d'excitation, représenté par l'induction B, est produit par une source d'excitation non représentée ici).

Deux familles de bobinages **unipolaires** peuvent être distinguées suivant la nature physique de la partie mobile :

- Les bobinages homopolaires : la partie mobile est un conducteur solide. On trouve ici les actionneurs type roue de Barlow, des lanceurs électromagnétiques et certains générateurs d'énergies impulsionsnels [Chabrierie] [1]. La figure 1.5 montre une des rares machines à bobinage homopolaire à avoir trouvé un débouché applicatif, il s'agit de la machine de Poirson, génératrice fort courant (10 000 A sous 8 V à 2000 tr/mn avec un rendement de 88%) [Guilbert_51]

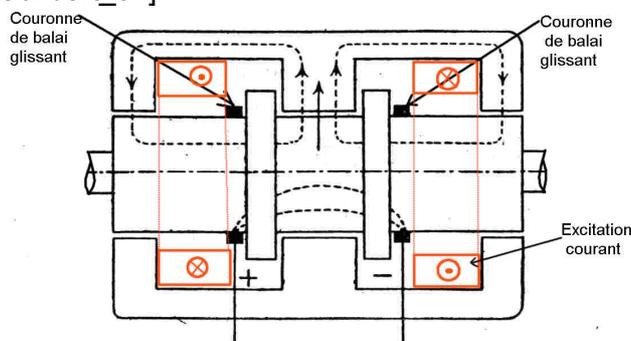


Fig.1.5- Machine à bobinage homopolaire, dite machine de Poirson

- Les « bobinages » magnétohydrodynamiques : dont la partie mobile est fluide. On trouve dans cette catégorie les actionneurs de bateaux expérimentaux (le fluide est l'eau de mer), de métal en fusion, et les générateurs électriques de conversion MHD (le fluide est le plasma).

Tous ces « bobinages » sont « massifs » et ne permettent pas d'ajuster le nombre de spires des bobinages multipolaires dont nous parlons ci-dessous. En outre, ils nécessitent impérativement des contacts glissants (solides ou liquides). Ces particularités constituent souvent des inconvénients majeurs qui ont sévèrement limité leur champ d'application.

- **Les bobinages multipolaires**

A l'inverse des précédentes, les machines à bobinages multipolaires sont basées sur la variation du flux magnétique vu par un bobinage. Il est donc nécessaire d'y associer des variations de courant dans les bobinages pour obtenir des forces magnétiques utiles. La très grande majorité des actionneurs électromagnétiques se trouvent dans cette catégorie.

Par la suite, nous ne nous intéresserons plus qu'à cette famille, nous verrons notamment que ces bobinages multipolaires peuvent être qualifiés d'homopolaires ou d'hétéropolaires selon leur agencement. Cela a souvent contribué à créer une ambiguïté, lorsque l'on parle de machine homopolaire, d'où nos choix de terminologie.

2.3.2 Constitution des bobinages

- **Le nombre de phases**

On entend ici le terme « phases » au sens large : une phase est composée d'enroulements de puissance pour lesquels toutes les grandeurs électriques associées sont normalement identiques à chaque instant. A titre d'exemple, dans un moteur à courant continu à collecteur, le nombre de phases peut être égal au nombre de lames du collecteur. Le terme monophasé concerne donc directement le bobinage de puissance (c'est-à-dire après le convertisseur éventuel). On distingue parmi les bobinages multipolaires :

- les bobinages **monophasés**. Cette catégorie regroupe les haut-parleurs [40], les vibreurs [41] et de nombreux petits moteurs monophasés synchrones [26] ou asynchrones [2],

- les bobinages **polyphasés**. On retrouve, entre autre dans cette catégorie, les machines classiques de moyenne [7] et forte puissance [6].

On appelle aussi souvent machines monophasées des machines dont l'alimentation électrique est monophasée mais dont le bobinage comprend plus d'une phase, c'est le cas par exemple des machines asynchrones à phase auxiliaire et condensateur de déphasage. Leurs bobinages sont en réalité diphasés.

Il faut souligner qu'un actionneur multipolaire réellement monophasé possède, par nature, un couple très pulsé (le couple s'annule lorsque le courant s'annule). Cela pose notamment un problème au démarrage. Pratiquement, ce problème peut trouver une solution grâce à une position de détente particulière (moteurs à aimants permanents), ou à la présence d'une ou plusieurs bagues de court-circuit dans l'entrefer (moteurs asynchrones *shaded poles* ou à bobines écrans, ou encore spires de *Frager*). Ces dernières constituent en réalité une phase supplémentaire alimentée par induction à partir de la phase principale.

- **La répartition des phases**

Parmi les bobinages **polyphasés**, la répartition des phases entre elles est un nouveau critère. On distingue donc:

- les bobinages à **phases réparties**, regroupant notamment tous les moteurs à champ tournant (génératrices synchrones [8], moteurs asynchrones triphasés [5]...). On rappelle que les bobinages à phases réparties sont les bobinages pour lesquels les différentes phases créent des champs superposés dans l'entrefer. Ces bobinages permettent la création des champs tournants (moteurs rotatifs) ou glissants (moteurs linéaires). La figure 1.6 montre un bobinage de puissance triphasé à une seule paire de pôles et une encoche par pôle et par phase.

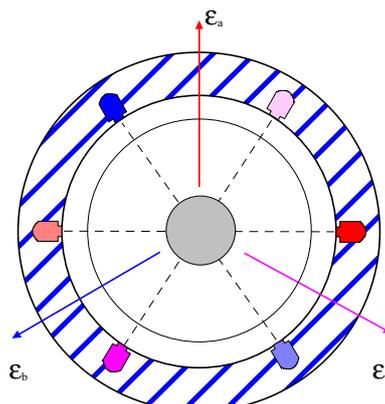


Fig.1.6- Bobinage triphasé élémentaire à phases réparties.

- les bobinages à **phases juxtaposées** que l'on trouve dans les moteurs à réluctance variable à double saillance [13] et dans les moteurs synchrones à aimants de surface à bobinage concentrique [14]. Les bobinages à phases juxtaposées sont les bobinages dont les différentes phases créent des champs jointifs mais pas superposés dans l'entrefer. Au cours du fonctionnement, un point situé sur la partie mobile par rapport au bobinage passe successivement devant le champ créé par chacune des phases. Il existe néanmoins un couplage magnétique entre les différentes phases, mais ce dernier est moins important que celui des bobinages à phases réparties.

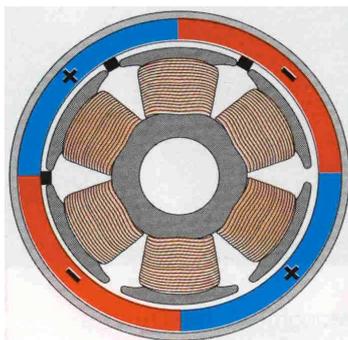


Fig.1.7- Bobinage triphasé à phases juxtaposées (moteur synchrone à aimants à rotor extérieur).

- les bobinages **globaux** où le couplage magnétique est quasi-inexistant et représente un phénomène parasite. Un point de la partie mobile par rapport au bobinage ne passe jamais devant les champs créés par deux phases différentes. A titre d'exemple, on trouve ce type de bobinage dans les moteurs pas à pas à griffes [33], les moteurs à flux transverse [34]. La figure 1.8 montre un tel moteur à réluctance variable, les bobinages sont des solénoïdes. On parle également de structures à bobinage global.

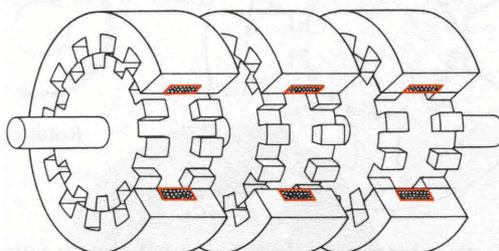


Fig.1.8- Bobinage global triphasé (machine à réluctance variable à bobinage global)

2.3.3 Cycle de conversion lié au bobinage monophasé

On peut définir pour un bobinage de puissance un rapport caractérisant le nombre de cycles de conversion effectués pour réaliser un déplacement rotatif ou linéaire dans un sens donné. Ce rapport est donné par t_e/t_m où t_e est la période électrique fondamentale d'alimentation liée aux sources électriques et t_m est la période mécanique, c'est-à-dire le temps entre deux changements de sens de déplacement rotatif ou linéaire. On distingue ainsi :

- **Les bobinages non cycliques**

Les bobinages dits non-cycliques sont des bobinages de puissance dont le rapport précédent vaut $t_e/t_m \approx 1$. La période électrique est à peu près égale à la période mécanique.

Il y a dans cette catégorie tous les actionneurs monophasés dits à débattements limités : vibreurs [41], haut-parleurs [40], électroaimants [10] entre autre.

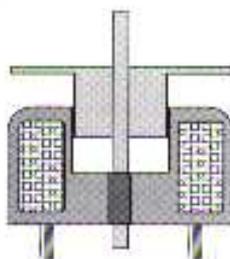


Fig.1.9- Bobinage non cyclique (électro-aimant à noyau plongeur)

- **Les bobinages dits cycliques**

Dans ce type de bobinage, la période électrique est largement inférieure à la période mécanique. Le rapport caractéristique est donc : $t_e/t_m \gg 1$.

On retrouve ici tous les moteurs monophasés à débattement illimité.

2.3.4 Synthèse des critères sur le bobinage de puissance

On peut synthétiser les critères sur le bobinage de puissance comme suit :

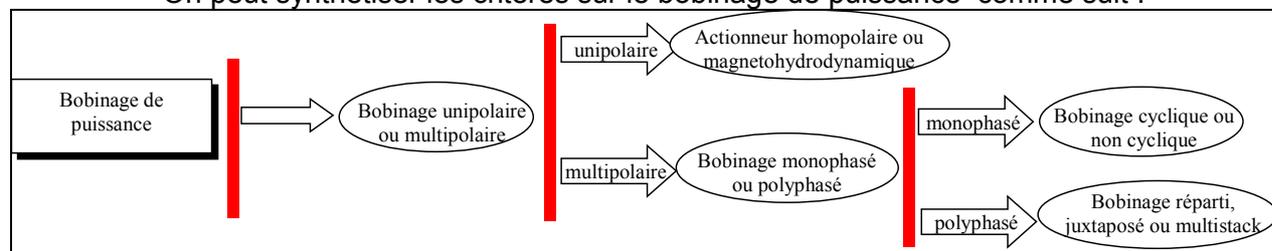


Fig. 1.10- Les différents types de circuits électriques de puissance

2.4 Autres critères sur les sources de puissance et d'excitation

Après avoir défini des critères propres à chacune des sources magnétiques (de puissance et d'excitation), nous allons énumérer ici des critères communs aux deux types de sources.

2.4.1 Localisation de la source

On se préoccupe ici de la position des sources magnétiques (de type courant ou aimant) par rapport à l'entrefer où elles créent le champ. On a donc les catégories suivantes :

- **Sources dans l'air**

On définit une source **dans l'air** comme une source placée directement dans l'entrefer où elle crée le champ, et n'ayant pas de matériau magnétique canalisant le flux à travers le bobinage, vers l'entrefer.

Les moteurs sans encoche **20** (pour les bobinages de puissance) et les aimants permanents en surface **15** (pour les sources d'excitation) se trouvent dans cette catégorie. La figure 1.11 montre un actionneur rotatif à débattement limité à bobinage sans encoche et structure en anneau de Gramme.

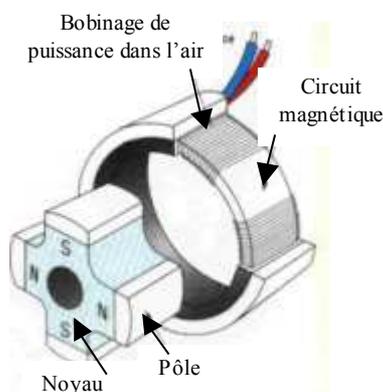


Fig 1.11- Actionneur rotatif à débattement limité à bobinage de puissance type Gramme sans encoche.

- **Source à encoches**

On définit une source **à encoches** comme une source placée au voisinage de l'entrefer où elle crée le champ, et insérée dans un circuit magnétique canalisant le flux vers l'entrefer. Ces sources regroupent tous les bobinages à encoches **7** et les inducteurs à aimants à concentration de flux ou « enterrés » **41**.

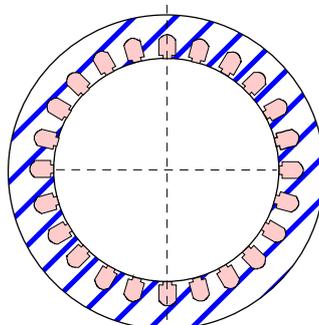


Fig. 1.12- Bobinage de puissance à encoches.

- **Source déportée**

On définit une source **déportée** comme une source placée loin de l'entrefer, où elle crée le champ, et dont le flux est canalisé jusqu'à l'entrefer par un matériau magnétique.

Cette catégorie regroupe les bobinages monophasés des moteurs type Lavet [26], les bobinages toriques des moteurs pas à pas griffes [33] (pour les bobinages de puissance) et les bobinages d'excitation statorique des moteurs grandes vitesses [8].

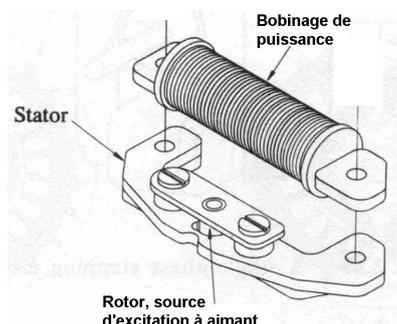


Fig. 1.13- Bobinage de puissance à source déportée : moteur Lavet utilisé dans les montres à aiguilles

2.4.2 Polarité du champ magnétique d'entrefer

Le deuxième critère commun aux deux types de sources concerne le type d'induction générée dans l'entrefer pouvant être caractérisée par le rapport du pas polaire et du pas dentaire (ou pas mécanique) (τ_p / τ). On définit le pas dentaire (ou pas mécanique) τ comme le déplacement mécanique réalisé au cours d'une période électrique t_e . Le pas polaire τ_p est sensiblement de la largeur du pas magnétique généré dans l'entrefer par le bobinage de puissance.

Cette induction permet de caractériser deux types de sources :

- **Les sources magnétiques homopolaires**

Les sources homopolaires sont définies comme des sources générant une induction d'entrefer dont le rapport pas polaire sur pas dentaire $\tau_p / \tau \gg 1$. On trouve dans cette catégorie les machines Vernier [16] (pour les bobinages de puissances), les moteurs à excitation statorique à plusieurs paires de pôles [27] (pour les sources d'excitations).

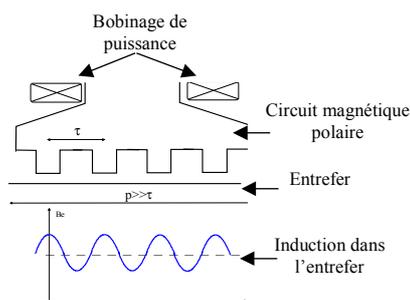


Fig. 1.14- Stator d'une machine à petites dents (bobinage de puissance homopolaire)

- **Les sources magnétiques hétéropolaires**

Les **sources hétéropolaires**, à l'opposé, génèrent une induction d'entrefer dont $\tau_p / \tau \approx 1$. On trouve dans cette catégorie, les machines synchrones à champ tournant [9] (pour les bobinages de puissances), les rotors bobinés [6] (pour les sources d'excitation).

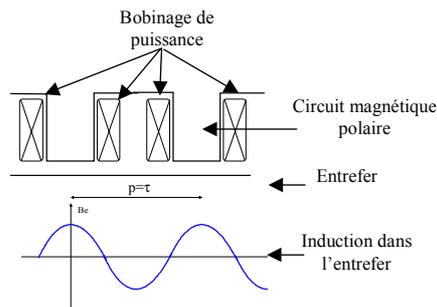


Fig. 1.15- Stator d'une machine à pôles saillants (bobinage de puissance hétéropolaire)

2.4.3 Trajet du flux d'entrefer

Le troisième et dernier critère commun aux deux types de sources concerne le trajet des lignes de champ de la source par rapport à la surface d'entrefer⁴.

On peut donc illustrer les types de sources (puissance et excitation). On a donc :

- **Les sources à flux longitudinal**

On définit comme **source à flux longitudinal** une source dont les lignes de champ générées par un pôle magnétique traversent un grand nombre de fois une même surface d'entrefer [Matt _87] .

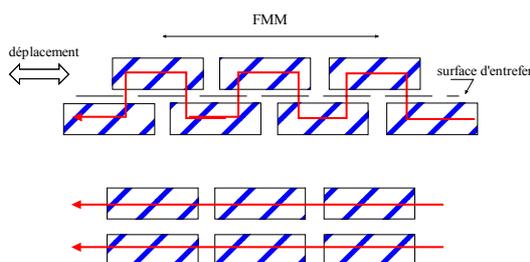


Fig. 1.16-Source à flux longitudinal : exemple à réluctance variable, positions représentées de conjonction (en haut) et d'opposition (en bas)

- **Les sources à flux transversal**

A l'opposé, on définit une **source à flux transversal** comme une source dont les lignes de champ ne traversent qu'une seule fois chaque surface d'entrefer.

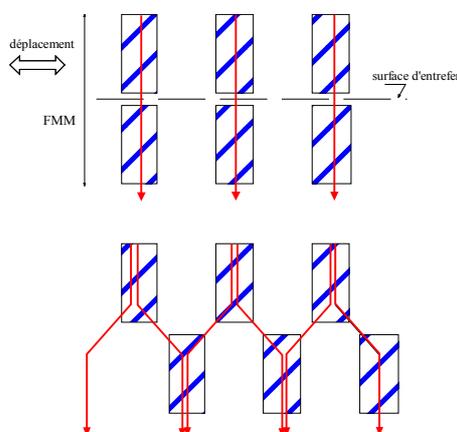


Fig. 1.17- Source à flux transversal : exemple à réluctance variable, positions représentées de conjonction (en haut) et d'opposition (en bas)

⁴ On définit comme surface d'entrefer une surface, située dans l'entrefer, magnétiquement homogène, perpendiculaire au déplacement (à chaque instant), et non bornée dans les sens du déplacement.

- Il est à noter qu'une distinction dimensionnelle peut également être faite sur les deux configurations précédentes. En effet, dans le cas de la configuration à flux longitudinal, la largeur des plots magnétiques devra être supérieure à $0,5 \cdot \tau$ (τ étant le pas). A l'inverse, pour la configuration à flux transverse, cette largeur est inférieure à $0,5 \cdot \tau$.

- D'autre part, du fait même des trajets du flux, le rotor devra comporter une discontinuité magnétique dans la première configuration, alors que dans la seconde, les plots rotoriques peuvent être portés par une même culasse magnétique.

- Enfin, dans le cas des structure monoentrefe (à une surface d'entrefe) la distinction des deux configurations s'effectue sur la base des remarques précédentes. Nous présentons à la figure ci-dessous, un exemple de structures à réluctance variable à flux longitudinal et transversal.

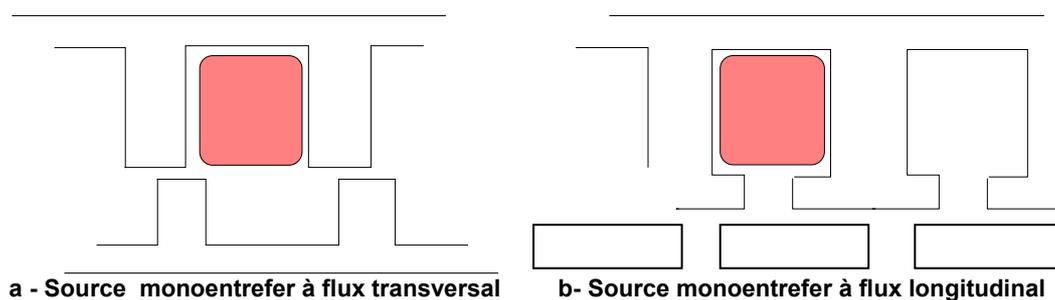


Fig. 1.18 Exemple de sources mon entrefer

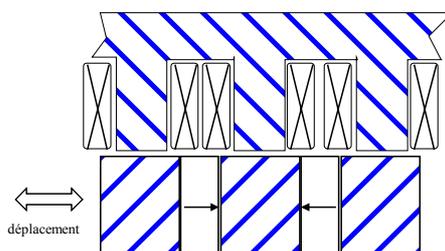
2.4.4 Source fixe ou mobile

Chacune des sources magnétiques (d'excitation ou de puissance) peut être fixe ou mobile par rapport à un référentiel donné.

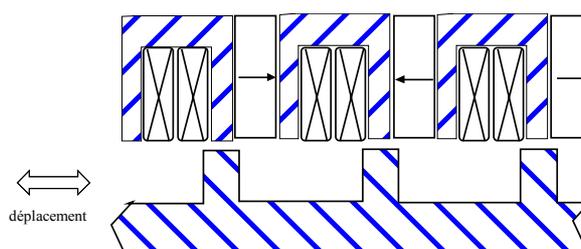
On a donc :

- les **sources magnétiques fixes** par rapport au référentiel,
- les **sources magnétiques mobiles** par rapport au référentiel.

Les sources de puissance et d'excitation peuvent donc être sur des parties différentes en mouvement relatif (cas classique) ou encore sur la même partie. Dans ce dernier cas, la partie ne portant pas l'excitation doit obligatoirement posséder des saillances magnétiques.



a- Sources de puissance et d'excitation sur parties différentes (en mouvement relatif)



b- Sources de puissance et d'excitation sur la même partie (mécaniquement solidaires)

Fig. 1.19- disposition relative des sources de puissance et d'excitation

2.4.5 Synthèse des autres critères communs aux sources d'excitation et de puissance

On peut représenter l'ensemble des critères comme indiqué à la figure 1.20 :

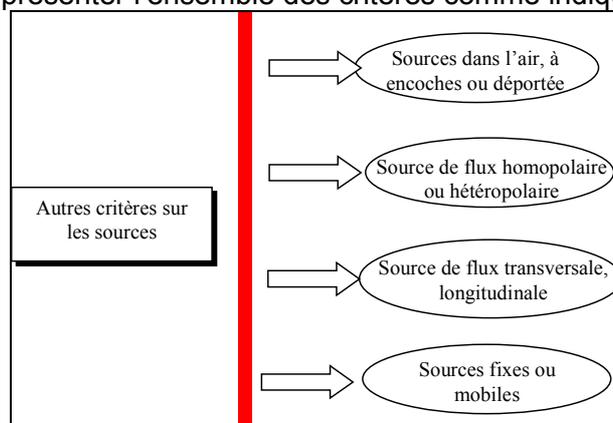


Fig. 1.20- Les différents critères caractérisant la réalisation des champs

2.5 Alimentation électrique

Les actionneurs (multipolaires) peuvent être également classés suivant le type d'alimentation électrique du bobinage de puissance.

2.5.1 Fréquence d'alimentation

Une première différence peut venir de la variation de vitesse de l'actionneur sans pour cela préjuger de l'existence d'un autopilotage. On distingue :

- **Les alimentations à fréquence fixe**

On regroupe les alimentations directement par un réseau à fréquence fixe⁵ [2]

- **Les alimentations à fréquence variable**

A l'opposé, cette catégorie regroupe les alimentations dont la fréquence est variable (machines à collecteur mécanique, générateurs à vitesse variable [5], moteurs pas à pas [34]....).

2.5.2 Types d'alimentation à vitesse variable

Dans le cas des alimentations à **vitesse variable**, on distingue les alimentations en boucle ouverte (c'est-à-dire qui ne tiennent pas compte de la position relative des parties fixe et mobile) et celles en boucle fermée (dont le courant dans les phases est corrélé à la position).

On a ainsi :

- **Les alimentations en boucle ouverte**, c'est-à-dire sans asservissement de la phase du courant en fonction de la position mécanique

On trouve ici les moteurs pas à pas [34] ou les générateurs en boucle ouverte [9],

- **Les alimentations en boucle fermée**, c'est-à-dire avec une phase du courant asservie à la position mécanique

On retrouve ici tous les actionneurs et générateurs à courants auto-commutés [5].

⁵ Le courant dans le bobinage de puissance est à la même fréquence que celle du réseau d'alimentation. On exclut de cette catégorie les moteurs universels.

2.5.3 Systèmes de commutation

Pour les alimentations en **boucle fermée**, le courant du bobinage de puissance doit être auto-commuté. Deux solutions technologiques de commutations sont utilisées : les collecteurs mécaniques (système lames/balais) et les convertisseurs électroniques (semi-conducteurs de puissance). On rencontre ainsi :

- **Les alimentations par collecteurs mécaniques**, constitués de lames et de balais frottants

Ils regroupent principalement les collecteurs des machines à courant continu [22] ou les machines universelles [7].

- **Les alimentations par commutation électronique**, réalisées à partir de convertisseurs statiques.

On retrouve ici les différents moteurs sans balais (asynchrones [5], synchrones [14], ...)

On renvoie ici aux traités plus détaillés sur ces points précis.

2.5.4 Synthèse des critères sur l'alimentation électrique

On peut synthétiser les critères sur l'alimentation comme suit :

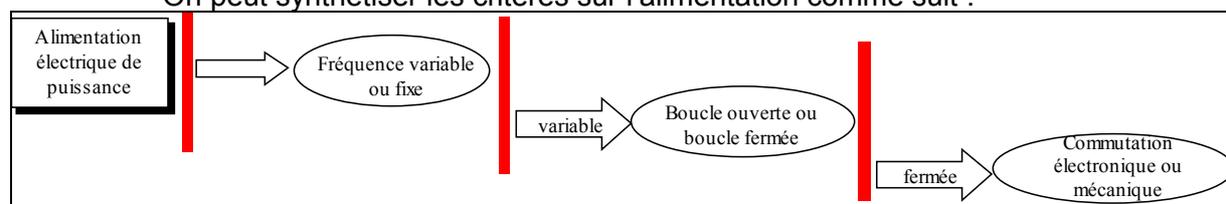


Fig. 1.21-Les différents types d'alimentation électrique du bobinage de puissance

2.6 Critères sur l'architecture mécanique

La dernière catégorie de critères de classification concerne l'architecture mécanique des actionneurs. Afin de généraliser la présentation, nous avons tenté d'envisager toutes les architectures de base envisageables.

2.6.1 Disposition de la partie mobile par rapport à la partie fixe

On définit arbitrairement trois types d'architectures concernant la disposition de la partie mobile par rapport à la partie fixe :

- **Les architectures intérieures**

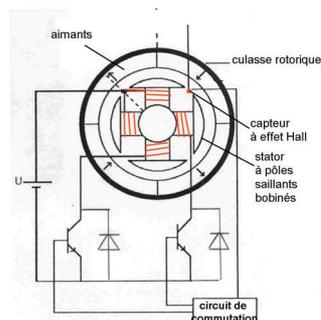
La partie mobile se trouve à l'intérieur de la partie fixe (stator) (cas classique),

- **Les architectures extérieures :**

La partie mobile est à l'extérieur du stator, architecture dite inversée (les moteurs roue, les moteurs pour ventilateurs dont la figure 1.22 en donne un exemple).



a-Moteur monophasé à rotor extérieur intégré au centre d'un ventilateur



b-Schéma simplifié d'alimentation et de commande autopilotée

Fig. 1.22- Moteur monophasé à rotor extérieur

• **Les architectures intermédiaires :**

Cette catégorie concerne les topologies que l'on ne peut qualifier ni d'enveloppantes, ni d'enveloppées. On retrouve alors les topologies planes (actionneur linéaire à une surface active ou discoïde mono-rotor) ou encore « cloches ».

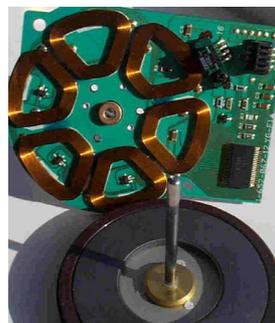
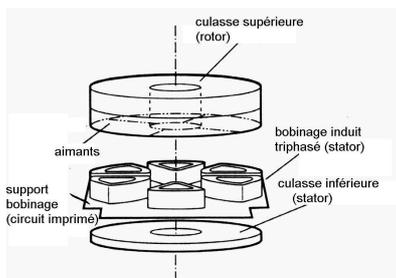


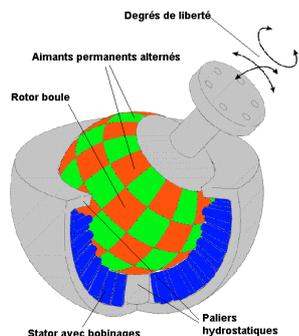
Fig. 1.23- Moteur à aimants discoïde à entrefer plan et bobinage de puissance dans l'air.

2.6.2 Type de mouvement

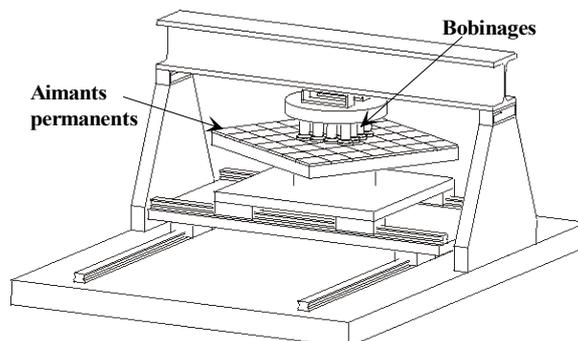
De façon très classique, le mouvement mécanique peut être :

- **Rotatif** (cas classique des machines tournantes)
- **Linéaire** (cas des actionneurs linéaires)

A ces architectures dites classiques, on peut ajouter des architectures moins classiques telles que les multi-moteurs à plusieurs degrés de libertés (moteur plan, moteur boules...) (figure 1.24), ainsi que les moteurs à mouvements moins classiques (moteur roulant, moteur déformable) (figure 1.25).



Actionneur à plusieurs degrés de liberté (rotule motorisée), RWTH Aachen (Allemagne)



Multi-moteurs plans

Fig.1.24- Actionneur à plusieurs degrés de liberté

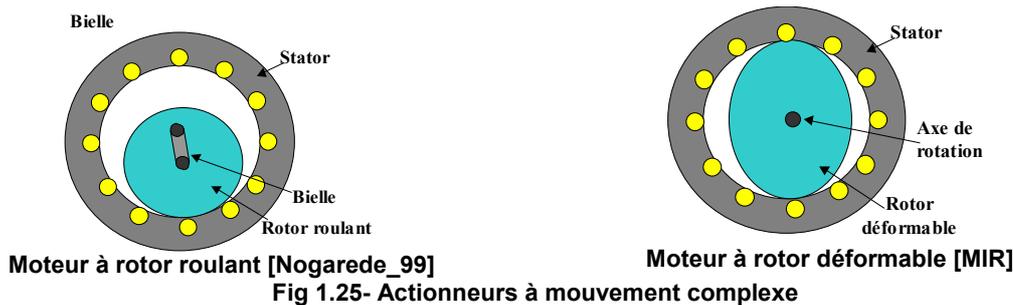


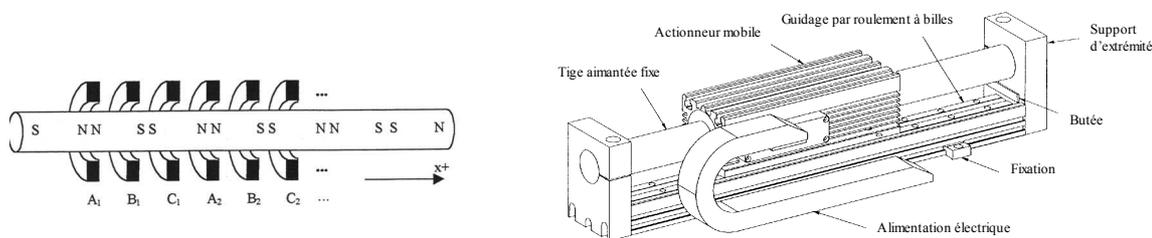
Fig 1.25- Actionneurs à mouvement complexe

2.6.3 Forme de surface d'entrefer

La surface d'entrefer est la zone, située entre les deux parties mobiles, à travers laquelle l'induction est modulée. Elle peut être :

- **Cylindrique.**

C'est la forme la plus classique des actionneurs rotatifs⁶ [5]. On la retrouve aussi pour quelques actionneurs linéaires [25],



a-principe de fonctionnement

b-actionneur complet

Fig. 1.26- Moteur linéaire cylindrique à aimants statiques et bobinage mobile

- **Plane.**

C'est le cas des machines discoïdes [35] ou de la majorité des moteurs linéaires [24].

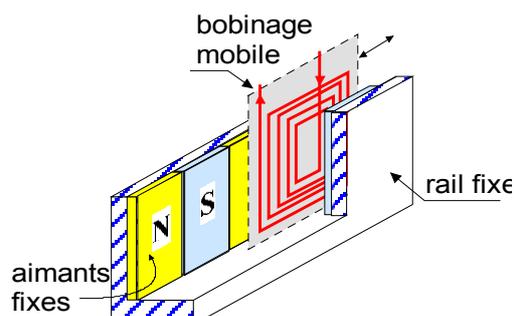


Fig. 1.27- Structure linéaire à aimants et bobinage polyphasé mobile

2.6.4 Synthèse des critères sur l'architecture mécanique

On peut synthétiser les architectures mécaniques comme suit :

⁶ Dans la grande majorité des actionneurs, à partie mobile « intérieure », « rotative » « cylindrique », on se contentera de préciser « cylindrique »

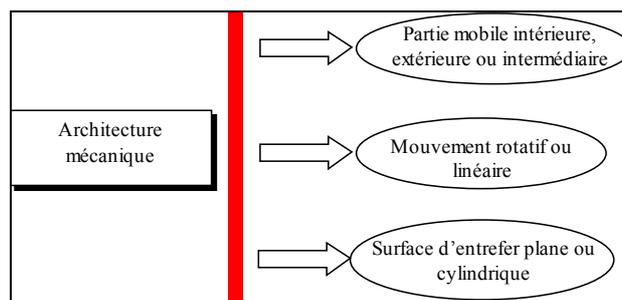


Fig.1.28- Les différents types de structures mécaniques

3 Définition des critères composés de classification

Afin de faciliter la manipulation de ces critères fondamentaux, nous allons introduire des critères composés, plus habituels.

3.1 Les différentes catégories d'excitation

On définit un actionneur à **excitation asynchrone** (à induction ou à hystérésis) au sens large comme un actionneur à excitation induite dissipative (cf. 1.2).

Par opposition, on définit un actionneur à **excitation synchrone** comme un actionneur ayant une excitation produite ou induite non dissipative. Cette excitation impose une périodicité du rotor égale au pas mécanique. Nous allons illustrer les différentes catégories d'excitations sur des actionneurs cylindriques à phases réparties hétéropolaires.

3.1.1 Excitations synchrones

On parle d'**excitation synchrone à aimants permanents** lorsque l'excitation est du type *aimantation, produite, non dissipative* [14]. On parle d'**excitation synchrone bobinée** lorsque l'excitation est du type *courant, produite, dissipative* [6]. On parle d'**excitation synchrone à réluctance variable** lorsque l'excitation est du type *aimantation, induite, non dissipative* [13].

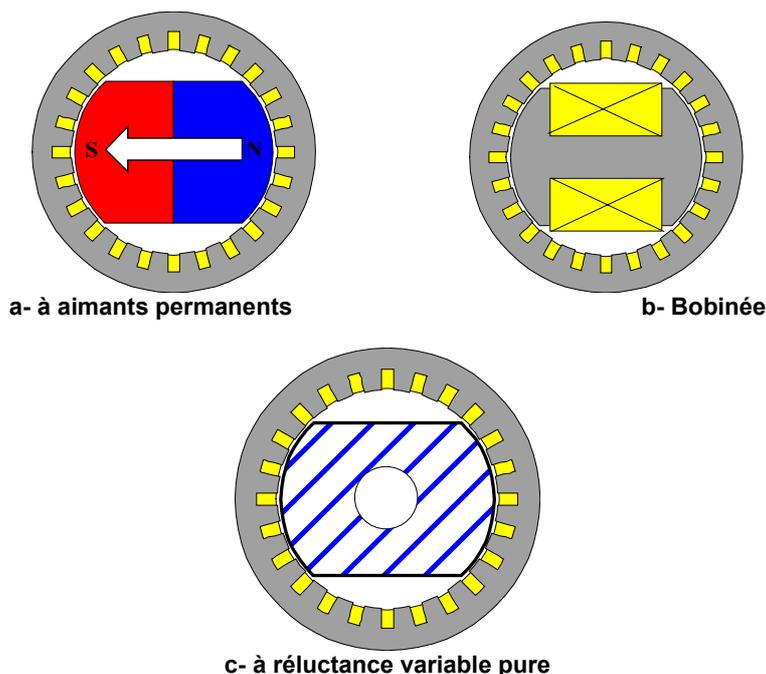


Fig. 1.29- Les différentes excitations synchrones.

Enfin, on parle d'excitation par bobinage par matériaux supraconducteurs lorsque l'excitation est du type *courant*, (*induit ou produit*), *non dissipative*.

3.1.2 Excitation asynchrone

On parle d'**excitation asynchrone à induction** lorsque l'excitation est du type *courant, induite, dissipative* [5]. On parle d'**excitation par hystérésis** lorsque l'excitation est du type *aimantation, induite, dissipative*.

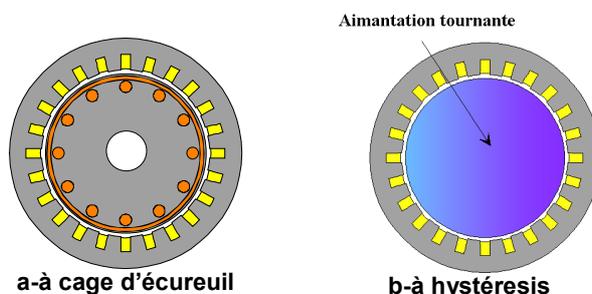


Fig. 1.30- Différentes excitations asynchrones

3.1.3 Excitation asynchrone généralisée

On parle d'**excitation asynchrone généralisée** lorsque l'on peut échanger les rôles respectifs du bobinage de puissance et du bobinage d'excitation⁷. Il faut alors obligatoirement que l'excitation soit du type courant, (produit ou induit). On parle alors de machine doublement alimentée ou à double alimentation.

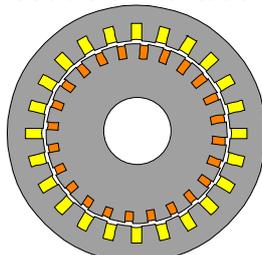


Fig. 1.31- Excitation généralisée : rotor et stator sont alimentés par des sources de puissance.

3.1.4 Résumé

On peut résumer les différents types de sources d'excitation comme suit :

Source d'excitation	Non dissipative	Dissipative
Aimantation Produite	Excitation synchrone à aimants permanents	-----
Courant produit	Excitation synchrone supraconductrice «alimentée »	Excitation synchrone bobinée ou excitation asynchrone généralisée
Aimantation Induite	Excitation synchrone à réluctance variable	Excitation asynchrone à hystérésis
Courant induit	Excitation supraconductrice "massive"	Excitation asynchrone bobinée ou excitation asynchrone généralisée

⁷ On place ici les machines asynchrones à rotor bobiné qui peuvent, suivant l'alimentation du rotor, fonctionner en excitation produite (lorsque le rotor fournit de l'énergie magnétique) ou en excitation induite (lorsqu'il en consomme).

3.1.5 Les poly-excitations

Il existe aussi des actionneurs poly-excitations qui combinent plusieurs types d'excitations différentes. Pratiquement, on observe quatre catégories de poly-excitation⁸.

- aimants permanents / réluctance variable.
- bobinée / réluctance variable
- aimants permanents / bobiné.
- aimant permanent / bobiné / réluctance variable

On peut remarquer que, dans la plupart des cas, l'excitation par réluctance variable se résume à l'utilisation des saillances magnétiques.

Dans les actionneurs poly-excitations associant une excitation par aimant permanent et une excitation bobinée, on peut distinguer essentiellement 3 types de disposition :

- L'excitation série : les deux excitations utilisent le même circuit magnétique.
- L'excitation parallèle : les deux excitations utilisent des circuits magnétiques en parallèle.
- L'excitation combinée : c'est une combinaison des deux cas précédents.

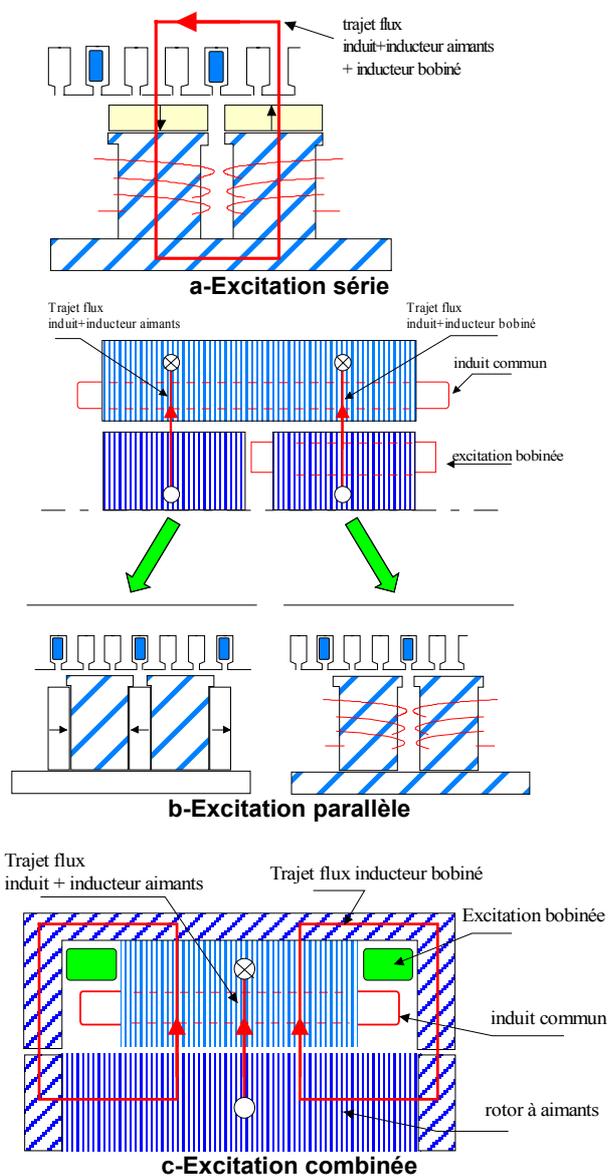


Fig. 1.32- Différents types de poly-excitation

⁸ On peut aussi signaler une association d'excitation à hystérésis et à réluctance variable

3.2 Les couplages

La notion de couplage traduit l'interaction électromagnétique des deux sources de puissance et d'excitation génératrice de couple moyen non nul (interaction fondamentale).

Nous pouvons ainsi distinguer :

- le couplage polaire, pour lequel l'interaction fondamentale des deux sources s'effectue à l'échelle du pas polaire ;
- le couplage dentaire, pour lequel l'interaction fondamentale s'effectue à l'échelle du pas dentaire.

3.2.1 Définitions des couplages polaires.

On parle de **couplage polaire** lorsque le pas polaire est proche du pas mécanique τ . L'échelle du bobinage est, par ailleurs, voisine de celle du pas polaire.

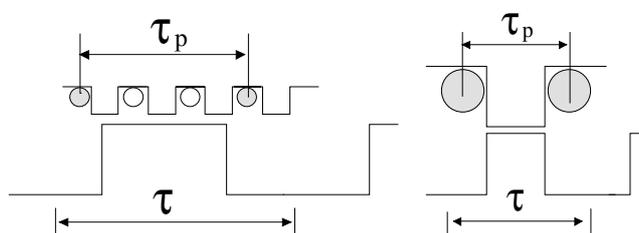
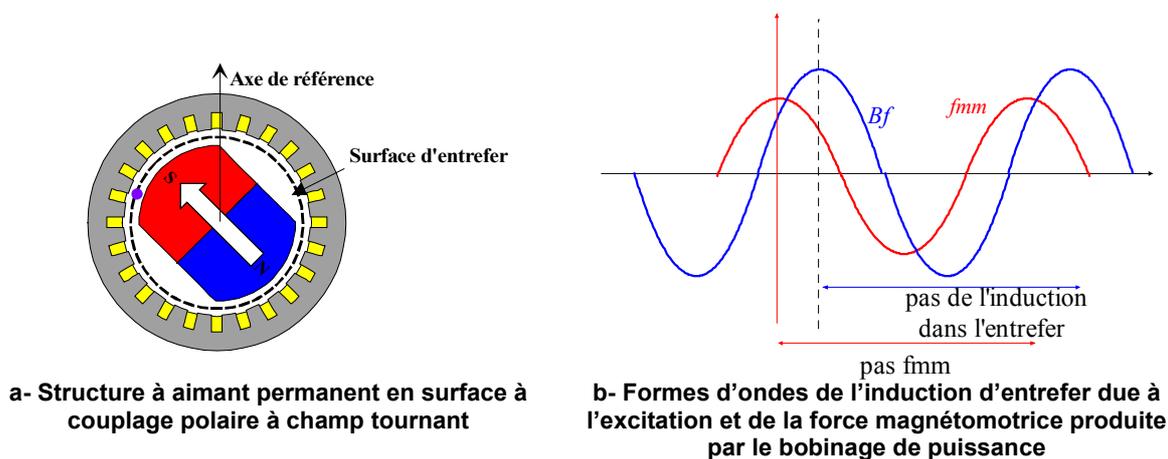


Fig. 1.33- Couplage polaire

Parmi les couplages polaires, on distinguera le couplage polaire à champ tournant et le couplage polaire à pôle saillant

- **Couplage polaire à champ tournant**

On parle de **couplages polaires à champ tournant** pour les bobinages de puissance polyphasés répartis créant un champ magnétique d'entrefer hétéropolaire [6].



a- Structure à aimant permanent en surface à couplage polaire à champ tournant

b- Formes d'ondes de l'induction d'entrefer due à l'excitation et de la force magnétomotrice produite par le bobinage de puissance

Fig.1.34- Structure à couplage polaires à champ tournant

Le bobinage est généralement **dans l'air** ou à **encoches**.

- **Couplage polaire à pôles saillants**

On parle de **couplages polaires à pôles saillants** pour les bobinages de puissance polyphasés à phases juxtaposées (pôles saillants bobinés) créant un champ hétéropolaire [14].



a- Structure triphasée 6-4 à réluctance variable à double saillance, b- structure triphasée 2 paires de pôles, à aimants permanents et induit à pôles saillants .

Fig. 1.35- Structures à couplage polaire à pôles saillants

Le bobinage est généralement dans l'air ou déporté.

3.2.2 Définitions des couplages dentaires

On parle de **couplage dentaire** lorsque le pas dentaire est proche du pas mécanique. L'échelle du bobinage est, dans ce cas, totalement découplée du pas mécanique. Il est alors nécessaire d'avoir des saillances magnétiques statorique et rotorique

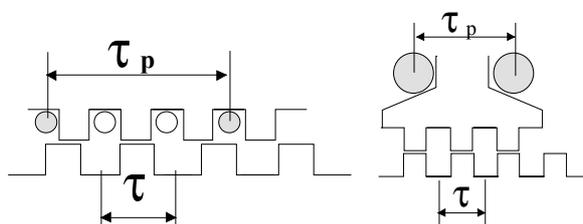
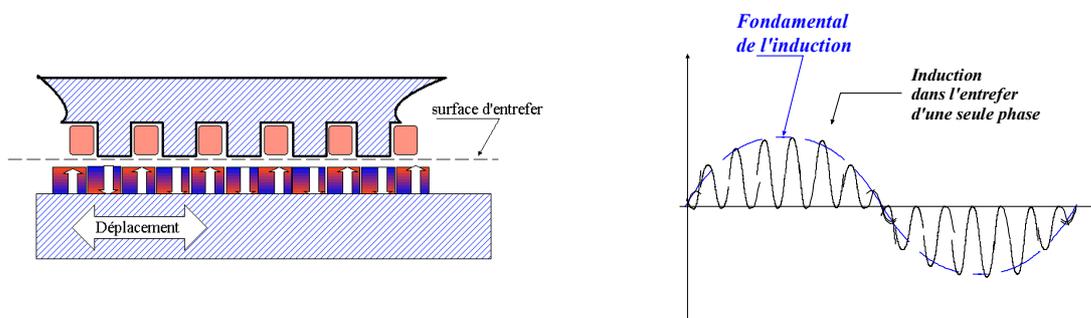


Fig. 1.36- Couplage dentaire

- **Couplage dentaire Vernier**

On parle de **couplages dentaires Vernier** pour les bobinages de puissance polyphasés répartis et créant un champ homopolaire [16].⁹



a- Actionneur à aimants permanents de surface à couplage dentaire Vernier linéaire

b- Induction dans l'entrefer d'un actionneur à couplage dentaire Vernier

Fig. 1.37- Exemple de structure et formes de l'induction d'entrefer

Dans ce cas, le bobinage est généralement (et par défaut) à encoches.

- **Couplage dentaire à petites dents**

On parle de **couplages dentaires à petites dents** pour les bobinages de puissance polyphasés juxtaposés créant un champ homopolaire [17] [Mukerji_74]

⁹ On a, pratiquement, un nombre de dents statoriques différent du nombre de dents rotoriques.

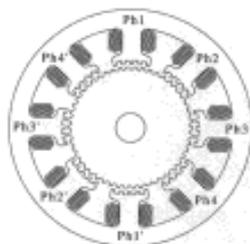


Fig. 1.38- Actionneur à bobinage de puissance à petites dents

Dans ce cas, le bobinage est généralement (et par défaut) **déporté**.

- **Couplage dentaire à bobinage global**

Enfin, on parle de **couplage dentaire à bobinage global** lorsque le bobinage de puissance est polyphasé, global, homopolaire. Les phases sont alors totalement découplées, il s'agit d'un empilement de machines monophasées **34**.

De même, on parle de **couplage dentaire à griffes** lorsque le bobinage de puissance est polyphasé, global, hétéropolaire **33**,

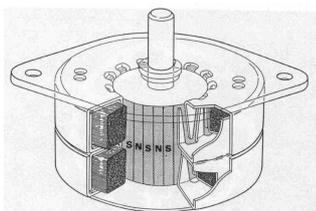


Fig. 1.39a- Moteur pas à pas diphasé à aimants permanents à stator à griffes

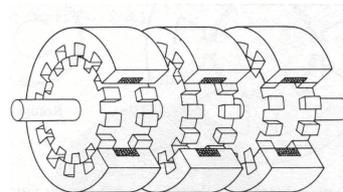


Fig. 1.39 b- Moteur pas à pas triphasé à réluctance variable à bobinage global

Fig. 1.39- Moteurs à couplages dentaires à griffes (a) et à bobinage globaux (b):

Dans ce cas, le bobinage est généralement (et par défaut) **déporté**.

Parmi les actionneurs à couplage dentaire à bobinage global une distinction peut être faite suivant le nombre d'entrefers magnétisés en série :

On parle d'actionneur **polyentrefer à bobinage global** pour les actionneurs à couplage dentaire dont un seul bobinage de puissance magnétise plusieurs entrefers. Le flux peut alors être longitudinal ou transversal.

Nous présenterons ces actionneurs au chapitre II

3.2.3 Résumé

Suivant les propriétés du bobinage de puissance, on peut donc définir deux catégories de couplage : Dans ce tableau, les cases jaune clair représentent les actionneurs à **couplage polaire**, les vertes plus foncées ceux à **couplage dentaire**.

Le bobinage de puissance	Réparti	Juxtaposé	Global
Hétéropolaire	<u>Polaire à champ tournant</u>	<u>Polaire à pôles saillants</u>	<u>Dentaire à griffes</u>
Homopolaire	<u>Dentaire Vernier</u>	<u>Dentaire à petites dents</u>	<u>Dentaire à bobinage global</u>

Les différents couplages

4 Performances comparées des actionneurs

4.1 Introduction

Les critères de classifications définis précédemment permettent de distinguer, d'un point de vue structurel, les différents actionneurs. Cette très grande diversité ne simplifie pas le travail des concepteurs.

De nombreux facteurs interviennent lors d'un choix de topologie. Certains de nos critères de classification, présentés au paragraphe 1 du chapitre I, sont directement imposés par le cahier des charges :

- la nature du déplacement (linéaire, rotatif...),
- Le nombre de phases de l'actionneur.
- la fréquence d'alimentation (fréquence variable ou fréquence fixe) et le type de commande (alimentation en boucle ouverte ou boucle fermée),

Il reste cependant de nombreux critères de classification à définir. C'est le cas de la nature de l'excitation ou du type de couplage. Pour ceux-là, les éléments de comparaisons sont :

- Le couple électromagnétique
- L'encombrement ou la masse
- Le coût de l'actionneur
- La vitesse maximale de rotation,
- Le rendement....

Parmi ces éléments de comparaisons, le couple électromagnétique (ou la force pour les actionneurs linéaires) et l'encombrement ou la masse tiennent une place prépondérante dans un dimensionnement. Nous allons donc établir une comparaison simplifiée entre les différentes familles d'actionneurs, sur la base de ces éléments. Pour pouvoir comparer les performances des différents actionneurs électromagnétiques en terme de couple, nous allons établir des lois de similitude [Jufer_74]. Ces lois permettent d'estimer l'évolution des performances d'un actionneur en fonction d'une grandeur caractéristique I^* .

Dans cette comparaison, les actionneurs unipolaires seront laissés à l'écart. En effet, ces actionneurs qui n'ont qu'une seule « spire » électrique¹⁰, sont soumis à des forces électromotrices très faibles. Pour obtenir des performances satisfaisantes, ils doivent donc être alimentés par des courants de très grande intensité, c'est notamment la raison pour laquelle on en a souvent fait des générateurs très basse tension, très fort courant. Ceci est extrêmement problématique car ces courants doivent traverser les contacts glissants entre les deux parties mobiles. C'est la principale raison qui explique leur très faible développement.

4.2 Le couple électromagnétique

La force électromagnétique dans l'entrefer vaut :

$$F = k_f \Delta A_L \Delta \phi_g \quad (1.1)$$

Où ΔA_L représente l'excursion de la densité linéique de courant, on rappelle que la densité

linéique de courant A_L est définie par : $A_L = \frac{nI}{\tau}$

nI représente les ampères-tours appliqués sur un pas polaire,

¹⁰ Il faut en fait autant de contacts glissants que de spires.

$\Delta\phi_e$ l'excursion du flux d'excitation et

k_f , un coefficient de forme lié aux formes d'onde du courant et du flux ainsi qu'au mode de conversion électromécanique.

Ce coefficient k_f permet de prendre en compte le déphasage entre le flux d'excitation et le courant dans le bobinage de puissance. Il faut cependant remarquer que le déphasage optimal, c'est-à-dire celui permettant d'obtenir l'effort maximal, est de 0 pour les excitations de type produites (aimants permanents, excitation bobinée) et de $\pi/4$ pour les excitations de type induites (réductance variable, excitation asynchrone).

Dans un convertisseur tournant, le couple est obtenu grâce à la relation :

$$C = F \cdot r = k_f \cdot r \cdot \Delta A_L \cdot \Delta \phi_e \quad (1.2)$$

Où r est le rayon d'entrefer.

Pour maximiser le couple, il faut donc :

- maximiser la densité linéique de courant ΔA_L ,
- maximiser l'amplitude de la variation du flux d'excitation d'entrefer $\Delta \phi_e$,
- maximiser le rayon d'entrefer r

Le dernier critère étant généralement plus ou moins directement imposé par les contraintes d'encombrement, nous n'analyserons que les deux premiers.

4.2.1 La densité linéique de courant

La densité linéique de courant est égale à la variation d'ampères tours maximal par pôle, Δn_l , divisés par le pas de l'actionneur τ :

$$\Delta A_L = \Delta n_l / \tau \quad (1.3)$$

Elle est souvent limitée par les échauffements.

- **Différences entre les couplages polaires et dentaires**

Nous avons distingué deux types de couplages :

- le couplage polaire, où les dimensions du bobinage de puissance, donc les ampères tours par pôles n_l , sont proportionnelles au pas τ .

D'autre part, le pas ne dépend que du nombre de paire de pôles p , dans une structure cylindrique :

$$\tau = 2 \cdot \pi \cdot r / p \quad (1.4)$$

- le couplage dentaire où cette relation n'existe pas. Les dimensions du bobinage de puissance sont indépendantes du pas. En règle générale, le pas optimal τ , qui maximise l'effort, est directement proportionnel à l'entrefer

$$\tau = k_e \cdot e \quad (1.5)$$

Pour donner un ordre de grandeur, généralement, $k_e \approx 15$

- **Lois de similitude à densité de courant limité**

Les lois de similitudes sont utilisées pour faire des comparaisons rapides entre différents types d'actionneurs. L'idée de base est d'établir des règles, aussi réalistes que possibles, donnant l'évolution des performances de l'actionneur lorsque les dimensions changent.

Pour pouvoir établir des lois de similitudes, on se place dans le cas classique des actionneurs rotatifs cylindriques. On définit alors l'espace bobinable par pôle (cela concerne le bobinage de puissance) comme :

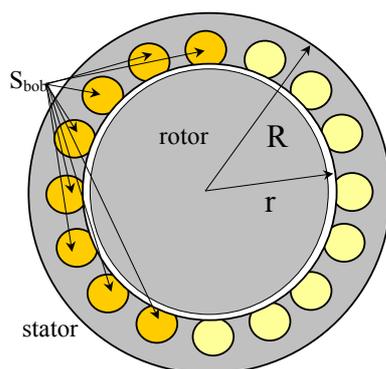


Fig. 1.41-Définition de l'espace bobinable S_{bob} dans un actionneur cylindrique classique à une paire de pôle

$$k_{fer-bob} = \frac{S_{bob} \cdot p}{(R - r) \cdot \pi \cdot r} \text{ et } k_b = \frac{S_{cu}}{S_{bob}}$$

$$k_{rem} = k_{fer-bob} \cdot k_b$$

avec k_{rem} le rapport entre la section de cuivre et la section totale statorique, et p le nombre de paires de pôles.

$$\text{On a alors: } S_{cu} = k_{rem} \cdot (R - r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r / p \quad (1.6)$$

Le coefficient k_{rem} dépend principalement du niveau d'induction dans l'entrefer. Si cette induction est faible, k_{rem} est proche de 1. Si cette induction est proche l'induction de saturation du matériau magnétique, k_{rem} diminue fortement.

On peut avoir une densité de courant indépendante des dimensions dans deux situations typiques :

- Les fonctionnements très impulsionsnels.

Dans ce cas, l'échauffement peut être considéré comme adiabatique. Les pertes Joule sont «stockées» dans la capacité thermique du bobinage.

$$\text{On a alors la relation : } P_{cu} = \gamma_{cu} (dT/dt) = \gamma_{cu} \cdot V_{cu} \cdot (dT/dt) = \gamma_{cu} \cdot V_{cu} \cdot (\Delta T/\Delta t)$$

Avec γ_{cu} la capacité thermique volumique du bobinage (produit de la chaleur massique par la masse volumique).

$$\text{Or les pertes Joule peuvent s'exprimer comme suit : } P_{cu} = \rho_{cu} \cdot J_{cu}^2 \cdot V_{cu}$$

$$\text{D'où l'expression de la densité de courant}^{11} : J = ((\gamma_{cu} / \rho_{cu}) \cdot (\Delta T/\Delta t))^{0.5} \quad (1.7)$$

Pour une température maximale et un temps de fonctionnement donné, la densité de courant est indépendante du volume de conducteur.

Par exemple, pour le cuivre, $\gamma_{cu} = 3,4 \cdot 10^6$ (Joule.K⁻¹.m⁻³), $\rho_{cu} = 1,8 \cdot 10^{-8}$ (Ω.m) d'où $\gamma_{cu}/\rho_{cu} = 1,89 \cdot 10^{14}$ (A².s.m⁻⁴.K⁻¹). Pour un échauffement de 100°K durant 10s, la densité de courant admissible est d'environ 43 A/mm²:

- Les actionneurs à refroidissement au cœur du bobinage.

¹¹ Cette formule ne tient pas compte de la variation de la résistance du conducteur en fonction de la température T. En réalité, pour les matériaux conducteurs conventionnels, la résistance augmente avec la température.

Si on évacue les pertes Joule par un circuit de refroidissement au sein du bobinage (ou à travers des conducteurs creux), la puissance extraite est proportionnelle au volume de conducteur.

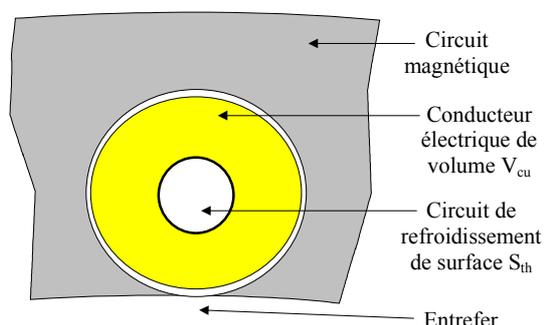


Fig. 1.42-Conducteur creux à refroidissement direct

La surface S_{th} de refroidissement est proportionnelle au volume V_{cu} de cuivre.

Or $P_{cu} = \rho_{cu} \cdot J_{cu}^2 \cdot V_{cu}$

Et, à échauffement donné : $P_{cu} = \lambda_{th} \cdot S_{th}$

Avec λ_{th} le coefficient de refroidissement thermique surfacique

D'où $J = ((S_{th}/V_{cu}) \cdot \lambda_{th} / \rho_{cu})^{0.5}$ (1.8)

Les deux volumes V_{cu} et S_{th} étant proportionnels, J_{cu} ne dépend que du coefficient de refroidissement.

Effet d'échelle sur ΔA_L dans les actionneurs cylindriques à couplage polaire

$\tau = 2 \cdot \pi \cdot r / p$

$S_{cu} = k_{rem} \cdot (R-r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r / p$
or

$\Delta A_L = 2 \cdot nI / \tau = S_{cu} \cdot J / \tau$

D'où la relation : $\Delta A_L = k_{rem} \cdot J \cdot (R-r)$ (1.9)

Effet d'échelle sur ΔA_L dans les actionneurs cylindriques à couplage dentaire

(type Vernier),

$\tau = k_e \cdot e \approx 10 \cdot e$

$S_{cu} = k_{rem} \cdot (R-r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r / p$

D'où la relation¹² : $\Delta A_L = (k_{rem} \cdot J \cdot 2 \cdot \pi / k_e) \cdot ((R-r) \cdot r / p \cdot e)$ (1.10)

• Lois de similitude à échauffement Joule limité et à refroidissement en surface

Dans une situation plus fréquente, c'est l'échauffement en régime permanent qui est déterminant. Les pertes Joule sont évacuées, par convection, via une surface d'échanges thermiques proportionnelle au carré des dimensions. Cette surface peut être :

- la surface du bobinage,
- la surface extérieure du circuit magnétique (bobinage à encoches ou déporté).

¹² Pour maximiser la densité linéique de courant, il ne faut prendre qu'une seule paire de pôles : $p=1$ soit $\Delta A_L = (k_{rem} \cdot J \cdot \pi / k_e) \cdot ((R-r) \cdot r \cdot e)$

$$P_{cu} = \xi_{th} \cdot S_{ref} \cdot \Delta T$$

En convection naturelle, $\xi_{th} \approx 10 \text{ W/m}^2 \cdot \text{°k}$ et en convection forcée, selon le fluide de refroidissement et son débit, on peut atteindre des valeurs très supérieures ($10\ 000 \text{ W/m}^2 \cdot \text{°k}$). On note alors le coefficient de refroidissement thermique surfacique : $\lambda_{th} = \xi_{th} \cdot \Delta T$

D'autre part :

$$P_{cu} = \rho_{cu} \cdot J_{cu}^2 \cdot V_{cu} = \rho_{cu} \cdot J^2 \cdot S_{cu} \cdot L_{cu}$$

Avec ρ_{cu} la résistivité du cuivre¹³ : $1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

Et L_{cu} la longueur des conducteurs de l'actionneur.

$$J = (\lambda_{th} \cdot S_{th} / \rho_{cu} \cdot S_{cu} \cdot L_{cu})^{0.5} \text{ ce qui conduit à une évolution en } J_{\infty} |^{*0.5}$$

$$\Delta A_l = 2 \cdot n l / \tau = S_{cu} \cdot J / \tau$$

$$\boxed{\Delta A_L = (\lambda_{th} \cdot S_{th} \cdot S_{cu} / \rho_{cu} \cdot p \cdot \tau^2 \cdot L_{cu})^{0.5}} \quad (1.11)$$

Dans les actionneurs cylindriques à couplage polaire

On considère un refroidissement par la surface périphérique de la machine :

$$S_{th} = S_{extérieur} = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot L$$

$$\tau = 2 \cdot \pi \cdot r / p$$

$$L_{cu} \approx L$$

$$S_{cu} = k_{rem} \cdot (R-r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r / p$$

D'où la relation :

$$\Delta A_L = (\lambda_{th} \cdot k_{rem} / \rho)^{0.5} \cdot (R \cdot (R-r) / r)^{0.5} \cdot |^{*0.5} \quad (1.12)$$

Dans les actionneurs cylindriques à couplage dentaire (moteur Vernier),

Comme dans les machines à couplage polaire : $S_{ref} = S_{extérieur} = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot L$

$$\tau = k_e \cdot e$$

$$L_{cu} \approx L$$

$$S_{cu} = k_{rem} \cdot (R-r) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r / p$$

D'où la relation :

$$\Delta A_L = (\lambda_{th} \cdot k_{rem} \cdot 4 \cdot \pi \cdot \rho \cdot k_e^2)^{0.5} \cdot (R \cdot (R-r) \cdot r / e^2)^{0.5} \cdot |^{*1.5} / e \quad (1.13)$$

• **Lois de similitude à induction d'entrefer limitée**

L'induction dans l'entrefer est due aux deux sources de champ :

- Le champ d'excitation
- Le champ de réaction magnétique de l'induit dû au bobinage de puissance.

La saturation du matériau magnétique introduit une limitation de l'induction dans l'entrefer.

Pour pouvoir prendre en compte l'influence de cette saturation sur la densité linéique de courant, on peut considérer ces deux sources de champ comme découplées¹⁴.

Le champ magnétique dans l'entrefer, dû au bobinage de puissance, peut s'exprimer en fonction de la densité linéique de courant par :

¹³ On néglige ici la variation de la résistivité en fonction de la température

¹⁴ On rappelle que l'on considère, en effet que le déphasage entre le flux l'excitation et le flux de réaction magnétique de l'induit est de $\pi/2$

$$B_e = \mu_0 \cdot \Delta A_L \cdot \tau / e_{mag}$$

$$B_e = (\mu_0 \cdot \tau / e_{mag}) \cdot \Delta A_L$$

On note e_{mag} , l'entrefer magnétique¹⁵.

Etant donné que, dans tous les cas précédents, la densité linéique de courant augmente avec les dimensions de l'actionneur, le champ magnétique dans l'entrefer augmente aussi. Il existe donc une dimension I^*_{sat} pour laquelle ce champ devient proche du champ de saturation du matériau magnétique.

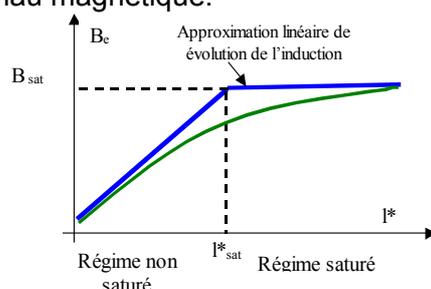


Fig. 1.43- Evolution de la densité linéique de courant ΔA_L en fonction des dimensions extérieures de l'actionneur

Au-delà de I^*_{sat} la densité linéique de courant est limitée par l'induction dans l'entrefer.

$$\Delta A_L_{sat} \approx (B_{sat} / \mu_0) / (\tau / e_{mag}) \tag{1.14}$$

Avec B_{max} , cette induction maximale dans l'entrefer,

Comme le rapport $k_e = \tau / e_{mag}$ ne peut pas descendre en dessous d'une valeur sans dégrader les performances limites ($k_e \approx 10$ pour le couplage dentaire, plus pour le couplage polaire), la densité linéique de courant ne peut pas dépasser ΔA_L_{sat} .

• **Résumé des lois de similitudes sur ΔA_L**

ΔA_L	A densité de courant limitée	A échauffement donné et à refroidissement en surface	En limite d'induction
Couplages polaires	$k_{rem} \cdot J \cdot (R-r) \propto I^*$	$(\lambda_{th} \cdot k_{rem} / \rho)^{0.5} \cdot (R \cdot (R-r) / r)^{0.5} \propto I^{*0.5}$	$B_{max} / \mu_0 \cdot k_e \propto I^{*0}$
Couplages dentaires	$(k_{rem} \cdot J \cdot 2 \cdot \pi / k_e) \cdot ((R-r) / r / e) \propto I^{*2} / e$	$(\lambda_{th} \cdot k_{rem} \cdot 4 \cdot \pi / \rho \cdot k_e^2)^{0.5} \cdot (R \cdot (R-r) \cdot r / e^2)^{0.5} \propto I^{*1.5} / e$	$B_{max} / \mu_0 \cdot k_e \propto I^{*0}$

Les dimensions de l'entrefer réalisables dépendent fortement de la taille de l'actionneur. Pour les petites dimensions, l'entrefer est limité par la précision des usinages et tend à devenir constant en dessous d'une certaine taille (diamètre). En revanche, lorsque les dimensions augmentent, les contraintes mécaniques imposent son accroissement.

Pour pouvoir établir des lois de similitude simples, nous pouvons approcher l'évolution de cet entrefer par de lois linéaires. En dessous d'une valeur I^*_e , on le maintient à une valeur à peu près constante (de l'ordre de 2/10 de mm). Au-dessus de cette valeur, on adopte un entrefer proportionnel à I^* [Jufer_99].

¹⁵ C'est à dire e pour les actionneurs à excitation bobinée à pôles lisses, $e+e_a$ pour les actionneurs à aimants permanents en surface.

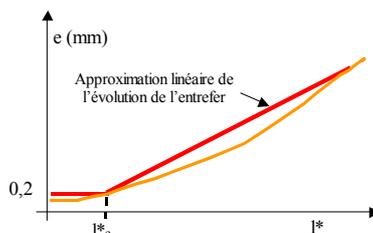


Fig. 1.44- Evolution de l'entrefer en fonction des dimensions extérieures de l'actionneur

On a donc l'évolution de la densité linéique de courant suivante :

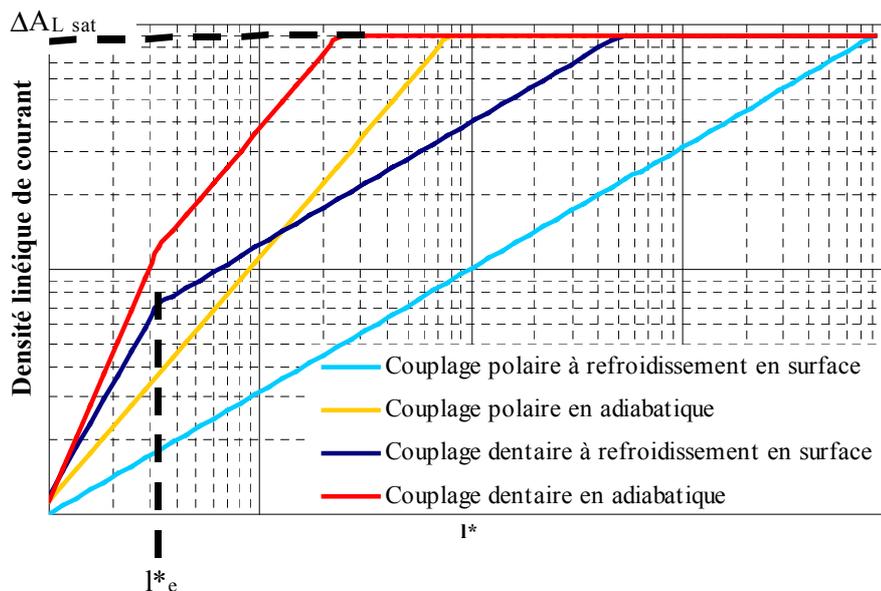


Fig. 1.45 : Evolution de la densité linéique de courant en fonction des dimensions

4.2.2 Excursion du flux d'excitation

- **Les sources d'excitation à aimants permanents**

Deux cas sont à prendre en compte suivant l'emplacement des aimants par rapport à l'entrefer.

- Si les aimants sont en surface (au voisinage de l'entrefer),

$$\Delta\phi_e \approx 2.S_e.B_r \cdot \frac{e_m}{e_m + e} \quad (1.15)$$

Avec e l'entrefer,
 e_m l'épaisseur des aimants,
 B_r l'induction rémanent des aimants permanents,

Pour un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e=2.\pi.r.L$,

$$\Delta\phi_e \approx 4.\pi.r.L.B_r \cdot \frac{e_m}{e_m + e} \quad (1.16)$$

- Si les aimants ne sont pas en surface (concentration de flux ou aimants déportés), la limitation de la variation du flux d'excitation vient (généralement) de la saturation magnétique.

Dans ce cas, on peut écrire de manière simplifiée, en négligeant les fuites :

$$\Delta\phi_e \approx 2.S_e.B_r \cdot \frac{e_m.k_m}{e_m.k_m + e} \quad (1.17)$$

et k_m le coefficient de concentration de flux, égal au rapport entre la surface d'entrefer S_e et la surface des aimants S_m : $k_m = \frac{S_e}{S_m}$

Dans les cas les plus fréquents de limitation par la saturation, on obtient une formule très simple : $\Delta\phi_e \approx 2.k_s.S_e B_{sat}$ (1.18)

Avec k_s le coefficient de surface, c'est-à-dire le rapport entre la surface d'entrefer totale S_e et la surface équivalente d'aimant générateur.

$k_s=1$ pour les excitations hétéropolaires.

$k_s=1/2$ les excitations homopolaires ou situées sur la même partie que le bobinage de puissance¹⁶.

Par exemple pour un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e=2.\pi.R.L$, $k_s=1$,

$$\Delta\phi_e \approx 4.\pi.r.L B_{sat} \quad (1.19)$$

• Excitation par hystérésis

$$\Delta\phi_e \approx 2.S_e.B_r(nI_{max}) \cdot \frac{e_m}{e_m + e} \quad (1.20)$$

La fonction $B_r(nI_{max})$ dépend de la dureté magnétique du matériau utilisé. On peut représenter schématiquement cette courbe ainsi que les cycles d'hystérésis correspondants comme suit (figure 25)

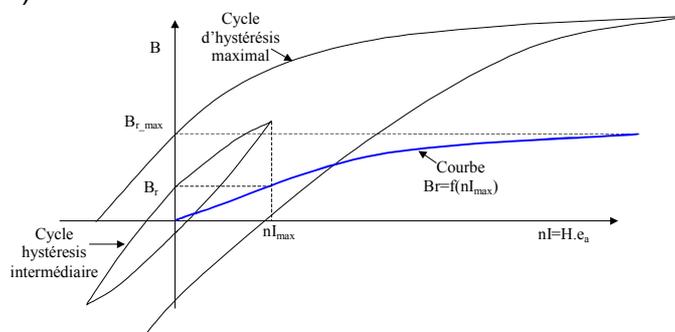


Fig. 1.46- Evolution du champ rémanent en fonction du courant maximal de l'induit dans un moteur à hystérésis

On obtient cependant toujours un champ plus faible qu'avec une aimantation par aimants permanents. L'intérêt réside principalement dans la possibilité de fonctionnement asynchrone, permettant notamment le démarrage en cas d'alimentation à fréquence fixe.

Pour un actionneur cylindrique à source d'excitation par hystérésis,

$$\Delta\phi_e \approx 4.\pi.R.L.B_r(nI_{max}) \cdot \frac{e_m}{(e+e_m)} \quad (1.21)$$

• Excitation par réluctance variable

Si l'actionneur n'est pas limité par la saturation, on a alors un actionneur à réluctance variable en régime linéaire (par exemple, actionneur de très petite taille avec un entrefer relativement élevé eu égard aux autres dimensions).

¹⁶ On retrouvera ce coefficient pour les excitations à réluctance variable

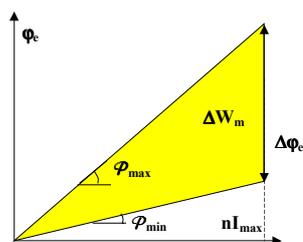


Fig 1.47- Cycle flux/ampères tours d'un actionneur à réluctance variable non saturé

$$\Delta\phi_e \approx \Delta\mathcal{P} \cdot \Delta I_{\text{puis}}$$

Avec

$$\Delta\mathcal{P} = \mathcal{P}_{\text{max}} - \mathcal{P}_{\text{min}}$$

On a les relations :

$$\mathcal{P}_{\text{max}} = (S_\phi \cdot \mu_0) / e = ((S_e/2) \cdot \mu_0) / e \quad (k_s = 0.5)$$

Et

$$\mathcal{P}_{\text{min}} = (S_\phi \cdot \mu_0) / (e + e_{\text{en}}) = ((S_e/2) \cdot \mu_0) / (e + e_{\text{en}})$$

Avec e_{en} un entrefer fictif correspondant au trajet supplémentaire équivalent des lignes de champ en opposition.

$$\text{D'où } \Delta\phi_e \approx nI \cdot \frac{\mu_0 \cdot e_{\text{en}} \cdot S_e}{2 \cdot (e_{\text{en}} + e)} \quad (1.22)$$

($e_{\text{en}} \gg e$)

Pour un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L$

$$\Delta\phi_e \approx nI \cdot 2\pi \cdot r \cdot L \cdot \frac{\mu_0 \cdot e_{\text{en}}}{2 \cdot (e_{\text{en}} + e)} \quad (1.23)$$

Dans le cas, plus fréquent, d'un actionneur à réluctance variable en régime saturé, la saturation est (contrairement aux actionneurs à aimant permanent) généralement très poussée, car elle permet d'atteindre des performances suffisamment compétitives et un meilleur « facteur de puissance » pour l'onduleur.

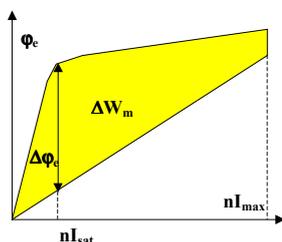


Fig 1.48- Cycle flux/ampères tours d'un actionneur à réluctance variable saturé

Par analogie avec le cas non saturé, on peut dire :

$$\Delta\phi_e \propto (\Delta\mathcal{P}_{\text{saturé}}) \cdot nI_{\text{sat}}$$

Avec

nI_{sat} le courant saturant le circuit magnétique en conjonction.

$$(\Delta\mathcal{P}_{\text{saturé}}) = (\mathcal{P}_{\text{max}}) - (\mathcal{P}_{\text{min}})$$

On a toujours les relations :

$$\mathcal{P}_{\text{max}} = (S_\phi \cdot \mu_0) / e = (S_e \cdot \mu_0) / 2 \cdot e$$

et

$$\mathcal{P}_{\text{min}} = (S_\phi \cdot \mu_0) / (e + e_{\text{en}}) = (S_e \cdot \mu_0) / 2 \cdot (e + e_{\text{en}})$$

Avec e_{en} un entrefer fictif correspondant au trajet supplémentaire équivalent des lignes de champ en opposition.

$$\text{D'autre part, } nI_{\text{saturé}} = H_{\text{sat}} \cdot e = B_{\text{sat}} \cdot e / \mu_0$$

$$\text{d'où la relation : } \Delta\phi_e \approx S_e \cdot B_{\text{sat}} \cdot e_{\text{en}} / 2 \cdot (e + e_{\text{en}}) \approx S_e \cdot B_{\text{sat}} / 2 \quad (1.24)$$

Par rapport aux actionneurs à aimants permanents, le coefficient de surface¹⁷ k_s est toujours inférieur à 1, sa valeur résulte d'une optimisation globale multi-critères, dans cette analyse simplifiée, nous considérerons k_s égal à 1/2. D'autre part, B_r est remplacé par B_{sat} et e_a par e_{en}

¹⁷ On rappelle que le coefficient de surface k_s est le rapport entre la surface d'entrefer totale S_e et la surface d'entrefer à travers laquelle le flux passe, c'est à dire, où l'induction est non nulle. $S_\phi \cdot k_s = S_e / S_\phi$

Pour un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L$
 $\Delta\phi_e \approx \pi \cdot r \cdot L \cdot B_{sat} \cdot e_{en} / (e + e_{en})$ (1.25)

- **Excitation par des courants produits**

Dans les actionneurs synchrones à excitation bobinée, le flux d'excitation est produit par un courant.

Tant que **le champ n'est pas limité par la saturation**, on a :

$\phi_e \approx 2 \cdot k_s \cdot nI_e \cdot (\mu_0 \cdot S_e / e)$ (1.26)
 Avec le coefficient de surface k_s identique à l'excitation synchrone à aimants permanents à concentration de flux (équation 3.18).
 Et nI_e les ampères-tours d'excitation

On a alors $\Delta\phi_e = 2 \cdot \phi_e$

Par exemple, pour un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, on a $k_s = 1$,
 $S_e = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L$
 $\Delta\phi_e \approx 4 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot nI_e \cdot (r \cdot L / e)$ (1.27)

De même que pour les actionneurs à aimants permanents, si **le champ est limité par la saturation**, on obtient la formule simplifiée : $\Delta\phi_e \approx 2 \cdot k_s \cdot S_e \cdot B_{sat}$ (1.28)

Dans un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L$, avec $k_s = 1$
 $\Delta\phi_e \approx 4 \cdot \pi \cdot r \cdot L \cdot B_{sat}$ (1.29)

- **Excitation par des courants induits**

Dans les actionneurs à induction, le flux d'excitation est imposé par la variation du flux du circuit électrique de puissance.

Comme pour toutes les excitations de type courant, on peut écrire $\Delta\phi_e \approx 2 \cdot k_s \cdot nI_e \cdot (\mu_0 \cdot S_e / e)$
 Le bobinage d'excitation n'étant pas déporté, on a toujours $k_s = 1$

Pour pouvoir comparer simplement les actionneurs synchrones et asynchrones, nous allons nous placer dans les conditions optimales (au sens de la maximisation de l'effort), réalisables notamment en pilotage vectoriel.

On a alors une relation simple entre le courant du bobinage de puissance et le courant d'excitation :

$$nI_e \approx \frac{nI}{\sqrt{2}}$$

On obtient alors: $\Delta\phi_e \approx \sqrt{2} \cdot nI \frac{\mu_0 \cdot S_e}{e}$ (1.30)

Par exemple, dans un actionneur cylindrique à source d'excitation hétéropolaire, $S_e = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot L$
 $\Delta\phi_e \approx 2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot nI \frac{\mu_0 \cdot r \cdot L}{e}$ (1.31)

- **Lois de similitude**

Pour simplifier les lois de similitude, on considère que le bobinage d'excitation a la même forme et la même technique de refroidissement que le bobinage de puissance. On suppose, de plus, que les flux d'excitation et de puissance traversent les mêmes sections. La limite entre la zone non saturée et la zone saturée est alors la même pour les bobinages d'excitation que pour les bobinages de puissance.

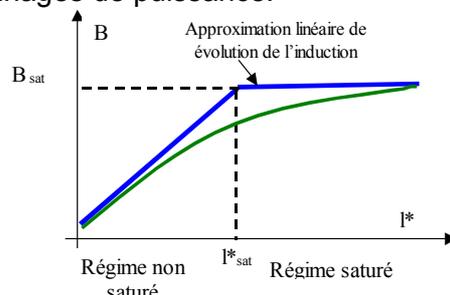


Fig. 1.49- Evolution de l'induction dans l'entrefer en fonction des dimensions

On obtient ainsi les lois de similitudes suivantes :

Actionneur cylindrique $\Delta\phi_e$	Régime non saturé	Régime saturé ¹⁸
Excitation synchrone à aimants permanents	$4.\pi.r.L.B_r.e_m^*/(e+e_m^*) \propto B_r I^{*2}$	$4.\pi.r.L.B_{sat} \propto B_{sat} I^{*2}$
Excitation synchrone à réluctance	$2.\pi.\mu_0.r.L.n l_{puis}.(e_{en})/(e.(e_{en}+e)) \propto \mu_0.n l_{puis}. I^{*2}/e$	$2.\pi.r.L.B_{sat}.e_{en}/(e+e_{en}) \propto B_{sat} I^{*2}$
Excitation synchrone bobinée	$4.\pi.\mu_0.n l_{ex}(r.L/e) \propto \mu_0.n l_{ex}. I^{*2}/e$	$4.\pi.r.L.B_{sat} \propto B_{sat} I^{*2}$
Excitation asynchrone bobinée	$2.\pi.\mu_0.n l_{puis}(r.L/e) \propto \mu_0.n l_{puis} I^{*2}/e$	$2.\pi.r.L.B_{sat} \propto B_{sat} I^{*2}$

Dans les actionneurs à excitation bobinée (synchrone ou asynchrone), les lois de similitudes concernant la densité de courant du système d'excitation sont les mêmes que celles concernant le bobinage de puissance. On a, pour les actionneurs non saturés, $n l_{ex} \propto I^{*2}$ en fonctionnement adiabatique, et $n l_{ex} \propto I^{*1.5}$ avec une densité de courant limitée par des échanges thermiques surfaciques.

On obtient donc les évolutions suivantes :

L'excitation à aimants permanents avec concentration de flux fournit une induction toujours proche de la saturation du matériau magnétique: $\Delta\phi_e \propto B_{sat} I^{*2}$

L'excitation à aimants permanents sans concentration de flux fournit une induction proche du champ rémanent de l'aimants¹⁹: $\Delta\phi_e \propto B_r I^{*2}$

On voit que pour des grandes dimensions, les aimants permanents à concentration de flux donnent les mêmes performances que les excitations bobinées. Ces dernières sont cependant souvent préférées car elles permettent un plus grand contrôle du champ et, généralement, sont moins difficiles à réaliser et moins coûteuses (les inducteurs à aimants et à concentration de flux, dans les grandes dimensions, sont très chers)

L'excitation synchrone bobinée fournit une induction proportionnelle aux ampères-tours d'excitation, et inversement proportionnelle à l'entrefer jusqu'à atteindre l'induction de saturation du matériau magnétique. On obtient donc, comme pour les densités linéiques de courant, trois zones de fonctionnement :

- pour les petites dimensions, l'entrefer est constant,

¹⁸ On entend par excitation saturée, une excitation limitée par la saturation du matériau magnétique.

¹⁹ $B_r/2$ si on se situe au critère d'Evershed, B_r si l'aimant a une épaisseur très supérieure à l'entrefer (alors le coût en aimants est maximal)

- pour les dimensions intermédiaires, l'entrefer est proportionnel aux dimensions,
- enfin, pour les grandes dimensions, c'est l'induction dans l'entrefer qui limite le flux d'excitation.

L'excitation synchrone à réductance variable se comporte comme l'induction synchrone bobinée, mais ici le coefficient de surface k_s ne vaut que $\frac{1}{2}$.

L'excitation homopolaire synchrone à aimants permanents se comporte comme celle à concentration de flux, mais le coefficient de surface k_s ne vaut que $\frac{1}{2}$.

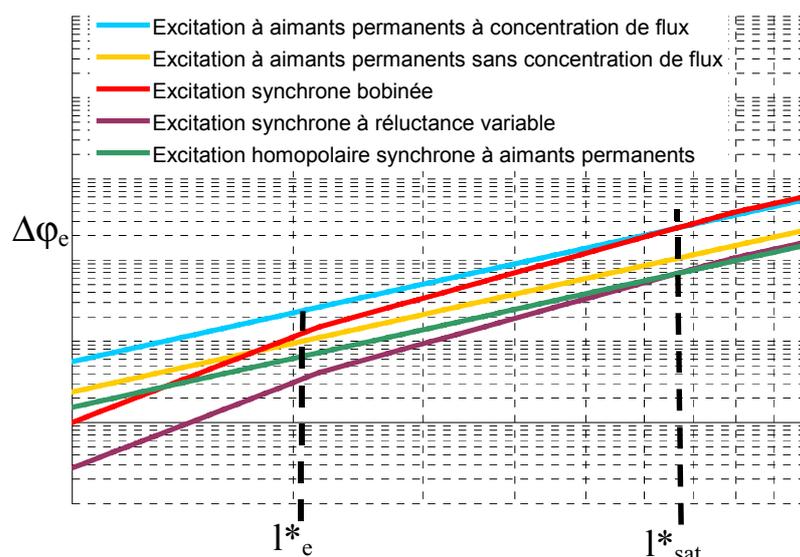


Fig. 1.50- Evolution de l'excursion de flux pour différentes catégories d'excitation

4.2.3 Lois de similitudes pour le couple

- **Détermination du couple volumique**

Le couple d'un actionneur cylindrique s'exprime comme suit (équation 1.2) :

$$C = F \cdot r = k_f \cdot \Delta A_L \cdot \Delta \phi_e \cdot r$$

Le volume du cylindre de rayon extérieur R et de longueur L (on ne considère pas les têtes de bobines) s'exprime par : $V = \pi \cdot R^2 \cdot L$

Le couple volumique est donc : $C/V = (k_f \cdot \Delta A_L \cdot \Delta \phi_e \cdot r) / (\pi \cdot R^2 \cdot L) \propto \Delta A_L \cdot \Delta \phi_e \cdot I_e^{*-2}$ (1.32)

- **Comparaison des machines à densité de courant donnée**

On rappelle que le fonctionnement des machines à refroidissement au sein du bobinage se caractérise principalement par une densité de courant J limitée (quelles que soient les dimensions). C'est également le cas des machines en fonctionnement impulsionnel adiabatique.

De la même manière que pour la densité linéique de courant (paragraphe 2.1.4), on considère le champ d'excitation comme complètement découplé du champ de réaction magnétique de l'induit. On ne considère, pour simplifier la comparaison, que la saturation due au champ d'excitation. Selon l'état magnétique général, on distingue deux cas :

- le fonctionnement en non saturé. Les lois de similitudes sont déterminées avec une densité linéique de courant inférieure à celle de saturation. Les cycles flux/courant sont limités par le courant maximal admissible.

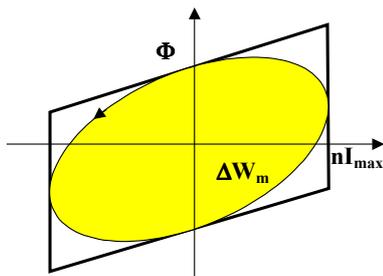


Fig. 1.51- Diagramme flux/courant d'une machine à aimants permanents non saturée

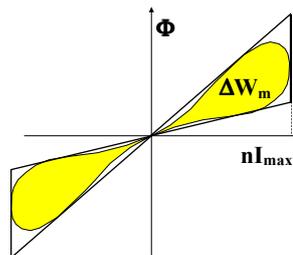


Fig. 1.52- Diagramme flux/courant d'une machine synchrone à réluctance variable non saturée

• le fonctionnement en régime saturé. Les lois de similitudes sont déterminées avec une induction maximale dans l'entrefer. Les cycles flux/courant sont limités par le flux de saturation.

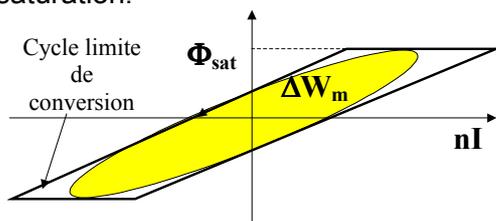


Fig. 1.53- Diagramme flux/courant d'une machine à aimants permanents saturée

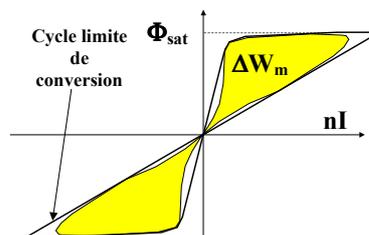


Fig. 1.54- Diagramme flux/courant d'une machine synchrone à réluctance variable saturée

Couplage / Excitation	Non saturé $e \propto ^{*0}$ (constant)	Non saturé $e \propto ^{*}$	Saturé (Induction limitée)
Polaire / synchrone bobinée	$ ^{*3}$	$ ^{*2}$	$ ^{*0}$
Polaire / à aimants permanents	$ ^{*}$	$ ^{*}$	$ ^{*0}$
Polaire / à réluctance variable	$ ^{*3}$	$ ^{*2}$	$ ^{*0}$
Polaire / asynchrone à induction	$ ^{*3}$	$ ^{*2}$	$ ^{*0}$
Dentaire / à aimants permanents	$ ^{*2}$	$ ^{*}$	$ ^{*0}$
Dentaire / à réluctance variable	$ ^{*4}$	$ ^{*2}$	$ ^{*0}$

Lois de similitude sur le couple volumique

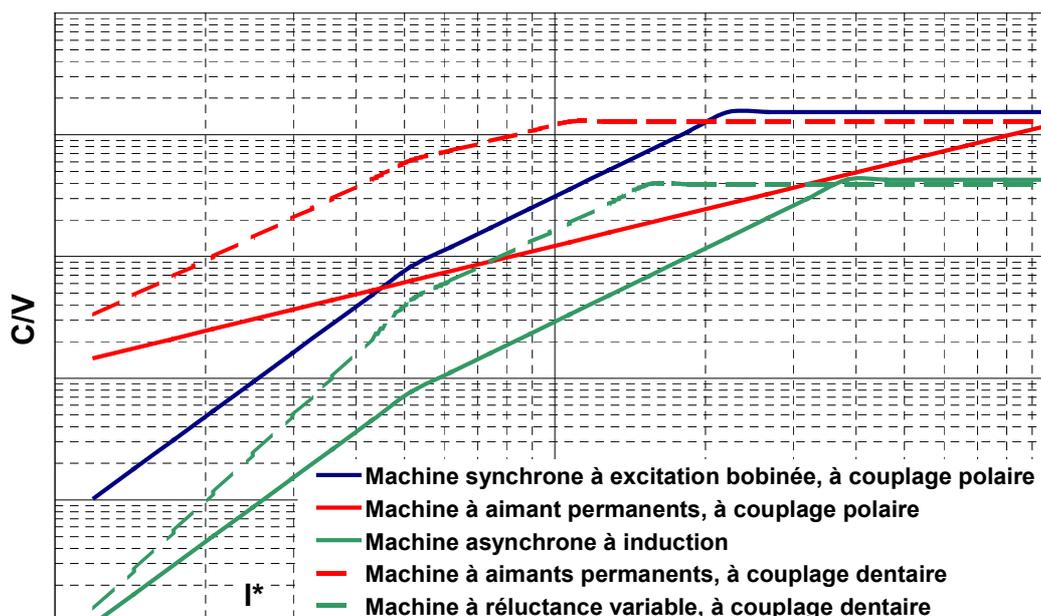


Fig. 1.55 - Tendence des évolutions des couples volumiques des actionneurs cylindrique en fonctionnement à densité de courant constante (refroidissement interne ou régime impulsif adiabatique)

Sur la figure 1.55, la position relative des courbes dépend de nombreux paramètres. Par exemple, selon les performances des aimants permanents, la courbe du couple volumique des machines à aimants et à couplage polaire peut être plus ou moins haute sur le graphique. L'objectif d'un tel comparatif reste qualitatif.

- **Comparaison des machines à refroidissement en surface et échauffement constant**

Couplage / Excitation	Non saturé $e \propto I^{*0}$ (constant)	Non saturé $e \propto I^*$	Saturé (Induction limitée)
Polaires / synchrone bobinée	I^{*2}	I^*	I^{*0}
Polaires / à aimants permanents	$I^{*0.5}$	$I^{*0.5}$	I^{*0}
Polaires / à réluctance variable	I^{*2}	I^*	I^{*0}
Polaires / asynchrones à induction	I^{*2}	I^*	I^{*0}
Dentaire / à aimants permanents	$I^{*1.5}$	$I^{*0.5}$	I^{*0}
Dentaire / à réluctance variable	I^{*3}	I^*	I^{*0}

On peut donc résumer l'évolution des couples volumiques comme suit :

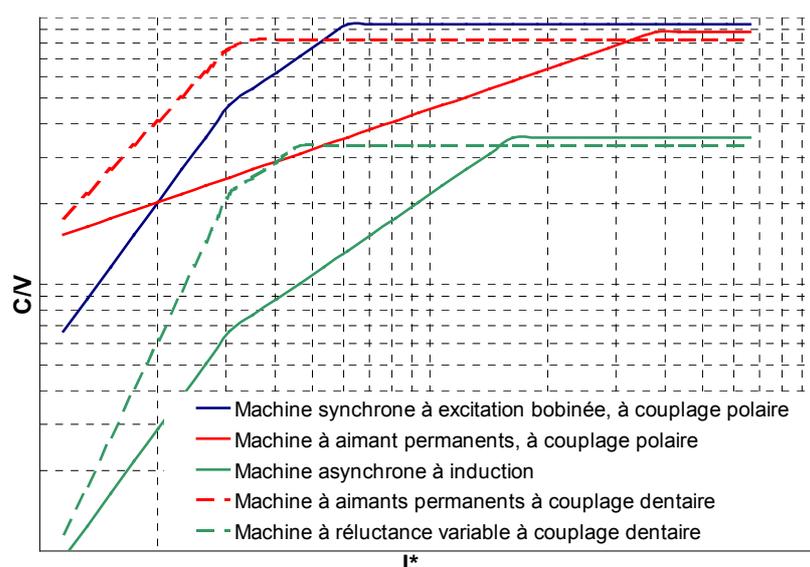


Fig. 1.56- Evolution qualitative des couples volumiques des actionneurs cylindrique refroidis en surface et à échauffement constant

4.3 Autres critères de comparaisons

4.3.1 L'inductance du bobinage de puissance

L'inductance du bobinage de puissance L_μ joue un rôle crucial dans l'alimentation électrique de l'actionneur. Elle influence surtout :

- le dimensionnement de l'alimentation électrique, directement lié au facteur de puissance de l'actionneur

- la capacité de fonctionnement en survitesse du moteur (défluxage).

L'inductance de magnétisation peut permettre, pour les actionneurs à aimants permanents principalement, d'accroître la puissance maximale à haute vitesse. L'idéal est alors d'avoir une inductance du bobinage de puissance proche de : $L_\mu = \Phi_{ex} / I$,²⁰

²⁰ C'est à dire $k_\phi \approx 1$

- l'amplitude du courant de court-circuit dans les alternateurs. Plus l'inductance est importante et plus le courant de court-circuit sera faible mais plus les chutes de tension seront élevées,

- les sections de passage de flux nécessaires pour les circuits de retour (culasses). En effet, l'inductance L_{μ} conditionne le flux de réaction magnétique de l'induit. Si le flux de l'induit $L_{\mu} \cdot I$ est important, il faut surdimensionner les sections de passage du flux pour limiter la saturation.

La valeur de cette inductance L_{μ} dépend avant tout de l'entrefer²¹ e , et de la structure de l'excitation (aimant en surface ou à concentration de flux...) et des fuites.

L'excitation de type aimants permanents en surface permet d'avoir une inductance plus faible que pour les excitations de type courant ou à aimants avec des pièces polaires. Cela est d'autant plus valable qu'il n'y a pas de concentration de flux.

Pour minimiser l'inductance du bobinage de puissance, il faut en fait **minimiser la distance entre les deux sources** de puissance et l'excitation. Les sources dans l'air sont donc plus favorables à la minimisation des fuites que les sources à encoches, elles-mêmes plus favorables que les sources déportées.

Les encoches profondes contribuent également à accroître les fuites et l'inductance.

4.3.2 Les pertes de l'actionneur

Jusqu'ici, nous avons raisonné selon des considérations d'échauffement (permanent ou impulsif) liées principalement aux pertes Joule, c'est-à-dire sans nous préoccuper des bilans énergétiques.

Le rendement η est l'une des caractéristiques importantes d'un actionneur. Il fait, cependant, toujours l'objet d'un compromis avec les performances (couple volumique ou puissance massique...). En effet, la réduction des dimensions conduit à un accroissement des densités de courant et de flux (inductions) et par conséquent à une augmentation des pertes.

Celles-ci peuvent se répartir en quatre catégories :

- les pertes d'alimentation du circuit électrique de puissance, qui regroupent les pertes Joule et les pertes de l'alimentation électrique,
- les pertes d'excitation, si l'excitation est du type dissipative,
- les pertes magnétiques, qui regroupent les pertes par courants de Foucault et par hystérésis dans les matériaux magnétiques ainsi que les pertes magnétiques (courants induits) dans les bobinages (souvent appelées pertes supplémentaires),
- les pertes mécaniques qui incluent les pertes dans les guidages et les pertes aérodynamiques.

En ce qui concerne les pertes d'alimentation, on peut remarquer que :

- Les actionneurs alimentés à fréquence variable ont des pertes dans les convertisseurs de fréquence (mécaniques ou électroniques) que n'ont pas les actionneurs alimentés à fréquence fixe
- Les actionneurs alimentés par commutations mécaniques ont souvent moins de pertes d'alimentation que ceux alimentés par électronique (convertisseurs statiques).

Les sources d'excitation de type dissipative ont évidemment plus de pertes que les non dissipatives.

²¹ En effet, plus cet entrefer est important et plus l'inductance est faible.

Pour minimiser les pertes magnétiques, (pour une technologie de circuit magnétique donnée), il faut minimiser la longueur des trajets de champ dans le circuit magnétique. Différents critères sont favorables à cette minimisation :

- les champs magnétiques hétéropolaires offrent généralement des trajets plus courts que les champs homopolaires (à pas τ donné).
- les sources magnétiques déportées ont des trajets de champ plus longs que les sources magnétiques à encoches ou dans l'air.

En ce qui concerne les pertes magnétiques sur la partie de la machine ne possédant pas de circuit de puissance, les machines à couplages polaires sont très avantageuses. C'est particulièrement vrai pour les machines à excitations synchrones. En effet, pour ces machines, la partie portant l'excitation (généralement le rotor) « voit » un champ sensiblement fixe et constant, et a donc les pertes fer très faibles.

Quant aux pertes aérodynamiques, elles sont directement liées à la vitesse périphérique de l'actionneur. On peut dire que ces pertes sont sensiblement proportionnelles à la surface d'entrefer, et au cube de la vitesse périphérique. Aux vitesses élevées, supérieures à 150m/s, les niveaux de pertes par unité de surface peuvent atteindre ou dépasser les pertes par effet Joule.

4.3.3 La vitesse périphérique maximale

Pour les actionneurs rotatifs, accroître la puissance revient à augmenter le produit Effort/Vitesse. Nous avons vu que le couple volumique dépendait de l'induction d'entrefer et de la densité linéique de courant. L'augmentation de la vitesse périphérique (au niveau de l'entrefer) est donc une voie intéressante pour élever la puissance massique. En outre certaines applications requièrent de très grandes vitesses de rotation sans aucune interface mécanique (compresseurs, machines outils, pompes...).

Une grande vitesse périphérique conduit à des contraintes mécaniques élevées dues à la force centrifuge. Le rotor doit alors être conçu pour résister en utilisant des matériaux aux propriétés mécaniques et aux formes optimisées. Enfin, pour réduire les pertes aérodynamiques, on peut être amené à minimiser la rugosité (suppression des saillances mécaniques) et/ou à fonctionner sous pression réduite.

Enfin, les problèmes vibratoires, à haute vitesse, deviennent souvent critiques, car différents modes propres sont susceptibles d'être excités à des fréquences de rotation et d'alimentation élevées. Il est souvent nécessaire de renforcer les structures mécaniques et des vitesses dites critiques doivent être évitées.

4.3.4 L'ondulation de l'effort

Une des difficultés dans les actionneurs électromagnétiques, surtout lorsqu'il s'agit de machines spéciales (non à champ tournant), est d'avoir un effort aussi régulier que possible. En effet, une ondulation de l'effort peut entraîner un déclassement de l'actionneur (effort minimal trop faible risquant de nuire au démarrage ou au fonctionnement à basse vitesse) ainsi que des vibrations mécaniques dans l'actionneur et conduites à sa charge, via la transmission mécanique.

L'ondulation de l'effort peut être éliminée de nombreuses manières différentes. Nous énumérons ci-dessous quelques facteurs ayant généralement une influence plus ou moins bonne :

- Les harmoniques du champ de puissance ainsi que du champ d'excitation²² contribuent généralement à la création d'harmoniques d'effort et donc aux ondulations.

²² Cela s'applique aussi bien aux machines à couplage polaire (champ tournant) qu'aux machines ayant d'autres types de couplage dentaire.

- Plus le circuit magnétique présente des saillances locales (au niveau de l'entrefer), plus l'effort risque d'être ondulé.
- Les phases réparties sont très favorables à la diminution des ondulations d'effort. Cela peut s'expliquer par le fait qu'elles créent un champ tournant, qui n'entraîne pas de variation brutale d'énergie magnétique.

4.3.5 Le coût de l'actionneur

Face aux différentes performances des actionneurs, un critère très important est, bien entendu, son prix. Le prix de revient d'un actionneur dépend à la fois du **coût des matériaux utilisés** (il peut représenter jusqu'à 70% du coût total en très grande série) et du **coût de la fabrication**.

- Le coût des matériaux utilisés concerne l'excitation et l'alimentation électrique.
- Le coût de fabrication est largement lié à la localisation des sources magnétiques, la répartition spatiale des phases et l'architecture mécanique. Ce coût dépend beaucoup de la maturité technologique des procédés de fabrication (expérience acquise). Cela est particulièrement valable pour les moteurs fabriqués en très grande série.

De manière simplifiée, les excitations de type produit sont (globalement) plus chères que celles de type induit.

Les sources d'excitation situées dans l'air sont les plus économiques du point de vue de la fabrication (mais elles nécessitent souvent un volume plus élevé de matériau conducteur). Celles situées dans des encoches sont plus délicates à réaliser, mais l'expérience accumulée a permis de mettre au point des machines de production efficaces quoique coûteuses.

D'autre part, les sources d'excitation situées sur la même partie que le bobinage de puissance sont généralement plus économiques que celles situées sur l'autre partie. Cette remarque est plus particulièrement vérifiable sur les actionneurs linéaires²³.

La commande par commutation électronique est souvent plus chère que celle par collecteur mécanique. Cela reste vrai malgré la simplification mécanique des moteurs à commutation électronique (plus de pôles de compensation, plus de pôles de commutation, moteur plus léger...). Ceux-ci sont les contraintes de durée de vie, de maintenance, de puissance massique, etc... qui imposent la suppression des collecteurs mécaniques.

Un bobinage dont les phases sont superposées est plus délicat à réaliser qu'un bobinage à phases juxtaposées ou séparées. On voit ainsi apparaître des machines à phases juxtaposées à des niveaux de puissance de plus en plus élevés alors qu'elles restaient, il y a peu, encore cantonnées aux puissances inférieures à la centaine de watts.

Plus le bobinage est proche de l'entrefer, plus il est difficile à réaliser (donc cher) et plus il nécessite une excitation surdimensionnée (volume d'aimant ou de cuivre, ou encore pertes d'excitation accrues, donc refroidissement plus efficace) :

Une architecture plane est généralement plus difficile à réaliser (à même entrefer) qu'une architecture cylindrique. Les architectures planes peuvent se rencontrer dans les machines tournantes discoïdes ainsi que dans les actionneurs linéaires. Cela s'explique par les difficultés à obtenir un centrage précis dans les structures symétriques ou/et à supporter les efforts normaux avec des paliers à billes classiques. On doit alors avoir un surdimensionnement de la rigidité mécanique et des guidages.

²³ Dans les actionneurs linéaires à longue course, si le bobinage de puissance et la source magnétique d'excitation se trouvent sur la partie mobile, on a alors un rail entièrement passif, ce qui est très avantageux d'un point de vue économique.

4.3.6 Autres performances à prendre en compte

Bien entendu, chaque cahier des charges impose des performances bien particulières. On peut citer :

- la fiabilité et la durée de vie du système,
- des cycles de fonctionnement complexes (les régimes sont rarement permanents),
- la dynamique mécanique (liée à l'inertie ou à la masse de la partie mobile),
- la nature du refroidissement,
- les vibrations mécaniques et le bruit de fonctionnement ,
- le fonctionnement dans des milieux hostiles (explosif, corrosif, haute température...),
- l'utilisation d'une solution industrielle d'une maturité suffisante (peu innovante).

Chacune d'entre elles peut conditionner le choix d'un critère de classification, c'est-à-dire d'une solution technique donnée. Il n'est cependant pas possible (dans le cadre limité de ce chapitre) de les prendre en compte sans entrer dans les détails.

4.4 Résumé de la comparaison des différents critères de classification

On peut résumer l'influence des différents critères sur les performances par les tableaux suivants :

Les flèches ↗ ou ↘ signifient que le critère de classification est favorable, ou non, vis à vis des paramètres de comparaison. Ces critères de classification sont :

- l'augmentation de la densité linéique de courant,
- l'augmentation de la variation du flux d'excitation,
- l'augmentation de la vitesse maximale de fonctionnement et enfin
- la diminution du coût de l'actionneur.

Critères de classification	Effet sur :	Densité linéique de courant A_l	Variation du flux d'excitation	Fonctionnement à grande vitesse	Coût de l'actionneur
Source magnétique d'excitation	Produit		↗ directement imposée		↘ Excitation chère
	Induit		↘		↗ Excitation « passive »
	Aimantation	↗ si aimant en surface ²⁴	↗ si petit pas		
	Courant		↗ si grand pas		
	Même partie	↘ Excitation plus encombrante	↘ $k_s=1/2$ ²⁵	↗ Rotor passif	↗ Rotor passif très simple
	Parties différentes	↗	↗ $k_s=1$		↘
Réalisation du Champ	Entrefer		↗	↘ Difficulté de respect des cotes mécanique	↗ Montage mécanique simple
	Encoche		↗ Concentration de flux		↘ Montage mécanique délicat

²⁴ Le niveau d'induction d'entrefer est généralement plus faible

²⁵ On rappelle que k_s est le coefficient de surface, c'est-à-dire le rapport entre la surface d'entrefer totale S_e et la surface d'entrefer S_ϕ où passe le flux

d'excitation	Déporté	τ proportionnel à l'entrefer	Plus de fuites et présence de saillances	Contraintes seulement sur le circuit magnétique	Montage mécanique simple
	Hétéropolaire	Pôles alternés plus espacés	Moins de fuites		
	Homopolaire	Pôles plus proches	Plus de fuites		
	Répartie	Moins d'espace bobinable		Moins de vibration Rotor massif ²⁶	Bobinages plus complexes ²⁷
	Juxtaposé				
	Global				
Réalisation du champ de puissance	Entrefer	Moins d'espace bobinable	Grand entrefer magnétique	Moins de pertes fer et d'ondulation d'effort	Réalisation délicate
	Encoche				
	Déporté	Plus d'espace bobinable et τ proportionnel à l'entrefer	Présence de saillances		
	Hétéropolaire	Pôles alternés donc plus espacés	Champ alterné		
	Homopolaire	Pôles plus proches	Champ polarisé		
	Commande électrique	Collecteur mécanique	Refroidissement difficile	Excitation au stator	
Commutation Electronique				Pas de contact	Coût de l'électronique de puissance
Structure mécanique	Plan (discoïde ou linéaire plan)	τ variable avec R	\nearrow Si $R \gg L$ ²⁸	Contraintes mécaniques plus sévères	Réalisation mécanique plus chère
	Cylindrique		\nearrow si $L \gg R$		Réalisation classique
	Transverse	entrefer en série pour le flux d'induit			Réalisation mécanique plus chère
	Classique				Réalisation classique

On voit donc que les différentes performances (colonnes) requièrent des topologies différentes (lignes). Ces remarques ne sont que qualitatives, et une étude plus poussée de chaque topologie est, bien entendu, nécessaire.

²⁶ Uniquement en cas de couplage polaire et d'excitation synchrone

²⁷ mais des solutions éprouvées.

²⁸ Pour les actionneurs rotatifs, R représente de rayon extérieur le l'actionneur et L sa longueur.

5 Classification des actionneurs électromagnétiques

Après avoir présenté au paragraphe 1 les différents critères de classification, nous avons sommairement comparé au paragraphe 2 les performances des différents actionneurs. Sur ces bases, nous allons présenter dans ce troisième et dernier paragraphe du chapitre I, une classification des différents actionneurs. Etant donné le nombre important de critères de classification, il n'est pas possible d'obtenir une classification unique et exhaustive. Aussi, nous avons fait le choix de ne croiser que les critères les plus pertinents entre eux.

Dans les différents tableaux présentés, certaines combinaisons de critères ne comportent pas d'exemple. Cela ne signifie pas que cette combinaison est impossible, mais simplement que nous n'avons pas trouvé d'exemples, et qu'elle présente, a priori, peu d'intérêt. Dans les cas particuliers où deux cases sont équivalentes, celles-ci ne sont pas séparées.

Comme précédemment, les numéros xx font référence aux exemples d'actionneurs présentés en annexe 1.

5.1 Classement des actionneurs unipolaires

La famille des actionneurs unipolaires est beaucoup plus réduite que celle des actionneurs multipolaires. Nous pouvons donc résumer leur classification dans un seul tableau :

Actionneurs unipolaires	Circuit électrique de puissance homopolaire	Circuit électrique de puissance magnétohydrodynamique
Excitation à aimant permanent	Roue de Barlow	
Excitation bobinée	Machine de Poirson ²⁹ 1 Lanceur électromagnétique	Générateur à plasma MHD [Robert_82]
Excitation supraconductrice	Machine homopolaire supraconductrice (exemple : générateurs impulsions)	Propulsion navale MHD ³⁰

Par la suite, nous ne nous intéresserons qu'aux actionneurs multi-polaires.

²⁹ Le bobinage d'excitation est indépendant de celui de puissance.

³⁰ Le fluide fermant le bobinage de puissance est directement l'eau de mer.

5.2 Classement des actionneurs multipolaires suivant la localisation de l'excitation

5.2.1 Exemples classés suivant que les sources de puissance et les systèmes d'excitation soient fixes ou mobiles

	Bobinage de puissance fixe		Bobinage de puissance mobile	
	Source magnétique d'excitation fixe	Source magnétique d'excitation mobile	Source magnétique d'excitation fixe	Source magnétique d'excitation mobile
Excitation synchrone à aimants permanents	Moteurs à commutation de flux [Iwabachi_94] [27,30,31]	Moteurs à aimants permanents en surface [14,15,18,20,26,28,33,34,35,37,39,41]	Moteur à courant continu ³¹ à collecteur à aimants permanents [21,22,23,24,25,38,40]	Moteur linéaire à commutation de flux [19,32]
Excitation synchrone bobinée	Moteurs synchrones à excitation homopolaire [Barakat_94] [8,36]	Moteurs synchrone à rotor bobiné [6,9]	Moteurs à courant continu à collecteur à excitation bobinée [7]	
Excitation synchrone supraconductrice	Moteurs synchrones à excitation homopolaire supraconductrice	Moteurs synchrones à rotor bobiné supraconducteur		
Excitation synchrone à réluctance variable	Moteurs à double réluctance variable saillance Moteurs synchrones à réluctance variable [10,11,12,13,16,17]			
Excitation asynchrone à hystérésis		Moteurs à rotor à hystérésis [Poloujadoff_74]		
Excitation asynchrone à induction		Moteurs asynchrones (tournants ou linéaires à rail actif) à cage [2,4,5]	Moteur linéaire asynchrone à induit mobile ou embarqué [3]	
Excitation asynchrone généralisée³²		Machine asynchrone généralisée	Machine asynchrone généralisée	

³¹ C'est-à-dire à collecteur mécanique.

³² Pour les actionneurs à double alimentation, quatre combinaisons seraient possibles suivant la position de chacune des deux sources (généralement aimant permanents et excitation bobinée).

5.2.2 Exemples classés suivant la localisation de la source d'excitation par rapport à l'entrefer

	Source magnétique d'excitation dans l'entrefer (sans pièces polaires)	Source magnétique d'excitation à encoches ou à pièces polaires	Source magnétique d'excitation déportée hétéropolaire	Source magnétique d'excitation déportée homopolaire
Excitation synchrone à aimants permanents	Moteurs à aimants permanents en surface 14,15,18,20,21,22,23,24,25,26,33,34,35,37,38,39,40	Moteurs à aimants permanents à concentration de flux 28,31,32,41	Moteurs synchrone à aimants à griffes [Amaratunga]	Moteurs pas à pas «hybrides » à petites dents et excitation par aimant axial 19,27,29,30
Excitation synchrone bobinée	Moteurs à excitation bobinée sans fer 36	Turbo alternateur, moteur synchrone à pôles lisses 6,7	Alternateurs à griffes utilisés dans les automobiles 9	Générateurs moyennes fréquences [Baffrey_65] 8
Excitation synchrone supraconductrice	Moteurs synchrones à excitation supraconductrice bobinée [Kovalev]			
Excitation synchrone à réluctance variable	Moteurs synchrones	à réluctance variable	10,11,12,13,16,17	
Excitation asynchrone à hystérésis	Moteurs à hystérésis			
Excitation asynchrone à induction	Moteurs asynchrones à rotor massif 3,4	Moteurs asynchrones à rotor massif encoché 5,2		
Excitation asynchrone généralisée		Moteurs asynchrones (ou synchrones) généralisés		

Dans le cas des actionneurs polyexcités (généralement deux types d'excitation différents), les mêmes critères peuvent être appliqués à chacun.

5.3 Classements des actionneurs multi-polaires suivant le nombre de phases du bobinage de puissance

5.3.1 Les actionneurs monophasés

	Bobinage de puissance cyclique	Bobinage de puissance non cyclique
Excitation synchrone à aimants permanents	Moteur Lavet [Choa_98] 26,29,30	Bobine mobile, type haut-parleur 38,39,40,41
Excitation synchrone bobinée		
Excitation synchrone supraconductrice		Actionneur de sustentation magnétique
Excitation synchrone à réluctance variable	Moteur à réluctance variable monophasé [Guilbert_65] 11	Electroaimant à noyau plongeur 10
Excitation asynchrone à hystérésis	Moteur à hystérésis monophasé (à bague de Frager)	
Excitation asynchrone à induction	Moteur asynchrone monophasé (à bagues de Frager) 2	Lanceur à courants de Foucault 4

5.3.2 Les actionneurs polyphasés

On rappelle les différentes catégories de bobinages de puissance permettant de distinguer les couplages polaires (en jaune clair) des couplages dentaires (en vert)

Le bobinage de puissance	Réparti	Juxtaposé	Global
Hétéropolaire	<u>Polaire à champ tournant</u>	<u>Polaire à pôles saillants</u>	<u>Dentaire à griffes</u>
Homopolaire	<u>Dentaire Vernier</u>	<u>Dentaire à petites dents</u>	<u>Dentaire à bobinage global</u>

A partir de ces catégories, on peut établir une nouvelle classification :

Couplage	Polaire à champ tournant	Polaire à pôles saillants	Dentaire Vernier	Dentaire à petites dents	Dentaire à griffes	Dentaire à bobinage global
Excitation synchrone à aimants permanents	Moteurs synchrones à rotor à aimants [19,20,21,22,23,24,25]	Moteur discoïde plan à aimants permanents [Mecrow] [14,15,31,37]	Moteur Vernier à aimants [Llibre_98] [18]	Moteur pas «hybride » [Haroura_98] moteur pas à pas ESCAP [Claudet] [27]	Moteurs pas à pas griffes à aimants [Claudet] [34]	Moteurs à flux transverse à aimants [Martyn_98], [Weh_91] [28,32,33,35]
Excitation synchrone bobinée	Moteurs synchrones à rotor bobiné [7,8,9,36]			Générateur rotatif moyenne fréquence [Baffrey_65]		
Excitation synchrone supraconduc.	Moteurs synchrones à rotor supra. [Kovalev]	Moteur à rotor supra [Kovalev]				
Excitation synchrone à réluctance variable	Moteur synchrone à réluctance variable	Moteurs 6/4, 8/6 etc.... [13]	Moteur vernier à réluctance variable [Mukherji_94] [16]	Moteur pas à pas à petites dents [Laporte_87] [17]	Moteur pas à pas à griffe à réluctance [Jufer_98]	Moteur à bobinage global à flux trans. à réluctance [Chan_87] [12]
Excitation asynchrone à hystérésis	Moteur à rotor à hystérésis [Poloujadoff_74]					
Excitation asynchrone à induction	Moteur asynchrone à cage [3,5]					
Excitation asynchrone généralisée	Moteur asynchrone généralisé					

5.4 Classement des actionneurs multi-polaires suivant l'alimentation électrique

	Alimentation à fréquence fixe	Alimentation en boucle ouverte	Alimentation par collecteur mécanique	Alimentation par commutation électronique
Excitation synchrone à aimants permanents	Moteurs monophasés synchrones à aimants 41	Moteurs pas à pas à aimants 26,27,29,30,34,35,39,40	MCC à collecteur et à aimants 21,22	Moteurs synchrones autopilotés à aimants 14,15,18,19,20,23,24,25,28,31,32,33,37,38
Excitation synchrone bobinée	Machines synchrones couplées au réseau 6,8	Générateur synchrone à rotor bobiné à fréquence variable 9	MCC à collecteur et à excitation bobinée, Moteurs universels 7	Moteurs synchrones autopilotés à rotor bobiné 36
Excitation synchrone à réluctance variable	Moteurs synchrones à réluctance variable couplés au réseau, Vibreurs à réluctance variable.	Moteurs pas à pas à réluctance variable 10,11,12	Moteurs à réluctance variable à collecteur (19 ^{ème} siècle)	Moteurs à réluctance variable autopilotés 13,16,17
Excitation asynchrone à induction	Moteurs asynchrones alimentés directement par le réseau 2	Moteurs asynchrones commandés en boucle ouverte en U/f 4	Moteurs à répulsion ³³	Moteurs asynchrones à commande vectorielle ou à fréquence variable en boucle fermée (autopilotés) 3,5
Excitation asynchrone à hystérésis	Machines à hystérésis alimentées directement par le réseau	Moteurs à hystérésis commandés en boucle ouverte à fréquence variable		Moteurs à hystérésis à commande vectorielle ou à fréquence variable en boucle fermée (autopilotés)
Excitation asynchrone généralisée³⁴			Machine triphasée à système balais collecteur (Kron)	Machines triphasées à double alimentation (rotor et/ou stator alimentés à fréquence variable en contrôle vectoriel)

5.5 Classement par l'architecture mécanique

	Intérieure	Extérieure	Intermédiaire
Rotative Cylindrique	Machines cylindriques à rotor intérieur 1,2,5,6,7,8,9,12,13,15,16,17,26,29,30,31,34,39	Machines cylindriques à rotor extérieur 27,33,14	Machines cloches 22,28
Plane (Discoïde)	Machines discoïdes à double entrefer à rotor intérieur 11,21,35,38	Machines discoïdes à double entrefer à rotor extérieur 20,36	Moteurs discoïdes à un seul entrefer 37
Linéaire Cylindrique	Actionneurs à tiges mobiles, 3,41	Machines linéaires cylindriques [Sanada_92] 25	Actionneur à bobine mobile (haut-parleur) 40
Plane	Machines linéaires à mobile à l'intérieur du stator 23,32	Machines linéaires à mobile extérieur entourant le stator 19	Machines linéaires à un seul entrefer entre stator et mobile 4,10,24

³³ Il faut préciser que dans une machine à répulsion, ce n'est pas le bobinage de puissance (alimenté à fréquence fixe) mais celui d'excitation qui est alimenté par balais.

³⁴ Dans les machines à excitation synchrone généralisée, un des deux bobinages de puissance peut être directement relié au réseau (à fréquence fixe). On se préoccupe alors uniquement de la seconde source de puissance: celle à fréquence variable.

6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons tenté de faire une classification des différents actionneurs électromagnétiques. Celle-ci est basée sur la définition de critères, aussi découplés les uns des autres que possible.

Nous avons ensuite redéfini les notions d'excitation (synchrone, asynchrone...) et de couplage (dentaire ou polaire), afin de rendre cette classification plus compréhensible.

Les grandes familles d'actionneurs, issues de cette classification, ont été confrontées, de manière qualitative, dans une comparaison des couples volumiques. Nous avons ainsi mis en évidence l'intérêt des actionneurs à excitation synchrone à aimants permanents, à couplage dentaire pour obtenir de fortes densités d'effort. C'est à cette famille d'actionneurs que nous nous intéresserons dans la suite de cette thèse. En effet, elle se prête particulièrement bien au fractionnement de la zone active.

Chapitre II

Intérêts des actionneurs polyentrefers

1 Introduction

Nous avons, au cours du chapitre I, tenté de classer les différentes catégories d'actionneurs électromagnétiques. Nous avons aussi établi une comparaison simplifiée entre les actionneurs à couplage polaire et ceux à couplage dentaire. Cette comparaison, qui traçait l'évolution des performances en fonction des dimensions (effets d'échelle), ne prenait en compte les aspects thermique et mécanique que de façon très simplifiée. Pour pouvoir établir l'évolution des performances en fonction des dimensions de façon plus précise, il faut accepter de perdre en généralité, et de se concentrer sur quelques topologies bien précises.

Parmi les topologies électromagnétiques non conventionnelles, les actionneurs polyentrefers tiennent probablement la place des plus innovantes. L'objectif est d'augmenter les performances (force ou couple) des actionneurs de grandes dimensions (dimension caractéristique supérieure à la dizaine de centimètres), principalement destinés aux entraînements directs [Ben Ahmed_99]. Pour cela, l'idée de base est de remplir au mieux le volume disponible pour l'actionneur, afin d'augmenter ses performances volumiques. Un actionneur est alors constitué de plusieurs modules de base, plus ou moins indépendants, ayant chacun leur propre zone active d'entrefer. On augmente, de cette façon, la surface d'entrefer dans un volume donné. En considérant que la pression électromagnétique tangentielle peut être sensiblement maintenue, les performances globales en effort augmentent.

Sur cette idée, deux voies se sont tracées.

La première, et la plus connue, bien qu'encore très marginale, consiste à assembler des moteurs indépendants les uns des autres. On obtient alors des structures que nous appellerons polyentrefers multi-moteurs, ayant un couplage polaire. Les principales réalisations de ce type de structures sont des actionneurs polydiscoïdes, dont plusieurs applications industrielles existent déjà [Letellier_99].

La deuxième voie a principalement été étudiée au LESiR/Satie (à l'origine au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay). L'idée est toujours d'augmenter les surfaces d'entrefer dans un volume donné, mais en exploitant les avantages d'un bobinage de puissance global, commun, pour une même phase, à toutes ces surfaces. Nous parlerons alors de machines polyentrefers à bobinages globaux. Ces actionneurs sont à couplages dentaires.

Malgré des réalisations prometteuses de maquettes de faisabilité [Ben Ahmed_99], les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux n'ont pas encore connu

l'écho attendu, à la fois, dans la communauté scientifique et dans l'industrie. Ceci peut s'expliquer par deux raisons principales :

- La démonstration théorique de l'intérêt des actionneurs polyentrefers se fondait, jusqu'à présent, sur le principe d'homothétie totale. Ce principe imposait de réduire l'entrefer en même temps que les dimensions des motifs élémentaires, ce qui laissait penser à une utopie. On était alors en effet confrontés à des difficultés insurmontables de réalisation mécanique.
- La complexité mécanique est élevée et le saut technologique est très important. Nous aborderons ce point au chapitre 3.

Dans ce chapitre, après avoir présenté des exemples d'actionneurs polyentrefers, nous allons démontrer l'intérêt théorique des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux. Pour cela, nous prendrons en compte des contraintes mécaniques, magnétiques et thermiques aussi réalistes que possible.

2 Les différentes familles d'actionneurs polyentrefers

2.1 Les actionneurs polyentrefers multi-moteurs

Comme nous l'avons dit dans l'introduction, le principe des actionneurs polyentrefers multi-moteurs est d'occuper au mieux le volume attribué à l'actionneur. Pour cela, la solution la plus simple est d'associer mécaniquement des actionneurs magnétiquement indépendants. L'exemple le plus abouti, qui fait l'objet du développement de produits industriels (propulsion marine, génération éolienne) est l'actionneur polydiscoïde à aimants de Jeumont-Industrie [Letellier_99].

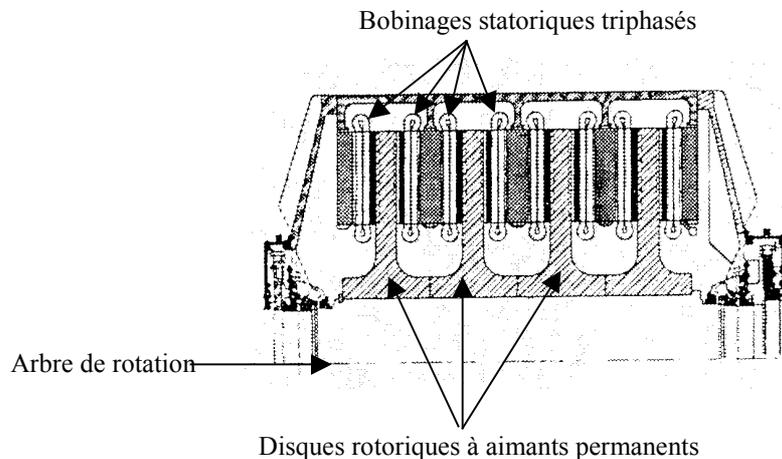


Fig. 2.1-Actionneur polydiscoïde Jeumont Industrie [Letellier_99]

Il s'agit d'une association d'actionneurs discoïdes à aimants permanents, à grand nombre de pôles et à champ tournant. Les aimants sont situés sur les disques rotoriques. Le stator porte les bobinages de puissances triphasés. Ces différents actionneurs sont mécaniquement reliés entre eux par l'arbre de rotation central.

L'intérêt des architectures à champ axial (discoïdes) réside dans la facilité de leur association en cascade. En effet, lorsqu'on accroît le nombre de pôles d'une machine à champ axial elle devient extra-plate, pour occuper au mieux un volume cylindrique disponible, il est alors aisé d'en associer plusieurs en « série » sur le même arbre [Multon_99]. Dans le cas d'architectures à champ radial, plus conventionnelles, l'accroissement de la polarité conduit à des structures en couronne, donc creuses. La bonne occupation de l'espace disponible nécessiterait la réalisation d'architectures poly-

cylindriques qui, bien qu'elles aient déjà été envisagées [Matt_87], semblent trop complexes à mettre en œuvre sur le plan mécanique.

Une évolution de ce type d'actionneur consiste à supprimer les circuits de retour du flux intermédiaire. Les disques sont alors mis en série magnétiquement. Cette solution permet d'obtenir des structures plus compactes, mais mécaniquement plus difficiles à réaliser. C'est la solution proposée pour une application de moteur d'avion de haute altitude [Coles_01]:

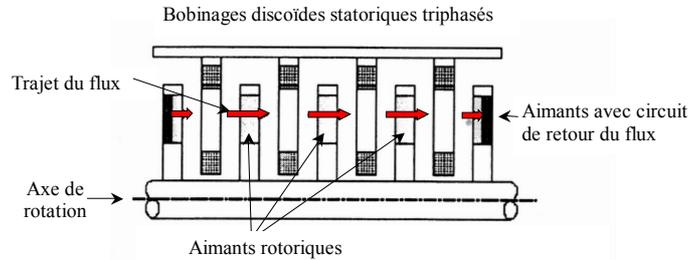


Fig. 2.2-Projet d'actionneur polydiscoïde à flux transversal [Coles_01]

Un autre projet, cette fois linéaire, a été proposé pour des générateurs. Cette fois, il s'agit d'une machine monophasée [Bolognesi_01].

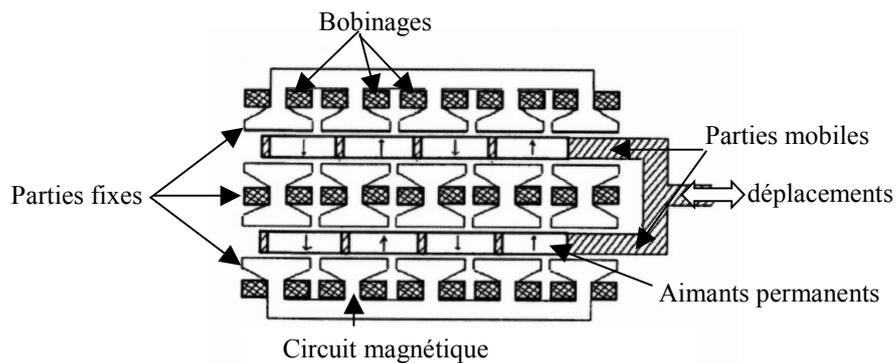


Fig. 2.3-Projet d'actionneur linéaire multi-plaques monophasé [Bolognesi_01]

Un autre prototype d'actionneur linéaire polyentrefere a été réalisé. Il s'agit d'un actionneur à réluctance variable ayant deux parties mobiles mécaniquement solidaires. Mis à part le fait que les plots statoriques centraux n'ont pas de bobinages, il se comporte comme un actionneur polyentrefere multi-moteur [Uday_95].

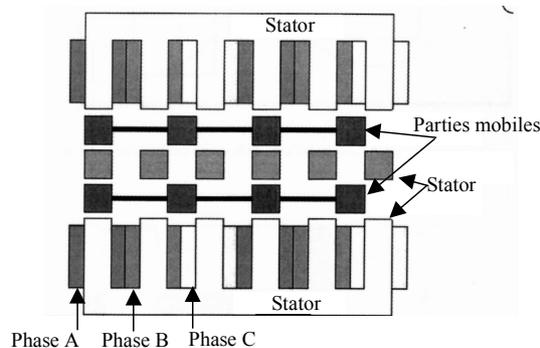


Fig. 2.4-Prototype d'actionneur polyentrefere polaire à réluctance variable [Uday_95].

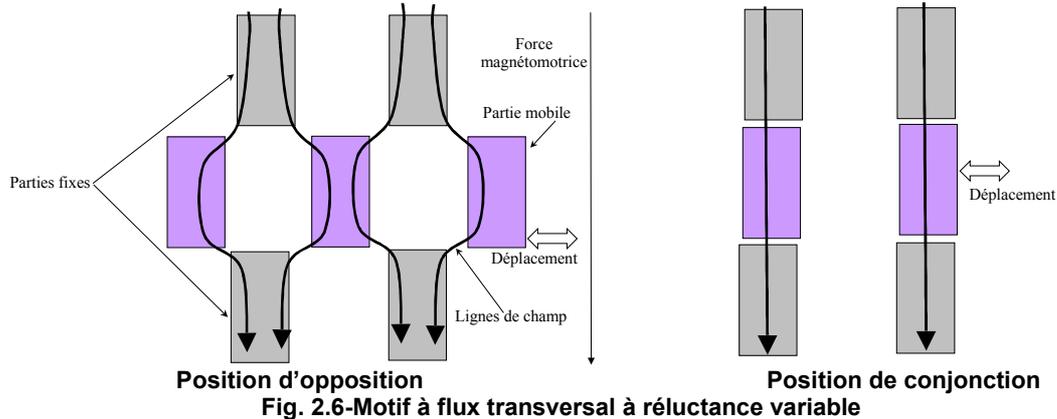
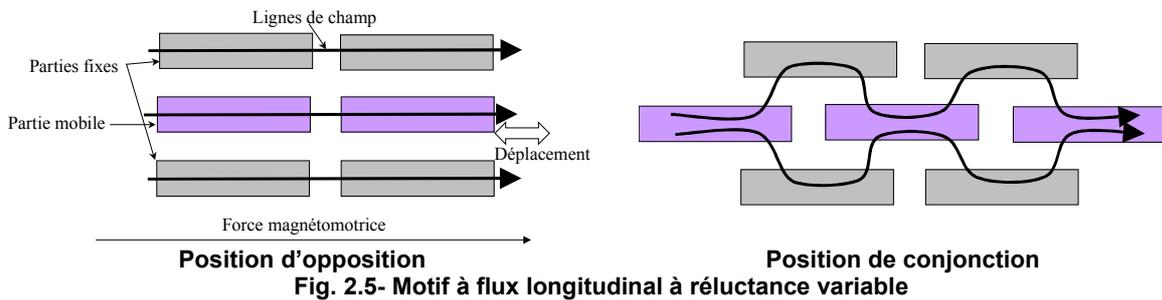
2.2 Les actionneurs polyentrefers dentaires (à bobinages globaux)

Tous les actionneurs polyentrefers que nous venons de citer, sont à couplage polaire. Nous avons vu au Chapitre 1 que ce couplage polaire était moins performant en terme de couple (ou de force) que le couplage dentaire. On peut alors tenter d'imaginer des structures bénéficiant à la fois de la compacité des actionneurs polyentrefers, et des performances des actionneurs à couplages dentaires. On obtient alors des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

Nous allons distinguer, dans cette présentation, les actionneurs à réluctance variable, et ceux à aimants permanents.

2.2.1 Les actionneurs à réluctances variables

Deux agencements sont possibles suivant que le flux est longitudinal ou transverse. On a alors deux motifs élémentaires :



De manière générale, le motif à flux longitudinal est facilement utilisable pour les actionneurs linéaires. Il est beaucoup plus délicat à utiliser dans les actionneurs rotatifs. Quant au motif à flux transversal, il est surtout utilisé dans les actionneurs rotatifs.

C'est au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay que C. Rioux et son équipe ont eu l'idée du concept polyentrefers suite à son étude critique des limites des performances des systèmes électrotechniques [Rioux_70]. La première réalisation conçue par MM. Rioux et Lucidarme (1980), est une machine triphasée poly-discorde à réluctance variable pure, dont la puissance est de 200 kW à 8 tr/s [Bastos_85]

Il faut néanmoins noter qu'une autre réalisation, sur le même principe, avait été présentée auparavant par Lewis E. Unnewhr de la compagnie Ford:

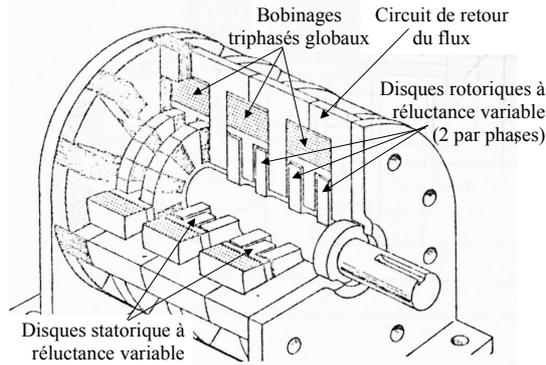


Fig. 2.7-Machine à réluctance variable discoïde polyentrefre à bobinages globaux [Unnewehr_76]

Le prototype réalisé était monophasé, d'une puissance de 6 kW à 5000 tr/mn et comportait deux disques de 17 plots, soit une fréquence maximale de 1,4 kHz.

Plus tard, un actionneur poly-cylindrique a été étudié au Laboratoire d'Orsay. Il présente deux particularités:

- Premièrement, il s'agit d'un actionneur à excitation bobinée homopolaire, basé sur les mêmes motifs réluctants.
- Deuxièmement, le couplage est dentaire Vernier (répartition du bobinage dans des encoches).

Son couple massique est cependant resté faible (200Nm pour 100 kg).

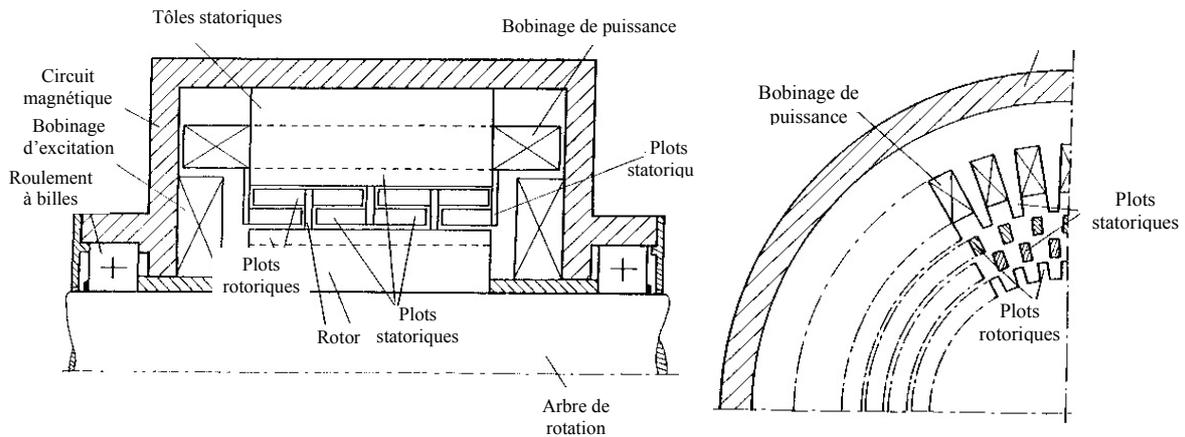


Fig. 2.8-Machines polycylindriques à couplage dentaire Vernier à excitation bobinée homopolaire[Matt_87]

La quatrième machine à réluctance variable est à champ longitudinal. Elle a été étudiée par MM. Matt, Rioux et Lucidarme (1987). Il s'agit d'un actionneur linéaire à plaques. Elle possède 26 entrefers d'environ $2/100^{\text{ème}}$ d'épaisseur (en réalité frottants). La partie active est constituée de 14 plaques fixes et de 13 plaques mobiles de 1mm d'épaisseur. La course vaut 40mm et le pas dentaire est de 6mm. Les performances sont données en régime permanent pour 1200N avec une masse active de 2kg.

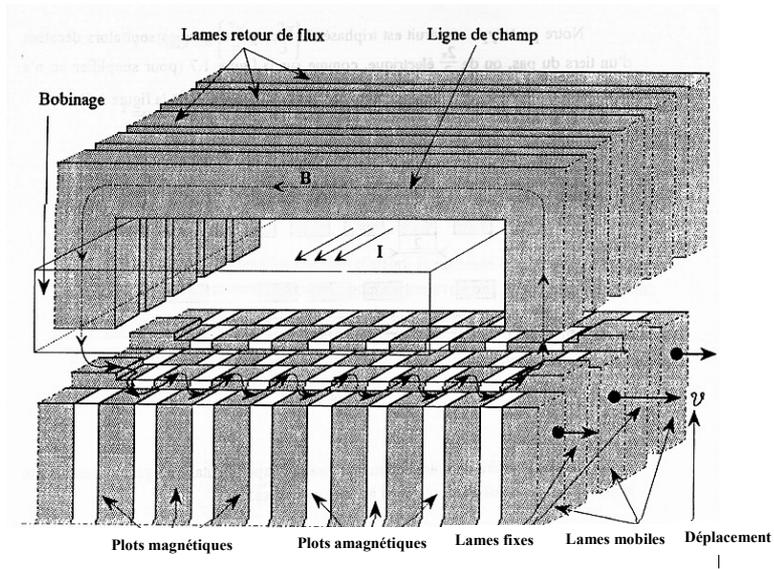


Fig. 2.9 a-Principe de l'actionneur linéaire à réductance variable à plaques mobiles

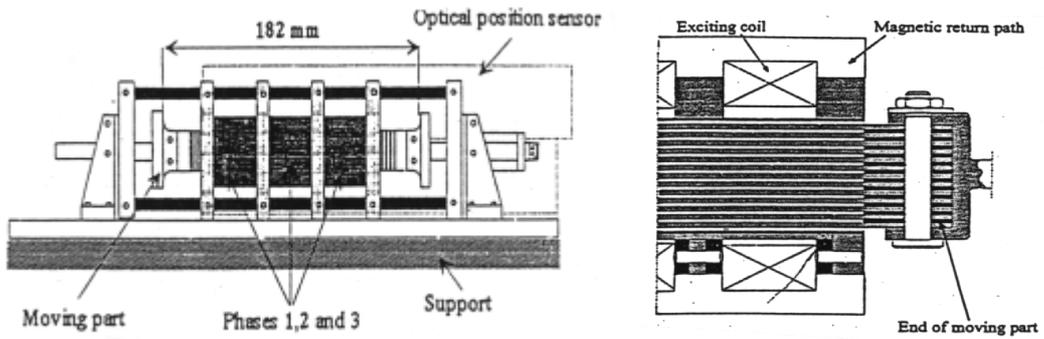


Fig. 2.9 b-Actionneur linéaire à réductance variable à plaques mobiles [Rioux_86] [Matt_87] [Amouri_91]

2.2.2 Les actionneurs à aimants permanents

En ce qui concerne les actionneurs à aimants permanents, M. Ben Ahmed a établi, dans sa thèse, quatre motifs élémentaires [Ben Ahmed_94].

- Le motif A, à champ d'induit transverse et à aimantation transverse

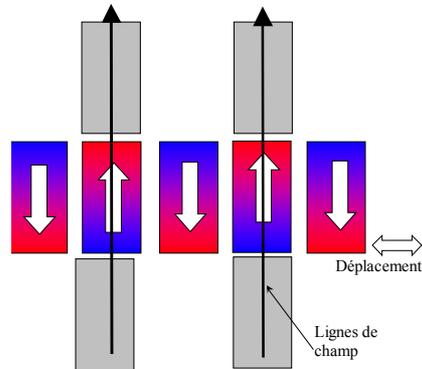


Fig. 2.10 a-Motif A

- Le motif B, à champ d'induit transverse et à aimantation longitudinale

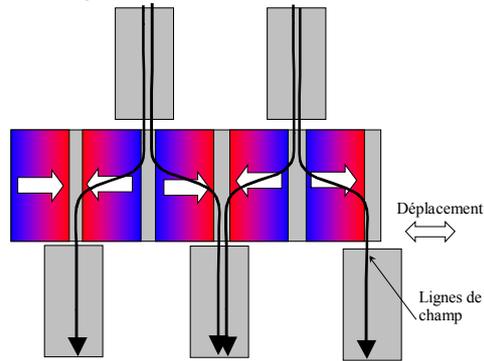


Fig. 2.10 b-Motif B

- Le motif C, à champ d'induit longitudinal et à aimantation transverse

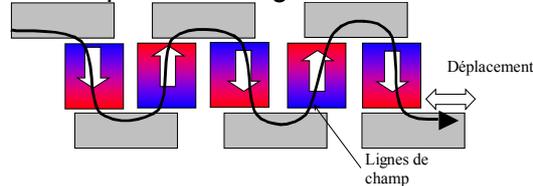


Fig. 2.10 c-Motif C

- Le motif D, à champ d'induit longitudinal et à aimantation longitudinale

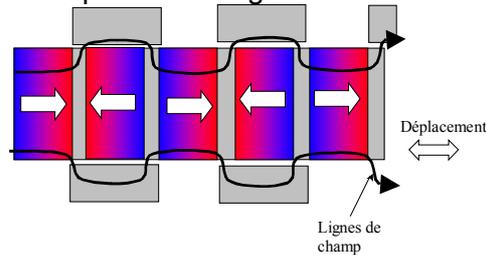


Fig. 2.10 d-Motif D

Pour la même raison que celle évoquée avec les motifs réductants, les motifs à champ longitudinal (motif C et D) n'ont été appliqués qu'aux machines linéaires.

Dans ces quatre motifs de bases, la partie mobile peut être indifféremment la partie réductante ou la partie aimantée.

Ces motifs se sont retrouvés dans différents actionneurs réalisés au cours des années 1980-2000, nous en présentons quelques uns.

La première application à aimants permanents voit le jour en 1987. C'est une machine à disques à aimants alternés (motif A) conçue avec la collaboration de Cegelec-Nancy. Elle a été dimensionnée pour l'entraînement d'un bras de robot pour le compte du C.E.A. [Lucidarme_87]

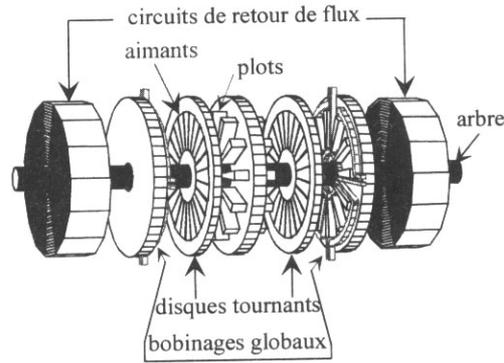


Fig. 2.11 Moteur à disques à aimants alternés Cegelec-Nancy [Ben Ahmed_94]

Le motif B a été appliqué sur un prototype étudié au L.E.M. avec les travaux de P.Poulot et P. Tia. Cette structure ne possède qu'un disque mobile (c'est-à-dire deux entrefers). Les trois phases sont placées côte à côte. Il s'agit d'une machine à bobinages globaux mais non polyentrefers, au même titre que les moteurs pas à pas à rotor disque de Portescap (mais avec un motif A).

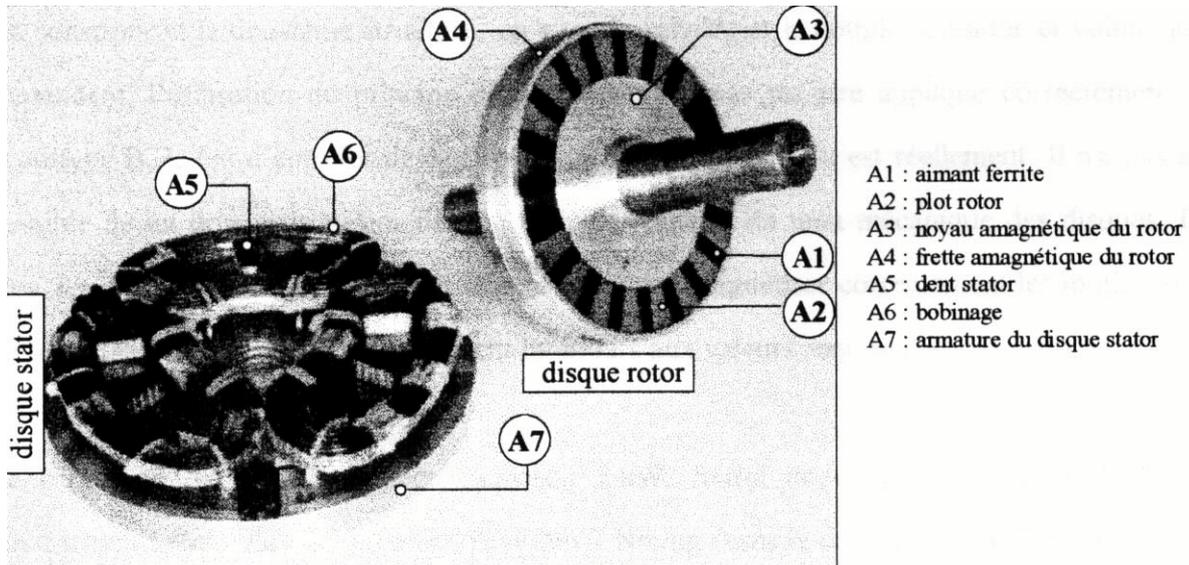


Fig. 2.12-Actionneur polyphasé à aimants monodiscoïde du LEM [Poulot_95]

Enfin l'un des derniers actionneurs en date, réalisé au L.E.Si.R en collaboration avec la société Radio Energie et la D.R.E.T., reprend le motif C de la thèse de M. Ben Ahmed. C'est un actionneur linéaire à aimants alternés, dont les structures de plots sont en étoiles disposées en quinconce et imbriquées. Cet actionneur est couramment appelé "actionneur étoile". Il possède 36 surfaces d'entrefer, sa course est de 55mm pour un pas dentaire de 13mm. Le diamètre extérieur hors tout est de 210mm, et sa longueur active est de 280mm. En régime impulsionnel, l'effort crête est estimé à 20kN.

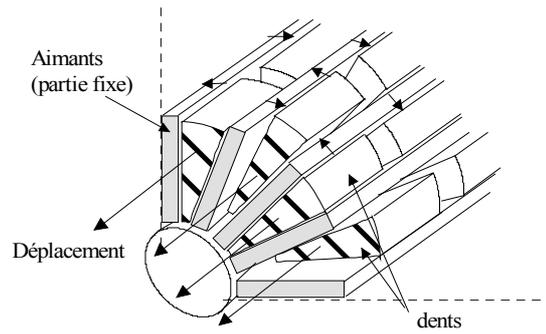
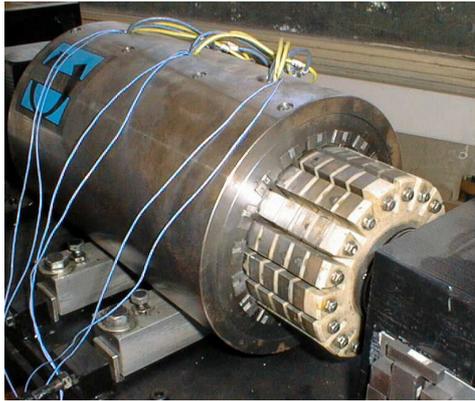


Fig. 2.13-Actionneur linéaire polyentrefere à structure étoile [Amiet_95] [BenAhmed_01]

3 Méthodologie de comparaison

Afin de démontrer l'avantage du concept de polyentrefere à bobinage global, nous allons établir une comparaison, aussi objective que possible, entre différents actionneurs linéaires [Cavarec_EM], [Cavarec_IEE]. Le choix d'actionneurs linéaires, et non pas rotatifs, permet de conserver un pas indépendant du rayon de l'actionneur. Ces actionneurs seront optimisés afin de fournir l'effort maximal pour un volume donné, en prenant en compte les seules pertes Joule. Les principales caractéristiques des actionneurs à bobinages globaux seront alors mises en avant et expliquées.

3.1 Présentation des architectures de bases de la comparaison

Nous avons choisi quatre architectures d'actionneurs linéaires à aimants permanents que nous allons présenter dans ce chapitre. Afin d'avoir une comparaison la plus équitable possible, les aimants seront disposés en surface dans chacune d'entre elles.

3.1.1 L'architecture mono-entrefere de base

Cette première architecture est la plus conventionnelle, nous la nommons **architecture mono-entrefere**. Elle possède des aimants permanents de surface. Par rapport à l'architecture classique rotative, la principale différence vient du découplage magnétique des phases. En effet, ici, les phases sont placées à côté les unes des autres, et non pas imbriquées, les enroulements sont bobinés autour de pôles saillants. On peut cependant considérer que cette architecture se comporte comme les moteurs linéaires à champ glissant, dans lesquels les phases sont imbriquées.

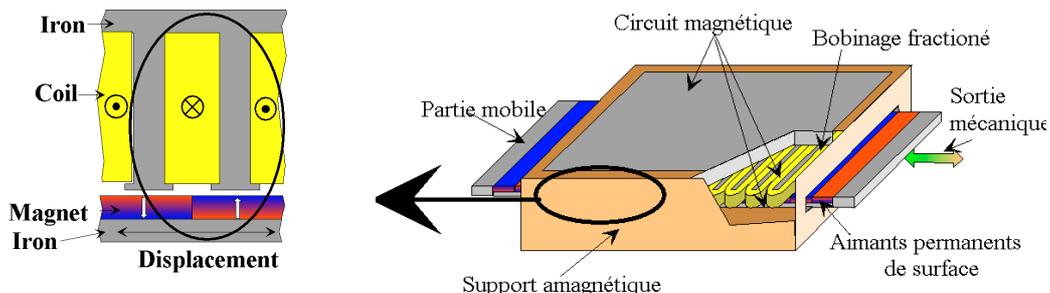


Fig. 2.14-Structure de base mono-entrefere(1) et vue 3D d'une phase.

3.1.2 L'architecture multi-moteurs

Cette seconde architecture est fondée sur la structure mono-entrefers précédente. La principale différence est qu'elle n'a plus une seule, mais plusieurs parties mobiles travaillant en parallèle.

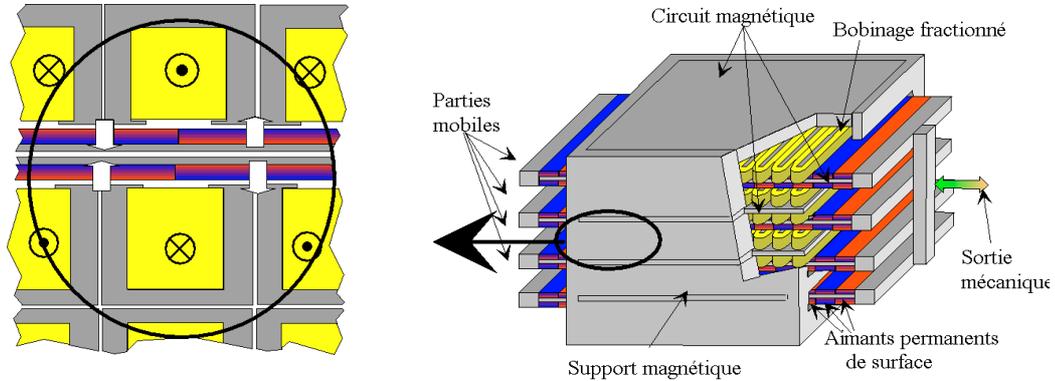


Fig. 2.15-Architecture multi-moteurs (2) et vue 3D d'une phase.

3.1.3 L'architecture polyentrefers à bobinage réparti

Cette troisième architecture est assez proche de l'architecture multi-moteur. Elle se différencie au niveau des circuits de retour du flux, qui sont fortement réduits. Dans ce cas, le flux est commun à toutes les surfaces d'entrefers. Pour une même force, le volume de l'actionneur est diminué. La réalisation mécanique est, en revanche, légèrement plus délicate. On retrouve alors l'actionneur multi-plaques décrit précédemment [Bolognesi_01] (c.f. § 2.1)

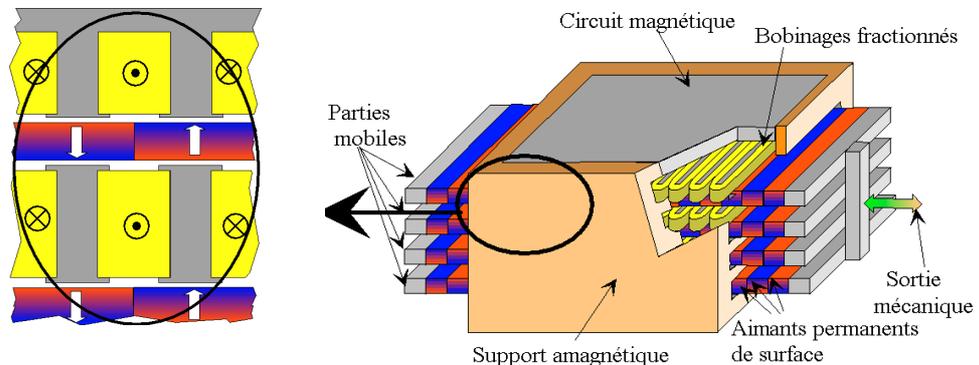


Fig. 2.16-l'architecture polyentrefers à bobinage réparti (3) et vu 3D d'une phase de l'actionneur.

3.1.4 L'architecture polyentrefers à bobinage global

Enfin, l'architecture polyentrefers à bobinage global, qui fait l'objet de cette thèse, met en œuvre les mêmes parties mobiles à aimants permanents en surface que les architectures précédentes. Cependant, un seul bobinage global est nécessaire par phase. Cette structure, basée sur celle de l'actionneur polyentrefers étoile, est à flux longitudinal [BenAhmed_01]. Alors que les architectures précédentes étaient à couplage polaire, il est intéressant de remarquer que cette architecture polyentrefers à bobinage global est à couplage dentaire (c.f. Chapitre I, § 2.2)

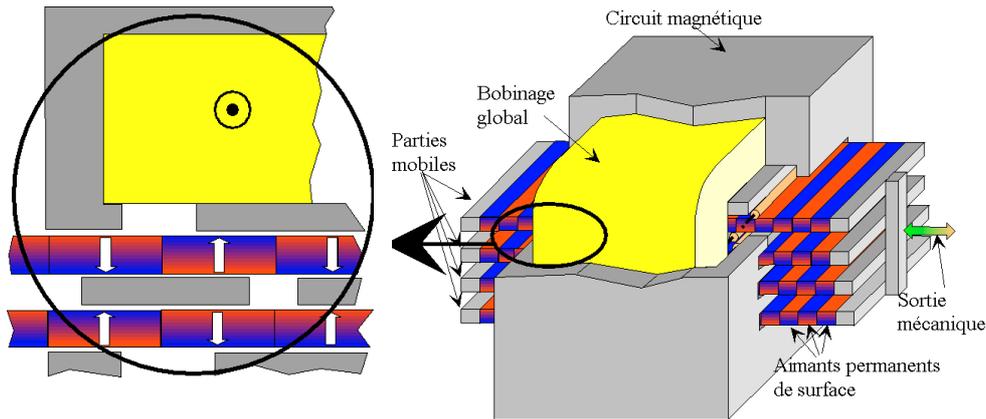


Fig. 2.17-Architecture polyentrefere à bobinage globale (4) et vue 3D d'une phase.

3.2 Optimisation des architectures pour la maximisation de la force

Pour pouvoir comparer ces quatre architectures, chacune doit être optimisée dans les mêmes conditions que les autres. Les modèles magnétiques sont basés sur un calcul par éléments finis, non linéaire, deux dimensions [Ben Ahmed_94] [Desesquelles_88], alors que le modèle thermique est analytique.

3.2.1 Le calcul de la force électromagnétique

Le but de ce calcul par éléments finis est de pouvoir comparer les forces volumiques des différentes architectures que l'on vient de présenter.

La valeur moyenne de l'effort peut être calculée grâce au diagramme flux/ampères-tours dans le cas particulier d'une alimentation par des créneaux de courant en phase avec la variation de flux [Miller_95]. Cette alimentation particulière permet de simplifier considérablement le calcul de la force à partir de la seule position de conjonction (flux inducteur maximal), y compris en régime non linéaire.

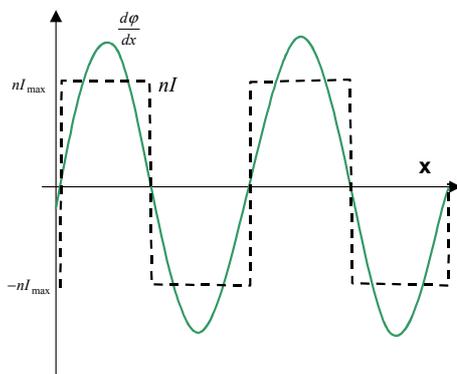


Fig. 2.18 a-créneau de courant en phase avec la variation du flux

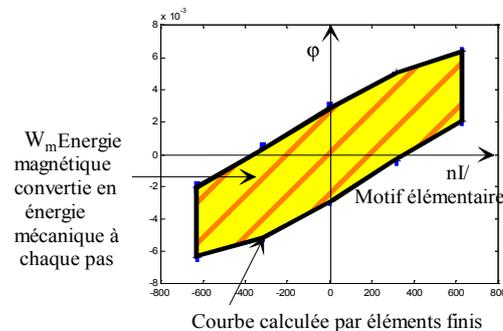


Fig. 2.18 b-cycle de conversion d'énergie pour un motif élémentaire.

L'aire du w_m cycle représente l'énergie transférée de la source d'électrique à la charge mécanique à chaque pas de l'actionneur (hors pertes mécaniques et magnétiques). Dans le cas de créneaux de courant parfaits (c.f. Figure 2.18), nous avons :

$$w_m = 2 \cdot \int_{\varepsilon_{\min}}^{\varepsilon_{\max}} \phi(nI) \cdot d\varepsilon \quad (2.1)$$

où ε_{\max} est la valeur crête de la force magnéto-motrice appliquée à chaque motif, (lorsque l'on a N_s motifs en série, la force magnéto-motrice appliquée à chaque motif est égale à la force magnéto-motrice totale divisée par N_s)

et φ le flux par motif calculé par éléments finis.

La force moyenne f d'un motif élémentaire est égale à la surface W_m divisée par le pas :

$$f = \frac{W_m}{\tau} \quad (2.2)$$

La force totale \bar{F} de l'actionneur polyphasé est la somme des forces de chaque motif (N_s en série et N_p en parallèle) pour les q phases:

$$F = \sum f = q \cdot N_p \cdot N_s \cdot f \quad (2.3)$$

$$F = q \cdot N_p \cdot N_s \cdot \frac{W_m}{\tau} \quad (2.4)$$

N.B. : Pour les actionneurs **non saturés** alimentés par un courant en phase avec la FEM, l'énergie transférée peut être facilement calculée comme suit :

$$w_m = k_f \cdot \Delta\varphi_e \cdot \Delta\varepsilon = 4 \cdot k_f \cdot \varphi_e \cdot \varepsilon \quad (2.5)$$

Avec :

φ_e : Le flux magnétique du motif lorsque le courant est nul;

ε : La valeur maximale de la force magnétomotrice appliquée au motif ;

k_f : Le coefficient de forme, $k_f=1$ avec un courant créneau à 180°, et $k_f=\pi/4$ avec un courant et un flux sinusoïdaux.

3.2.2 La méthode des éléments finis pour les architectures classiques

Nous avons décidé de nous concentrer sur une seule phase d'actionneur, une approche rendue possible grâce à l'indépendance magnétique des phases.

La première des trois architectures « classiques » (i.e. l'architecture de base mono-entrefer, l'architecture multi-moteurs, et l'architecture polyentrefer à bobinage réparti) peuvent être, grâce aux axes de symétrie, simulées avec un simple calcul par éléments finis 2D.

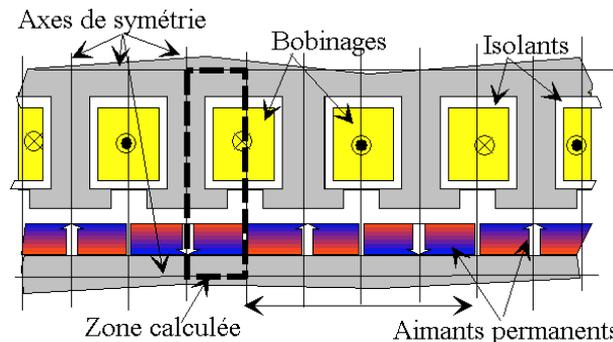


Fig. 2.19- Une partie de l'architecture multi-moteurs avec la partie modélisée par éléments finis 2D (c.f. Figure 14)

Le calcul s'effectue sur le quart du pas τ de l'actionneur. Sur ce dessin, le flux reste parallèle au côté haut, bas et gauche de l'élément et traverse le côté droit. Nous verrons, en effet, que pour calculer l'effort moyen sur un pas, seul le calcul de la position de conjonction suffit.

3.2.3 Le modèle éléments finis de l'architecture polyentrefer à bobinage global

En ce qui concerne l'architecture polyentrefer à bobinage global, les dimensions des motifs élémentaires sont beaucoup plus petites que celles du bobinage global. Il n'est alors pas possible de simuler l'actionneur en entier. Le circuit de retour du flux est alors

considéré comme parfait (perméabilité infinie), et dimensionné pour conserver les sections de passage du flux.

En utilisant les axes de symétrie, la zone de calcul peut être fortement réduite.

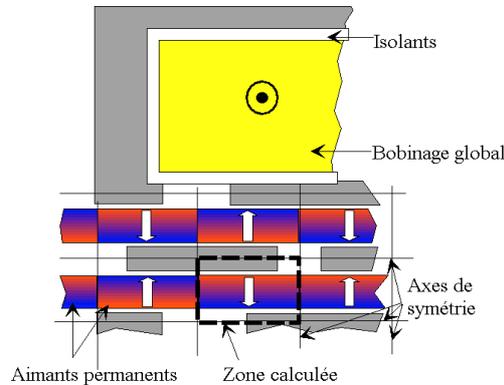


Fig. 2.20: Axes de symétrie de l'architecture polyentrefers à bobinage global

Le calcul s'effectue alors sur la moitié du pas τ de l'actionneur.

3.2.4 Le modèle des caractéristiques des matériaux magnétiques

Nous avons utilisé un modèle non linéaire classique du fer magnétique, basé sur une approximation analytique de la courbe $B(H)$ suivante:

$$\mu_r(H) = 1 + \frac{B_{sat.}}{\mu_0 \cdot H} \cdot \arctan\left(\frac{\mu_0 \cdot (\mu_{r_max} - 1) \cdot H}{B_{sat.}}\right) \quad (2.6)$$

Les courbes magnétiques du matériau considéré (le fer) sont représentés dans les dessins suivants:

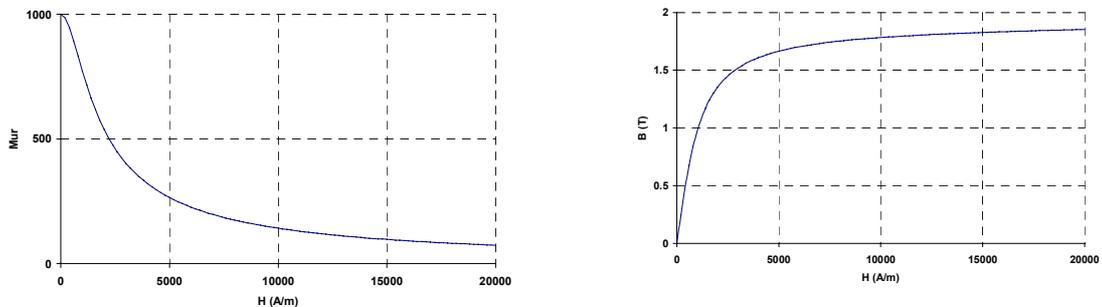


Fig. 2.21: Courbes de perméabilité relative et de l'induction du matériau utilisé dans les calculs (les paramètres du modèle analytique $\mu_r(H)$ sont : $B_{sat} = 1.6T$ et $\mu_{r_max} = 1000$)

3.2.5 Le modèle thermique

Une difficulté majeure de ce genre de comparaison est la complexité du modèle thermique. Celui-ci est déterminant car la force magnétomotrice (nI) d'un motif élémentaire est directement limitée par les pertes Joule que peut évacuer l'actionneur.

Nous avons choisi le cas d'un actionneur refroidi par convection naturelle dans l'air en régime permanent. Dans une première approche, nous considérons que le cuivre et le fer ont tous deux une température homogène. Cette hypothèse est raisonnable étant données les conductivités thermiques du fer (environ $50 \text{ W} \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$) et du cuivre (environ $380 \text{ W} \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$, mais avec un coefficient de remplissage de 100% !), très élevées devant celle de l'isolant (environ $0.15 \text{ W} \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$).

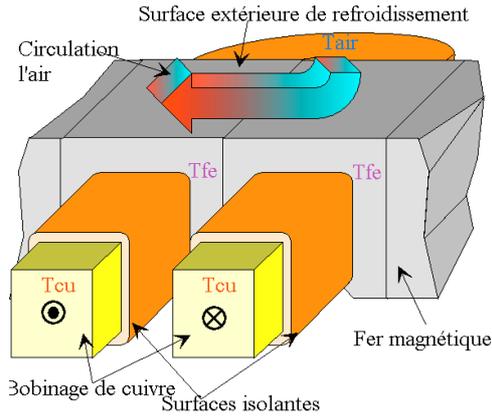


Fig. 2.22 a-Modèle thermique de l'assemblage bobinage isolant circuit magnétique

Nous considérons ici la production de force et non de puissance. Le fonctionnement est donc à faible fréquence, on peut négliger ainsi les pertes fer devant les pertes Joule.

Avec un courant en créneaux, on a:

$$P_{cu} = \rho_{cu} \cdot J_{cu}^2 \cdot V_{cu} \quad (2.7)$$

En régime thermique permanent, on obtient:

$$P_{cu} = \frac{\zeta_i \cdot S_i \cdot (T_{cu} - T_{fe})}{e_i} \quad (2.8)$$

et $P_{cu} = \xi_{th} \cdot S_{th} \cdot (T_{fe} - T_{air}) \quad (2.9)$

avec:

- P_{cu} : pertes Joule totales
- ρ_{cu} : résistivité électrique du cuivre
- J_{cu} : densité de courant maximal dans le bobinage de cuivre
- V_{cu} : volume de cuivre
- ζ_i : conductivité thermique de l'isolant (en $W \cdot K^{-1} \cdot m^{-1}$)
- S_i : surface d'isolant entre le cuivre et le circuit magnétique
- e_i : épaisseur de l'isolant
- ξ_{th} : coefficient de dissipation thermique de la surface extérieure de l'actionneur pour la convection naturelle et rayonnement (en $W \cdot K^{-1} \cdot m^{-2}$)
- S_{th} : surface de refroidissement extérieure de l'actionneur
- T_{cu} : température du bobinage
- T_{fe} : température du circuit magnétique
- T_{air} : Température de l'air

Nous pouvons résumer la modélisation thermique par le simple schéma équivalent suivant :

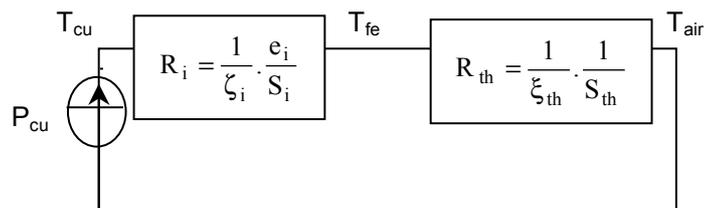


Fig. 2.22 b-Modèle électrique équivalent représentant l'évacuation de la chaleur dissipée dans le bobinage

3.2.6 Paramètres représentant les dimensions globales

L'optimisation a été réalisée avec une **section globale carrée**, ce qui signifie que la hauteur de l'actionneur H_a doit être égale à sa largeur L_a .

$$H_a = L_a$$

Cependant, la longueur L n'a pas été directement imposée; elle est fixée par le volume total V :

$$L = \frac{V}{H_a \cdot L_a}$$

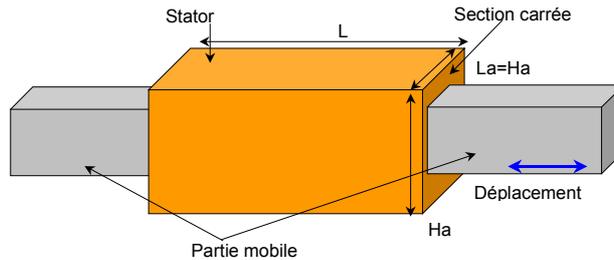


Fig. 2.23-Forme de l'actionneur de section carrée

3.2.7 Les paramètres dimensionnels du motif pour les architectures classiques

Les architectures dites classiques font référence aux trois architectures présentées précédemment : l'architecture mono-entrefer, l'architecture multi-moteurs et l'architecture polyentrefer à bobinage réparti. Elles présentent, toutes trois, de nombreux points communs et peuvent être optimisées avec les mêmes paramètres dimensionnels.

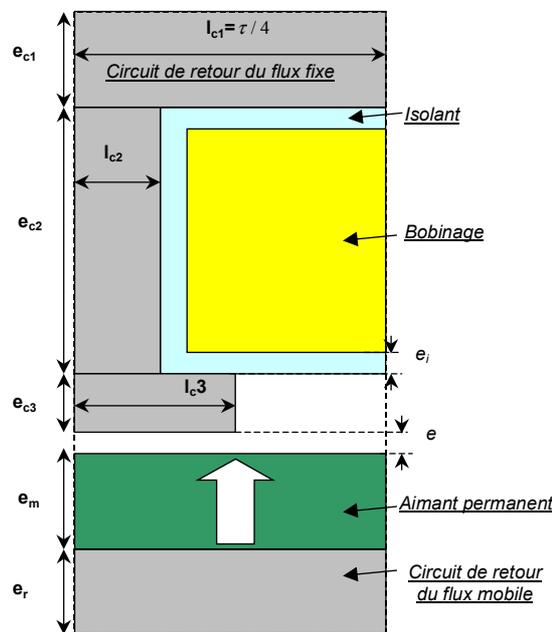


Fig. 2.24-Paramètres géométriques des motifs des architectures « classiques »

Pour l'architecture mono-entrefer, toutes les dimensions, mise à part l'épaisseur g de l'entrefer et l'épaisseur e_i de l'isolant, sont des paramètres optimisables.

Pour l'architecture multi-moteur, il faut ajouter un nouveau paramètre d'optimisation : le nombre de motifs en parallèle (N_p). On peut alors calculer le nombre de motifs en série avec le volume total et le volume d'un motif.

Pour l'architecture polyentrefers à bobinage réparti, le paramètre e_{c1} disparaît à cause de l'absence de circuits intermédiaires de retour du flux.

3.2.8 Paramètres géométriques du motif et de l'actionneur complet pour l'architecture à bobinage global

Pour l'architecture à bobinage global, les paramètres sont séparés en deux catégories : les dimensions géométriques du motif et les dimensions globales de l'actionneur.

Les paramètres dimensionnels du motif sont :

- e_{c1} : l'épaisseur de la zone magnétique,
- l_{c1} : la longueur de la zone magnétique,
- e_m : l'épaisseur de l'aimant
- l_m : la longueur de l'aimant (la moitié du pas τ)

Les paramètres dimensionnels globaux sont :

$$k_{LHa} = \frac{L}{Ha} : \text{le rapport entre la longueur et la hauteur}$$

$$k_{CuHa} = \frac{e_{cu}}{Ha} : \text{le rapport entre l'épaisseur du bobinage global } e_{cu} \text{ (y compris l'épaisseur des isolants) et la hauteur,}$$

Comme pour les architectures classiques, on a une section carrée :

$$Ha=La$$

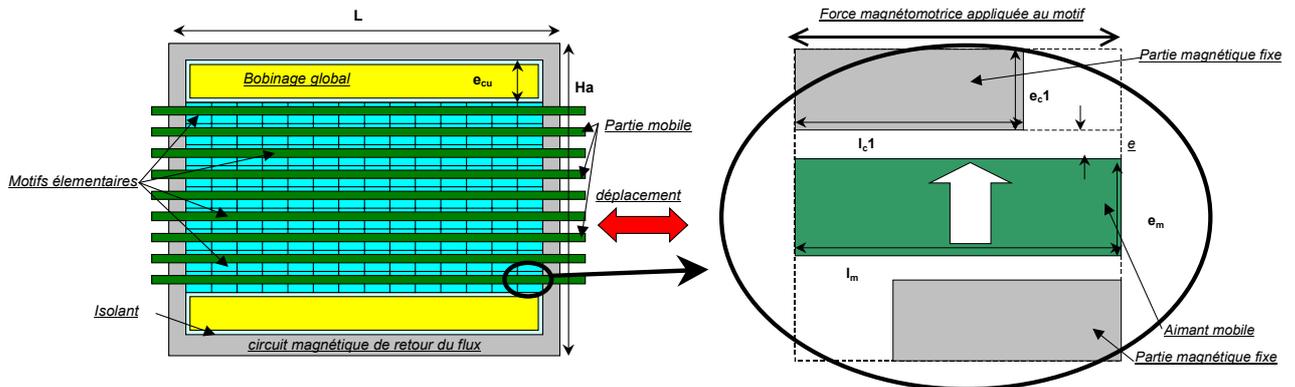


Fig. 2.25-Paramètres géométriques globaux et associés aux motifs (représentés en position de conjonction)

3.2.9 L'algorithme d'optimisation

Le but de l'algorithme de recherche est d'optimiser chacune des différentes architectures. Pour pouvoir obtenir une architecture réalisable, l'entrefer est maintenu à une valeur constante (arbitrairement 1 mm), ce qui est intimement lié à la technologie utilisée

pour les actionneurs (précision d'usinage et des guidages mécaniques). Ainsi, les comparaisons seront les plus réalistes possible.

L'optimisation géométrique est difficile à cause du nombre de paramètres libres (supérieur à 6). Dans ces conditions, les algorithmes d'optimisation classiques se font facilement piéger par les optima locaux.

Nous avons utilisé un algorithme génétique, basé sur le principe de la sélection naturelle. En effet, celui-ci permet d'atteindre, moyennant des essais pour trouver les bons paramètres de réglage de l'algorithme, de manière stochastique, l'optimum global de la fonction.

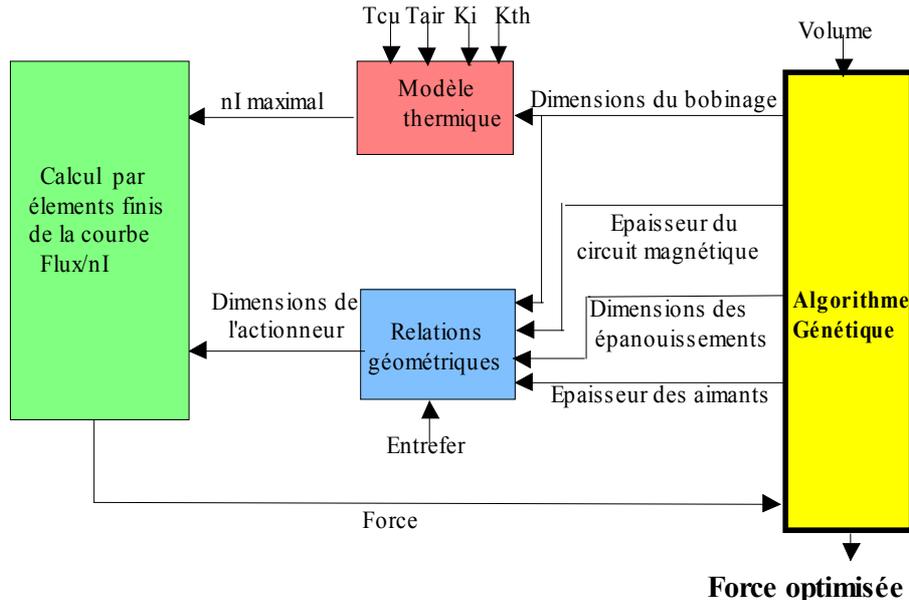


Fig. 2.26-Schéma global de l'optimisation de la force à volume, échauffement et entrefer donné

3.3 Résultats d'optimisation

3.3.1 Les conditions d'optimisation

Les valeurs des paramètres utilisés pour l'optimisation peuvent être résumées dans le tableau suivant :

ζ_i :	la résistivité thermique de l'isolant	0.15 W/°C.m (papier imprégné)
ξ_{th} :	le coefficient de dissipation thermique	10 W/°C.m ² (convection naturelle)
T _{cu} :	température maximale du cuivre	120°C
T _{air} :	température de l'air	20°C
e _i :	épaisseur de l'isolant	1 mm
e:	épaisseur de l'entrefer (jeu mécanique)	1 mm
B _{sat} :	paramètre de saturation du modèle du fer	1.6 T
B _r :	induction rémanente des aimants	1 T
μ_{r_max} :	paramètre de perméabilité initiale du fer	1000

Tableau des valeurs des paramètres externes d'optimisation

3.3.2 Optimisation des architectures classiques

En utilisant ces paramètres, nous avons obtenu des valeurs optimales indépendantes du volume global de l'actionneur. En effet, pour maximiser leurs surfaces de refroidissement, l'algorithme d'optimisation sélectionnait toujours la forme la plus allongée possible. On obtient alors des actionneurs de section carré dont la longueur est directement proportionnelle au volume.

Les résultats sont présentés dans le tableau suivant :

Variable	Architecture mono - entrefers	Architecture multi-moteurs	Architecture polyentrefers à bobinage réparti
e_{c1} (mm)	1.9	1.8	0
l_{c1} (mm)	4.7	5.1	5.5
e_{c2} (mm)	12.0	12.0	12.1
l_{c2} (mm)	1.9	1.9	2.2
e_{c3} (mm)	0.9	0.9	2.2
l_{c3} (mm)	4.0	4.4	4.7
e_m (mm)	2.8	2.9	3.1
e_r (mm)	2.3	2.4	0
Ns	1	2	2
Epaisseur du bobinage (mm)	10	10	10.1
Longueur du bobinage (mm)	3.6	4.4	4.6
Pas τ (mm)	18.8	20.5	22.1
Densité de courant J_{cu} (A/mm ²)	5.2	5	4.9
Température du circuit magnétique T_{fe} (°C)	115	115	115
Force volumique (N/dm ³)	389	424	476

Tableau de résultats des architectures classiques

La figure 2.27 montre les motifs élémentaires de l'architecture multi-moteurs et de l'architecture polyentrefers à bobinage réparti.

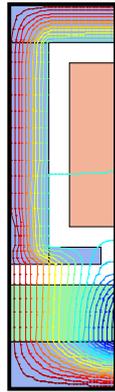


Fig. 2.27a-l'architecture multi-moteurs optimisée

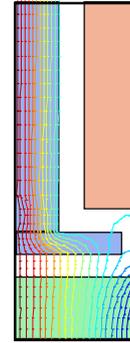


Fig. 2.27b-l'architecture polyentrefere à bobinage réparti optimisée

3.3.3 Optimisation de l'architecture polyentrefere à bobinage global

Dans le cas de l'architecture polyentrefere à bobinage global, les conditions de refroidissement changent avec les dimensions. Il y a donc un effet d'échelle.

On peut représenter les variables optimisées en fonction du volume total comme suit :

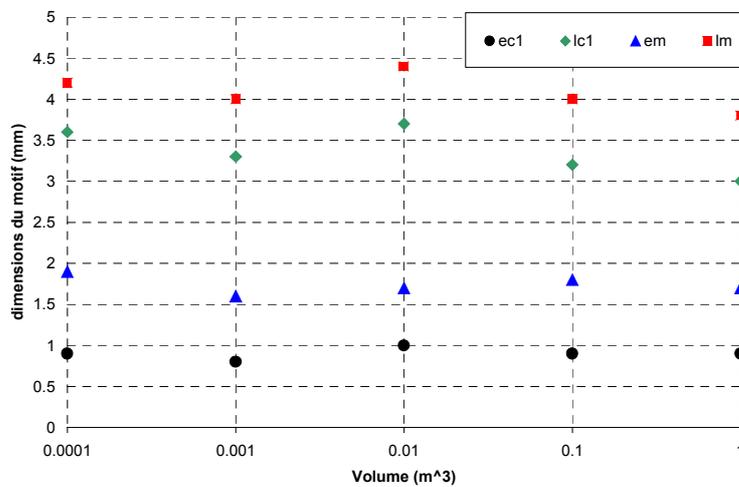


Fig. 2.28 a-Dimensions optimisées du motif de l'architecture polyentrefere à bobinage global en fonction du volume

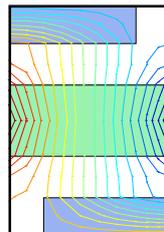


Fig. 2.28 b-Motif optimal de l'architecture polyentrefere à bobinage global

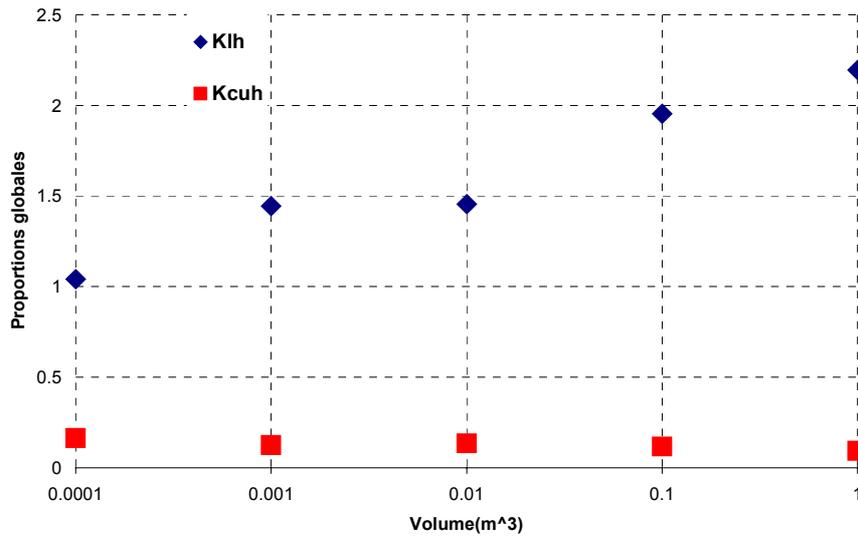


Fig. 2.28 c-Proportions de l'architecture polyentrefrer à bobinage global en fonction du volume.

Un des principaux résultats de l'optimisation de l'architecture polyentrefrer à bobinage global est que les formes globales ne dépendent pas ou peu du volume total :

Les actionneurs à bobinages globaux optimisés ont tous un rapport longueur / hauteur aux alentours de 2.5, qui correspond à un compromis entre un refroidissement efficace (ce qui signifie plus de courant), et un nombre important de motifs en parallèle (ce qui augmente à la fois le flux et sa dérivée).

L'autre résultat remarquable est que les dimensions des motifs optimaux ne dépendent pas beaucoup des dimensions globales. On peut alors parler de « motif élémentaire optimal » (c.f. figure 2.28 b).

3.3.4 Comparaison des architectures

La première comparaison des architectures consiste à observer l'évolution de la force en fonction du volume dans les conditions précédemment présentées (c.f. § 3.3.1).

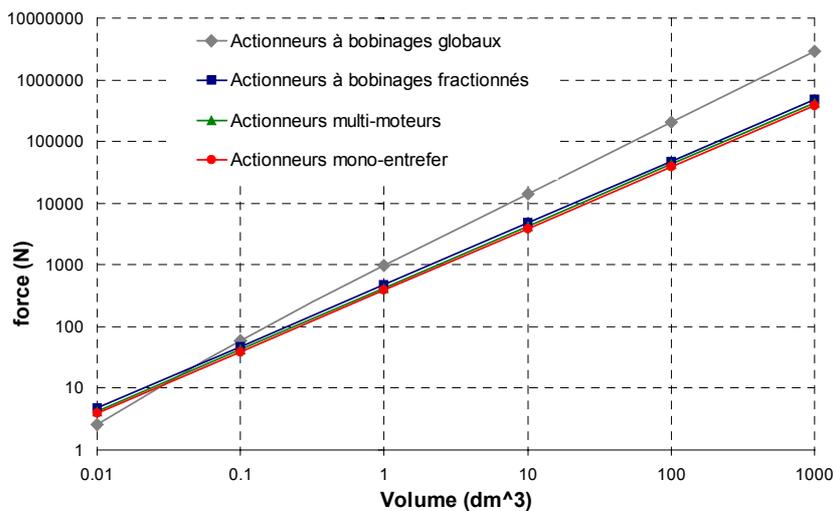


Fig. 2.29: Evolution de la force en fonction du volume

L'architecture polyentrefrer à bobinage réparti permet d'obtenir une force plus importante que l'architecture multi-moteurs.

De plus, pour les volumes importants, au-delà d'un certain volume et/ou d'une certaine valeur de force (ici environ 50 cm³), l'architecture polyentrefer à bobinage global devient la plus performante. A l'opposé, pour les faibles volumes, cette architecture est équivalente aux autres.

Plus parlante, la comparaison de la force volumique est donnée à la figure suivante :

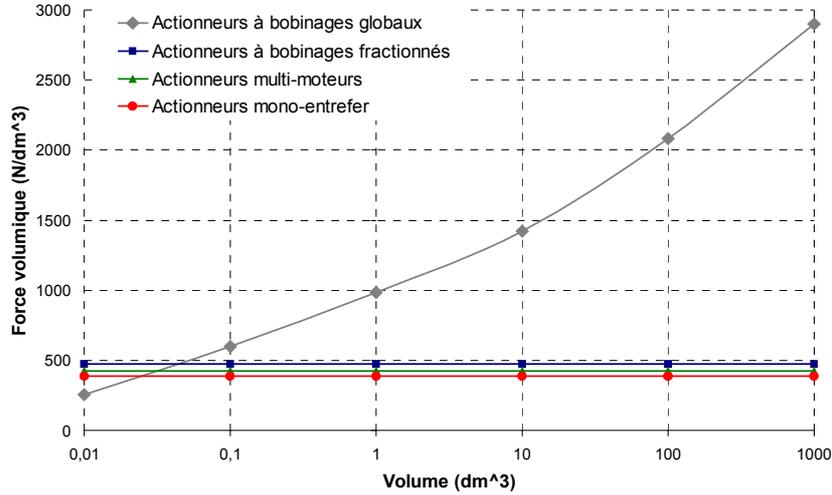


Fig. 2.30 a-Evolution de la force volumique en fonction du volume pour un coefficient de dissipation thermique de $\xi_{th} = 10 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$

Ces courbes montrent que la force volumique est constante pour les architectures classiques (pas d'effet d'échelle). Ce résultat vient du fait que ces architectures sont principalement limitées par des considérations thermiques. Pour les très petits volumes, l'architecture polyentrefer à bobinage global est pénalisée par le flux longitudinal et n'atteint qu'une force volumique inférieure aux architectures classiques. Cependant, dès que la contrainte thermique devient prépondérante, l'architecture polyentrefer à bobinage global atteint une force volumique bien plus importante.

Sous de meilleures conditions de refroidissement, toutes les architectures améliorent leurs performances. D'un côté, l'architecture polyentrefer à bobinage global atteint sa limite magnétique, ce qui signifie que le motif optimal dépend désormais du volume de l'actionneur. D'un autre côté, de par le fractionnement de leurs surfaces bobinables, les architectures classiques sont pénalisées par la grande résistance thermique de l'isolant.

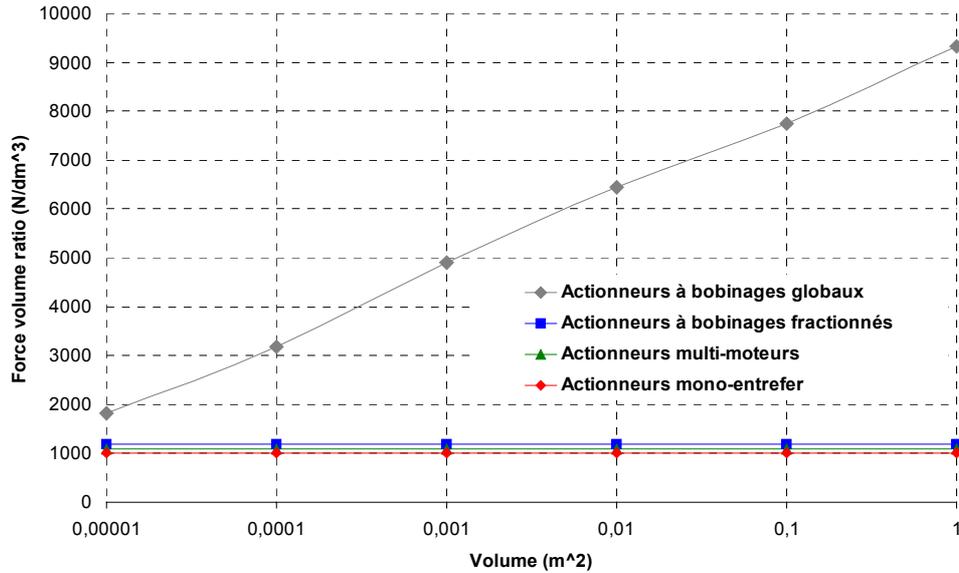


Fig. 2.30b: Evolution de la force volumique en fonction du volume pour un coefficient de dissipation thermique extérieur de $\xi_{th} = 100 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ (convection forcée)

3.4 Loi de similitude pour l'architecture polyentrefre à bobinage global

3.4.1 Rappel de la loi de similitude dans les actionneurs conventionnels

Les lois de similitudes sont utilisées pour faire des comparaisons rapides entre différents types d'actionneurs. De la même manière qu'au chapitre I, § 4.2, il s'agit d'établir des règles, aussi réalistes que possibles, mettant en évidence l'évolution des performances de l'actionneur lorsque les dimensions évoluent de façon homothétiques.

Par exemple, un actionneur à aimant permanent à couplage polaire voit son couple volumique suivre la loi :

$$C/V \propto l^{*0.5} \cdot \lambda_{th}^{0.5}$$

Où

C est le couple

V le volume de l'actionneur

l^* une dimension de l'actionneur

et λ_{th} le coefficient de dissipation thermique surfacique (en W/m^2)

3.4.2 Règles de dimensionnement

Grâce aux résultats du paragraphe 4, nous allons établir des règles de dimensionnement pour les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux. Les dimensions du motif optimal ne dépendent pas beaucoup des dimensions globales et des conditions d'échanges thermiques.

$$(k_{Lha} \propto 1 \text{ ou } L \propto Ha).$$

Le rapport entre la hauteur de cuivre et la hauteur totale ne varie pas avec les dimensions ou les conditions d'échanges thermiques ($k_{cuHa} \propto 1$ or $e_{cu} \propto Ha$). Les dimensions du motif optimal sont directement proportionnelles à l'entrefer e maintenant variable ($e_{c1} \propto e$, $l_{c1} \propto e$, $l_m \propto e$, $e_m \propto e$), ce qui implique que pour un entrefer deux fois plus fin, le pas optimal

sera divisé pas deux ($\tau \propto e$). Ces hypothèses simplificatrices sont valables si le diagramme flux/ampères-tours de chaque motif n'est que légèrement saturé.

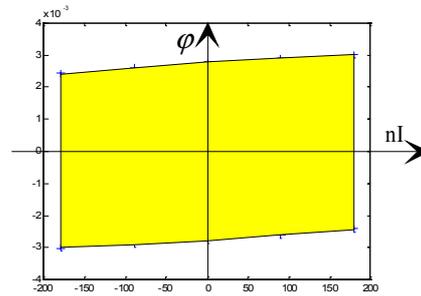


Fig. 2.31-Un diagramme flux/ampères tours pour un motif optimisé

Comme nous nous trouvons dans un cas peu saturé, nous pouvons appliquer cette formule dans (2.5):

$$W_m = 4 \cdot k_f \cdot \phi_e \cdot \epsilon_{max}$$

avec :

$$k_f = 1 \text{ (créneaux de courant idéaux)}$$

$$\phi_e \propto ha \cdot la \propto e^2$$

$$\epsilon_{max} = \frac{nI_{max}}{N_s}$$

où

ϵ_{max} est la force magnétomotrice maximale par motif

nI_{max} est la force magnétomotrice maximale totale de l'actionneur:

$$W_m \propto \frac{e^2 \cdot nI_{max}}{N_s} \tag{2.10}$$

3.4.3 Effets d'échelle dans les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux

La section est carrée :	$H_a = L_a$	(2.11)
Le volume total :	$V = H_a \cdot L_a \cdot L = H_a^3$	(2.12)
La surface du bobinage :	$S_{cu} \propto e_{cu} \cdot L \propto l^{*2}$	(2.13)
Le nombre de motifs en parallèle :	$N_p \propto \frac{H_a}{h_a} \cdot \frac{L_a}{l_a} \propto \frac{l^{*2}}{e^2}$	(2.14)
en série :	$N_s \propto \frac{L}{l} \propto \frac{l^*}{e}$	
Les pertes Joule :	$P_{cu} \propto V_{cu} \cdot J_{cu}^2$	(2.15)
	$V_{cu} \propto L_a \cdot S_{cu} \propto l^{*3}$	(2.16)
	$P_{cu} \propto l^{*3} \cdot J_{cu}^2$	(2.17)
Le modèle thermique :	$P_{cu} \propto \xi_{th} \cdot \Delta T \cdot S_{th}$	(2.18)
	$\xi_{th} \cdot \Delta T \approx \lambda_{th}$	(2.19)
	$S_{th} \propto l^{*21}$	(2.20)
	$P_{cu} \propto \lambda_{th} \cdot l^{*2}$	(2.21)
La densité de courant :	$J_{cu} \propto \lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*-0.5}$	(2.22)
La force magnétomotrice totale:	$n l_{max} \propto J_{cu} \cdot S_{cu} \propto \lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*1.5}$	(2.23)
L'énergie convertie :	$w_m \propto e^3 \cdot \lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*0.5}$	(2.24)
La force totale (c.f. formule 4):	$F = N_p \cdot N_s \cdot \frac{w_m}{\tau} \propto \frac{\lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*3.5}}{e}$	(2.25)
La force volumique :	$\frac{F}{V} \propto \frac{\lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*0.5}}{e}$	(2.26)

λ_{th} étant le coefficient de dissipation thermique surfacique équivalent à l'ensemble du modèle thermique.

$\lambda_{th} \approx \xi_{th} \cdot \Delta T$ étant donné la faible résistance thermique de l'isolant par rapport à celle de la convection naturelle.

3.4.4 Comparaison entre la loi de similitude théorique et les performances des actionneurs optimisés

L'évolution de la force volumique en fonction du volume est représentée sur la figure ci-dessous:

¹ Qu'il s'agisse de la surface de refroidissement extérieure, ou de la surface des isolants.

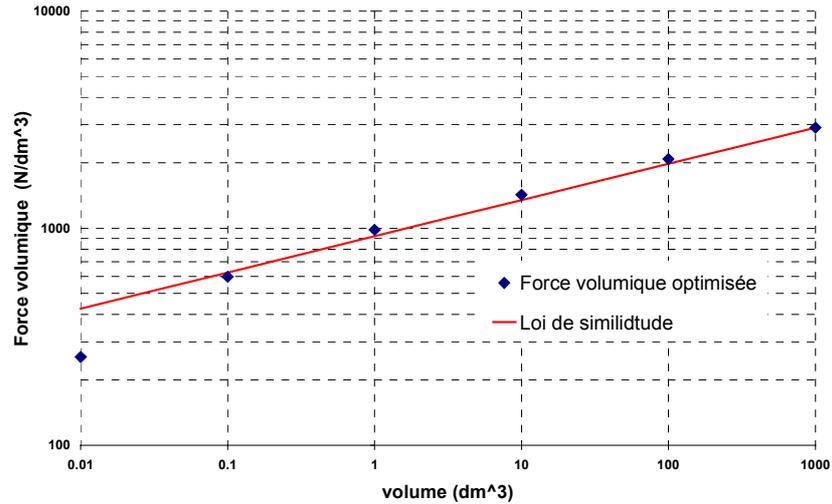


Fig. 2.32 a-Comparaison entre la loi d'effet d'échelle théorique et les architectures optimisées pour différents volumes ($e = 1 \text{ mm}$, $\xi_{th} = 10 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$)

Mis à part pour les très petits et les très grands volumes, la loi de similitude suit fidèlement les valeurs obtenues grâce aux optimisations. Ceci s'explique principalement par la quantification des motifs dans les petites dimensions (il s'agit toujours de nombre entier).

Pour une valeur d'entrefer variable, et pour des conditions de refroidissement également variables, nous pouvons de nouveau comparer la loi de similitude et les performances des architectures optimisées en fonction de l'entrefer :

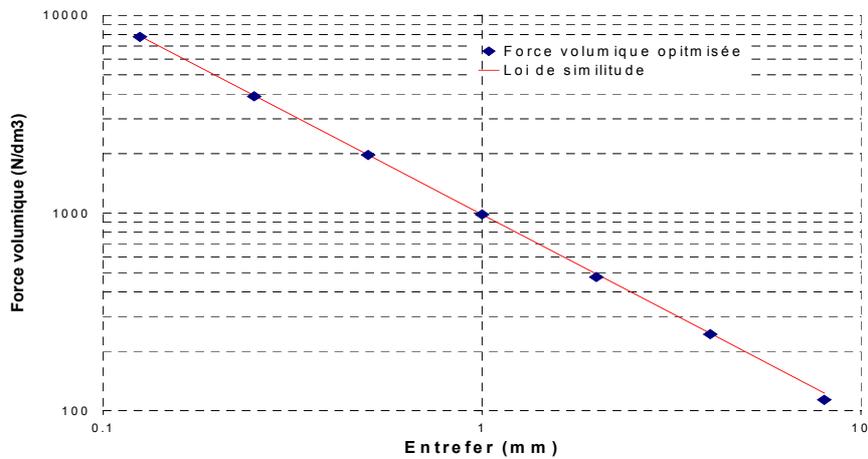


Fig. 2.32 b-Comparaison entre la loi de similitude et les architectures optimisées pour différents entrefers : ($V = 1 \text{ dm}^3$, $\xi_{th} = 10 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$)

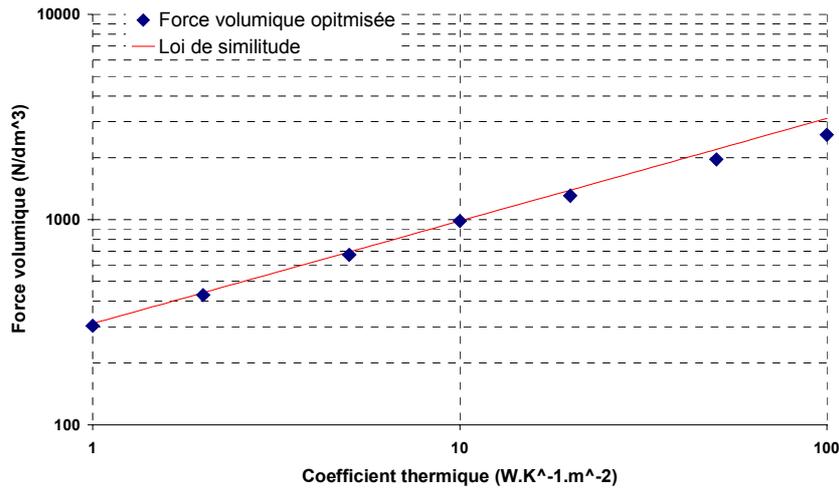


Fig. 2.32 c-Comparaison entre la loi de similitude et les architectures optimisées pour différentes conditions de refroidissement : (V = 1 dm³, e = 1 mm)

Nous pouvons conclure que la loi de similitude ($\frac{F}{V} \propto \frac{\lambda_{th}^{0.5} . l^{*0.5}}{e}$ (2.26)) est très précise tant que les paramètres restent dans des plages de variation raisonnables.

Si la densité de courant devient très élevée, ($J_{cu} \propto \lambda_{th}^{0.5} l^{*-0.5}$ (2.22)) soit pour de très grandes dimensions globales, soit grâce à de très bonnes conditions thermiques, l'effet de saturation changera légèrement les dimensions optimales du motif élémentaire et la loi de similitude devient moins précise.

4 L'effet d'échelle pour les applications à grande bande passante mécanique

4.1 Les différents types d'entraînement linéaire électrique

Les applications à grandes bandes passantes mécaniques sont présentes dans de nombreux domaines :

- Compensation de vibrations des trains à grande vitesse
- Robots parallèles pour la manipulation grande vitesse de charges lourdes
- Commande d'ailerons d'avions

Cette caractéristique de bande passante est relativement bien exprimée par l'accélération maximale d'une charge mécanique. Pour des raisons de simplicité, nous considérons une charge purement inertielle (sans perte). Pour un mouvement linéaire, nous pouvons comparer deux types de solutions :

- Le système actionneur rotatif/vis sans fin, dans lequel une vis sans fin est placée entre un moteur électrique rotatif classique et la charge inertielle :

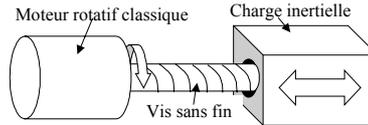


Fig. 2.33-Principe de l'entraînement indirect par vis sans fin

- La solution d'entraînement direct dans laquelle un actionneur linéaire entraîne directement la charge inertielle :

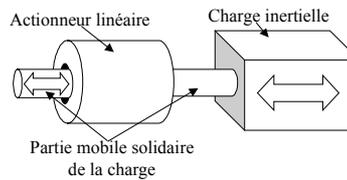


Fig 2.34-Principe de l'entraînement direct par actionneur linéaire

2.4.2 Détermination de l'accélération maximale

Pour le système d'entraînement indirect, le paramètre clef est le coefficient de conversion k_{red} entre la vitesse linéaire de la masse et la vitesse de rotation du moteur. Dans un actionneur rotatif, l'inertie interne est appelée J , et le couple nominal C . Si la charge est une charge inertielle pure, de masse Ma , l'accélération sera :

$$a = \frac{C \cdot k_{red}}{Ma + k^2 \cdot J} \quad (2.27)$$

La valeur optimale (maximisant l'accélération) de k_{red} est :

$$k_{red} = \sqrt{\frac{Ma}{J}} \quad (2.28)$$

Avec cette valeur, l'accélération maximale devient :

$$a_{max} = \frac{C}{2 \cdot \sqrt{J}} \cdot \frac{1}{\sqrt{Ma}} \quad (2.29)$$

La première partie de cette formule : $\frac{C}{2 \cdot \sqrt{J}}$ est liée à l'actionneur rotatif. Sa valeur est directement liée à la taille de l'actionneur. L'effet d'échelle donne l'évolution du couple en fonction des dimensions l^* (c.f. Chapitre I, § 4). Pour un actionneur à aimant permanent, à couplage polaire, refroidit par convection, le couple volumique suit la loi de similitude :

$$\frac{C}{V} \propto l^{*0.5} \cdot \lambda_{th}^{0.5} \quad (2.30)$$

Où λ_{th} est le coefficient thermique surfacique (exprimé en $W \cdot m^{-2}$).

L'inertie du rotor suit la loi [Jufer_74] :

$$J \propto l^{*5} \quad (2.31)$$

On peut donc en déduire l'accélération maximale en fonction des dimensions de l'actionneur :

$$a_{max} \propto \frac{l^{*3.5} \lambda_{th}^{0.5}}{2 \cdot l^{*2.5}} \cdot \frac{1}{\sqrt{Ma}} \propto \frac{l^*}{\sqrt{Ma}} \quad (2.32)$$

Pour l'entraînement direct, deux types d'actionneurs peuvent être choisis :

- Les actionneurs classiques à aimants permanents (polyentrefers à bobinages répartis ou mono-entrefers)
- Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

Pour les deux solutions, la partie mobile de l'actionneur est relativement légère. Pour une première approximation, on peut négliger leur masse devant celle de la charge mécanique. On a alors l'accélération suivante :

$$a = \frac{F}{Ma} \quad (2.33)$$

où la force nominale F est liée à la taille de l'actionneur.

Les actionneurs linéaires classiques à aimants permanents ont, pour un régime thermique donné, une force volumique répondant à la loi de similitude :

$$\frac{F}{V} \propto \lambda_{th}^{0.5} \quad (2.34)$$

L'accélération maximale suit alors la loi de similitude :

$$a \propto \frac{l^{*3}}{Ma} \quad (2.35)$$

Le même effet d'échelle peut être appliqué aux actionneurs multi-tiges :

$$\frac{F}{V} \propto \frac{l^{*0.5} \lambda_{th}^{0.5}}{e} \quad (2.36)$$

Où e est l'entrefers, lié à la technologie de réalisation.

Pour notre problème, nous maintenons l'entrefers constant. L'accélération maximale suit alors

la loi suivante :

$$a \propto \frac{l^{*3.5}}{Ma} \quad (2.37)$$

2.4.3 Comparaison des différents entraînements linéaires

Pour un actionneur polyentrefers à bobinages globaux, par exemple, on a :

$$l^* = 0.1 \text{ m (} V = 1 \text{ dm}^2\text{):}$$

$$F = 1000 \text{ N}$$

Pour le même volume, (1 dm^3), la force des actionneurs linéaires classiques à aimants permanents est de l'ordre de : $F = 300 \text{ N}$

Sans prendre en compte l'inertie et le volume de la vis sans fin, les meilleurs actionneurs rotatifs ont, pour le même volume d' 1 dm^3 , les caractéristiques suivantes [Ragonot]:

$$C = 3.3 \text{ Nm}$$

$$J = 0.17 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

L'effet d'échelle permet deux comparaisons : pour une faible charge ($Ma=10\text{kg}$ - $k_{red}=242 \text{ rad/m}$), et pour une forte charge ($M=100 \text{ kg}$ - $k_{red}=767 \text{ rad/m}$).

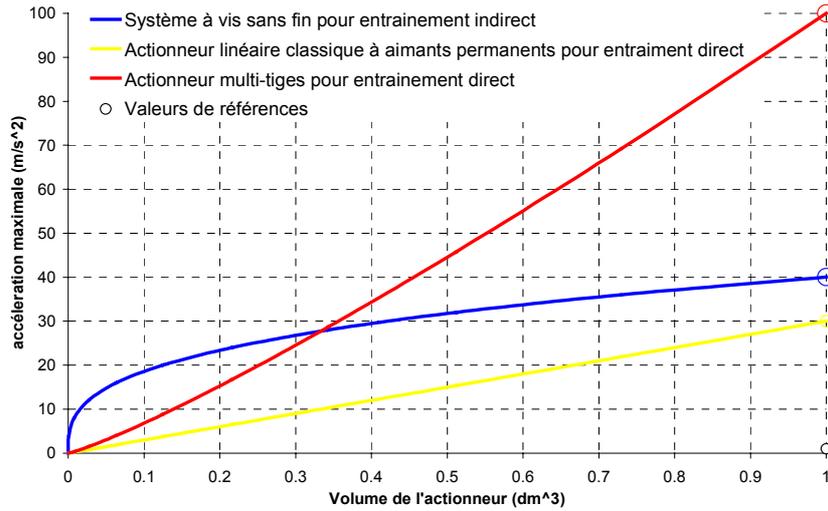


Fig. 2.35a-Accélération maximale pour une charge inertielle de 10 kg en fonction du volume de l'actionneur

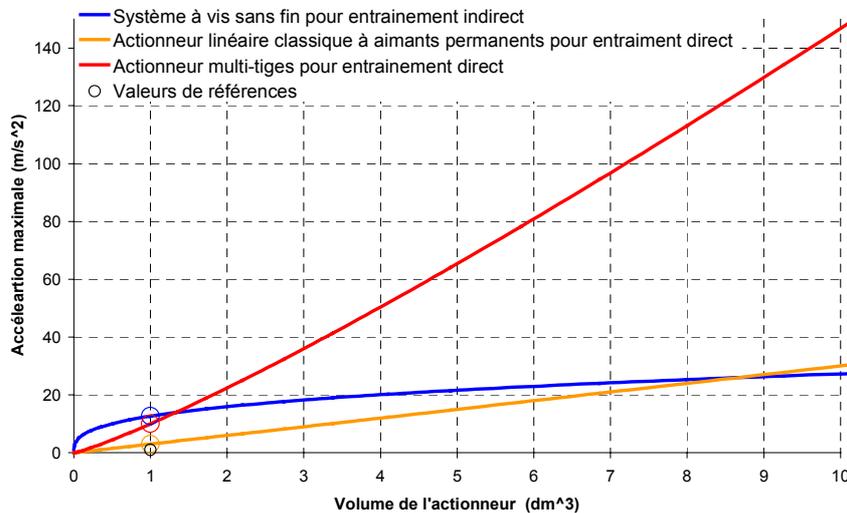


Fig. 2.35 b-Accélération maximale pour une charge inertielle de 100 kg en fonction du volume de l'actionneur

Sur les figures 2.35 a et b, les valeurs de référence ont été représentées par des cercles. Il apparaît que les systèmes à entraînement direct deviennent intéressants dès que l'on souhaite atteindre de fortes accélérations. Cela est d'autant plus vrai que la charge est lourde.

5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude théorique des actionneurs polyentrefers, et plus particulièrement des actionneurs à excitation synchrone, à aimants permanents en surface. De la même manière que dans le chapitre I § 4, nous avons fait la distinction entre les actionneurs à couplage polaire (ou à bobinages fractionnés), et les actionneurs à couplage dentaire (ou à bobinages globaux).

Afin de comparer, de manière objective, ces deux types de couplage, nous avons défini quatre architectures :

- une architecture mono-entrefers, à bobinage fractionné, classique,
- une architecture polyentrefers à bobinage global, correspondant à un prototype réalisé au LESIR,

- et deux architectures polyentrefers à couplage polaire, correspondant à une évolution progressive entre les deux premières topologies.

Ces architectures ont été modélisées par un calcul par éléments finis 2D. Un modèle thermique, à refroidissement surfacique, a permis d'estimer le courant dans le bobinage de puissance en régime permanent. Enfin, un algorithme génétique a permis d'optimiser leurs dimensions afin de maximiser l'effort à basse vitesse. A titre d'exemple, on atteint alors des efforts volumiques d'environ $1500\text{N}/\text{dm}^3$ pour des actionneurs de 10 dm^3 .

Ces optimisations ont permis de démontrer l'intérêt des architectures polyentrefers à bobinages globaux pour l'obtention de hautes densités d'effort. Elles ont aussi validé une loi de similitude simple permettant d'estimer l'évolution des performances de ce type d'actionneur en fonction de :

- l'entrefer mécanique réalisable
- des dimensions globales
- des conditions de refroidissement

L'étude des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux à réluctance variable a été menée en annexe 2. On constate alors que les performances augment toujours avec les dimensions, mais elles ne suivent plus la loi de similitude.

Enfin, une comparaison de la cinématique des entraînements directs et indirects a permis de mettre en avant l'intérêt des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux dans les applications à grande bande passante mécanique.

Cependant, cette étude théorique ne prend pas en compte les problèmes de réalisation mécanique. Nous allons donc, dans la suite de cette thèse, nous intéresser à différents aspects de conception.

CHAPITRE III

Eléments de conception intégrée des actionneurs linéaires polyentrefers à bobinages globaux

1 Introduction

Nous avons vu au chapitre précédent l'intérêt des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux (à couplage dentaire). Il faut remarquer que cet intérêt dépend étroitement de deux types de contraintes :

- des contraintes thermiques limitant la densité surfacique de courant,
- des contraintes mécaniques limitant le fractionnement de la zone active, en particulier le jeu mécanique.

Les contraintes thermiques se retrouvent dans tous les actionneurs électromagnétiques (cf. chapitre I). En revanche, les contraintes mécaniques apparaissent de façon plus marquée dans les actionneurs à couplage dentaire.

Nous nous intéresserons donc, dans ce chapitre, à différents éléments de conception des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

De par leur nature fractionnée, les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux sont constitués par de nombreuses pièces mécaniques. Les différentes chaînes de côtes entraînent une certaine tolérance sur le positionnement de chaque pôle magnétique.

Ces tolérances de positionnement modifient l'effort électromagnétique fournis par l'actionneur. Bien que l'étude de ce phénomène soit très complexe, nous pouvons mettre en avant certains phénomènes en considérant que les pôles sont magnétiquement découplés (comme pour les actionneurs à flux transverse).

Dans ce chapitre, nous verrons alors comment ces tolérances permettent de filtrer les ondulations de l'effort dans les actionneurs à couplage dentaire. Nous verrons aussi comment améliorer ce filtrage sans trop dégrader l'effort moyen.

Dans les actionneurs linéaires à aimants permanents, le guidage mécanique est souvent délicat. Cela est principalement dû aux efforts normaux parasites. La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à la recherche de la réduction des efforts normaux parasites dans les actionneurs à aimants permanents.

Nous introduirons ensuite la topologie multi-tiges qui s'avère être une solution mécanique bien adaptée à la réalisation de structures très fractionnées.

Nous présenterons enfin un capteur de position à réluctance variable destiné à l'autopilotage des actionneurs multi-tiges. Nous verrons que cette solution est bien intégrée, à la fois mécaniquement et électromagnétiquement, à ces actionneurs.

2 Influence des tolérances mécaniques sur les ondulations d'efforts dans les actionneurs à couplage dentaire

Jusqu'à présent, nous ne nous sommes intéressés qu'à la valeur moyenne de l'effort. Cependant, pour les actionneurs, dont la grandeur dimensionnante est l'effort minimal, l'ondulation de l'effort peut être à l'origine d'un déclassement. Elle peut, d'autre part, entraîner des vibrations, exciter des résonances mécaniques et nuire au positionnement.

Dans les actionneurs à couplages polaires, deux techniques permettent de limiter ces ondulations :

- une disposition répartie des conducteurs dans l'entrefer permet de filtrer les composantes harmoniques du flux. C'est ce que l'on fait dans les actionneurs à champ tournant ou glissant. En effet, un flux inducteur sinusoïdal associé à un courant d'alimentation également sinusoïdal permet d'avoir un effort hybride constant,
- le vrillage ou l'inclinaison des encoches permet d'éliminer les ondulations plus hautes fréquences, principalement celles de l'effort de détente.

Ces méthodes sont difficilement applicables aux actionneurs à couplage dentaire (c'est-à-dire à grand nombre de pôles) dont font partie les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

D'autre part, ces actionneurs sont constitués d'un très grand nombre de pièces mécaniques. Cela est dû à leur nature fractionnée. La réalisation mécanique de ces différentes pièces, leurs assemblages, entraîne une chaîne de côte, plus ou moins longue suivant la technologie de réalisation. Plus cette chaîne de côte est longue et plus le positionnement des différents pôles est imprécis.

Nous allons voir comment ces tolérances mécaniques modifient les différentes composantes harmoniques de l'effort.

2.1 L'origine harmonique des ondulations d'efforts pour les actionneurs monophasés à couplage dentaire

Classiquement, pour un actionneur monophasé en régime linéaire (pas de saturation magnétique, application du principe de superposition), l'effort électromagnétique peut être décomposé en trois composantes fondamentales :

- l'effort hybride F_h , dû à la variation de mutuelle M entre le bobinage de puissance, traversé par le courant $i(x)$, et la source d'excitation I_e ,

$$F_h(x) = i(x) \cdot \frac{d\phi_e(x)}{dx} = i(x) \cdot I_e \cdot \frac{dM(x)}{dx} \quad (3.1)$$

- l'effort réductant F_r , dû à la variation de l'inductance vue du bobinage de puissance,

$$F_r(x) = \frac{1}{2} \cdot i(x)^2 \cdot \frac{dL_\mu(x)}{dx} \quad (3.2)$$

- l'effort de détente F_d , dû à la variation de l'inductance vue de la source d'excitation

$$F_d(x) = \frac{1}{2} \cdot I_e^2 \cdot \frac{dL_e(x)}{dx} \quad (3.3)$$

On a alors l'effort total $F(x)$:

$$F(x) = F_h(x) + F_r(x) + F_d(x) \quad (3.4)$$

Dans un actionneur synchrone, les efforts électromagnétiques sont périodiques, la période étant égale au pas mécanique τ . En régime linéaire, il est alors possible de décomposer en série de Fourier les différentes grandeurs intervenant dans la création de l'effort.

2.1.1 L'effort hybride

L'effort hybride est dû à l'interaction du champ de puissance et du champ d'excitation. D'un point de vue externe, il correspond au produit entre la dérivé du flux à vide et le courant d'alimentation.

Dans le cas d'un actionneur autopiloté, si on écrit le courant dans la phase sous forme de décomposition harmonique, on obtient :

$$i(x) = \sum_l I_l \cdot \cos(l \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{i_l})$$

En règle générale, le courant ne comporte pas de composantes harmoniques paires :

$$i(x) = \sum_{l_impaire} I_l \cdot \cos(l \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{i_l})$$

De même, on peut exprimer le flux à vide vu par la bobine comme suit :

$$\phi_e(x) = I_e \cdot \sum_k M_k \cdot \sin(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{\phi_e_k})$$

Avec M la mutuelle entre le bobinage de puissance et le bobinage d'excitation et M_k sa composante harmonique d'indice k . Dans la plupart des actionneurs, le flux ne comporte pas de composantes harmoniques paires. On a alors :

$$\phi_e(x) = I_e \cdot \sum_{k_impaire} M_k \cdot \sin(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{\phi_e_k})$$

La dérivée du flux à vide par rapport à la position vaut donc :

$$\frac{d\phi_e(x)}{dx} = I_e \sum_k \frac{M_k \cdot \tau}{k \cdot 2 \cdot \pi} \cos(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{\phi_e_k})$$

A partir de (3.1), on obtient

$$F_h(x) = I_e \sum_l \sum_k \frac{M_k \cdot i_l \cdot \tau}{k \cdot 4 \cdot \pi} \cdot (\cos((k+1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{i_l} + \vartheta_{\phi_e_k}) + \cos((k-1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{\phi_e_k} - \vartheta_{i_l}))$$

Dans le cas particulier du courant sinusoïdal dans le bobinage de puissance, on a :

$$F_h(x) = I_e \sum_k \frac{M_k \cdot i_1 \cdot \tau}{k \cdot 4 \cdot \pi} \cdot (\cos((k+1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{i_1} + \vartheta_{\phi_e_k}) + \cos((k-1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{\phi_e_k} - \vartheta_{i_1})) \quad (3.5)$$

2.1.2 L'effort réductant

L'effort réductant est dû à la variation de l'inductance vue du bobinage de puissance. On exprime l'inductance du bobinage de puissance comme suit :

$$L_{\mu}(x) = \sum_{k_impaire} L_{k_2.m} \cdot \sin(4.\pi.k.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k}})$$

On a alors:

$$\frac{dL_{\mu}(x)}{dx} = \sum_{k_impaire} \frac{L_{p_2.k}}{2.k.\omega} \cdot \cos(4.\pi.k.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k}})$$

On a alors, avec (3.2) :

$$F_r(x) = \sum_{k_impaire} \sum_{l_impaire} \frac{L_{\mu_2.k} \cdot I_1^2}{4.k.\omega} (\cos(4.\pi.k.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k}}) \cdot \cos(2.\pi.l.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{i_1})^2)$$

$$F_r = \sum_{k_impaire} \sum_{l_impaire} \frac{L_{\mu_2.k} \cdot I_1^2}{8.k.\omega} (\cos(4.\pi.k.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k}}) - \cos(4.\pi.(k+l).\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k} - 2.\vartheta_{i_1}}) - \cos(4.\pi.(k-l).\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k} - 2.\vartheta_{i_1}}))$$

Dans le cas particulier du courant sinusoïdal dans le bobinage de puissance, on a :

$$F_r = \sum_{k_impaire} \frac{L_{\mu_2.k} \cdot I_1^2}{8.k.\omega} (\cos(4.\pi.k.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k}}) - \cos(4.\pi.(k+1).\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k} - 2.\vartheta_{i_1}}) - \cos(4.\pi.(k-1).\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{\mu_2.k} - 2.\vartheta_{i_1}})) \quad (3.6)$$

2.1.3 L'effort détente

L'effort détente est dû à la variation de l'inductance vu de la source d'excitation. On peut exprimer la variation de cette inductance sachant qu'elle a une période deux fois plus faible que celle de la mutuelle entre le bobinage de puissance et la source d'excitation.

$$L_e(x) = \sum_{k_impaire} L_{e_2.k} \cdot \sin(k.4.\pi.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{e_2.k}})$$

On a alors, vu du bobinage d'excitation :

$$\frac{dL_e(x)}{dx} = \sum_{k_impaire} \frac{L_{e_2.k} \cdot \tau}{k.4.\pi} \cdot \cos(k.4.\pi.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{e_2.k}})$$

L'équation (3.3) permet de d'avoir:

$$F_d(t) = \sum_{k_impaire} \frac{L_{e_2.k} \cdot I_e^2 \cdot \tau}{8.k.\pi} \cdot \cos(k.4.\pi.\frac{x}{\tau} + \vartheta_{L_{e_2.k}}) \quad (3.7)$$

Cette méthodologie peut être étendue aux actionneurs à aimants en considérant les circuits réductants équivalents des aimants.

2.2 Ondulation d'effort dans les actionneurs polyphasés

Dans les actionneurs polyphasés, sans couplage entre phases, on peut, dans l'hypothèse du régime linéaire, considérer que l'effort est la somme des efforts monophasés équivalents.

Si on note $F_s(x)$, l'effort de la phase s d'un actionneur à q phases, sa décomposition en harmonique donne :

$$F_s(x) = \sum_k F_k \cdot \cos\left(2\pi k \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{F_k} + \frac{2\pi k \cdot s}{q}\right)$$

L'effort total vaut alors :

$$F(x) = \sum_{s=1}^q F_s(x) = \sum_{s=1}^q \sum_k f_k \cdot \cos\left(2\pi k \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{F_k} + \frac{2\pi k \cdot s}{q}\right)$$

$$F_k(x) = \sum_k q \cdot f_k \cdot \cos\left(2\pi k \cdot \frac{x}{\tau} + \vartheta_{F_k}\right) \quad \text{si } k \text{ est un multiple de } q$$

$$F_k(x) = 0 \quad \text{sinon} \quad (3.8)$$

Seules les composantes harmoniques multiples du nombre de phases q ne sont pas filtrées. Cela signifie que les $q-1$ premiers harmoniques sont filtrés.

Dans le cas des actionneurs triphasés parfaitement équilibrés, seules les composantes harmoniques d'effort multiples de 6 ne sont pas filtrées.

Dans ce cas, avec une alimentation par un courant purement sinusoïdal, on peut , grâce à (3.4), donner les composantes harmoniques d'inductances ou mutuelles à l'origine de l'effort :

Composantes harmoniques de la mutuelle M	Composantes harmoniques de l'inductance du bobinage de puissance L_μ	Composantes harmoniques de l'inductance de la source d'excitation L_e	Composantes harmoniques de l'effort F
1	2		0 (continu)
5 7	6	6	6
11 13	10 14		12
17 19	18	16	18
23 25	22 26		24
29 31	32	30	30
35 37	34 38		36
41 43	42	42	42

Tableau 3.1-Composantes harmoniques de mutuelle et d'inductance à l'origine des composantes d'effort pour un courant parfaitement sinusoïdal

La seconde ligne de ce tableau signifie que pour filtrer la composante d'harmonique 6 de l'effort d'un actionneur triphasé, alimenté en courants sinusoïdaux, il faut filtrer

- les composantes d'harmoniques 5 et 7 de la mutuelle M
- la composante d'harmonique 6 de l'inductance L_μ du bobinage de puissance,
- et la composante d'harmonique 6 de l'inductance L_e de la source d'excitation

De même, la troisième ligne du tableau signifie que pour filtrer la composante d'harmonique 12 de l'effort d'un actionneur triphasé, alimenté en courants sinusoïdaux, il faut filtrer

- les composantes d'harmoniques 11 et 13 de la mutuelle M
- et les composantes d'harmoniques 10 et 14 de l'inductance L_μ du bobinage de puissance,

2.3 Méthodes d'élimination des composantes harmoniques dans les actionneurs à grand nombre de pôles.

Nous venons de voir que pour limiter les ondulations d'efforts dans le cas fréquent des machines alimentées en courant sinusoïdal, il faut éliminer les composantes harmoniques des différentes inductances et mutuelles de l'actionneur. De manière générique, nous nommons M une mutuelle ou inductance de l'actionneur.

Pour pouvoir traiter de manière simple du fonctionnement des actionneurs à grand nombre de pôles, nous allons considérer ces pôles comme magnétiquement indépendants, c'est-à-dire que le flux provenant d'un pôle ne conditionne pas celui vu par les autres pôles. Ceci est particulièrement valable pour les pôles placés en parallèle le long d'un même entrefer. On néglige cependant les effets de bord.

Dans le cas des actionneurs à grand nombre de pôles, chacun des C pôles apporte sa contribution aux mutuelles m_c et inductances M de l'actionneur.

$$M(x) = \sum_c^C m_c(x) \quad (3.9)$$

De plus, si on néglige les effets de bords, on peut dire que les contributions de tous les pôles sont égales, au déphasage δ_c près par rapport à une position de référence :

$$m_c(x) = m(x + \delta_c)$$

On peut alors décomposer en série de Fourier la contribution de chacun des pôles. On obtient alors l'écriture suivante :

$$m_c(x) = \sum_k m_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{x}{\tau} + k \cdot \vartheta_{m_k} + k \cdot \delta_c)$$

$$\text{On a alors : } M(x) = \sum_k M_k(x)$$

avec M_k la composante d'harmonique k de la mutuelle M

et donc, en identifiant terme à terme,

$$M_k(x) = \sum_c^C m_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{x}{\tau} + k \cdot \vartheta_{m_k} + k \cdot \delta_c) \quad (3.10)$$

Lorsque le nombre de paires de pôles est très important, on peut traiter le décalage δ par rapport à l'origine comme une variable statistique, par exemple pour des raisons de tolérances mécaniques répondant elles-mêmes à une répartition statistique. On définit :

$p(\delta) \cdot d\delta$ la probabilité pour que le décalage soit entre δ et $\delta+d\delta$

$$M_k(x) \approx E(m_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{x}{\tau} + k \cdot \vartheta_{m_k} + k \cdot \delta))$$

$$M_k(x) \approx \int_{-\infty}^{+\infty} m_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{x}{\tau} + k \cdot \vartheta_{m_k} + k \cdot \delta) \cdot p(\delta) \cdot d\delta \quad (3.11)$$

Cette valeur peut se calculer à partir de la fonction caractéristique de la variable aléatoire :

$$\gamma(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{iux} \cdot p(x) \cdot dx = E(e^{iux}) \quad (3.12)$$

On a alors :

$$M_k(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} m_k \cdot \left(\frac{e^{i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k} + k.\delta)} + e^{-i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k} + k.\delta)}}{2} \right) p(\delta).d\delta$$

$$M_k(x) = \frac{1}{2} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} m_k \cdot e^{i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot e^{i(k.\delta)} p(\delta).d\delta + \int_{-\infty}^{+\infty} m_k \cdot e^{-i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot e^{-i(k.\delta)} p(\delta).d\delta \right)$$

$$M_k(x) = \frac{m_k}{2} \left(e^{i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i(k.\delta)} p(\delta).d\delta + e^{-i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i(k.\delta)} p(\delta).d\delta \right)$$

$$M_k(x) = \frac{m_k}{2} \left(e^{i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot \gamma(k) + e^{-i(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k})} \cdot \gamma(-k) \right)$$

Pour un décalage centré autour de 0 ($p(\delta)=p(-\delta)$), $\gamma(k)=\gamma(-k)$, on a alors :

$$M_k(x) = m_k \cdot \cos\left(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right) \cdot \gamma(k) \tag{3.13}$$

Nous allons voir, dans les sections suivantes, l'influence de deux lois de répartition statistique des décalages entre les pôles.

2.4 Répartition des pôles suivant une loi uniforme

- Pour un décalage entre deux valeurs extrêmes $[-a, a]$, (loi uniforme), on a

$$p(\delta) = \frac{1}{2.a} \tag{3.14}$$

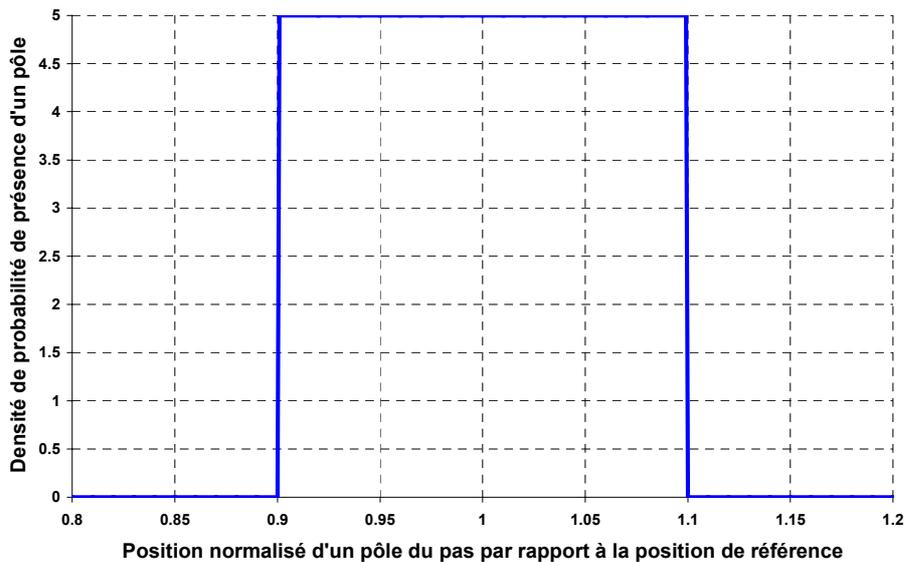


Fig. 3.2-Répartition de la densité de probabilité de présence d'un pôle pour une loi uniforme avec un décalage $a=0.1$ (10%)

On a alors $\gamma(k) = \frac{\sin(k.a)}{k.a}$ (3.15)

$$M_k(x) = m_k \cdot \cos\left(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right) \cdot \frac{\sin(k.a)}{k.a}$$
 (3.16)

On peut représenter l'atténuation des différentes composantes harmoniques

$$\frac{M_k(x)}{m_k \cdot \cos\left(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right)} = \left| \frac{\sin(k.a)}{k.a} \right|$$
 (3.17)

La figure 3.3 montre l'évolution du fondamental, représentatif de la valeur moyenne de l'effort (en alimentation sinusoïdale) et celle de ses composantes harmoniques représentatives des ondulations de l'effort hybride (c.f. § 2.2). Le compromis entre effort moyen et ondulation apparaît ainsi de façon qualitative.

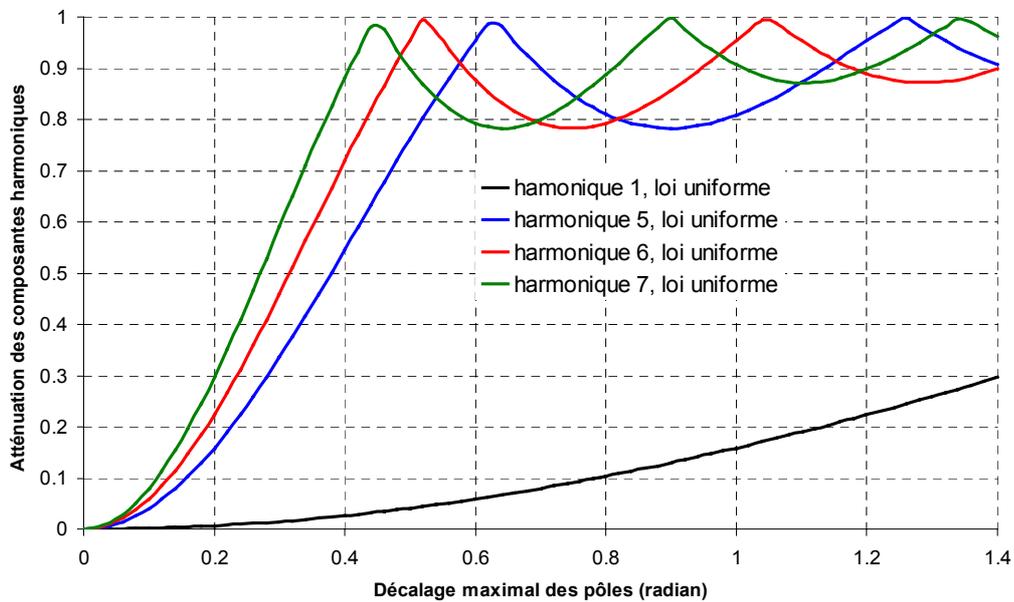


Fig. 3.3-Atténuation du fondamental et des différents harmoniques pour une loi uniforme en fonction du décalage a

2.5 Répartition des pôles suivant une loi normale

Pour un décalage obéissant à une loi normale (ou loi de Gauss), avec un écart type

de σ : $p(\delta) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\delta}{\sigma}\right)^2}$ (3.18)

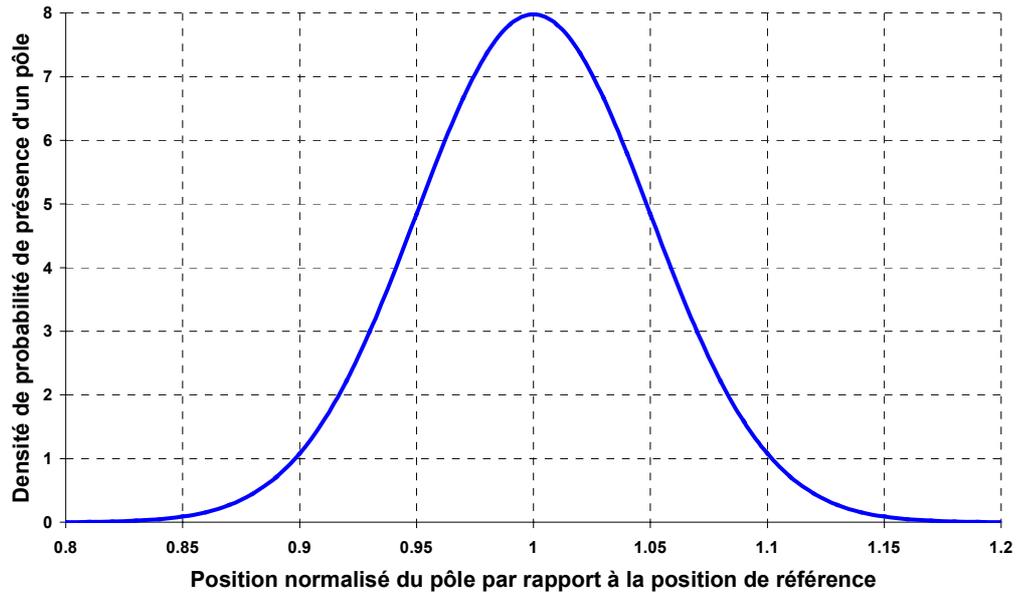


Fig. 3.4-Répartition de la densité de probabilité de présence d'un pôle pour une loi normale (loi de Gauss) avec un écart type normalisé de $\sigma=0.05$

La fonction caractéristique vaut : $\gamma(k) = e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}}$ (3.19)

D'où l'espérance de la mutuelle :

$$M_k(x) = m_k \cdot \cos\left(2\pi.k \cdot \frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right) \cdot e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}}$$
 (3.20)

L'atténuation des différentes composantes harmoniques est alors donnée par :

$$\frac{M_k(x)}{m_k \cdot \cos\left(2\pi.k \cdot \frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right)} = e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}}$$
 (3.21)

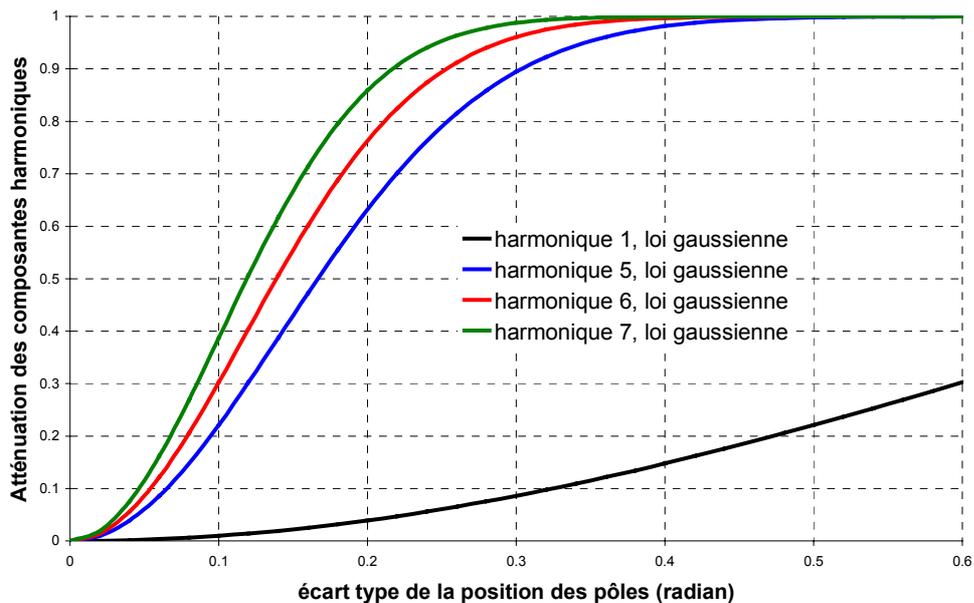


Fig. 3.5-Atténuation du fondamental et des différents harmoniques pour une loi uniforme en fonction de l'écart type σ

2.6 Répartition des pôles suivant une loi combinée

Lorsque l'on souhaite appliquer pratiquement une loi uniforme, les tolérances de réalisation mécanique ajoutent une dispersion normale des pôles (loi de Gauss). On obtient alors la densité de probabilité de répartition des pôles :

$$p(\delta) = \int_{-a}^a \frac{1}{\sqrt{2.\pi}} .e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\delta-x}{\sigma}\right)^2} .dx \tag{3.22}$$

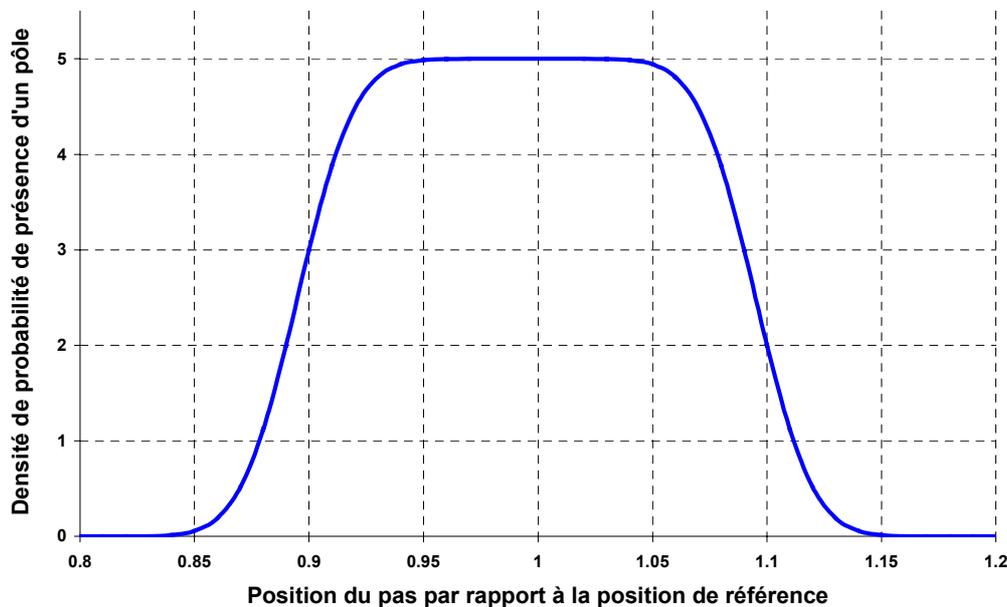


Fig. 3.6-Répartition de la densité de probabilité pour une loi combinée normale ($\sigma=0.1$) et uniforme ($a=0.5$)

On a alors la fonction caractéristique :

$$\gamma(k) = e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}} \cdot \frac{\sin(k.a)}{k.a} \tag{3.23}$$

D'où l'espérance de la composante d'harmonique k de la mutuelle :

$$M_k(x) = m_k \cdot \cos\left(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right) \cdot e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}} \cdot \frac{\sin(k.a)}{k.a} \tag{3.24}$$

L'atténuation des différentes composantes harmoniques est alors :

$$\frac{M_k(x)}{m_k \cdot \cos\left(2.\pi.k.\frac{x}{\tau} + k.\vartheta_{m_k}\right)} = e^{-\frac{(\sigma.k)^2}{2}} \cdot \frac{\sin(k.a)}{k.a} \tag{3.25}$$

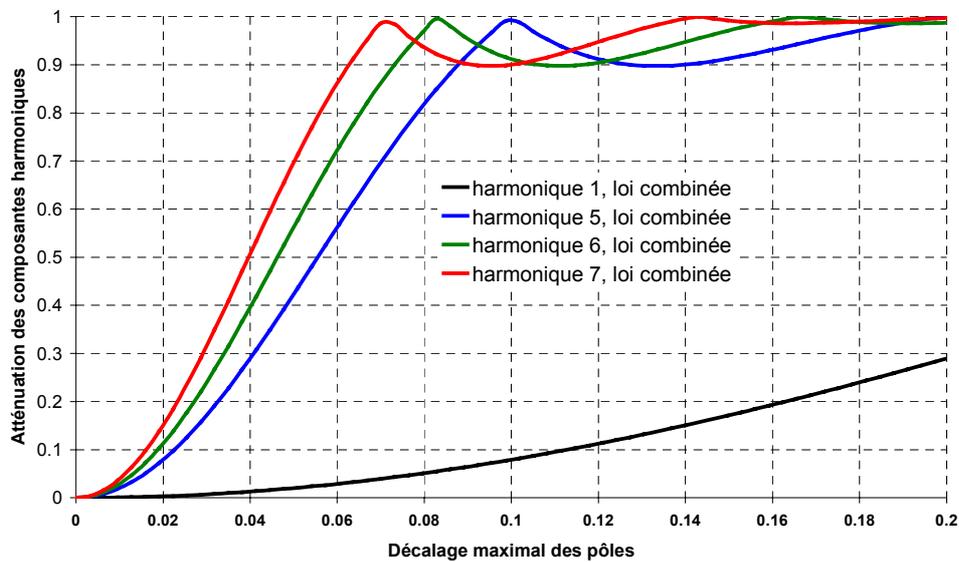


Fig. 3.7-Atténuation du fondamental et des différents harmoniques pour une loi combinée en fonction du décalage a ($\sigma=a/5$)

2.7 Comparaison des différentes lois

Pour une composante harmonique donnée, on peut alors comparer son atténuation en fonction de l'atténuation de la composante fondamentale pour différentes lois de décalage des pôles :

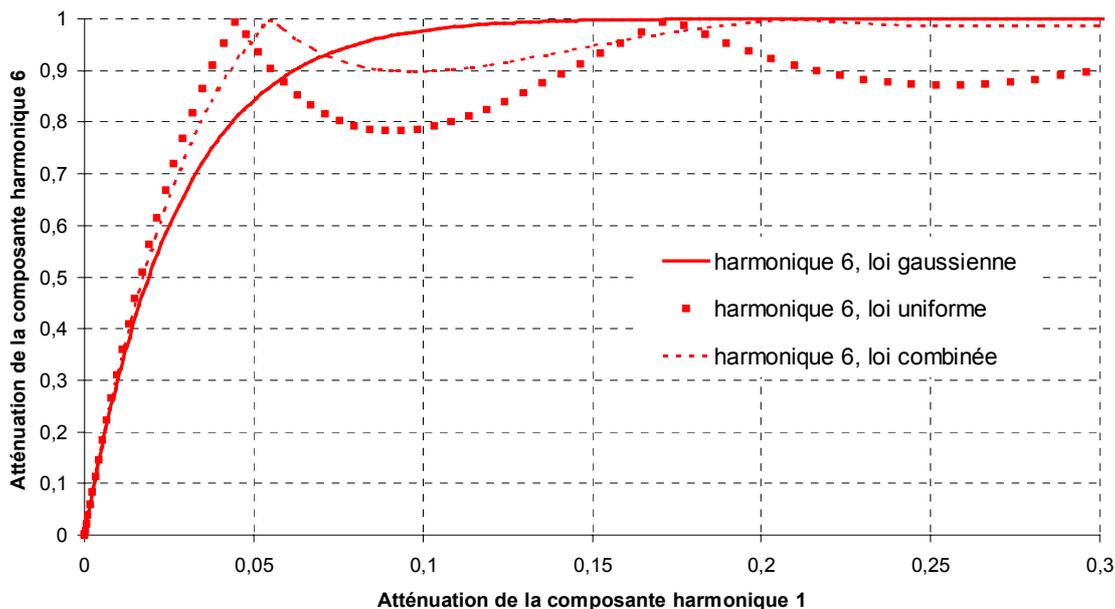


Fig. 3.8-Atténuation de la composante harmonique 6 en fonction de la composante fondamentale pour les trois lois précédentes

On voit que l'on peut alors appliquer ces décalages pour filtrer les différentes composantes harmoniques de mutuelle.

Pour notre actionneur, nous pouvons tracer les évolutions des composantes harmoniques 5, 6 et 7 (cf. tableau pour les ondulations de l'effort hybride d'harmonique 6) en fonction de l'amplitude du fondamental :

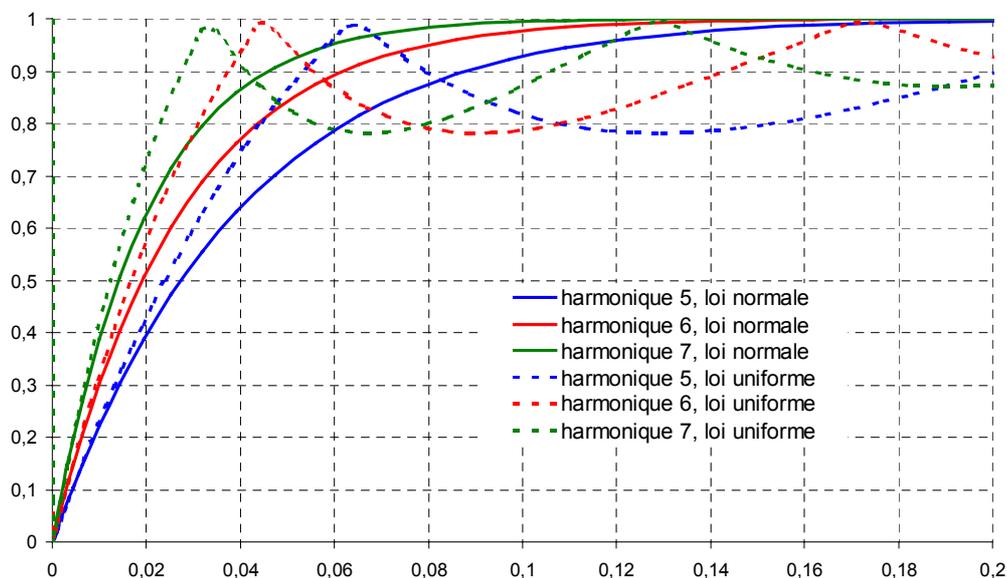


Fig. 3.9-Evolution de l'atténuation des harmoniques 5,6,7 et fonction de l'atténuation de l'harmonique 1 des mutuelles, pour la loi normale et la loi uniforme

On peut conclure que chacune des deux solutions extrêmes (loi normale et loi uniforme) a ses avantages et ses inconvénients :

- La répartition uniforme, pour un décalage maximal inférieur ou égal à $\pm \frac{\pi}{6}$

permet d'atténuer fortement les trois principales composantes harmoniques, sans perdre beaucoup sur la valeur moyenne de l'effort hybride (5%). Elle nécessite cependant une très bonne maîtrise des tolérances d'usinage et de montage de l'actionneur.

- La répartition normale est toujours présente. Elle est due aux tolérances de fabrication et de montage de l'actionneur. Elle ne devient efficace que pour une dispersion importante, entraînant une atténuation de la valeur moyenne de l'effort d'environ 10%.

3 Efforts normaux et guidage mécanique

3.1 Présentation de l'actionneur équivalent

Nous avons vu que les performances des actionneurs polyentrefers étaient directement liées aux dimensions réalisables de l'entrefer. Cependant, les efforts normaux parasites limitent la diminution de cet entrefer, tout particulièrement dans les actionneurs linéaires où les problèmes de guidage sont plus difficiles que dans les actionneurs rotatifs. En outre, ils contribuent aux pertes mécaniques car ils s'exercent directement sur les dispositifs de guidage.

Nous nous sommes donc intéressés au calcul des efforts normaux dans les actionneurs synchrones à aimants permanents et à la recherche de compromis entre composantes tangentielle (utile) et normale (parasite).

Dans un actionneur à aimants permanents de surface, l'inductance vue du bobinage de puissance est faible. Les flux sont principalement dus aux aimants. Nous pouvons donc estimer que les efforts normaux sont dus à l'action des aimants permanents. Pour prendre en compte ces efforts parasites, nous avons utilisé un modèle d'actionneur 2D.

Nous avons fait le choix d'étudier la structure symétrique d'actionneur à aimants permanents (symétrique = entrefers en vis à vis) la plus simple possible :

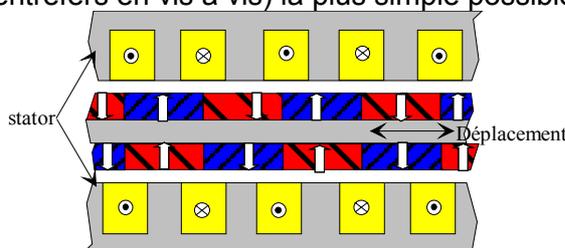


Fig 3.10-Structure symétrique pour le calcul des composantes normale et tangentielle de l'effort

Cette structure est plane, analogue à celle de l'actionneur présenté au chapitre II, figure 2.15.

3.2 Calcul de la composante tangentielle de l'effort

Dans un moteur synchrone alimenté en courant sinusoïdal (et de FEM sinusoïdale) ou en créneaux de courant, l'énergie magnétique convertie à chaque cycle correspond à l'aire du cycle décrit dans le plan flux/ampères tours (Fig. 2.28) (cf. Chapitre I, § 4).

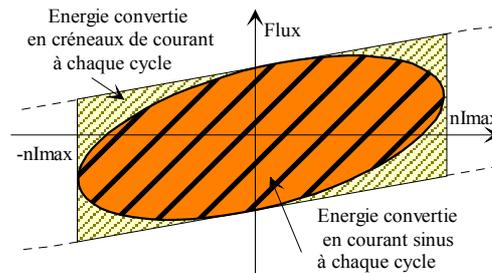


Fig. 3.11 Diagrammes flux/ampères tours d'un actionneur synchrone excité (non saturé)

On peut déterminer l'effort tangentiel moyen par :
$$F = \frac{\Delta W_m}{\tau} \tag{3.25}$$

avec ΔW_m l'énergie magnétique convertie a chaque cycle,
 τ le pas dentaire (ou pas mécanique) de l'actionneur.

On peut alors écrire : $\Delta W_m = k_f \cdot \Delta nI \cdot \Delta \Phi_e$

$k_f = 1$ pour une alimentation en créneaux de courant à 180° en phase avec la dérivée du flux d'excitation,

ΔnI la variation d'ampères-tours dans l'actionneur

$\Delta \Phi_e$, la variation du flux d'excitation

La densité linéique de courant vaut : $\Delta A_L = \Delta nI / \tau$

On a alors :
$$F = k_f \cdot \Delta A_L \cdot \Delta \Phi_e \tag{3.26}$$

Dans le cas d'un actionneur à aimants permanent de surface, on a :

$\Delta \Phi_e = 2 \cdot \Phi_e$

$\Delta A_L = \Delta nI$

avec Φ_e la valeur maximale du flux généré par les aimants dans une spire du bobinage d'induit (position de conjonction)

et nI , la valeur crête des ampères tours imposé dans l'actionneur.

On en déduit donc que l'effort tangentiel moyen est proportionnel au flux maximal créé par les aimants dans les bobinages induit.

L'étude de cette position particulière suffit donc à dimensionner un actionneur selon des considérations d'efforts moyens.

3.3 Calcul de la composante normale de l'effort

L'énergie magnétique « fournie » par les aimants permanents dans le circuit magnétique non chargé peut être représentée par la figure 3.12 [Watterson_99]

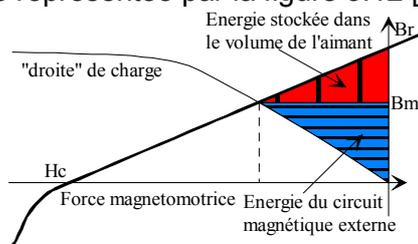


Fig. 3.12-Energie magnétique volumique fournie par les aimants permanents

Les efforts normaux n'étant dus qu'aux aimants permanents, ils sont indépendants du courant de l'induit. En cas de « droite de charge » linéaire (c'est-à-dire avec un circuit magnétique non-saturé), on peut écrire que :

$$W_m = \frac{(H_c.(B_r - B_m)).V_m}{2} \tag{3.27}$$

Avec :

- H_c le champ coercitif de l'aimant
- B_r l'induction rémanente de l'aimant
- B_m l'induction moyenne des aimants de l'actionneur
- V_m le volume total d'aimant dans l'actionneur.

En effet, l'ensemble des aimants est considéré comme une seule et même source magnétique.

On peut montrer [Miller_95] que l'énergie convertie par les aimants seuls lors d'un déplacement mécanique, est représentée graphiquement à la figure 3.15

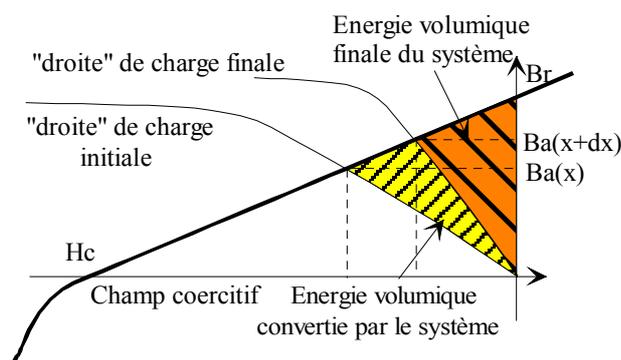


Fig. 3.13-Energie convertie dans un système à aimants lors d'un déplacement mécanique

$$\begin{aligned} \partial W_m &= \frac{(H_c.\partial B_m).V_m}{2} \\ \partial W_m &= \frac{(H_c.\partial B_m).e_m.S_m}{2} \\ \partial W_m &= \frac{(H_c.e_m).(\partial B_m.S_m)}{2} \\ \partial W_m &= \frac{H_c.e_m.\partial \phi_m}{2} \end{aligned} \tag{3.28}$$

On peut donc en déduire une méthode de calcul des efforts normaux dus aux aimants permanents à partir uniquement de leurs flux en position de conjonction.

$$F_n = \frac{\partial W_m}{\partial y} = \frac{H_c.e_m}{2} \cdot \frac{\partial \phi_m}{\partial y} \tag{3.29}$$

avec :

y le décentrage de la position mécanique de la partie mobile suivant un déplacement normal, et

F_n, l'effort normal dû aux aimants permanents dépend de la variation du flux en fonction de l'entrefers.

Nous allons appliquer ces équations au cas d'un motif élémentaire d'un moteur synchrone à aimants permanents (Figure 3.14). Pour pouvoir calculer l'évolution du flux, nous avons calculé, par éléments finis, un motif élémentaire (Figure 3.15)

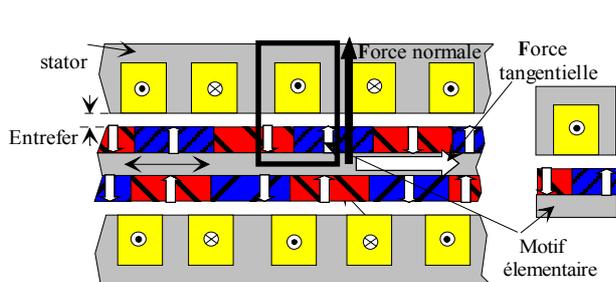


Fig. 3.14-Structure élémentaire d'un actionneur synchrone à aimants permanents

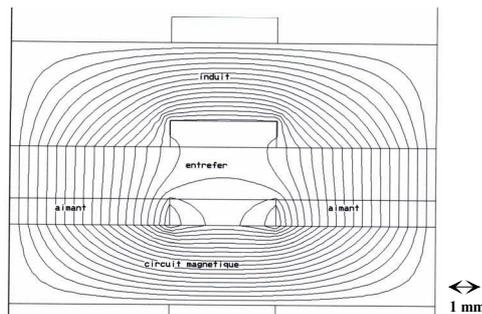


Fig. 3.15-Carte du champ du flux des aimants par éléments finis dans un motif élémentaire ($B_r=1T$, $\mu_r=1000$)

Les résultats de ce calcul sont représentés aux figures 3.16 et 3.17. On remarque la différence entre le flux généré par les aimants et le flux vu par l'induit. Cette différence correspond au flux de fuite des aimants

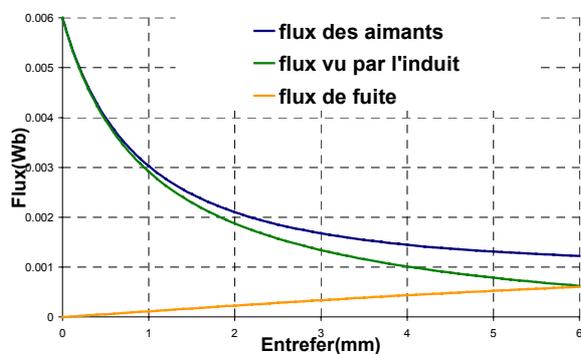


Fig. 3.16-Flux maximal d'un aimant en fonction de l'entrefer (proportionnel à l'effort tangentiel)

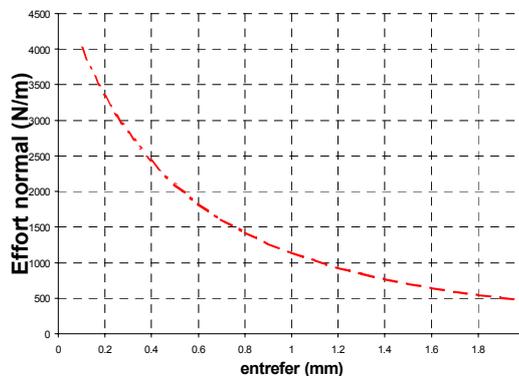


Fig. 3.17-Effort normal en fonction de l'entrefer en position de conjonction pour n motifs élémentaires

Dans une première approche, il semble donc que les efforts normaux et tangentiels soient liés. En diminuant les uns, on diminuerait les autres.

3.4 Calcul de la composante normale de l'effort dans la structure symétrique complète

On obtient l'effort normal de la structure complète en fonction du décentrage relatif des parties fixe et mobile en couplant les efforts normaux des deux surfaces d'entrefer. L'effort normal résultant est naturellement instable et tend à décentrer la partie mobile du point d'équilibre tel que le montre la figure 3.18. La figure 3.19 montre la variation du flux dans l'induit (donc de l'effort tangentiel) en fonction du même décentrage. Le calcul a été effectué pour un entrefer moyen de 1 mm des deux coté, à l'aide du logiciel Maxwell 2D [Maxwell2D_88].

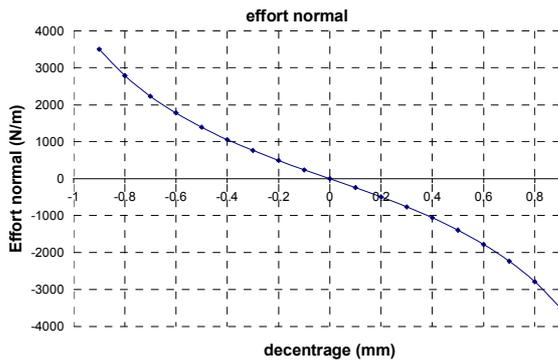


Fig. 3.18-Effort normal dans la structure symétrique complète en fonction du décentrage y

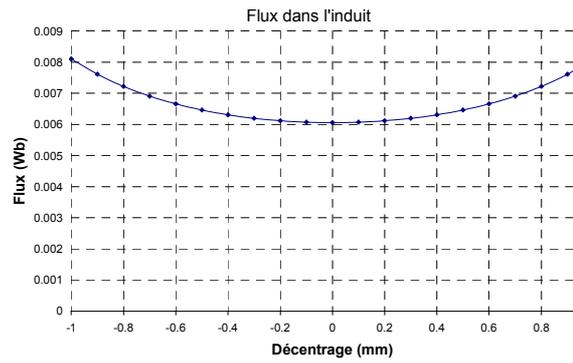


Fig. 3.19-Flux dans l'induit de la structure symétrique complète

3.5 Structures à aimants à flux transverse

Pour diminuer l'effort normal, une première méthode consiste à modifier le couplage entre les aimants des deux entrefers. Dans la structure de base (figure 3.22), les aimants ont des circuits magnétiques indépendants.

L'autre solution consiste à avoir les circuits magnétiques des aimants des deux surfaces d'entrefer commun. On tombe alors sur la figure 3.23 où les aimants sont à flux transversal.

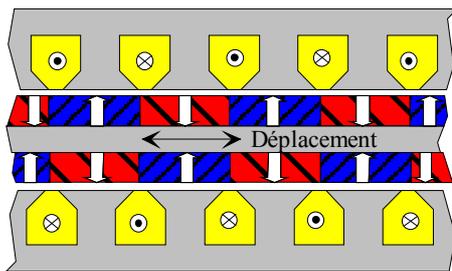


Fig. 3.20-Structure de base symétrique : les aimants sont indépendants

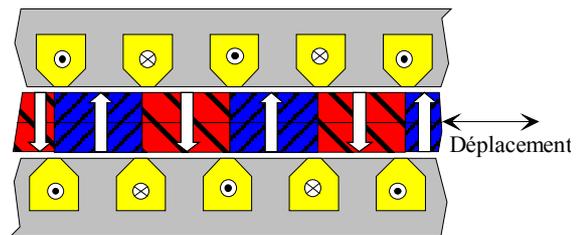


Fig. 3.21-Structure améliorée : les aimants sont à flux transversal

On obtient alors, pour un même flux en position centrée, les efforts normaux représentés figure 3.22 :

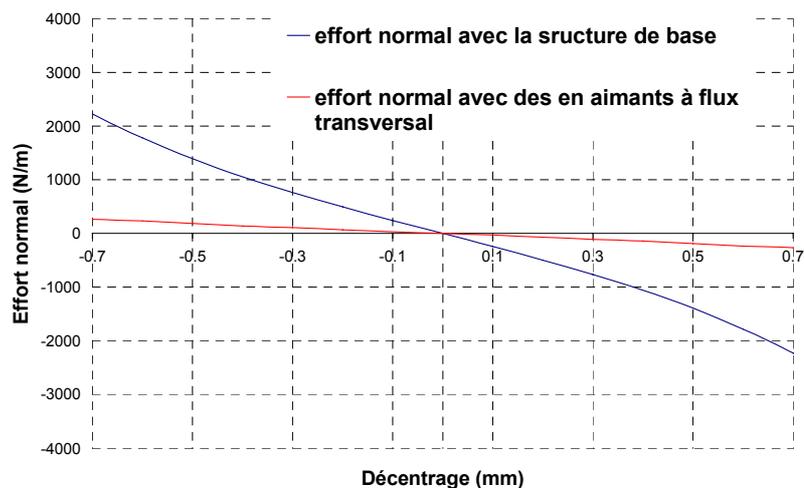


Fig. 3.22-Efforts normaux en fonction du décentrage

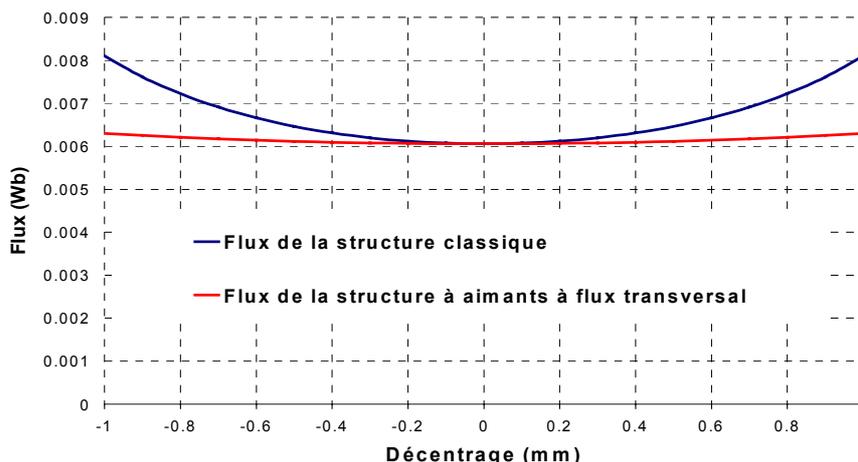


Fig. 3.23-Flux d'induit en fonction du décentrage

Jeu mécanique total de $2 \cdot e = 2$ mm, Epaisseur des aimants en séries : 2mm

On remarque que la structure à aimants à flux transversal a des efforts normaux très inférieurs à ceux de la structure classique (ici 7 fois plus faible suivant le décentrage). Ceci s'explique par le fait que l'on «force» le flux à être identique à travers les deux surfaces d'entrefers. Celui-ci varie donc beaucoup moins en fonction du décentrage.

Sans décentrage, le flux maximal vu par l'induit est le même pour les deux topologies. Pour un décentrage maximal (donc en présence d'efforts normaux maximaux) la structure à aimants en parallèle présente un flux dans l'induit de 12% plus faible que celui de la structure à aimants en séries.

Les applications typiques de cette topologie peuvent être les moteurs rotatifs discoïdes avec supports des aimants magnétiques ou amagnétiques ainsi que les actionneurs linéaires à induit plan. L'application de cette méthode aux actionneurs à entrefer cylindrique imposerait des circuits magnétiques complexes, et difficiles à mettre en œuvre.

3.6 Structure à guidages mécaniques glissants

Nous avons montré que l'effort normal augmente avec le décentrage. Outre la réduction de sa valeur, il peut être intéressant de limiter autant que possible ce décentrage.

Avec des méthodes de guidage classique, limiter le décentrage en maintenant l'entrefer constant le long de la surface d'entrefer revient à augmenter la rigidité mécanique de la partie mobile.

Une solution mieux adaptée aux actionneurs basse vitesse est d'avoir un guidage mécanique «réparti», c'est-à-dire un guidage par frottements (ou éventuellement roulant) directement sur la partie active (voir figure 3.25).

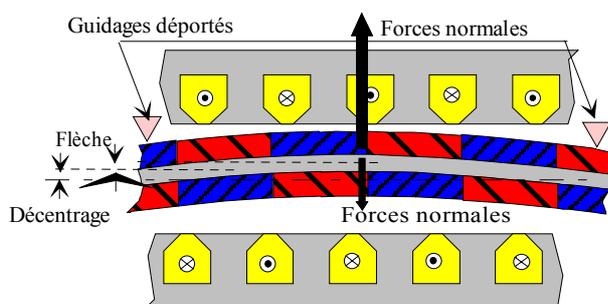


Fig. 3.24-Structure à guidage centralisé

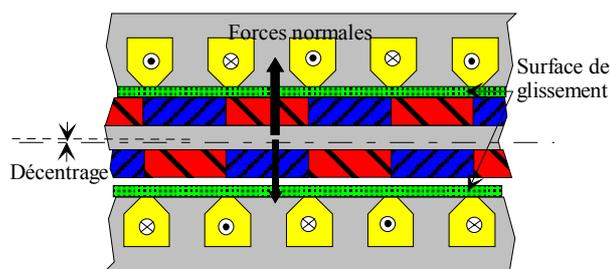


Fig. 3.25-Schéma d'une structure à guidage glissant

Le décentrage est alors au maximum égal au jeu mécanique résiduel qui lui-même est dû aux tolérances d'usinage et de montage. La valeur de l'effort normal est donc directement liée à ce dernier.

D'un point de vue mécanique, il n'est plus nécessaire de compenser mécaniquement les efforts normaux. Mais, les forces de frottement sont alors directement proportionnelles aux efforts normaux : $F_f = \alpha \cdot F_n$ (3.30) avec α le coefficient de frottement entre la tige et la surface de frottement.

Il faut donc des surfaces de glissement à très faible coefficient de frottement. La nature de ces surfaces de frottement peut être soit magnétique soit amagnétique. Cette technique permet d'envisager des entrefers extrêmement fins puisqu'il n'ont plus à prendre en compte la flèche éventuelle de la partie mobile. Seules les tolérances mécaniques de réalisation sont à prendre en compte

Sur la Figure 3.26, nous avons représenté l'effort normal calculé dans les deux cas pré-cités.

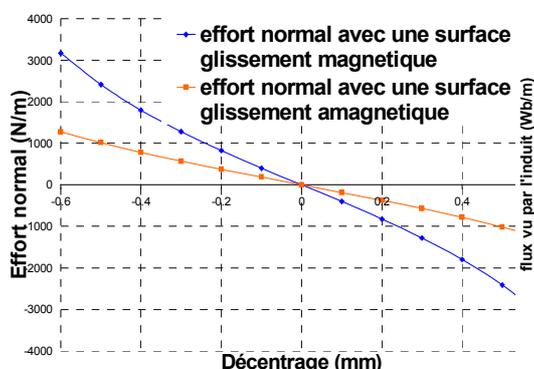


Fig. 3.26-Evolution de l'effort normal en fonction du décentrage pour des structures frottantes et un jeu mécanique total de 2 mm

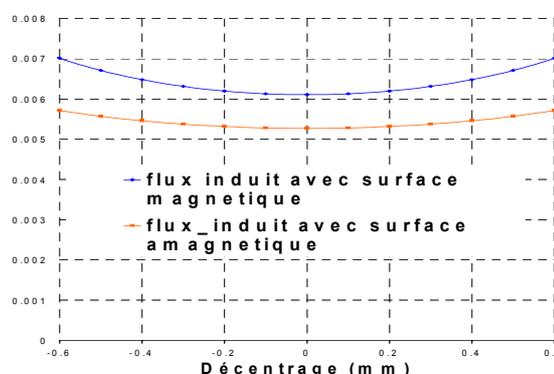


Fig. 3.27-Evolution du flux des aimants en fonction du décentrage pour des structures frottantes et un jeu mécanique total de 2mm

Ce résultat montre que le cas de surface amagnétique est favorable à la diminution de l'effort normal.

Cependant, le cas de surface magnétique permet d'augmenter le flux vu par l'induit donc l'effort tangentiel. On voit sur cet exemple que l'utilisation des surfaces de glissement magnétique permet de gagner 15% de flux dans l'induit donc 15% d'effort tangentiel (équation (3.30)).

4 Nouvelle famille d'actionneurs polyentrefers : les actionneurs multi-tiges

4.1 Les objectifs des actionneurs multi-tiges

A partir de l'expérience des actionneurs polyentrefers réalisés au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay [Matt_87b] puis au LESIR [BenAhmed_95], une nouvelle architecture d'actionneurs a été imaginée afin de répondre à un certain nombre de critères :

- Faible masse de la partie mobile,
- Force volumique élevée,
- Une partie mobile passive, la partie fixe devant comporter à la fois le bobinage de puissance et la source magnétique d'excitation, ici des aimants permanents,
- Enfin, une structure facilitant les usinages de précision élevée, l'assemblage et le guidage, et ainsi prédisposée à un fractionnement important.

La structure choisie est une structure linéaire, utilisant le motif D (c.f. Chapitre II, § 2.2.2). Comme pour les d'actionneurs polyentrefers déjà réalisés, elle est composée de trois phases identiques et décalées dans l'espace (dans la direction du déplacement) d'un tiers de pas. Chaque phase est composée :

- d'un bobinage de puissance,
- d'un ensemble de motifs élémentaires fixes, mis magnétiquement en série et en parallèle,
- de plusieurs parties mobiles, associées à ces motifs élémentaires, mécaniquement solidaires pour constituer le piston du vérin électrique ainsi réalisé,
- d'un circuit de retour du flux par phase

Le choix des différentes solutions retenues va être expliqué par la suite.

4.2 La structure multi-tiges

La principale difficulté liée aux actionneurs polyentrefers est d'ordre mécanique. Il faut, en effet, être capable de réaliser des motifs élémentaires aussi petits que possible, sur des actionneurs aussi gros que nécessaire pour satisfaire les exigences de poussée. Il faut donc minimiser les tolérances d'usinage des différentes pièces de l'actionneur.

L'idée fondatrice des actionneurs multi-tiges a été d'utiliser la forme géométrique la plus facile à réaliser avec précision selon les méthodes d'usinage conventionnelles : la forme cylindrique.

Chaque partie mobile est alors constituée d'une tige se déplaçant linéairement dans un alésage fixe. Dans un raisonnement simpliste (en réalité, il existe un niveau de fractionnement optimal), pour maximiser les surfaces d'entrefer, il faut maximiser, à volume constant, le nombre de tiges. La figure suivante présente l'architecture générale et la disposition des tiges.

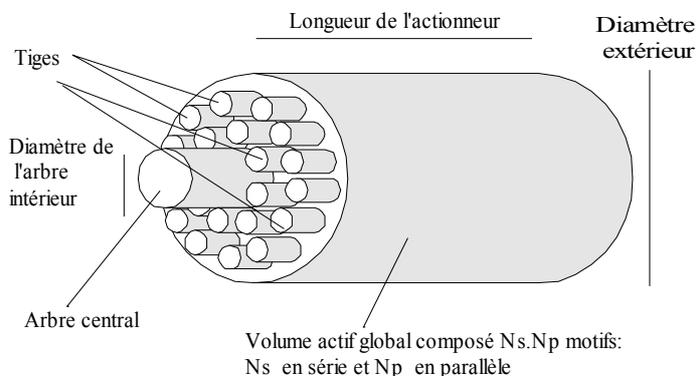


Fig. 3.28-Répartition multicouche des tiges

Pour des raisons de compacité, les trois phases de l'actionneurs sont placées en série le long des tiges.

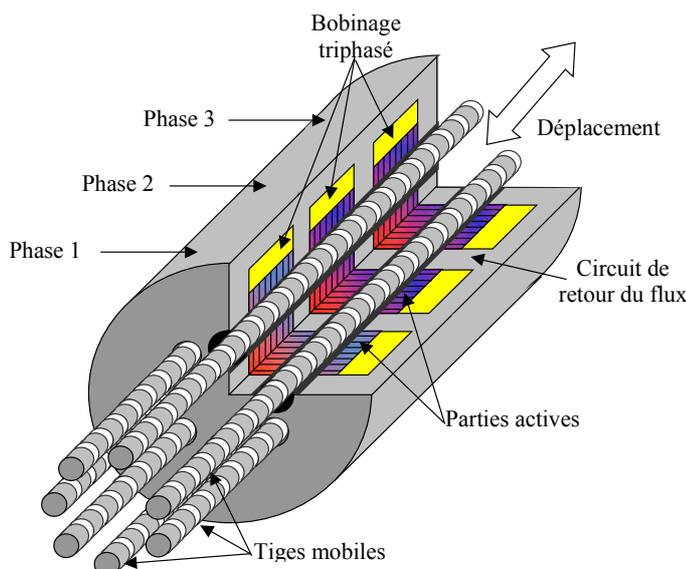


Fig. 3.29-Structure de l'actionneur multi-tiges

4.3 La transmission de l'effort

Si on s'intéresse au fonctionnement mécanique, chaque tige peut être modélisée par une liaison glissière. Les axes de ces liaisons ne peuvent pas être exactement parallèles (défaut d'usinage). Si ces tiges sont rigidement liées les unes aux autres, ce système est hyperstatique.

D'autre part, étant donné le faible diamètre des tiges d'une structure à très haut niveau de fractionnement, celles-ci ne peuvent fonctionner qu'en traction. Sinon, elles risqueraient un flambage mécanique.

La solution retenue consiste à transmettre l'effort via un arbre central. Les tiges sont solidaires de celui-ci via une liaison point-plan, comme représenté sur le schéma ci-dessous.

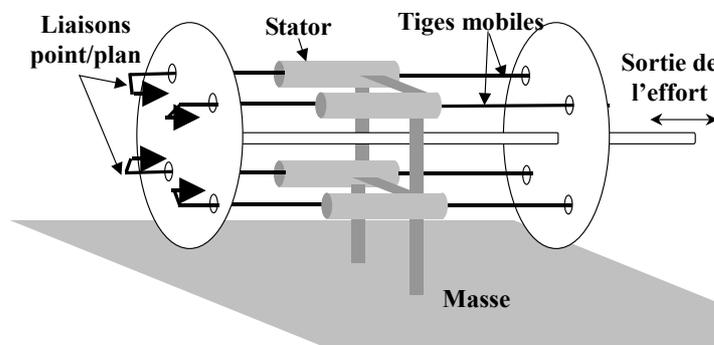


Fig. 3.30-Schéma fonctionnel de la transmission mécanique de l'effort

Cette solution permet de ne faire travailler les tiges mobiles qu'en traction. Elles peuvent donc être prétendues, et ainsi atteindre des diamètres beaucoup plus faibles que pour une structure devant transmettre l'effort par poussée.

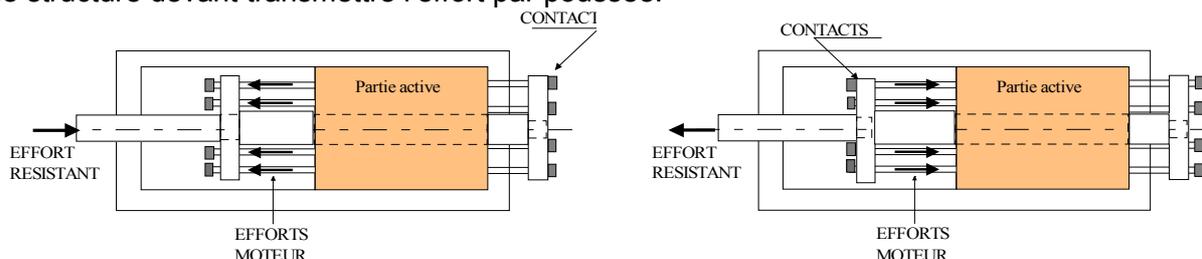


Fig. 3.31-Principe de transmission de l'effort pour un fonctionnement dans les deux sens

Cette structure fait l'objet d'un dépôt de brevet CNRS [BenAhmed_02].

5 Capteur de position d'autopilotage

5.1 Principe de fonctionnement du capteur

5.1.1 Introduction

Pour réaliser l'autopilotage, l'actionneur multi-tiges a besoin d'un capteur de position dont la précision est directement liée à son pas τ . Ce capteur doit, de préférence, supporter le même environnement que l'actionneur lui-même pour ne pas limiter ses applications.

Les capteurs de positions optiques sont relativement chers et ne supportent pas les environnements sévères (températures élevées, fortes vibrations...). Les capteurs linéaires à effet Hall existants n'offrent pas la précision suffisante. La technologie des transformateurs différentiels à variation linéaire (LVDT) donne une bonne précision dans des environnements très perturbés. Malheureusement, leurs débattements limités, par rapport à la taille de leurs parties fixes, empêchent de bien les intégrer à la structure du moteur. On peut en effet rappeler que l'actionneur multi-tiges peut avoir un stator beaucoup plus petit que ses tiges, c'est-à-dire plus petit que son débattement.

Un capteur de position avec la robustesse et la précision des capteurs LVDT mais plus compact était nécessaire. De plus, nous désirions un capteur très intégré à la structure de l'actionneur. En résumé, nous avons recherché et réalisé un capteur de position à très faible encombrement et d'une technologie homogène à celle du moteur, donc supportant a priori les mêmes environnements.

5.1.2 Principe du capteur

Ce capteur de position est basé sur le principe de la réluctance variable. C'est un circuit magnétique constitué d'une partie fixe et d'une partie mobile, ici l'une des tiges de l'actionneur polyentrefers. Ce capteur a été conçu pour que la position de la tige change la réluctance du circuit avec la même période que celle de conversion d'énergie.

Nous avons choisi deux bobinages indépendants entourant ce circuit magnétique. Le premier, appelé bobinage d'excitation, est alimenté à haute fréquence par un courant alternatif. Il génère un champ alternatif dans le circuit magnétique. Le flux embrassé par le bobinage secondaire dépend de la position du capteur. Un traitement du signal, adapté sur la tension mesurée à ses bornes, nous donne une image de la réluctance du circuit magnétique, réluctance directement liée à la position de la tige.

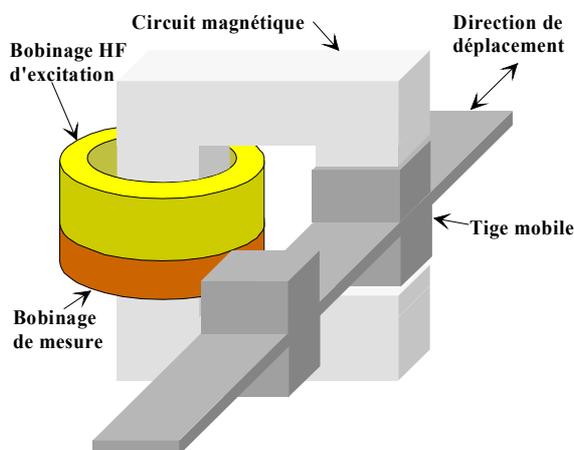


Fig. 3.32-Principe du capteur de position linéaire à réluctance variable

La figure 3.33 ci-dessous montre les signaux obtenus, sur un déplacement d'un pas, de la position (mesurée avec un autre capteur), du courant d'alimentation dans le bobinage d'excitation, de la tension aux bornes du bobinage secondaire et du signal démodulé. Les dimensions du capteur sont données au paragraphe 5.3.

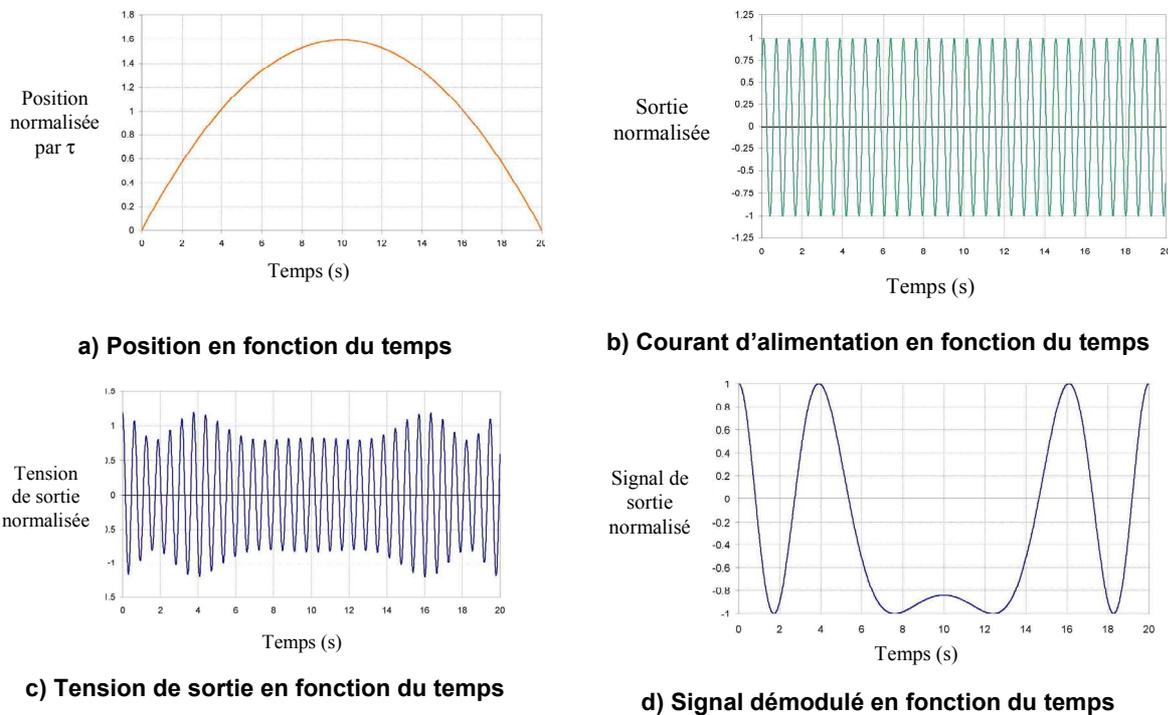


Fig. 3.33-Signaux d'entrée et de sortie du capteur

Dans les capteurs LVDT classiques, le signal de sortie est une image de la position absolue sur l'ensemble de la course. Pour notre application (l'autopilotage d'un actionneur linéaire synchrone), l'information de position peut être absolue à l'échelle du pas et périodique. On a alors besoin d'au moins deux capteurs pour obtenir l'information utile (principe des voies sinus et cosinus des résolveurs).

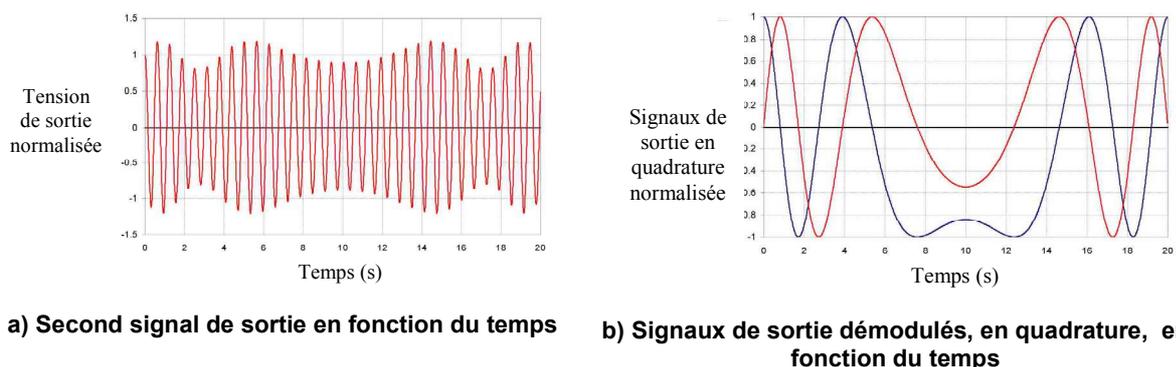


Fig. 3.34-Second signal du capteur

Si la variation de la réductance en fonction de la position possède peu d'harmoniques, une démodulation de type cosinus / sinus est possible grâce aux circuits habituellement utilisés pour les résolveurs.

5.1.3 Les prototypes de capteurs linéaires de position

Dans notre actionneur polyentrefer, la partie mobile est composée de 8 tiges cylindriques de faible diamètre. Ces tiges sont constituées d'une alternance de disques magnétiques et amagnétiques.

Certaines de ces tiges constituent donc également la partie mobile des capteurs de position. Les parties fixes de ces capteurs sont constituées d'anneaux magnétiques (structures en deux coupelles), remplis par les deux bobinages solénoïdaux d'excitation et de mesure.

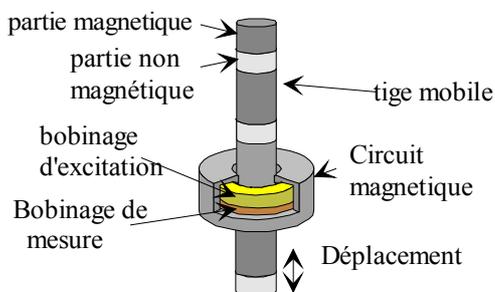


Fig. 3.35 a-Principe des capteurs de position réalisés



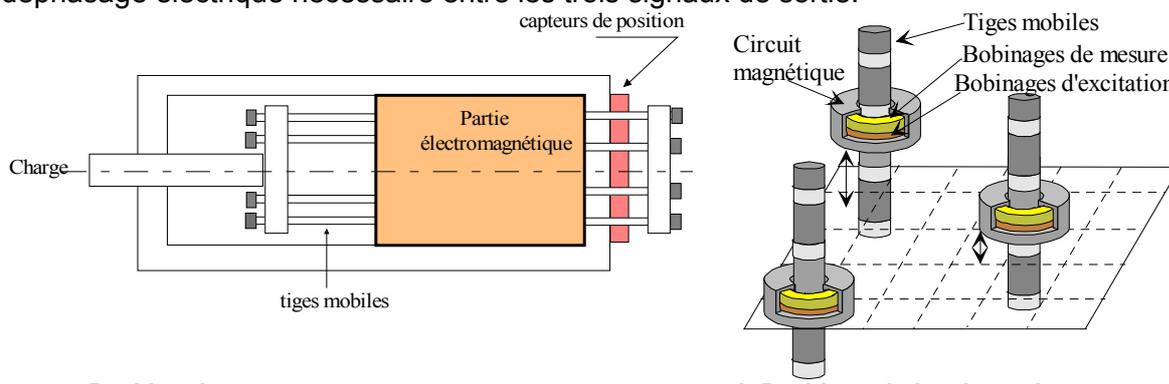
Fig. 3.35 b-Prototypes d'anneaux magnétiques

On peut résumer les dimensions du capteur comme suit :

Diamètre extérieur (en mm)	25.4
Diamètre intérieur (en mm)	10.4
Epaisseur extérieure du capteur(en mm)	8
Epaisseur (uniforme) du circuit magnétique (en mm)	1
Hauteur de la fente centrale (en mm)	1
Nombre de spires du bobinage d'excitation	Environ 200
Nombre de spires du bobinage de mesure	Environ 200

Afin d'obtenir un signal d'autopilotage pour chaque phase, nous avons choisi d'utiliser trois capteurs.

Toutes les tiges de l'actionneur sont mécaniquement synchrones. Pour des raisons d'encombrement axial, chaque anneau est placé autour d'une tige différente. Le décalage entre la position de chaque capteur doit être d'un tiers du pas (modulo le pas), ce qui crée le déphasage électrique nécessaire entre les trois signaux de sortie.



a-Position du porte capteur par rapport au moteur

b-Position relative des trois capteurs.

Fig. 3.36-Position des capteurs

5.1.4 Modélisation basse fréquence des transformateurs

Nous avons voulu établir un modèle électrique des capteurs. Dans cette première approche, les valeurs des éléments du modèle ne dépendent pas de la fréquence. Cela signifie que l'épaisseur de peau (des courants de Foucault) est plus grande que l'épaisseur du circuit

magnétique. Nous nous sommes concentrés sur la variation de l'inductance de magnétisation en fonction de la position.

Une simulation par éléments finis [Mawxell2D_88] a été effectuée pour optimiser le rapport L_d sur L_q , afin d'obtenir une bonne sensibilité.

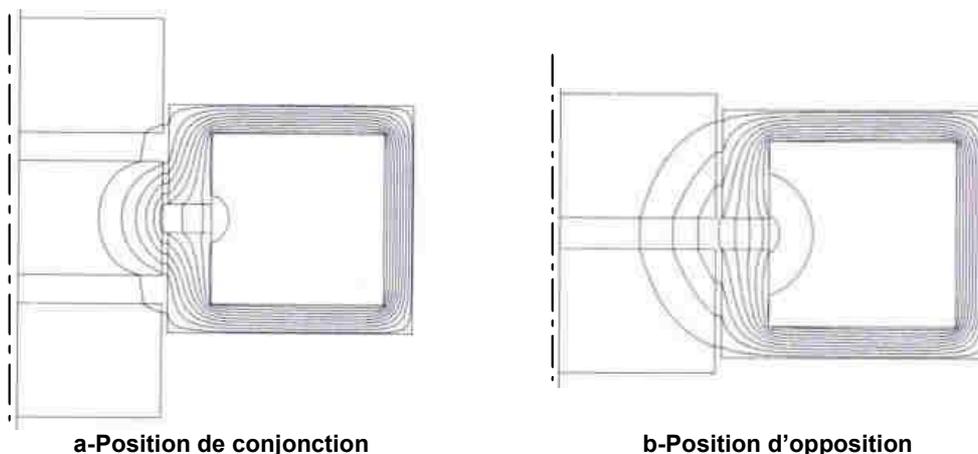


Fig. 3.37-Carte de champ à basse fréquence (pas de courants de Foucault) avec $\mu_r = 120$

Cette procédure d'optimisation a donné les variations d'inductance en fonction de la position suivante :

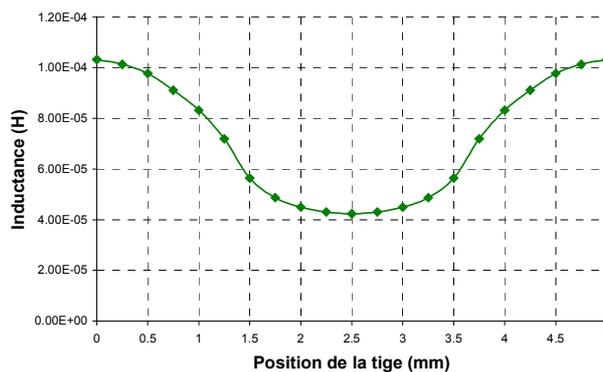


Fig. 3.38 a-Inductance en fonction de la position

La décomposition en harmonique de cette variation est présentée à la figure 3.38 b ci-dessous

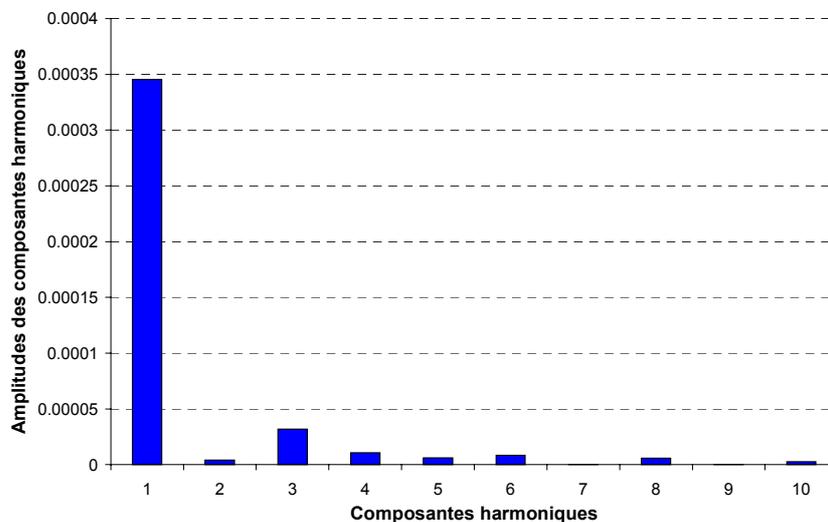


Fig. 3.38 b-Décomposition en série de Fourier de la variation d'inductance en fonction de la position

On peut dire que la variation d'inductance comporte peu d'harmoniques. Selon notre approche initiale nous considérons cette variation comme sinusoïdale. La relation entre la position et le signal de sortie est alors simple. On peut donc considérer ce capteur comme un résolveur linéaire, et y appliquer les mêmes circuits de démodulations

Les mesures expérimentales montrent que les courants induits ont un effet non négligeable dans le circuit magnétique massif du capteur. En conséquence, si l'on effectue une démodulation d'amplitude (§ 6.1), compte tenu des effets inductifs et des pertes, il existe une fréquence optimale qui maximise la sensibilité, elle est ici de 2kHz. Avec cette valeur, l'épaisseur de peau est plus faible que l'épaisseur du circuit magnétique. Les valeurs des éléments du modèle du transformateur changent alors avec la fréquence.

5.1.5 Modélisation haute fréquence du transformateur.

Une étude fréquentielle a été établie pour simuler le comportement du capteur et un modèle électrique a été présenté [Cavarec_EPE].

Nous avons effectué un calcul par éléments finis avec des courants de Foucault à l'aide du logiciel Marxwel 2D, en axis symétrique. La figure 3.39 montre le champ magnétique dans les deux positions extrêmes.

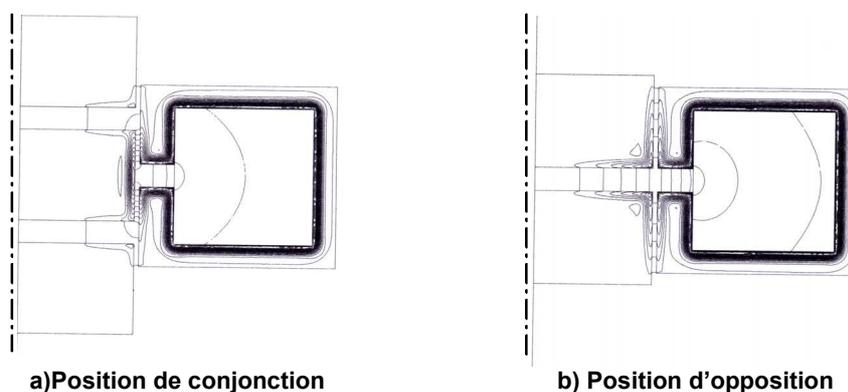


Fig. 3.39-Carte de champ à haute fréquence (1.5 kHz) $\mu_r = 120, \rho_{fe} = 1.4.10^{-7} \Omega.m$

Les pertes par courants de Foucault dans le circuit magnétique créent un déphasage entre le courant d'alimentation et le flux. Nous avons donc séparé le flux en deux composantes : le flux à 0° (en phase) et le flux à 90° (en quadrature) (Cf. figure 3.40).

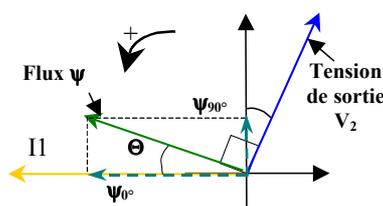


Fig. 3.40-Diagramme vectoriel du flux

$$\text{si } i(t) = I_m \cdot \cos(\omega.t) \tag{3.31}$$

$$\text{et } \psi(t) = \Psi_m(\omega) \cdot \cos(\omega.t - \Theta) \tag{3.32}$$

On obtient alors:

$$\psi(t) = \Psi_0(\omega) \cdot \cos(\omega t) + \Psi_{90}(\omega) \cdot \sin(\omega t) \tag{3.33}$$

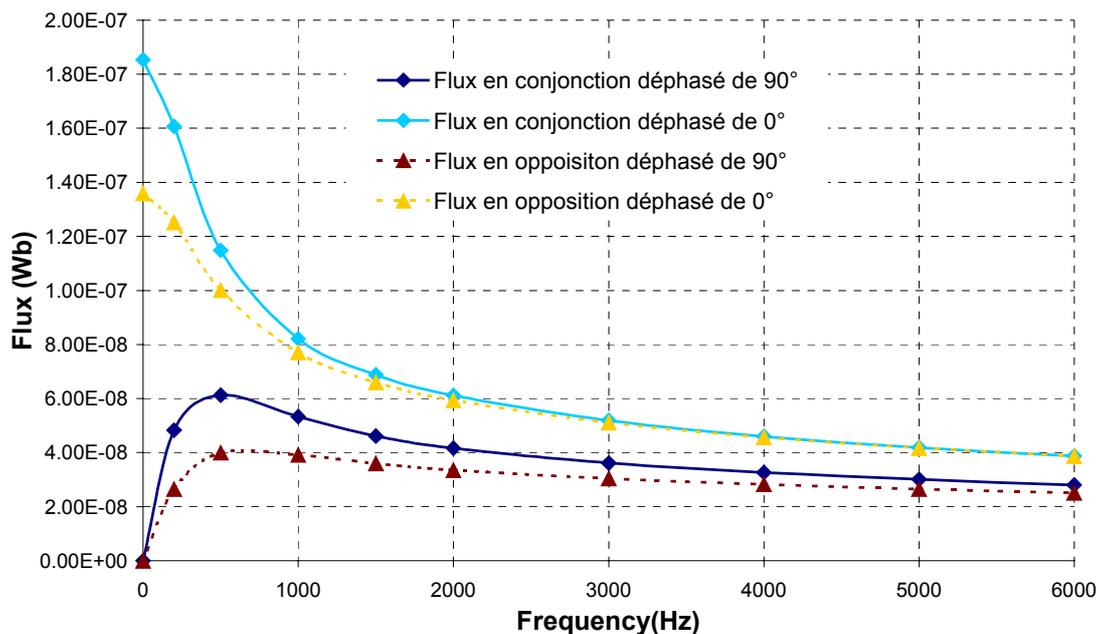


Fig. 3.41-Calculs du flux du capteur en fonction de la fréquence $\mu_r = 120, \rho_{fe} = 1.4.10^{-7} \Omega.m$

La tension de sortie est :

$$V_{2_{max}} = n_2 \cdot \omega \cdot \sqrt{(\psi_0^2 + \psi_{90}^2)} \tag{3.34}$$

avec :

ω la pulsation,

i le courant,

ψ_0 la composante du flux en phase avec le courant,

ψ_{90} la composante du flux en quadrature, et

n_2 le nombre de spires de la bobine secondaire

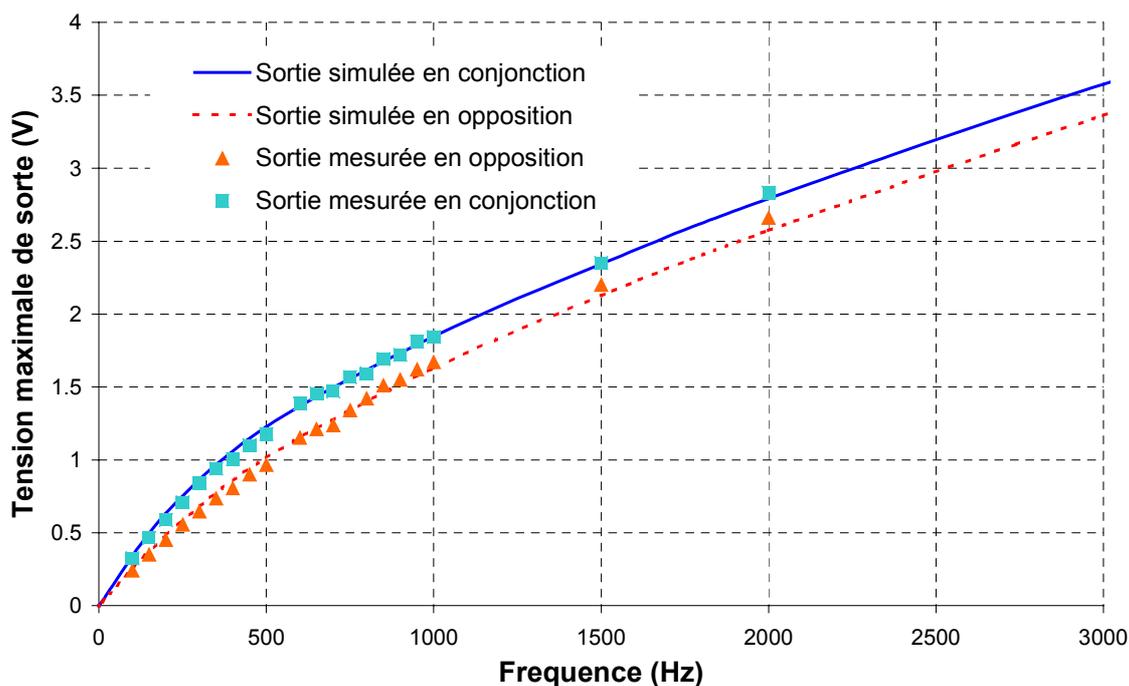


Fig. 3.42-Comparaison des tensions simulées et mesurées de sortie en conjonction et en opposition

En considérant la figure 3.43, il apparaît que les mesures correspondent plutôt bien aux valeurs des simulations (paramètres ajustés à : $\mu_r = 120, \rho_{fe} = 1.4.10^{-7} \Omega.m$) malgré la difficulté de bien représenter les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques réels avec des modèles simples (pas d'hystérésis, conductivité et perméabilité constantes).

Le déphasage entre le courant et le flux est :

$$\Theta = \arctan\left(\frac{\Psi_{90}}{\Psi_0}\right) \tag{3.35}$$

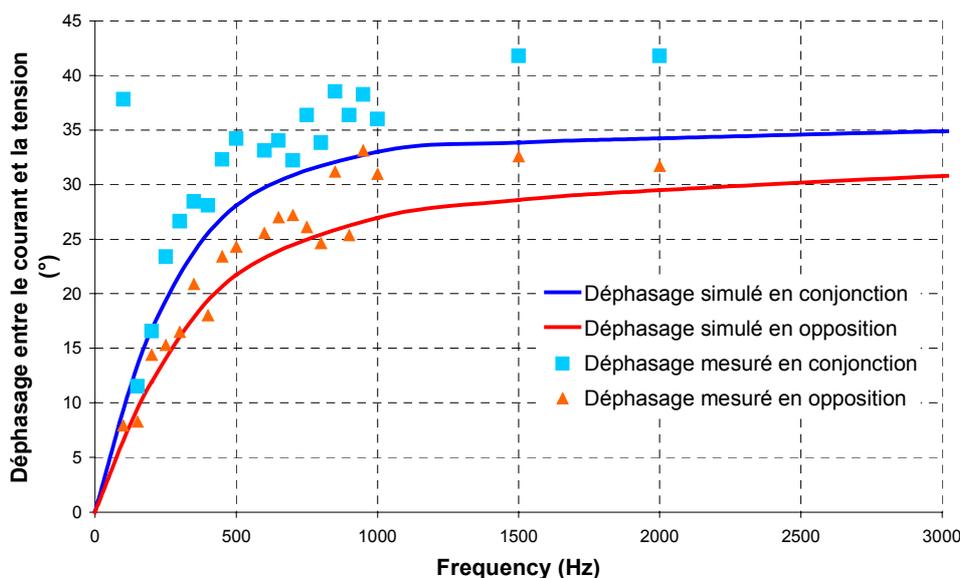


Fig. 3.43-Déphasage entre le courant et le flux

Cette figure montre que la phase est plus sensible au bruit de mesure. Cependant, les courbes des simulations ne diffèrent pas beaucoup des résultats de mesure. Il faut cependant noter que les simulations sont extrêmement sensibles aux caractéristiques des matériaux magnétiques. Une faible erreur sur ces valeurs peut expliquer la différence entre les simulations par éléments finis et les résultats des mesures.

Puisque toutes les grandeurs sont sinusoïdales, la puissance réactive (relative à l'énergie magnétique) est directement :

$$Q = \frac{1}{2} . \omega . \Psi_0 . i . n_1 \tag{3.36}$$

La puissance active (c'est-à-dire essentiellement les pertes magnétiques) est :

$$P = \frac{1}{2} . \omega . \Psi_{90} . i . n_1 \tag{3.37}$$

Ces formules permettent de déterminer le schéma électrique suivant avec les expressions des éléments en régime sinusoïdal :

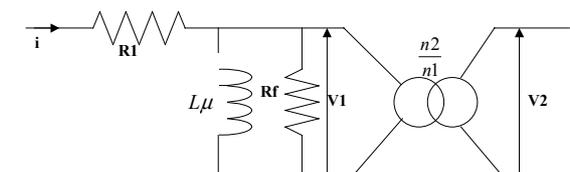


Fig. 3.44-Le modèle du transformateur

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{1\max}^2}{L_{\mu} \cdot \omega} \tag{3.38}$$

$$L_{\mu} = \frac{n_2^2 \cdot (\Psi_0^2 + \Psi_{90}^2)}{\Psi_0 \cdot n_1 \cdot i} \tag{3.39}$$

et :

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{1\max}^2}{R_{\mu}} \tag{3.40}$$

$$R_{\mu} = \frac{n_1 \cdot \omega \cdot (\Psi_0^2 + \Psi_{90}^2)}{\Psi_{90} \cdot i} \tag{3.41}$$

Nous pouvons maintenant calculer les variations de l'inductance de magnétisation et de la résistance de pertes fer en fonction de la fréquence (cf. figures. 3.47 a et b).

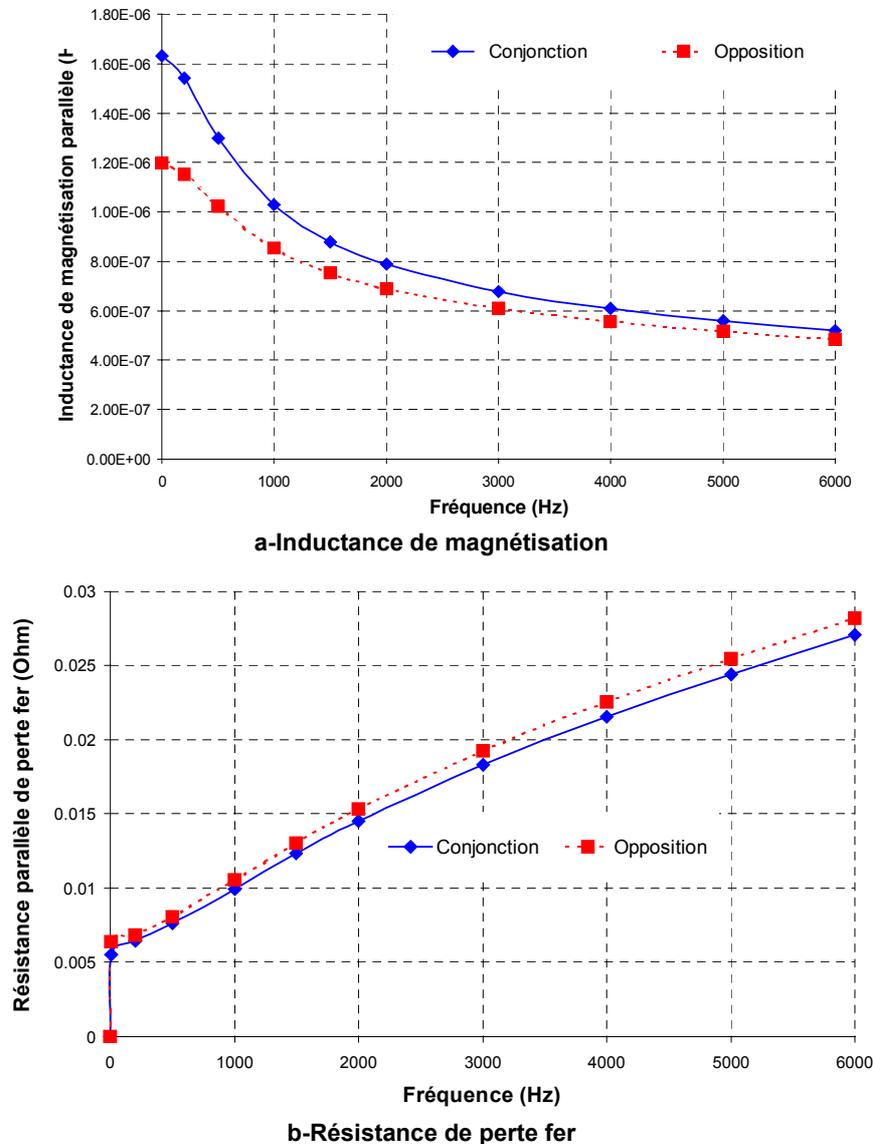


Fig. 3.45-Variable du modèle classique en fonction de la fréquence.

L'inductance de magnétisation et la résistance de pertes fer dépendent à la fois de la position et de la fréquence. Nous verrons au § 6.1 les effets de la fréquence sur la sensibilité selon le type de démodulation et la composante exploitée (pertes fer ou inductance).

5.1.6 Autre structure de capteur possible

La structure à trois anneaux est la plus simple pour ce type de capteur. Elle n'est cependant pas la seule possible. D'autres peuvent aussi avoir des propriétés intéressantes.

Une des solutions est représentée figure 3.46. Son principal avantage est d'avoir un circuit d'excitation unique.

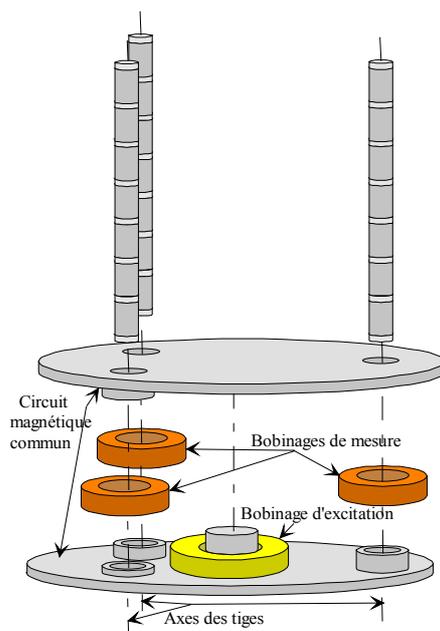


Fig. 3.46-Vue éclatée de la structure à bobinage d'excitation unique.

Le but de cette nouvelle structure est de diminuer la dispersion de caractéristiques entre les différents capteurs. Elle utilise un circuit magnétique en trois dimensions, ce qui impose, pour limiter l'effet des pertes fer, d'utiliser de préférence un matériau ferrite.

5.2 La démodulation analogique du capteur de position

Une carte électronique a été réalisée afin d'assurer la démodulation analogique des capteurs [Houyère_00]. Nous allons en présenter le principe.

5.2.1 Principe de démodulation

Le signal de sortie peut être interprété comme un signal de modulation d'amplitude. Deux types de démodulation sont possibles :

- la démodulation d'amplitude, dans laquelle on détecte uniquement le maximum du signal (cf. Figure 3.47), et
- la démodulation synchrone, dans laquelle on doit choisir un angle de déphasage (cf. Figure 3.50) pour recueillir la composante vectorielle souhaitée, par exemple celle due à la composante inductive ou celle due à la composante résistive (pertes magnétiques).

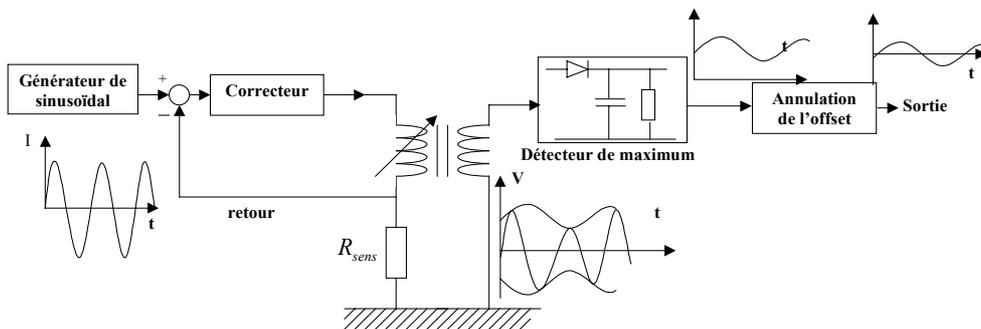


Fig. 3.47-Principe de la démodulation d'amplitude

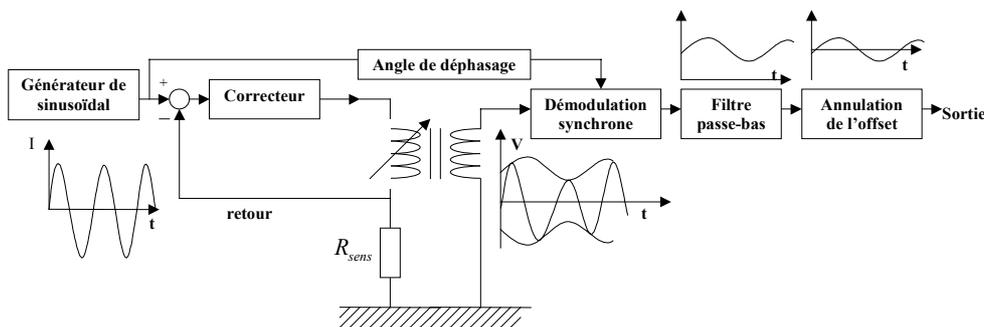


Fig. 3.48- Principe de démodulation synchrone

Pour la démodulation synchrone, le choix de l'angle de déphasage doit être choisi pour maximiser la sensibilité, c'est-à-dire la variation maximale d'amplitude entre les deux positions extrêmes (sur un demi pas de déplacement de la tige) (cf. Figure 3.48).

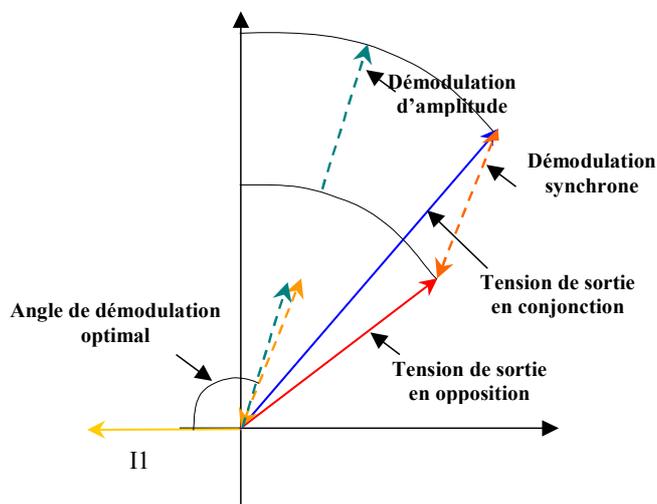


Fig. 3.49-Diagramme vectoriel

La démodulation synchrone utilise à la fois la variation d'amplitude et la variation de phase entre les deux positions extrêmes.

Avec la simulation haute fréquence, on peut comparer les résultats des deux principes de démodulation (cf. Figure 3.50).

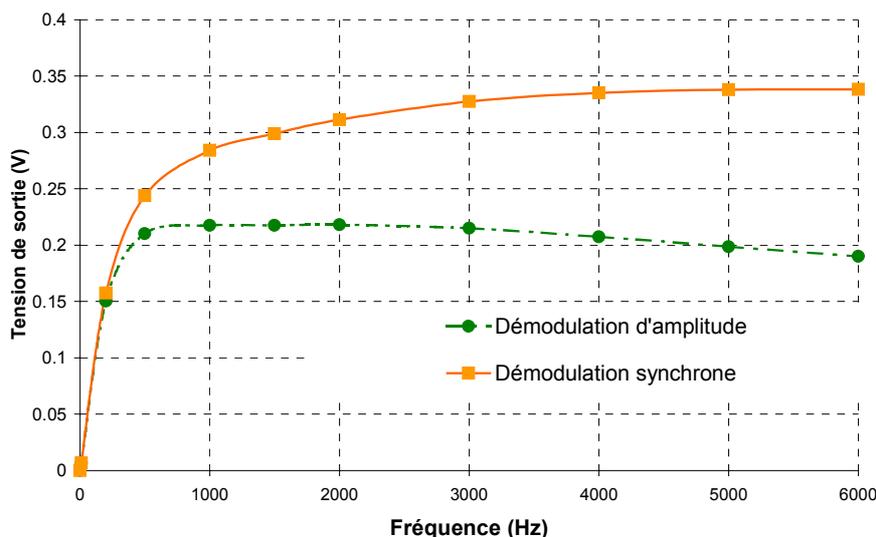


Fig. 3.50-Tension de sortie en fonction de la fréquence.

On peut donc dire que la démodulation synchrone donne toujours de meilleurs résultats. En revanche, elle nécessite un circuit de démodulation un peu plus complexe. Nous avons choisi ce dernier type de démodulation.

5.2.2 Mesure différentielle

La mesure différentielle consiste à utiliser la différence de tension entre deux bobinages de mesure. C'est la méthode LVDT (cf. Figure 3.51).

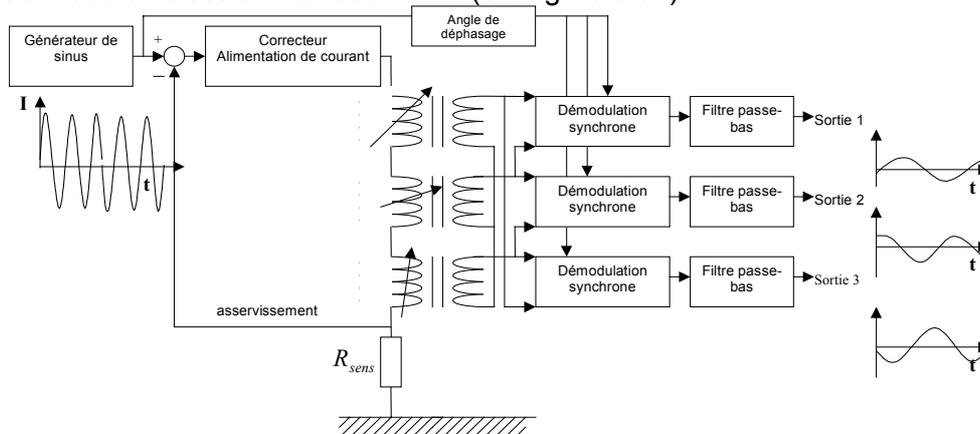


Fig. 3.51-Le principe de mesure différentiel

Cette méthode élimine immédiatement, la valeur moyenne sans réglage préalable. De plus, elle limite la sensibilité à la température. Pratiquement, la mesure différentielle nécessite des capteurs ayant peu de dispersion, ce qui implique un circuit magnétique et des bobinages soignés.

Avec trois capteurs différents, la mesure différentielle consiste à alimenter les trois bobinages d'excitation en série, et de relier les trois sorties en étoile. On mesure alors les trois tensions composées.

5.2.3 Choix de la fréquence de modulation

Le choix de la fréquence de modulation dépend de trois critères :

- la sensibilité des capteurs,
- la limitation de la puissance de modulation, et
- la complexité de la démodulation.

Le premier critère a été étudié précédemment.

Le second critère prend en compte le fait que la puissance de l'alimentation, mais aussi la tension maximale et le courant maximal soient limités.

On en déduit que le nombre de spire optimal, maximisant la tension de sortie, dépend de la fréquence de travail.

Enfin, lorsque la fréquence de démodulation augmente, la fréquence de coupure du filtre passe-bas peut être plus élevée (pour la même ondulation résiduelle) et la bande passante du capteur plus large.

5.2.4 Résultats expérimentaux

Le capteur de position a été testé. Un circuit imprimé d'alimentation et de démodulation a été réalisé, et donne de bons résultats (cf. Figures 3.52).

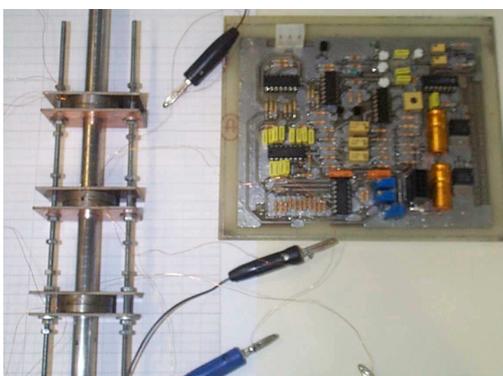


Fig. 3.52 a-Circuit imprimé d'alimentation et de démodulation

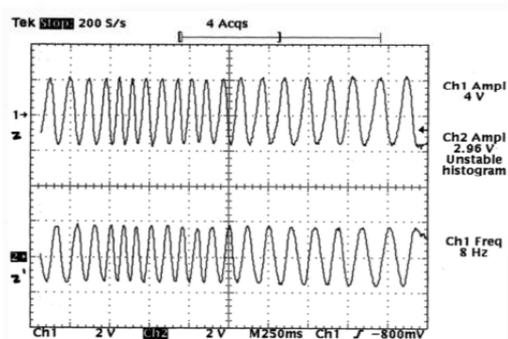


Fig. 3.52 b-Mesure de deux signaux de sortie avec des tiges ayant une vitesse variable.

Les signaux de démodulation sont proches de signaux sinusoïdaux. Ceci est principalement dû aux faibles harmoniques de la variation de l'inductance en fonction de la position. Cependant, ces harmoniques limitent très fortement la précision des capteurs.

5.3 Démodulation numérique du capteur de position

Pour répondre au problème des signaux non sinusoïdaux, une nouvelle approche de démodulation numérique a été développée. Elle a aussi donné lieu à la réalisation d'une carte électronique [Frogerais_01]

5.3.1 Principe de la démodulation numérique

On rappelle que la démodulation analogique consiste à :

- utiliser les signaux différentiels,
- les multiplier par la porteuse déphasée d'un certain angle,
- filtrer la composante haute fréquence résiduelle,
- reconstituer la position à partir des sinusoïdes démodulées.

De la même manière, pour la démodulation numérique, on utilise d'abord une mesure différentielle (analogique) pour améliorer la sensibilité des capteurs.

On peut, cependant, considérablement simplifier les opérations. Tout d'abord, il faut faire deux remarques sur cette démodulation numérique :

- le filtrage de la composante haute fréquence en sortie du multiplieur limite la bande passante du signal au double de la fréquence de la porteuse (théorème de Shannon).

On ne peut donc se contenter de recevoir un signal numérisé toutes les demi-périodes de la porteuse,

- d'autre part, la porteuse est considérée comme sur sinusoïde parfaite.

Ces deux remarques permettent de résumer ce traitement à

- faire une acquisition numérique du signal aux instants correspondant aux extremums de la porteuse décalée du déphasage optimal (ce qui correspond au déphasage),
- inverser le signe du signal numérisé si cet extremum était négatif (ce qui correspond au produit des signaux).

La synchronisation des signaux permet de se passer de filtrage.

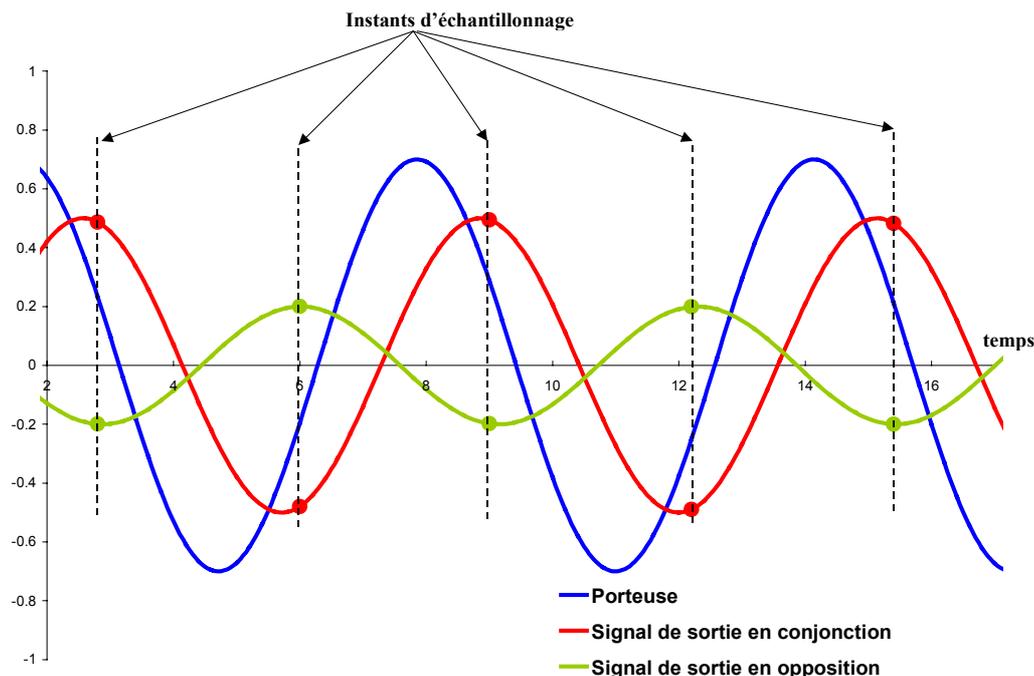


Fig. 3.53-Signaux de conjonction et d'opposition avant l'échantillonnage

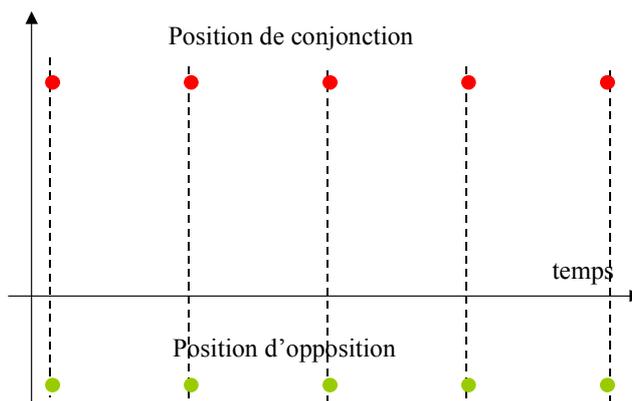


Fig. 3.54-Signaux de sortie après démodulation

L'idée est ensuite de considérer la mesure différentielle comme un signal non sinusoïdal, mais simplement périodique par rapport au débattement. Une phase d'initialisation permet de calibrer le capteur, c'est-à-dire de mémoriser les signaux de sortie pour des positions particulières.

A l'instar des signaux de télécommunication, la démodulation numérique se base sur le principe de maximum de vraisemblance : chaque position est considérée comme un signal de modulation, et l'algorithme doit estimer la position la plus vraisemblable. Pour cela, il

suffit de calculer toutes les erreurs entre le signal mesuré et les différents signaux mémorisés. La position permettant d'obtenir l'erreur la plus faible est alors la position estimée à envoyer à la commande de l'actionneur.

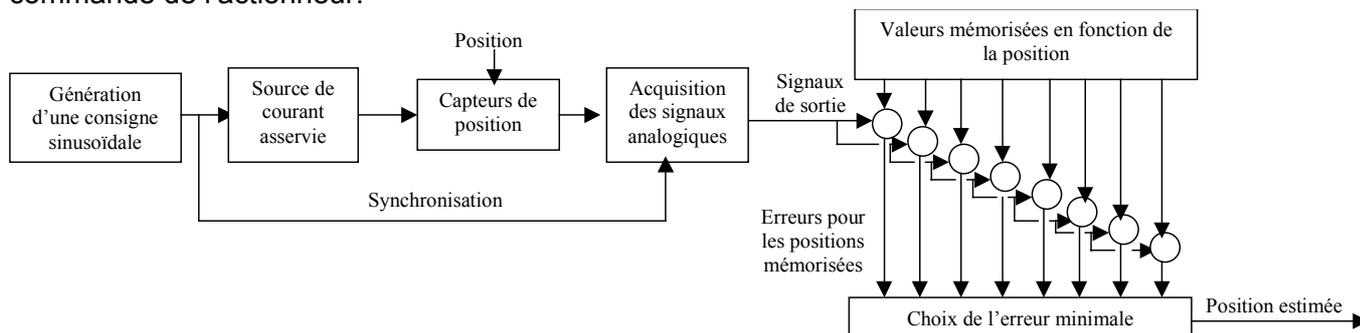


Fig. 3.55-Schéma blocs de la démodulation numérique

Pour déterminer l'erreur entre les signaux échantillonnés et les valeurs de signaux mémorisés, plusieurs formules sont possibles :

- Erreur quadratique pour la position estimée n :

$$Err_n = (Sig_1 - Val_n_1)^2 + (Sig_2 - Val_n_2)^2 + (Sig_3 - Val_n_3)^2$$

- Erreur linéaire pour la position estimée n :

$$Err_n = |Sig_1 - Val_n_1| + |Sig_2 - Val_n_2| + |Sig_3 - Val_n_3|$$

avec :

Err_n l'erreur totale

Sig_i le signal de sortie du i^{ème} capteur

Val_n_i la valeur mémorisée de la sortie du i^{ème} capteur en fonction de la position n.

Cette dernière formulation permet de minimiser le temps de calcul du PIC. C'est donc celle que nous avons utilisée.

On obtient alors, à chaque instant, une série pour différentes positions possible :

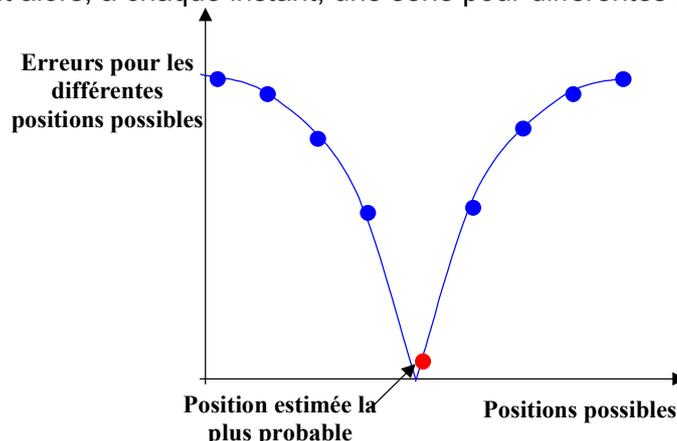


Fig. 3.56-Evolution de l'erreur en fonction des positions possibles

La position la plus probable est celle qui donne l'erreur la plus faible.

Afin de minimiser le temps de calcul en fonctionnement, une fois la position initiale estimée, la plage d'exploration est réduite aux valeurs proches de la précédente position estimée.

5.3.2 Réalisation pratique de la démodulation numérique

La démodulation numérique a été réalisée à partir d'un PIC 16F873. Afin de minimiser le nombre d'entrées, seules deux mesures différentielles sont échantillonnées.

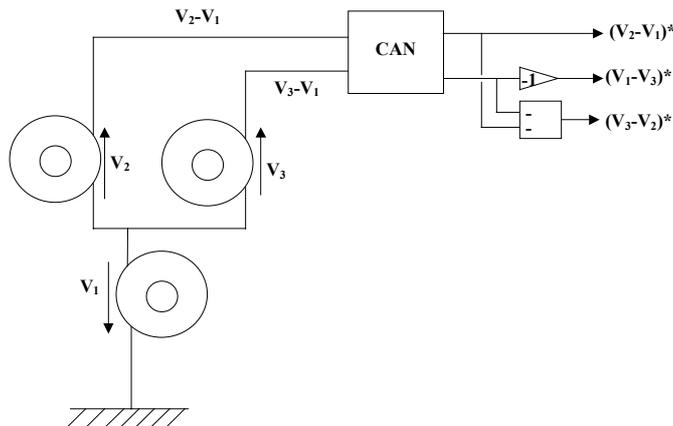


Fig. 3.57-Mesure différentielle numérique

Une phase d'initialisation est donc nécessaire pour mémoriser les valeurs de référence pour les différentes positions. Le nombre de positions est limité par l'espace mémoire disponible dans le PIC. Nous avons choisi 30 positions différentes.

Cette phase d'initialisation fait l'objet d'un programme séparé. On utilise alors une règle optique donnant la position de l'actionneur. Cette règle est utilisée pour envoyer un « top » dès que l'actionneur se trouve dans une position que l'on souhaite mémoriser. On aura donc 30 tops sur un pas, soit un « top » tous les 0.166 mm. La résolution du capteur est donc de 6° électrique.

Une manière d'augmenter la précision de la démodulation, sans augmenter le nombre de positions en mémoire, est de considérer la variation de l'erreur autour de 0 comme linéaire. On peut alors faire une extrapolation linéaire entre les deux positions donnant la plus faible erreur. Cette amélioration n'a cependant pas été programmée.

La démodulation numérique a été validée en composants discrets et fait actuellement l'objet d'une réalisation sur circuit imprimé.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, différents aspects de la conception des actionneurs polyentrefers linéaires à bobinages globaux ont été abordés.

Tout d'abord, une approche originale des harmoniques d'efforts dans les actionneurs à couplage dentaire et à pôles magnétiquement indépendants nous a permis d'apprécier l'influence des tolérances mécaniques sur la forme de l'effort instantané en alimentation sinusoïdale.

Ainsi une solution originale et très simple permet de filtrer les ondulations d'efforts des actionneurs à couplage dentaire. Elle consiste à utiliser à la fois la dispersion de positionnement due aux tolérances de fabrication et un décalage entre les différents pôles supplémentaire. La perte sur la valeur moyenne de l'effort utile reste suffisamment faible.

L'application de cette technique pour les actionneurs de type multi-tiges consiste à décaler les tiges les unes par rapports aux autres.

D'autre part, nous nous sommes intéressés aux problèmes de guidage dans les actionneurs linéaires à aimants permanents. Sachant que ces difficultés sont principalement liées aux efforts normaux parasites, nous avons cherché à minimiser ces efforts sans détériorer leur composante tangentielle. Nous avons ainsi proposé un guidage glissant, correspondant à une couche amagnétique de faible coefficient de frottements, qui permet de limiter le décentrage.

Nous avons ensuite présenté, de manière générale, la topologie multi-tiges, bien adaptée au fractionnement mécanique de la zone active. Nous avons aussi proposé un système de transmission de l'effort permettant de ne faire travailler les tiges qu'en traction.

Nous avons également étudié le fonctionnement magnétique, en « haute fréquence », des capteurs de position. Les mesures expérimentales ont validé les simulations effectuées par éléments finis.

Deux types de démodulations différentielles ont été étudiées et testées. Une première démodulation analogique, et une seconde numérique.

Afin de valider ces approches théoriques, nous allons, au chapitre IV, nous intéresser à un prototype d'actionneur multi-tiges réalisé au LESIR.

CHAPITRE IV

L'actionneur multi-tiges

1 Introduction

Nous avons présenté, au chapitre II, l'intérêt théorique des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux. Le chapitre III a ensuite été consacré à différents aspects de leur conception.

Afin de valider ces approches, un démonstrateur multi-tiges a été réalisé au LESIR au cours d'un mémoire CNAM [Antunes_99]. Ce démonstrateur devait valider l'intérêt de l'approche mécanique. Il devait aussi mettre en avant les éventuelles difficultés de modélisation et de réalisation. Il devait, enfin, confirmer expérimentalement les avantages des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

Dans un premier temps, nous présenterons en détail les solutions retenues pour les différentes parties de ce démonstrateur, ainsi que l'ensemble des pièces réalisées.

Nous verrons ensuite comment, à partir d'un calcul par éléments finis 2D, on peut estimer les performances d'un actionneur alimenté en courant sinusoïdal. Ces performances théoriques seront comparées aux efforts mesurés expérimentalement sur le prototype.

Nous verrons aussi comment évoluent les performances des actionneurs optimaux lorsque l'on impose des contraintes mécaniques de réalisation, tel que le diamètre intérieur des tiges, ou le pas mécanique.

Enfin, un certain nombre de problèmes à prendre en compte pour les versions suivantes d'actionneurs multi-tiges, seront présentés.

2 La réalisation du prototype multi-tiges

2.1 Le motif élémentaire

Parmi les quatre motifs à aimants permanents de base présentés au chapitre précédent, seul le motif D (flux de réaction magnétique de l'induit et aimantation longitudinale) permet d'avoir une symétrie de révolution.

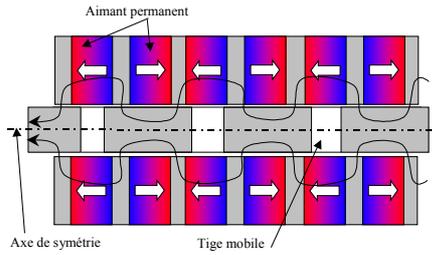


Fig. 4.1 a-Position de conjonction positive

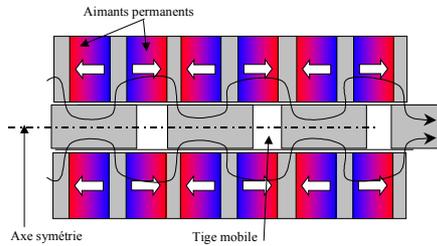


Fig. 4.1 b-Position de conjonction négative

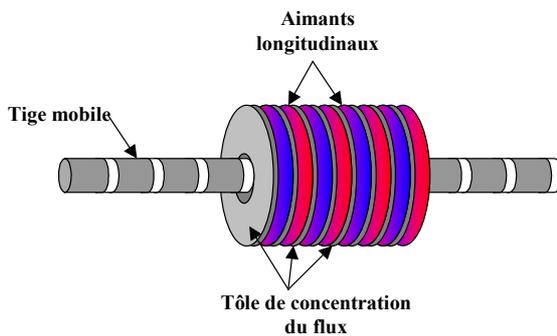


Fig. 4.1 c-Vue extérieure du motif élémentaire de l'actionneur multi-tiges

Fig. 4.1-Motif de base de l'actionneur multi-tiges

Le bobinage de puissance doit créer un champ longitudinal. Deux types d'emplacements sont alors envisageables :

- le bobinage de puissance peut entourer la partie active de l'actionneur, on parlera de bobinage global entourant,
- le bobinage de puissance peut entourer le circuit magnétique de retour du flux intérieur de l'actionneur, on parlera de bobinage global entouré.

La première solution limite les fuites magnétiques entre le bobinage de puissance et la partie active. La seconde solution permet d'avoir un bobinage de puissance plus compact donc, à pertes joules données, plus d'ampères tours. Elle pose cependant des problèmes de refroidissement : le bobinage étant entouré par la partie active.

Comme nous souhaitons alimenter cet actionneur par commutation électronique (grâce à un onduleur MLI), le facteur de puissance ne devait pas être trop faible. De plus, les fuites magnétiques entraîneraient des problèmes complexes de compatibilité électromagnétique. Nous avons donc retenu la première solution : Le bobinage de puissance entourant la partie active.

Afin de minimiser le volume du bobinage de puissance, une forme cylindrique de la partie active a été adoptée.

On peut alors représenter les deux positions de conjonctions comme suit :

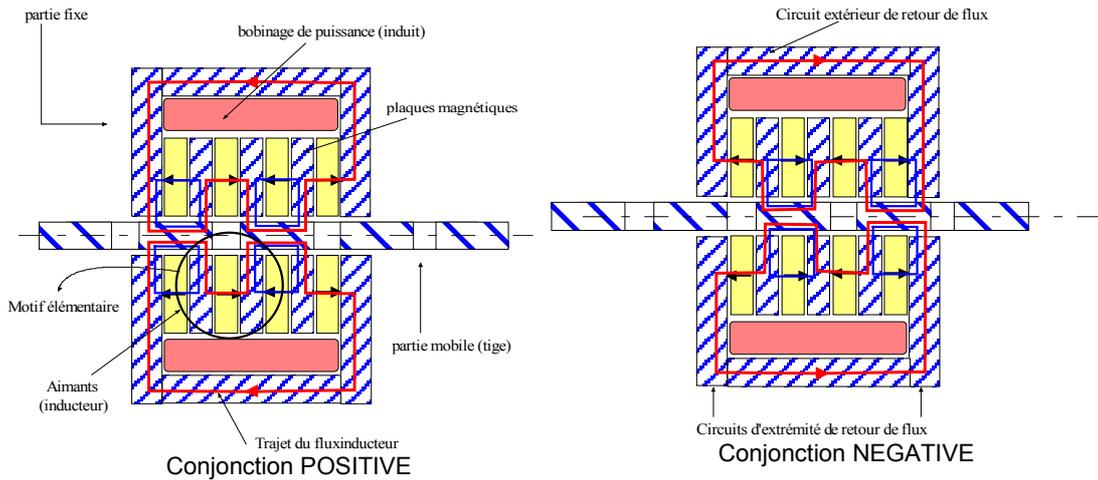


Fig. 4.2-Positions de conjonctions de l'actionneur : Une seule phase est représentée

Pour minimiser la puissance de l'onduleur MLI, et les ondulations d'efforts, la solution triphasée est la plus intéressante. Pour des raisons de simplicité et de compacité, comme pour les actionneurs polyentrefers déjà réalisés, ces trois phases, magnétiquement découplées, ont été placées mécaniquement en série le long des tiges. On peut donc rappeler la structure présentée au chapitre 3 :

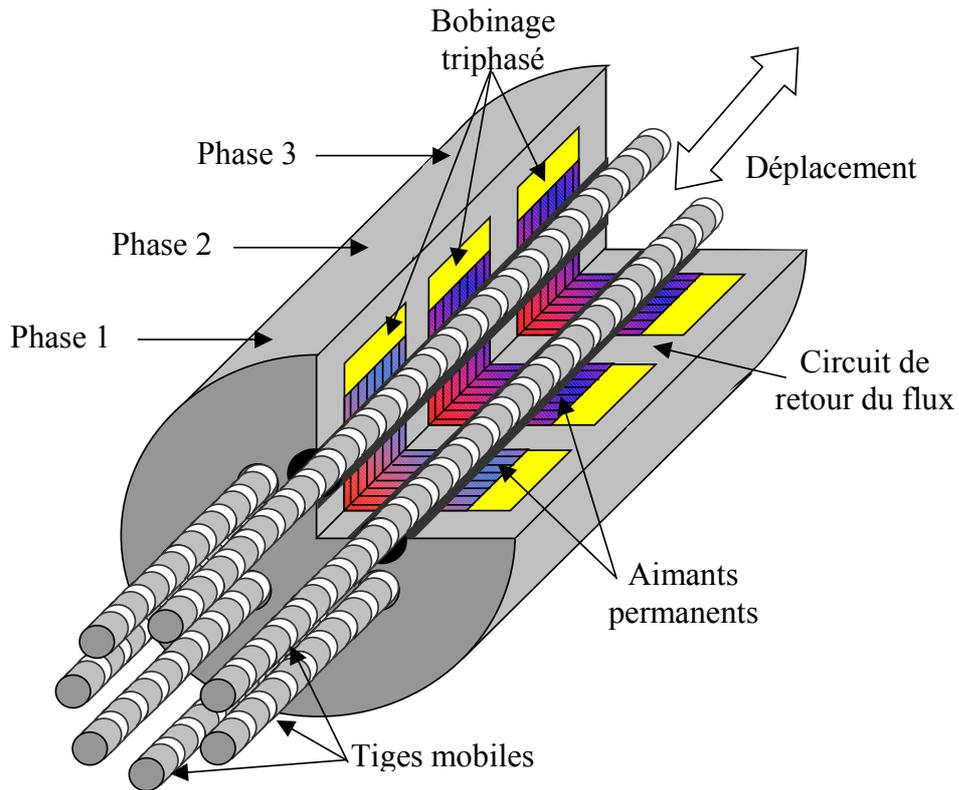


Fig. 4.3-Structure générale de l'actionneur multi-tiges

2.2 Dimensions de l'actionneur

Les dimensions du prototype sont résumées dans le tableau suivant :

Entrefer (mm)	0,1
Diamètre intérieur des tiges (mm)	4,6
Diamètre extérieur des tiges (mm)	10
Diamètre de l'alésage des motifs (mm)	10,2
Diamètres extérieurs des motifs (mm)	24
Pas (mm)	5
Epaisseur des aimants (mm)	1,5
Epaisseur du fer de concentration du flux (mm)	1
Epaisseur des bagues magnétiques des tiges (mm)	4
Epaisseur des bagues amagnétiques des tiges (mm)	1
Nombre de couche de tiges	1
Nombre de tiges	8
Nombre de motifs en série	8
Diamètre de la partie active (mm)	85
Longueur totale de l'actionneur (mm)	110
Diamètre extérieur de l'actionneur (mm)	122
Section du conducteur (mm ²)	1
Nombre de spires	160
Résistance de chaque phase (Ω)	1.4

2.3 Le corps de l'actionneur

La partie active de l'actionneur est placée dans une culasse en acier servant au retour du flux magnétique. Cette culasse est, elle-même, placée dans un corps en aluminium servant à la fois au maintien mécanique sur le banc d'essai, et au refroidissement de l'actionneur (augmentation de la surface d'échange thermique).

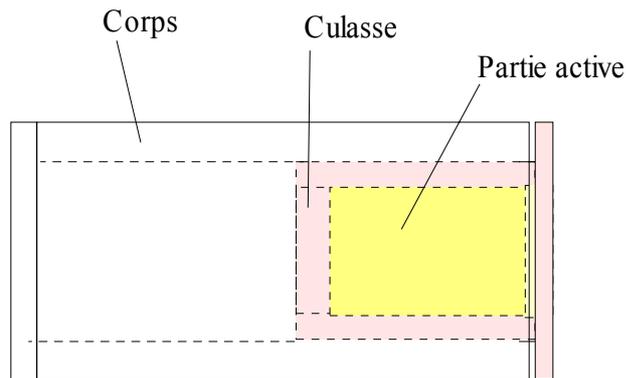


Fig. 4.4-Positionnement du corps de l'actionneur

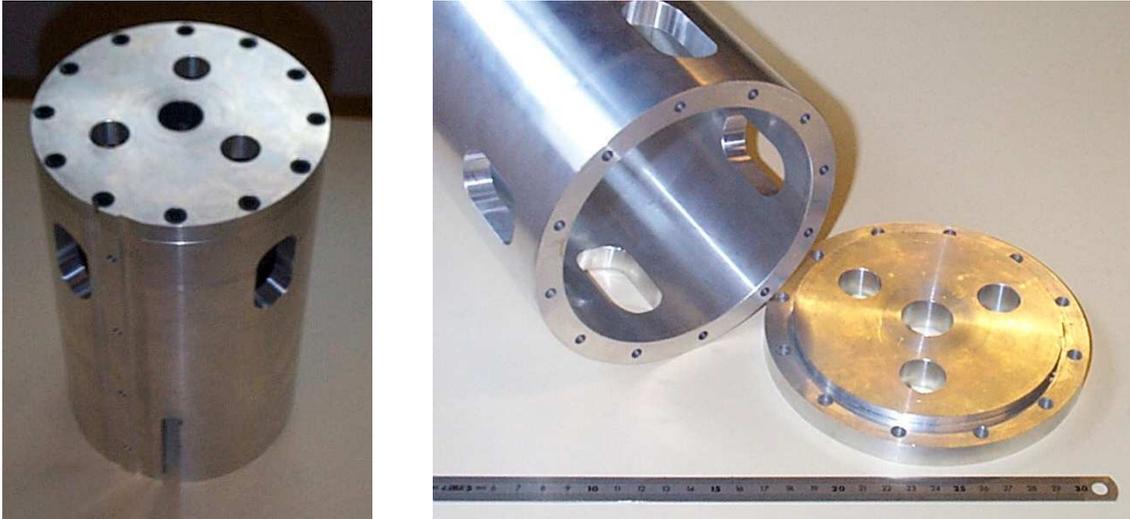


Fig. 4.5-Corps de l'actionneur

2.4 La culasse de l'actionneur

La culasse de l'actionneur doit contenir les trois phases de l'actionneur.

Les sections des culasses de retour du flux ont été surdimensionnées par rapport aux sections de passage du flux de la partie active. On s'est ainsi prémuni de toute saturation, et les pertes magnétiques y sont négligeables devant celles générées dans la partie active.



Fig. 4.6 a-Culasse de l'actionneur



Fig. 4.6 b-Extrémités de la culasse de l'actionneur

2.5 La partie active

La partie active est composée de trois phases comme le montre la figure 4.7. Les motifs élémentaires sont constitués d'un empilement de plaques entre lesquelles viennent s'intercaler les aimants.

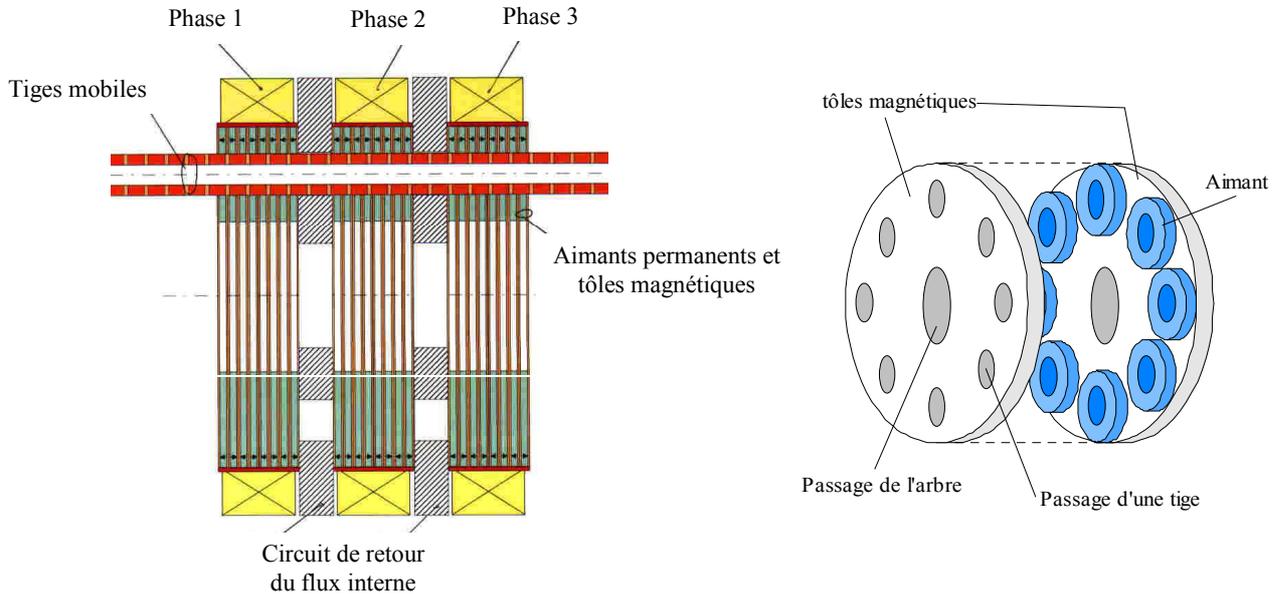


Fig. 4.7-Détails de la partie électromagnétique

Les aimants sont des NdFeB ayant une induction rémanente de 0,6 T. Ce choix se justifie par leur forte résistance à la démagnétisation, ainsi que par leur facilité d'usinage. Pour des raisons de simplicité de réalisation, ces aimants ont été réalisés à partir d'aimants standards. Ils ont été rectifiés afin d'atteindre l'épaisseur souhaitée.

Cette rectification met en évidence une limite de faisabilité : il n'est actuellement pas possible d'obtenir des aimants de plus faible épaisseur avec cette technologie.

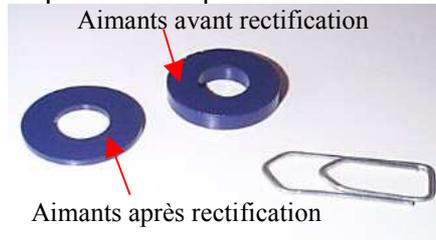


Fig. 4.8-Aimants de l'actionneur

De leur côté, les tôles ont été réalisées par découpe laser. Elles sont notamment percées de 8 trous d'un diamètre de 10,2mm, destinés à recevoir les tiges.

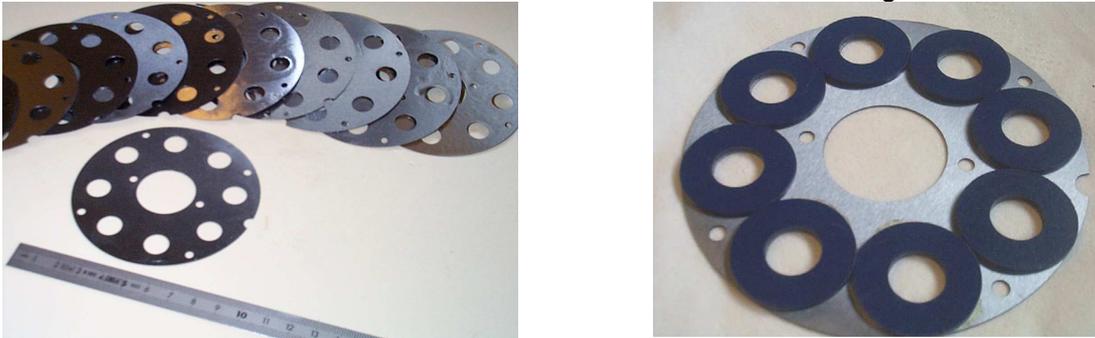


Fig. 4.9-Plaques composites (tôles et aimants)

2.6 Les tiges

Les tiges sont constituées d'un empilement de bagues magnétiques et amagnétiques placé sur une âme amagnétique. Elles ont ensuite été rectifiées afin d'obtenir un diamètre de 10 mm et un état de surface aussi propre que possible.

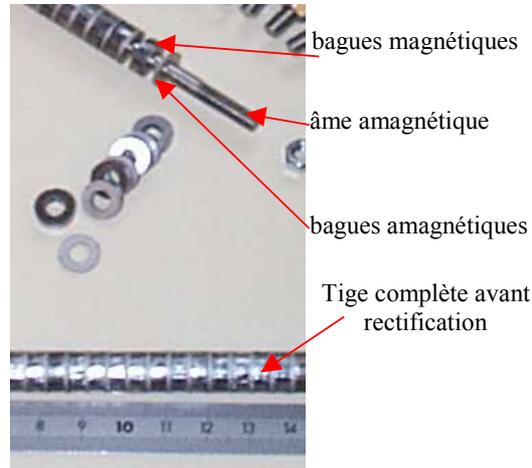


Fig. 4.10-Tiges composites de l'actionneur

La méthode de guidage glissant a été appliquée avec succès (cf. Chapitre III). La solution est de guider chaque tige indépendamment sur une surface de glissement dans l'entrefer (voir figure 3.40). Cette surface de glissement doit avoir une épaisseur très légèrement inférieure à celle de l'entrefer afin de tenir compte des imperfections du montage du stator.

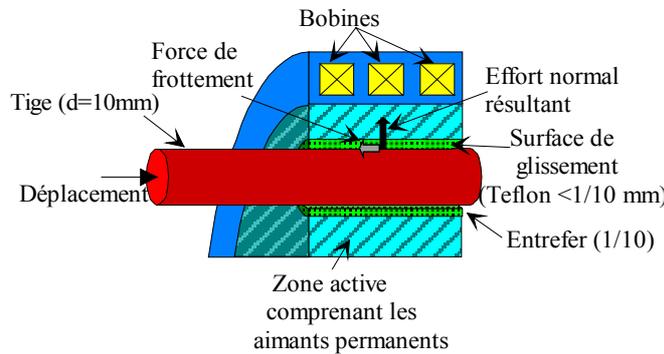


Fig. 4.11 a-schéma du guidage glissant d'une tige

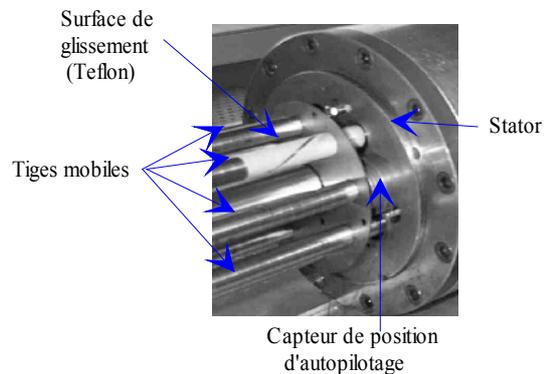


Fig. 4.11 b-Photo des guidages glissants de l'actionneur multi-tiges

Les pertes mécaniques sont minimisées par l'utilisation d'un matériau (le Teflon) ayant un très faible coefficient de frottement α avec les tiges. Ici, ce coefficient est de l'ordre de 0.1.

2.7 Le bobinage de puissance

Les trois bobines de puissance ont été réalisées en interne. Elles comportent 160 spires d'un fil de section 1mm^2 .



Fig. 4.12 a-Réalisation d'un bobinage de puissance

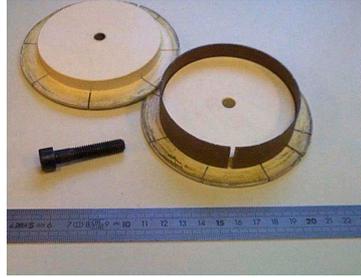


Fig. 4.12 b-Porte-bobine



Fig. 4.12 c-Bobine de phase finale

On peut donc voir sur la figure ci-dessous la partie active de l'actionneur, avec une seule des trois bobines de puissance, et une seule des huit tiges mobiles.

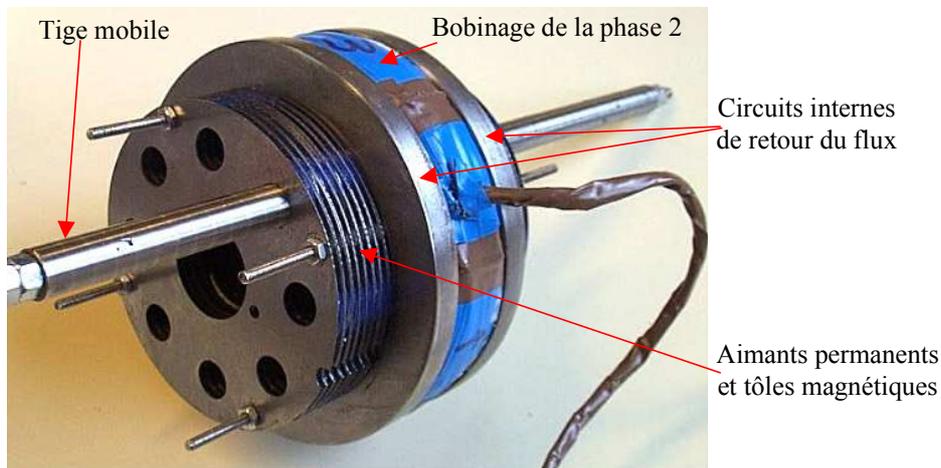


Fig. 4.13-Partie active de l'actionneur

2.8 La transmission de l'effort entre les tiges et la charge

La liaison point-plan, nécessaire au bon fonctionnement mécanique de l'actionneur, est réalisée par un système de rondelles en appui plan sur deux flasques.

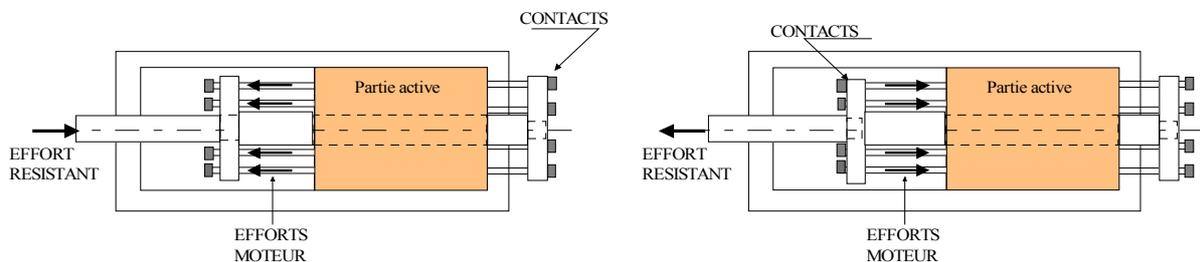


Fig. 4.14-Principe de transmission de l'effort pour les deux sens de fonctionnement

Un arbre central transmet l'effort des flasques à la charge mécanique

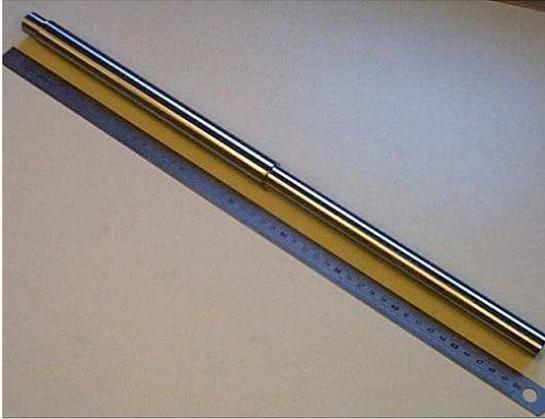


Fig. 4.15-Arbre central

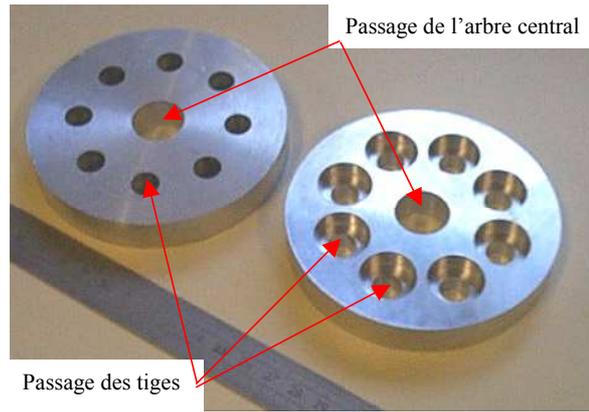


Fig. 4.16-Flaques de récupération de l'effort

On peut voir le système de transmission de l'effort complet sur la figure suivante :

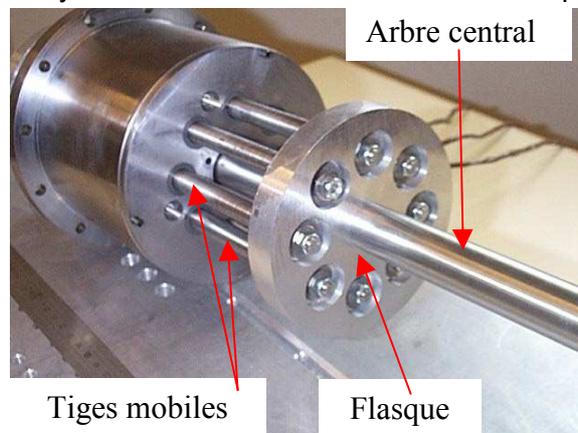


Fig. 4.17-Système complète de transmission de l'effort

3 Performances théoriques du prototype multi-tiges

3.1 Introduction

Le prototype réalisé [Antunes_99] a été dimensionné sur la base d'un schéma réductant linéaire. Nous avons souhaité prendre en compte l'effet de la saturation des matériaux magnétiques dans une modélisation par éléments finis.

La principale difficulté par rapport aux modélisations réalisées au chapitre précédent, vient du fait que l'alimentation électrique ne se fait plus par des courants créneaux mais par des courants sinusoïdaux. Il faudrait donc, en toute rigueur, modéliser l'actionneur pour toutes les positions mécaniques intermédiaires entre les deux positions de conjonctions opposées.

Un calcul en régime linéaire nous a permis de calculer le rapport de saillance de l'actionneur :

On obtient $L_d/L_q=0,984$ soit 1,6% d'écart entre les deux inductances. On peut donc considérer que l'actionneur ne possède pas de saillance.

On émet donc l'hypothèse de calcul suivant :

Pour un courant donné, la variation de flux due au déplacement mécanique entre les deux positions extrêmes est sinusoïdale. Cela suppose, en fait, que le déplacement mécanique modifie peu l'état magnétique de l'actionneur.

Les essais en statique, présentés au paragraphe 4, ont validé cette hypothèse.

3.2 Méthodologie d'un calcul par éléments finis d'un motif élémentaire

Pour modéliser l'actionneur, nous avons, dans un premier temps, utilisé la même méthodologie qu'au chapitre précédent.

On considère que la réluctance du circuit magnétique de retour du flux est négligeable devant celle de la partie active. Ceci peut se justifier par le fait que les circuits de retour du flux sont surdimensionnés. Une "simple" modélisation d'un motif élémentaire suffit alors à estimer les courbes extrêmes du cycle flux/ampères-tours.

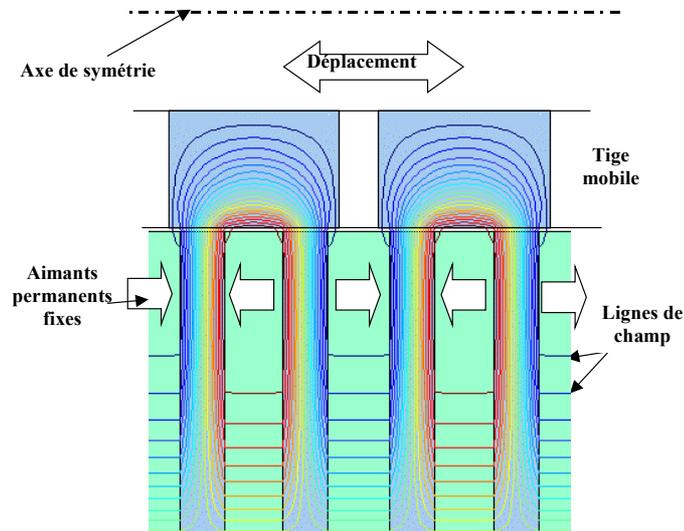


Fig. 4.18-Simulation éléments finis d'un motif élémentaire

La méthode de calcul consiste à déterminer les ampères-tours maximaux nI_{\max} appliqués sur la partie active. Ces ampères-tours sont répartis sur les N_s motifs en série. On peut donc en déduire la force magnétomotrice maximale ϵ appliquée sur chaque motif :

$$\epsilon_{\max} = \frac{nI_{\max}}{N_s} \quad (4.1)$$

On peut calculer, par élément fini, le flux obtenu pour une plage de variation de la force magnétomotrice : $[-\epsilon_{\max}, \epsilon_{\max}]$

On en déduit alors la caractéristique flux par motif/force magnétomotrice suivante :

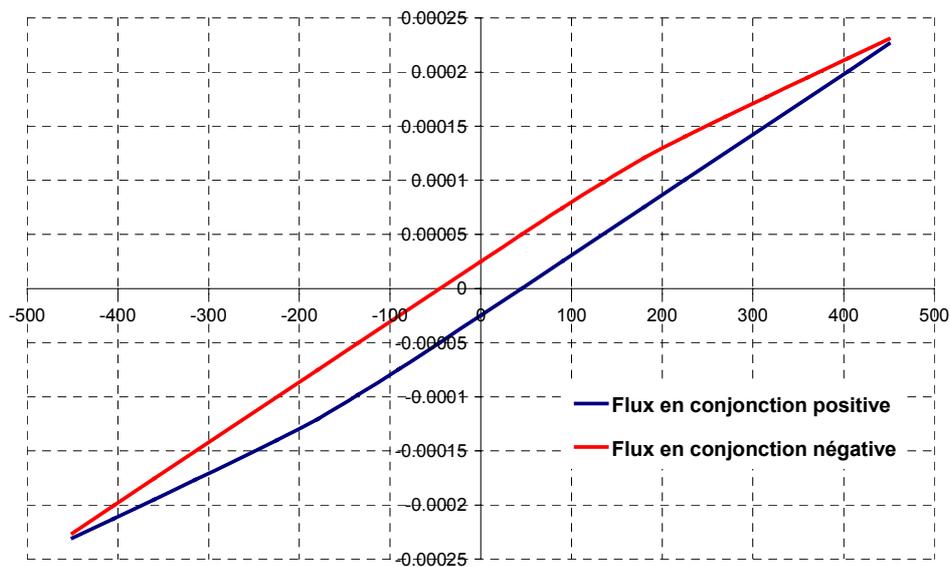


Fig. 4.19 a- Caractéristique maximale dans le diagramme flux ampères-tours d'un motif élémentaire

La caractéristique obtenue en conjonction négative s'en déduit par symétrie centrale autour de l'origine.

Si on néglige la chute de force magnétomotrice et les fuites dans le circuit de retour du flux, la caractéristique flux/ampères-tours de l'actionneur complet s'obtient en multipliant la force magnétomotrice par le nombre de motifs en série N_s et le flux par le nombre de motifs en parallèle N_p .

$$\phi = N_p \cdot \varphi \tag{4.2}$$

$$nI = N_s \cdot \varepsilon \tag{4.3}$$

Ici, $N_s=8$ et $N_p=8$

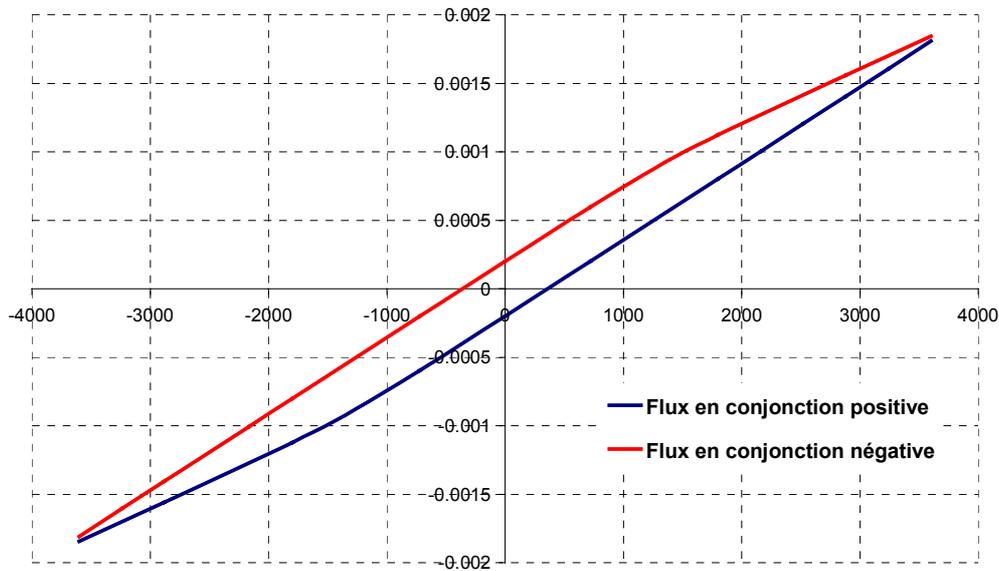


Fig. 4.19 b-Caractéristique maximale dans le diagramme flux/ampères-tours de l'actionneur complet

3.3 Calcul de l'effort

De la même manière que pour le chapitre II, l'énergie W_m convertie à chaque pas mécanique τ correspond à la surface du cycle dans le plan flux/ampères-tours. L'effort moyen F est alors :

$$F = W_m / \tau \tag{4.4}$$

Suivant la forme du courant, on obtient des cycles de conversion différents. Prenons deux formes de courant : le courant créneau et le courant sinusoïdal :

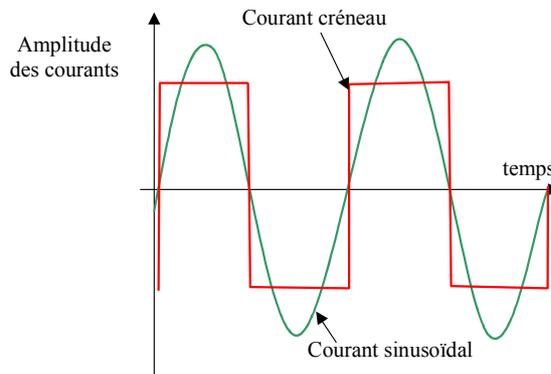


Fig. 4.20-Forme de courant créneau et sinusoïdal pour une même valeur efficace.

Pour un courant créneau, on obtient directement le cycle flux/Ampères à partir des valeurs calculées pour la position de conjonction.

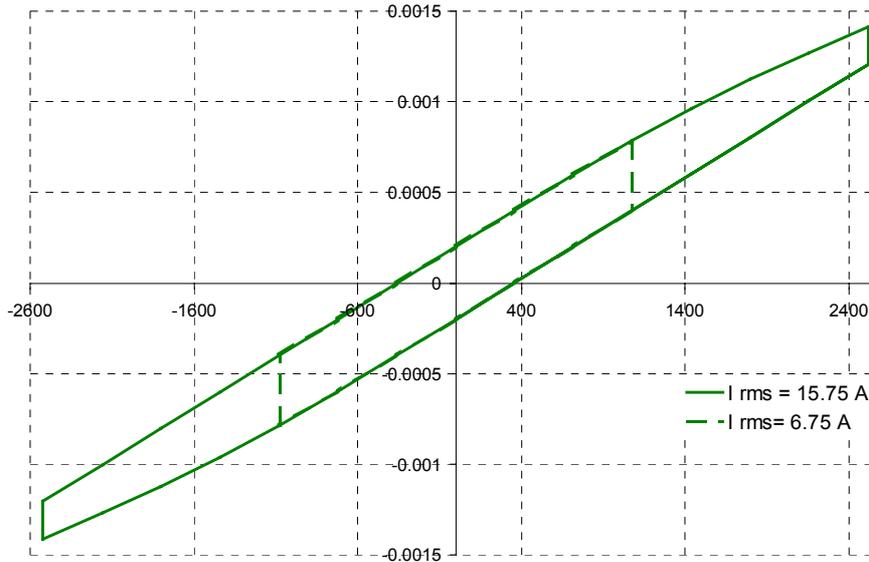


Fig. 4.21-Cycle flux/ampères-tours pour une alimentation de courants créneaux de valeur efficace 6.75A et 15.75A

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, l'hypothèse de non saillance précédente permet d'estimer ce cycle.

Pour chaque point du cycle, on définit un coefficient d'atténuation k_a due au déplacement de la partie mobile. En l'absence de saillance, on peut considérer que ce coefficient suit la loi suivant :

$$k_a(nI) = \sqrt{1 - \left(\frac{nI}{nI_{\max}}\right)^2} \quad (4.5)$$

La valeur du flux s'obtient alors en additionnant le flux dû à la réaction magnétique de l'induit $L_{\mu} \cdot I$ et la portion k_a de variation du flux due au déplacement maximal $\Delta\phi$.

$$\phi_{\sin}(nI) = L_{\mu} \cdot I + k_a(nI) \cdot \Delta\phi(nI) \quad (4.6)$$

Ce qui s'obtient concrètement par :

$$\phi_{\sin}(nI) = \left(\frac{\phi(nI) - \phi(-nI)}{2}\right) + k_a(nI) \cdot \left(\frac{\phi(nI) + \phi(-nI)}{2}\right) \quad (4.7)$$

où $\phi(nI)$ est la caractéristique obtenue en conjonction positive, c'est-à-dire pour une alimentation créneau à 180° , par un calcul par éléments finis.

Pour chaque portion du cycle, on ne considère que la portion d'ellipse comprise entre les valeurs extrêmes de la caractéristique calculées en position de conjonction :

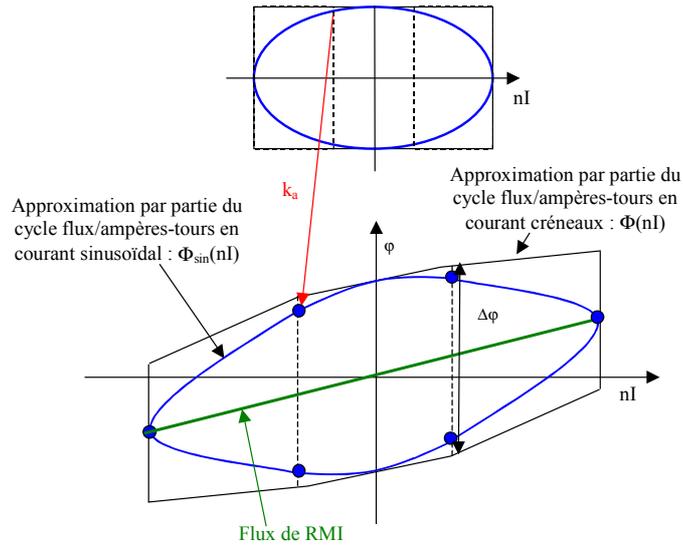


Fig. 4.22-Principe du passage au cycle en courant sinusoïdal

On obtient alors les cycles flux/ampères-tours suivants :

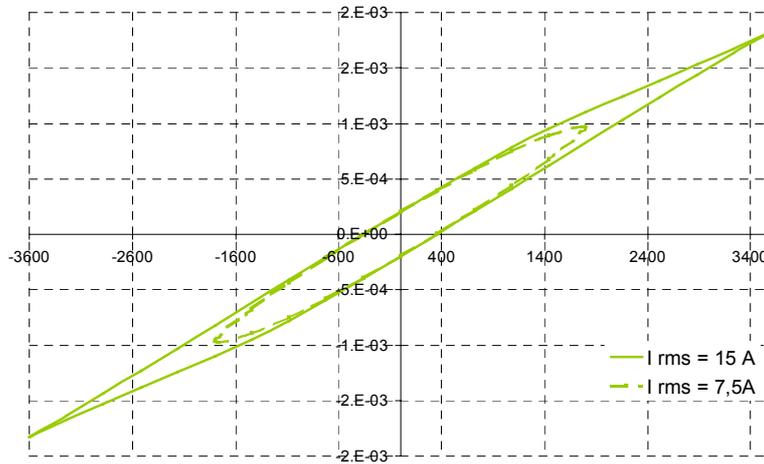


Fig. 4.23-Cycle flux ampères-tours de l'actionneur en alimentation sinus pour différentes valeurs du courant efficace

A partir de ces diagrammes, on peut calculer l'effort moyen en fonction du courant efficace pour une alimentation en créneau et en sinusoïdale

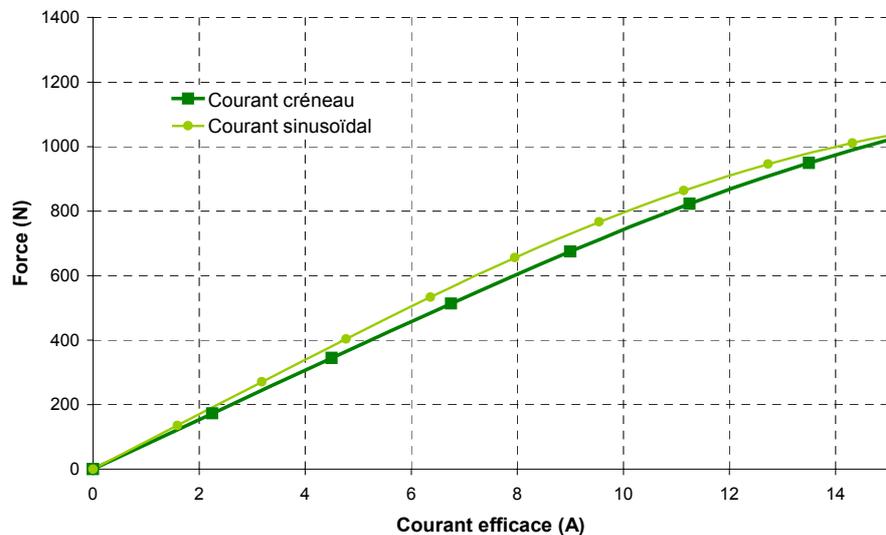


Fig. 4.24-Comparaison de l'effort obtenu pour un courant créneau et un courant sinusoïdal

En régime linéaire, l'écart entre les deux types d'alimentation est :

$$\frac{F_{\text{sin}}}{F_{\text{square}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11 \quad (4.8)$$

On peut donc conclure que l'écart entre l'effort fourni par une alimentation créneau est proche de celui obtenu avec alimentation sinusoïdale (bien que les niveaux de saturation ne soient pas les mêmes).

Cet écart diminue avec la saturation.

4 Le banc d'essai et les performances statiques

4.1 Principe de l'essai en décrochage statique

L'actionneur polyentrefer a été testé en statique. Ces essais ont été réalisés sur le principe du décrochage. Ce principe peut s'expliquer simplement par les équations suivantes :

$$F_m = F - F_f$$

avec

F_m l'effort moteur en fonctionnement autopiloté (à l'effort maximum)

F l'effort électromagnétique en autopiloté

F_f la force de frottement

En fonctionnement frein, c'est à dire alimenté en courant continu, à vitesse nulle, on a :

$$F_g = F \cdot \cos(\chi) + F_f$$

avec

F_g l'effort en frein, et

$F \cdot \cos(\chi)$ l'effort électromagnétique en boucle ouverte (angle interne χ quelconque)

Pour fonctionner en frein, il faut que les trois phases soient couplées en étoiles, et parcourues par un courant continu équivalent à la valeur maximale du courant en fonctionnement moteur.

D'autre part, on a la relation : $F \geq F_{bo}$

que l'on peut écrire comme : $F = (F_{bo})_{\text{max}}$

On a donc la relation : $F_m = (F_g)_{\text{max}} - 2 \cdot F_f$ (4.9)

Cette équation permet donc d'estimer précisément l'effort moteur que peut fournir l'actionneur en fonctionnement autopiloté.

La procédure est donc la suivante :

- câbler le moteur comme la figure 4.25a,
- régler l'alimentation continue à la valeur maximale du courant que l'on aurait en fonctionnement moteur,
- charger progressivement l'actionneur jusqu'au décrochage,
- mesurer l'effort maximal appliqué par la charge,
- pour la même position, mesurer l'effort maximal de frottement que l'on obtient sans alimenter l'actionneur.

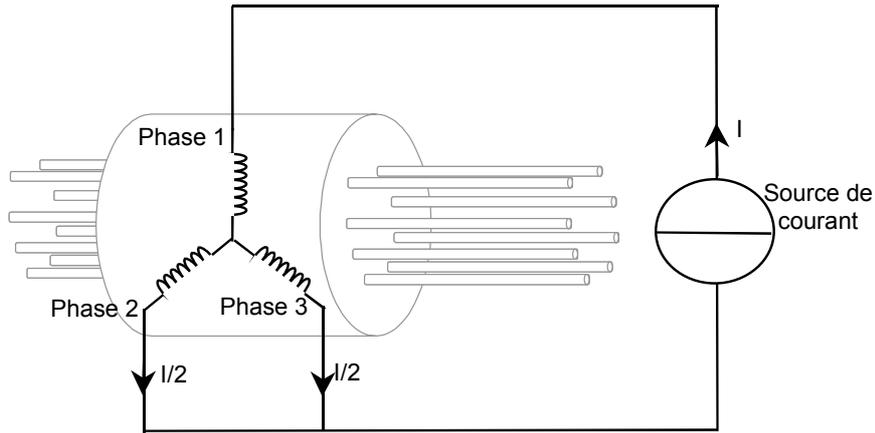


Fig. 4.25a-Cablage électrique de l'essai de décrochage

Etant donné que nous disposons d'un capteur d'effort en bout de l'actionneur, la charge permettant de faire décrocher le moteur n'a pas d'importance.

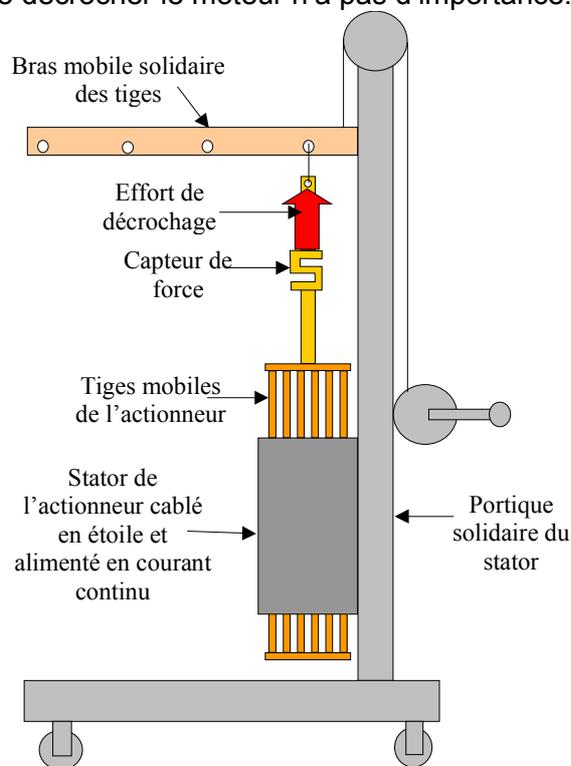


Fig. 4.25b-Réalisation de l'essai de décrochage

4.2 Résultat de l'essai statique

Les résultats des essais sont représentés dans le tableau suivant et dans la figure 4.26

Type d'essai	Valeur de l'effort mesurée
Effort de frottement ($I=0A$)	13 daN
Effort de détente environ	± 3 daN.
Effort pour 10 A max. (7 A efficace),	76daN (63daN électromagnétique)
Effort pour 20 A max. (14.1 A efficace)	112daN (99daN électromagnétique)

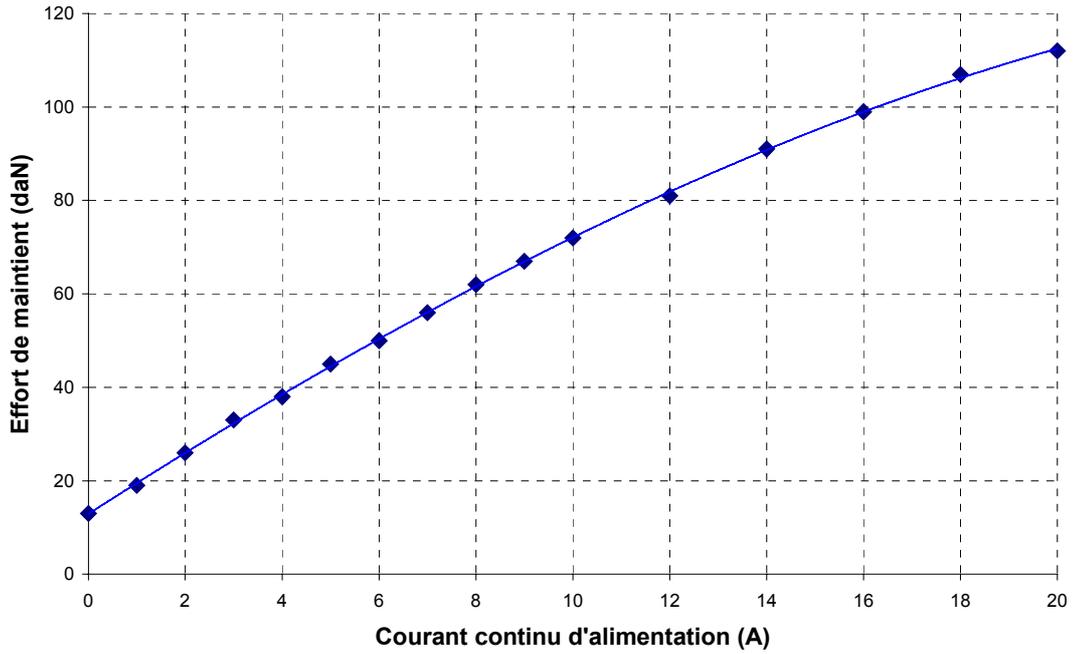


Fig. 4.26-Valeur mesurée lors de l'essai de décrochage

On peut alors en déduire l'effort électromagnétique et l'effort moteur (équation (4.9)) en fonction du courant efficace :

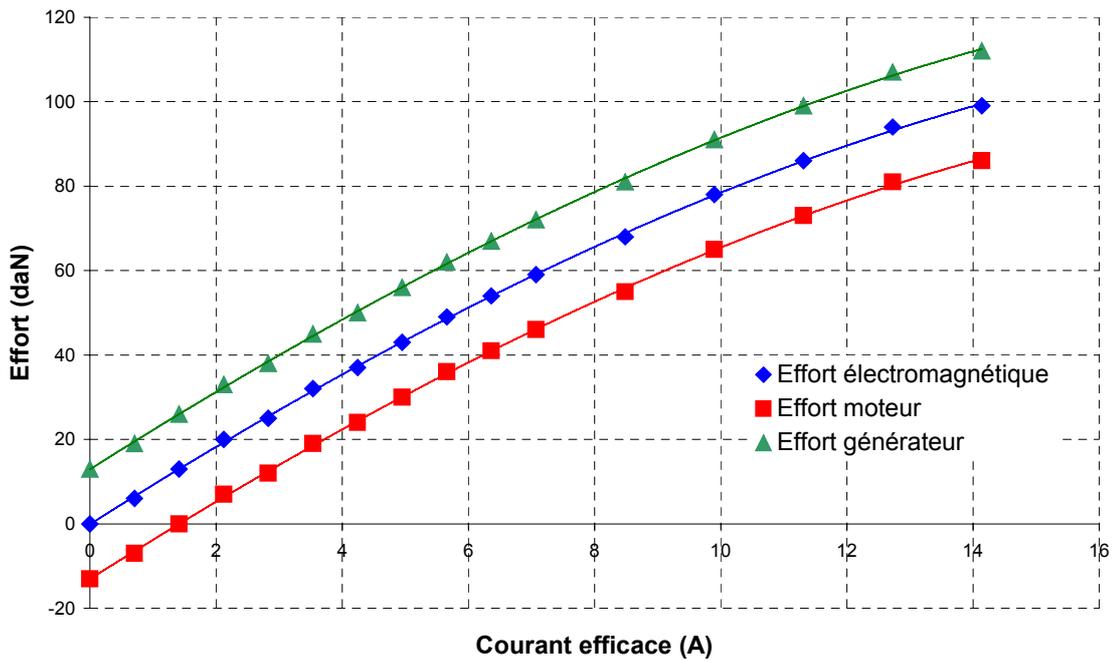


Fig. 4.27-Force statique en fonction du courant efficace

Une autre mesure intéressante est la FEM (à vide). Elle permet, en effet, l'obtenir l'origine de la pente de la courbe force/courant.

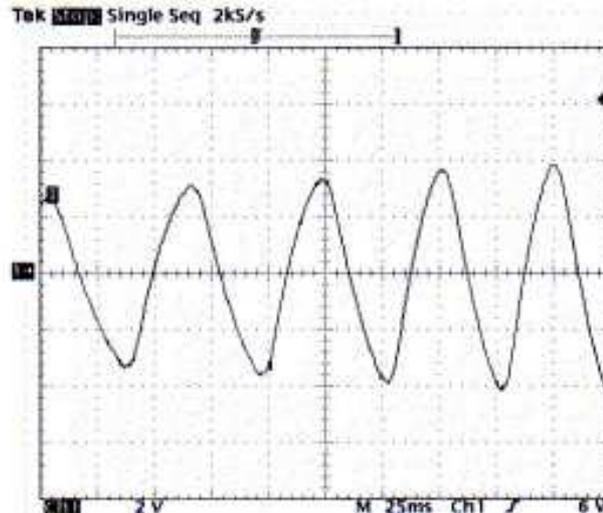


Figure 4.28 F.e.m. mesurée pour une vitesse de 0.1 m/s

Sur ce relevé, la période électrique est de 50 ms soit une fréquence de 20 Hz. L'amplitude de la force électromotrice simple E est de 4 V, soit une valeur efficace de $2\sqrt{2}$ V: On a donc, en régime linéaire, un coefficient entre la FEM et la fréquence de :

$$k_{fem} = \frac{E}{fr} = \frac{2\sqrt{2}}{20} = 0,141V / Hz \quad (4.10)$$

On obtiendrait un effort électromagnétique de :

$$F = \frac{3.E.I}{V} = \frac{3.k_{fem}.f.I}{\tau.fr} = \left(\frac{3.k_{fem}}{\tau} \right) I \quad (4.11)$$

La constante d'effort (en régime linéaire) est donc :

$$k_{effort} = \frac{F}{I} = \frac{3.k_{FEM}}{\tau} = \frac{3.0,141}{0,005} = 85N / A \quad (4.12)$$

Etant donné que la saillance magnétique est très faible (cf. introduction), l'angle d'autopilotage optimale entre le courant et la FEM est proche de 0° (ce qui signifie qu'il n'y a pas de force de réluctance).

Nous allons maintenant comparer la force électromagnétique à basse vitesse (c'est-à-dire sans force de frottement et sans pertes Joules) aux résultats des simulations pour un courant sinusoïdal.

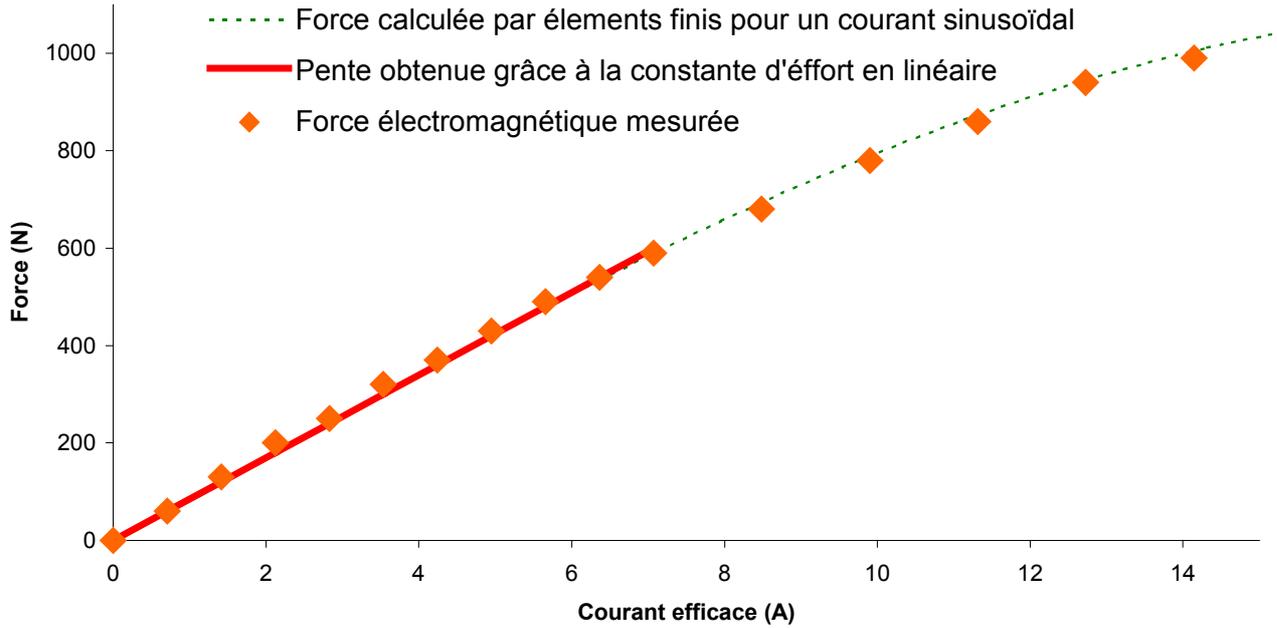


Fig. 4.29-Comparaison entre la force à basse vitesse simulée par éléments finis et l'effort électromagnétique mesuré

Nous pouvons dire que les mesures sont très proches des valeurs obtenues par simulation.

Le volume total (hors course) de cet actionneur est aux alentours d'un dm³. Les mesures donnent une force électromagnétique maximale de 1000N. L'actionneur atteint alors un rapport force/volume de 1000N/dm³.

Nous pouvons conclure que cet actionneur multi-tiges permet de valider l'intérêt théorique des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux pour obtenir des fortes valeurs de force volumique.

Une des difficultés pour l'autopilotage de ce genre d'actionneur concerne la charge mécanique. La constante de temps mécanique est très faible et dépend des frottements. Une charge mécanique adaptée est donc nécessaire pour mener à bien l'autopilotage.

Nous avons choisi une charge inertielle, comme le montre la figure 4.30. Cette masse est composée de modules de 5kg, placée sur un guidage linéaire à billes. Un amortisseur d'automobile peut être ajouté, par exemple, pour augmenter les pertes dans la charge.

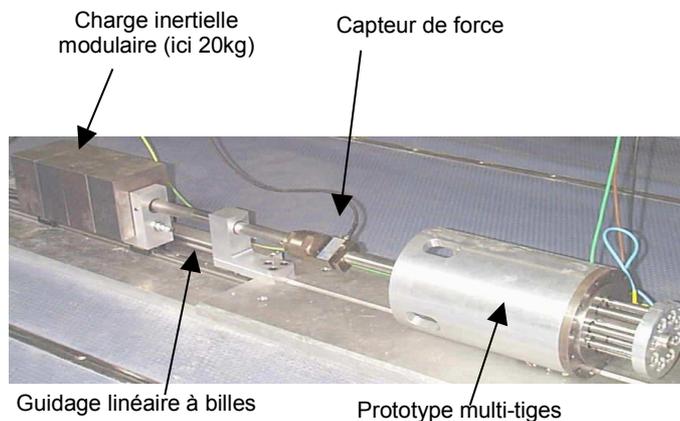


Fig. 4.30a-Charge mécanique inertielle de l'actionneur multi-tiges

L'autopilotage à partir d'un onduleur triphasé est actuellement en cours de réalisation sur une charge inertielle pure (figure 4.30b).

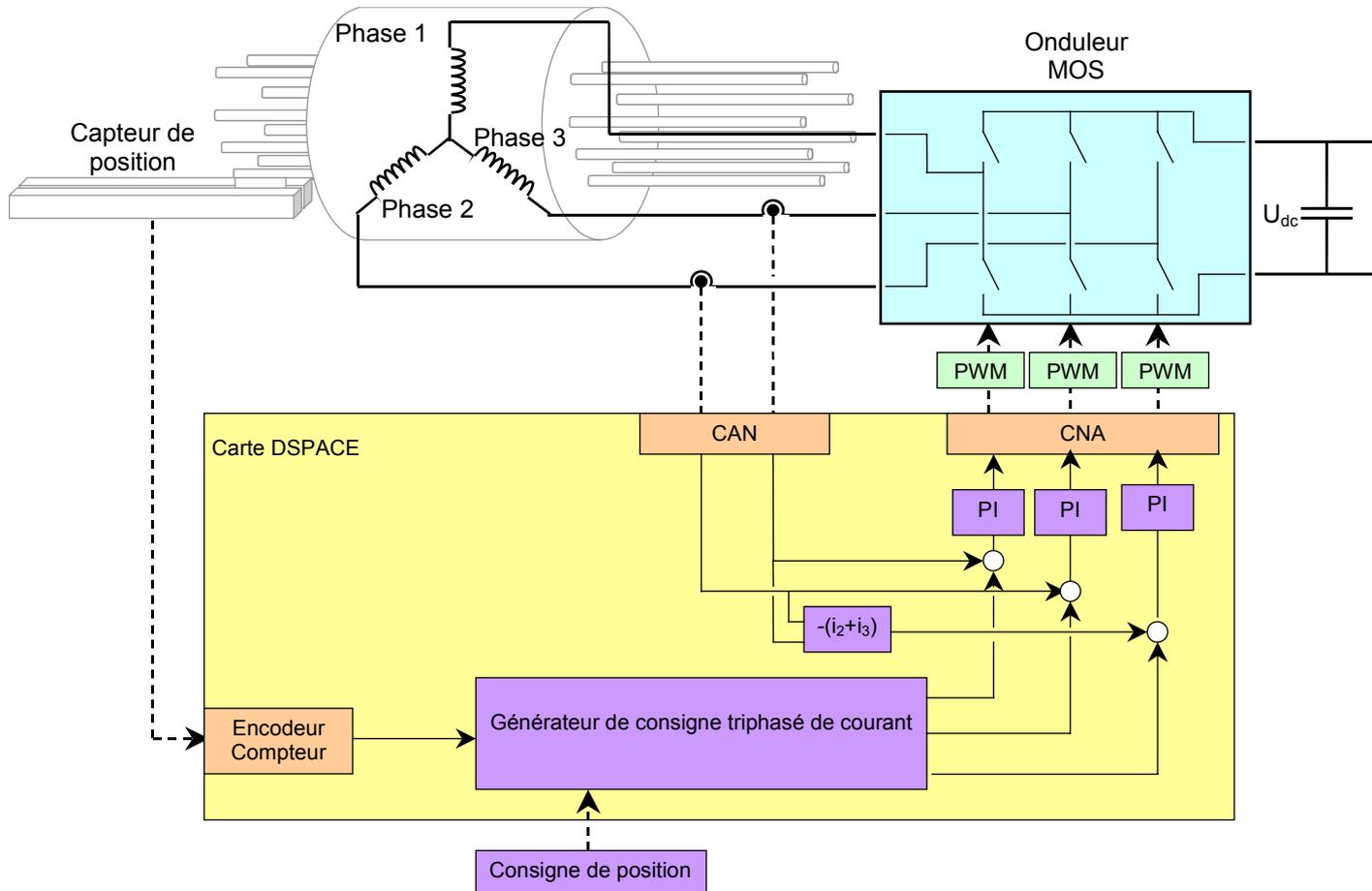


Fig. 4.30b-Schéma général de l'autopilotage

5 Optimisation et perspectives

Après avoir présenté les performances théoriques du prototype multi-tiges, nous allons voir les performances limites d'un actionneur optimisé de manière globale.

5.1 Optimisations sous contraintes des actionneurs multi-tiges

Nous avons précédemment présenté la notion de motif élémentaire optimal et de la loi de similitude (Chapitre II). Cette loi permet d'estimer l'évolution des performances en fonction des dimensions de l'actionneur.

Cependant, les optimisations présentées au chapitre II ne tenaient pas compte des contraintes mécaniques autre que l'entrefer. Or, pratiquement, il existe toujours des dimensions minimales réalisables.

Dans ce chapitre, nous allons montrer comment évoluent les performances des actionneurs optimisés en fonction de ces nouvelles contraintes mécaniques.

5.1.1 Le motif à optimiser

Le motif à optimiser est le motif D. Pour simplifier l'étude, nous allons considérer un actionneur alimenté en courant créneau. En effet, l'effort obtenu en alimentation sinusoïdale est relativement proche (cf. § 3.3).

Grâce à l'hypothèse d'alimentation en créneaux de courant, on peut se contenter de l'étude de la position de conjonction (la positive étant parfaitement symétrique de la négative). On utilise également la symétrie cylindrique des motifs élémentaires pour minimiser le temps de calcul.

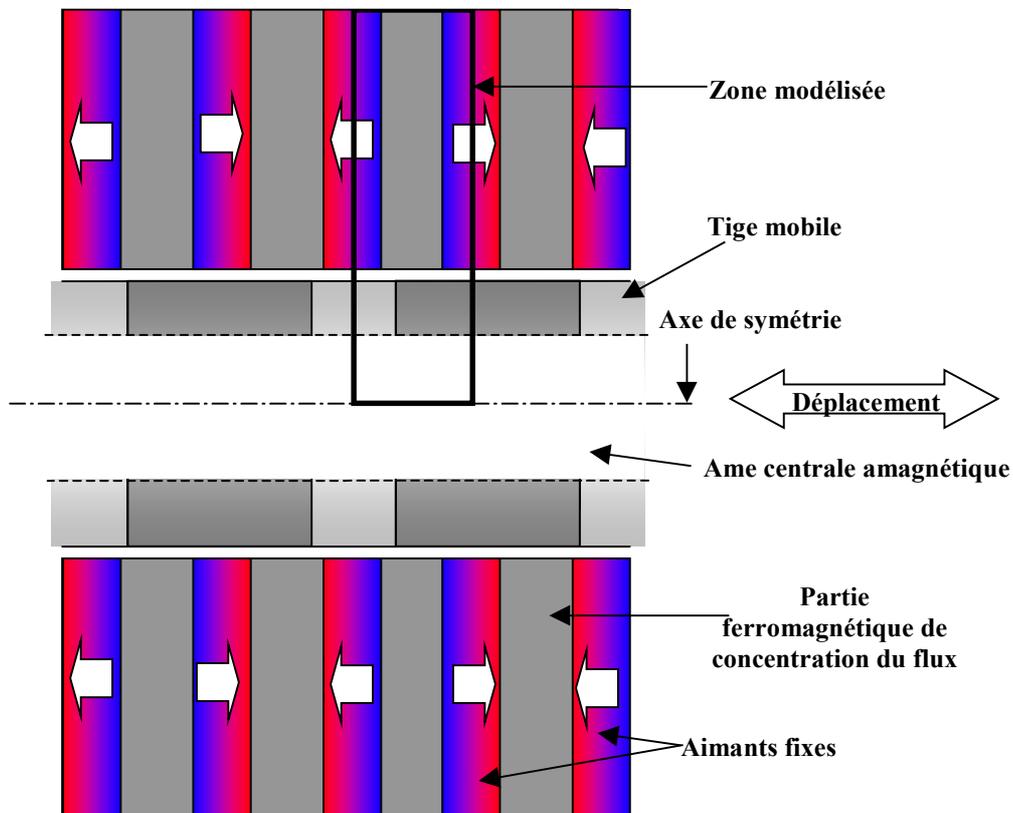


Fig. 4.31 a-Motifs élémentaires pour l'optimisation des actionneurs multi-tiges

5.1.2 Les nouvelles contraintes mécaniques

Sans contrainte sur le pas, pour un entrefer de 0.31mm, une optimisation identique à celle effectuée au chapitre II donne un pas optimal de 5 mm.

On sait, de plus, que les proportions du motif optimal sont directement proportionnelles à l'entrefer. On en déduit donc le rapport entre le pas et l'entrefer dans un motif optimal (c'est-à-dire sans contrainte mécanique autre que l'entrefer) est de $k_e=16.13$.

Les contraintes mécaniques utilisées dans la procédure d'optimisation sont les suivantes :

- le rayon de l'âme centrale (0 mm, 4,6 mm, et celle du prototype :2,3 mm),
- le pas total (toujours maintenu à 5 mm, même valeur pour prototype),
- l'entrefer (0,1 mm, valeur pour le prototype, 0,2 mm, et 0,31 mm valeur fournissant un motif optimal ayant un pas de 5mm), et
- les dimensions extérieures de l'actionneur (identiques à celles de notre prototype).

Les paramètres optimisables sont alors :

- l'épaisseur du fer de la tige
- le rayon de la tige
- le rayon des aimants
- l'épaisseur des aimants
- la section bobinable

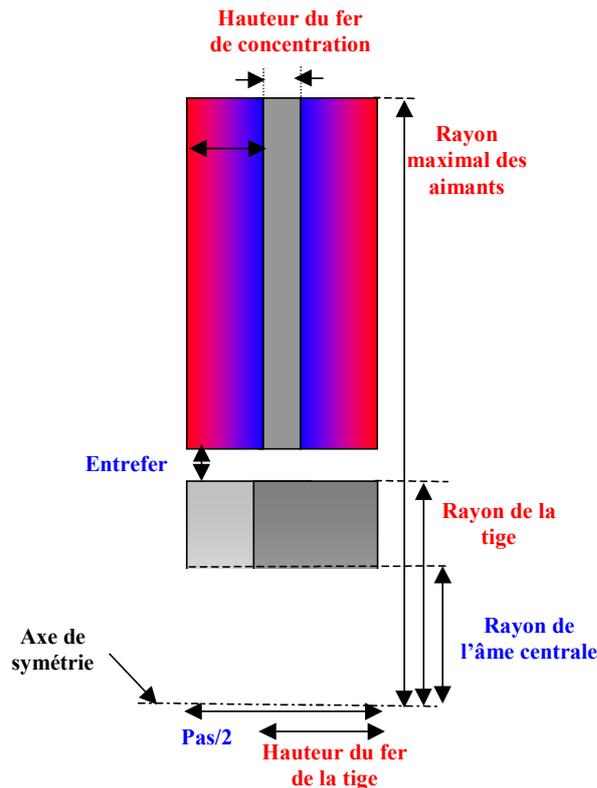


Fig. 4.31 b-Paramètre du motif élémentaire. Les contraintes mécaniques sont représentées en bleu. Les paramètres optimisables en rouge

Nous avons repris la même méthodologie d'optimisation qu'au chapitre II. Ainsi le modèle thermique est analytique, avec un coefficient de dissipation thermique de $\lambda_{th}=1000$ W/m² correspondant à la convection naturelle ($\xi_{th}=10$ W/m².°C) et un écart de température de $\Delta T=100$ °C.

Les surfaces d'échange thermique, qu'elles correspondent à la surface extérieure de l'actionneur ou à la surface de l'isolant du bobinage de puissance, sont à géométrie cylindrique. Elles valent, au total 0.064 m^2 . On suppose que la fréquence d'alimentation est suffisamment faible pour que les pertes fer et des pertes mécaniques soient négligeables devant les pertes Joules. On peut donc en déduire que l'actionneur peut dissiper 64 W de pertes Joule soit, 21.4 W par phase.

Les tiges sont réparties en couches successives, centrées sur l'axe de l'actionneur.

Un algorithme génétique permet d'optimiser les différents paramètres simultanément. Il utilise des populations de 400 individus pour environ 400 générations.

5.1.3 Résultats des optimisations

Les résultats de ces optimisations peuvent être résumés dans les abaques de la figure 4.32. Dans les mêmes conditions thermiques, le courant efficace de notre prototype est de 3.9 A . On obtient alors un effort électromagnétique d'environ 350 N .

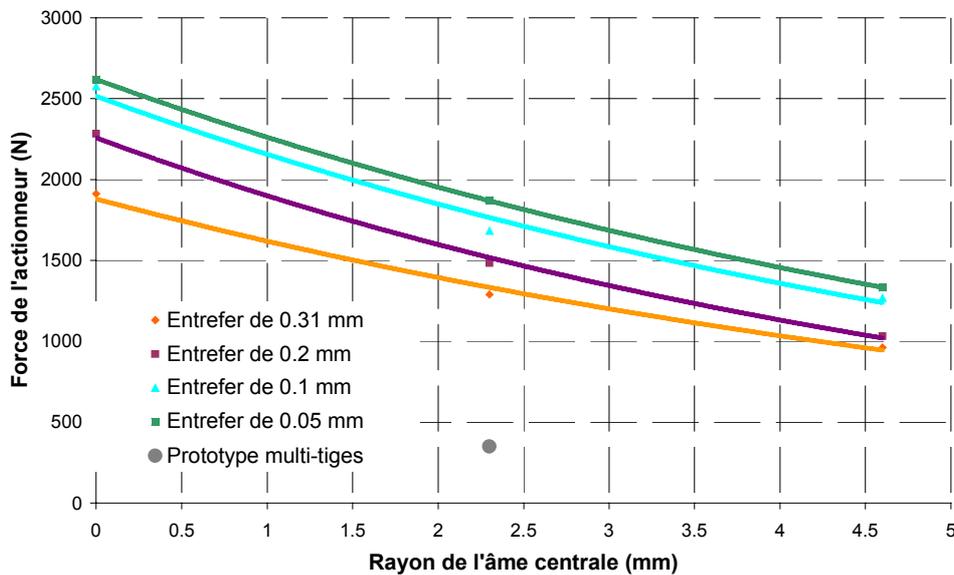


Fig. 4.32 a-Evolution de la force de l'actionneur en fonction du rayon intérieur des tiges

Ce qui peut aussi être représenté par la figure 4.32 b:

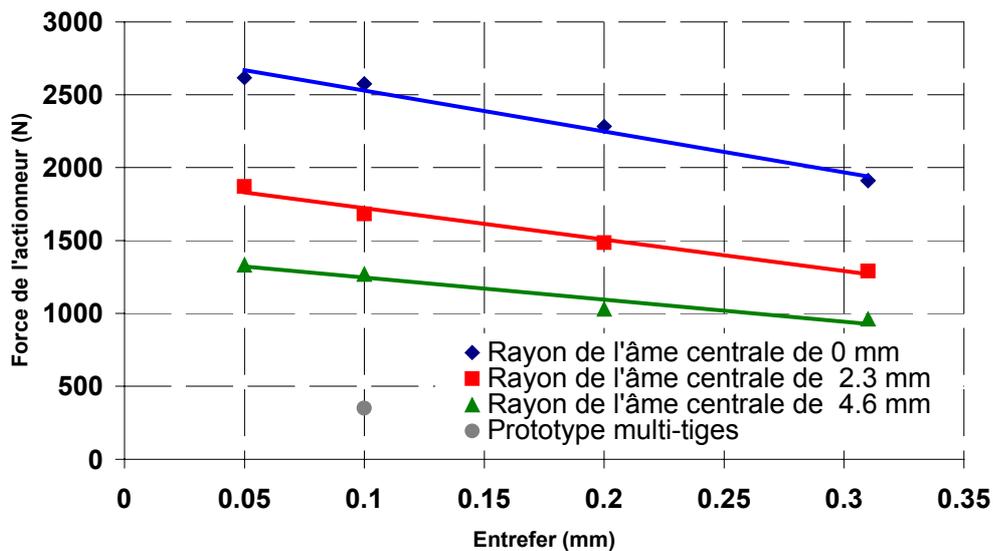


Fig. 4.32 b-Evolution de la force de l'actionneur en fonction de l'entrefer

Les motifs optimaux dépendent fortement des contraintes d'optimisation. On peut présenter les motifs optimaux dans le tableau suivant :

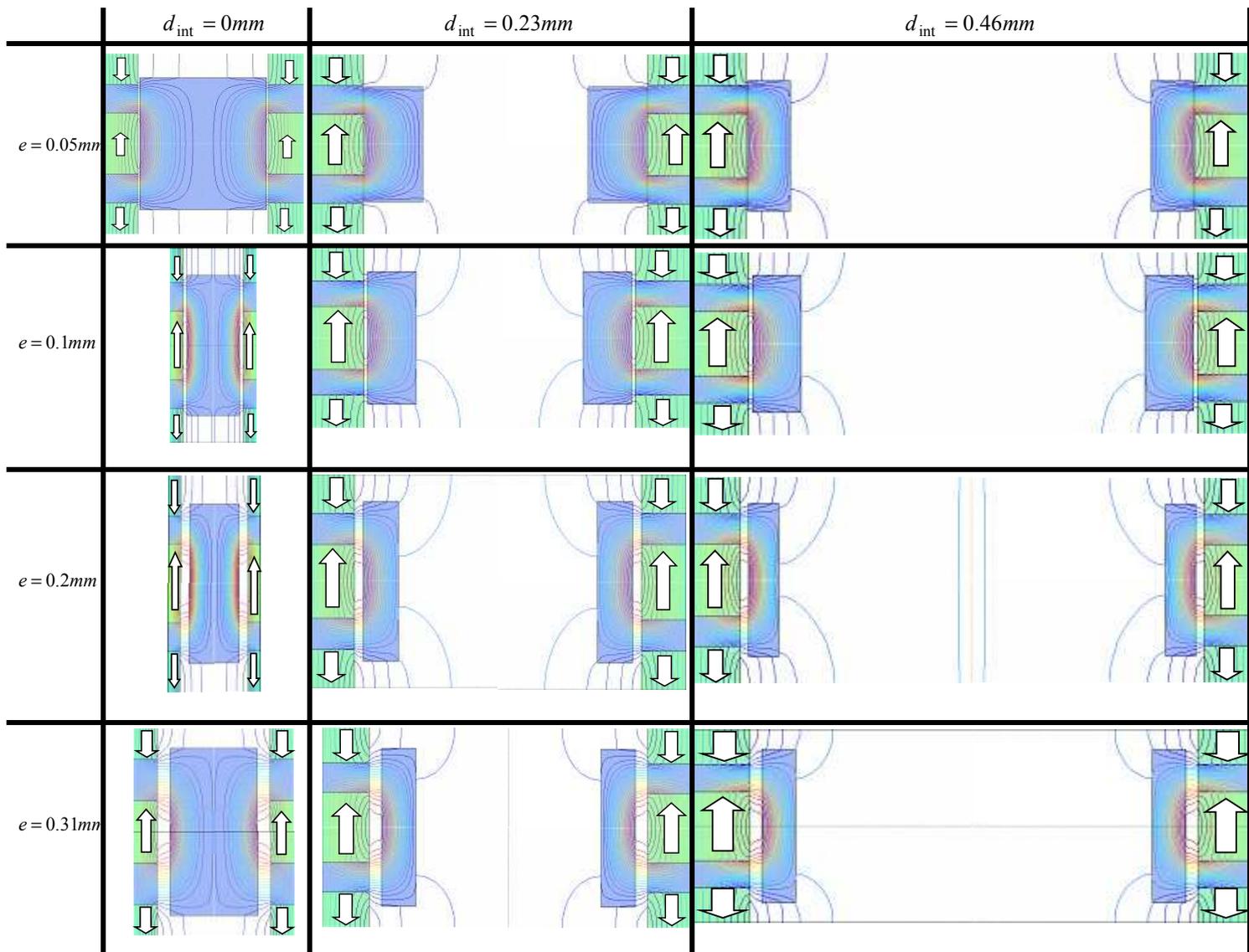


Fig. 4.33-Motifs optimisés pour les différentes valeurs d'entrefer e (différentes colonnes) et de diamètre intérieur d_{int} (différentes lignes)

L'évolution du nombre de tiges est donnée par la figure 4.34

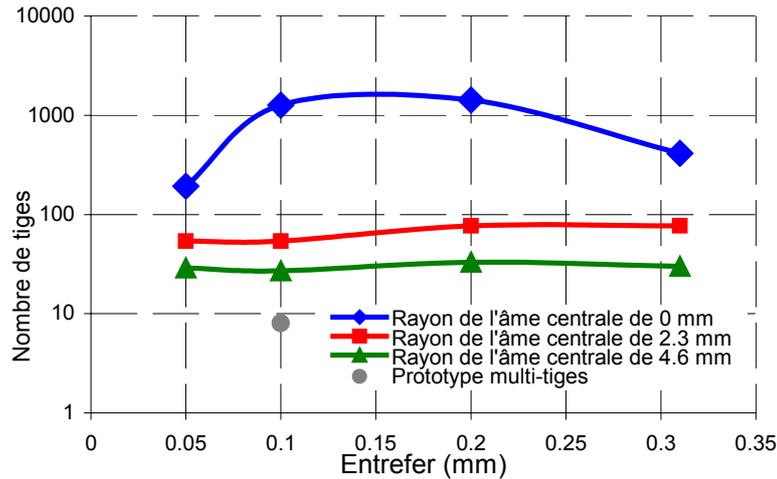


Fig. 4.34-Evolution du nombre de tiges en fonction de l'entrefer

Plus le rayon de l'âme centrale des tiges est faible, plus les dimensions du motif optimal sont faibles. On a donc plus de tiges. On voit donc que les nombres de tiges des actionneurs optimisés sont beaucoup plus importants que celui du prototype multi-tiges (8 tiges).

5.1.4 Prédétermination des performances d'un actionneur multi-tiges

Ces optimisations sous contraintes permettent d'estimer rapidement les performances des actionneurs multi-tiges. En effet, elles ont été effectuées pour un pas normalisé de $\tau^* = 5\text{mm}$, un volume total de $V^*=1\text{dm}^3$, et un coefficient de dissipation thermique de $\xi_{th}^*=10\text{W/m}^2\cdot^\circ\text{C}$ et $\Delta T=100^\circ\text{C}$ soit $\lambda_{th}=1000\text{W/m}^2$

On définit le facteur de normalisation k_n comme le rapport entre le pas du motif optimal (c'est-à-dire la valeur permettant de maximiser l'effort sous des contraintes mécaniques données) et le pas normalisé τ^* (valeur du pas utilisé pour les optimisations précédentes : 5 mm).

$$k_n = \frac{\max(\tau_{\min}, k_e \cdot e)}{\tau^*} \tag{4.13}$$

avec $k_e=16.13$.

A partir de ce coefficient de normalisation, on ramène les contraintes aux valeurs des actionneurs optimisés :

$$e^* = \frac{e}{k_n} \tag{4.14}$$

$$d_{int}^* = \frac{d_{int}}{k_n} \tag{4.15}$$

On en déduit la valeur normalisée de l'effort F^* en utilisant les abaques du paragraphe précédent.

A partir de cette force normalisée, on utilise la loi de similitude présentée au chapitre II :

$$\frac{\bar{F}}{V} \propto \frac{\lambda_{th}^{0.5} \cdot l^{*0.5}}{e}$$

soit

$$\bar{F} \propto V^{\frac{3.5}{3}} \cdot \lambda_{th}^{0.5} \cdot e^{-1}$$

d'où la relation entre la force normalisée et la force réelle :

$$\frac{F}{F^*} = \left(\frac{V}{V^*}\right)^{\frac{3.5}{3}} \cdot \left(\frac{\lambda_{th}}{\lambda_{th}^*}\right)^{0.5} \cdot \left(\frac{e}{e^*}\right)^{-1}$$

soit :

$$F = F^* \cdot \left(\frac{V}{0.001}\right)^{\frac{3.5}{3}} \cdot \left(\frac{\lambda_{th}}{10}\right)^{0.5} \cdot k_n^{-1} \tag{4.16}$$

A titre d'exemple, pour un actionneur de $V=5 \text{ dm}^3$, ayant un entrefer minimal réalisable de $e_{min}=0.5\text{mm}$, un pas minimal réalisable de $\tau_{min}=20\text{mm}$, un diamètre intérieur des tiges de $d_{int}=15 \text{ mm}$ et un coefficient de refroidissement thermique de $\xi_{th}=20 \text{ W/m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ pour $\Delta T=100^\circ\text{C}$, l'estimation de la force ce fait comme suit :

on a $k_e=16$ d'où:

$$k_e \cdot e_{min} = 8\text{mm}$$

$$k_n = \frac{\max(0.02, 0.008)}{0.005}$$

$$k_n = 4$$

$$e^* = 0.125 \text{ mm}$$

$$d_{int}^* = 3.75 \text{ mm}$$

Les abaques donnent alors une force normalisée d'environ $F^*=1350\text{N}$.

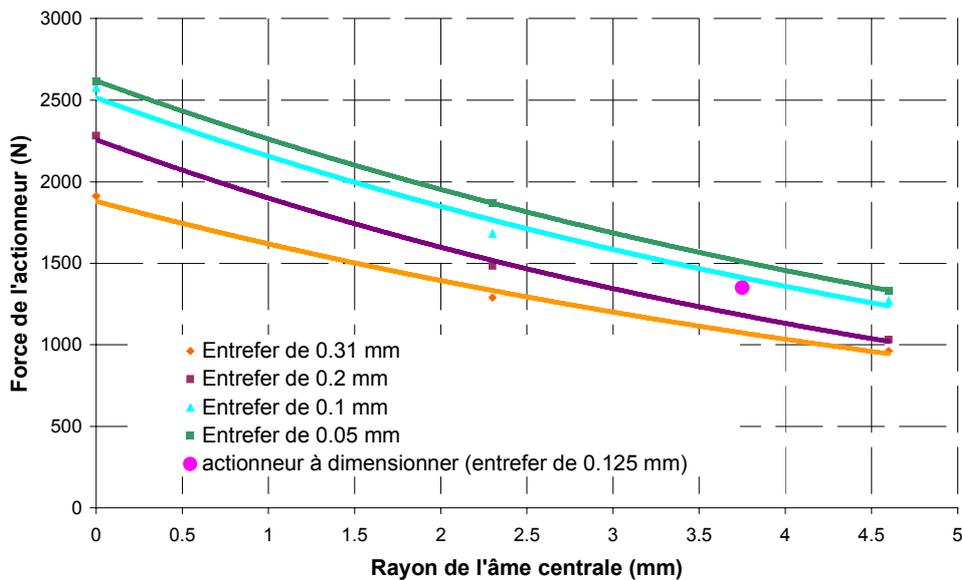


Fig. 4.35 a-Détermination de la force normalisée à partir des abaques

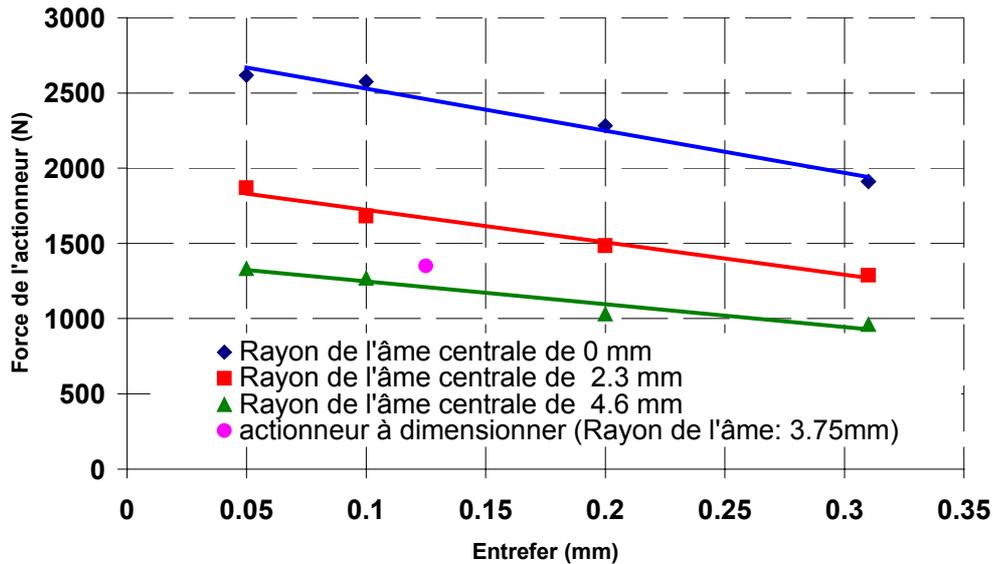


Fig. 4.35 b-Détermination de la force normalisée à partir des abaques

Ainsi, d'après l'équation (4.16), on obtient :
$$F = 1350 \cdot \left(\frac{0.005}{0.001}\right)^{\frac{3.5}{3}} \cdot \left(\frac{20}{10}\right)^{0.5} \cdot \frac{1}{4} = 3120\text{N}$$

5.2 Perspectives et améliorations

5.2.1 Prise en compte des pertes mécaniques

Dans un actionneur linéaire avec ce mode de guidage, les pertes mécaniques sont directement liées aux frottements sur les tiges. Or ces frottements sont proportionnels aux efforts normaux.

Les efforts normaux dus aux aimants permanents peuvent être estimés par la méthode des travaux virtuels. Nous avons présenté cette méthode dans le cas simplifié des actionneurs plans au chapitre III, §3.

Dans le cas des actionneurs multi-tiges, la difficulté vient alors du fait que, en désaxant la tige par rapport à la surface d'entrefer, on perd la symétrie de révolution. La nature fondamentalement 3D du problème impose alors des hypothèses simplificatrices assez fortes. Elles feront l'objet d'un travail futur.

Pour pouvoir prendre en compte les forces de frottement dans les optimisations des actionneurs multi-tiges, on applique la formule suivante : $F_f = \alpha \cdot N_p \cdot f_n$

avec:

N_p le nombre de tiges en parallèle

α le coefficient de frottement de la surface de glissement (environ 0,1 pour du Teflon)

f_n l'effort normal appliqué sur chaque tige.

5.2.2 Les pertes par courants de Foucault

Bien que le domaine de prédilection des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux soit celui des forces volumiques élevées aux basses vitesses, on peut également souhaiter des vitesses, et donc des fréquences de fonctionnement, élevées. Cela implique une augmentation de la fréquence d'alimentation. Les pertes fer doivent alors être prises en compte lors de l'optimisation.

Il peut être avantageux de feuilletter les circuits magnétiques. Cela entraîne, pour les circuits à flux longitudinaux, des difficultés mécaniques importantes. Une solution moins ambitieuse, mais assez efficace, serait d'introduire une fente dans le circuit magnétique. On augmente alors, de manière significative, la résistance à la circulation des courants induits (un rapport 2 est envisageable), sans affecter de façon significative les propriétés mécaniques des tiges. L'actionneur étant alimenté en courant, les pertes par courants de Foucault sont, elles aussi, diminuées d'un rapport 2.



Fig. 4.36 a-Courants de Foucault dans un cylindre non fendu



Fig. 4.36 b-Courants de Foucault dans un cylindre fendu

Cette méthode peut facilement s'appliquer à toutes les parties de l'actionneur où le flux est longitudinal.

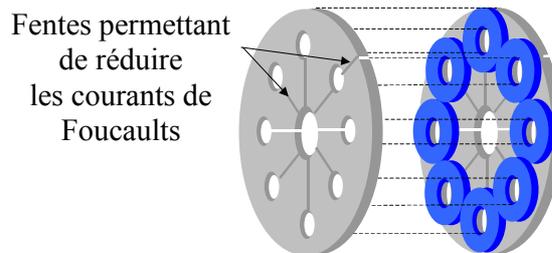


Fig 4.36 c-Exemple de fente dans la partie active de l'actionneur

Pour la prise en compte des pertes, on peut introduire un modèle analytique des pertes fer dans l'algorithme d'optimisation. En effet, une optimisation basée sur un calcul par éléments finis avec des matériaux saturables, est encore difficilement envisageable.

Enfin, l'utilisation de poudre de fer peut être intéressante pour les actionneurs fonctionnant à une fréquence élevée.

5.2.3 Dimensionnement de l'alimentation électronique

Le dimensionnement de l'alimentation électrique est un paramètre primordial d'un point de vue économique. Le rapport entre la puissance mécanique de l'actionneur et la puissance apparente de l'alimentation est donnée par le produit entre le rendement et le facteur de puissance de l'actionneur:

$$\frac{P_{méca}}{S} = \left(\frac{P_{méca}}{P_{élect}} \right) \left(\frac{P_{élec}}{S} \right) = \eta \cdot \cos(\varphi) \quad (4.17)$$

avec S la puissance apparente.

Le rendement dépend des pertes Joules, des pertes fer et des pertes mécaniques dont nous avons déjà parlé.

Dans le cas simplifié d'un angle d'autopilotage nul (optimal du seul point de vue des pertes Joules) et si les pertes Joules sont négligeables devant la puissance utile, le facteur de puissance peut être obtenu (en régime linéaire et pour une alimentation

sinusoïdale) à partir du rapport entre le flux des aimants et le flux de réaction magnétique de l'induit:

$$\cos(\varphi) = \frac{E.I}{U.I} = \frac{\phi_e \cdot \omega I}{\left(\sqrt{\phi_e^2 + (L_\mu \cdot I)^2}\right) \omega I} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_\mu \cdot I}{\phi_e}\right)^2}} \quad (4.18)$$

On peut donc prendre en compte, comme critère objectif de l'optimisation, le dimensionnement de l'alimentation électronique minimale.

5.2.4 Système de refroidissement

Nous avons vu que pour un actionneur à bobinage global, la qualité du transfert thermique est primordiale pour maximiser les performances. Il est donc impératif de soigner ce point de vue, la connexion entre la bobine et la culasse externe.

Dans un premier temps, on peut conserver un refroidissement par convection (naturel ou forcé) via la surface externe.

Deux principes doivent être appliqués :

- maximiser le remplissage de l'espace bobinable, ce qui est également favorable pour minimiser les pertes Joule.
- minimiser toutes les résistances thermiques intermédiaires et maximiser la surface extérieure de refroidissement.

Une solution serait de réaliser des bobinages autoportés, noyés dans de la résine chargée en aluminium.

Dans un deuxième temps, si l'on veut exploiter pleinement le potentiel des actionneurs polyentrefers, il devient rapidement nécessaire d'adopter un refroidissement au sein du bobinage de puissance [BenAhmed_01].

5.2.5 Réalisation mécanique et prise en compte de la chaîne de côte

Un des points délicats de la réalisation d'actionneurs polyentrefers est le respect des positions absolues des pièces. En effet, la réalisation du prototype était basée sur l'empilement des différentes pièces mécaniques. Or, cet empilement entraîne une chaîne de côte extrêmement longue, d'où une incertitude de positionnement absolue importante. Il est nécessaire, tout particulièrement dans les actionneurs de grandes dimensions, de disposer d'une structure mécanique de référence sur laquelle on peut assembler des empilages partiels pour ne pas cumuler excessivement les erreurs de dimensions.

5.2.6 Exemples d'applications

Les applications potentielles des actionneurs multi-tiges se trouvent partout où une grande bande passante mécanique est nécessaire. On peut, entre autres, citer :

- les robots parallèles :

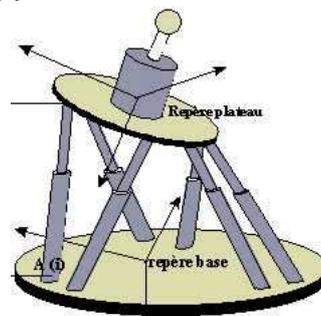


Fig 4.37 a-Robot parallèle utilisant six actionneurs linéaires

L'avantage de ces robots est d'offrir une rigidité mécanique et une force beaucoup plus importante que les robots séries (fig 4.37 a). Des actionneurs linéaires très rapides permettent alors d'avoir des robots extrêmement véloces.



Fig 4.37 a-Exemple de robot série

- les trains pendulaires

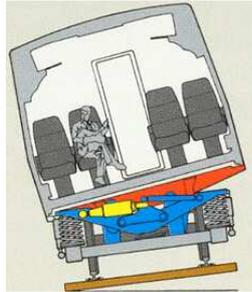


Fig 4.38-train pendulaire

Les trains pendulaires ont besoin d'actionneurs fiables, nécessitant peu d'entretien, et aussi rapides que possible pour effectuer la pendulation des wagons.

- les générateurs à pistons libres

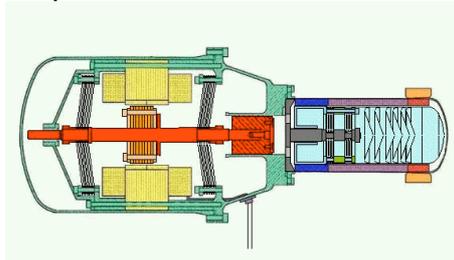


Fig 4.39 Générateur stirling linéaire de la NASA

Ces générateurs thermo-électriques, ne nécessitant que très peu de mécanique, ont en revanche besoin d'actionneurs supportant de très fortes accélérations.

6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté un démonstrateur multi-tiges réalisé à l'antenne de Bretagne du LESIR [Antunes_99]. Ce démonstrateur propose des solutions concrètes de réalisation des actionneurs polyentrefers.

Une méthode permettant, sous certaines conditions (peu de saillance magnétique) le passage d'un calcul par éléments finis en courant créneaux à 180°, à un calcul en courant sinusoïdal, a été présentée. Cette méthode a donné une estimation de la force à basse vitesse très proche des valeurs mesurées.

Les performances obtenues sont correctes, mais encore loin des possibilités théoriques limites. Les optimisations sous contraintes permettent d'espérer un gain significatif, par le biais d'une augmentation significative du nombre de tiges.

Enfin, un certain nombre de problèmes (pertes magnétiques, pertes mécaniques, refroidissement, prise en compte des tolérances de réalisation), doivent encore être approfondis.

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés au concept théorique, mais aussi à la réalisation pratique des actionneurs linéaires polyentrefer à bobinages globaux, synchrones à aimants permanents. Ces actionneurs sont destinés à des applications nécessitant de fortes densités d'efforts et/ou des dynamiques mécaniques importantes. Ces actionneurs ont la capacité de donner une réponse aux problèmes posés par les entraînements directs dans des domaines tels que les transports ou la robotique.

Bien que le concept d'actionneur polyentrefer à bobinage global soit relativement ancien, il nous est apparu important, de préciser, de façon plus formelle, quelles étaient leurs positions, en termes de topologies et de performances.

Aussi, nous avons proposé des critères fondamentaux permettant de classer les actionneurs électromagnétiques existants. Ces critères n'étant pas très utilisables en tant que tels, nous avons défini des critères combinés afin de rendre la dénomination plus aisée. Parmi ces notions, deux semblent se détacher : la nature de l'excitation et le couplage magnétique (couplage dentaire ou couplage polaire).

Une étude des performances a permis de comparer, de manière qualitative, ces différents types d'actionneurs. Ainsi, cette étude a montré que les actionneurs à couplage dentaire et à aimants permanents se distinguent pour l'obtention de fort couple volumique.

Afin de mettre en évidence, de façon plus quantitative, l'influence du fractionnement sur les performances volumiques des actionneurs, nous avons tout d'abord répertorié, de manière quasi-exhaustive, les actionneurs polyentrefer existants. Nous avons ainsi été amenés à distinguer les actionneurs dit « multi-moteurs » à couplage polaire, des actionneurs « polyentrefer à bobinages globaux » à couplage dentaire. Nous avons ensuite proposé quatre architectures de référence : une mono-entrefer à couplage polaire, un polyentrefer à bobinage global, et deux multi-moteurs à couplage polaire, représentant une évolution continue entre les deux premières.

Afin d'avoir des comparaisons aussi réalistes que possible, nous avons établi un modèle thermique commun aux différentes architectures de référence et une modélisation par éléments finis 2D non linéaire. Elles ont ensuite été optimisées individuellement à l'aide d'un algorithme génétique afin de maximiser l'effort à basse vitesse.

De par le très grand fractionnement de leur partie active, il est impossible de modéliser les actionneurs polyentrefer de manière globale. Nous avons donc adopté une approche par le motif élémentaire.

De ces calculs, deux résultats importants ont été obtenus :

- les trois architectures à couplage polaire développent des efforts volumiques indépendants des dimensions. A titre d'exemple, les architectures multi-moteurs atteignent des niveaux d'efforts volumiques de l'ordre de 400N/dm^3 en refroidissement par convection

naturelle, ce qui correspond sensiblement aux valeurs classiquement rencontrées pour les actionneurs linéaires.

- l'architecture polyentrefer à bobinage global voit, quant à elle, ses performances croître avec ses dimensions. Nous avons mis en évidence, d'autre part, qu'il existe des dimensions optimales des motifs élémentaires. Nous avons alors établi une loi de similitude sur l'évolution de la force volumique des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.

- l'effort développé par un actionneur polyentrefer est inversement proportionnel à l'entrefer. Il est aussi proportionnel à la racine carrée de ses dimensions extérieures

De même une étude sur les possibilités de bandes passantes mécaniques élevées a été menée. Elle a montré que, par rapport à des systèmes classiques (moteur tournant-vis sans fin) ou à des actionneurs linéaires à couplage polaire, les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux permettaient de fournir à des charges inertielles des accélérations beaucoup plus importantes. A titre d'exemple, pour une charge de 100 kg et un volume d'actionneur d' 10dm^3 , l'accélération d'un système polyentrefer à entraînement direct était plus de deux fois supérieure à celle des autres systèmes (140 m.s^{-2} contre environ 35 m.s^{-2}).

Cependant, la complexité mécanique de ces topologies polyentrefers à bobinages globaux est telle qu'il est primordial de les concevoir en prenant conjointement en compte les aspects de réalisation mécanique et d'optimisation électromagnétique. Nous nous sommes donc intéressés à plusieurs aspects de cette réalisation.

Nous avons ainsi étudié l'influence des tolérances de montage, due au grand nombre de pièces, sur la forme de l'effort des actionneurs à grand nombre de pôles. Ces tolérances introduisent une atténuation des différentes composantes harmoniques de l'effort. Cependant, plus cette composante harmonique est de rang élevé, plus son atténuation est importante. Ainsi les ondulations d'efforts sont atténuées bien avant l'effort utile. A titre d'exemple, dans un actionneur triphasé, une répartition adéquate des différents pôles (non couplés magnétiquement) permet d'éliminer presque complètement les harmoniques d'ondulations d'ordre 6 (plus d'effort de détente, une ondulation de l'effort hybride réduite de 90%) en ne dégradant l'effort moyen que de 5.5%.

Les actionneurs linéaires à aimants permanents souffrent d'un guidage plus délicat que les actionneurs rotatifs. Cette difficulté vient notamment des efforts normaux parasites élevés. Nous avons donc tenté de les minimiser sans dégrader l'effort tangentiel, à l'origine de la conversion d'énergie. Cette étude nous a menés à proposer un guidage mécanique original permettant de maintenir un entrefer très fin sur de grandes surfaces : le guidage glissant. Cette solution est particulièrement bien adaptée aux actionneurs polyentrefers puisqu'elle n'occupe qu'un volume très faible.

Nous avons, ensuite, introduit une topologie mécanique bien adaptée à la réalisation du fractionnement : la topologie multi-tiges. L'idée est d'utiliser les techniques d'usinage conventionnelles les mieux maîtrisées (tiges et alésages cylindriques) afin d'atteindre les tolérances les plus faibles possibles. La transmission de l'effort se fait par un arbre central permettant de ne faire travailler les tiges qu'en traction. On peut alors envisager l'utilisation de tiges de très faible diamètre.

Enfin, une étude complète d'un capteur de position intégré massif à réluctance variable a été menée. Nous nous sommes particulièrement intéressés à sa modélisation en fonctionnement à haute fréquence. Deux types de démodulation, une analogique et une seconde numérique, ont permis de mettre en évidence leurs avantages et inconvénients.

Afin de valider toutes ces approches, nous nous sommes intéressés au prototype d'actionneur polyentrefer multi-tiges déjà construit au début de cette thèse. Les huit tiges sont passives (alternance de zones magnétiques et amagnétiques) et l'ensemble de la partie active a un volume d' environ 1 dm^3 .

Une simulation par éléments finis a permis d'estimer l'effort en alimentation créneau de courant à 180° . A partir de ce calcul, une extrapolation a fourni une estimation des performances en alimentation sinusoïdale à basse vitesse.

D'autre part, le prototype a été testé par la méthode de décrochage. Une fois les efforts de frottement soustraits (environ 130N), nous avons constaté que les simulations par éléments finis correspondaient aux valeurs mesurées. Ainsi, cet actionneur atteint un effort électromagnétique volumique d'environ $1000\text{N}/\text{dm}^3$.

Des optimisations sous contraintes mécaniques ont aussi été effectuées, avec des contraintes tels que le diamètre intérieur des tiges, l'entrefer ou le pas.

On retient de ces optimisations qu'il est indispensable d'augmenter le nombre de tiges si l'on souhaite obtenir, en régime permanent, des performances intéressantes (plus de $1500\text{N}/\text{dm}^3$ avec les mêmes contraintes que celles du prototype actuel).

Ces optimisations permettent, de plus, d'estimer, de manière très rapide, la force développée par un autre actionneur ayant des contraintes mécaniques différentes.

Parmi les perspectives que l'on peut associer à ce travail, deux voies se dessinent :

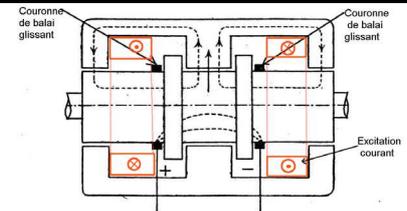
une première direction consiste à affiner les optimisations afin de concevoir un nouvel actionneur multi-tiges. Comme nous l'avons montré, il est possible de prendre en compte, les pertes fer ou les frottements mécaniques dès la conception. Par ailleurs, l'industrialisation de ce genre d'actionneur nécessite le développement de nouvelles méthodes de montages et d'usinages, utilisant des outils de productions modernes,

la deuxième direction, plus théorique, consiste à approfondir l'approche d'optimisation basée sur le calcul par éléments finis. Nous avons, au cours de cette thèse, effectué de nombreuses optimisations par algorithmes génétiques. L'étape suivante est de passer de ces optimisations paramétriques (géométrie fixée) à des optimisations de répartition. Il s'agit alors de considérer le contenu (conductivité, perméabilité) de chaque maille d'éléments finis comme un paramètre d'optimisation. On trouvera, en annexe 3, le principe ainsi que les premiers résultats obtenus sur des exemples simples.

Annexe 1 : Exemples des actionneurs électromagnétiques

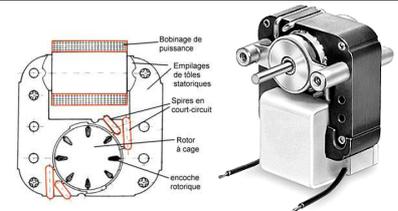
1 Machine de Poirson

Excitation synchrone bobinée
Bobinage de puissance homopolaire
Architecture mécanique cylindrique¹



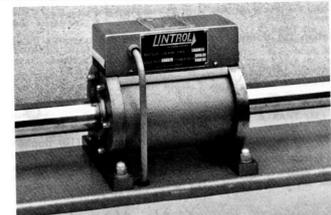
2 Asynchrone monophasé « shaded pôles » [Multon_00]

Excitation asynchrone à induction, à encoches, mobile
Bobinage de puissance cyclique, déporté, fixe
Alimentation à fréquence fixe
Architecture mécanique cylindrique



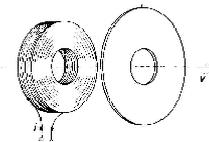
3 Moteur linéaire asynchrone

Excitation asynchrone à induction sans encoche, fixe
Bobinage de puissance à encoches, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique linéaire cylindrique intérieure



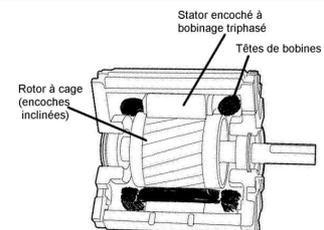
4 Lanceur à courant de Foucault

Excitation asynchrone à induction, dans l'air, mobile
Bobinage de puissance non cyclique, dans l'air, fixe
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique linéaire plane intermédiaire



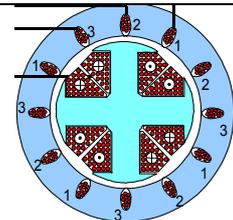
5 MAS à cage triphasé à commande vectorielle [Multon_00]

Excitation asynchrone à induction, à encoches, mobile
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique cylindrique



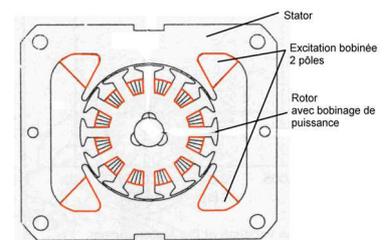
6 Moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Excitation synchrone bobinée, à encoches, mobile
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation à fréquence fixe
Architecture mécanique cylindrique



7 MCC à excitation séparée [Multon_00]

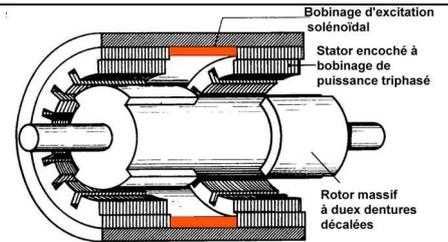
Excitation synchrone bobinée à encoches fixe
Bobinage de puissance à encoches, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par collecteur mécanique
Architecture mécanique cylindrique



¹ Lorsque l'on ne précise pas, pour alléger l'écriture, une architecture mécanique cylindrique est une architecture rotative cylindrique intérieure.

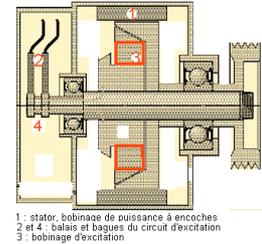
8 Machine synchrone à excitation homopolaire

Excitation synchrone bobinée, déportée homopolaire, fixe
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation à fréquence fixe
Architecture mécanique cylindrique



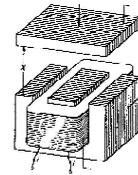
9 Machine synchrone à inducteur à griffes (alternateurs automobiles)

Excitation synchrone bobinée, déportée hétéropolaire, mobile
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à champ tournant
Commande en boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



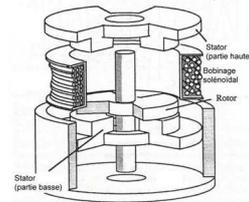
10 Electroaimant

Excitation synchrone à réluctance variable
Bobinage de puissance non cyclique, à encoches, fixe
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique linéaire plane intermédiaire



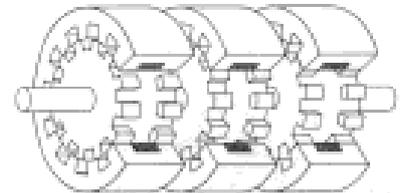
11 Actionneur discoïde à réluctance variable monophasé [McCann_96]

Excitation synchrone à réluctance variable
Bobinage de puissance cyclique, déporté, homopolaire, fixe
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique discoïde intérieure



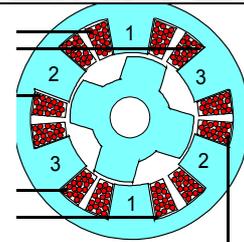
12 Moteur pas à pas à réluctance variable homopolaire

Excitation synchrone à réluctance variable, à flux transverse
Bobinage de puissance à flux transversal, fixe
Couplage dentaire à bobinage global
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



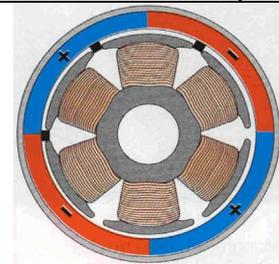
13 Moteur à réluctance variable double saillance (MRVDS)

Excitation synchrone à réluctance variable
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à pôles saillants
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique cylindrique



14 Moteur à aimants permanents à rotor extérieur [Multon_00]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface, mobile
Bobinage de puissance à pôles saillants, à encoches, fixe
Couplage polaire à pôles saillants
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique cylindrique rotative extérieure



15 Moteur à courant continu sans balais [Multon_00]

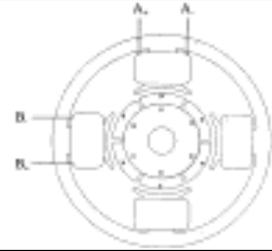
Excitation synchrone à aimants permanents de surface, mobile

Bobinage de puissance à encoches, fixe

Couplage polaire à pôles saillants

Alimentation par commutation électronique

Architecture mécanique cylindrique



16 Moteur Vernier à réluctance variable [Mukherji_74]

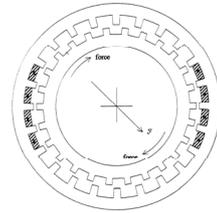
Excitation synchrone à réluctance variable

Bobinage de puissance Vernier, à encoches, fixe

Couplage dentaire Vernier

Alimentation par commutation électronique

Architecture mécanique cylindrique



17 Moteur dentaire Vernier à réluctance variable

[Hennberger_00]

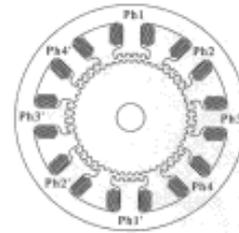
Excitation synchrone à réluctance variable

Bobinage de puissance à encoches, fixe

Couplage dentaire à petites dents

Alimentation par commutation électronique

Architecture mécanique cylindrique



18 Moteur roue Vernier à aimants permanents [Libre_98]

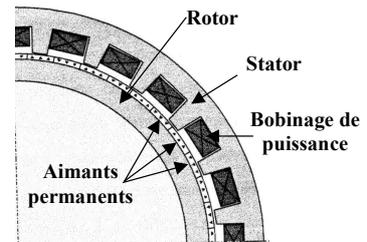
Excitation synchrone par aimants permanents de surface, mobile

Bobinage de puissance, à encoches, fixe

Couplage dentaire Vernier

Alimentation par commutation électronique

Architecture mécanique cylindrique rotative extérieure



19 Moteur linéaire à rail passif [Hennberger]

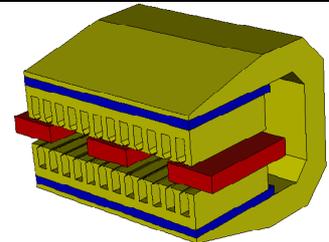
Excitation synchrone par aimants permanents déportée homopolaire, à flux transverse, mobile

Bobinage de puissance à encoches, à flux transversal, mobile

Couplage polaire à champ tournant

Alimentation par commutation électronique

Architecture mécanique linéaire plane extérieure



20 Moteur à aimants discoïde et bobinage sans encoche

[Carichi_96]

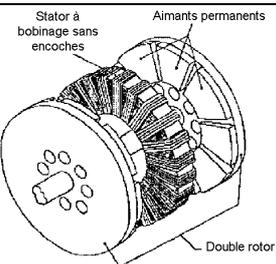
Excitation synchrone par aimants permanents de surface, mobile.

Bobinage de puissance dans l'air, fixe

Couplage polaire à champ tournant

Alimentation électronique

Architecture mécanique discoïde extérieure



21 MCC discoïde AXEM

Excitation synchrone par aimants permanents de surface, à flux transverse, fixe.

Bobinage de puissance dans l'air, à flux transversal, mobile

Couplage polaire à champ tournant

Alimentation par collecteur mécanique

Architecture mécanique discoïde intérieure



Image Parvex

22 Moteur à aimants et induit cloche (sans fer), à collecteur

Excitation synchrone par aimants permanents de surface, à flux transverse, fixe.
Bobinage de puissance dans l'air, à flux transversal, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par collecteur mécanique
Architecture mécanique rotative cylindrique intermédiaire

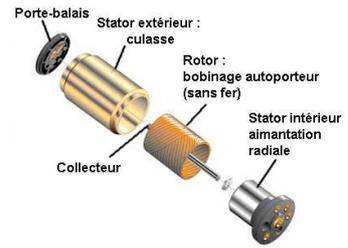
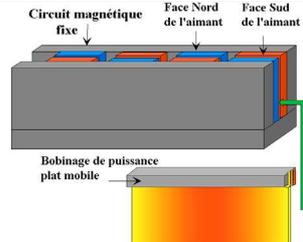


Image Minimotor

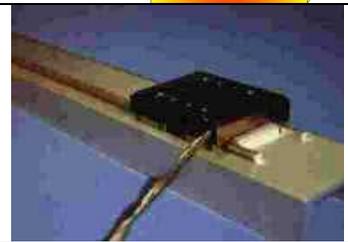
23 Moteur linéaire intérieur [Etel]

Excitation synchrone par aimants permanents de surface, à flux transverse, fixe.
Bobinage de puissance dans l'air, à flux transversal, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation électronique
Architecture mécanique linéaire plane intérieure



24 Moteur linéaire plan [Etel]

Excitation synchrone par aimants permanents de surface, fixe.
Bobinage de puissance à encoches, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique linéaire plane intermédiaire



25 Moteur linéaire tubulaire [Sanada_92] [Avcon]

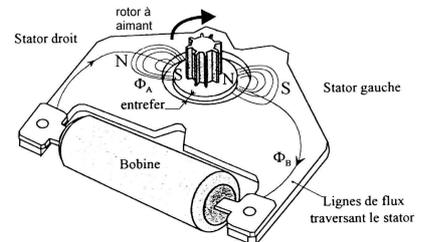
Excitation synchrone par aimants permanents de surface, fixe.
Bobinage de puissance à encoches, mobile
Couplage polaire à champ tournant
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique linéaire cylindrique extérieure



Image Linear drives

26 Moteur à aimants pas à pas monophasé miniature (montres) [Minotti_98]

Excitation synchrone par aimants permanents de surface, mobile
Bobinage de puissance cyclique, déportée, hétéropolaire, fixe
Alimentation boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



27 Moteur pas à pas hybride à rotor extérieur et excitation statorique

Excitation synchrone à aimants permanents déporté, à flux transverse, homopolaire, fixe
Bobinage de puissance fixe
Couplage dentaire à petites dents
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique rotative cylindrique extérieure

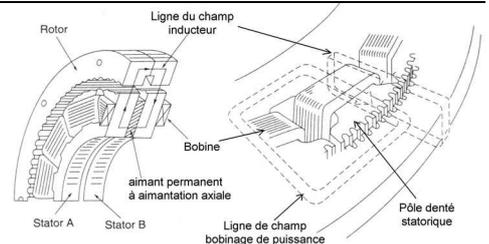
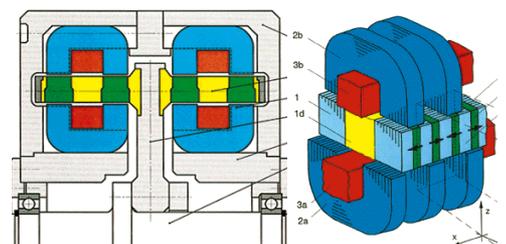


Image Moteur Dynaserv

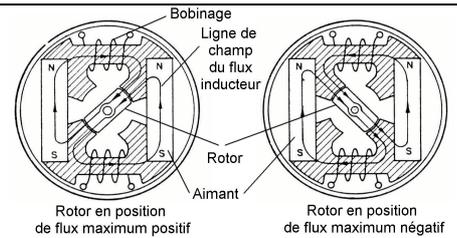
28 Moteur diphasé à aimants à flux transverse Weh [Weh_94]

Excitation synchrone à aimants permanents enterrés, à flux transverse, mobile
Bobinage de puissance à bobinage global, à flux transversal, fixe
Couplage dentaire à bobinage global
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique rotative cylindrique intermédiaire



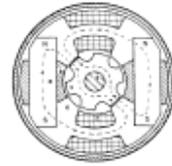
29 Générateur monophasé à aimants à commutation de flux [Rauch_58]

Excitation synchrone à aimants permanents enterrés, fixe
Bobinage de puissance cyclique, déporté hétéropolaire, fixe
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



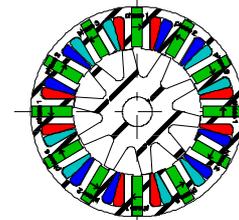
30 Générateur à commutation de flux monophasé à dents

Excitation synchrone à aimants permanents enterrés, fixe
Bobinage de puissance cyclique, déporté homopolaire, fixe
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



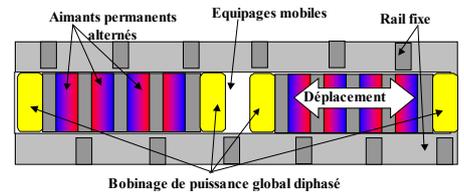
31 Moteur triphasé autopiloté à aimants à commutation de flux [Hoang_00]

Excitation synchrone à aimants permanents enterrés, fixe
Bobinage de puissance à encoches, fixe
Couplage polaire à pôles saillants
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique cylindrique



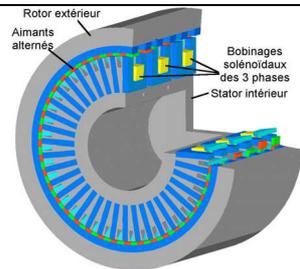
32 Moteur à commutation de flux linéaire [BenAhmed_00]

Excitation synchrone à aimants permanents à encoches, à flux transverse, mobile
Bobinage de puissance à flux transversal, mobile
Couplage dentaire à bobinage global
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique linéaire plane extérieure



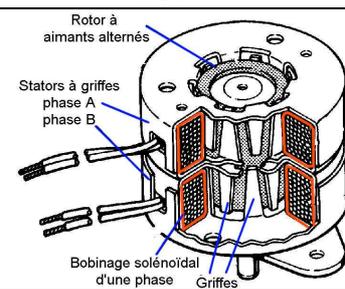
33 Moteur triphasé à aimants à bobinage global, à flux transverse, à rotor extérieur [Hennberger_96]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface à flux transverse, mobile
Bobinage de puissance à flux transversal, fixe
Couplage dentaire à griffes
Alimentation par commutation électronique
Architecture mécanique rotative cylindrique extérieure



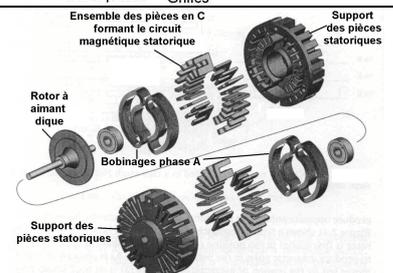
34 Moteur pas à pas diphasé à aimants à stator à griffes [Multon_00]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface, mobile
Bobinage de puissance fixe
Couplage dentaire à griffes
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique cylindrique



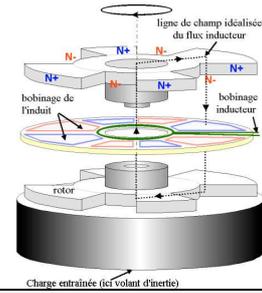
35 Moteur pas à pas diphasé à aimants disque Escap [Kenjo_84]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface, à flux transversal, mobile
Bobinage de puissance à flux transversal, fixe
Couplage dentaire à bobinage global
Alimentation en boucle ouverte
Architecture mécanique discoïde intérieure



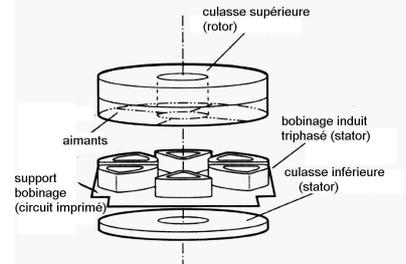
36 Moteur synchrone excité discoïde à réluctance variable et à bobinage dans l'entrefer [Bernard_01] [Gergaud_01]

Excitation synchrone bobinée, déportée homopolaire, fixe
 Bobinage de puissance dans l'aire, fixe
 Couplage polaire à champ tournant
 Alimentation par commutation électronique
 Architecture mécanique rotative discoïde extérieure



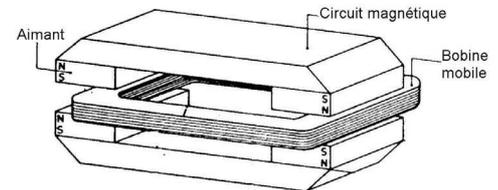
37 Moteur synchrone autopiloté à aimants à champ axial et à bobinage dans l'entrefer [Furlani_92] [Jufer_98]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface, mobile
 Bobinage de puissance à pôles saillants, dans l'air, fixe
 Couplage polaire à pôles saillants
 Alimentation par commutation électronique
 Architecture mécanique discoïde intermédiaire



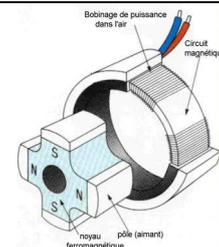
38 Actionneur linéaire à débattement limité à aimants et bobine mobile [Multon_00]

Excitation synchrone à aimants permanents de surface, à flux transverse, fixe
 Bobinage de puissance non cyclique, dans l'air, à flux transversal, mobile
 Alimentation électronique
 Architecture mécanique discoïde intérieure



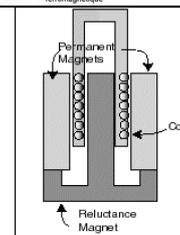
39 Actionneur rotatif à débattement limité à aimant et à bobinage de Gramme sans encoche

Excitation synchrone à aimants permanents de surface
 Bobinage de puissance non cyclique, dans l'air, fixe
 Alimentation en boucle ouverte
 Architecture mécanique cylindrique



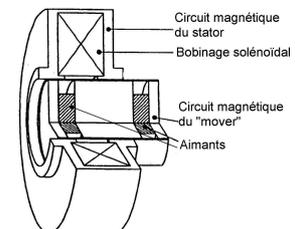
40 Hauts parleurs

Excitation synchrone à aimants déportée, à flux transverse, fixe
 Bobinage de puissance non cyclique, dans l'air, à flux transversal, mobile
 Alimentation en boucle ouverte
 Architecture mécanique linéaire cylindrique intermédiaire



41 Actionneur linéaire à débattement limité alternatif à aimant mobile et à bobinage solénoïdal

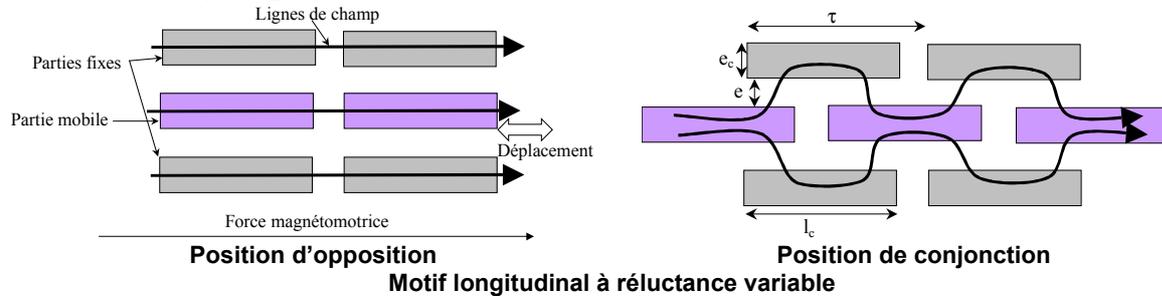
Excitation synchrone à aimants permanents à encoches, mobile
 Bobinage de puissance non cyclique, à encoches, fixe
 Alimentation à fréquence fixe
 Architecture mécanique linéaire cylindrique intérieure



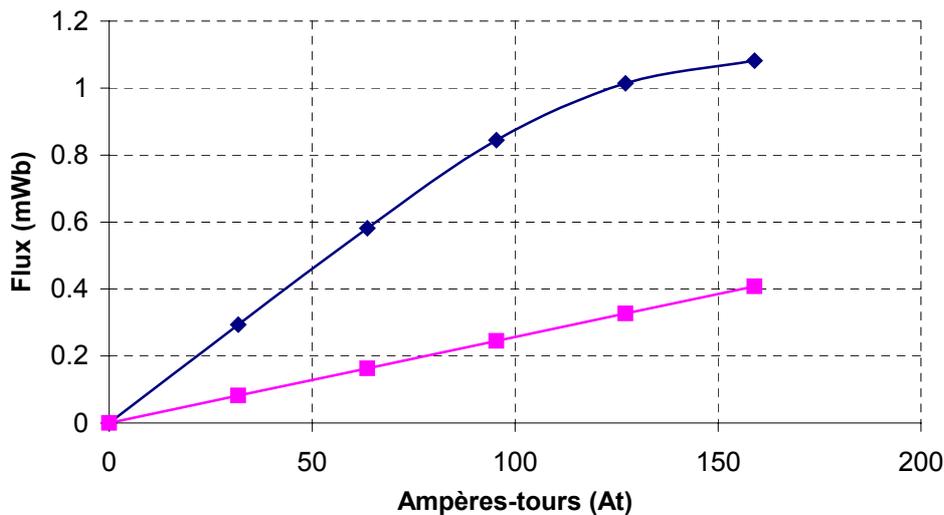
Annexe 2 : Evolutions des performances pour les actionneurs polyentrefers à réluctance variable

1 Principe de calcul

De même que pour les actionneurs à aimants, une étude des effets d'échelle dans les actionneurs polyentrefers à réluctance variable a été effectuée. Celle-ci se base sur le motif à champ longitudinal :



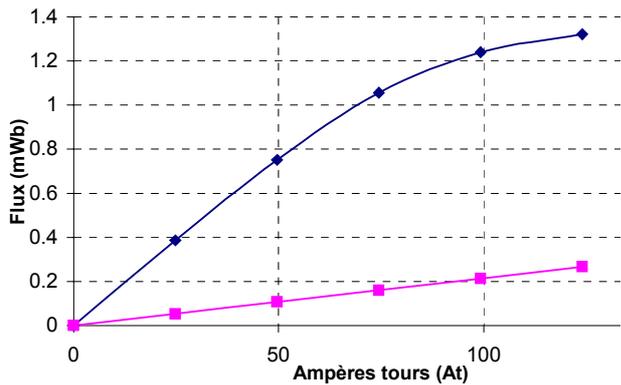
En appliquant la même démarche que pour les actionneurs à aimants permanents, pour chaque dimension, un actionneur a été optimisé en tenant compte du comportement thermique (même modèle) et mécanique (entrefer imposé). La principale différence se trouve dans la manière de calculer l'effort. Deux calculs sont nécessaires : un calcul en conjonction, et un autre en opposition. La surface entre ces deux positions représente donc l'énergie convertie à chaque cycle.



Courbe extrême du cycle de conversion (flux en mWb en fonction des ampères-tours) pour 1dm^3

2 Résultats qualitatifs

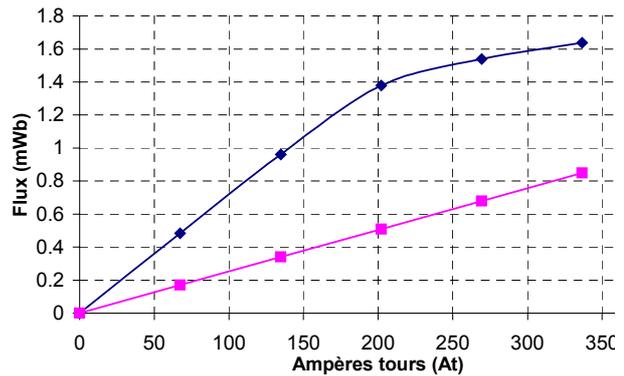
L'analyse des résultats est plus délicate que dans le cas des actionneurs à aimants permanents. En effet, comme dans le cas précédent, l'augmentation des dimensions dans un actionneur polyentrefers se traduit directement par l'augmentation des ampères-tours imposable à un motif élémentaire. Cependant, contrairement au cas précédent, l'effort développé par un motif n'est plus du tout proportionnel aux ampères-tours imposés. La figure suivante illustre en effet deux cycles de conversion pour deux volumes extrêmes.



Volume : 0.01dm³, entrefer 1mm,
Coefficient de dissipation thermique

$$\xi_{th} = 10W \cdot ^\circ C^{-1} m^{-2}$$

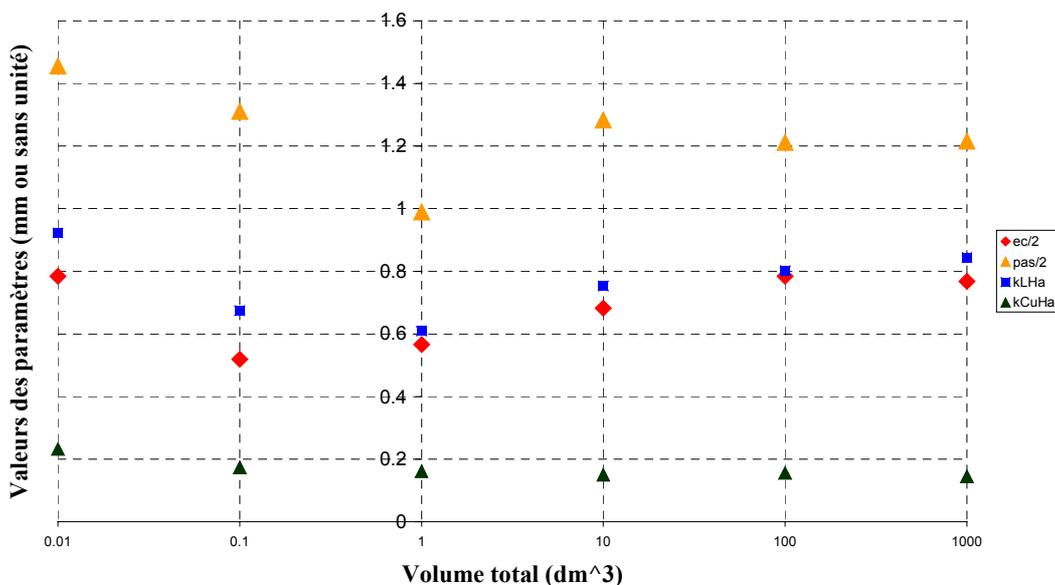
Courbes extrêmes du cycle de conversions pour deux volumes extrêmes



Volume : 1000dm³, entrefer 1mm,
Coefficient de dissipation thermique

$$\xi_{th} = 10W \cdot ^\circ C^{-1} m^{-2}$$

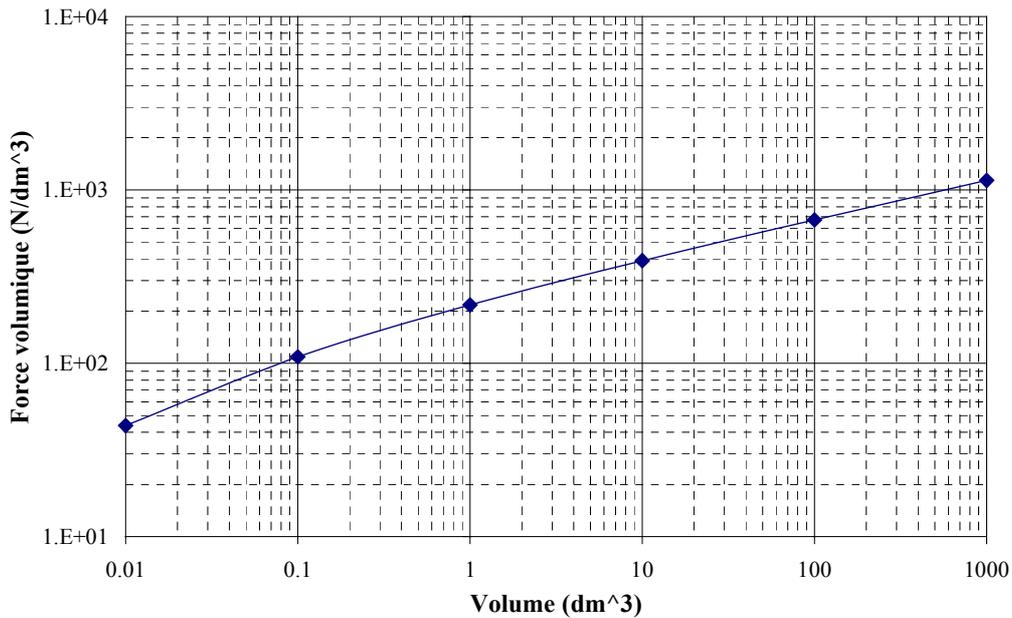
Ce comportement non linéaire entraîne une modification des dimensions optimales des paramètres.



On peut, par exemple constater que la proportion de cuivre par rapport à la hauteur totale (kHaCu) diminue avec les dimensions. Cela s'explique par la saturation des motifs à réductance variable qui approchent leurs limites de conversions. Les ampères-tours nécessaires pour chaque motif sont donc plus faibles.

3 Evolution des performances en fonction du volume

On peut cependant constater une augmentation des performances volumiques. Celles-ci croissent d'abord plus vite que la dimension élémentaire, puis moins vite pour les grandes dimensions.

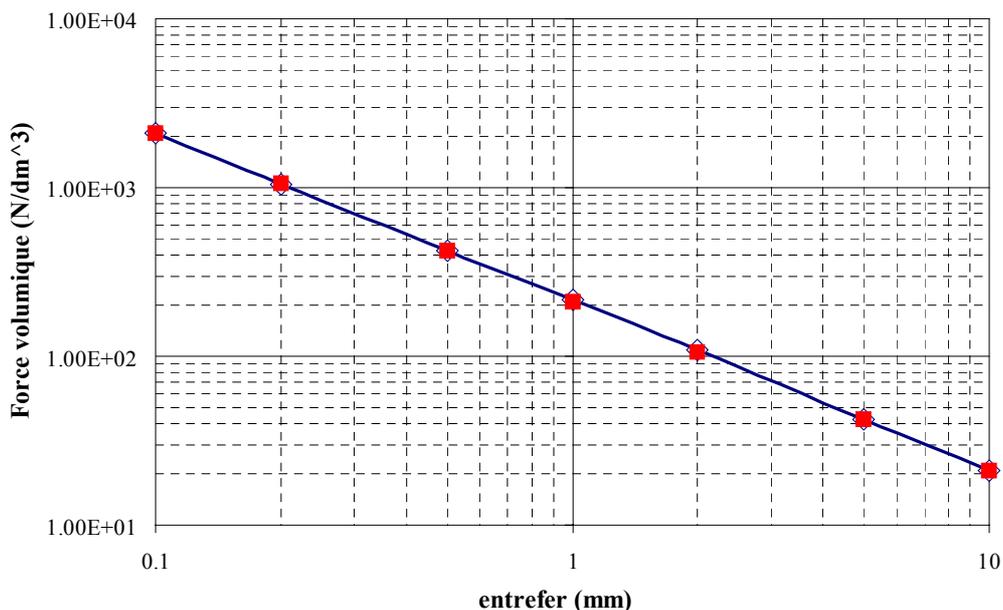


On peut, d'autre part, constater que les performances des actionneurs polyentrefers à réluctance variable sont nettement plus faibles que ceux à aimants permanents. Pour un entrefer donné (ici 1mm), il existe un rapport 3 à 4 entre les performances des deux catégories d'actionneurs.

Si l'on modifiait la dissipation thermique on retrouverait alors les mêmes évolutions que pour les variations de dimensions. En effet, celles-ci jouent directement sur les ampères-tours imposés au motif élémentaire.

4 Evolution des performances en fonction de l'entrefer

En revanche, si l'on modifie l'entrefer, les dimensions des motifs élémentaires restent parfaitement proportionnelles à ce dernier. On peut d'ailleurs constater que les performances des actionneurs optimisés sont inversement proportionnelles à l'entrefer. Sur la courbe ci-dessous, les actionneurs optimisés sont représentés en bleu, et les performances issues de cette loi de similitude en rouge.



Annexe 3 Exemple d'optimisation de répartition

1 Optimisations paramétriques

Dans les optimisations de motifs réalisées dans cette thèse, la méthodologie est la suivante :

- définir une forme géométrique du motif, à base de rectangles,
- définir les dimensions constantes et les dimensions à optimiser,
- établir le modèle par éléments finis 2D. La dimension des mailles dépendant des dimensions du motif,
- utiliser un algorithme génétique pour optimiser les différentes dimensions en vu de maximiser les performances, à contraintes données (dimensions de l'entrefer...).

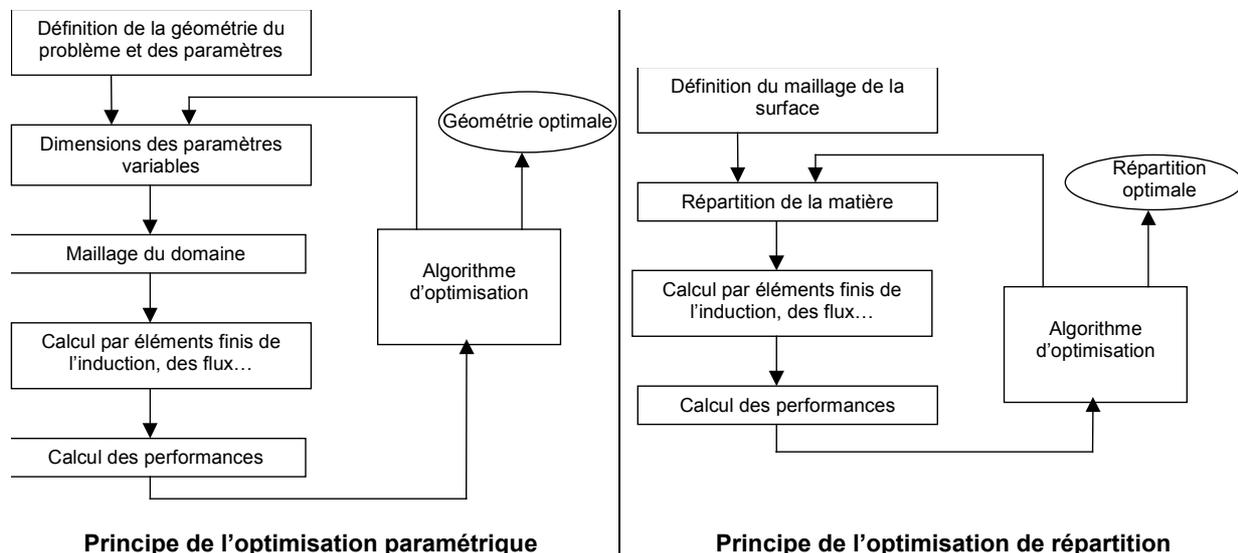
Cette approche est très fréquente [Sokha_94], et fonctionne parfaitement pour l'optimisation des dimensions des actionneurs classiques. Elle ne permet cependant pas d'obtenir des formes originales.

2 Principe de l'optimisation de répartition

La principale limite de l'optimisation paramétrique est d'imposer, a priori, une géométrie de l'actionneur.

L'optimisation de répartition n'impose pas de géométrie, mais uniquement la frontière à l'intérieur de laquelle on cherche la répartition optimale. Son principe est de considérer une surface maillée fixe, mais dont les caractéristiques des mailles (perméabilité magnétique, densité de courant...) ne sont pas définies. L'optimisation consiste à répartir la matière dans cette surface. On cherche alors la répartition optimale permettant de maximiser la fonction objective.

Pour comparer, on peut représenter les deux types d'optimisation dans le schéma suivant :



Avec un maillage relativement fin, (par exemple 1000 mailles carrées), la dimension de l'espace des solutions peut rapidement être gigantesque. A titre d'exemple, si chaque maille peut prendre 4 valeurs (fer, air, cuivre, aimants), l'espace des dimensions (c'est-à-dire le nombre de solutions possibles) est de $4^{1000} \approx 10^{600}$!

Une étude systématique est donc impossible.

Deux types d'approches sont possibles :

- La première (et la plus classique) consiste à utiliser une dérivée obtenue par calcul éléments finis pour faire évoluer, de façon continue, les caractéristiques de chaque

maille [Gitosusastro_88] [Derek_96]. On utilise des algorithmes d'optimisation classiques (par exemple, la méthode du gradient). Le principal avantage de cette méthode est de converger relativement rapidement (On ne peut cependant jamais garantir que l'on se trouve sur l'optimum global). Son principal inconvénient est de ne fonctionner qu'avec des fonctions objectives simples (c'est-à-dire n'utilisant qu'un seul calcul par éléments finis).

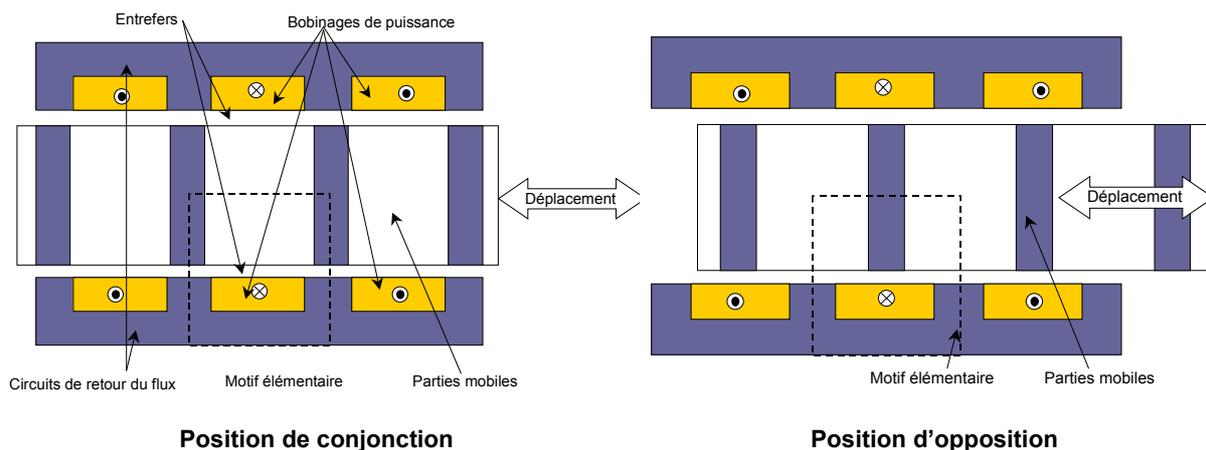
- La deuxième méthode, que nous avons adoptée, est plus pragmatique : la répartition de matière est considérée comme une série de valeur binaire (présence ou absence de fer, de cuivre, d'aimants...). On utilise un algorithme génétique binaire pour trouver la répartition optimale. Il est alors nécessaire d'utiliser des algorithmes génétiques dits surfaciques, c'est-à-dire utilisant une représentation géométrique des données.

On peut alors avoir des fonctions objectives complexes (utilisant plusieurs calculs par éléments finis, avec éventuellement un déplacement).

3 Exemple de résultats obtenus

On cherche à maximiser le rapport du flux entre la position en conjonction et la position d'opposition d'un actionneur à réluctance variable. La partie mobile est composée de fer (perméabilité linéaire de 1000) ou d'air (perméabilité relative de 1). La partie fixe est composée de fer ou de cuivre parcouru par une densité de courant constante.

Les deux calculs se font en régime linéaire pour limiter le temps de l'optimisation.



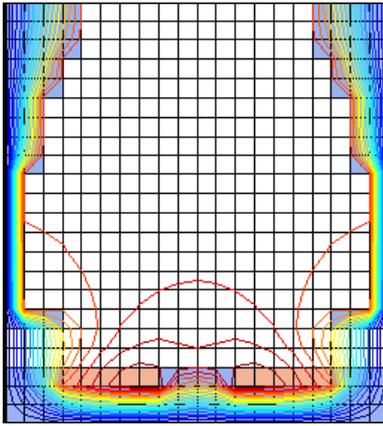
Un motif élémentaire est représenté par une série de valeurs binaires. Le 1 correspondant au fer, le 0 à de l'air dans la partie mobile ou du courant dans la partie fixe. L'entrefer est de $1/10^{\text{ème}}$ de la hauteur du motif, et sa position de l'entrefer est un paramètre optimisable.

Le maillage utilisé comporte 400 mailles (20 lignes et 20 colonnes), chaque maille étant carrée.

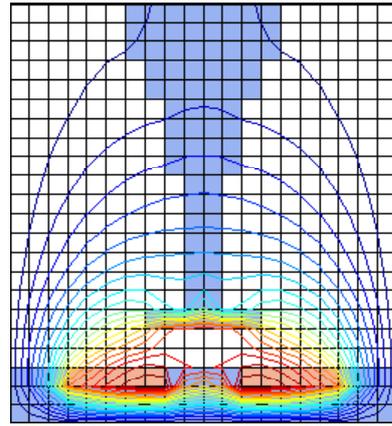
L'optimisation est faite par un algorithme génétique binaire surfacique, ayant une population initiale étant de 600 individus, répartis en 4 groupes. L'optimisation a nécessité 150 générations pour un temps de calcul d'environ 3 heures.

Le motif optimisé a un rapport entre le flux en conjonction et le flux en opposition de 2.13.

Les deux positions du motif optimisé sont représentées ci-dessous, avec les lignes de champs correspondantes.



Position de conjonction du motif optimisé



Position d'opposition du motif optimisé

On obtient alors une forme originale, difficile à obtenir par une optimisation paramétrable. Bien que ne prenant pas encore en compte des critères de réalisations (la section bobineable est très faible), cette géométrie met en évidence l'intérêt de ne pas avoir de cuivre au milieu de la section bobineable.

Tableau des symboles utilisés

ΔA_L	Variation de la densité linéique de courant (en A/m)
a	Accélération de la charge mécanique (en $m.s^{-2}$)
B	Induction magnétique (en T)
B_e	Induction magnétique dans l'entrefer due à la source magnétique d'excitation (en T)
B_r	Induction rémanent des aimants (en T)
B_{sat}	Induction de saturation du matériau magnétique (en m)
C	Couple (en N.m)
C_n	Couple nominal (en N.m)
d_{int}	Diamètre intérieur des tiges mobiles
E	Force électromotrice de l'actionneur (en V)
Err_n	Erreur des capteurs de position
e	Entrefer de l'actionneur (en m)
e_c	Epaisseur du circuit magnétique (en m)
e_{en}	Entrefer magnétique équivalent en position d'opposition d'une MRV (en m)
e_i	Epaisseur de l'isolant du bobinage (en m)
e_m	Epaisseur des aimants permanents (en m)
e_{mag}	Entrefer magnétique vu de la source d'excitation (en m)
e_r	Epaisseur du circuit de retour du flux (en m)
F	Force total d'un actionneur en fonctionnement autopiloté sans déphasage (en N)
F_d	Force de détente (en N)
F_f	Force de frottement (en N)
F_g	Force en générateur (en N)
F_h	Force hybride (en N)
F_k	Composante harmonique d'indice k de F (en N)
F_n	Effort normal (en N)
F_r	Force réluctante (en N)
f	Force créée par un motif élémentaire (en N)
fr	Fréquence d'alimentation du moteur (en rad/s)
F_s	Force due a la phase s de l'actionneur (en N)
H	Champ magnétique (en A/m)
H_a	Hauteur de l'actionneur
i	Courant d'induit instantané (en A)
I_l	Composante d'harmonique l du courant i (en A)
I_e	Courant d'excitation (en A)
J	Inertie de rotation mécanique (en $kg.m^2$)
J_{cu}	Densité de courant dans le cuivre (en $A.m^2$)
k_a	Coefficient d'atténuation de la force magnétomotrice due au courant sinusoïdal
k_b	Coefficient de bobinage
k_{CuHa}	Rapport entre la hauteur de cuivre dans l'actionneur et sa hauteur totale H_a
k_e	Rapport optimal entre l'entrefer et le pas dentaire
k_f	Coefficient de forme du cycle de conversion
k_{fem}	Rapport entre la FEM et la fréquence
$k_{fer-bob}$	Rapport entre la section statorique et la section bobinable
k_{LHa}	Rapport entre la longueur L de l'actionneur et la hauteur H_a
k_n	Rapport de normalisation pour l'optimisation sous contrainte

k_m	Coefficient de concentration de flux des aimants
k_{opt}	Rapport de réduction optimal
k_{red}	Rapport de réduction de la vis sans fin
k_{rem}	Rapport entre la section statorique et la section cuivre
k_s	Coefficient de surface (proportion de la surface d'entrefer utilisé)
L	Longueur de l'actionneur (en m)
La	Largeur de l'actionneur (en m)
L_{cu}	Longueur du conducteur de cuivre (en m)
L_d	Inductance directe (en H)
L_p	Inductance vue du bobinage de puissance (en H)
L_q	Inductance en quadrature (en H)
L_{μ}	Inductance de magnétisation (en H)
l^*	Dimension caractéristique de l'actionneur (en m)
l_c	Longueur du circuit magnétique (en m)
l_m	Longueur des aimants (en m)
M	Mutuelle entre le bobinage induit et la source magnétique d'excitation
Ma	Masse de la charge inertielle (en kg)
M_k	Composante d'harmonique k de la mutuelle M
m_c	Contribution du pôle c à la mutuelle M
m_k	Composante d'harmonique q de m_c
N_s	Nombre de motif en série
N_p	Nombre de motif en parallèle
nl	Ampères-tours de l'induit (en A)
nl_e	Ampères-tours de l'excitation bobinée (en A)
ΔP	Variation de perméance du circuit magnétique
P	Puissance active (en W)
P_{cu}	Pertes cuivre (en W)
P_{max}	Perméance maximale du circuit magnétique
P_{min}	Perméance minimale du circuit magnétique
p	Nombre de paire de pôles
$p(\vartheta)$	Densité de probabilité du déphasage ϑ du pôle
Q	Puissance réactive (en V.A.R)
q	Nombre de phases
R	Rayon extérieur de l'actionneur cylindrique (en m)
R_f	Résistance de perte fer
r	Rayon d'entrefer (en m)
S_{bob}	Surface bobinable (en m^2)
S_{cu}	Surface cuivre (en m^2)
S_e	Surface d'entrefer (en m^2)
S_i	Surface de l'isolant du bobinage (en m^2)
S_m	Surface des aimants (en m^2)
S_{th}	Surface de refroidissement extérieur (en m^2)
S_{φ}	Surface d'entrefer traversée par du flux (en m^2)
Sig_i	Signal reçu en sortie du capteur de position
ΔT_{cu}	Augmentation maximale de la température du cuivre (en $^{\circ}K$)
T_{air}	Température de l'air (en $^{\circ}K$)
T_{cu}	Température du cuivre (en $^{\circ}K$)
T_{fe}	Température du circuit magnétique (en $^{\circ}K$)
Δt	Temps d'échauffement du cuivre (en s)
t_e	Période électrique (en s)
t_m	Période mécanique (entre deux changement de sens) (en s)

V	Volume de l'actionneur (en m^3)
V_{cu}	Volume de cuivre (en m^3)
V_m	Volume d'aimant
Val_i_n	Valeur mémorisée de la sortie du capteur de position (en V)
W_m	Energie magnétique convertie à chaque cycle électromagnétique par l'actionneur complet (en J)
w_m	Energie magnétique convertie à chaque cycle électromagnétique par un motif élémentaire (en J)
x	Position mécanique de l'actionneur suivant un déplacement tangentiel (en m)
y	Décentrage normal de la partie mobile de l'actionneur (en m)
α	Coefficient de frottement de la surface de glissement
δ_c	Décalage d'un pôle c par rapport à une position de référence
ε	Force magnétomotrice appliquée à un motif élémentaire (en A.t)
$\Delta\Phi_e$	Variation du flux d'excitation (en Wb)
$\Phi(nl)$	Flux dans l'actionneur en fonction du courant de l'induit pour une alimentation crête à 180° (en Wb)
$\Phi_{sin}(nl)$	Flux dans l'actionneur en fonction du courant de l'induit pour une alimentation sinusoïdale (en Wb)
Φ_e	Flux maximal d'excitation dans l'actionneur (en Wb)
$\gamma(u)$	Fonction caractéristique d'une variable aléatoire
γ_{cu}	Capacité thermique volumique du cuivre (en $J/^\circ K.m^3$)
η	Rendement de l'actionneur
$\varphi(\varepsilon)$	Flux dans un motif élémentaire en fonction de la force magnétomotrice (en Wb)
φ_e	Flux d'excitation dans un motif (en Wb)
λ_{th}	Coefficient de dissipation thermique de la surface extérieure (en W/m^2)
μ_o	Perméabilité du vide (en $T.m.A^{-1}$)
μ_r	Perméabilité relative
θ	Position angulaire de l'actionneur (en rad)
ϑ_{i_l}	Déphasage de la composante d'harmonique l du courant i
ϑ_{f_k}	Déphasage de la composante d'harmonique k du flux d'excitation φ_e (en $^\circ$)
ρ_{cu}	Résistivité du cuivre (en Ohm.m)
ρ_{fe}	Résistivité du fer (en Ohm.m)
σ	Ecart type de la variable aléatoire
τ	Pas dentaire ou pas mécanique (en m)
τ_p	Pas polaire (en m)
ω	Pulsation électrique (en $rad.s^{-1}$)
ζ_i	Résistivité thermique de l'isolant (en $W/^\circ K.m$)
ξ_{th}	Coefficient de dissipation thermique par degré de la surface extérieure (en $W/^\circ K.m^2$)
Ψ	Flux dans le capteur de position
Ψ_0	Flux dans le capteur de position en phase avec le courant d'excitation (en Wb)
Ψ_{90}	Flux dans le capteur de position en quadrature avec le courant d'excitation (en Wb)

Bibliographie

- [Amaratunga] G.AJ.Amaratunga, P.P.Acarney, P.G.McLaren « Optimum magnetic circuit configuration for permanent magnet aerospace generator », IEEE transactions on aerospace and electronic systems VOL. AES N°2
- [Amiet_95] M.Amiet, J.Lucidarme Brevet n° 9515707, dépôt le 29/12/1995, au nom de l'état français
- [Amouri_91] A.Amouri, « Modélisation et expérimentation d'un actionneur linéaire à réductance variable et à champ longitudinal », Thèse de doctorat, Paris 6, Septembre 1991
- [Antunes_99] M.Antunes-Menoita « Modélisation, conception et réalisation d'un actionneur linéaire multi-tiges à haute densité d'efforts », Mémoire CNAM en électrotechnique soutenu le 29 novembre 1999
- [Avcon] Site internet d'Avcon Inc. (US) <http://www.calinear.com>
- [Baffrey_65] A.R.Baffrey « Les convertisseurs rotatifs à moyenne fréquence », RGE Tome 74 nov 1965
- [Bernaut] F. Bernaut « Alternateur synchrone de grande puissance », Technique de l'ingénieur D6 D3550
- [Barakat_94] G.Barakat A.Foggia M.Ivanès A.Masson « Three dimensional computation of claw-pole synchronous machine performances », R.Periot ICEM 94
- [Bastos_80] J.P. Bastos, R. Goyet, J. Lucidarme, « Performances intrinsèques des machines à réductance variable à disques imbriqués », Revue de Physique Appl., n°1, janvier 1980, pp.45-53
- [Bastos_85] J.P.Bastos, R.Goyet, J.Lucidarme, « Performances intrinsèques des machines à réductances variables à disques imbriqués », revue de physique appliquée n°1 pp.45-53, janvier 1985.
- [BenAhmed_98] H.Ben Ahmed, L.Prévaond, B.Multon, B.Salamand, J.Lucidarme « Special Synchronous Linear Actuators. Structures and Performances », Electromotion Revue, 5, oct. 98., pp. 93-101.
- [Bernard_01] N.Bernard, H.Ben Ahmed, B.Multon « Semi-Analytical Inductance Calculation on an Axial Field Synchronous Machine for a Flywheel Storage System Using Surfacic Permeances », IEEE Conf. IEMDC2001, Boston, June 2001, pp.382-390.
- [BenAhmed_94] H.Ben Ahmed, « Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et bobinage global », thèse de doctorat, Paris VI, janvier 1994.
- [BenAhmed_99] H.Ben Ahmed, L.Prévond, B.Multon, « Structures polyentrefers : solutions pour les entraînements directs ? », Colloque SEE, CEMD'99, Cachan, 4 février 1999, pp. 95-100.
- [BenAhmed_00] H.Ben Ahmed, B.Multon, L.Prévond « Actionneur linéaire intégré pour application domotique », Revue 3E.I de juin 2000, pp.48-60
- [BenAhmed_01] H.Ben Ahmed, P.E.Cavarec, L.Prévond, B.Multon « Conception et étude d'un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents et multi-plaques », Electrotechnique du Futur 14-15 novembre 2001 Nancy pp.307-312
- [BenAhmed_02] H.Ben Ahmed, B.Multon, P.E.Cavarec, M. Antunes-Menoita « Actionneur ou générateur linéaire à tiges », Brevet N° 0208194, dépôt le 1^{er} juillet 2002 au nom de l'état français.
- [Bolognesi_01] P.Bolognesi, L.Tapaneco « Analysis of an unconventional linear PMAC machine suitable for reciprocating motion generation systems », Electromotion 2001 Bologna (Italy), June 19-20, 2001 P 443-448
- [Carichi_96] F.Carichi et al « Compact wheel direct drive for Evs », IEEE industry applications magazine novembre/décembre 1996
- [Cavarec_EM] P.E.Cavarec, H.Ben Ahmed, B.Multon, L.Prévond « Advantage of Increasing the Number of Airgap Surfaces in Synchronous Linear Actuators », Electromotion'01 Intern. Conf. Bologna, 19-20 June 2001, pp.251-256

- [Cavarec_EPE] P.E.Cavarec, H.Ben Ahmed, B.Multon « Integrated reluctance position sensor for the self-commutation of a hybrid linear electric actuator », Recueil en CD Rom de la conférence EPE 2001, Graz (Autriche) Septembre 2001
- [Cavarec_IAS] P.E.Cavarec, H.Ben Ahmed, B.Multon « New multi-rod linear actuator for direct-drive, wide mechanical band pass applications », IEE IAS annual meeting 2002 Pittsburg, Pennsylvania USA October 13-18, 2002-08-21
- [Cavarec_IEE] P.E.Cavarec, H. Ben Ahmed, B.Multon « Force Density Improvements from Increasing the Number of Airgap in Synchronous Linear Actuators », IEE Proceeding on Electric Power Application (Accepté)
- [Cavarec_JCGE] P.E.Cavarec « Calcul et minimisation des effort normaux parasites dans les actionneurs électromagnétiques », Journées Jeunes Chercheurs 13-14 Novembre 2001 Nancy pp 83-88
- [Cavarec_TI] P.E.Cavarec, H.Ben Ahmed, B.Multon « Actionneur électromagnétiques : Classification topologique et performances comparées », Technique de l'Ingénieur (Accepté, à paraître fin 2002)
- [Chabrierie] J.P..Chabrierie « Application de la méthode tensorielle au calcul des efforts dans les machines homopolaires à symétrie de révolution », RGE, Tome 79, N°5, mai 1970
- [Chan_87] C.C.Chan « Low cost electronic-controlled variable speed reluctance motors », IEEE Transactions on industrial electronics vol IE 34 n°1 Fevrier 1987
- [Choa_98] C.M.Choa, S.J. Wang, C.P. Liao, D.R. Huang and T.F. Ying « Torque and cogging torque in sandwich CD-ROM spindle Motor », IEEE Transaction on Magnetics, vol 34, n° 2 March 1998
- [Claudet] R.Claudet L.Antognini « Un nouveau petit moteur pas à pas à aimants disque à double étage »
- [Coles_01] P.C.Coles et Al. « Propeller drive motors for high altitude aircraft », Electromotion 2001 Bologngna (italy), june 19-20,2001 pp.391-394.
- [Derek_96] N.Derek et Al « Automated Design of Magnetic Devices by Optimisation Material Distribution », IEEE on magnetics, 1996
- [Desesquelles_88] P.F.Desesquelles « Etude parametrique des performances intrinseques des machines multi-entrefer à réluctance et aimants alternés », thèse de doctorat, Paris VI, avril 1988
- [Desesquelles_90] P.F.Desesquelles, J. Lucidarme, H.Ben Ahmed « Expérimentation d'une machine couple à très hautes performances massiques », Colloque M.O.P.P., Lausanne (Suisse) Juillet 1990
- [Etel] Site internet d'Etel SA : [http ://www.etel.ch/](http://www.etel.ch/)
- [Fechine_82] E.Fechine, C.Goeldel, A.Mailfert « Step by step feeding of a new hybrid moto with segmented magnet », Motorcon septembre 1982 proceedings p99
- [Furlani_92] E.P.Furlani « A method for predicting the field in permanent-magnet axial-field motors », IEEE trans. On mag, vol28 n°5, sept. 92, pp.2061-2066.
- [Frogreais_01] Paul Frogrerais « Conditionnement et traitement de signaux de capteurs à réluctance variable », Rapport de Stage IUT, ENS Cachan Antenne de Bretagne, juin 2001
- [Gergaud_01] O.Gergaud, H.Ben Ahmed, B.Multon, N. Bernard « Nouvelle architecture électromagnétique à réluctance variable excitée pour accumulateur électromécanique d'énergie », Revue Internat. de Génie Electrique, Vol. 4 – n°3-4/2001, pp.367-390.
- [Gergaud_O2] O.Gergaud, P.E.Cavarec, H.Ben Ahmed « Two and three dimensional magnetic modeling of a permament magnets linear actuator », ICEM 2002 25-28 August 2002 Bruges Belgiques
- [Gitosusatro_88] S.Gitosusatro « Analyse de sensibilité et optimisation par rapport aux paramètres de construction dans des systèmes électromagnétique », Thèse de doctorat, INPG, Juillet 1988
- [Guilbert_51] A.Guilbert « Théorie, Fonctionnement et calcul des machines électriques », Dunod, 1951
- [Guilbert_65] A.Guilbert « Machine synchrone ,p76-99 ch.15 Alternateur à réluctance variable », Dunod 1965
- [Haoura_98] I.Haouara A.Tounzi F.Piriou « Production d'énergie décentralisée par un système de machine à réluctance variable-convertisseur statique », REE n°7 juillet 1998

- [Henneberger_96] M.Bork, G.Henneberger « New Transverse Flux Concept for an Vehicle Drive System », ICEM 96, Vigo sept. 96, Vol. 2, pp.308-313.
- [Henneberger_00] G.Henneberger, W.Evers, H.Elschenbroich « A transverse flux linear synchronous motor with a passive track », ICEM 2000
- [Hoang_00] E.Hoang, M.Gabsi, M.Lécrivain, B.Multon « Influence of Magnetic Losses on Maximum Power Limits of Synchronous Permanent Drives in Flux Weakening Mode », IEEE IAS annual meeting 2000, 8-12 oct. 2000.
- [Houyere_00] Benoît Houyere « Conception, conditionnement et traitement de capteurs à réluctances variables », Rapport de stage IUT, ENS Cachan Antenne de Bretagne, Juin 2000
- [Iwabachi_94] N.Iwabachi et al « A novel high-torque reluctance motor with rare-earth magnet », IEEE transactions on industry application, vol.30 n°3, may/june 1994
- [Jufer_74] M.Jufer ,et al « Laws governing the size reduction of electromechanical transducers with applications to step motors », Department of electrical engineering, University of Illinois, Urbana-Champaign 1974
- [Jufer_98] M.Crivii, M.Jufer « Two-Phase two-stack SR Motor », ICEM 98
- [Jufer_99] M.Jufer « Performance limites des entraînements directs », CEMD 99 La conversion Electromagnetique Directe 4 fevrier 1999
- [Kenjo_84] T.Kenjo « Stepping Motors and their Microprocessor Controls », Oxford Science Publications 1984-1992
- [Kovalev] L.K.Kovalev et al. « Superconducting electric machines. Recent result and futur developments »
- [Laporte_87] B.Laporte, F.M.Sargos « Machines à réluctance variable : architecture et application », RGE N°3 Mars 1987
- [Letellier_99] P.Letellier « Les entraînements directs de forte puissance et à basse vitesses », CEMD'99 La conversion électromécanique directe, 4 février 1999 ENS Cachan SEE P 22-30.
- [Llibre_98] F.Llibre D.Matt « Harmonic Study of the Effort in Vernier Relcutance Magnet Machine », ICEM 98
- [Lucidarme_87] J.Lucidarme, C.Rioux, J.Pouillange, « Moteur discoïde à réluctance variable et à aimants permanents. Des couples spécifiques élevés à faible vitesse », RGE n°3 pp.43-52, mars 1987.
- [Lucidarme_90] J.Lucidarme, « Actionneur linéaire à réluctance variable polyentrefer à champ longitudinal », RGE n°6, juin 1990, pp.22-24.
- [Martyn_98] Martyn R.Harris, G.Hassan Pajooman, Suleiman M.Abu Sharkh, Barrie C.Mecrow « Comparison of Flux-Concentrated and Surface-Magnet Configuration of the VRPM (Transverse-Flux) Machine », ICEM98
- [Masson_94] G.Barakat, A.Foggia, M.Ivanès, A.Masson « Three dimensionnal computation of claw-pole synchronous machine performances », R.Periot, ICEM 94
- [Matt_87a] D.Matt, R. Goyet, J.Lucidarme, C.Rioux, « Longitudinal field multi-airgap linear reluctance actuator, Electrical machines and power system », vol 13 1987
- [Matt_87b] D.Matt, « Etude de deux structures originales de machine à réluctance variable polyentrefer », thèse de doctorat, Paris 6, avril 1987
- [Maxwell2D_88] « Logiciel Maxwell 2D », Ansoft Corporation, Univerty Technology Development Center 4516 Henry Street Pittsburgh, Enginneering Software, Janvier 1988
- [McCann_96] R.A. McCann, J.R.Suriano, « Optimized Design and Three-Dimensional (3D) Finite Element Analysis of a Rotary Actuator », IEEE Trans. On Industry Applic., Vol 32, n°4, july/aug. 1996, pp.867-8721
- [Mecrow_98] B.C.Mecrow A.G.Jack S.A.Evans « Permanent Magnet Machines with Soft Magnetic Composite Stators », ICEM 98 September 2-4,1998 Istambul, Turkey, pp346-351

- [Miller_95] D.Staton, W.Soong, T.J.Miller « Unified theory production in switched reluctance and synchronous reluctance motors », IEEE Transactions on industry applications, VOL. 31 MARCH/APRIL 1995
- [Minotti_98] P.Minotti, A.Ferreira, « Les Micromachines », Hermes 1998
- [MIR] Livre « Micromachines », aux éditions MIR
- [Mukherji_74] K.C.Mukherji, A.Tusti « Vernier reluctance motor », Proceeding IEE Vol121 N°9 Septembre 1974 pp.965-974.
- [Multon_99] B. Multon, J. Bonal « Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions. », Revue REE n°10, novembre 99, pp.67-80.
- [Multon_00] B. Multon, H. Ben Ahmed, N. Bernard, P.E. Cavarec « Les moteurs électriques pour applications de grande série. », Revue 3E.I de juin 2000, pp.5-18
- [Nogarede_99] C.Henaux, G.Pons B.Nogarede « Aimants permanents et effets de contact : un nouveau concept de machine électromagnétique à réducteur intégré », Colloque EF'99 P292.
- [Nogarede_D3410] B.Nogarede « Machines tournantes : conversion d'énergie », Technique de l'ingénieur D6 D3410°
- [Nogarede_D3411] B.Nogarede « Machines tournantes : Principe et constitution », Technique de l'ingénieur D6 D3411°
- [Poloujadoff_74] M.Poloujadoff, J.Pérard « Etude des moteurs à hystérésis polyphasées à bague magnétique moyennement épaisse », RGE Tome 83 février 1974
- [Poulot_95] Poulot « Contribution à l'étude des machines à réluctance variable et à aimants. Structure à concentration de flux », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, Novembre 1995
- [Ragonot] Documentation technique Ragonot Moteurs serie SR:
- [Rauch_58] S.E.Rauch « Magnetic Circuit properties of the Flux-Switch Inductor Alternator » AIEE Transactions, November 1958, Vol.77 II, pp.307-312.
- [Rioux_70] C.Rioux, « Théorie générale comparative des machines électrique établies à partir des équations du champ électromagnétique », RGE n°5 P 415-421, mai 1970.
- [Rioux_86] C.Rioux, R.Grillet, J.Lucidarme, J. Pouillange Brevet n°86402111.8, dépôt le 26/09/1986
- [Rober_82] J.Robert « Les nouveaux modes directs de conversion d'énergie » RGE Mai 1982
- [Sanada_92] M.Sanada, Y.Takeda, S.Morimoto « Cylindrical linear pluse motor with interior permanent magnet mover », IAS 92
- [Sokha_94] L.Y.Sokha « Optimisation de structures électromagnétiques par la méthode des éléments finis », DEA de génie Electric LEG juin 1994
- [Uday_95] Uday S.Deshpande et Al. « High-force density linear switched Reluctance Machine », IEEE Transactions on industry applications, Vol31, N°2, March/April 1995 pp.345-352.
- [Unnewehr_76] Lewis E.Unnewehr « Magnetic circuit studies for an axial-gap reluctance motor », Electric machines and Electromechanics : An International Quarterly, 1 :57-69, 1976.
- [Weh_91] H.Weher « Synchronous machines with new topologies », SM100 27-28 august 1991 Zurich
- [Watterson_99] Howard C.,Lovatt and Peter A.Watterson « Energy Stored in Permanent Margnets », IEEE Transactions on magnetics, Vol. 35, N° 1, Janvier 1999

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et la conception des structures polyentrefers (ou fractionnées) synchrones à bobinage global permettant la maximisation du couple ou de l'effort volumique. Le concept de machine polyentrefers est plus précisément appliqué à l'élaboration d'actionneurs linéaires multi-tiges, nouvelle architecture bien adaptée aux entraînements directs.

Tout d'abord, une classification des différents actionneurs électromagnétiques permet de situer la place particulière occupée par les actionneurs polyentrefers, notamment ceux à bobinages globaux.

Ensuite, une étude, basée sur des optimisations des paramètres géométriques, permet de mettre en évidence l'intérêt de ce type de topologie pour l'obtention de forces spécifiques et de dynamiques mécaniques très élevées. Une analyse aux lois de similitude, régissant les performances de ces actionneurs, est ensuite menée pour dégager leurs caractéristiques fondamentales.

Puis, une étude des comportements mécaniques, prenant en compte, entre autres, les tolérances mécaniques (montage) et les efforts normaux (guidage), est ensuite effectuée. Ainsi, la possibilité de filtrer les ondulations d'efforts et de diminuer les forces parasites (composante normale) sans affecter l'effort utile est montrée. Cette approche aboutit à la structure multi-tiges.

Enfin, un prototype est testé et permet de valider la faisabilité de cette technologie, ainsi que la justesse des modèles utilisés. Ce moteur, ne comportant que huit tiges pour un volume actif d'un litre, atteint un effort électromagnétique de 1000N en fonctionnement statique. Des abaques permettent d'estimer simplement les performances optimales d'actionneurs multi-tiges sous diverses contraintes mécaniques.

Mots clefs : Machines synchrones, Bobinage global, Aimants permanents, Actionneurs polyentrefers, Optimisation.

Abstract

The aim of this thesis is the study and the conception of splitted structures of global coil synchronous machines for the maximisation of specific torque or thrust. This concept of machine, called multi-airgap, is more precisely applied to the elaboration of a new linear multi-rods actuator. It is clearly connected to the context of direct drive solutions.

First, a classification of different electromagnetic actuator families gives the particular place of multi-airgaps actuators.

Then, a study, based on geometrical parameters optimisations, underlines the interest of that kind of topology for reaching very high specific forces and mechanical dynamics. A similitude law, governing those actuators, is then extracted.

A study of mechanical behaviour, taking into account mechanic (tolerance) and normal forces (guidance), is carried out. Hence, methods for filtering the ripple force, and decreasing the parasitic forces without affecting the usefull force are presented. This approach drives to the multi-rods structures.

A prototype is then tested and validates the feasibility of that kind of devices, and the accuracy of the magnetic models. This motor, having only eight rods for an active volume of one litre, reaches an electromagnetic force of 1000 N in static conditions. A method for estimate optimal performances of multi-rods actuators under several mechanical stresses is presented.

Key words: Synchronous machines, Global coil, Permanent magnet, Multi-airgap actuators, Optimisation