

MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION ET OPTIMISATION D'ACTIONNEURS INTÉGRÉS SANS FER

THÈSE N^o 3643 (2006)

PRÉSENTÉE LE 3 NOVEMBRE 2006

À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
Laboratoire d'Actionneurs intégrés
SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Igor STEFANINI

ingénieur électricien diplômé EPF
de nationalité suisse et originaire de Lugano (TI)

acceptée sur proposition du jury:

Prof. M. Jufer, président du jury
Prof. Y. Perriard, directeur de thèse
Prof. J. Bignon, rapporteur
Dr Ch. Espanet, rapporteur
Prof. J. Jacot, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Lausanne, EPFL

2006

à mes parents
Alfredo et Liviana Stefanini

Remerciements

Ce travail de thèse n'est pas le fruit d'un travail exclusivement solitaire. Je tiens à témoigner ma plus vive reconnaissance aux nombreuses personnes qui m'ont aidé pendant ces années, soit par leur collaboration, soit par leur amitié ou leur soutien. Je voudrais, par ces quelques lignes, leur adresser ma plus sincère reconnaissance.

Tout d'abord, je voudrais témoigner ma gratitude envers le Prof. Yves Perriard qui m'a chaleureusement accepté au sein de son laboratoire. Ses conseils, son appui et son enthousiasme m'ont permis de mener à bien la présente étude. Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui ont été disposés à consacrer du temps à la lecture et à la critique de ce travail.

Je remercie spécialement tous mes collègues de travail du laboratoire d'actionneurs intégrés (LAI) pour leur capacité d'écoute, leur disponibilité et pour l'ambiance amicale qu'ils ont faite et font régner dans ce laboratoire. Je ne saurais oublier Paolo Germano et Laurent Cardoletti pour leurs conseils avisés en matière d'électronique et leur aide pour la réalisation des circuits électroniques. Je tiens à souligner la collaboration de Miroslav Markovic pour son aide précieuse dans la rédaction de mes publications et pour les nombreuses réponses à toutes mes questions, celle d'Alain Cassat et Mircea Crivii qui m'ont donné de précieux conseils, ainsi que celle de Stéphane Burri dans la réalisation des bancs de mesures.

Toute ma reconnaissance va aux étudiants qui ont collaboré, avec leurs travaux de semestres ou de master, à l'élaboration de cette épreuve. Je pense, en particulier, à Sebastiano Merzaghi qui a développé et réalisé un échantillon fonctionnel d'un actionneur pour la détection du taux glycémique dans le sang.

Je n'oublierai pas mes collègues de bureau, Matteo Bullo, Markus Flueckiger et Renato Krpoun avec qui j'ai partagé non seulement un bureau mais aussi une partie de mon existence dans une ambiance sympathique et enrichissante.

Mes remerciements vont également à tous les membres ayant participé aux projets Montrac® et Iglus® comme aussi aux amis du laboratoire de production microtechnique (LPM) qui ont rendu possible ce travail de thèse en me faisant profiter de leurs vastes connaissances et de leur expérience.

Un très grand merci à Muriel Refondini qui a bien voulu corriger le texte de ce manuscrit et qui pendant ma permanence dans ce laboratoire a toujours résolu efficacement mes problèmes d'ordre administratif.

Douze années passées en Suisse romande sans le soutien inestimable d'ami(e)s auraient été un échec. Un grand merci donc à tous ceux et toutes celles qui ont été à mes côtés et qui m'ont aidé ou encouragé. Vous êtes tellement nombreux et nombreuses que vous citer tous et toutes serait un trop grand défi. Sachez toutefois que vous êtes tous et toutes dans mes pensées.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à ma famille pour son soutien et ses encouragements durant toutes ces années, et plus particulièrement à mes parents pour m'avoir donné la chance de faire des études universitaires correspondant à mes souhaits.

Que chacun trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Version abrégé

La croissante demande de nouvelles technologies dans plusieurs domaines tels que les loisirs, la médecine, les transports, les communications, le spatial, etc. est de plus en plus strictement liée au domaine de la gestion, de la transformation et de l'utilisation de l'énergie électrique. Le développement d'actionneurs intégrés électromécaniques dans des milieux non-ferromagnétiques trouvent dans ces tâches un domaine applicatif très vaste, impliquant ainsi une grande diversité dans leurs géométries.

L'absence de matériaux ferromagnétiques ne permet pas une détermination rapide d'un circuit électromagnétique équivalent pour ce type d'actionneurs. L'interaction des champs d'induction magnétiques produit des phénomènes comme l'effet pelliculaire et l'effet de proximité qui dégradent ses performances. Dans de telles circonstances, une modélisation analytique demande beaucoup de compromis entre complexité du modèle analytique et précision des résultats. Le plus souvent une modélisation basée sur des approches numériques de type éléments finis est l'approche la mieux adaptée. Néanmoins, ce type d'analyse demande beaucoup d'expérience notamment dans la paramétrisation des grandeurs constituant l'actionneur et l'exploitation d'un tel modèle dans la conception optimisée demeure peu pratique, nécessitant un temps de calcul non négligeable.

L'utilisation de modèles analytiques discrétisés constitue un bon compromis entre degré de complexité et fidélité à la réalité. Dans cette optique, nous proposons dans cette thèse un ensemble de modèles analytiques discrétisés permettant la conception et l'optimisation de ce type d'actionneurs. Le développement d'une règle générale pour déterminer le pas de discrétisation optimal à employer permet un arbitrage entre temps de calcul, degré de complexité et précision du résultat. L'identification et la validation des modèles analytiques décrivant les effets pelliculaire et de proximité ont permis d'améliorer le calcul de l'inductance propre et de la résistance d'enroulement.

Le développement d'une méthodologie de conception et d'optimisation de ce type d'actionneur permet d'analyser de façon systématique et performante chaque application, proposant une ou plusieurs solutions envisageables avec leurs avantages et leurs inconvénients. Deux applications distinctes ont été conçues et optimisées adoptant cette méthodologie de conception et l'ensemble de ces modèles : le système Montrac® et le système Iglus®.

Dans le projet Montrac®, il s'agissait de modifier le système d'alimentation d'une ligne d'assemblage modulaire pour l'adapter à l'utilisation en salle blanche. Ce système est composé d'un monorail où prennent place des navettes automotrices. Le remplacement des contacts électriques par un système de transmission d'énergie sans contact a été dimensionné et optimisé afin de garantir un fonctionnement compatible avec les exigences des milieux précités. Dans le projet Iglus®, il s'agissait de réaliser un actionneur biomédical sous-cutané pour la détection du taux glycémique dans le but de mesurer le taux de glucose des patients souffrant de diabète. Les mesures effectuées sur ces deux applications, ont permis de confirmer la validité des modèles proposés dans cette thèse.

Mots-cles : transmission d'énergie sans contact, convertisseur résonant, actionneur intégré, actionneur biomédical, système de stockage d'énergie, système d'alimentation, couple, force, tension induite, modélisation 3D, optimisation, effet pelliculaire, effet de proximité.

Abstract

The growing demand for new technologies in several fields : recreation, medicine, transport, telecommunications and the space industry, etc. is increasingly related to the field of the management, transformation and use of electric power. In this domain, the development of no-ferromagnetic integrated electromechanical actuators finds wide application and thus implies an usefulness over a large diversity of geometries.

The absence of ferromagnetic materials does not allow for quick determination of an equivalent electromagnetic circuit for this type of actuator. The interaction of the magnetic induction fields produces phenomenas like the skin effect and the proximity effect which degrade its performance. In such circumstances, there is a compromise to be made between the analytical model's complexity and the precision of the results. Often, a modeling based on numerical approaches, which uses finite element methods, is the best adapted approach. Nevertheless, this type of analysis requires much experience and in particular, the parameterization of the actuator specifications and the exploitation of such a model in the optimized design is not very practical and requires considerable computing time.

The use of discretized analytical models constitutes a good compromise between the degree of complexity and the model's correspondence to reality. Accordingly, in this thesis, we propose a suite of discretized analytical models allowing for the design and the optimization of this type of actuator. The development of a general rule to determine the optimal discretization step allows an arbitration between computing time, degree of complexity, and the precision of the results. The identification and the validation of the analytical models describing the skin and proximity effects have made it possible to improve the computation of self-inductance and winding resistance.

The development of a design and optimization methodology for this type of actuator permits each application to be optimized in a systematic and efficient way, by proposing one or more possible solutions with their advantages and their disadvantages. Two distinct applications were conceived and optimized adopting this design methodology : the Montrac® system and the Iglus® system.

In the Montrac® project, it was a question of modifying the power system of a modular assembly line. This system is composed of a fixed track with motorized shuttles for use in a clean room environment. The replacement of the electrical contacts by a contactless energy transmission system was dimensioned and optimized in order to guarantee an operation compatible with the requirements of the above mentioned environment. In the Iglus® project, a subcutaneous biomedical actuator for glycemic level detection, with the aim of measuring the glucose level of diabetes patients was optimized. The measurements and results from these two applications, made it possible to confirm the validity of the models expounded in this thesis.

Keywords : contactless energy transmission, resonant converters, microactuators, biomedical actuator, storage energy system, power supplies, torque, force, induced voltage, 3D modeling, optimization, skin effect, proximity effect.

Table des matières

1	INTRODUCTION	1
1.1	Caractéristiques et classification des actionneurs intégrés	1
1.2	Remarques préliminaires	3
1.3	Cadre des développements	3
1.3.1	Système Montrac®	3
1.3.2	Système Iglus®	5
1.4	Structure de la thèse	6
2	LE TRANSFERT D'ENERGIE PAR INDUCTION : MODELISATION	9
2.1	Modélisation de base	9
2.2	Modélisation analytique	10
2.2.1	Modélisation du champ magnétique dans un espace 3D homogène non saturable	10
2.2.2	Modélisation des inductances propre et mutuelle	11
2.2.3	Modélisation du transformateur sans fer	13
2.2.4	Modélisation des forces et couples	16
2.2.5	Modélisation de la tension induite	18
2.3	Détermination du pas de discrétisation : développement d'une règle expérimentale	18
2.4	Discrétisation des modèles analytiques	25
2.5	Exemples applicatifs	25
2.5.1	Actionneur intégré biphasé à rotor externe	25
2.5.2	Transformateur sans fer	31
2.6	Conclusions	33
3	EFFET PELLICULAIRE	35
3.1	Modélisation de l'effet pelliculaire - inductances propres linéiques et résistances linéiques	35
3.2	Analyse par éléments finis	37
3.3	Exemple applicatif	41
3.4	Conclusions	43

4	EFFET DE PROXIMITE	45
4.1	Modélisation de l'effet de proximité	46
4.1.1	Modélisation de l'inductance interne linéique	48
4.1.2	Modélisation de la résistance linéique	49
4.2	Analyse par éléments finis	49
4.3	Modèle simplifié pour basses fréquences normalisées	52
4.4	Exemple applicatif	53
4.4.1	Transformateur sans fer	53
4.4.2	Actionneur intégré biphasé à rotor externe	55
4.5	Conclusions	56
5	METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'ACTIONNEURS INTEGRES	57
5.1	Actions et objectifs de la méthodologie	57
5.2	Processus itératif de la démarche	58
5.3	Processus d'intégration	60
5.4	Processus d'optimisation	60
5.5	Conclusion	63
6	SYSTEME MONTRAC®	65
6.1	Cahier des charges	65
6.2	Etude comparative des systèmes de transport automatisés pour salles blanches	66
6.2.1	Principes de fonctionnement des systèmes existants	66
6.2.2	Analyse et comparaison des caractéristiques des systèmes de transport automatisés étudiés	68
6.2.3	Conclusions	70
6.3	Analyse fonctionnelle	70
6.4	Recherche de nouvelles solutions d'alimentation sans contact à faible distance	71
6.4.1	Méthodologie	71
6.4.2	Fonction d'ensemble et décomposition en fonctions partielles	72
6.4.3	Fonction : "transfert d'énergie sans contact et mise en forme"	72
6.4.4	Fonction : "commande et réglage"	72
6.4.5	Fonction : "stockage d'énergie"	73
6.4.6	Fonction : "gestion des alimentations"	76
6.5	Choix final de la solution	76
6.5.1	Cahier des charges du système d'alimentation	76
6.5.2	Classification des caractéristiques du système d'alimentation	76
6.5.3	Commentaires	76

6.5.4	Conclusions	77
6.6	Intégration des solutions dans le système Montrac®	78
6.6.1	Variante à recharge étalé	78
6.6.2	Variante à recharge ponctuelle	79
6.7	Etude et optimisation des deux variantes d'alimentation du système Montrac®	80
6.7.1	Objectif de dimensionnement	80
6.7.2	Modélisation paramétrique	80
6.7.3	Optimisation de la variante à recharge étalée	94
6.7.4	Optimisation de la variante à recharge ponctuelle	101
6.8	Considérations sur l'utilisation du fil de Litz ou du fil émaillé monobrin	102
6.9	Conclusions	102
7	SYSTEME IGLUS®	105
7.1	Cahier des charges	106
7.2	Etude comparative des systèmes de monitoring du taux glycémique	107
7.2.1	Principe de fonctionnement des systèmes existants	107
7.3	Analyse fonctionnelle	108
7.4	Recherche de nouvelles solutions de détection du taux glycémique	109
7.4.1	Fonction : "stockage d'énergie"	109
7.4.2	Fonction : "convertir l'énergie électrique en énergie mécanique et générer la tension induite de mouvement"	109
7.4.3	Fonction : "transmettre une force au fluide rotorique"	109
7.4.4	Fonction : "mise en forme de l'énergie venant du système de stockage et mesure de la tension induite de mouvement et détermination du taux glycémique"	110
7.5	Choix final de la solution	111
7.5.1	Classification des caractéristiques du système Iglus®	111
7.5.2	Commentaires	111
7.5.3	Conclusions	112
7.6	Intégration de la solution Iglus®	113
7.7	Etude et optimisation de la variante du système de détection du taux glycémique Iglus®	113
7.7.1	Objectif de dimensionnement	113
7.7.2	Modélisation paramétrique	114
7.7.3	Etude de la variante choisie du système de détection du taux glycémique Iglus®	120
7.7.4	Mesures des caractéristiques principales du système de détection du taux glycémique	128
7.8	Conclusions	133

8 CONCLUSION	137
8.1 Originalités du travail	138
8.2 Perspectives	139
8.3 Observations personnelles	140
Annexes	142
A Modèles analytiques discrétisés	143
B Fonctions correctrices pour la modélisation de l'effet de proximité	145
B.1 Modélisation de l'inductance interne linéique	145
B.2 Modélisation de la résistance linéique	146
C Intensité de champ magnétique	147
D Modèle analytique de l'inductance mutuelle de bobines de forme rectangulaire	151
D.1 Bobines placées de face avec même surface	151
D.2 Bobines placées de face avec surfaces différentes	153
E Classe d'isolation et échauffement	157
F Installation "test" du système Montrac®	159
G Dimensionnement du système de stockage d'énergie et détermination de la charge équivalente du transformateur sans fer étalé	161
G.1 Dimensionnement du système de stockage d'énergie	161
G.2 Calcul des caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer	162
H Résumé des caractéristiques de la variante à recharge étalée	163
I Dimensionnement du système de stockage d'énergie et détermination de la charge équivalente du transformateur sans fer ponctuel	165
I.1 Dimensionnement du système de stockage	165
I.2 Calcul des caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer	166
J Résumé des caractéristiques de la variante à recharge ponctuelle	167
K Considérations sur l'utilisation du fil de Litz ou du fil émaillé monobrin	169
L Mesures de la résistance linéique de 5 types de fil de Litz	175
M Comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin	179

N	Banc d'essais de l'échantillon fonctionnel du système Iglus®	185
O	Dimensionnement du système de stockage d'énergie du système Iglus®	187
P	Liste des symboles	189
	P.1 Symboles	189
	Bibliographie	195
	Curriculum Vitae	201

Table des figures

1.1	Système Montrac®.	4
1.2	(a) : Alimentation de la navette, (b) : détail des galets.	4
1.3	Système Iglus®.	5
1.4	Chambre rotorique et membrane.	5
1.5	Liquide rotorique, (a) : faible viscosité, (b) : forte viscosité.	6
2.1	Courant dans un fil quasi-filamentaire.	10
2.2	Calcul du flux magnétique externe sur un contour.	11
2.3	Calcul du flux magnétique mutuel sur un contour.	13
2.4	Schéma électrique équivalent du transformateur réel.	14
2.5	Schéma électrique équivalent du transformateur simplifié.	14
2.6	Schéma en impédances du système.	14
2.7	Schéma équivalent Thévenin-Norton du système.	15
2.8	Source et impédance équivalente.	16
2.9	Magnétisation et densité de courant équivalent.	17
2.10	Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe z au centre d'une bobine carrée à une spire.	18
2.11	Champ d'induction magnétique.	19
2.12	Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.	20
2.13	Points pour une discrétisation : (a) à 10 mm, (b) à 17 mm.	20
2.14	Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe x au centre d'un fil de longueur fini.	21
2.15	Champ d'induction magnétique.	21
2.16	Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.	22
2.17	Champ d'induction magnétique \vec{B} à une distance d parallèle à un fil de longueur finie.	22
2.18	Champ d'induction magnétique.	23
2.19	Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.	24
2.20	Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.	25
2.21	Actionneur intégré analysé.	26
2.22	Interaction entre rotor et stator, lignes de champ.	26

2.23	Forces selon les axes x et y en fonction de la position rotorique.	27
2.24	Force selon l'axe z en fonction de la position rotorique.	28
2.25	Couples selon les axes x et y en fonction de la position rotorique.	29
2.26	Couple selon l'axe z en fonction de la position rotorique.	29
2.27	Flux totalisé calculé par le modèle à éléments finis et par le modèle analytique discrétisé.	30
2.28	Tension induite calculée par le modèle à éléments finis et par le modèle analytique discrétisé.	30
2.29	Transformateur sans fer analysé, dimensions en mm.	31
2.30	Rendements du transformateur sans fer.	32
2.31	Puissances actives du transformateur sans fer.	33
3.1	Densité de courant dans la section d'un fil de cuivre de rayon $a = 0.1$ mm obtenue par simulation à éléments finis, pour une fréquence : (a) DC, (b) 10 kHz et (c) 100 MHz.	35
3.2	Un conducteur cylindrique à section circulaire.	36
3.3	Résistance linéique et fréquence de début de l'effet pelliculaire.	38
3.4	Inductance interne linéique et fréquence de début de l'effet pelliculaire.	39
3.5	Résistance linéique normalisée.	40
3.6	Inductance interne linéique normalisée.	40
3.7	Rendements du transformateur sans fer.	42
3.8	Puissances actives du transformateur sans fer.	42
3.9	Puissances actives du transformateur sans fer avec et sans effet pelliculaire.	43
4.1	Densité de courant dans les sections de 4 fils circulaires de rayon $a = 10$ mm, espacés de 0.1 mm, obtenue par simulation à éléments finis, pour une fréquence : (a) DC, (b) 1 kHz et (c) 10 kHz.	45
4.2	Conditions aux bornes pour l'intensité du champ magnétique \vec{H}	46
4.3	Représentation des modifications pour les modèles de Dowell et Ferreira. (a) Feuille conductrice, (b) Feuille constituée de conducteurs carrés, (c) Conducteurs carrés espacés, (d) Conducteurs circulaires de surface équivalente.	46
4.4	Structure d'une section de bobine de 9 spires, disposées en 3 couches de 3 fils chacune.	47
4.5	Résistance linéique.	50
4.6	Inductance interne linéique.	50
4.7	Résistance linéique normalisée, $a = 0.1$ mm, $d = 0.1$ mm.	51
4.8	Inductance interne linéique normalisée, $a = 0.1$ mm, $d = 0.1$ mm.	52
4.9	Rendement du transformateur sans fer.	54
4.10	Puissance active du transformateur sans fer.	54
4.11	Rendement joule en fonction du rayon du fil des enroulements.	55
5.1	Méthodologie générale de conception d'actionneurs intégrés.	58

5.2	Processus itératif de la démarche dans le cas du système Montrac®.	59
5.3	Processus itératif de la démarche dans le cas du système Iglus®.	59
5.4	Méthodologie d'intégration.	61
5.5	Démarche d'optimisation.	62
6.1	Système "Murata Machinery®" : (a) navette autonome, (b) navette aérienne [50].	67
6.2	(a) Transfert d'énergie sans contact, (b) canalisation du flux magnétique [50].	67
6.3	Alimentations étalées : (a) interconnexions de plusieurs primaires, (b) couplage magnétique entre primaire et secondaire [51].	68
6.4	Alimentations ponctuelles : (a) secondaire et système de stockage d'énergie, (b) station de recharge [51].	68
6.5	Système de transport automatisé complet.	70
6.6	Méthode de conception d'un nouveau produit.	71
6.7	Fonction d'ensemble : Système d'alimentation.	72
6.8	Modification du profilé du monorail et intégration du primaire dans sa structure.	78
6.9	Composants du monorail "mobiles".	78
6.10	Intégration du secondaire embarqué sur le "Clean Shuttle".	78
6.11	Système de transmission d'énergie sans contact étalé.	79
6.12	Système de transmission d'énergie sans contact ponctuelle.	79
6.13	Schéma bloc de la chaîne énergétique constituant l'alimentation à distance.	81
6.14	Transformateur sans fer à primaire étalé avec plusieurs secondaires.	82
6.15	Schéma électrique du transformateur sans fer à primaire étalé avec plusieurs secondaires.	83
6.16	Bobine vue en coupe avec mise en évidence de la spire équivalente.	84
6.17	Bobines équivalentes placées de face avec même surface.	84
6.18	Bobines équivalentes placées de face avec surfaces différentes.	85
6.19	Inductance mutuelle : (a) $\delta_{mut} = 1$ mm, (b) $\delta_{mut} = 5$ mm, (c) $\delta_{mut} = 10$ mm, (d) $\delta_{mut} = 20$ mm, (e) $\delta_{mut} = 50$ mm, (f) $\delta_{mut} = 100$ mm.	86
6.20	Inductance mutuelle : (a) $\delta_{mut}=5$ mm, (b) $\delta_{mut}=7.5$ mm, (c) $\delta_{mut}=10$ mm, (d) $\delta_{mut}=15$ mm.	87
6.21	Ondulation de la tension continue après redressement dans le cas d'un redresseur à deux alternances, $U_j = 0$	88
6.22	Impulsions de courant dans le transformateur.	89
6.23	Schéma bloc de la chaîne énergétique constituant l'alimentation à distance avec stockage d'énergie.	90
6.24	Rendement maximal en fonction du nombre de spires au primaire.	95
6.25	Distance inter-fil d optimale à l'enroulement primaire.	96
6.26	Rendement maximal en fonction du rayon du fil de l'enroulement primaire.	96
6.27	Puissance active au primaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".	97
6.28	Puissance active au secondaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".	97

6.29	Rendement en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".	98
6.30	Amplitude de la tension au secondaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".	98
6.31	Rendement du transformateur sans fer en fonction du facteur f_{rec}	99
6.32	Capacité d'accordage au primaire C_1 en fonction du facteur f_{rec}	100
7.1	Système de détection du taux glycémique Iglus®.	108
7.2	Variables libres du système.	116
7.3	Actionneur électromagnétique à deux phases.	118
7.4	Rotor et chambre rotorique de l'échantillon fonctionnel.	121
7.5	Définition de la nomenclature utilisée pour les dimensions des bobines.	122
7.6	Structure du bobinage statorique : (a) épaisseur inférieure au maximum, (b) épaisseur maximale.	124
7.7	Stator de l'échantillon fonctionnel.	127
7.8	Echauffement de la bobine externe pendant l'alimentation avec \hat{I}_1 de 1.97 A.	128
7.9	Tension induite pendant la phase de décélération, $d_{SR} = 5$ mm.	129
7.10	Fréquence de rotation pendant la phase de décélération.	130
7.11	Couple résistif pendant la décélération du rotor.	131
7.12	Tension induite pendant la phase de décélération avec huile calibrée, $d_{SR} = 5$ mm.	131
7.13	Fréquence de rotation pendant la phase de décélération avec huile calibrée.	132
7.14	Couple résistif pendant la décélération du rotor avec huile calibrée.	132
7.15	Schéma-bloc des interactions entre les caractéristiques physiques du système.	134
7.16	Evolution normalisée du couple en fonction du diamètre rotorique.	135
C.1	Intensité de champ magnétique, fréquence 1Hz.	147
C.2	Intensité de champ magnétique, fréquence 100 Hz.	148
C.3	Intensité de champ magnétique, fréquence 10 kHz.	149
D.1	Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $l_a = 10$ mm, (b) $l_a = 40$ mm, (c) $l_a = 160$ mm, (d) $l_a = 640$ mm.	151
D.2	Pente de l'inductance mutuelle normalisée en fonction de la longueur l_a , $\delta_{mut} = 1$ mm.	152
D.3	Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $l_a = 10$ mm, (b) $l_a = 40$ mm, (c) $l_a = 160$ mm, (d) $l_a = 640$ mm.	152
D.4	Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 10$	153
D.5	Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $\delta_{mut} = 1$ mm, (b) $\delta_{mut} = 5$ mm, (c) $\delta_{mut} = 10$ mm.	154
D.6	k_{deb} en fonction du k_{prof} pour un k_{def} : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 30$	155
D.7	Inductance mutuelle normalisée maximale en fonction du k_{prof} pour un k_{def} : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 30$	155

E.1	Classe d'isolation et échauffement.	157
F.1	Installation "test" du système Montrac®.	159
G.1	Cycle d'hystérèse ON-OFF et limite maximale de l'alimentation du Clean Shuttle.	161
K.1	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé monobrin à la place du fil de Litz en fonction du nombre de fils constituant le fil de Litz et de leur diamètre.	172
K.2	Nombre de structures en fil de Litz utilisables en fonction de la fréquence de travail.	172
K.3	Diamètre minimal disponible du fil de Litz en fonction de la fréquence de travail.	173
L.1	Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 100, rayon de chaque fil = 0.071 mm.	175
L.2	Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 243, rayon de chaque fil = 0.071 mm.	176
L.3	Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 90, rayon de chaque fil = 0.25 mm.	176
L.4	Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 240, rayon de chaque fil = 0.1 mm.	177
L.5	Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 50, rayon de chaque fil = 0.2 mm.	177
N.1	Banc d'essais.	185

Liste des tableaux

2.1	Valeurs calculées par les modèles analytiques discrétisés et un modèle à éléments finis . . .	31
2.2	Caractéristiques du transformateur sans fer.	31
4.1	Domaine d'analyse effectué par simulation à éléments finis	47
6.1	Répartition en trois catégories des fabricants de systèmes de transport automatisés pour salles blanches.	67
6.2	Comparaison entre le système Montrac® et le système Murata Machinery®.	69
6.3	Caractéristiques du système Wampfler®.	69
6.4	Catalogue de solutions pour la fonction "transfert d'énergie sans contact et mise en forme".	73
6.5	Catalogue de solutions pour la fonction "stockage d'énergie".	74
6.6	Suite du catalogue de solutions pour la fonction "stockage d'énergie".	75
6.7	Classification par importance des caractéristiques du système d'alimentation.	77
6.8	Contraintes imposées à l'optimisation du système Montrac® à alimentation étalée. . . .	94
6.9	Contraintes imposées à l'optimisation du système Montrac® à alimentation ponctuelle. .	101
7.1	Répartition en deux catégories des fabricants de systèmes de détection du taux glycémique.	107
7.2	Catalogue de solutions pour la fonction "convertir l'énergie électrique en énergie méca- nique et générer la tension induite de mouvement".	110
7.3	Classification par importance des caractéristiques du système Iglus®.	111
7.4	Comparaison des types d'accumulateurs [84].	114
7.5	Plage du développement du modèle empirique.	116
7.6	Dimensions des bobines dans le cas $m=1$	123
7.7	Caractéristiques géométriques optimisées.	124
7.8	Caractéristiques de l'alimentation optimisées.	124
7.9	Caractéristiques physiques optimisées.	124
7.10	Dimensions des bobines dans le cas $m=2$	125
7.11	Caractéristiques géométriques optimisées.	125
7.12	Caractéristiques de l'alimentation optimisée.	126
7.13	Caractéristiques physiques optimisées.	126

7.14	Comparaison des deux cas étudiés.	126
H.1	Caractéristiques de la variante à recharge étalée.	163
J.1	Caractéristiques de la variante à recharge ponctuelle.	167
K.1	Diamètre maximal du fil utilisable en fonction de la fréquence de travail.	169
K.2	Types de fil de Litz mesurés.	170
K.3	Epaisseur de l'émaillage.	171
L.1	Types de fil de Litz mesurés.	175
M.1	Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.	179
M.2	Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.	180
M.3	Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.	181
M.4	Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.	182
M.5	Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.	183

Chapitre 1

INTRODUCTION

L'expression *actionneur intégré sans fer* permet plusieurs interprétations. Dans cette étude et pour éliminer de possibles ambiguïtés, nous définissons cette appellation.

Un actionneur est un système électrique, électromagnétique, mécanique ou électromécanique qui permet la transformation de la nature de l'énergie de départ vers une énergie finale exploitable. Cette énergie peut prendre plusieurs formes constituant les étapes de transformation.

Le terme "intégré" fait référence à l'endroit où l'actionneur sera utilisé. La définition d'actionneur intégré permet d'élargir considérablement l'analyse non seulement pour le développement d'un actionneur mais aussi de considérer son intégration dans un environnement défini tel que le corps humain, un produit déjà existant, etc.

Dans ce contexte, l'actionneur intégré sans fer est de type électromagnétique (section 1.1). Dans sa conception, aucun matériau ferromagnétique n'est utilisé.

1.1 Caractéristiques et classification des actionneurs intégrés

Le genre de conversion qu'un actionneur intégré doit effectuer permet de le caractériser par ses fonctions principales. Deux grands groupes d'actionneurs sont envisageables :

- les actionneurs intégrés pour la génération de forces et/ou de couples ;
- les actionneurs intégrés pour l'alimentation sans contact à faible distance.

Divers autres critères déterminent le choix d'une solution optimale, le rapport couple-puissance absorbée, couple-vitesse, puissance absorbée-puissance utile ainsi que l'espace d'intégration disponible sont des exemples de ces critères [1].

Plusieurs familles d'actionneurs intégrés sont à disposition de l'ingénieur, nous pouvons les regrouper principalement comme suit :

- les actionneurs intégrés électrostatiques : ce sont les plus simples à réaliser, mais ils ont une densité d'énergie limitée par rapport aux électromagnétiques. Toutefois, ils ont une série de caractéristiques qui les rendent particulièrement intéressants et adaptables à des applications sur microéchelle comme la réalisation sur wafer de silicium et la possibilité d'obtenir des grandes vitesses de rotation [2] ;

- les actionneurs intégrés électromagnétiques : ce sont les plus connus et utilisés. L'utilisation du champ magnétique pour la transmission d'énergie permet de réduire le frottement et augmenter leur durée de vie. Néanmoins, certaines problématiques, liées à la physique, imposent des limitations, notamment dans la génération d'un champ magnétique assez puissant pour assurer un bon transfert d'énergie, sans pour autant avoir des dissipations d'énergie interne importantes [3]. Ce type d'actionneur est le seul utilisable pour l'alimentation sans contact à faible distance.
- les actionneurs intégrés piézoélectriques : ils se basent sur la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, grâce à l'effet caractéristique de certains matériaux piézoélectriques (le quartz, certaines céramiques et polymères spéciaux) de déformer leur structure s'ils sont excités par une tension. Leurs caractéristiques principales sont : un rapport couple/masse élevé, un couple de maintien sans alimentation et l'absence de champs magnétiques parasites [4].
- les actionneurs intégrés en alliage à mémoire de forme (SMA) : les alliages à mémoire de forme et particulièrement l'alliage NiTi, sont très adéquats pour des applications dans le domaine de la microrobotique. Ces alliages ont la faculté de récupérer partiellement ou totalement leur forme d'origine, même si elle est soumise à une déformation de nature plastique, et si successivement ils ont chauffé à une température caractéristique. Cette propriété est connue sous le nom de *Shape Memory Effect* (SME). Ces actionneurs sont caractérisés par un faible rendement qui ne dépasse pas la valeur théorique de 10%. En pratique leur rendement dépasse de très peu le 1%. Toutefois ces actionneurs ont certains avantages : un nombre de composants limité permettant un bon degré d'intégration et un niveau de tension d'activation correspondant à celle disponible dans les circuits intégrés [5] ;
- les actionneurs intégrés polymériques : ce sont des actionneurs à fluide. Ils ont été introduits dans le domaine de la macrorobotique pour des applications linéaires à haute fiabilité. Ils peuvent être commandés par des systèmes hydrauliques ou pneumatiques. Actuellement leur utilisation s'est étendue au domaine de la microrobotique. Ces actionneurs ont certaines caractéristiques qui les rendent très intéressants, ils sont facilement miniaturisables, avec une structure simple et compacte [5].

Seuls les actionneurs intégrés électromagnétiques permettent des applications dans l'alimentation sans contact à faible distance et la génération de forces et couples. Le terme générique *sans contact* indique qu'entre le dispositif de commande (*inducteur*) et celui effectuant l'action (*induite*) il n'existe pas de connexion directe, étant donné qu'un matériau non-magnétique est interposé entre eux. En effet, dans certaines applications, cette connexion physique n'est pas possible ou elle n'est pas avantageuse.

Plusieurs contraintes d'ordre pratique, économique, environnemental ou énergétique sont à la base d'une utilisation de ce type d'actionneurs. Si la génération de forces et couples par l'intermédiaire de ce type d'actionneurs est depuis très longtemps utilisée, il n'en est pas de même pour l'alimentation sans contact à faible distance où les applications basées sur ce principe sont encore peu fréquentes ou relèvent de l'expérimental.

Ces dernières années, une recherche toujours plus ciblée dans l'amélioration des performances de ce type d'actionneurs rencontre un fort intérêt grâce aux nouvelles techniques d'optimisation que l'informatique met à disposition du chercheur.

Les développements présentés dans ce travail permettent, par l'intermédiaire de la discrétisation des modèles analytiques découlant directement des lois de Maxwell [8] et par l'utilisation de programmes dédiés à l'optimisation, le dimensionnement de toute sorte d'actionneurs intégrés électromagnétiques sans fer et l'amélioration de leurs performances.

1.2 Remarques préliminaires

Le domaine d'application des actionneurs électromagnétiques est très vaste. Il va des microactionneurs de dimensions équivalant à la pointe d'une allumette pour des puissances en jeux de quelques mW et des couples de quelques μNm à des actionneurs de la taille d'un bâtiment pour des puissances de plusieurs MW et des couples de plusieurs kNm.

Un éclaircissement sur le domaine de recherche développé dans ce travail de thèse est obligatoire pour comprendre certains choix effectués.

Tout d'abord le cadre des développements avec le système Iglus® pour l'étude sur la génération de la force et du couple et le système Montrac® pour l'étude d'un système d'alimentation sans contact à faible distance, nous ont amenés à nous limiter à des systèmes sans fer. La dissymétrie dans la géométrie du système Iglus® et la relativement haute fréquence de transmission utilisée dans le système Montrac® en sont les principales causes.

Les puissances en jeu, limitées à quelques centaines de W, permettent l'utilisation de fils circulaires en cuivre à section unique ou des fils de litz pour les différents bobinages.

Les études de l'influence entre les différentes spires composant un enroulement ont été limitées à un nombre de spires équivalant à 10 000, dans une configuration d'enroulement carrée de maximum $100 \cdot 100$ spires.

La fréquence d'alimentation maximale admissible a été limitée à 500 kHz. Nous avons considéré qu'au-dessus de cette limite, l'influence du déplacement \vec{D} prend trop d'importance dans la détermination du vecteur de l'intensité de champ magnétique \vec{H} et dans la détermination du vecteur de la densité de courant \vec{J} dans les conducteurs.

Dans le système Iglus®, l'utilisation d'aimants permanents de très haute qualité avec une perméabilité relative extrêmement proche de 1 et une intensité de champ magnétique externe de faible niveau a permis de négliger l'effet de la magnétisation temporaire \vec{M}_t .

1.3 Cadre des développements

Les études proposées dans ce travail de thèse ont été appliquées et testées principalement dans le cadre de deux projets :

- le système de transport sur monorail Montrac® ;
- le système de monitoring du taux glycémique Iglus®.

L'originalité de ces deux projets permet de mettre en évidence leur aspect novateur.

1.3.1 Système Montrac®

Le système Montrac®, de l'entreprise Montech AG, consiste en une ligne d'assemblage modulaire. Ces lignes d'assemblage servent de supports à des navettes automotrices sur lesquelles prennent place des posages qui reçoivent les composants à monter. Actuellement, les navettes sont alimentées par des barres conductrices placées sur les flancs des rails. Des galets conducteurs sur la navette servent de frotteurs.

Dans le domaine médical/pharmaceutique et dans l'industrie microélectronique (salles blanches), les exigences sont de plus en plus élevées en matière de pureté de l'air ambiant. Certains éléments des installations Montrac® actuelles qui ne sont plus en adéquation avec ces exigences doivent être supprimés et remplacés par d'autres mieux adaptés.

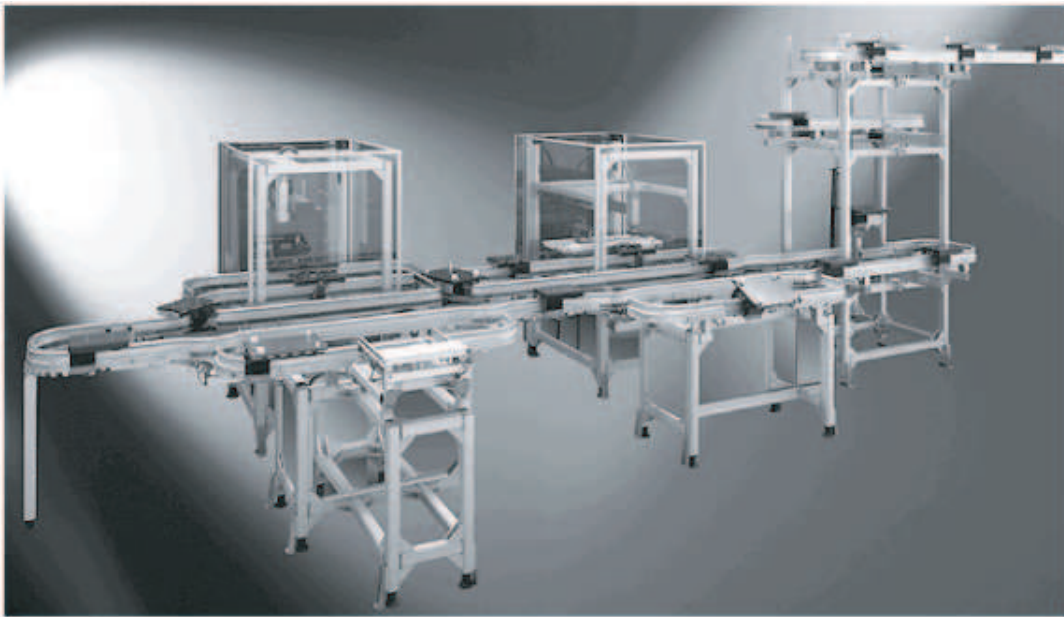


FIG. 1.1: Système Montrac®.

Actuellement, les organes d'entraînement des navettes sont alimentés par le biais de galets rotatifs qui sont en contact avec des barres de cuivre placées sur les rails. Dans la navette, la liaison entre les galets et les parties fixes est assurée par des frotteurs. L'électroérosion et les frottements qui en découlent génèrent des particules dans l'air ambiant.



(a)



(b)

FIG. 1.2: (a) : Alimentation de la navette, (b) : détail des galets.

De plus, l'oxydation des barres de cuivre demande un entretien fréquent, d'où une génération encore plus grande de particules dans l'air. Le remplacement des contacts électriques par un système de transmission d'énergie sans contact a été décidé afin de garantir un fonctionnement compatible avec les exigences des milieux précités.

1.3.2 Système Iglus®

Ce projet est né de la collaboration du laboratoire d'actionneurs intégrés (LAI) avec le laboratoire de production microtechnique (LPM) de l'EPFL et l'entreprise Sensile Medical AG. Deux produits sont en phase de conception :

- un système de monitoring continu du taux glycémique (Iglus®) ;
- un système pour l'administration continue d'insuline (μ Pump®).

Le système analysé (système Iglus®) est composé de deux parties : un stator (reader) placé à l'extérieur du corps humain et un rotor cylindrique sous-cutané (glucose sensor) à aimant permanent.

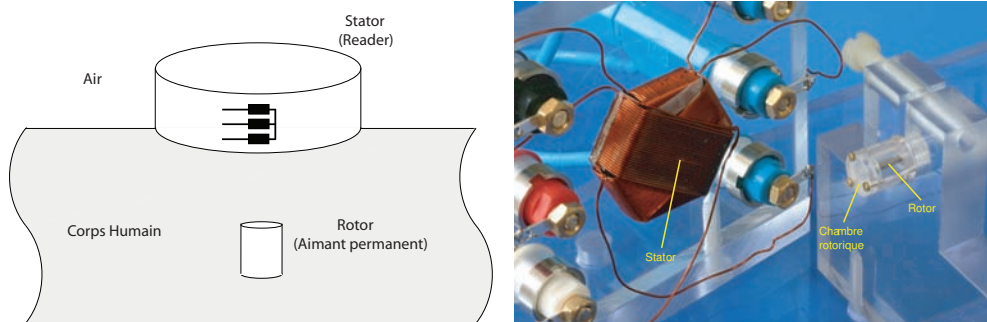


FIG. 1.3: Système Iglus®.

Le rotor est placé dans une chambre rotorique où il y a une substance chimique spéciale (liquide rotorique) composée par : le fluide interstitiel, le "Concanavalin A" ("CON A") et le "Dextran 2000 kDa" (Fig. 1.5). La chambre rotorique est implanté à 10 millimètres à l'intérieur du corps dans une zone (le bras, l'avant-bras ou l'abdomène) contenant du liquide intracutané ou fluide interstitiel, un liquide avec la même variation de concentration du glucose que le sang. La diffusion des molécules de glucose entre liquide rotorique et liquide intracutané est possible par l'utilisation d'une membrane remplaçant la chambre rotorique dans certains secteurs.

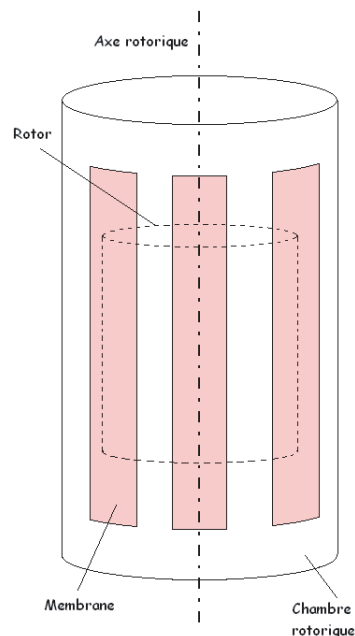


FIG. 1.4: Chambre rotorique et membrane.

Le "CON A" a une particularité : ses liaisons intramoléculaires sont cassées par les molécules de glucose et la viscosité du liquide rotorique change. En utilisant cette particularité du "CON A" il est possible de lier directement la viscosité du liquide rotorique avec le niveau de glucose dans le sang.

Le degré de toxicité non négligeable du "CON A", impose que le système implanté soit complètement imperméable par rapport à des possibles diffusions de cette substance dans les tissus entourant le rotor. Pour permettre une bonne diffusion des molécules de glucose mais empêcher celle des molécules de "CON A", ces dernières sont "greffées" sur des molécules de plus grandes dimensions comme celles de "Dextran 2000 kDa". Dans ce cas, une membrane de porosité 50 nm, permet le libre passage des molécules de glucose (1 nm) bloquant celles de Dextran-CON A.

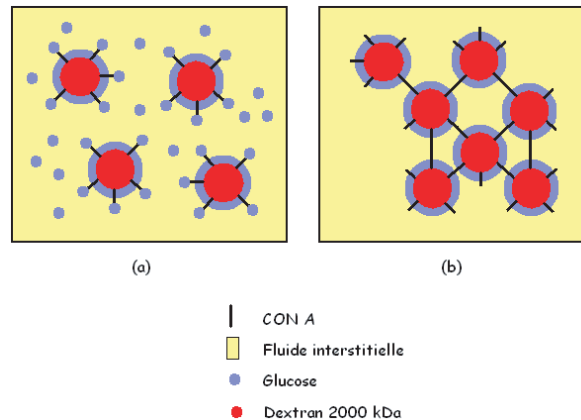


FIG. 1.5: Liquide rotorique, (a) : faible viscosité, (b) : forte viscosité.

Le stator est utilisé en deux modes différents : le mode "génération du champ tournant", où le rotor est entraîné de 0 jusqu'à 30 000 t/min en 10 secondes et le mode "mesure du taux de glucose", où l'alimentation des phases statoriques est arrêtée. La décélération rotorique, directement liée à la viscosité du liquide rotorique, génère une tension induite statorique variable. Cette tension est utilisée pour calculer la viscosité du liquide rotorique et déterminer le taux glycémique.

1.4 Structure de la thèse

Ce chapitre initial détermine le cadre général de ce travail de thèse. Il définit une classification des principaux types d'actionneurs intégrés et délimite la sphère d'application des techniques et des modèles utilisés. Il développe sommairement les projets qui ont permis à ces études de prendre corps.

Le domaine des actionneurs intégrés sans fer est très vaste. Leur adaptabilité et intégration à plusieurs systèmes conçus pour d'inombrables fonctions impliquent un haut degré de flexibilité dans leur développement. Le chapitre 2 propose le développement d'une série de *modèles analytiques discrétisés* qui permet l'étude de plusieurs actionneurs intégrés sans fer. Une discrétisation de la géométrie des différents composants constituant l'actionneur permet de faire complètement abstraction de la structure géométrique globale du système et de réduire l'étude à une sommation de l'effet de chaque pas de discrétisation sur la fonction globale à développer. Une étude sur la technique de discrétisation géométrique adoptée est entreprise, une règle pour le choix du pas de discrétisation est établie.

Un domaine très spécifique d'application des actionneurs intégrés sans fer est caractérisé par tous les systèmes conçus pour fonctionner à des relativement hautes fréquences. Dans ces conditions de travail, ces hautes fréquences produisent un effet appelé *effet pelliculaire*. Le chapitre 3 propose une étude de ce phénomène et une modélisation de la résistance et de l'inductance interne linéiques est effectuée. Une règle permettant de déterminer quand l'effet pelliculaire est négligeable est établie.

Une des composantes faisant partie de pratiquement tous les actionneurs intégrés sans fer est la bobine. Dans celle-ci, les conducteurs, très rapprochés les uns des autres, voient leur distribution de la densité de courant se modifier à cause de ce voisinage. Cet effet est présent à toute fréquence et prend le nom d'*effet de proximité*. Au chapitre 4 une modélisation de cet effet est entreprise, aboutissant à une modélisation de la résistance et de l'inductance interne linéiques soumise à cet effet additionné à l'effet pelliculaire. Une modélisation "low frequency" permet de déterminer les valeurs de la résistance et l'inductance linéiques à basses fréquences. Ces valeurs restent constantes jusqu'à une fréquence limite. Pour de plus hautes fréquences, leur effet ne peut plus être négligé. La modélisation des deux fréquences limites, une pour la résistance linéique et l'autre pour l'inductance interne linéique, permet de savoir si le système est soumis à l'effet de proximité seul ou combiné avec l'effet pelliculaire.

Les chapitres 2, 3 et 4 nous ont permis de concevoir les outils nécessaires pour l'étude d'un actionneur intégré. Au chapitre 5 le développement d'une méthodologie de conception ainsi que la recherche de solutions et leur optimisation permettent, par une approche systématique, de donner une marche à suivre dans la conception d'une nouvelle solution pour le développement d'un actionneur intégré.

Les chapitres 6 et 7 sont les deux chapitres applicatifs où les deux cas d'études, le système Montrac® et le système Iglus®, sont analysés employant la méthodologie de conception du chapitre 5 et les modèles développés aux chapitres 2, 3 et 4.

Le chapitre 8 présente une synthèse du travail effectué, ainsi qu'une conclusion générale décrivant les originalités du travail et les perspectives futures.

Chapitre 2

LE TRANSFERT D'ENERGIE PAR INDUCTION : MODELISATION

2.1 Modélisation de base

Lors du développement d'un actionneur intégré, nous sommes confrontés à plusieurs transformations de la nature de l'énergie de départ vers une énergie finale exploitable.

Par rapport à la fonctionnalité de l'actionneur intégré en développement, ces énergies peuvent prendre plusieurs formes constituant les étapes de transformation.

Nous voulons développer des modèles qui nous permettent de quantifier ces étapes.

Pour atteindre ce but, il faut avant tout développer des modèles de bas niveau qui constituent les étapes intermédiaires de transformation de l'énergie de départ, qui permettent la caractérisation des composants constituant l'actionneur intégré et qui remplacent des composants de l'actionneur intégré par d'autres composants équivalents.

Ce chapitre est subdivisé en 3 parties :

- modélisation analytique ;
- discrétisation des modèles analytiques ;
- exemples applicatifs ;

Les modèles développés sont les suivants :

- modélisation du champ magnétique dans un espace 3D homogène non saturable ;
- modélisation des densités de courant surfacique et volumique équivalent d'un aimant permanent ;
- modélisation des inductances propre et mutuelle ;
- modélisation du transformateur sans fer ;
- modélisation de la force et du couple ;
- modélisation de la tension induite.

Comme exemples applicatifs, nous analyserons deux cas bien distincts :

- l'actionneur intégré biphasé à rotor externe (Fig.2.21) ;
- le transformateur sans fer (Fig. 2.29).

Nous avons choisi ces deux exemples pour leurs similitudes avec les actionneurs intégrés que nous analyserons par la suite (système Iglus® et système Montrac®) (chapitres 6 et 7).

2.2 Modélisation analytique

Le but de ce sous-chapitre est de développer les modèles analytiques associés aux transferts d'énergie par induction.

2.2.1 Modélisation du champ magnétique dans un espace 3D homogène non saturable

Le calcul du champ magnétique dans un espace 3D est une étape primordiale dans la conception d'un actionneur intégré sans fer [6], [7]. L'application de la loi de *Biot-Savart* [8] nous permet de calculer le champ d'induction magnétique \vec{B} dans le vide ou dans un matériau homogène non saturable :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \quad (2.1)$$

où C' est le contour formé par le fil de la bobine sur son axe et $d\vec{l}'$ sa longueur d'intégration élémentaire (Fig. 2.1)

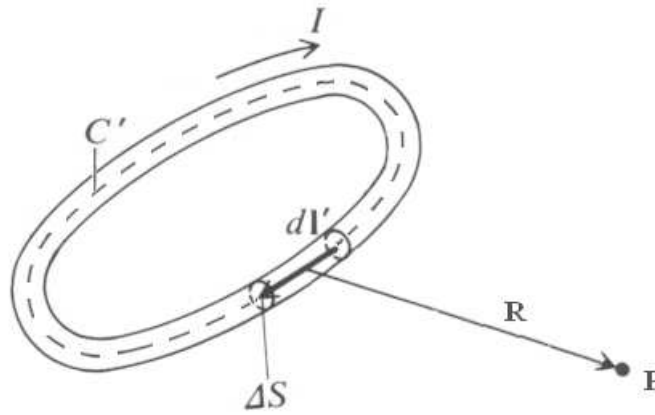


FIG. 2.1: Courant dans un fil quasi-filamentaire.

Dès que dans le développement d'un actionneur intégré nous sommes en présence d'un aimant permanent, il est très pratique de pouvoir le substituer par une bobine produisant le même effet, de manière à ce que le système entourant l'aimant permanent remplacé ne voit aucun changement. La théorie des densités de courants équivalents [8], [9] nous vient en aide.

La densité de courant surfacique \vec{J}_{ms} est donnée par :

$$\vec{J}_{ms} = \vec{M} \times \hat{a}_n \quad (2.2)$$

où \vec{M} est le vecteur de magnétisation et \hat{a}_n est le vecteur unité externe et normal à la surface de l'aimant permanent.

Par (2.2) nous pouvons calculer la densité de courant surfacique équivalent \vec{J}_{ms} . Les courants de chaque spire composant la bobine équivalente sont calculés en utilisant la formule suivante :

$$dI = \left| \vec{J}_{ms} \right| \left| d\vec{l}' \right| \quad (2.3)$$

où $d\vec{l}'$ est le pas de discrétisation dans la direction du vecteur de magnétisation \vec{M} (Fig. 2.9).

La loi de Biot-Savart prend ainsi la forme suivante :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_C \oint_{C'} \left| \vec{M} \times \hat{a}_n \right| \left| d\vec{l}' \right| \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \quad (2.4)$$

2.2.2 Modélisation des inductances propre et mutuelle

Dans un système de transfert d'énergie et/ou d'information sans contact, la conception des bobines utilisées pour ce transfert rencontre plusieurs problématiques [11], [12]. Souvent, les formes géométriques des bobines ne permettent pas l'utilisation des équations "standards" présentes dans la littérature [13], [14], [15], [16], [17], [18].

Dans la modélisation des inductances propres (internes et externes) et mutuelles nous devons avant tout calculer les vecteurs potentiels magnétiques \vec{A} [8] :

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{C'} \frac{d\vec{l}'}{R} \quad (2.5)$$

où C' est le contour formé par le fil de la bobine sur son axe, $d\vec{l}'$ sa longueur d'intégration élémentaire et R la distance entre $d\vec{l}'$ et un point quelconque sur la surface du fil délimitant le contour de la surface de la boucle interne de la bobine.(Fig. 2.2)

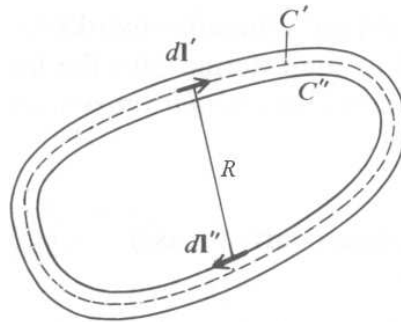


FIG. 2.2: Calcul du flux magnétique externe sur un contour.

Il y a une simple relation entre le flux totalisé magnétique Ψ traversant le contour fermé de la bobine et l'intégrale curviligne du vecteur potentiel magnétique sur le contour. En accord avec le théorème de la divergence nous pouvons écrire :

$$\Psi = \int_S \vec{B} d\vec{s} = \int_S \nabla \times \vec{A} d\vec{s} = \oint_{C''} \vec{A} d\vec{l}'' \quad (2.6)$$

et en combinaison avec (2.5) cela donne :

$$\Psi = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{C''} \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \quad (2.7)$$

où C'' est le contour interne formé par le fil de la bobine et $d\vec{l}''$ sa longueur d'intégration élémentaire (Fig. 2.2)

Le flux totalisé Ψ est évidemment proportionnel au courant efficace I :

$$\Psi = L_e I \quad (2.8)$$

où le facteur de proportionnalité L_e est appelée *inductance propre externe*. En utilisant (2.7) et (2.8), il vient :

$$L_e = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C''} \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \quad (2.9)$$

L'inductance interne d'une bobine est associée à la distribution de la densité d'énergie [8], [10] interne aux fils constituant la bobine :

$$L_i = \frac{2W_{mi}}{I^2} = \frac{1}{I^2} \int_{V_i} \vec{B} \vec{H} dv \quad (2.10)$$

où W_{mi} est l'énergie stockée dans le volume V_i des conducteurs, \vec{B} et \vec{H} sont respectivement le champ d'induction magnétique, le champ magnétique et I le courant efficace total.

En accord avec la loi d'Ampère [8], [10] appliquée à des conducteurs de section circulaire, le champ d'induction magnétique dans les conducteurs est donné par :

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi a^2} r \quad (r \leq a) \quad (2.11)$$

où r est la distance depuis l'axe du conducteur et a le rayon du conducteur. Avec (2.10) et (2.11), L_i devient :

$$L_i = \frac{\mu_0 l}{8\pi} \quad (2.12)$$

où l est la longueur totale du fil constituant la bobine. L'inductance propre totale L_p est la somme de ces deux inductances interne et externe :

$$L_p = L_i + L_e \quad (2.13)$$

Si nous considérons un système à deux bobines, nous appelons flux totalisé mutuel Ψ_m le flux généré par une bobine qui traverse la deuxième. Ce flux est, comme dans le cas de l'inductance propre externe, proportionnel au courant qui le génère :

$$\Psi_m = L_m I \quad (2.14)$$

où le facteur de proportionnalité L_m est appelée *inductance mutuelle*.

Pour déterminer cette inductance mutuelle, nous procédons comme dans le cas de l'inductance propre externe en déterminant le vecteur potentiel magnétique \vec{A} par (2.5) généré cette fois par le contour fermé C' sur le deuxième contour fermé C'' (Fig. 2.3). Puis par (2.15) nous pouvons calculer le flux totalisé mutuel :

$$\Psi_m = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{C''} \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \quad (2.15)$$

où C' est le contour formé par le fil de la bobine 1 sur son axe et $d\vec{l}'$ sa longueur d'intégration élémentaire. C'' est le contour interne formé par le fil de la bobine 2 et $d\vec{l}''$ sa longueur d'intégration élémentaire (Fig. 2.3)

Et par (2.14) et (2.15) on obtient :

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C''} \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \quad (2.16)$$

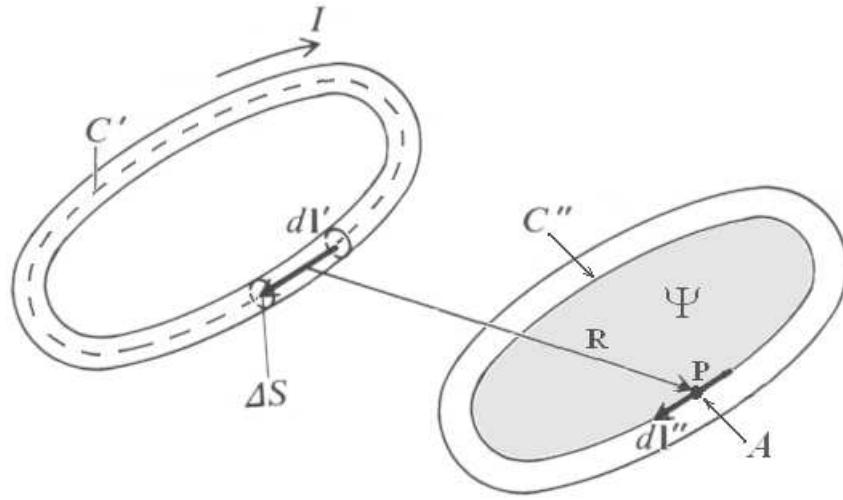


FIG. 2.3: Calcul du flux magnétique mutuel sur un contour.

2.2.3 Modélisation du transformateur sans fer

Dans le développement d'un actionneur intégré nous sommes parfois confrontés à l'impossibilité d'utiliser une alimentation par connexion directe ou par stockage d'énergie (accumulateur, supercapacité, etc.).

Dans ces cas, une alimentation par transfert d'énergie sans contact peut résoudre ce problème. Un transformateur sans fer est employé.

En l'absence du fer nous n'avons aucun effet de saturation ni de pertes fer. Les flux de fuites, par contre, seront considérés.

Dans cette modélisation, deux facteurs principaux sont à prendre en considération :

- la puissance transmise à la charge ;
- le rendement total du système de transmission d'énergie.

Le système d'équations des tensions du transformateur est le suivant [19] :

$$\underline{U}_1 = R_1 I_1 + jX_{\sigma 1} I_1 + jX_{h1} (I_1 + I'_2) \quad (2.17)$$

$$\underline{U}'_2 = R'_2 I'_2 + jX'_{\sigma 2} I'_2 + jX_{h1} (I_1 + I'_2) \quad (2.18)$$

Avec :

$$X_{\sigma 1} = \omega L_{\sigma 1}, X'_{\sigma 2} = \omega \dot{u} L_{\sigma 2}, X_{h1} = \omega L_{h1} \quad (2.19)$$

$$\underline{U}'_2 = -\underline{Z}'_{ch} I'_2, \underline{Z}'_{ch} = R'_{ch} + jX'_{ch} \quad (2.20)$$

Ce dernier système d'équations (2.17, 2.18) peut être illustré par le schéma électrique équivalent suivant :

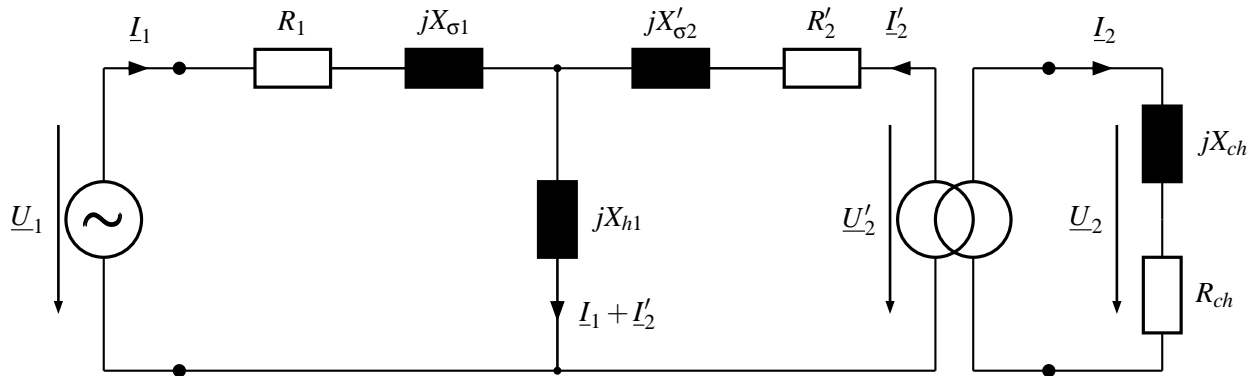


FIG. 2.4: Schéma électrique équivalent du transformateur réel.

Si nous rapportons l'impédance de charge au primaire, nous pouvons éliminer le transformateur idéal de la Fig. 2.4. Le schéma électrique équivalent dans sa forme finale simplifiée est représenté à la figure suivante :

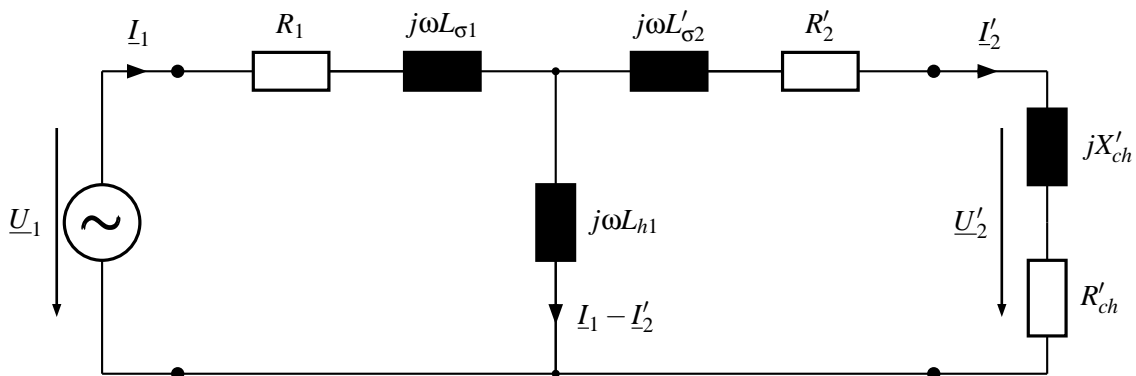


FIG. 2.5: Schéma électrique équivalent du transformateur simplifié.

Afin d'extraire la formule de la puissance active sur la charge R_{ch} , simplifions le schéma du système ci-dessus en le réduisant sous la forme compacte suivante :

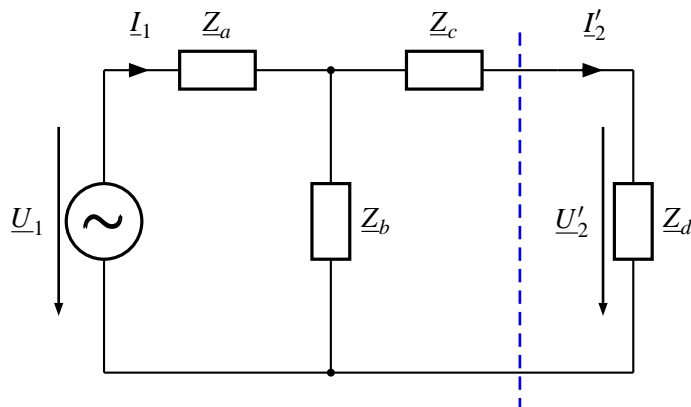


FIG. 2.6: Schéma en impédances du système.

Avec les impédances :

$$\underline{Z}_a = R_a + jX_a = R_1 + j\omega L_{\sigma 1} \quad (2.21)$$

$$\underline{Z}_b = jX_b = j\omega L_{h1} \quad (2.22)$$

$$\underline{Z}_c = R_c + jX_c = R'_2 + j\omega L'_{\sigma 2} = \dot{u}^2 (R_2 + j\omega L_{\sigma 2}) \quad (2.23)$$

$$\underline{Z}_d = R_d + jX_d = \underline{Z}'_{ch} = R'_{ch} + jX'_{ch} = \dot{u}^2 (R_{ch} + jX_{ch}) \quad (2.24)$$

Ce dernier schéma peut encore, dans sa partie gauche, être réduit par la méthode des circuits équivalents de Thévenin-Norton. Le système obtenu est le suivant :

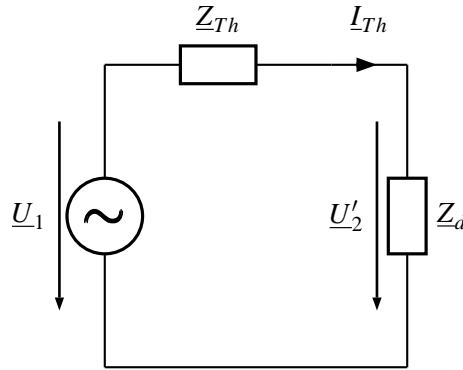


FIG. 2.7: Schéma équivalent Thévenin-Norton du système.

Avec :

$$\underline{U}_{Th} = \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} \quad (2.25)$$

$$\underline{Z}_{Th} = \underline{Z}_c + \frac{\underline{Z}_a \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} \quad (2.26)$$

$$\underline{I}_{Th} = \underline{I}'_2 = + \frac{\underline{U}_{Th}}{\underline{Z}_{Th} + \underline{Z}_d} \quad (2.27)$$

Il est alors aisé d'exprimer la puissance active sur la charge à partir des résultats précédents. Considérons tout d'abord le phaseur de référence (déphasage nul) comme étant la tension au primaire :

$$\underline{U}_1 = U_1 e^{j0} \quad (2.28)$$

La puissance active sur la charge rapportée au primaire P'_{ch} est donnée par :

$$P'_{ch} = R'_{ch} \underline{I}_{Th} \underline{I}_{Th}^* = R'_{ch} |\underline{I}_{Th}|^2 \quad (2.29)$$

Cette dernière expression est équivalente à celle de la puissance active sur la charge P_{ch} car nous pouvons montrer que :

$$P'_{ch} = R'_{ch} |\underline{I}'_2|^2 = \dot{u}^2 R_{ch} \left| \frac{1}{\dot{u}} \underline{I}_2 \right|^2 = R_{ch} |\underline{I}_2|^2 = P_{ch} \quad (2.30)$$

Le développement de (2.29) donne pour P_{ch} :

$$P_{ch} = \frac{R_d U_1^2 X_b^2}{[R_a (R_c + R_d) - X_a X_b - (X_a + X_b) (X_c + X_d)]^2 + [R_a X_b + R_a (X_c + X_d) + (X_a + X_b) (R_c + R_d)]^2} \quad (2.31)$$

Une fois le calcul de la puissance active sur la charge réalisé, il est alors intéressant de calculer le rendement du système.

Le rendement est défini comme étant le rapport entre la puissance active sur la charge et la puissance active que doit fournir la source :

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_{source}} \quad (2.32)$$

L'impédance \underline{Z}_{eq} que voit la source, comme l'illustre la figure ci-dessous, est constituée par une partie réelle R_{eq} et une partie imaginaire X_{eq} non nulle.

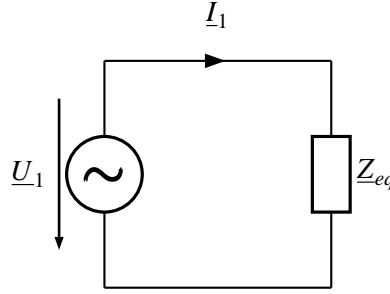


FIG. 2.8: Source et impédance équivalente.

$$\underline{Z}_{eq} = R_{eq} + jX_{eq} = R_a + \frac{X_b^2 (R_c + R_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} + j \left[X_a + \frac{X_b (R_c + R_d)^2 + X_b (X_c + X_d) (X_b + X_c + X_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right] \quad (2.33)$$

La puissance active fournie par la source est ainsi calculée par :

$$P_{source} = \frac{U_1^2 \left[R_a + \frac{X_b^2 (R_c + R_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right]}{\left[R_a + \frac{X_b^2 (R_c + R_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right]^2 + \left[X_a + \frac{X_b (R_c + R_d)^2 + X_b (X_c + X_d) (X_b + X_c + X_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right]^2} \quad (2.34)$$

Les équations (2.31), (2.32) et (2.34) nous permettent d'exprimer le rendement du système :

$$\eta = \frac{R_d X_b^2 \left\{ \left[R_a + \frac{X_b^2 (R_c + R_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right]^2 + \left[X_a + \frac{X_b (R_c + R_d)^2 + X_b (X_c + X_d) (X_b + X_c + X_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right]^2 \right\}}{\left\{ [R_a (R_c + R_d) - X_a X_b - (X_a + X_b) (X_c + X_d)]^2 + [R_a X_b + R_a (X_c + X_d) + (X_a + X_b) (R_c + R_d)]^2 \right\}} \cdot \left[R_a + \frac{X_b^2 (R_c + R_d)}{(R_c + R_d)^2 + (X_b + X_c + X_d)^2} \right] \quad (2.35)$$

Notons que ce rendement ne dépend pas du niveau de la source U_1 , mais uniquement par les composants constituant le transformateur sans fer et la charge. Nous verrons au chapitre 6 que ce rendement peut considérablement être amélioré en optimisant la fonction de transfert de la puissance active sur la charge.

2.2.4 Modélisation des forces et couples

Le transfert d'énergie sans contact sous forme de force et/ou couple est une autre problématique souvent rencontrée dans le développement d'un actionneur intégré [20], [21], [22].

Nous analysons un système composé par des bobines statoriques et un rotor cylindrique à aimant permanent placé à une certaine distance de ce dernier.

Par (2.1), nous déterminons la contribution de toute bobine statorique au champ d'induction magnétique sur chaque point P de la surface rotorique.

Le courant équivalent à chaque pas de discrétisation de l'aimant est donné par :

$$dI = \left| \vec{J}_{ms} \right| \left| d\vec{l} \right| \quad (2.36)$$

où $d\vec{l}$ est le pas de discrétisation rotorique dans la direction du vecteur d'aimantation \vec{M} sur la demi-circonférence C (Fig. 2.9).

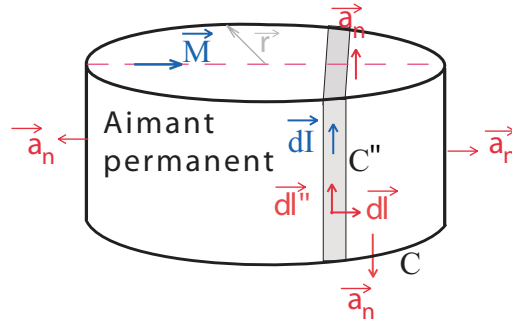


FIG. 2.9: Magnétisation et densité de courant équivalent.

En accord avec la loi de Laplace [8], la force produite sur ce pas de discrétisation rotorique $d\vec{l}$ est donnée par :

$$d\vec{F} = dI d\vec{l}'' \times \vec{B} \quad (2.37)$$

où $d\vec{l}''$ est le pas de discrétisation rotorique perpendiculaire au vecteur d'aimantation \vec{M} (Fig. 2.9).

Et la force totale agissant sur le rotor vaut :

$$\vec{F} = \int d\vec{F} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \left[\left| \vec{M} \times \vec{a}_n \right| \left| d\vec{l} \right| \oint_{C''} \left(d\vec{l}'' \times \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \right] \quad (2.38)$$

où C'' est le contour rotorique perpendiculaire au vecteur de magnétisation \vec{M} [23], [24].

Par conséquent le couple devient :

$$\vec{T} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \oint_{C''} \left\{ \vec{r} \times \left[\left| \vec{M} \times \vec{a}_n \right| \left| d\vec{l} \right| \left(d\vec{l}'' \times \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \right] \right\} \quad (2.39)$$

où r est le rayon de l'aimant.

Si nous remplaçons l'aimant par une bobine, (2.38) et (2.39) deviennent :

$$\vec{F} = \frac{\mu_0 I_{stator} I_{rotor}}{4\pi} \oint_{C''} \left(d\vec{l}'' \times \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \quad (2.40)$$

$$\vec{T} = \frac{\mu_0 I_{stator} I_{rotor}}{4\pi} \oint_{C''} \left[\vec{r} \times \left(d\vec{l}'' \times \oint_{C'} \frac{d\vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \right] \quad (2.41)$$

2.2.5 Modélisation de la tension induite

Jusqu'ici nous avons modélisé le transfert d'énergie sans contact sous forme de puissance électrique (pour l'alimentation des actionneurs intégrés) et sous forme de force et couple (pour la transmission d'un mouvement).

Avec la modélisation de la tension induite de transformation et tension induite de mouvement, nous faisons référence à des applications, non pas dans le transfert d'énergie sans contact, mais plutôt dans le domaine de la transmission d'information sans contact.

Par (2.7) ou (2.15) nous calculons le flux magnétique totalisé Ψ de chaque bobine (Fig. 2.2, 2.3).

Par la loi de l'induction électromagnétique de Faraday ou loi de Faraday-Maxwell sous forme intégrale [10], la tension induite u_{ind} dans un contour fermé est donnée par la variation du flux totalisé par rapport au temps.

Dans un système sans fer, cette variation peut être exercée en variant le courant et/ou la position des bobines.

La tension induite est donnée par la décomposition par dérivées partielles de la dérivée du flux totalisé :

$$\begin{aligned} u_{ind} &= \frac{d\Psi(i(t), \vec{s}(t))}{dt} = \frac{\partial\Psi(i(t), \vec{s}(t))}{\partial\vec{s}} \cdot \frac{d\vec{s}}{dt} + \frac{\partial\Psi(i(t), \vec{s}(t))}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \left[i \frac{\partial}{\partial\vec{s}} \left(\oint_{C'} \oint_{C''} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \right) \right] \vec{v} + \left(\oint_{C'} \oint_{C''} \frac{d\vec{l}' d\vec{l}''}{R} \right) \frac{di}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (2.42)$$

où i est le courant instantané, \vec{s} est le vecteur espace et \vec{v} est le vecteur vitesse associé au déplacement.

2.3 Détermination du pas de discrétisation : développement d'une règle expérimentale

Une règle pour la détermination du pas de discrétisation est développée en analysant le modèle du champ magnétique. Une résolution par la méthode analytique peut être employée seulement dans des cas à géométrie très simple.

Exemple a : Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe z au centre d'une bobine carrée à une seule spire de côté $w = 10\text{ mm}$ avec une courant $I = 1\text{ A}$ (Fig. 2.10)

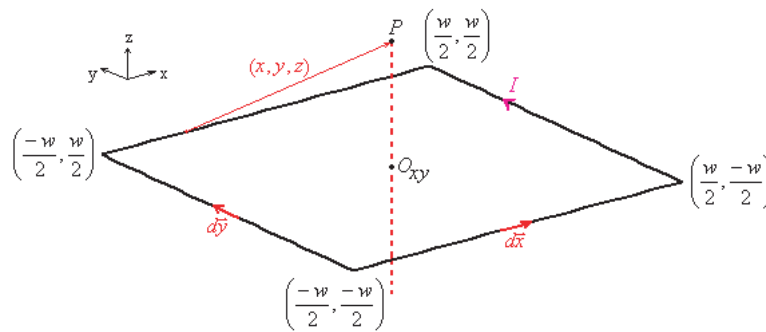


FIG. 2.10: Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe z au centre d'une bobine carrée à une spire.

En utilisant la loi de Biot-Savart (2.1) le champ d'induction magnétique pour chaque branche de la spire est donné par :

$$\vec{B}\Big|_{p,côté1} = \frac{\mu_0 I}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \int_{w/2}^{-w/2} \{0 \hat{a}_x; -z dx \hat{a}_y; y dx \hat{a}_z\} \quad (2.43)$$

$$\vec{B}\Big|_{p,côté2} = \frac{\mu_0 I}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \int_{w/2}^{-w/2} \{z dy \hat{a}_x; 0 \hat{a}_y; -x dy \hat{a}_z\} \quad (2.44)$$

$$\vec{B}\Big|_{p,côté3} = \frac{\mu_0 I}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \int_{-w/2}^{w/2} \{0 \hat{a}_x; -z dx \hat{a}_y; y dx \hat{a}_z\} \quad (2.45)$$

$$\vec{B}\Big|_{p,côté4} = \frac{\mu_0 I}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \int_{-w/2}^{w/2} \{z dy \hat{a}_x; 0 \hat{a}_y; -x dy \hat{a}_z\} \quad (2.46)$$

Le champ d'induction magnétique total est donné par la simple somme des 4 contributions des 4 branches :

$$\vec{B}\Big|_{p,total} = \vec{B}\Big|_{p,côté1} + \vec{B}\Big|_{p,côté2} + \vec{B}\Big|_{p,côté3} + \vec{B}\Big|_{p,côté4} \quad (2.47)$$

Après résolution des intégrales nous trouvons :

$$\vec{B}\Big|_{p,total} = \frac{\mu_0 I w^2}{2\pi} \frac{1}{\left(\frac{w^2}{4} + z^2\right) \left(\frac{w^2}{2} + z^2\right)^{1/2}} \hat{a}_z \quad (2.48)$$

Pour des raisons de symétrie, le champ d'induction magnétique \vec{B} en fonction de la distance sur l'axe z présente seulement une composante en z .

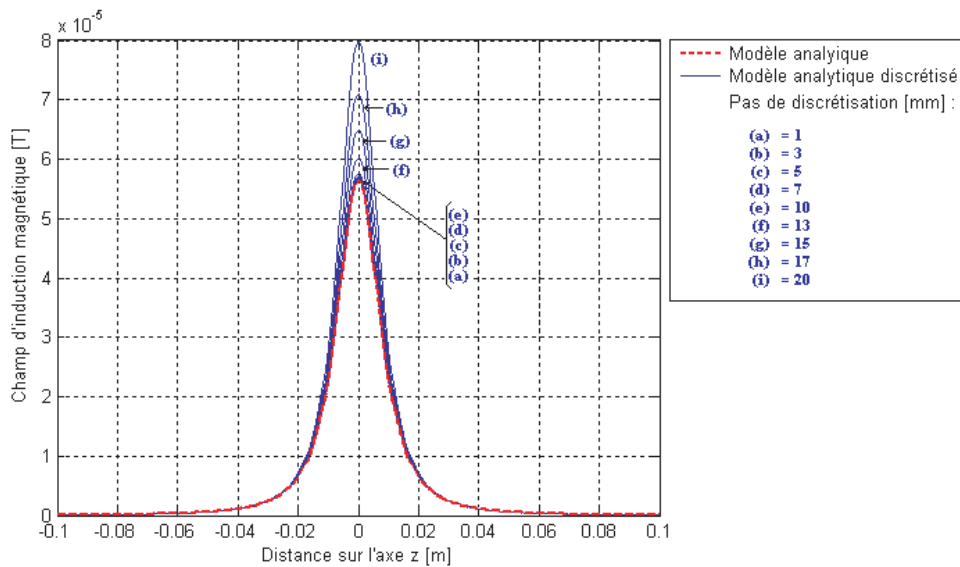


FIG. 2.11: Champ d'induction magnétique.

La Fig. 2.11 montre le champ d'induction magnétique calculé par le modèle analytique discrétisé pour des pas de discrétisation Δl^i (A.1) (entre 1 mm et le maximum possible de 20 mm correspondant à la longueur d'un côté de la spire carrée).

Le choix du pas de discrétisation est très important pour assurer de bons résultats en maintenant un temps de calcul acceptable. Avec des pas d'intégration extrêmement grands, de l'ordre de 13 mm (plus de la moitié de la longueur d'un coté de la bobine carrée) nous avons encore des résultats avec une erreur relative faible, de 6.5% au maximum. La Fig. 2.12 montre la courbe des erreurs relatives calculées par rapport à la valeur obtenue par le modèle analytique non discrétisé.

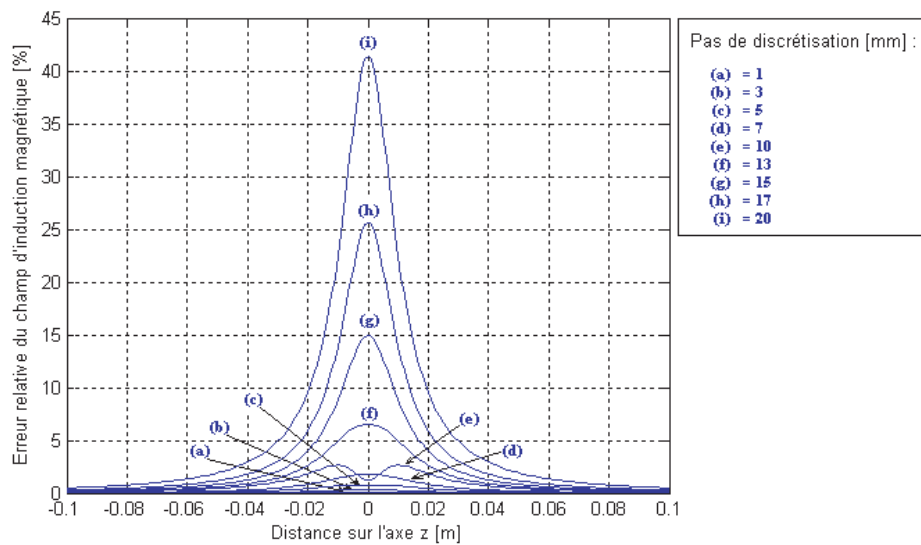


FIG. 2.12: Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.

L'erreur n'est pas constante, mais elle décroît au fur et à mesure que le point de calcul du champ d'induction magnétique s'éloigne de la source. Une discrétisation à pas variable est envisageable pour réduire le temps de calcul. Le calcul d'erreur pour un pas de discrétisation de 10 mm présente une particularité par rapport aux autres courbes. Ce phénomène est dû à la parfaite équidistance des points de discrétisation sur chaque côté de la spire. La Fig. 2.13 représente les cas avec des pas de discrétisation de 10 respectivement 17 mm.

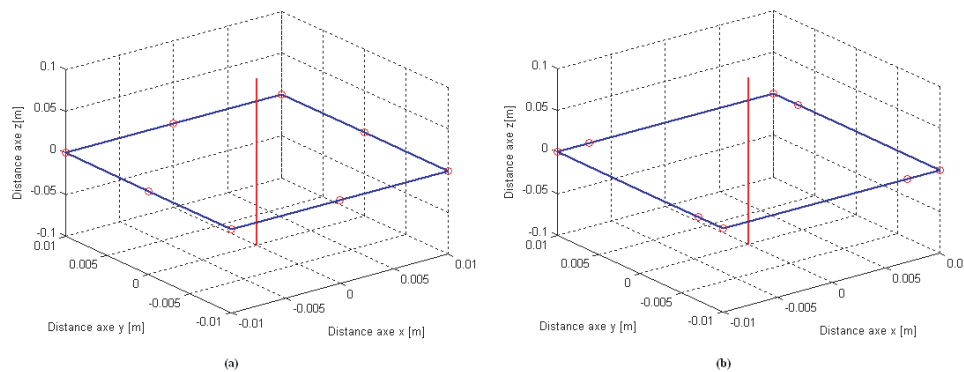


FIG. 2.13: Points pour une discrétisation : (a) à 10 mm, (b) à 17 mm.

Exemple b : Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe x au centre d'un fil de longueur $2L = 20\text{ mm}$ avec un courant $I = 1\text{ A}$ (Fig. 2.14)

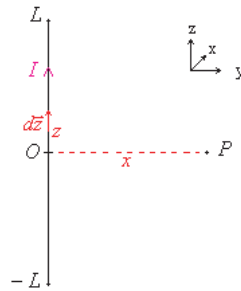


FIG. 2.14: Champ d'induction magnétique \vec{B} sur l'axe x au centre d'un fil de longueur fini.

En utilisant la loi de Biot-Savart (2.1) le champ d'induction magnétique est donné par :

$$\vec{B}\Big|_P = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_{-L}^L \frac{1}{(x^2 + z^2)^{3/2}} \{0\hat{a}_x; x dz\hat{a}_y; 0\hat{a}_z\} \tag{2.49}$$

Après résolution de l'intégrale, \vec{B} prend la forme :

$$\vec{B}\Big|_P = \frac{\mu_0 I L}{4\pi x \sqrt{x^2 + L^2}} \hat{a}_y \tag{2.50}$$

Pour des raisons de symétrie, le champ d'induction magnétique \vec{B} en fonction de la distance sur l'axe x , présente seulement une composante en y . La Fig. 2.15 montre le champ d'induction magnétique calculé par le modèle analytique discrétisé, pour des pas de discrétisation $\Delta\vec{l}$ (A.1) (entre 0.1 mm et 1 mm).

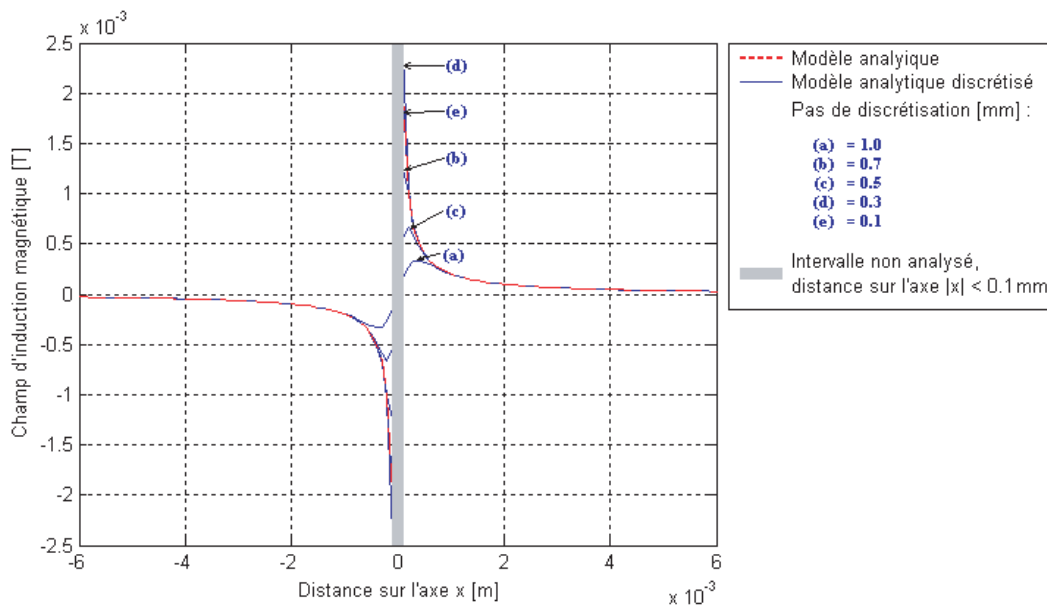


FIG. 2.15: Champ d'induction magnétique.

Nous sommes en présence de deux cas très distincts dépendant de la distance entre induit (points où nous calculons le champ d'induction magnétique \vec{B}) et inducteur (système produisant le champ d'induction magnétique \vec{B}). Pour des distances très faibles, il faudra augmenter le pas de discrétisation de façon à assurer une erreur faible. Par contre, dès que la distance induit-inducteur augmente, l'influence du pas de discrétisation diminue jusqu'à perdre toute son importance.

Nous pouvons énoncer une première forme de règle pour la détermination du pas de discrétisation :

"Pour maintenir une erreur de discrétisation très faible, il faut que le pas de discrétisation soit au maximum égal à la distance induit-inducteur".

Cette règle expérimentale représente un bon compromis entre vitesse et précision de calcul. Dans notre exemple, le choix d'un pas de discrétisation égal à la distance minimale induit-inducteur conduit à une erreur relative maximale de 1.4% (Fig. 2.16).

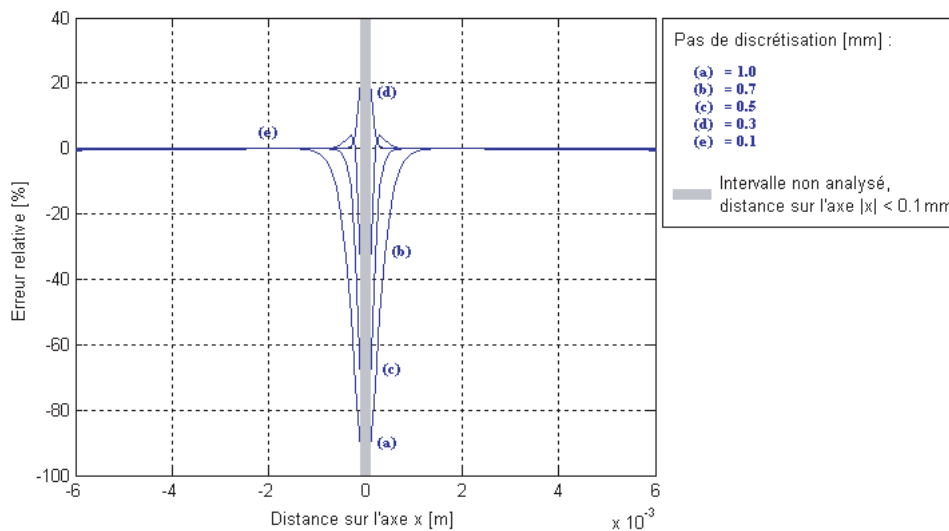


FIG. 2.16: Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.

Exemple c : Champ d'induction magnétique \vec{B} à une distance d parallèle à un fil de longueur $2L = 20\text{ mm}$ parcouru par une courant $I = 1\text{ A}$ (Fig. 2.17)

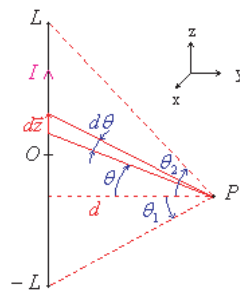


FIG. 2.17: Champ d'induction magnétique \vec{B} à une distance d parallèle à un fil de longueur finie.

En utilisant la loi de Biot-Savart (2.1) le champ d'induction magnétique est donné par :

$$\vec{B}\Big|_p = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\left(\frac{d}{\cos\theta}\right)^3} \left\{ \frac{d^2 d\theta}{(\cos\theta)^2} \hat{a}_x; 0 \hat{a}_y; 0 \hat{a}_z \right\} \quad (2.51)$$

Après résolution de l'intégrale nous trouvons :

$$\vec{B}\Big|_p = \frac{\mu_0 I}{4\pi d} (\sin\theta_2 - \sin\theta_1) \hat{a}_x \quad (2.52)$$

A cause de la symétrie, le champ d'induction magnétique \vec{B} en fonction du déplacement en z à une distance $d = 10$ mm, présente seulement une composante en x . Une comparaison entre modèle analytique discrétisé et modèle analytique nous donne la possibilité d'étudier le comportement du modèle discrétisé en modifiant le pas de discrétisation $\Delta l'$ entre 0.1 mm et 10 mm.

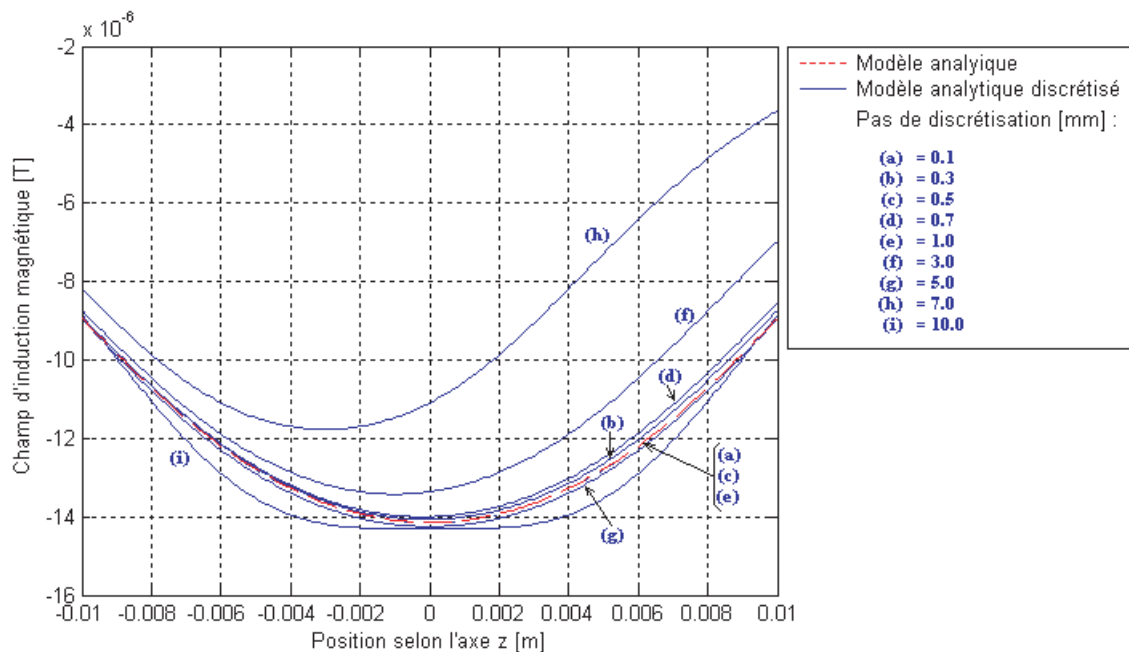


FIG. 2.18: Champ d'induction magnétique.

Avec cet exemple nous mettons en évidence un autre aspect très important du comportement du modèle analytique discrétisé par rapport au choix du pas de discrétisation : l'équidistance de l'emplacement des points de discrétisation sur chaque segment (ou ligne) constituant le système à étudier.

En effet si nous regardons les erreurs relatives (Fig. 2.19) nous constatons que sur un fil de 20 mm de longueur, l'erreur relative pour un pas de discrétisation de 10 mm est beaucoup plus faible que pour un pas de discrétisation de 7 mm, ainsi que pour un pas de discrétisation de 5 mm où l'erreur relative est beaucoup plus faible que pour un pas de discrétisation de 3 mm.

Ce phénomène s'explique par une forte différence de la longueur des pas de discrétisation sur un même segment d'inducteur ou d'induit.

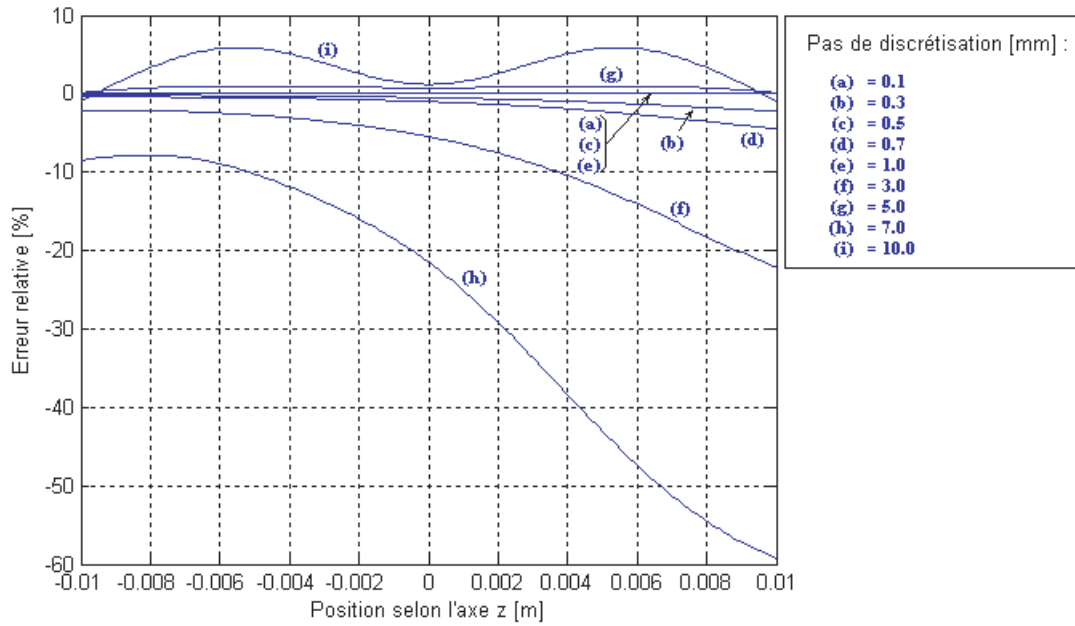


FIG. 2.19: Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.

Pour cette raison, la règle expérimentale énoncée auparavant doit être modifiée pour aboutir à sa forme finale :

"Pour maintenir une erreur de discrétisation très faible, il faut que le pas de discrétisation soit au maximum égal à la distance induit-inducteur. Ce même pas doit assurer la même longueur des pas de discrétisation sur chaque ligne composant l'inducteur."

Cette adaptation de la règle expérimentale ainsi que la difficulté d'assurer une équidistance dans l'emplacement des points de discrétisation dans une structure complexe nous ramènent, en pratique, non plus à donner un pas de discrétisation constant, mais de recalculer, sur chaque ligne composant une structure, le pas de discrétisation à employer.

En utilisant la première partie de cette règle nous pouvons déterminer le pas de discrétisation $|\Delta \vec{l}_{min}|$ le plus petit correspondant à chaque ligne constituant la géométrie de l'inducteur, pour assurer la même longueur des pas de discrétisation, soit :

$$\text{Nombre de pas de discrétisation} = 1 + \frac{\text{longueur ligne}}{|\Delta \vec{l}_{min}|} \Bigg|_{\text{partie entière}} \quad (2.53)$$

La Fig. 2.20 montre les nouvelles erreurs relatives après avoir introduit cette correction dans l'algorithme de calcul.

L'introduction du pas de discrétisation variable, assurant une parfaite équidistance de l'emplacement des points de discrétisation, augmente la précision de l'algorithme de calcul, surtout avec des pas de discrétisation très grands.

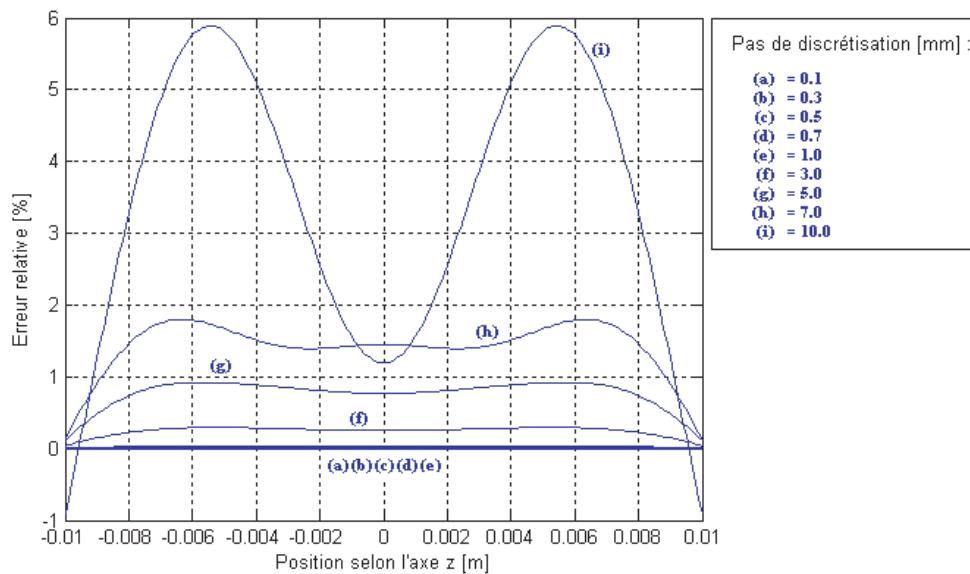


FIG. 2.20: Erreurs relatives du modèle analytique discrétisé.

2.4 Discrétisation des modèles analytiques

La résolution des formules analytiques des modèles développés au chapitre 2.2 n'est possible que pour certains cas où la géométrie des bobines et/ou aimants permanents est très simple. Chaque cas doit faire l'objet d'une étude particulière en perdant ainsi complètement la notion de généralisation du modèle.

Le passage à des modèles discrets rend possible une généralisation et ainsi la création des *modèles analytiques discrétisés* applicables indépendamment de la structure de l'actionneur intégré.

Les modèles sous leur forme analytique discrétisée sont présentés à l'annexe A. Les contours d'intégration sont remplacés par des sommes et les variables d'intégration sont remplacées par des pas élémentaires de longueur finie.

2.5 Exemples applicatifs

Les deux actionneurs intégrés que nous analysons par la suite sont représentatifs des deux systèmes de transfert d'énergie sans contact (sous forme de force et/ou couple et par induction) modélisés dans ce chapitre.

Leurs similitudes avec les actionneurs intégrés que nous analyserons par la suite (système Montrac® et système Iglus®) (chapitres 6 et 7) rendent encore plus intéressant l'analyse qui peut être considérée comme une pré-étude.

2.5.1 Actionneur intégré biphasé à rotor externe

L'actionneur intégré est composé de deux bobines statoriques déphasées d'un angle mécanique de 90° et d'un rotor cylindrique à aimant permanent placé sur l'axe statorique à une certaine distance de ce dernier (Fig. 2.21).

L'actionneur intégré est dimensionné pour fournir au rotor un couple selon l'axe z de 40 nNm, environ $\frac{1}{50}$ du couple utile du système Iglus® (chapitre 7).

Nous voulons déterminer les forces et les couples agissant sur le rotor et, avec les bobines statoriques en circuit ouvert, la tension induite de mouvement dans la bobine statorique externe (Fig. 2.21).

Le principe de fonctionnement de cet actionneur est celui d'un moteur synchrone [25] :

- L'alimentation sinusoïdale des deux bobines statoriques, engendre un champ tournant.
- La synchronisation du système impose au rotor de tourner à la même vitesse que le champ tournant statorique.
- La rotation du rotor produit une tension induite de mouvement sur chaque bobine statorique.

Nous procédons par une analyse comparative entre le modèle analytique discrétisé et une méthode à éléments finis.

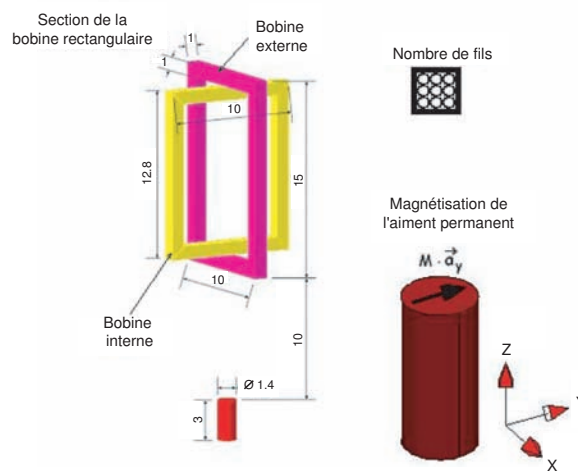


FIG. 2.21: Actionneur intégré analysé.

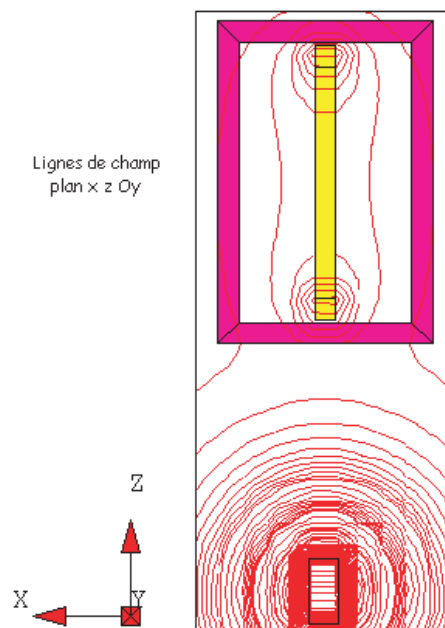


FIG. 2.22: Interaction entre rotor et stator, lignes de champ.

Les caractéristiques du système sont les suivantes :

- couple nominale selon l'axe z $T_{nom,z} = 40$ nNm ;
- fil en cuivre de section circulaire ;
- nombre de spires = 60 ;
- courant statorique de phase = 100 mA ;
- magnétisation rotorique diamétrale $M = 8 \cdot 10^5$ A/m ;
- induction magnétique résiduelle $B_0 = 1$ T ;
- perméabilité relative rotorique $\mu_{dr} = 1.05$;
- matériel rotorique = SmCo.

La Fig. 2.23 montre les composants x et y de la force agissant sur le rotor en fonction de la position angulaire du rotor. Il est très important d'observer que les forces dans ces directions devraient être nulles à cause de la symétrie. L'approximation due au maillage et les petites dimensions sont les principales causes de cette divergence, mais les forces sont tout de même très faibles, de l'ordre de 10^{-8} N.

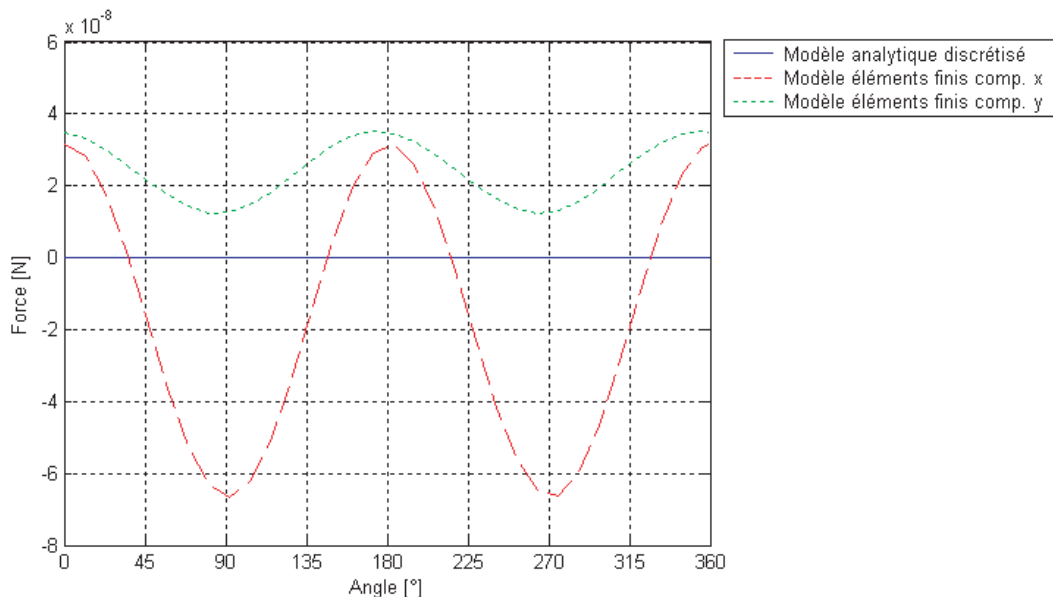


FIG. 2.23: Forces selon les axes x et y en fonction de la position rotorique.

La Fig. 2.24 montre la composante z de la force selon l'axe z . L'imbrication des deux bobines statoriques l'une dans l'autre produit un déséquilibre dans le champ tournant. Ce déséquilibre produit ainsi une force résultante non nulle.

Pour l'éliminer, nous avons trois possibilités :

- augmenter le courant statorique de la phase de surface la plus petite (bobine interne, Fig. 2.21) (chapitre 7),
- compenser la variation de hauteur des bobines (imbrication) par une variation de leur largeur (chapitre 7),
- varier l'angle de déphasage du courant statorique entre les deux phases.

Il faut aussi remarquer une dissymétrie entre la partie positive et négative de la force calculée par le modèle à éléments finis. En effet la force possède une composante continue de très faible valeur (82 nN) et une composante alternative prépondérante. Dans un aimant permanent nous avons toujours deux types de magnétisation : la magnétisation permanente \vec{M}_p due à l'alignement permanent des bipôles magnétiques d'un aimant [26] et la magnétisation temporaire \vec{M}_t due à l'alignement temporaire d'une

faible quantité de bipôles "libres" dépendant du champ magnétique \vec{H} . Cette magnétisation temporaire est à l'origine, dans l'équation de la droite de retour [25], du facteur multiplicatif appelé "perméabilité relative" μ_{dr} . Ainsi nous avons :

$$\vec{M} = \vec{M}_p + \vec{M}_t \quad (2.54)$$

$$\vec{M}_t = \chi_m \vec{H} \quad (2.55)$$

où χ_m est la susceptibilité magnétique.

Et :

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}_p + \vec{M}_t) = \mu_0 \vec{M}_p + \mu_0 \vec{H} (1 + \chi_m) = \vec{B}_0 + \mu_0 \mu_{dr} \vec{H} \quad (2.56)$$

La composante alternative de la force est alors générée par l'interaction entre magnétisation rotorique permanente \vec{M}_p et le champ d'induction magnétique créé par les bobines statoriques. Par contre, la composante continue est créée par l'interaction entre magnétisation rotorique temporaire \vec{M}_t et ce même champ d'induction magnétique statorique.

Dans le modèle analytique discrétisé, nous négligeons cette magnétisation temporaire qui donnerait naissance à des courants équivalents volumiques dans l'aimant permanent. Il faut remarquer que l'influence de cette magnétisation temporaire est toujours de faible entité.

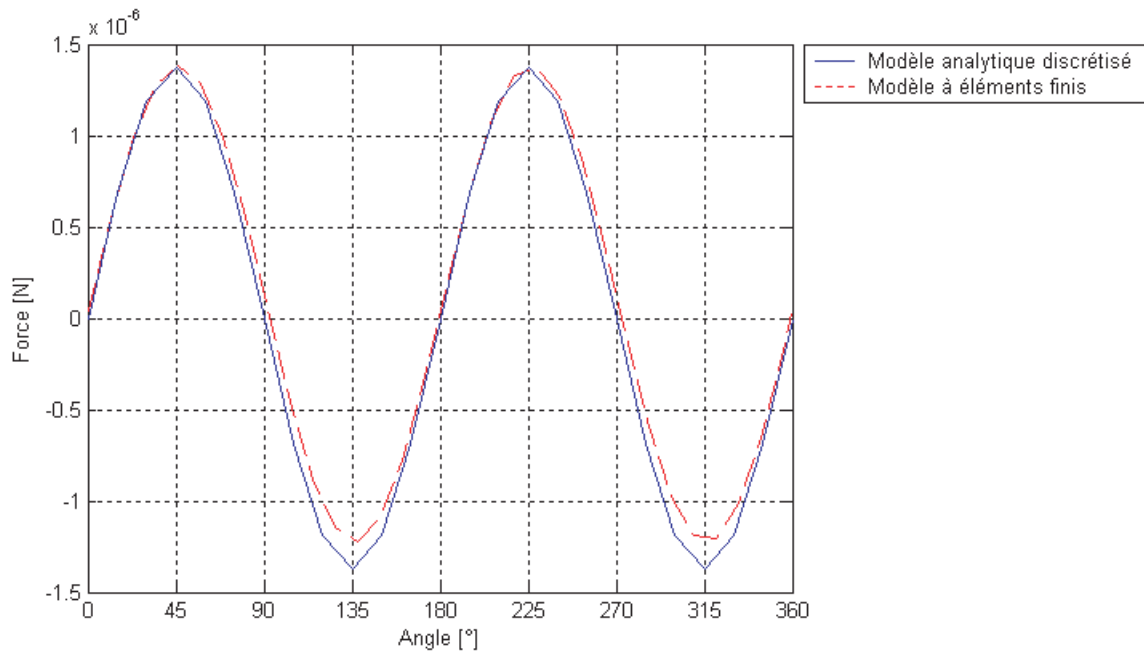


FIG. 2.24: Force selon l'axe z en fonction de la position rotorique.

La Fig. 2.25 montre les composantes x et y du couple en fonction de la position angulaire du rotor. Naturellement, l'erreur introduite par le modèle à éléments finis sur la détermination des forces sur ces axes, produit comme conséquence directe des couples non nuls.

La Fig. 2.26 montre la composante z du couple. Nous pouvons observer une ondulation. Ce phénomène est dû à la dissymétrie créée par l'imbrication des deux bobines statoriques les unes dans les autres (Fig. 2.21). Comme pour le cas de la force selon l'axe z , cette ondulation peut être éliminée en utilisant une des trois méthodes proposées auparavant.

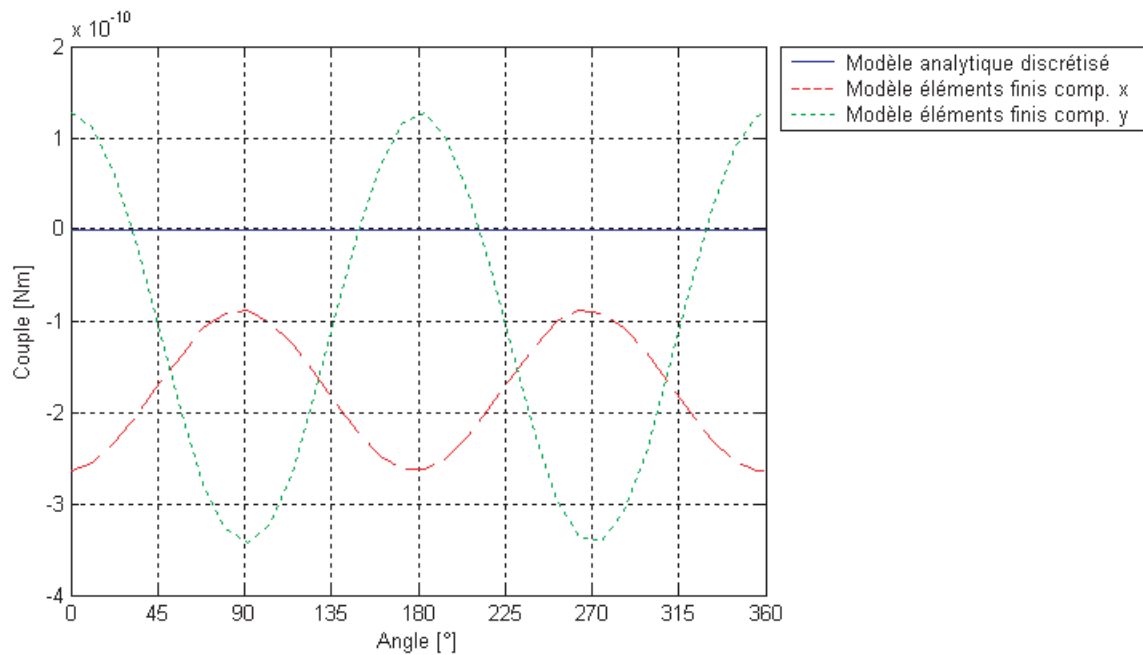


FIG. 2.25: Couples selon les axes x et y en fonction de la position rotorique.

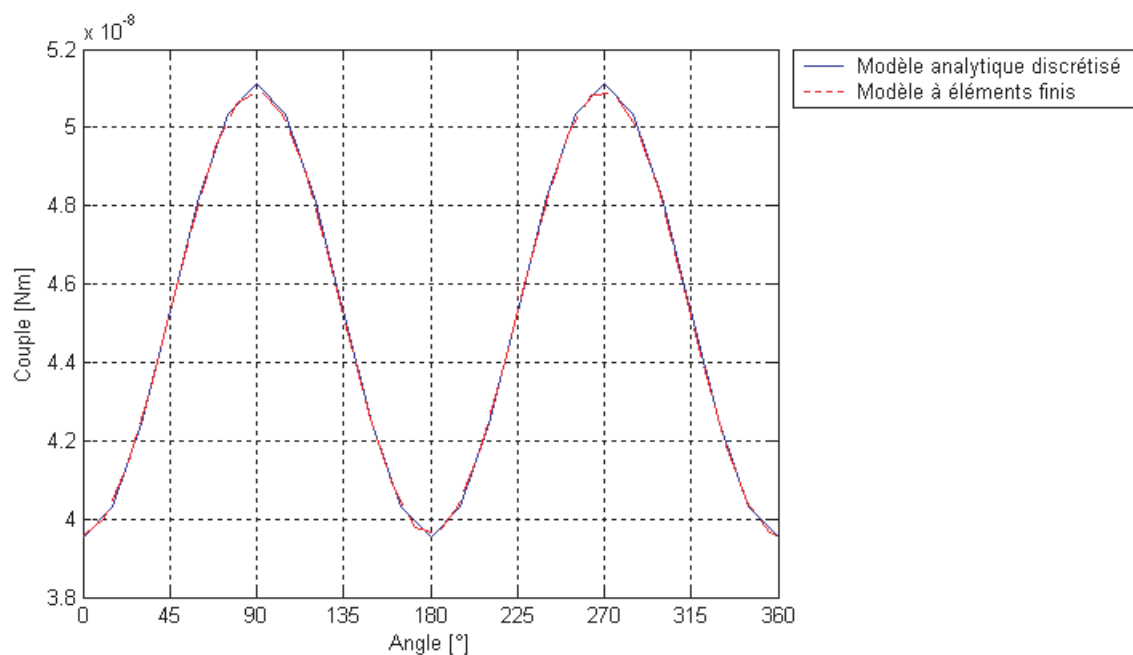


FIG. 2.26: Couple selon l'axe z en fonction de la position rotorique.

La Fig. 2.27 montre le flux totalisé Ψ dans la bobine statorique externe. Le flux totalisé, calculé par le modèle à éléments finis, concorde avec celui calculé par le modèle analytique discrétisé. Nous observons une différence relative maximale de l'ordre de 5%. Nous considérons cette différence comme une incertitude provenant en plus grande partie de l'analyse à éléments finis.

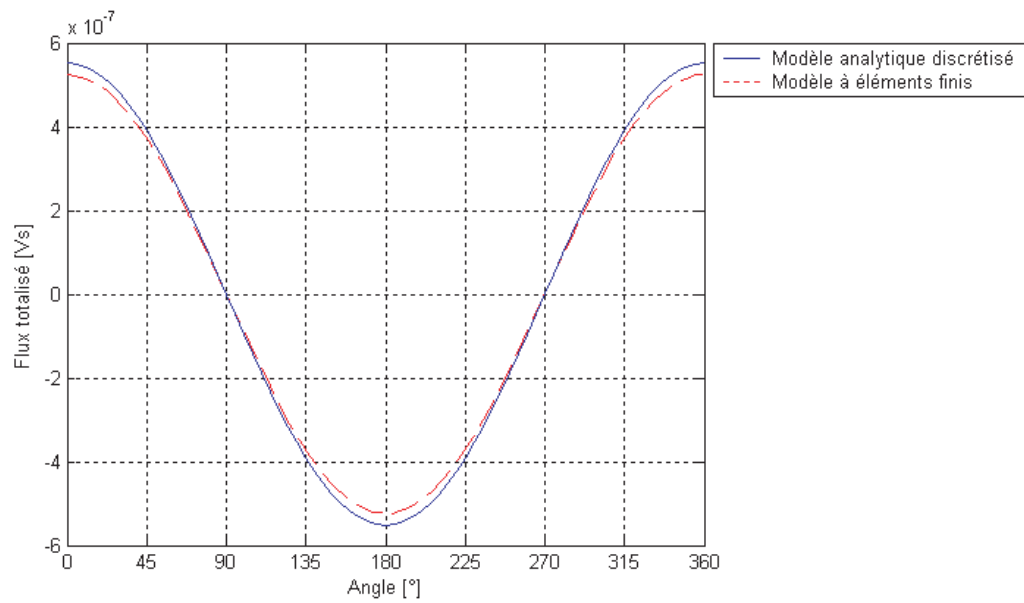


FIG. 2.27: Flux totalisé calculé par le modèle à éléments finis et par le modèle analytique discrétisé.

La Fig. 2.28 montre la tension induite de mouvement correspondant au flux totalisé de la Fig. 2.27 pour une fréquence rotorique de 200 Hz.

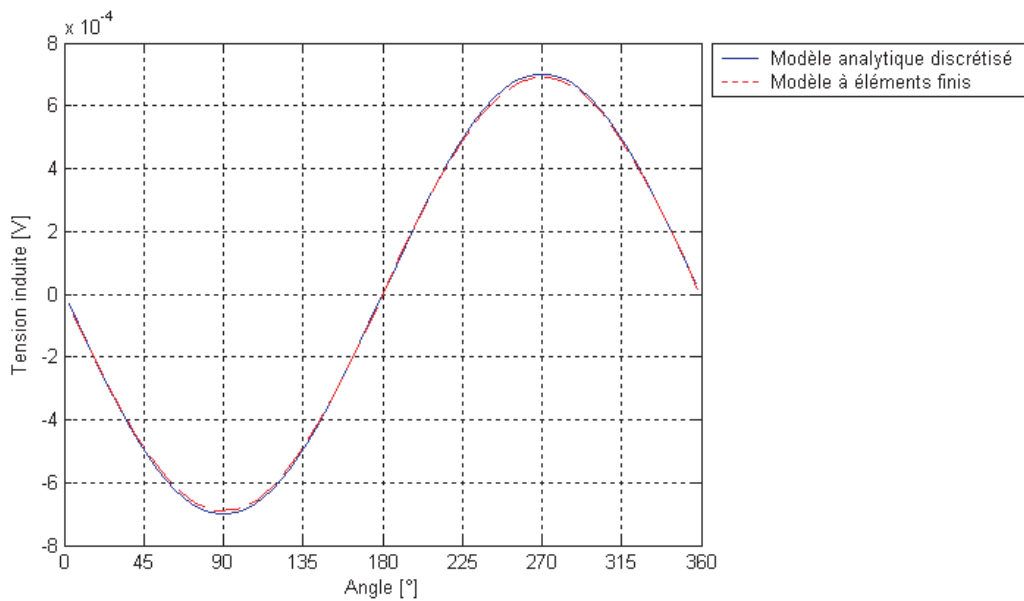


FIG. 2.28: Tension induite calculée par le modèle à éléments finis et par le modèle analytique discrétisé.

Sous certaines conditions, une optimisation de la géométrie de l'actionneur pourrait être effectuée pour, d'un côté augmenter le couple utile pour l'entraînement du rotor (couple selon l'axe z) tout en réduisant les autres couples et forces parasites et de l'autre, augmenter la tension induite de mouvement sur les phases statoriques. Ceci nous donne ainsi une information sur la décélération du rotor. Dans le chapitre 7 nous développerons ce système de base dans le but d'optimiser la structure de l'actionneur.

2.5.2 Transformateur sans fer

Dans le cadre du projet Montrac® un système de transmission d'énergie sans contact est utilisé pour l'alimentation à distance des navettes (chapitre 6). La composante principale d'un tel système est constituée par un transformateur sans fer [27], [28]. En utilisant la même structure géométrique appliquée par la suite pour le projet Montrac® (bobines rectangulaires), nous voulons analyser le comportement de cette composante.

Le transformateur sans fer analysé est composé de deux bobines rectangulaires de 300 x 35 mm (dimensions externes), de 9 (bobine primaire) et 6 (bobine secondaire) spires distancées l'une de l'autre de 2 mm (Fig. 2.29). Le diamètre en cuivre des fils est de 1.5 mm.

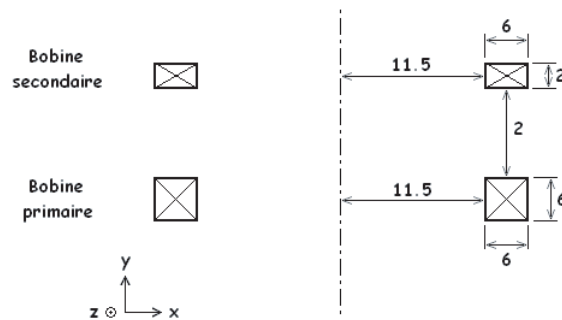


FIG. 2.29: Transformateur sans fer analysé, dimensions en mm.

Une analyse comparative entre modèles analytiques discrétisés (A.3, A.4 et A.5) et un modèle à éléments finis est utilisé pour identifier les inductances propres et mutuelle.

	Modèles analytiques discrétisés	Modèle à éléments finis
L_{11}	23.61 μH	23.65 μH
L_{22}	11.39 μH	11.31 μH
L_{12}	9.16 μH	9.91 μH

TAB. 2.1: Valeurs calculées par les modèles analytiques discrétisés et un modèle à éléments finis

La théorie de base du transformateur sans fer [19] nous permet d'identifier les composants du schéma électrique équivalent du transformateur sans fer (Fig. 2.5). Le Tableau 2.2 résume les valeurs obtenues par les modèles analytiques discrétisés.

	Modèles analytiques discrétisé
L_{11}	23.61 μH
L_{22}	11.39 μH
L_{12}	9.16 μH
L_{h1}	13.73 μH
$L_{\sigma 1}$	9.88 μH
L_{h2}	6.10 μH
$L_{\sigma 2}$	5.28 μH
R_2	37.3 $m\Omega$
$L'_{\sigma 2}$	11.89 μH
R'_2	83.9 $m\Omega$

TAB. 2.2: Caractéristiques du transformateur sans fer.

Le primaire est alimenté par une tension sinusoïdale de 10 V d'amplitude à une fréquence de 100 kHz. Nous considérons cette source comme idéale. Nous voulons déterminer la puissance active sur la charge et le rendement du transformateur en fonction de la résistance de l'enroulement primaire en adaptant l'impédance de charge.

Deux cas sont traités :

cas a : Une impédance de charge assurant le maximum de rendement du transformateur sans fer (chapitre 6) est utilisée.

cas b : Une impédance de charge équivalente au conjugué complexe de l'impédance de Thévenin Z_{Th} (2.26) est placée au secondaire (condition assurant le maximum de transfert de puissance sur la charge, chapitre 6).

Par (2.31) et (2.35) nous pouvons calculer la puissance active sur la charge et le rendement du transformateur.

La Fig. 2.30 montre les rendements du transformateur sans fer en fonction de la résistance du primaire pour les deux cas traités. Pour une valeur théoriquement nulle de la résistance du primaire, la valeur maximale du rendement de 1 (*cas a*) et 0.5 (*cas b*) (chapitre 6) peut être atteinte. Dans les deux cas l'augmentation de la résistance du primaire implique une diminution du rendement du transformateur sans fer.

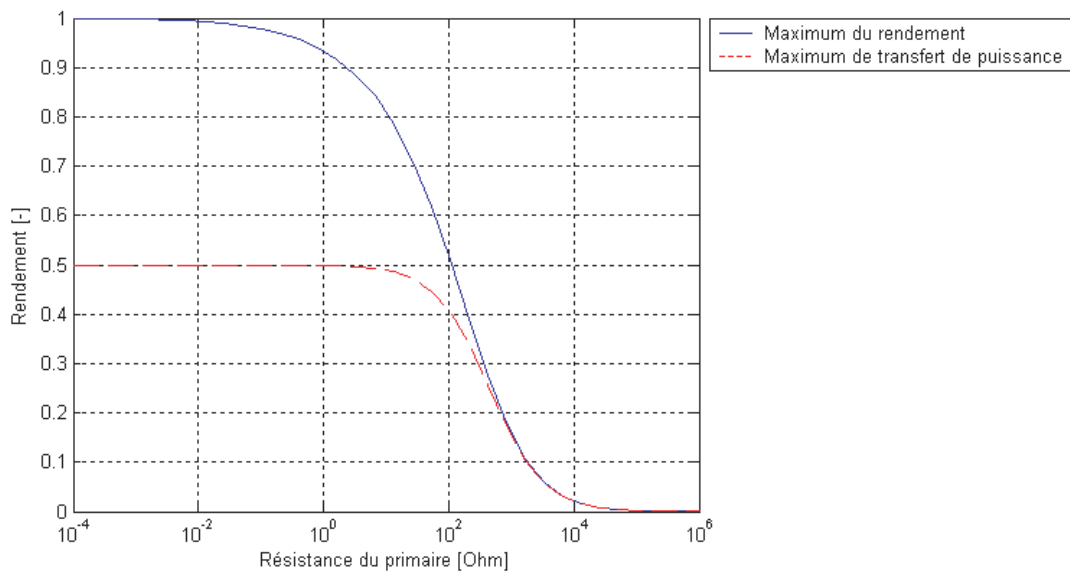


FIG. 2.30: Rendements du transformateur sans fer.

La Fig. 2.31 montre les puissances actives sur les deux impédances de charge. Si la puissance active fournie à la charge dans le *cas b* reste constante pour de faibles valeurs de la résistance du primaire, cette même puissance dans le *cas a* est extrêmement faible et elle augmente, en même temps que la résistance du primaire, jusqu'à une certaine valeur après quoi elle rechute vers des valeurs proches de zéro.

Une adaptation de l'impédance de charge du transformateur sans fer pour avoir le maximum de transfert de puissance active nous impose un rendement théorique maximum de 0.5. L'augmentation de ce rendement implique une diminution de la puissance active sur la charge.

Sous certaines conditions, une optimisation pourrait être effectuée pour d'un côté augmenter le rendement du transformateur sans fer et de l'autre assurer la puissance active nécessaire sur la charge. Dans le chapitre 6 nous développerons ce système de base dans le but d'optimiser les fonctions de transfert de la puissance active et du rendement.

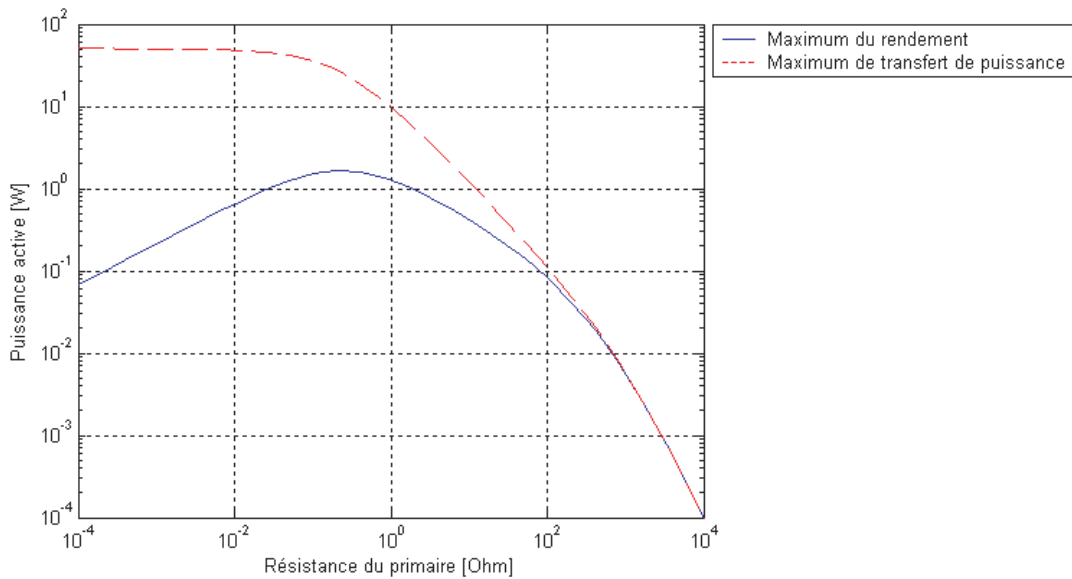


FIG. 2.31: Puissances actives du transformateur sans fer.

2.6 Conclusions

Nous avons développé une série de modèles analytiques discrétisés nous permettant d'analyser et de développer des actionneurs intégrés sans fer. L'ensemble de ces modèles constitue un petit programme pour le calcul des caractéristiques des champs magnétiques (potentiel magnétique, champ d'induction et d'intensité magnétique, flux et flux totalisé magnétique), des équivalents des densités de courants surfaciques dans des aimants de polarisation quelconque, des forces, des couples, des tensions induites, des inductances propre et mutuelle, des puissances actives et des rendements dans des transformateurs sans fer.

Il faut remarquer que si d'un côté nous avons un programme permettant de prendre en considération la géométrie exacte des actionneurs intégrés, sans effectuer aucune simplification très souvent nécessaire dans des systèmes de calcul utilisant une modélisation analytique, de l'autre côté nous payons cette précision et souplesse d'utilisation par une augmentation du temps de calcul.

Par l'intermédiaire d'une analyse par éléments finis nous pouvons modéliser un actionneur intégré sans effectuer aucune simplification de sa structure. Malheureusement la complexité de ce dernier, additionnée à celle du maillage, limite l'emploi d'une analyse de ce genre à des actionneurs intégrés simples ou à une seule partie d'un actionneur plus complexe.

Les modèles analytiques discrétisés se situent juste entre ces deux solutions, leur utilisation permet d'analyser un actionneur intégré complet, sans avoir aucune limitation telle que le nombre de noeuds du maillage dans une analyse à éléments finis.

Le temps dans une analyse par modèles analytiques discrétisés est la seule limite à leur utilisation. Nous avons choisi d'utiliser l'environnement Matlab pour leur développement, mais les algorithmes développés peuvent être traduits en tout autre langage de programmation plus performant au niveau du "temps de calcul". Par ce fait, leur intégration dans d'autres applications est aussi envisageable.

Ces modèles constituent un point de départ pour une étude plus approfondie, qui, dans les prochains chapitres, permettra d'affiner ces mêmes modèles en rajoutant des paramètres, comme par exemple la fréquence ou des fonctions d'optimisation pour l'optimisation de rendements, puissances transmises ou formes géométriques des actionneurs intégrés.

Chapitre 3

EFFET PELLICULAIRE

La distribution d'un courant continu dans la section d'un fil est uniforme. Cependant, un courant alternatif a tendance à être concentré sur les parois externes du fil. Cette tendance est d'autant plus forte que la fréquence du courant est élevée.

Si cette fréquence est très élevée, l'écoulement du courant se fera à travers une couche très mince sur la surface externe du conducteur. Ce phénomène est connu sous le nom d'*effet pelliculaire*.

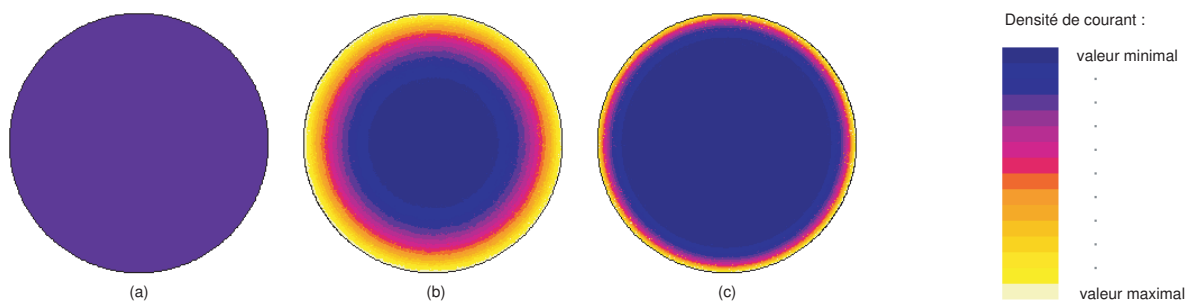


FIG. 3.1: Densité de courant dans la section d'un fil de cuivre de rayon $a = 0.1$ mm obtenue par simulation à éléments finis, pour une fréquence : (a) DC, (b) 10 kHz et (c) 100 MHz.

Dans ce chapitre nous analysons ce phénomène dans le but d'intégrer cet effet aux modèles jusqu'ici développés et ainsi augmenter leur précision.

3.1 Modélisation de l'effet pelliculaire - inductances propres linéiques et résistances linéiques

Le plus souvent dans la conception d'actionneurs intégrés, des fils de section circulaires sont utilisés.

Nous considérerons un seul fil droit, de longueur infinie, de rayon a , de conductivité σ et perméabilité μ , traversé par un courant sinusoïdal d'amplitude I et une fréquence f (Fig. 3.2).

Nous choisissons un système symétrique selon l'axe z . En utilisant un système à coordonnées cylindriques (r, θ, z) , le champ électrique \vec{E} a seulement une composante en z et le champ magnétique \vec{H} seulement une en θ . Ces deux champs varient en fonction du temps et du rayon r mais ils sont constants par rapport aux axes z et θ .

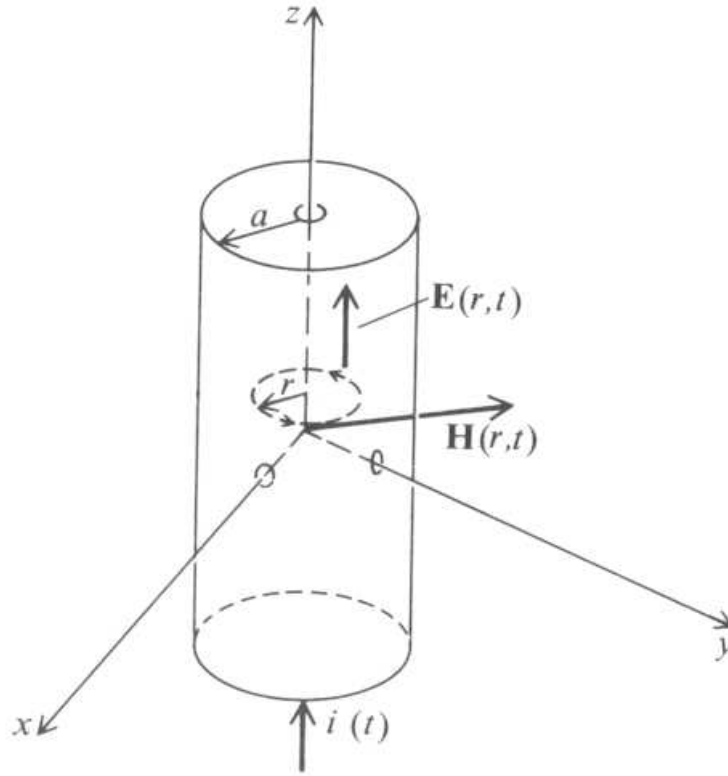


FIG. 3.2: Un conducteur cylindrique à section circulaire.

Après développement [10], la distribution de la densité du courant et du champ magnétique dans la section du fil vaut :

$$J(k'r) = \frac{jIk' berk'r + jbei'k'r}{2\pi a ber'k'a + jbei'k'a} \quad (3.1)$$

$$H(k'r) = \frac{I ber'k'r + jbei'k'r}{2\pi a ber'k'a + jbei'k'a} \quad (3.2)$$

où :

- $k' = \sqrt{\omega\mu\sigma}$, avec $\omega = 2\pi f$;
- ber et bei sont la partie réelle et imaginaire de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 ;
- ber' et bei' sont les premières dérivées de la partie réelle et imaginaire de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0.

En utilisant le théorème de Poynting sous sa forme complexe [10] et une des relations spécifiques des matériaux $E = J/\sigma$, la résistance linéique et l'inductance interne linéique sont données par [29], [30], [31] :

$$R'_{se} = \frac{k'}{2\pi a\sigma} \frac{berk'a bei'k'a - bei'k'a ber'k'a}{(ber'k'a)^2 + (bei'k'a)^2} \quad (3.3)$$

$$L'_{se} = \frac{k'}{2\pi a\sigma\omega} \frac{berk'a ber'k'a + bei'k'a bei'k'a}{(ber'k'a)^2 + (bei'k'a)^2} \quad (3.4)$$

En faisant tendre la fréquence d'alimentation vers zéro, nous voulons vérifier que la résistance linéique (3.3) et l'inductance linéique (3.4) sont identiques à celles que nous retrouvons dans la littérature [8] pour une fréquence nulle.

Les fonctions ber , bei , ber' et bei' ne sont pas utilisables sous cette forme dans une analyse par passage aux limites. La mise sous forme de séries de ces fonctions [10], nous permet d'effectuer cette analyse.

$$ber(k'a) = 1 - \frac{(k'a)^4}{2^2 4^2} + \frac{(k'a)^8}{2^2 4^2 6^2 8^2} - \dots \quad (3.5)$$

$$bei(k'a) = \frac{(k'a)^2}{2^2} - \frac{(k'a)^6}{2^2 4^2 6^2} + \dots \quad (3.6)$$

$$ber'(k'a) = -4 \frac{(k'a)^3}{2^2 4^2} + 8 \frac{(k'a)^7}{2^2 4^2 6^2 8^2} - \dots \quad (3.7)$$

$$bei'(k'a) = 2 \frac{(k'a)}{2^2} - 6 \frac{(k'a)^5}{2^2 4^2 6^2} + \dots \quad (3.8)$$

Faire tendre la fréquence vers zéro est équivalent à faire tendre $k' = \sqrt{\omega \mu \sigma}$ vers cette même valeur. Dans une analyse par passage aux limites pour k' qui tend vers zéro, il suffit de réduire les séries à leurs premiers termes. Nous pouvons ainsi écrire :

$$R'_{DC} = \lim_{k' \rightarrow 0} \frac{k'}{2 \pi a \sigma} \frac{\left(1 \cdot \frac{2 \cdot (k'a)}{2^2}\right) - \left(\frac{(k'a)^2}{2^2} - \frac{4 \cdot (k'a)^3}{2^2 \cdot 4^2}\right)}{\left(\frac{-4 \cdot (k'a)^3}{2^2 \cdot 4^2}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot (k'a)}{2^2}\right)^2} = \frac{1}{a^2 \pi \sigma} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} L'_{DC} &= \lim_{k' \rightarrow 0} \frac{k'}{2 \pi a \sigma \omega} \frac{\left(1 \cdot \frac{-4 \cdot (k'a)^3}{2^2 \cdot 4^2}\right) + \left(\frac{(k'a)^2}{2^2} \cdot \frac{2 \cdot (k'a)}{2^2}\right)}{\left(\frac{-4 \cdot (k'a)^3}{2^2 \cdot 4^2}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot (k'a)}{2^2}\right)^2} \\ &= \lim_{k' \rightarrow 0} \frac{k'^2}{8 \pi \sigma \omega} = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\omega \mu \sigma}{8 \pi \sigma \omega} = \frac{\mu}{8 \pi} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Après résolution, nous retrouvons les formules de la résistance linéique DC et respectivement de l'inductance interne linéique DC.

3.2 Analyse par éléments finis

Une analyse par éléments finis (Flux 2D) permet de vérifier le modèle développé au chapitre 3.1.

Nous procédons par une comparaison entre valeurs linéiques calculées par le modèle analytique et celles obtenues par le modèle à éléments finis pour des fréquences entre 1 Hz et 500 kHz et un rayon du fil entre 0.05 mm et 10 mm ; des plages qui couvrent les différents domaines d'application de presque tous les actionneurs intégrés.

La Fig. 3.3 montre la comparaison entre résistance linéique calculée par le modèle analytique et celle trouvée par le modèle à éléments finis en fonction de la fréquence d'alimentation et du rayon du fil.

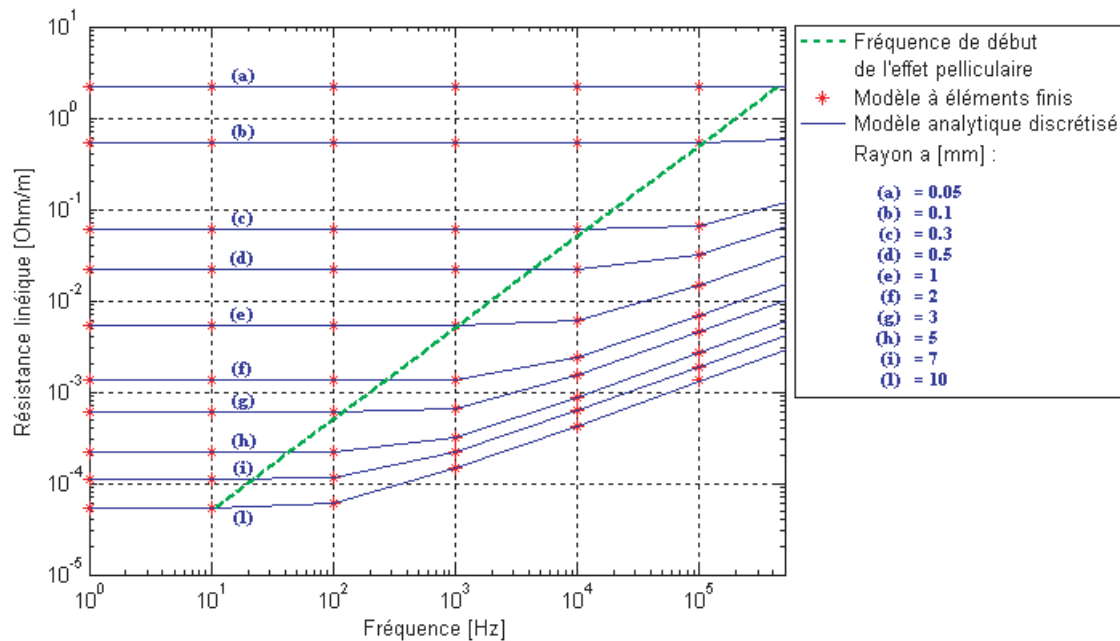


FIG. 3.3: Résistance linéique et fréquence de début de l'effet pelliculaire.

La résistance linéique débute avec sa valeur DC, pour des basses fréquences et elle reste constante à cette valeur jusqu'à atteindre la *fréquence de début de l'effet pelliculaire* f_{se} (Fig. 3.3). Passé cette fréquence, l'influence de l'effet pelliculaire devient de plus en plus importante et la valeur de la résistance du fil augmente. Pour un fil de rayon $a = 1$ mm, la fréquence f_{se} est d'environ 1076 Hz.

Si pour un fil de rayon $a = 0.05$ mm l'effet pelliculaire n'est pas perceptible jusqu'à une fréquence de 431 kHz, pour un rayon $a = 10$ mm la fréquence f_{se} vaut seulement 10.77 Hz. Ce qui signifie que l'effet pelliculaire est de plus en plus important avec l'augmentation du rayon du fil.

Ce phénomène est explicable par le calcul de la profondeur de pénétration (3.11). Ce calcul permet de déterminer la profondeur depuis la surface du conducteur où l'amplitude de la densité de courant est égale à $1/e = 0.368$ fois la densité en surface [10].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (3.11)$$

A une fréquence de 10.77 Hz, la profondeur de pénétration est de $\delta = 20$ mm. Un fil de rayon $a = 10$ mm a, par conséquent, une distribution de densité de courant non-uniforme sur sa section, alors qu'un fil de $a = 0.05$ mm maintiendra sa distribution de densité de courant pratiquement uniforme.

A une fréquence de 431 kHz, la profondeur de pénétration passe de 20 mm à 0.1 mm et la non-uniformité dans la distribution de la densité de courant influence aussi le fil de rayon $a = 0.05$ mm.

La fréquence f_{se} dépend du rayon du conducteur a . Les fils avec de petits rayons ont une résistance linéique DC plus grande mais ils sont moins affectés par l'effet pelliculaire.

La Fig. 3.4 montre la comparaison entre inductance interne linéique calculée par le modèle analytique et celle trouvée par le modèle à éléments finis en fonction de la fréquence d'alimentation et du rayon du fil.

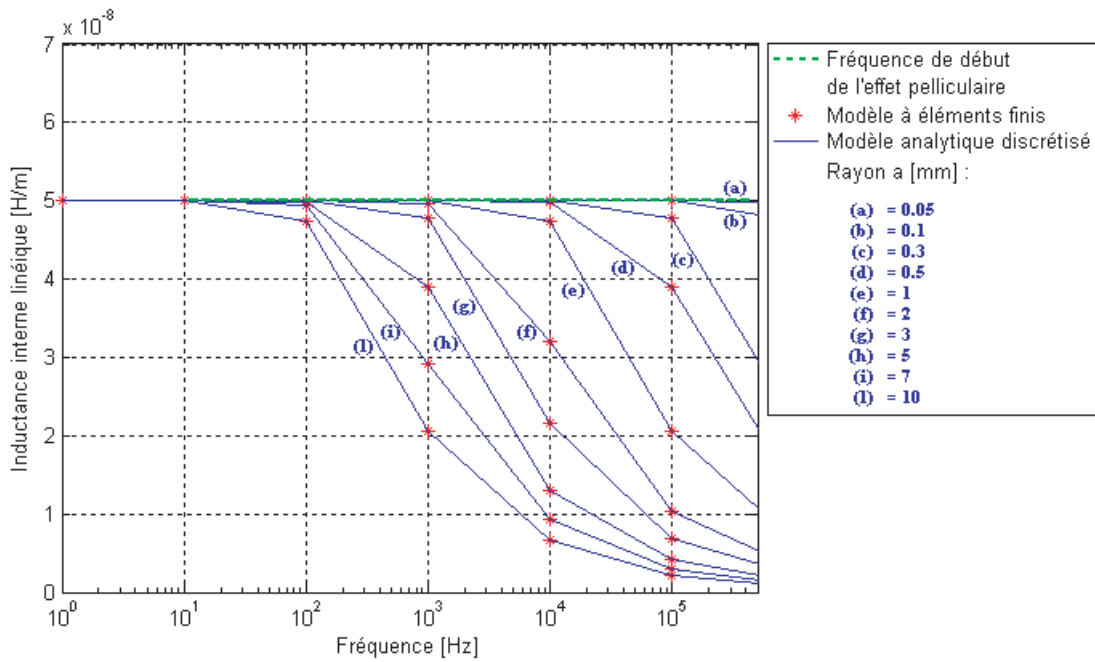


FIG. 3.4: Inductance interne linéique et fréquence de début de l'effet pelliculaire.

Pour tous les rayons des conducteurs, l'inductance interne linéique débute avec sa valeur DC de $5 \cdot 10^{-8}$ H/m. Quand la fréquence d'alimentation dépasse la fréquence f_{se} (Fig. 3.4), l'inductance interne linéique diminue.

Les Fig. 3.5 et 3.6 proposent une représentation de l'effet pelliculaire sous forme "normalisée". En ordonnée nous avons la résistance linéique normalisée, définie comme le quotient entre la résistance influencée par l'effet pelliculaire et la résistance à fréquence nulle :

$$R'_{norm} = \frac{R'_{AC}}{R'_{DC}} \quad (3.12)$$

Pour l'inductance interne linéique normalisée l'équation devient :

$$L'_{int.norm} = \frac{L'_{int.AC}}{L'_{int.DC}} \quad (3.13)$$

Et en abscisse nous avons la fréquence normalisée, définie comme le quotient entre le diamètre de la section du fil et la profondeur de pénétration (3.11) :

$$f_{se.norm} = \frac{2a}{\delta} \quad (3.14)$$

En représentant l'effet pelliculaire sous cette forme nous pouvons regrouper toutes les courbes des Fig. 3.3 et 3.4 en seulement deux courbes normalisées. En effet, les caractéristiques de la résistance linéique normalisée et de l'inductance interne linéique normalisée sont indépendantes de la section du fil.

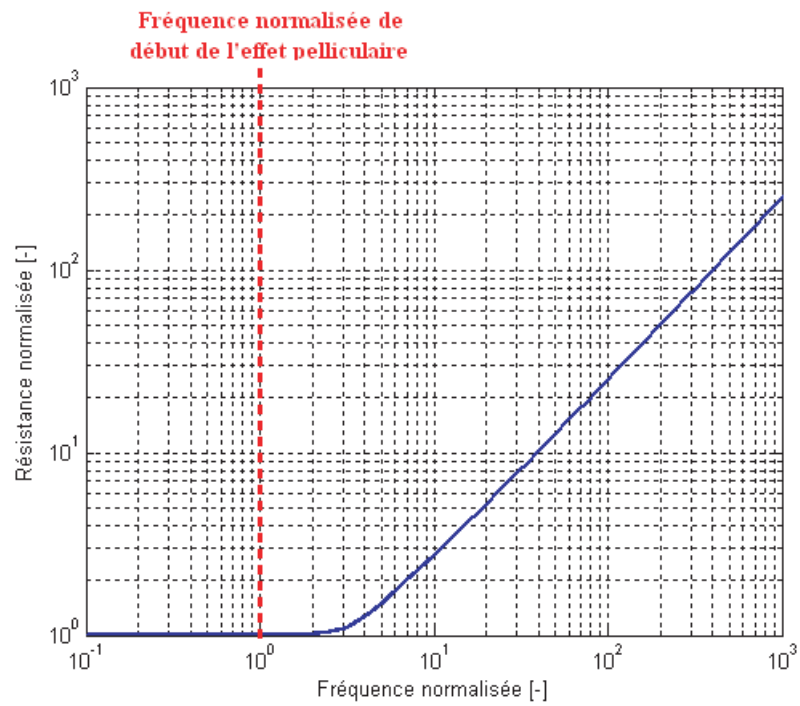


FIG. 3.5: Résistance linéique normalisée.

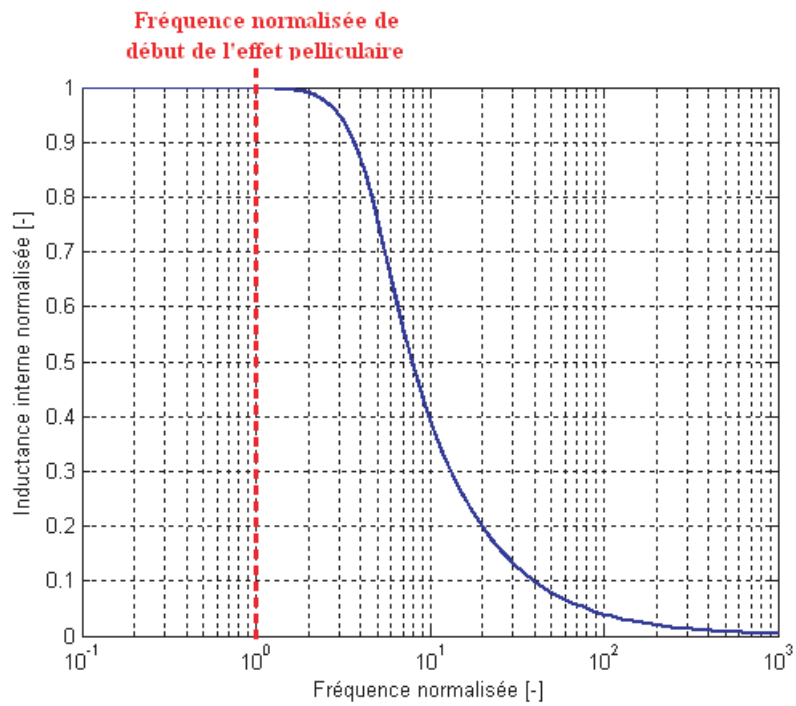


FIG. 3.6: Inductance interne linéique normalisée.

La fréquence f_{se} sous cette forme normalisée prend une valeur constante de $f_{se\,norm} = 1$, la *fréquence normalisée de début de l'effet pelliculaire*.

Pour une fréquence normalisée au-dessous de cette limite, l'effet pelliculaire n'influence pratiquement pas la distribution de la densité de courant dans la section du fil. Nous pouvons négliger l'effet pelliculaire dans ces cas.

Il est intéressant de remarquer que pour une fréquence normalisée de $f_{se\,norm} = 1$, la profondeur de pénétration correspond exactement à $\delta = 2$ fois le rayon du fil. Nous pouvons énoncer ainsi une règle dans l'application du modèle analytique modélisant l'effet pelliculaire :

"Nous pouvons négliger l'effet pelliculaire si le rayon de la section du fil est au maximum égal à 1/2 de la profondeur de pénétration, autrement dit que sa fréquence normalisée soit au maximum égale à 1".

Si nous reprenons l'exemple d'un fil de rayon $a = 0.05$ mm à une fréquence de 10.77 Hz, nous constatons que sa fréquence normalisée est de 0.005, beaucoup plus petite de la limite à 1. Par contre, à cette même fréquence, un fil de rayon $a = 10$ mm aura une fréquence normalisée de 1 qui correspond juste à la limite de perceptibilité de l'effet pelliculaire. A la fréquence de 431 kHz, nous aurons une fréquence normalisée de 1 pour un rayon $a = 0.05$ mm alors que pour le rayon $a = 10$ mm la fréquence normalisée sera de 200 et l'effet pelliculaire sera extrêmement présent.

3.3 Exemple applicatif

Au chapitre 2.5.2 nous avons analysé le comportement d'un transformateur sans fer (Fig. 2.29). Nous avons déterminé la puissance active sur la charge et le rendement du transformateur en fonction de la résistance de l'enroulement primaire en oubliant expressément de spécifier comment en pratique nous pouvons faire varier cette résistance.

Le choix du matériau constituant le fil de bobinage ou la variation du diamètre de ce dernier sont deux de ces solutions. Si le choix du matériau nous restreint le champ d'action à quelques matériaux utilisés pour la fabrication de bobines, la variation du diamètre du fil du bobinage implique des variations des inductances propre et mutuelle.

La relativement haute fréquence de travail rend ce système sensible à l'effet pelliculaire. Une solution pour varier la résistance du primaire est d'utiliser cet effet pelliculaire en choisissant judicieusement la fréquence d'alimentation. Une variation de cette fréquence implique une variation des valeurs de tous les composants du schéma électrique équivalent du transformateur sans fer (Fig. 2.5).

Au chapitre 2.5.2 nous avons choisi arbitrairement une fréquence d'alimentation de 100 kHz sans considérer, dans notre analyse, l'existence d'un effet pelliculaire. L'utilisation du cuivre de diamètre 1.5 mm pour les deux enroulements, impose une fréquence normalisée $f_{se\,norm}$ de 7.23 et l'effet pelliculaire ne peut pas être négligé.

Une analyse de la puissance active sur la charge et du rendement du transformateur en fonction de la fréquence d'alimentation, en adaptant l'impédance de charge, nous permet d'obtenir, pour ces deux caractéristiques, leurs valeurs maximales.

Nous traitons les deux mêmes cas d'adaptation d'impédance de charge qu'au chapitre 2.5.2 :

cas a : Une impédance de charge assurant le maximum du rendement du transformateur sans fer (chapitre 6) est utilisée.

cas b : Une impédance de charge équivalente au conjugué complexe de l'impédance de Thévenin Z_{Th} (2.26) est placée au secondaire (chapitre 6).

La Fig. 3.7 montre les rendements du transformateur sans fer en fonction de la fréquence d'alimentation pour ces deux cas de figures. A basses fréquences la tension induite au secondaire est très faible et le rendement dans les deux cas tend vers zéro. En augmentant la fréquence, la chute de tension sur la réactance de champ principal augmente et un effet transformateur est créé. La valeur maximale théorique du rendement de 1 (*cas a*) et 0.5 (*cas b*) (chapitre 6) est atteinte pour des fréquences tendant vers l'infini.

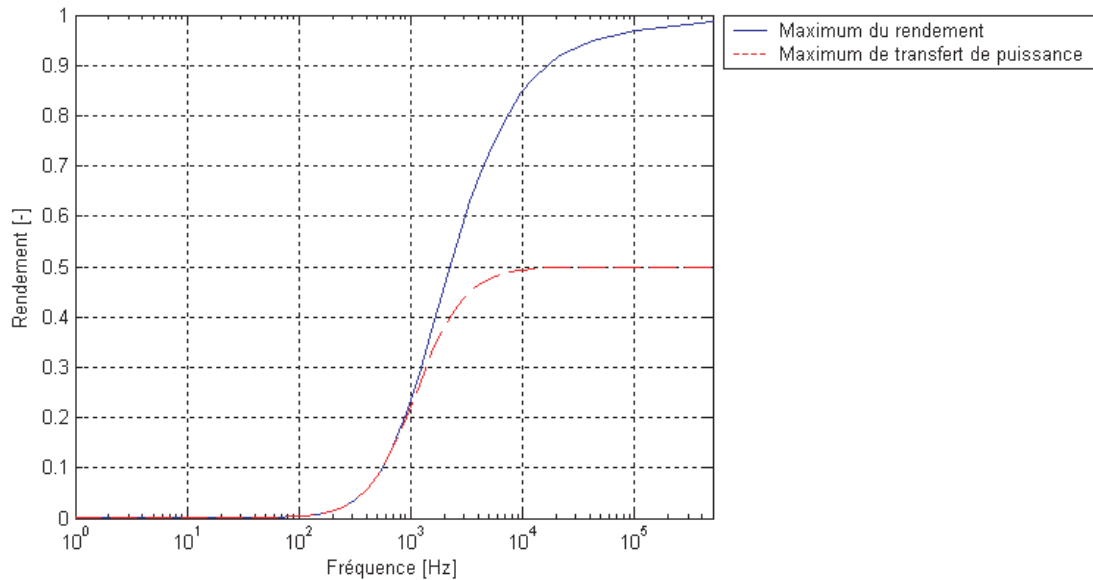


FIG. 3.7: Rendements du transformateur sans fer.

La Fig.3.8 montre les puissances actives sur les deux impédances de charges. Si pour des hautes fréquences nous avons vu que les rendements sont très élevés, il n'en est pas de même pour les puissances actives qui tendent vers zéro à cause de l'effet pelliculaire.

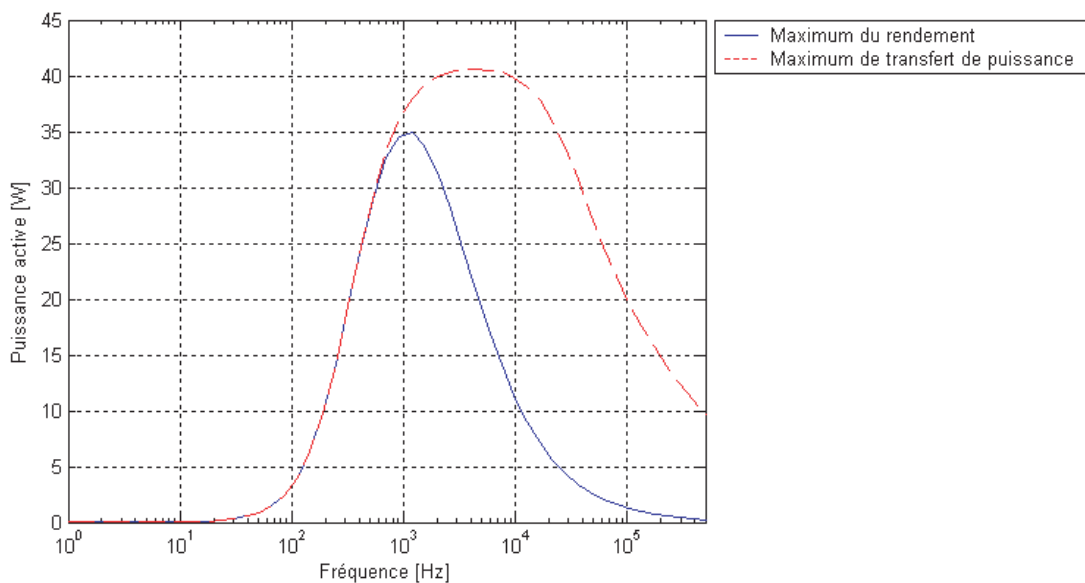


FIG. 3.8: Puissances actives du transformateur sans fer.

Nous nous retrouvons dans la même situation qu'au chapitre 2.5.2 où la recherche d'un optimum dans l'adaptation de l'impédance de charge par rapport au maximum de transfert de puissance active et de rendement s'impose (chapitre 6).

La fig. 3.9 montre la puissance active par rapport à une adaptation de l'impédance de charge au *cas b* avec et sans l'introduction de l'effet pelliculaire dans les modèles analytiques discrétisés développés au chapitre 2. Dès que nous travaillons à des relativement hautes fréquences, l'effet pelliculaire ne peut pas être négligé.

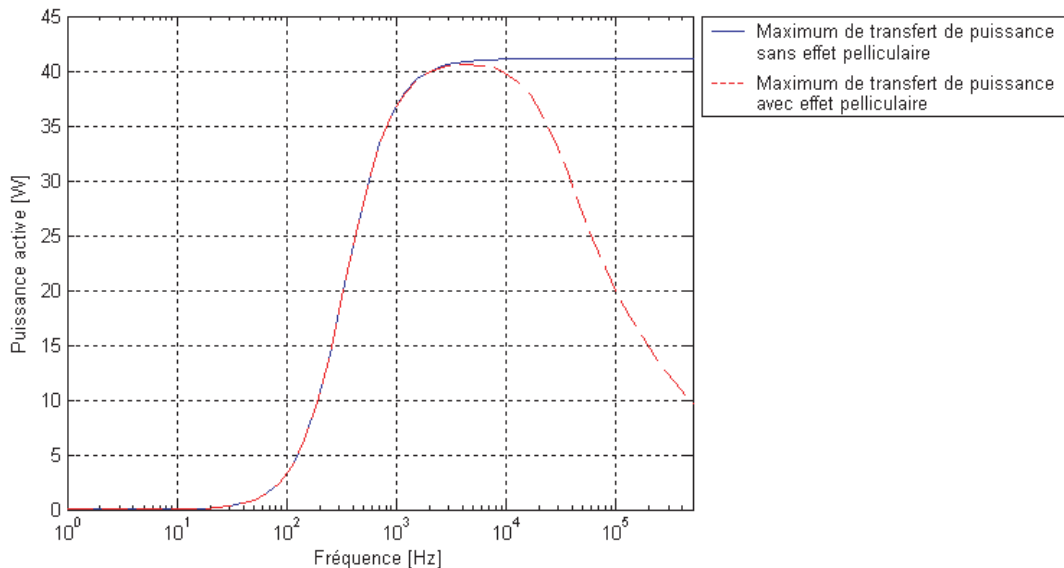


FIG. 3.9: Puissances actives du transformateur sans fer avec et sans effet pelliculaire.

3.4 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence l'effet pelliculaire. Son influence peut être importante, surtout pour des systèmes de transmission d'énergie sans contact fonctionnant à hautes fréquences. Dans des cas où la section du fil utilisée est grande, l'effet pelliculaire n'est pas négligeable déjà à basses fréquences.

Les deux principales conséquences de l'effet pelliculaire sont une augmentation de la résistance du fil et une diminution de l'inductance propre due à la diminution de l'inductance interne. Si la diminution de l'inductance interne est dans la majorité des cas négligeable, il n'en est pas de même pour l'augmentation de la résistance. En effet l'erreur relative provoquée par l'inductance interne peut être quantifiée à un maximum d'environ 10%, vu sa petite influence sur l'inductance propre de la bobine.

Par contre l'effet pelliculaire peut multiplier la résistance d'un facteur 10, 100 ou 1000. Les conditions pour négliger l'effet pelliculaire doivent être soigneusement étudiées. Nous avons identifié ces conditions et nous les avons exprimées sous forme d'une seule règle.

L'augmentation de la résistance provoque, comme conséquence directe, une augmentation des pertes Joule qui, mis à part une dégradation du rendement total de l'actionneur intégré, peut amener à des dérives thermiques.

La modélisation de l'effet pelliculaire nous permet d'améliorer les modèles développés au chapitre 2 en vue des études d'optimisation que nous développerons par la suite.

Chapitre 4

EFFET DE PROXIMITE

Le terme "effet pelliculaire" est utilisé pour identifier une distribution de courant non-uniforme dans un conducteur isolé. Au chapitre 3 nous avons analysé cet effet dans un seul fil droit de longueur infinie. Le modèle développé nous permet de déterminer la résistance et l'inductance interne linéiques.

Cependant, le rapprochement de plusieurs conducteurs produit une interaction entre les champs d'induction magnétique de chaque fil créant une déformation de la densité de courant dans leur section. Cette déformation se traduit par une modification de leurs résistance et inductance interne linéiques.

Ce phénomène est présent à toutes les fréquences et il est connu sous le nom d'*effet de proximité*.

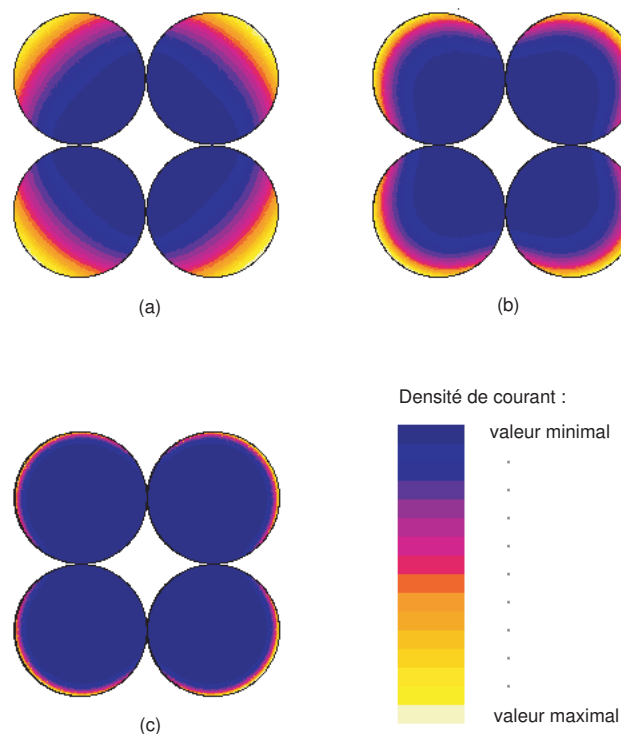


FIG. 4.1: Densité de courant dans les sections de 4 fils circulaires de rayon $a = 10$ mm, espacés de 0.1 mm, obtenue par simulation à éléments finis, pour une fréquence : (a) DC, (b) 1 kHz et (c) 10 kHz.

Dans ce chapitre nous analysons ce phénomène dans le but d'intégrer cet effet aux modèles jusqu'ici développés et ainsi augmenter leur précision.

4.1 Modélisation de l'effet de proximité

A cause de la complexité des géométries des bobines et de l'interaction de ses conducteurs il est difficile de pouvoir développer un modèle analytique général pour la détermination de la résistance et de l'inductance interne linéiques d'une bobine soumise à des effets pelliculaire et de proximité. Plusieurs méthodes ont été développées pour la détermination de la résistance linéique dans des fils à section circulaire [32], [33], [34], [35], [36], [37], la plupart d'entre eux introduisent un facteur correctif lié à la géométrie des bobines.

Une modélisation plus générale de l'effet pelliculaire et de proximité par une modélisation dite "1-D" remonte aux années 1940 [38]. En remplaçant chaque couche de fils constituant une bobine par une feuille conductrice ayant une section équivalente à l'ensemble des sections circulaires des conducteurs, et en faisant l'hypothèse que le vecteur de l'intensité de champ magnétique externe soit parallèle aux surfaces de ces feuilles, la résistance linéique peut être exprimée par une solution analytique [39] (Fig. 4.2).

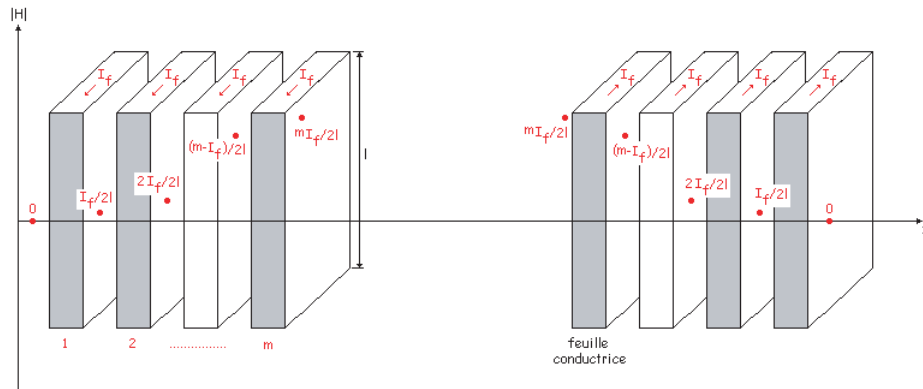


FIG. 4.2: Conditions aux bornes pour l'intensité du champ magnétique \vec{H} .

En 1966 Dowell utilise cette solution analytique remplaçant chaque feuille conductrice par un ensemble de conducteurs de section carrée ayant la même section que les conducteurs circulaires, introduisant un facteur appelé "facteur de porosité" prenant en considération l'espacement entre les fils d'une couche, permettant de développer un modèle dit "2-D" [40] (Fig. 4.3). Ferreira en 1994, remplace les conducteurs carrés par des conducteurs de section circulaire utilisant les fonctions de Bessel pour décrire la solution analytique de l'intensité de champ magnétique d'un seul conducteur circulaire isolé soumis à un champ d'induction magnétique externe uniforme [41], [42], [43] (Fig. 4.3).

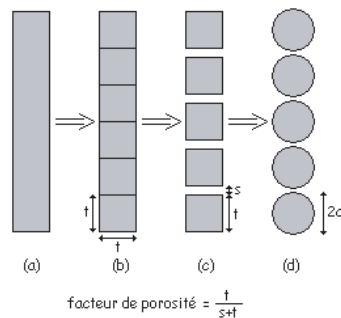


FIG. 4.3: Représentation des modifications pour les modèles de Dowell et Ferreira. (a) Feuille conductrice, (b) Feuille constituée de conducteurs carrés, (c) Conducteurs carrés espacés, (d) Conducteurs circulaires de surface équivalente.

Ces deux modèles sont actuellement les plus utilisés, bien que s'appuyant sur les hypothèses faites dans les années 1940. En effet, ils considèrent de manière erronée la direction du vecteur de l'intensité de champ magnétique externe. Seul le placement d'un noyau ferromagnétique au coeur de chaque bobine réduit leur erreur [44]. Dans le cas d'un actionneur intégré sans fer ces modèles ne sont pas utilisables.

Ferreira, qui a travaillé sur des applications pratiques de cette approche, explique en effet que pour la plupart des inducteurs que nous retrouvons dans la pratique, le modèle ne peut pas être utilisé pour le calcul de la résistance [41], [42].

Une analyse par éléments finis d'une bobine composée de 100 spires regroupées en 10 couches de 10 fils de rayon $a = 10$ mm et à une distance inter-fil $d = 0.1$ mm (distance entre la surface externe de deux fils adjacents, Fig. 4.4) permet de démontrer que le vecteur de l'intensité de champ magnétique au milieu de l'inter-fil n'est absolument pas parallèle aux surfaces des fils, ni qu'il décroît de manière linéaire en s'éloignant du coeur de la bobine, modifiant ainsi très fortement la résistance effective du bobinage (annexe C).

Pour le calcul de l'inductance interne linéique soumise aux effets pelliculaire et de proximité nous ne retrouvons, dans la littérature, aucun modèle développé.

Dans le but de modéliser la résistance et l'inductance interne linéiques dans une bobine soumise à l'effet pelliculaire et de proximité, nous avons effectué plusieurs analyses à éléments finis (Flux 2D) en utilisant plusieurs structures d'enroulement de manière à couvrir les différents domaines d'application de presque tous les actionneurs intégrés. Le domaine des simulations effectuées est donné au Tableau 4.1 :

Rayon a	dès 0.05 mm à 10 mm
Inter-fil d	dès 0.1 mm à 10 mm
Nb. de fils par couche n	dès 2 à 100
Nb. de couches m	dès 1 à 100

TAB. 4.1: Domaine d'analyse effectué par simulation à éléments finis

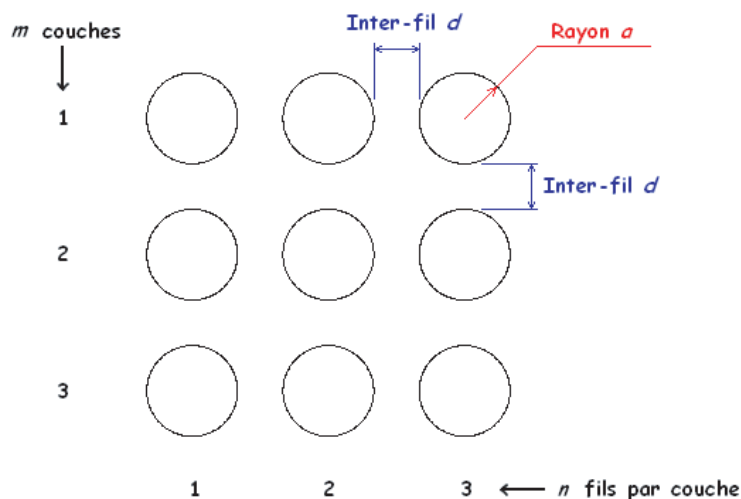


FIG. 4.4: Structure d'une section de bobine de 9 spires, disposées en 3 couches de 3 fils chacune.

Les limites du programme à éléments finis employé nous a obligés à limiter l'analyse à un nombre de surfaces équivalentes à 1200. Ce qui revient, par exemple, à une surface d'enroulement de $40 \cdot 30$ ou $12 \cdot 100$ fils. Par interpolation des résultats obtenus, nous avons extrapolé les valeurs pour une surface d'enroulement jusqu'à $100 \cdot 100$ fils de manière à couvrir l'ensemble des configurations possibles de bobinage d'un actionneur intégré.

Convention et appellations adoptées dans l'analyse de l'effet de proximité

Dans l'analyse des modèles de la résistance et de l'inductance interne soumises à l'effet de proximité combiné à l'effet pelliculaire et dans la comparaison avec les modèles développés au chapitre 3, considérant seulement l'effet pelliculaire, les conventions suivantes sont utilisées :

- l'indice " se " (*Skin effect*) est utilisé pour se référer à un modèle considérant seulement l'effet pelliculaire ;
- l'indice " pe " (*Proximity effect*) est utilisé pour se référer à un modèle considérant l'effet pelliculaire combiné à l'effet de proximité.

Et :

- " Li'_{se} " est le modèle de l'inductance interne linéique soumise seulement à l'effet pelliculaire ;
- " R'_{se} " est le modèle de la résistance linéique soumise seulement à l'effet pelliculaire ;
- " f_{se} " est la fréquence de début de l'effet pelliculaire pour l'inductance interne linéique " Li'_{se} " et la résistance linéique " R'_{se} " ;
- " Li'_{pe} " est le modèle de l'inductance interne linéique soumise à l'effet pelliculaire et de proximité ;
- " R'_{pe} " est le modèle de la résistance linéique soumise à l'effet pelliculaire et de proximité ;
- " $f_{Li'_{pe}}$ " est la fréquence de début de l'influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance interne linéique " Li'_{pe} " ;
- " $f_{R'_{pe}}$ " est la fréquence de début de l'effet pelliculaire et de proximité pour la résistance linéique " R'_{pe} ".

4.1.1 Modélisation de l'inductance interne linéique

Dans la détermination de l'inductance interne linéique, nous avons observé, suite aux simulations par éléments finis, les comportements suivants :

- en augmentant le rayon a du fil et en maintenant la distance inter-fil d constante, l'inductance interne linéique augmente sa valeur à fréquence zéro ;
- sous ces mêmes contraintes, le début d'influence de la fréquence sur la valeur de l'inductance interne linéique est anticipé ;
- à rapport a/d constant l'inductance interne linéique reste aussi constante à fréquence zéro ;
- ces phénomènes sont d'autant plus importants que n et m sont élevés.

Ces considérations et la comparaison avec le modèle de l'inductance interne linéique influencée seulement par l'effet pelliculaire (Li'_{se}) (3.4), nous ont permis de modéliser l'inductance interne linéique sous influence de l'effet pelliculaire et de l'effet de proximité (Li'_{pe}) en introduisant dans le modèle Li'_{se} (3.4) deux coefficients :

- le coefficient de valeur maximale $\alpha_{pe} = f(a, d, n, m)$ qui multiplie la valeur de l'inductance interne linéique ;
- le coefficient de variation fréquentielle $\beta_{pe} = f(n, m)$ qui multiplie la valeur de la fréquence f .

Le modèle Li'_{pe} prend la forme suivante :

$$Li'_{pe} = \alpha_{pe} \frac{k''}{2\pi a \sigma \omega \beta_{pe}} \frac{ber' k'' a ber' k'' a + bei' k'' a bei' k'' a}{(ber' k'' a)^2 + (bei' k'' a)^2} \quad (4.1)$$

où $k'' = \sqrt{\omega \mu \sigma \beta_{pe}}$

Les fonctions constituant ces deux coefficients α_{pe} et β_{pe} sont décrites à l'annexe B.

4.1.2 Modélisation de la résistance linéique

Avec la même façon de procéder que pour l'inductance interne linéique, nous avons observé, suite aux simulations par éléments finis, les comportements suivants de la résistance linéique :

- en augmentant la distance inter-fil d et en maintenant le rayon a du fil constant, le début d'influence de la fréquence sur la valeur de la résistance linéique est repoussé ;
- sous ces mêmes contraintes, le début d'influence de la fréquence sur la valeur de la résistance linéique est d'autant plus anticipé que le rayon a est de petite valeur ;
- en augmentant le rayon a du fil, la résistance linéique diminue sa valeur à fréquence zéro ;
- sous ces mêmes contraintes, le début d'influence de la fréquence sur la valeur de la résistance linéique est anticipé ;
- ces phénomènes sont d'autant plus importants que n et m sont élevés.

La comparaison avec le modèle de la résistance linéique influencée seulement par l'effet pelliculaire (R'_{se}) (3.3), nous a permis de modéliser la résistance interne linéique sous influence de l'effet pelliculaire et de l'effet de proximité (R'_{pe}).

Nous avons repris la fonction du "facteur de proximité" utilisée par Ferreira [41], [42] et nous l'avons modifiée en introduisant un coefficient de variation fréquentielle $\gamma_{pe} = f(a, n, m)$ qui multiplie la valeur de la fréquence f et nous avons substitué le facteur multiplicatif par un coefficient de valeur maximale $\zeta_{pe} = f(a, d, n, m)$.

Nous obtenons ainsi une "fonction correctrice" ν_{pe} :

$$\nu_{pe} = \zeta_{pe} k''' a \frac{ber_2 k''' a ber' k''' a + bei_2 k''' a bei' k''' a}{(ber k''' a)^2 + (bei k''' a)^2} \quad (4.2)$$

où :

- $k''' = \sqrt{\omega \mu \sigma \gamma_{pe}}$;
- ber_2 et bei_2 sont la partie réelle et imaginaire de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 2.

Les fonctions constituant ces deux coefficients ζ_{pe} et γ_{pe} sont décrites à l'annexe B.

Cette "fonction correctrice" ν_{pe} est additionnée au modèle R'_{se} (3.3) pour obtenir le modèle R'_{pe} :

$$R'_{pe} = \nu_{pe} + \frac{k'}{2\pi a \sigma} \frac{ber k' a bei' k' a - bei k' a ber' k' a}{(ber' k' a)^2 + (bei' k' a)^2} \quad (4.3)$$

4.2 Analyse par éléments finis

Dans un premier temps nous analysons un cas typique de structure de bobinage représentatif du domaine d'application des modèles composés par $10 \cdot 10$ fils isolés par une gaine d'épaisseur 0.05 mm (annexe C).

La Fig. 4.5 montre la comparaison entre résistance linéique calculée par le modèle analytique (4.3) et celle trouvée par le modèle à éléments finis en fonction de la fréquence d'alimentation et du rayon du fil.

Par rapport aux résistances linéiques calculées par le modèle R'_{se} (3.3), nous constatons, dans ce cas, une influence anticipée de la fréquence sur la résistance linéique. Nous avons un facteur 100 entre la fréquence du début de l'effet pelliculaire (f_{se}) (Fig. 3.3) et son équivalent, la *fréquence de début de l'effet de proximité et pelliculaire* $f_{R'_{pe}}$.

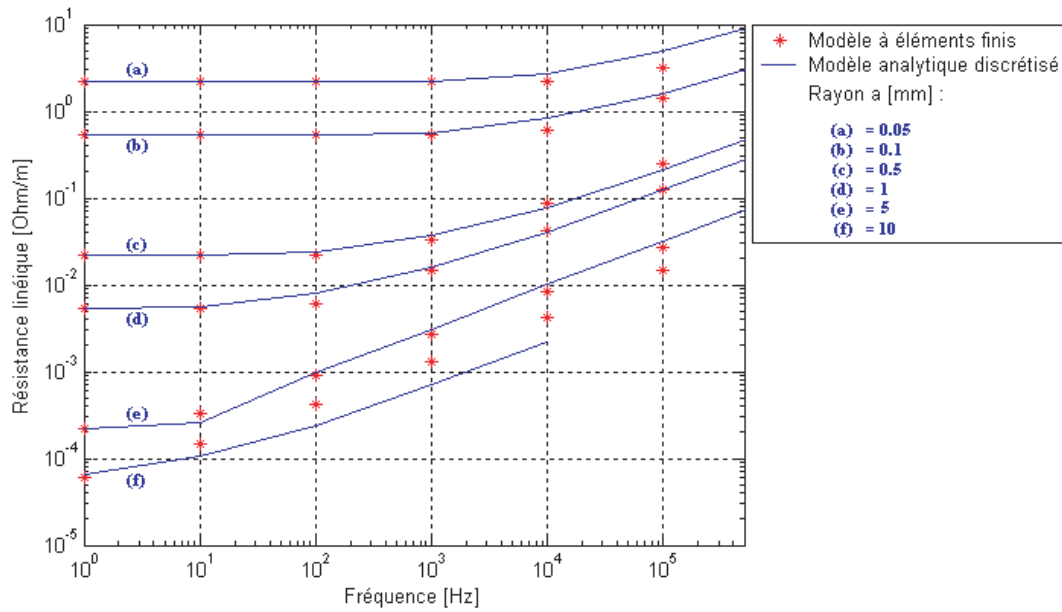


FIG. 4.5: Résistance linéique.

Dans des fils de grands diamètres et déjà à des fréquences très faibles, la présence de l'effet de proximité est très visible sur la résistance de la bobine. Dans cet exemple, pour un fil de rayon $a = 10$ mm, l'effet de proximité multiplie la résistance d'un facteur 4 à 100 Hz.

La Fig. 4.6 montre la comparaison entre l'inductance interne linéique calculée par le modèle analytique et celle trouvée par le modèle à éléments finis en fonction de la fréquence d'alimentation et du rayon du fil.

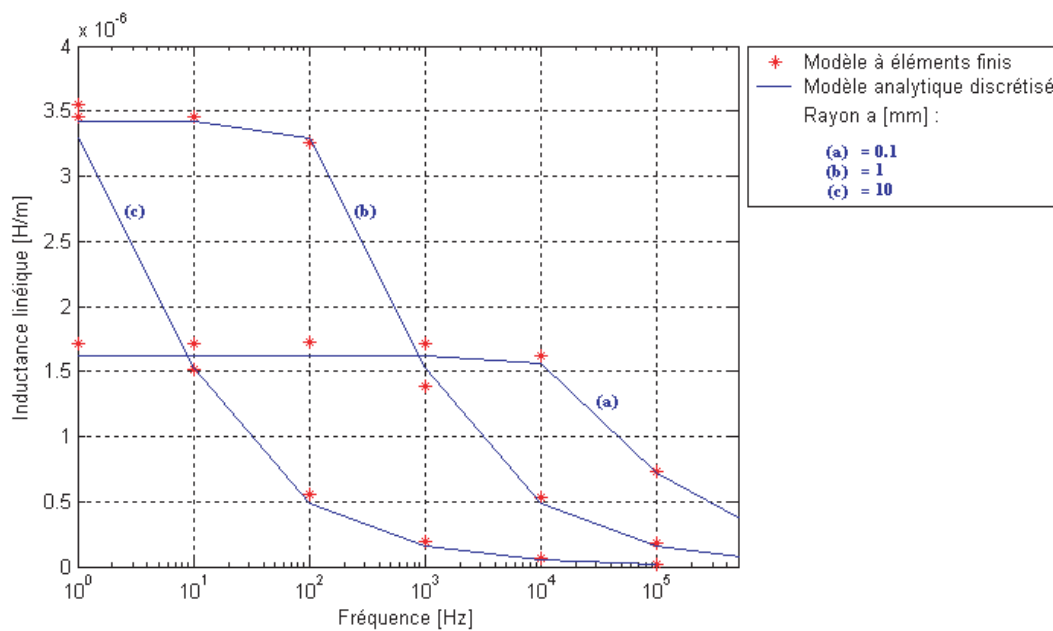


FIG. 4.6: Inductance interne linéique.

Dans le cas de l'inductance interne linéique, une très grande différence par rapport au modèle Li'_{se} (3.4) est constituée par la valeur de l'inductance linéique DC qui n'est plus constante (Fig. 4.6). De valeur plus grande, elle varie par rapport au nombre de fils $n \cdot m$ constituant l'enroulement et le quotient a/d . Pour un rayon $a = 1$ mm, nous avons une inductance interne linéique DC multipliée par un facteur d'environ 70. La $f_{Li'_{pe}}$ est fonction du rayon a . Plus la section du fil est grande plus cette fréquence est faible. Pour un rayon $a = 10$ mm, l'effet de la fréquence sur l'inductance interne linéique est déjà très présent à 1 Hz. Une bobine de $100 \cdot 100$ fils de rayon $a = 10$ mm et un inter-fil $d = 0.1$ mm, voit son inductance interne linéique augmenter d'un facteur d'environ 1100.

Les Fig. 4.7 et 4.8 proposent, une représentation de l'effet de proximité et pelliculaire sous forme "normalisée". En ordonnée nous avons la résistance linéique normalisée (3.12) ou l'inductance interne linéique normalisée (3.13), en abscisse la fréquence normalisée (3.14).

Pour les modèles R'_{se} et Li'_{se} , toutes les courbes de la résistance et de l'inductance interne linéiques sont regroupables en seulement deux courbes normalisées (Fig. 3.5 et 3.6). Dans les modèles R'_{pe} et Li'_{pe} la structure du bobinage influence ces valeurs produisant une paramétrisation des courbes normalisées en fonction de a , d , n et m .

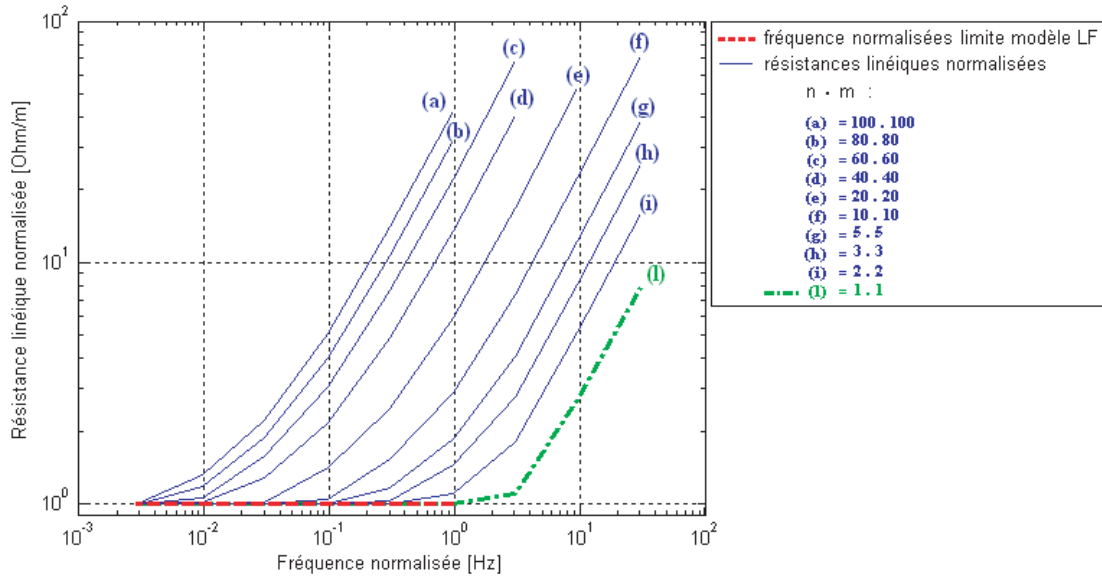


FIG. 4.7: Résistance linéique normalisée, $a = 0.1$ mm, $d = 0.1$ mm.

A fréquence nulle, la résistance linéique maintient sa valeur DC. Dès que la fréquence normalisée de début de l'effet de proximité et pelliculaire $f_{R'_{pe}norm}$ est dépassée, sa valeur augmente. Si pour le modèle R'_{se} cette fréquence normalisée est fixe à $f_{se}norm = 1$, pour le modèle R'_{pe} elle varie en fonction de a , d , n et m :

$$f_{R'_{pe}norm} = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{(1+a)\gamma_{pe}}{1+d}}} \quad (4.4)$$

où γ_{pe} est la fonction décrite à l'annexe B.

L'équation 4.5 permet de calculer la fréquence correspondant à cette fréquence normalisée :

$$f_{R'_{pe}} = \frac{1}{4} \frac{1}{a^2 \left(1 + \sqrt{\frac{(1+a)\gamma_{pe}}{1+d}} \right)^2 \pi \mu_0 \sigma} \quad (4.5)$$

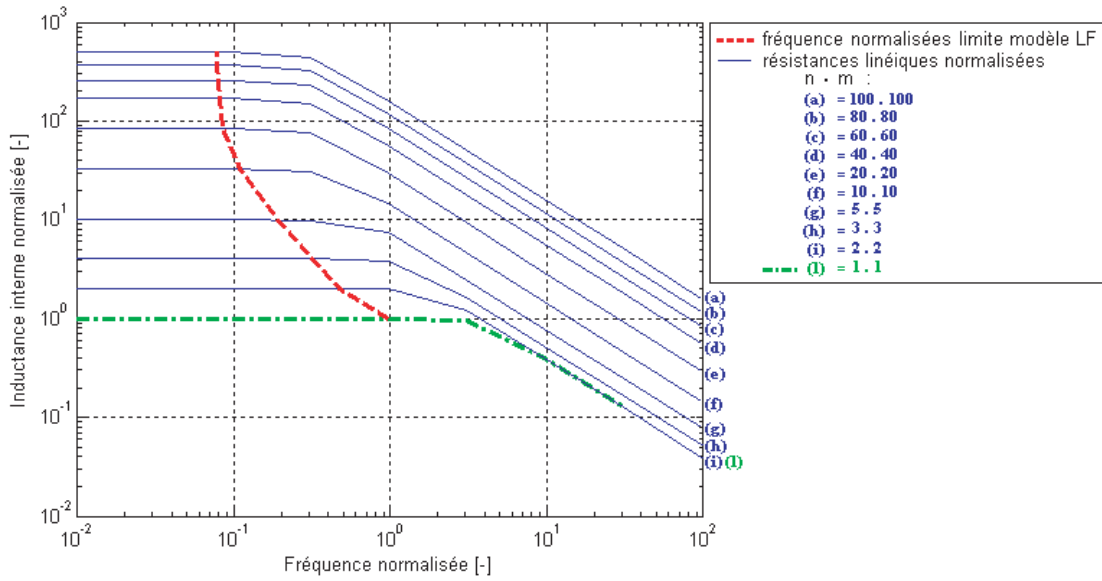


FIG. 4.8: Inductance interne linéique normalisée, $a = 0.1$ mm, $d = 0.1$ mm.

La représentation de l'inductance interne linéique sous forme normalisée nous permet d'observer d'un côté la variation de sa valeur DC et de l'autre celle de la fréquence $f_{Li'_{pe}norm}$.

Comme pour la résistance linéique normalisée, la $f_{se}norm$ est égale à 1 si nous analysons un seul fil isolé. Dans le modèle Li'_{pe} , elle varie en fonction de n et m :

$$f_{Li'_{pe}norm} = \frac{1}{\sqrt{\beta_{pe}}} \quad (4.6)$$

où β_{pe} est la fonction décrite à l'annexe B.

L'équation 4.7 permet de calculer la fréquence correspondant à cette fréquence normalisée :

$$f_{Li'_{pe}} = \frac{1}{4} \frac{1}{a^2 \beta_{pe} \pi \mu_0 \sigma} \quad (4.7)$$

4.3 Modèle simplifié pour basses fréquences normalisées

Même s'il est utilisable sur une plage de fréquence limitée, avoir à disposition un modèle simplifié du calcul de la résistance et inductance interne linéiques peut être intéressant. Nous avons développé un modèle applicable seulement à des basses fréquences normalisées.

L'équation 4.5 nous permet de déterminer une fréquence limite pour le calcul de la résistance linéique. Pour toute fréquence d'alimentation de valeur inférieure, l'équation classique de la résistance linéique à densité de courant uniforme est applicable.

De même, l'équation 4.7 nous permet de déterminer une fréquence limite pour le calcul de l'inductance interne linéique. Pour toute fréquence d'alimentation de valeur inférieure, nous avons une inductance interne linéique constante. L'équation B.1 permet de calculer cette valeur.

4.4 Exemple applicatif

4.4.1 Transformateur sans fer

Au chapitre 2.5.2 nous avons analysé le comportement d'un transformateur sans fer (Fig. 2.29) en déterminant sa puissance active sur la charge et son rendement en fonction de la résistance de l'enroulement primaire.

Au chapitre 3.3 nous avons intégré les modèles R'_{se} et Li'_{se} pour faire varier la résistance du primaire en choisissant judicieusement la fréquence d'alimentation. Dans l'utilisation des modèles R'_{se} et Li'_{se} , l'influence de la structure de l'enroulement sur les caractéristiques résistive et inductive du bobinage n'est pas considérée.

Au chapitre 2.5.2 nous avons choisi arbitrairement une fréquence d'alimentation de 100 kHz sans considérer dans notre analyse ni l'existence d'un effet pelliculaire ni celle d'un effet de proximité. Au chapitre 3.3 nous avons vérifié qu'effectivement, en utilisant du cuivre de diamètre 1.5 mm pour les deux enroulements, l'effet pelliculaire ne peut pas être négligé à cette fréquence.

Une analyse de l'effet de proximité démontre que déjà à cette fréquence, les caractéristiques électromagnétiques du transformateur sans fer sont influencées. La fréquence $f_{R'_{pe}}$ pour la résistance linéique (4.5) est d'environ 46 Hz pour le primaire et de 94 Hz pour le secondaire. Alors que pour l'inductance interne linéique (4.7), la fréquence $f_{Li'_{pe}}$ est d'environ 188 Hz pour le primaire et de 504 Hz pour le secondaire.

Nous reprenons l'analyse effectuée au chapitre 3.3 pour calculer la puissance active maximale sur la charge et le rendement maximal du transformateur en fonction de la fréquence d'alimentation en adaptant l'impédance de charge. Nous traitons les mêmes cas d'adaptation d'impédance de charge qu'au chapitre 2.5.2 :

cas a : Une impédance de charge assurant le maximum du rendement du transformateur sans fer (chapitre 6) est utilisée.

cas b : Une impédance de charge équivalente au conjugué complexe de l'impédance de Thévenin \underline{Z}_{Th} (2.26) est placée au secondaire (chapitre 6).

La fig. 4.9 montre le rendement par rapport à une adaptation de l'impédance de charge au cas a. Dès que nous travaillons à des fréquences relativement hautes, l'effet pelliculaire ne peut pas être négligé. L'effet de proximité est présent dans le primaire déjà à partir de 46 Hz et à 100 kHz. Le rendement vaut 98.5%, puis 95% en considérant les deux effets additionnés.

La fig. 4.10 montre la puissance active par rapport à une adaptation de l'impédance de charge au cas b. Comme pour le maximum du rendement, l'effet de proximité additionné à l'effet pelliculaire réduisent la puissance active sur la charge. Dans ce cas, la puissance active sur la charge, à 100 kHz, passe d'environ 41.1 W en ne considérant ni l'effet pelliculaire ni l'effet de proximité à environ 13.6 W en considérant les deux effets additionnés.

Si nous considérons seulement l'effet pelliculaire, le maximum de puissance active, présent à environ 4430 Hz, correspond presque à la valeur obtenue par le modèle simple, sans effet pelliculaire ni de proximité. L'effet pelliculaire est très faible, avec une fréquence normalisée de 1.52. Son influence sur les caractéristiques électromagnétiques du transformateur sans fer est extrêmement réduite.

Par contre à la fréquence de 4430 Hz le modèle complet, avec les deux effets additionnés, influence beaucoup les caractéristiques du transformateur sans fer. Le maximum de puissance active sur la charge est réduit de 18.7 % et, très important dans une optique d'optimisation, il est déplacé à une fréquence d'environ 2015 Hz.

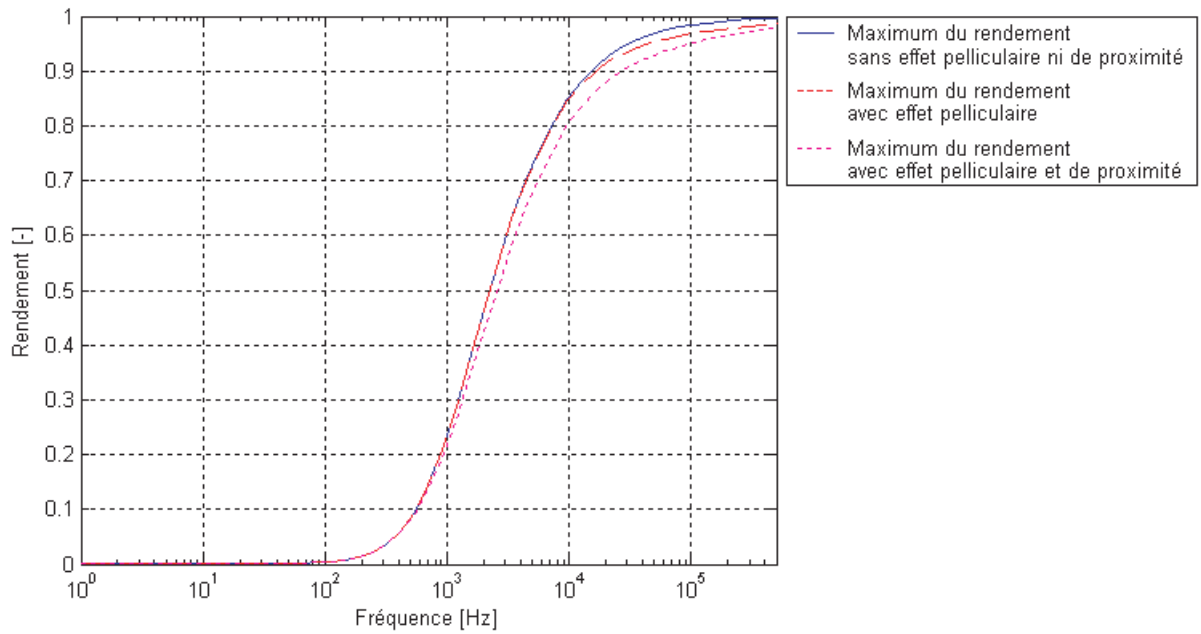


FIG. 4.9: Rendement du transformateur sans fer.

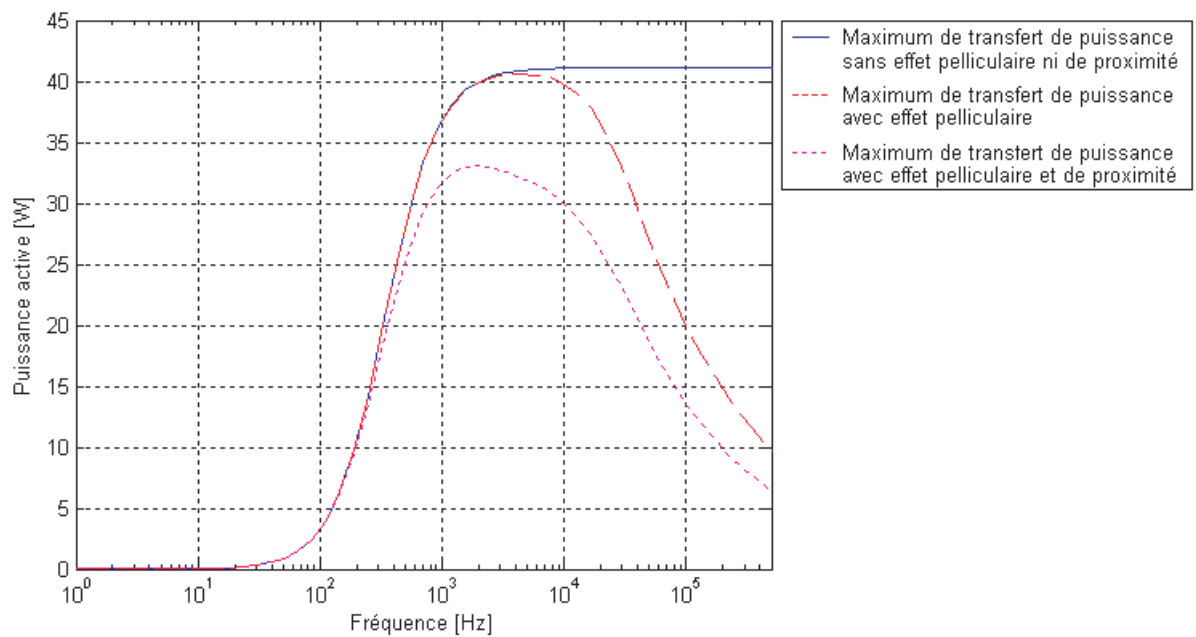


FIG. 4.10: Puissance active du transformateur sans fer.

4.4.2 Actionneur intégré biphasé à rotor externe

Au chapitre 2.5.1 nous avons analysé le comportement d'un actionneur intégré biphasé (Fig. 2.21). Nous avons déterminé les forces de translation selon les axes x, y et z et les couples sur ces mêmes axes. Par contre aucune analyse du rendement de l'actionneur n'a été effectuée.

Le rendement Joule η_j [25] nous permet de lier les caractéristiques magnétiques aux caractéristiques électriques de l'actionneur :

$$\eta_j = \frac{T \Omega}{T \Omega + R I^2} \quad (4.8)$$

Le rendement qui en résulte est extrêmement faible. Les causes sont à rechercher dans la structure de l'actionneur qui ne permet pas un couplage magnétique idéal et du fait d'une section du fil des enroulements extrêmement petite.

A la fréquence nominale de travail de l'actionneur de $f_{nom} = 500$ Hz, la fréquence normalisée $f_{se, norm}$ est de 0.034, l'effet pelliculaire est inexistant. Une analyse des fréquences limites de l'effet de proximité ($f_{R'_{pe}}, f_{L'_{pe}}$) nous indique que l'actionneur n'est pas influencé non plus par cet effet.

Même si la génération du couple utile sur l'axe z et le niveau de tension induite mesuré aux phases statoriques ont été correctement dimensionnés, une optimisation de l'actionneur du point de vue du rendement Joule s'impose (chapitre 7).

Une augmentation du diamètre du fil constituant les enroulements statoriques diminue les pertes Joule en augmentant ainsi le rendement.

La Fig. 4.11 montre le rendement Joule en fonction du rayon du fil des phases statoriques à la fréquence nominale de $f_{nom} = 500$ Hz.

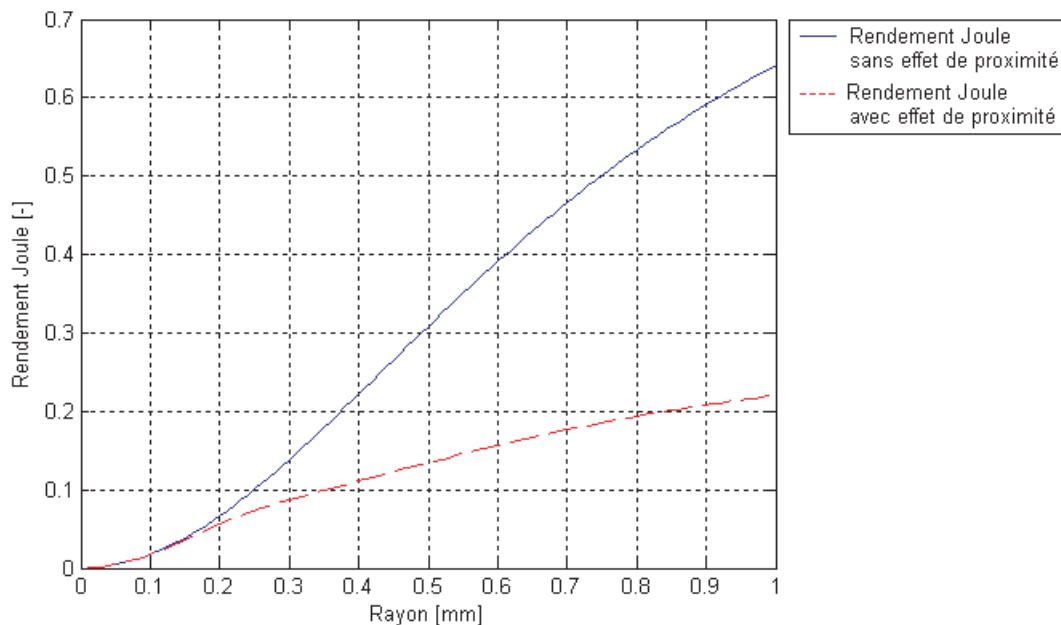


FIG. 4.11: Rendement joule en fonction du rayon du fil des enroulements.

L'effet de proximité intervient dans la valeur résistive de l'enroulement à partir d'un rayon de $a = 0.1$ mm. L'amélioration du rendement de l'actionneur intégré est ainsi limité par l'effet de proximité.

Il faut remarquer que l'augmentation du diamètre du fil des phases statoriques impose une modifica-

tion de leur géométrie. Cette modification a comme conséquence directe la modification des caractéristiques magnétiques de l'actionneur, couple utile et tension induite.

Une recherche d'un optimum entre rendement Joule et caractéristiques magnétiques de l'actionneur sera traitée au chapitre 7.

4.5 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence l'effet de proximité. Son influence peut être importante déjà à basses fréquences. L'analyse du rendement Joule en fonction du rayon du fil des phases statoriques (Fig. 4.11) dans l'analyse de l'actionneur intégré biphasé est un cas classique où l'effet de proximité ne peut pas être négligé. En effet, à la fréquence nominale de travail de 500 Hz et pour un rayon du fil du bobinage de $a = 1$ mm, ce rendement passe de 64.1% à 22.1%, soit une réduction d'un facteur de 2.9.

Une conséquence de l'effet de proximité est une plus grande influence de la fréquence sur la valeur de la résistance et de l'inductance interne. Cette influence se traduit par une augmentation de la valeur de la résistance et une diminution de l'inductance interne pour une fréquence normalisée inférieure à 1. Ce qui signifie qu'elles deviennent dépendantes de la fréquence d'alimentation de façon anticipée par rapport au modèles R'_{se} et Li'_{se} . La structure de l'enroulement détermine ce comportement.

Si la résistance maintient sa valeur DC à fréquence nulle, l'effet de proximité peut multiplier l'inductance interne DC d'un facteur 10, 100 ou 1000. Une structure du bobinage avec $a = 10$ mm, $d = 0.1$ mm, $m = 100$, $n = 100$ voit la valeur de son inductance interne DC multipliée de 1082 fois.

Alors que l'inductance interne sans effet de proximité est dans la majorité des cas négligeable, il n'en est pas de même dans un enroulement soumis à cet effet. L'erreur relative provoquée par l'inductance interne peut être quantifiée à un maximum d'environ 10% sur la valeur de l'inductance propre correspondante.

Les conditions pour négliger l'effet de proximité doivent être soigneusement étudiées. Nous avons identifié ces conditions et nous les avons exprimées sous forme de trois équations : (4.5) et (4.7) pour le calcul des fréquences limites d'influence de l'effet de proximité et pelliculaire et (B.1) pour le calcul de l'inductance interne DC.

La modélisation de l'effet de proximité nous permet d'améliorer les modèles développés au chapitre 2 en vue des études d'optimisation que nous développerons par la suite.

Chapitre 5

METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'ACTIONNEURS INTEGRES

Les modèles développés dans les chapitres précédents constituent les outils de base pour la conception d'actionneurs intégrés sans fer. Avant d'analyser les différentes étapes de la conception d'un actionneur intégré par l'intermédiaire de deux études de cas (système Iglus® et système Montrac®) il est important de décrire la méthodologie de conception utilisée [45], [46].

Dans l'analyse de ces deux systèmes, certain choix aboutissant aux solutions retenues peuvent être remis en question, aboutissant ainsi à des nouvelles variantes envisageables.

5.1 Actions et objectifs de la méthodologie

Dans le développement d'un système complexe, une analyse systématique par étapes de la problématique globale est nécessaire. Elle permet de concevoir plusieurs concepts et de les comparer entre eux de façon efficace. Il en découle une marche à suivre (Fig. 5.1) qui permet de simplifier la conception d'un actionneur intégré. La démarche proposée est composée de sept étapes :

- l'élaboration du cahier des charges général du système : dans cette première étape, nous retrouvons une énumération des contraintes du système complet. Il est nécessaire de connaître ces contraintes pour pouvoir choisir la solution à adopter entre celles dégagées dans la suite de la méthodologie. Leur importance dans la fonctionnalité du système global impose des critères de choix ;
- étude de divers systèmes existants : une étude de l'état de l'art permet de déterminer l'avancement de la recherche dans le domaine du système à concevoir permettant de caractériser chaque solution étudiée par ces avantages et inconvénients ;
- analyse fonctionnelle : permet de subdiviser de façon adéquate les différentes fonctions composant un système en sous-fonction de manière à analyser chacune d'entre elles en faisant abstraction du système complet. De cette façon la conception du système complet est réduite à l'étude de chaque sous-système ;
- propositions de nouvelles solutions : est une étape de synthèse, comprenant la génération et la proposition de nouvelles solutions pour chaque fonction partielle précédemment établie du système complet. Ces solutions, applicables aux différents sous-systèmes, doivent faire abstraction du système complet de façon à pouvoir être appliquées à d'autres systèmes utilisant les mêmes fonctions partielles. Dans cette étape, des discussions multidisciplinaires entre les différents spécialistes des domaines d'application et de développement du système analysé et l'analyse de systèmes existants permettent de synthétiser un maximum d'informations utiles et de dégager des idées les plus innovatrices possibles ;

- étude d'intégration des composants pour chaque concept : l'intégration des éléments composant le système complet modifie ses performances. Elle est traitée au paragraphe 5.3 ;
- modélisation paramétrique : la paramétrisation des divers composants du système permet la recherche d'un optimum global du système ;
- vérification des performances : après avoir déterminé le concept du système, la dernière phase du dimensionnement est la vérification des différentes caractéristiques énoncées dans le cahier des charges au début du processus de conception, par comparaison aux caractéristiques de la variante retenue.

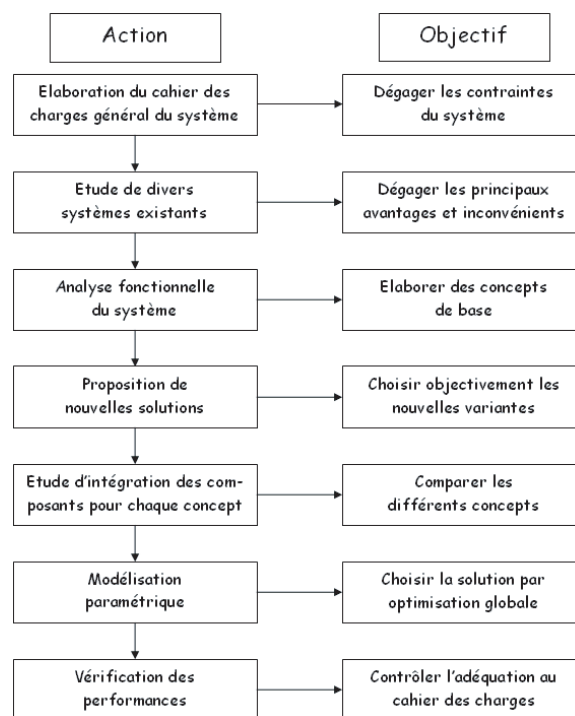


FIG. 5.1: Méthodologie générale de conception d'actionneurs intégrés.

5.2 Processus itératif de la démarche

Dans l'application de la méthodologie expliquée aux paragraphes précédents, un processus itératif permettant la remise en question des choix préalablement effectués dans la recherche d'un optimum global de plusieurs critères est obligatoire. Sans cette itérativité le choix effectué pourrait amener à des performances du système insuffisantes ou non optimales.

Une première itération permet, par l'intermédiaire de l'analyse fonctionnelle, une comparaison modulaire des sous-fonctions composant le système complet avec les sous-fonctions correspondantes dans des systèmes existants. Un bilan fonctionnel permet ainsi une comparaison ciblée des différentes fonctions réalisées. Un deuxième groupe d'itérations permet de réaliser les dimensionnements paramétriques utilisés dans la phase d'optimisation, tout en considérant l'aspect d'intégration des composants ainsi optimisés. Le troisième groupe d'itérations permet un retour aux étapes précédentes dans le cas où la vérification des performances du système obtenues et les contraintes de base sont incompatibles avec les consignes du cahier des charges.

Dans le but de donner une vision plus concrète de cette méthodologie de conception d'actionneurs intégrés, elle est appliquée à deux cas réels (système Montrac®, Fig. 5.2 et système Iglus®, Fig. 5.3) développés dans les chapitres suivants.

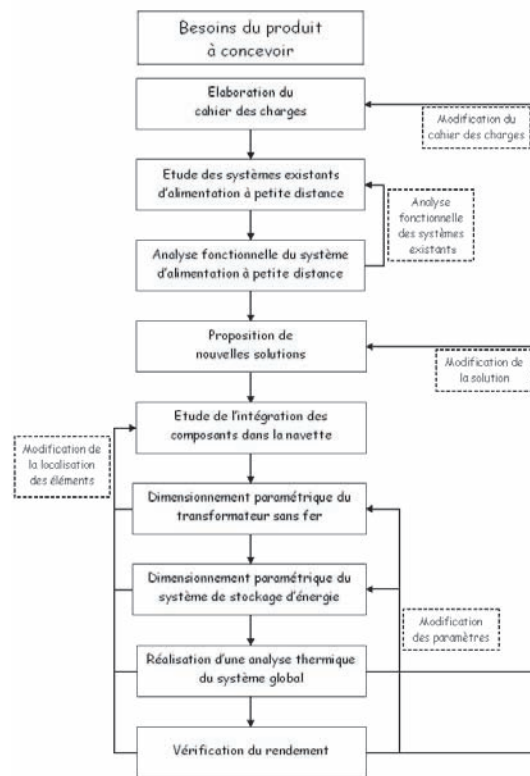


FIG. 5.2: Processus itératif de la démarche dans le cas du système Montrac®.

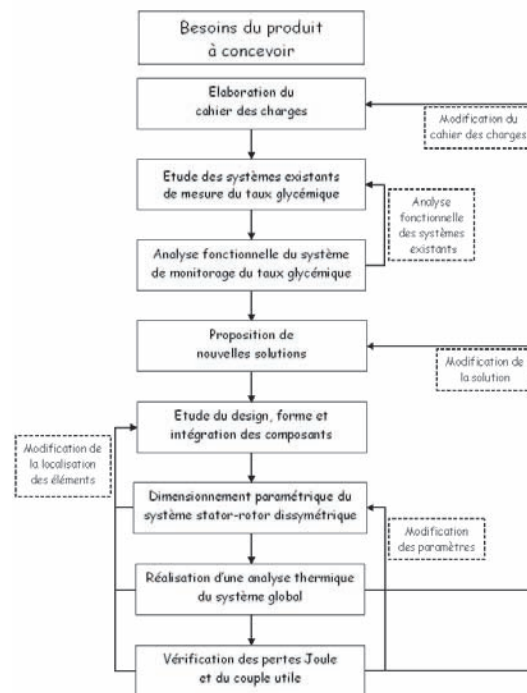


FIG. 5.3: Processus itératif de la démarche dans le cas du système Iglus®.

5.3 Processus d'intégration

Avant d'analyser plus en détail la phase d'optimisation d'un système complet il est très important d'analyser le processus d'intégration des différents composants constituant le système de manière à optimiser dans un premier temps leur disposition.

Les performances du système global sont très dépendantes du choix du positionnement des sous-systèmes le composant. Une intégration judicieuse est le point de départ dans toute optimisation successivement adoptée.

Ces différentes étapes sont développées ci-après :

- cahier des charges : à ce stade de la méthodologie de conception, l'analyse fonctionnelle des solutions existantes et le choix des propositions de nouvelles solutions ont été effectués. Le cahier des charges général du système doit être affiné et précisé par certains détails de conception imposés par les sous-systèmes constituant la fonction globale de l'actionneur ;
- contraintes des sous-systèmes : l'affinement du cahier des charges permet de déterminer les contraintes de chaque sous-système ;
- critères de choix : la détermination des contraintes des sous-systèmes permet de finaliser un certain nombre de critères de choix permettant une comparaison entre les différentes nouvelles solutions analysées ;
- pré-dimensionnement : le pré-dimensionnement permet une première caractérisation des composants constituant les différents sous-systèmes. Il permet surtout de finaliser les contraintes d'interface entre les différents sous-systèmes ;
- conception d'un système et intégration : c'est dans cette phase de conception que l'actionneur intégré est conçu, les propositions de solutions envisagées, décomposées en sous-systèmes et finalisées, sont synthétisées et judicieusement combinées, par intégration des différentes parties électriques, mécaniques ou électromécaniques, pour aboutir au système réalisant une certaine action ;
- optimisation : la paramétrisation des éléments les plus sensibles permet d'affiner et optimiser la phase d'intégration. Elle permet la recherche d'un optimum global de plusieurs critères simultanément. Une discrétisation de ces critères ou l'utilisation de programmes d'optimisation comme Pro@DESIGN® permet cette recherche d'optimum global (section 5.4) ;
- conformité au cahier des charges : dans cette phase les caractéristiques de l'actionneur intégré sont comparées aux contraintes établies tout au long du processus de conception de manière à accepter ou refuser la variante. En cas de non conformité, une nouvelle intégration doit être réalisée ou alors le concept doit être abandonné ;
- choix du meilleur concept : le choix du meilleur concept dans la réalisation d'un actionneur intégré dépend du champ d'application de ce dernier. Plusieurs aspects secondaires, par rapport à la fonctionnalité de base de l'actionneur, peuvent influencer le choix final.

5.4 Processus d'optimisation

Après avoir déterminer la structure de chaque sous-système de l'actionneur intégré, une modélisation paramétrique de divers composants permet une optimisation du système. Un processus interactif d'optimisation, contenu dans le processus d'intégration, est utilisé pour finaliser les performances de l'actionneur intégré.

En effet, après avoir judicieusement analysé l'intégration des différents composants constituant une nouvelle solution, d'autres caractéristiques comme : les matériaux utilisés, les diamètres des fils de bobinage, les densités d'énergie à stocker, etc. doivent faire l'objet d'une étude approfondie d'optimisation.

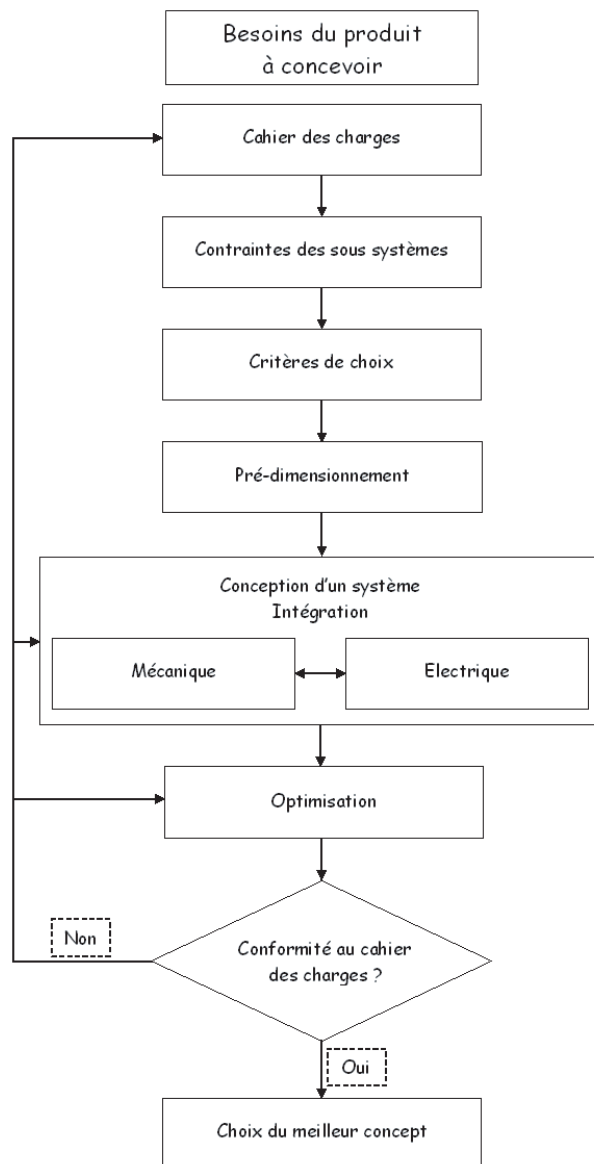


FIG. 5.4: Méthodologie d'intégration.

Ce processus d'optimisation comporte cinq étapes :

- technique d'optimisation : tout d'abord une décision importante est constituée par le choix de la technique d'optimisation adoptée. Deux solutions sont envisageables : une optimisation par recherche du minimum d'une fonction multivariable analytique par étude de ses dérivées partielles (optimisation analytique), ou une optimisation par discrétisation de l'intervalle de chaque variable libre du système (optimisation numérique). Les deux possibilités sont envisageables. Le choix entre une technique ou l'autre dépend de la complexité du système à optimiser, du degré de précision voulu, de la nature des modèles utilisés dans l'optimisation et du temps de calcul. En effet en règle générale, pour un système complexe, nous utilisons plutôt des modèles analytiques et une optimisation analytique à cause du long temps de calcul d'une optimisation numérique. Le gain au niveau du temps de calcul est contrebalancé par une perte de précision dans l'optimisation. L'utilisation de modèles analytiques discrétisés impose l'utilisation d'une optimisation numérique avec un gain en précision des résultats et un temps de calcul qui peut être élevé.
- choix d'une fonction objective : c'est le paramètre à optimiser, sa valeur est déterminée par un

- intervalle prédéterminé dans le cahier des charges. Le système est considéré optimisé quand, au cours des itérations d'optimisation, ce paramètre prend une valeur comprise dans cet intervalle ;
- choix des variables libres et de leurs intervalles : la variation de ces caractéristiques libres permet à la routine d'optimisation de calculer la valeur de la fonction objective à chaque itération. Leurs intervalles, précédemment déterminés dans le cahier des charges, imposent des limites, minimales et maximales, pour chaque caractéristique libre.
 - détermination des paramètres fixes : une valeur fixe doit être imposée à un certain nombre de paramètres de l'actionneur intégré au vu du cahier des charges et des choix effectués au cours du processus d'intégration. Ces paramètres, bien qu'ils jouent un rôle dans le calcul de la valeur de la fonction objective, n'ont pas d'influence directe sur l'optimisation de l'actionneur ;
 - routine d'optimisation : la routine d'optimisation est le cœur du processus d'optimisation, elle permet de dégager un ou plusieurs dimensionnements possibles de l'actionneur intégré.

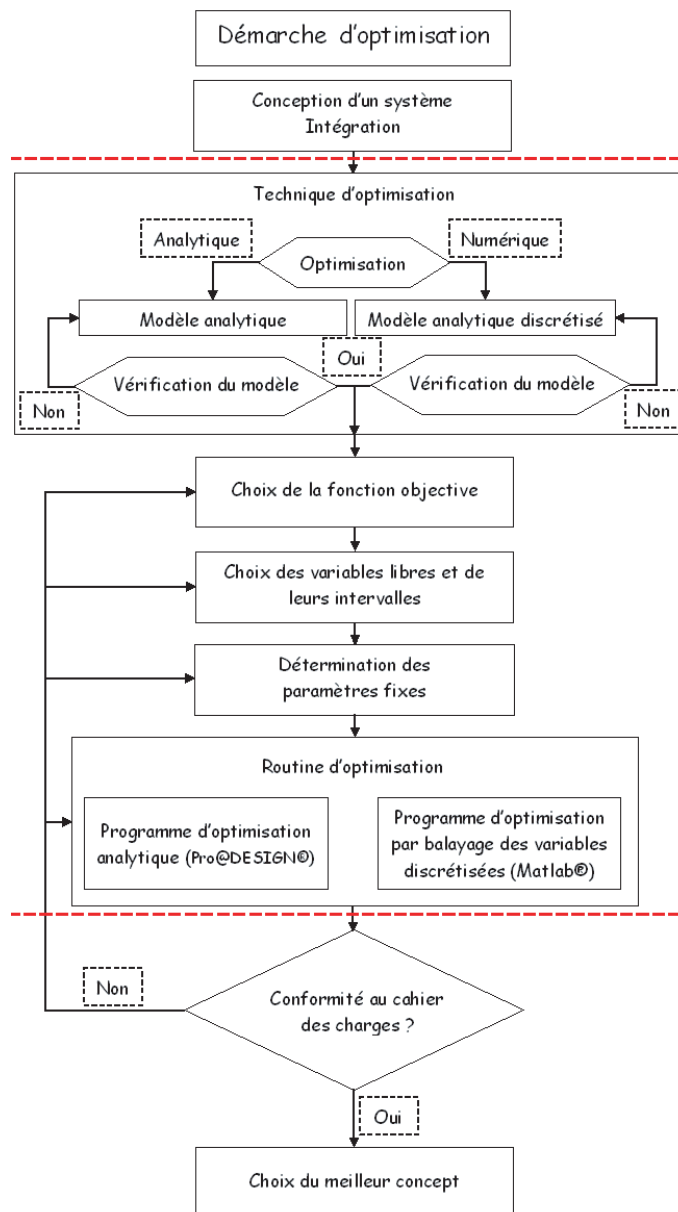


FIG. 5.5: Démarche d'optimisation.

5.5 Conclusion

La méthodologie de conception d'actionneurs intégrés proposée dans ce chapitre permet de conduire un développement allant de la détection du besoin du produit, jusqu'à sa réalisation. La marche à suivre qui en découle permet de simplifier cette conception en appliquant une analyse systématique par étape de la problématique globale. L'interactivité des processus adoptés, permet une remise en question des choix effectués, permettant ainsi la recherche d'un optimum global de plusieurs critères. Enfin, l'application de cette méthodologie permet de créer un produit valable, sans perte de temps et en ayant utilisé les solutions optimales.

Chapitre 6

SYSTEME MONTRAC®

Depuis l'année 1913, avec le début de l'automatisation chez Ford, la commande numérique a grandement amélioré les rendements et la productivité. Dès le début de la production microélectronique dans les années 70-80, les conditions d'hygiène requises pour la réalisation d'étapes cruciales de produits particulièrement sensibles ont imposé la création de locaux spéciaux, où l'air est filtré et mis sous pression pour éviter l'entrée des poussières. Des conditions d'hygiène précises fixent notamment le nombre de particules de poussière autorisé par mètre cube. Ces locaux sont appelés *salles blanches*.

Plusieurs fabricants de différents pays comme les USA, le Japon, la Suède, l'Allemagne, la Suisse, etc. travaillent dans le domaine de l'automatisation de salles blanches comportant chacune ses avantages et ses inconvénients.

Dans le développement d'une nouvelle solution, la connaissance des différents principes déjà existants et testés est une étape nécessaire afin de déterminer une nouvelle solution si possible plus performante et adaptée au système de base préexistant (système Montrac®).

6.1 Cahier des charges

La rédaction du cahier des charges permet de déterminer les différents paramètres qui composent le nouveau système Montrac® adapté pour les salles blanches. Le développement d'une nouvelle solution et la comparaison avec d'autres produits découlent directement de l'analyse du cahier des charges. La société Montech® en collaboration avec le laboratoire LAI de l'EPFL a établi un cahier des charges qui peut être résumé comme suit :

Base du principe de fonctionnement

- Le principe de base est de remplacer les collecteurs pour éliminer toutes les émissions de particules ;
- l'énergie électrique de la navette est fournie par un système de stockage d'énergie électrique intégré ;
- ce système de stockage est chargé utilisant une alimentation à transfert d'énergie sans contact à faible distance ;
- le système de recharge (étalé ou ponctuel) est disposé tout au long de l'installation.

Masse

- Les composants de fabrication doivent être développés de manière à limiter la masse totale de la navette.

Vitesse

- Les vitesses du "Clean Shuttle" (navette modifiée avec alimentation par induction) doivent être identiques à celles de la navette non modifiée soit : 30 m/min en vitesse de déplacement et 12 m/min en vitesse réduite ;
- Accélération/décélération identiques à la navette non modifiée soit : 1.1 s de 0 à 30 m/min (avec masse maximale).

Puissance

- La puissance du moteur est de 20 W mécanique.

Conditions d'environnement

- La construction de la navette et de tous les autres composants dont nous avons besoin pour réaliser une ligne doivent répondre aux exigences des salles blanches classe 10 Fed. std.

Dimensions

- Les dimensions du "Clean Shuttle" doivent être semblables à celles de la navette non modifiée et lui permettre d'être compatible avec tous les autres éléments Montrac® ;
- les dimensions et masse de tous les composants rentrant dans la fabrication du "Clean Shuttle" (partie mobile), doivent être les plus petites possibles.

Tension de fonctionnement

- La tension de fonctionnement doit être de 24 VDC $\pm 20\%$ car le capteur de distance, le moteur et la commande actuelle sont développés avec une tension d'entrée de 24 VDC.

Intensité de fonctionnement

- Le fonctionnement des installations doit pouvoir être continu sans interruption.

Energie développée

- Energie consommée par accélération/décélération de 0 à 30 m/min : 63.5 J ;
- énergie consommée par accélération/décélération de 0 à 12 m/min : 25.4 J ;
- énergie consommée par accélération/décélération de 12 à 30 m/min : 38.1 J ;
- énergie consommée de temps mort : 1.92 J/s ;
- énergie consommée à vitesse constante de 30 m/min : 31.2 J/m ;
- énergie consommée à vitesse constante de 12 m/min : 48.0 J/m.

6.2 Etude comparative des systèmes de transport automatisés pour salles blanches

6.2.1 Principes de fonctionnement des systèmes existants

Dans cette comparaison, les systèmes de transport automatisés pour salles blanches, principaux concurrents du système Montrac®, sont subdivisés en trois groupes spécifiques permettant une classification, à savoir :

- *A* : transports automatisés sur convoyeur motorisé à ruban ;
- *B* : transports automatisés sur convoyeur motorisé à rouleaux ;
- *C* : transports automatisés sur navette autonome.

Le tableau suivant permet de classer ces systèmes de transport dans trois groupes :

A	B	C
FlexLink® [47] PRI-brooks® [48]	Shuttleworth® [49]	Murata Machinery®[50] Wampfler® [51]

TAB. 6.1: Répartition en trois catégories des fabricants de systèmes de transport automatisés pour salles blanches.

Les groupes A et B proposent des systèmes de transport constitués par des convoyeurs motorisés à ruban ou à rouleaux, où des plateformes prennent place. Le système propulsif de ces plateformes est délocalisé en plusieurs endroits de l'installation. Il est constitué par de simples moteurs d'entraînement. Leur alimentation est de type traditionnel.

Dans le groupe C, le transport est effectué par des systèmes complètement autonomes. Ils sont composés par un système propulsif embarqué et leur alimentation est effectuée par transmission d'énergie sans contact. Dans ce groupe deux systèmes ont été analysés : le système "Murata Machinery®" et le système "Wampfler®".

La société "Murata Machinery®" a développé un système de transport sur navette autonome utilisant une alimentation sans contact à faible distance (Fig. 6.1) appliqué pour : le transport pour le stockage de produits ou l'approvisionnement de matières premières et pour le transport faisant partie intégrante d'un système de production en salle blanche avec des navettes autonomes sur monorail et des systèmes de déplacement aérien (Fig. 6.1).

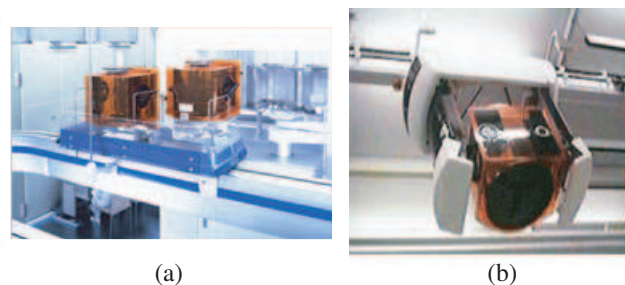


FIG. 6.1: Système "Murata Machinery®" : (a) navette autonome, (b) navette aérienne [50].

Le système d'alimentation sans contact impose une alimentation sans interruption. Une suite de primaires étalés assurent en tout temps l'alimentation. Ils sont couplés aux secondaires par un système en ferrite conçu pour canaliser le flux magnétique. Chaque système de transport mobile est alimenté par un ou plusieurs secondaires (Fig 6.2).

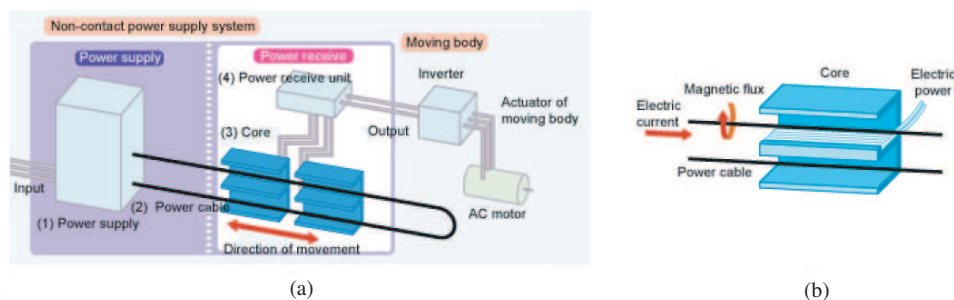


FIG. 6.2: (a) Transfert d'énergie sans contact, (b) canalisation du flux magnétique [50].

Le système "Wampfler®" n'a pas été seulement conçu pour l'application dans le domaine de l'automatisation des salles blanches, ni dans le développement de chaînes de production. Il est appliqué dans le développement, la production et l'installation de solutions sur mesure dans le domaine de l'alimentation et la transmission de données pour des applications mobiles dans le domaine des transports de matériel et de personnes.

Un système modulaire d'alimentation sans contact à faible distance a été développé. Ce système peut être appliqué pour des alimentations étalées (Fig. 6.3) ou ponctuelles (Fig. 6.4).

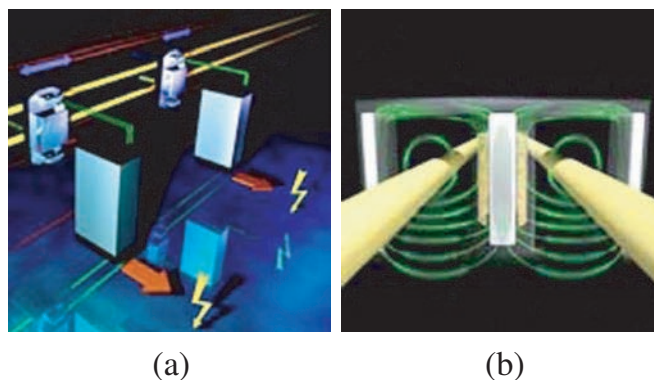


FIG. 6.3: Alimentations étalées : (a) interconnexions de plusieurs primaires, (b) couplage magnétique entre primaire et secondaire [51].

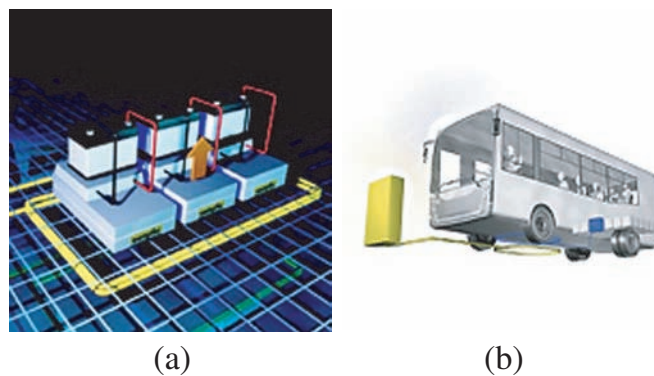


FIG. 6.4: Alimentations ponctuelles : (a) secondaire et système de stockage d'énergie, (b) station de recharge [51].

6.2.2 Analyse et comparaison des caractéristiques des systèmes de transport automatisés étudiés

Dans la comparaison des solutions présentées à la section 6.2.1, les différences dans la conception et dans leur fonctionnement empêchent de trouver des paramètres comparables permettant de déterminer le meilleur principe.

Les contraintes imposées par le système Montrac® nous obligent à restreindre le champ des nouvelles solutions envisageables. Ainsi une alimentation de type direct applicable pour des solutions à alimentation à convoyeur motorisé n'est pas envisageable.

Ainsi, seules les solutions d'alimentation appliquées aux produits "Murata Machinery®" et "Wampfler®" sont envisageables.

Le système Murata Machinery

Selon les informations à notre disposition, le système de transport automatisé Montrac® est comparable avec le système Murata Machinery (Tab. 6.2) dans sa structure (monorail et navette) et dans les caractéristiques de charge de la navette et des systèmes de transport vertical (poids maximal transportable).

<i>Caractéristiques</i>	<i>Montech</i>	<i>MurataMachinery</i>
Charge utile de la navette	12 kg	20 kg
Dimensions de la plateforme de la navette	400x300 mm	900x400 mm *
Matériel du monorail	aluminium	aluminium
Charge utile du lift	12 kg	10 kg
Salles blanches, classe	10 **	100

TAB. 6.2: Comparaison entre le système Montrac® et le système Murata Machinery®.

* Approximation à partir de dessins du système

** Avec le système utilisant les "Clean Shuttles"

Le système utilisé pour l'alimentation sans contact à faible distance est de type étalé. Chaque primaire est constitué par un fil de Litz de section utile de 19 mm² pour un rayon équivalent de 2.5 mm. La puissance apparente nominale de chaque primaire est de 6.5 kVA pour un courant maximale de 65 A et une fréquence de travail de 8.99 kHz.

Le système Wampfler

Une comparaison directe entre ce système et les systèmes Montech® et Murata Machinery® n'est pas possible. L'entreprise Wampfler® travaille sur des systèmes de transport mobile de puissance, masse et volume très différents par rapport aux systèmes Montech® et Murata Machinery®. Néanmoins l'étude de leurs produits permet une analyse générale d'un système de transmission d'énergie sans contact à faible distance industrialisé.

La solution à alimentation continue prévoit un transformateur composé d'un primaire étalé sur plusieurs centaines de mètres et un secondaire à circuit magnétique en ferrites. Par rapport à un transformateur conventionnel, où primaire et secondaire sont étroitement couplés, ce système a un facteur de couplage primaire-secondaire très réduit. La solution à alimentation ponctuelle prévoit un transformateur sans fer composé d'un primaire et d'un secondaire de forme circulaire. Des batteries assurent le stockage d'énergie.

<i>Caractéristiques</i>	<i>Solution étalée</i>	<i>Solution ponctuelle</i>
Variation d'entrefer	entre 3 et 120 mm	jusqu'à 500 mm *
Tension au secondaire	24 / 300 / 560 VDC	300 VDC
Puissances utiles au secondaire	entre 750 W et 10 kW	30 kW
Poids du secondaire et électronique de contrôle	entre 3 et 22 kg	89 kg
Puissances utiles au primaire	entre 10 et 30 kW	70 kW
Poids du primaire et électronique de contrôle	entre 150 et 250 kg	1080 kg
Facteur de puissance	entre 0.8 et 0.83	< 0.85
Fréquence de travail	entre 10 et 25 kHz	entre 10 et 25 kHz

TAB. 6.3: Caractéristiques du système Wampfler®.

* Approximation à partir de dessins du système

6.2.3 Conclusions

La comparaison effectuée entre le système Murata Machinery® et le système Montech® permet d'observer une grande similitude entre ces deux systèmes. Cette remarque nous permet de conclure qu'une alimentation sans contact à faible distance du système Montrac® est une solution envisageable.

L'analyse du système Wampfler® permet de déceler deux philosophies de conception d'un système d'alimentation sans contact à faible distance : "Le système à primaire étalé" et "Le système à recharge ponctuelle" faisant intervenir aussi une notion de "Stockage d'énergie".

6.3 Analyse fonctionnelle

Un système de transport automatisé pour salles blanches a deux fonctions principales :

- approvisionner en matière première la chaîne de production ;
- transporter les produits en fabrication d'une station de travail à la suivante.

La décomposition en plusieurs modules ou fonctions d'ensemble (Fig. 6.5) d'un tel système permet une analyse de chaque sous fonction composant le système global.

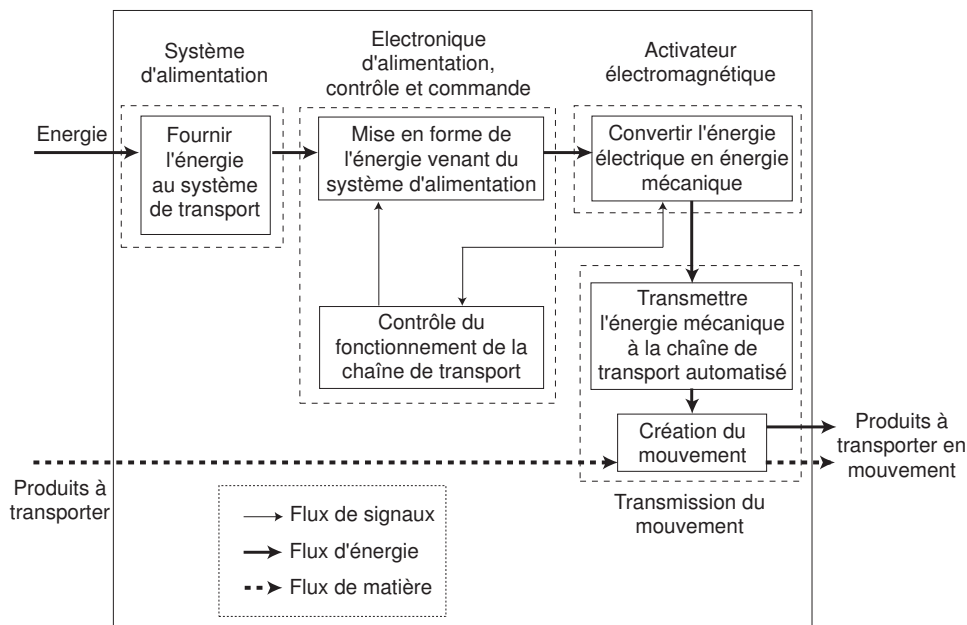


FIG. 6.5: Système de transport automatisé complet.

Le regroupement de certaines fonctions partielles en modules permet de les associer à une entité physique du système. Quatre modules sont ainsi créés :

- système d'alimentation ;
- électronique de contrôle et commande ;
- activateur électromagnétique ;
- transmission du mouvement.

6.4 Recherche de nouvelles solutions d'alimentation sans contact à faible distance

La section précédente a montré les contraintes imposées à l'intégration d'une nouvelle solution dédiée à l'alimentation du système Montrac®. En effet, c'est cette intégration qui détermine d'une certaine manière la conception du système d'alimentation. L'emplacement des enroulements primaire et secondaire, l'électronique de contrôle et commande, ainsi que toutes les caractéristiques telles que rendement, puissance, volume, masse, coût, etc. sont dépendants de ce choix. Il est donc très important de concevoir des solutions permettant une intégration du système d'alimentation aussi simple que possible, permettant de diminuer le coût de l'installation et d'augmenter le rendement global du système.

Dans la détermination de nouvelles solutions, une approche méthodique permet d'analyser un grand éventail de conceptions possibles évitant ainsi d'en oublier. Cette section permet d'avoir un aperçu aussi vaste que possible des possibilités de réalisation de l'alimentation du système Montrac®, nous donnant ainsi la possibilité de faire un choix parmi ces solutions.

6.4.1 Méthodologie

Une recherche systématique considérant tous les éléments composant le système Montrac® est une étape obligatoire dans la recherche des solutions possibles. En effet, la seule manière pour évaluer les performances du système d'alimentation globale est de l'intégrer au système complet pour assurer, ainsi, une comparaison objective.

L'efficacité de cette méthodologie réside dans une recherche systématique permettant de balayer toutes les solutions envisageables [46]. Dans ce but, un catalogue de solutions pour chaque fonction partielle composant l'alimentation du système Montrac® est établi. Dans la détermination de ces catalogues, certaines variantes irréalisables ne sont pas prises en compte, de ce fait la liste des solutions par fonction partielle ne comporte pas toutes les solutions envisageables.

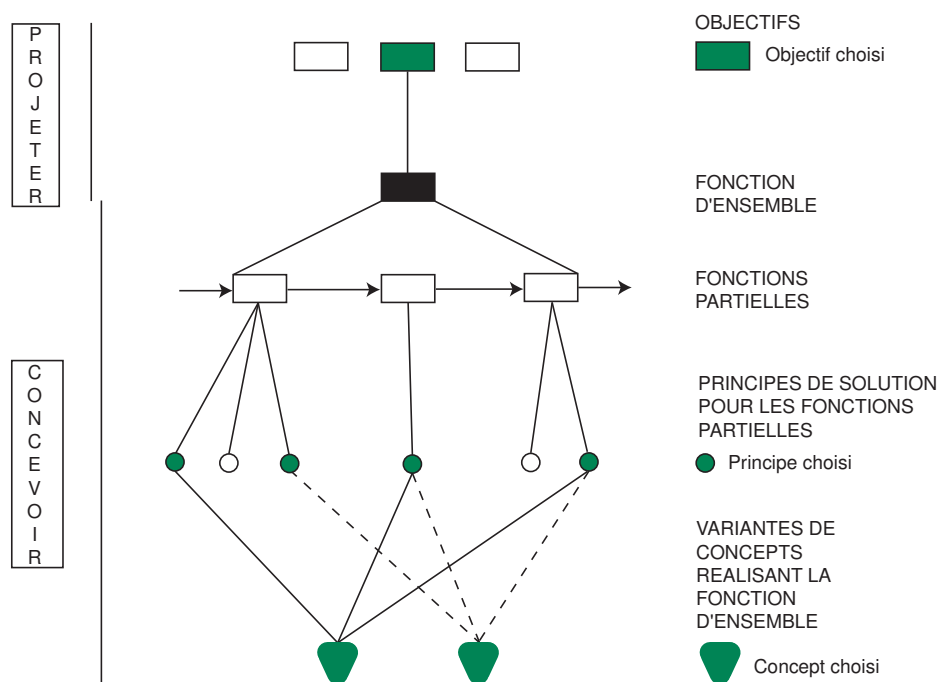


FIG. 6.6: Méthode de conception d'un nouveau produit.

6.4.2 Fonction d'ensemble et décomposition en fonctions partielles

La décomposition de la fonction d'ensemble (Fig. 6.7), à savoir le système d'alimentation des navettes, en fonctions partielles, permettra par la suite de réaliser un catalogue de solutions pour toutes les fonctions partielles trouvées.

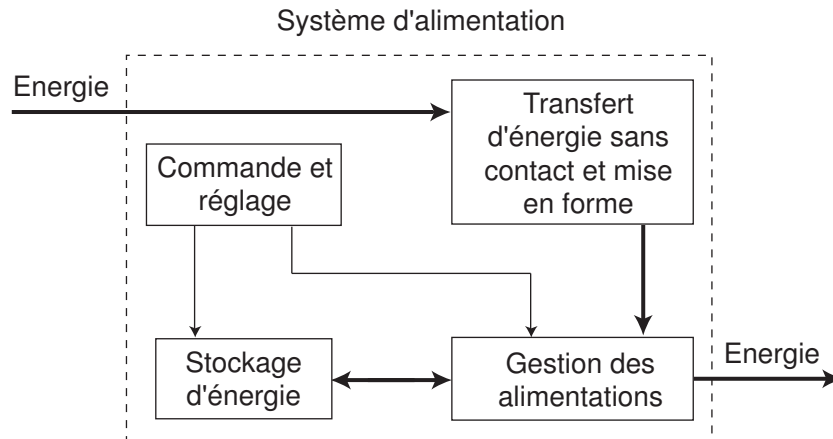


FIG. 6.7: Fonction d'ensemble : Système d'alimentation.

6.4.3 Fonction : "transfert d'énergie sans contact et mise en forme"

Sur la base des différents systèmes d'alimentation étudiés à la section 6.2 et [11], un catalogue de solution est établi (Tab. 6.4).

La fonction "transfert d'énergie sans contact et mise en forme" est constituée par un transformateur couplé à un convertisseur DC/AC utilisé pour fixer la fréquence de travail du transformateur.

Le choix de ce convertisseur ne fera pas l'objet d'un catalogue de solutions. La souplesse d'utilisation et le haut rendement requis imposent de choisir un solution de type "onduleur à hacheur à pont en H".

Un redresseur à pont de Graetz et un condensateur de lissage sont utilisés pour créer l'alimentation DC de la charge au secondaire.

La notation des critères de choix, tels que le poids par exemple, est basée sur cinq niveaux différents. Le cercle totalement blanc représente la meilleure "note" et le cercle totalement noir la "moins bonne".

Dans les solutions à primaire étalé, l'appréciation du rendement et du coût dépend très fortement du facteur d'occupation (nombre de secondaires couplés de manière inductive à un primaire).

6.4.4 Fonction : "commande et réglage"

La rédaction du catalogue de solutions pour la fonction "commande et réglage" se limite à deux possibilités :

- une méthode active, utilisant une carte DSP de contrôle et commande [52] ;
- une méthode passive où la fonction "commande et contrôle" est implicitement contenue dans la fonction "gestion des alimentations".

Critères de classement		N ^o	Schéma de principe	Commentaire	Encombrement	Poids	Rendement	Coût
Apport d'énergie	Matière							
Recharge ponctuelle	Sans ferrite	1		Transformateur sans fer à recharge ponctuelle				
	Avec ferrite	2		Transformateur avec fer à recharge ponctuelle				
Primaire étalé	Sans ferrite	3		Transformateur sans fer à primaire étalé				
	Avec ferrite	4		Transformateur avec fer à primaire étalé				

TAB. 6.4: Catalogue de solutions pour la fonction "transfert d'énergie sans contact et mise en forme".

6.4.5 Fonction : "stockage d'énergie"

L'étude comparative des systèmes d'alimentation étudiés à la section 6.2 et [53], [54], [55] permet d'établir un catalogue de solutions (Tab. 6.5 et 6.6) pour la fonction "stockage d'énergie". Ce catalogue n'est pas exhaustif, compte tenu des contraintes imposées par le système Montrac® actuel, il permet de donner toutes les solutions envisageables pour la conception d'un système de stockage d'énergie.

Critères de classement	N°	Schéma de principe	Commentaire	Densité d'énergie	Cycle de vie	Temps de recharge	Autodécharge	Tension par unité
Stockage d'énergie								
Stockage simple	1		Stockage d'énergie en batterie					
	2		Stockage d'énergie en condensateur					
	3		Stockage d'énergie en supercondensateur					
Stockage par biberonnage	4		Stockage d'énergie en batterie et condensateur (biberonnage)					
	5		Stockage d'énergie en batterie et supercondensateur (biberonnage)					
	6		Stockage d'énergie en condensateur et supercondensateur (biberonnage)					
	7		Stockage d'énergie en batterie, condensateur et supercondensateur (biberonnage)					

TAB. 6.5: Catalogue de solutions pour la fonction "stockage d'énergie".

Critères de classement	N°	Schéma de principe	Commentaire	Courant de décharge	Coût	Poids	Encombrement
Stockage simple	1		Stockage d'énergie en batterie				
	2		Stockage d'énergie en condensateur				
	3		Stockage d'énergie en supercondensateur				
Stockage par biberonnage	4		Stockage d'énergie en batterie et condensateur (biberonnage)				
	5		Stockage d'énergie en batterie et supercondensateur (biberonnage)				
	6		Stockage d'énergie en condensateur et supercondensateur (biberonnage)				
	7		Stockage d'énergie en batterie, condensateur et supercondensateur (biberonnage)				

TAB. 6.6: Suite du catalogue de solutions pour la fonction "stockage d'énergie".

6.4.6 Fonction : "gestion des alimentations"

La fonction "gestion des alimentations" est strictement liée à la fonction "stockage d'énergie". Deux possibilités s'imposent :

- une méthode active, utilisant un convertisseur buck-boost pour la gestion de plusieurs sources d'alimentation à niveaux de tension nominale différente ou demandant des algorithmes spécifiques de gestion [52] (p.ex. : recharge à courant constant d'un module de super-condensateurs) ;
- une méthode passive, utilisant des diodes Zenner où la fonction "gestion des alimentations" se limite à une tâche de monitoring des surtensions.

6.5 Choix final de la solution

La section 6.4 permet d'avoir une vue d'ensemble sur les solutions envisageables pour chaque fonction constituant le système d'alimentation de Montrac®. Une comparaison entre le cahier des charges du système Montrac® (section 6.1) et ces solutions permet de déterminer le choix final de la solution à adopter.

6.5.1 Cahier des charges du système d'alimentation

La détermination d'un cahier des charges spécifique au système d'alimentation permet de résumer les caractéristiques du système global en se focalisant sur celles spécifiques au système d'alimentation, sans pour autant négliger la vue d'ensemble du système. Le cahier de charges du système d'alimentation se résume ainsi :







- le poids et le volume du système d'alimentation embarqué sur les "Clean Shuttles" doivent être minimisés ;
- le rendement du système doit être maximisé ;
- le prix du système d'alimentation doit être minimisé ;
- le système Montrac® doit maintenir une très grande souplesse d'installation ;
- le passage de l'alimentation directe utilisée sur les navettes actuelles à l'alimentation par induction doit se faire de manière "transparente", l'électronique des navettes ne doit pas être influencée par ce changement technologique ;
- les contraintes d'utilisation du système Montrac® modifiées par rapport au système actuel doivent être minimisées ;

6.5.2 Classification des caractéristiques du système d'alimentation

Ces caractéristiques n'ont pas toutes la même importance dans le développement d'une nouvelle solution. Avant de comparer les solutions envisageables, une classification par importance des caractéristiques du système d'alimentation est impérative (Tab. 6.7). La même notation à cercles est employée, le cercle blanc représente la plus grande importance et le cercle totalement noir la moins importante.

6.5.3 Commentaires

L'analyse des solutions envisageables pour aboutir à un choix final d'une solution est une étape de synthèse. Le plus souvent il est plus aisé de procéder par élimination des solutions inacceptables du point de vue du cahier des charges établi.

Caractéristiques du système d'alimentation	Classification par importance
Poids et volume embarqué	
Rendement du système	
Prix du système d'alimentation	
Souplesse d'installation	
Influence du changement technologique	
Contraintes d'utilisation	

TAB. 6.7: Classification par importance des caractéristiques du système d'alimentation.

Ceci nous amène donc à formuler les remarques suivantes :

- Un stockage d'énergie par biberonnage impose un poids et un volume du système de stockage important. L'utilisation de deux sources de stockage d'énergie ou plus, a comme conséquence directe une augmentation du prix. De ce fait, cette solution ne sera pas retenue pour le choix final.
- La durée de vie très limitée des accumulateurs par rapport aux super-condensateurs et condensateurs traditionnels, rend une solution de stockage d'énergie avec des accumulateurs inexploitable par rapport aux contraintes d'utilisation imposées par le système Montrac®.
- Une solution utilisant des super-condensateurs comme système de stockage d'énergie permet d'assurer une grande durée de vie, une haute densité d'énergie, un relativement faible temps de recharge et une faible autodécharge. Même si le prix et l'encombrement sont non négligeables, cette solution est choisie pour la poursuite de l'étude.
- L'utilisation de condensateurs traditionnels comme système de stockage présente des avantages par rapport à l'utilisation de super-condensateurs, à savoir : la tension nominale plus élevée et le temps de recharge inférieur. Même si leur densité d'énergie est très réduite par rapport aux super-condensateurs les condensateurs traditionnels restent une solution envisageable.
- L'utilisation des ferrites dans le transformateur impose une limitation de la fréquence de travail et par conséquent une réduction de son rendement. L'utilisation des ferrites au secondaire implique une augmentation du poids des navettes. La solution est donc abandonnée.

6.5.4 Conclusions

Suite à l'analyse effectuée, deux variantes sont choisies pour la poursuite de l'étude :

- Variante à recharge étalée : utilisant un transformateur sans fer à primaire étalé et des condensateurs traditionnels pour le stockage d'énergie. Les fonctions "commande et réglage" et "gestion des alimentations" sont implicitement réalisées par l'utilisation d'un système à diodes Zenner pour s'assurer contre des éventuelles surtensions sur l'électronique des "Clean Shuttles".
- Variante à recharge ponctuelle : utilisant un transformateur sans fer ponctuel et des super-condensateurs pour le stockage d'énergie. La gestion des alimentations sera assurée par l'utilisation d'un convertisseur DC/DC buck-boost contrôlé par une carte de commande et réglage à DSP.

6.6 Intégration des solutions dans le système Montrac®

Comme le montre la Fig. 5.2, le processus de développement d'une nouvelle solution est un processus itératif, seuls les résultats de cette itération seront présentés dans la suite de ce chapitre.

6.6.1 Variante à recharge étalé

L'intégration de cette variante dans le système Montrac® actuel impose une modification du profilé du monorail et l'utilisation de matériaux non ferromagnétiques et non conducteurs de courant électrique (Fig. 6.8).

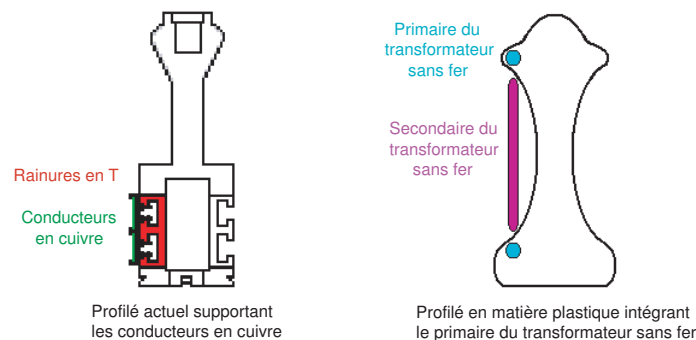


FIG. 6.8: Modification du profilé du monorail et intégration du primaire dans sa structure.

Cette modification donne la possibilité de munir tous les composants "fixes" constituant le système Montrac® d'un primaire étalé. Un stockage d'énergie utilisant directement la capacité de lissage au secondaire suffit dans ce cas pour assurer le système contre des éventuelles chutes temporaires de la tension d'alimentation et pour l'alimentation dans les composants du monorail "mobiles" : les dérives (Transfer gate) et les croisements (Crossing).

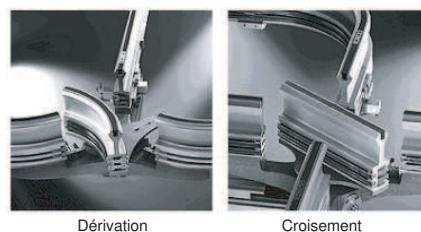


FIG. 6.9: Composants du monorail "mobiles".

Le secondaire embarqué sur les "Clean Shuttles" est placé entre le monorail et la navette (Fig. 6.10 et 6.11).

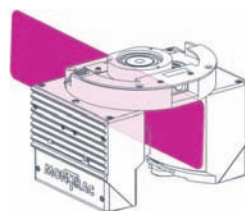


FIG. 6.10: Intégration du secondaire embarqué sur le "Clean Shuttle".

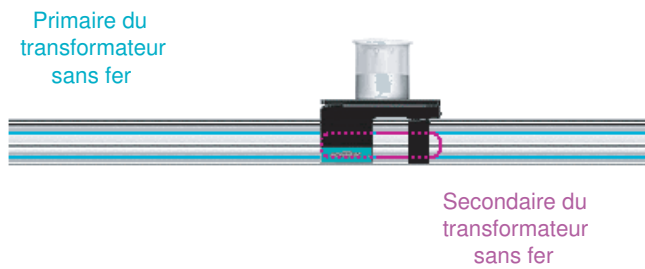


FIG. 6.11: Système de transmission d'énergie sans contact étalé.

Le design du monorail modifié permet d'éliminer tous les endroits (rainures, coins, etc...) où de la poussière pourrait se concentrer. Ses mesures sont identiques au monorail actuel, la compatibilité avec les composants du système Montrac® est assurée.

Pour avoir un rendement maximal du système d'alimentation, la surface utile du secondaire doit être maximisée. Les roues de guidage de la navette sont déplacées à la même hauteur que les premières roues de contact électrique du système actuel et l'utilisation de l'axe des roues de guidage postérieur permet d'utiliser toute la longueur de la navette comme longueur du secondaire. En effet le secondaire est fixé sur les deux axes de la navette l'empêchant de toucher le monorail pendant le passage d'une courbe.

6.6.2 Variante à recharge ponctuelle

Cette solution d'intégration est moins contraignante du point de vue des modifications imposées au système Montrac® que celle étudiée pour un système à recharge étalé. Tout d'abord il faut observer que la solution imaginée pour le système étalé est tout à fait utilisable dans ce cas de figure.

L'utilisation du profilé du monorail proposé à la Fig. 6.8 reste une bonne solution pour des applications en salles blanches avec ou sans primaire intégré.

La nature ponctuelle de la recharge limite l'intégration du primaire seulement dans les tranches de monorails dédiés à l'emplacement des stations de recharges.

Si aucune modification du système Montrac® actuel n'est envisagée, la variante à recharge ponctuelle permet l'intégration du primaire et du secondaire de manière aérienne sur le monorail et le "Clean Shuttle" (Fig. 6.12).

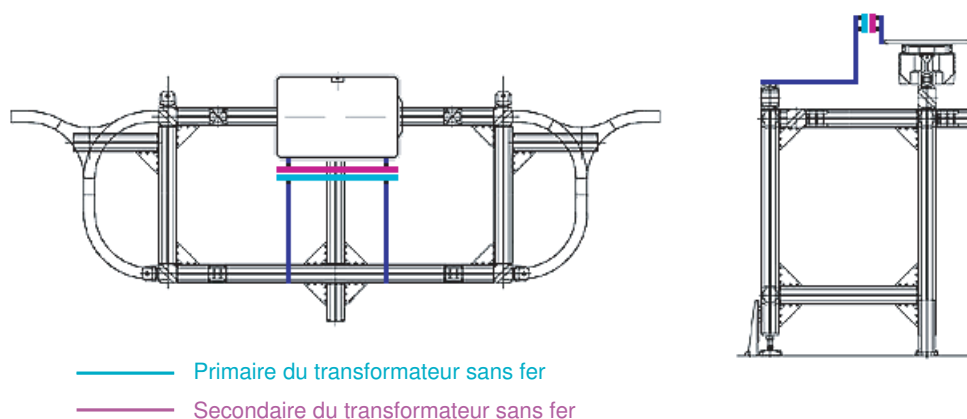


FIG. 6.12: Système de transmission d'énergie sans contact ponctuelle.

6.7 Etude et optimisation des deux variantes d'alimentation du système Montrac®

6.7.1 Objectif de dimensionnement

L'efficacité dans un dimensionnement optimisé d'un actionneur intégré est toujours synonyme d'application méthodique d'une démarche claire, employée pour aboutir à un objectif, compte tenu des contraintes du système étudié.

La détermination du cahier des charges et les études d'intégration du système d'alimentation à induction ont permis de clarifier les contraintes préalables que le système Montrac® impose.

Avant de poursuivre l'étude, il faut déterminer clairement les objectifs de l'optimisation.

L'objectif que nous nous imposons dans l'optimisation du système d'alimentation sans contact est le suivant :

Nous voulons optimiser le rendement du système d'alimentation pour une puissance active sur la charge P_{ch} et une tension U_{ch} imposées, tout en annulant la partie réactive de l'impédance équivalente d'entrée (section 2.2.3) du transformateur sans fer. La charge est purement résistive.

6.7.2 Modélisation paramétrique

La modélisation paramétrique du système d'alimentation à induction du "Clean Shuttle" est réalisée sous une forme analytique permettant d'optimiser le système d'alimentation à l'aide d'un algorithme mathématique de résolution d'équations non linéaires utilisant les dérivées partielles (CSQP).

Cette modélisation paramétrique comprend les points principaux suivants :

- modélisation des capacités d'accordage du transformateur ;
- modélisation et optimisation de la géométrie du transformateur sans fer ;
- considérations sur la nature de la résistance de charge équivalente ;
- analyse et dimensionnement du système de stockage d'énergie ;
- modélisation thermique du transformateur sans fer.

Pour le développement d'un tel actionneur, nous faisons référence aux modèles analytiques discrétisés pour la caractérisation d'un transformateur sans fer modélisé analytiquement au chapitre 2.

Accordage du transformateur

Le système de transmission d'énergie par induction pour l'alimentation à faible distance développé aux chapitres 3 et 4 prévoit une alimentation directe de la charge à la fréquence utilisée par le transformateur sans fer.

La charge utilisée a été adaptée pour deux cas de fonctionnement :

cas a : Une impédance de charge assurant le maximum de rendement du transformateur sans fer.

cas b : Une impédance de charge assurant le maximum de transfert de puissance sur la charge.

Dans le cas *a* la recherche du maximum de l'équation (2.35) par rapport à la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge permet de l'identifier :

$$Z|_{\eta} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 (R_1 R_2 + \omega^2 L_{12}^2)}}{R_1} - j \omega L_{22} \quad (6.1)$$

Pour le cas *b*, le maximum de transfert de puissance correspond au conjugué complexe de l'impédance de Thevenin (2.26) (fig. 2.7).

Ces cas de figures ont été utiles pour démontrer l'influence de l'effet pelliculaire et de proximité sur les caractéristiques du transformateur sans fer.

Dans un cas réel, l'impédance de charge et sa fréquence d'alimentation sont imposées, une mise en forme de la tension au secondaire est ainsi obligatoire.

La Fig. 6.13 représente le schéma bloc de la chaîne énergétique constituant l'alimentation à distance. De gauche à droite, nous distinguons :

- Un convertisseur DC/AC-hf ou onduleur.
- Le circuit résonnant parallèle L_{11}, C_1 , l'inductance est le bobinage primaire du transformateur sans fer.
- Le circuit résonnant série L_{22}, C_2 , l'inductance est le bobinage secondaire du transformateur sans fer.
- Le redresseur hf à pont de Graetz.
- Une capacité de lissage qui fournit une tension DC.
- La charge à alimenter.

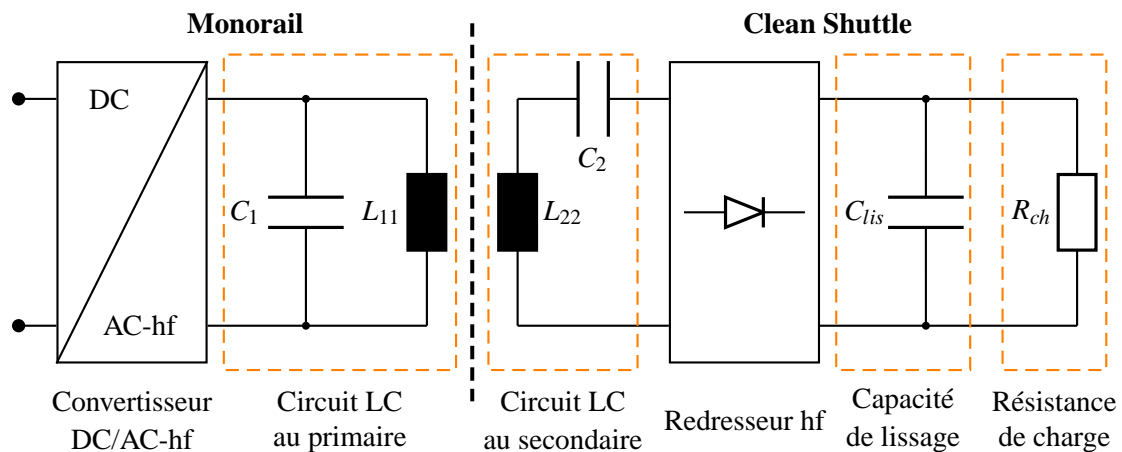


FIG. 6.13: Schéma bloc de la chaîne énergétique constituant l'alimentation à distance.

L'utilisation d'un tel système permet de considérer la charge R_{ch} vue par le secondaire, comme purement résistive.

Afin de minimiser les pertes dans les enroulements ainsi que dans les convertisseurs alimentant le transformateur, deux condensateurs d'accordage C_1 et C_2 sont connectés au transformateur sans fer. Ces capacités ont essentiellement deux fonctions :

- permettre un échange de la puissance réactive nécessaire à la magnétisation du transformateur avec les bobinages ;
- compenser les chutes de tensions d'origine réactive.

Dans le premier cas de figure les capacités sont généralement connectées en parallèle alors qu'elles le sont en série dans la deuxième situation [27].

Il est important de relever que la nature du convertisseur DC/AC utilisé conditionne dans une large mesure le choix du mode de connexion des condensateurs. Dans le but de limiter le courant en mode direct traversant les transistors du pont en H et dans le même temps assurer l'optimisation du transfert d'énergie, une configuration avec, du côté primaire, le condensateur C_1 en parallèle et du côté secondaire, le condensateur C_2 en série est adoptée.

Une analyse des dérivées partielles du rendement du transformateur sans fer par rapport aux capacités C_1 et C_2 et la condition sur la puissance active P_{ch} , permettent de caractériser le rendement maximal par l'équation suivante :

$$\eta_{max} = \frac{\omega^2 L_{12}^2 R_{ch}}{(R_2 + R_{ch}) (R_2 R_1 + R_1 R_{ch} + \omega^2 L_{12}^2)} \quad (6.2)$$

Ce rendement ne dépend pas directement de la capacité C_1 . En effet cette capacité intervient seulement dans l'accordage du circuit oscillant du primaire qui n'influence pas le rendement du transformateur. Par contre la capacité C_2 doit obligatoirement présenter une réactance égale en module à celle de l'inductance secondaire :

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_{22}} \quad (6.3)$$

La capacité permet une compensation de la chute de tension réactive ainsi qu'une participation à la magnétisation du transformateur.

La capacité C_1 doit être choisie de telle façon que l'impédance équivalente du transformateur Z_{eq} (2.33) compense le réactif du système rapporté, en d'autres mots, que le circuit formé par l'impédance équivalente du transformateur en parallèle avec C_1 soit un circuit oscillant amorti par la partie réelle R_{eq} de cette même impédance.

La capacité C_1 prend la valeur suivante :

$$C_1 = \frac{X_{eq}}{\omega (R_{eq}^2 + X_{eq}^2)} = \frac{(R_2 + R_{ch})^2 L_{11}}{\omega^4 L_{12}^4 + \omega^2 (2 R_1 L_{12}^2 (R_{ch} + R_2) + L_{11}^2 (R_{ch} + R_2)) + R_1^2 (R_{ch} + R_2)^2} \quad (6.4)$$

Nous rappelons qu'il existe d'autres façons d'introduire les capacités au primaire et au secondaire en fonction du type d'alimentation et de la nature de la charge connectée au secondaire.

Le rendement maximal peut être extrêmement bas si le dimensionnement de la géométrie des bobines du transformateur sans fer n'a pas été optimisée.

Cas du transformateur à primaire étalé avec multi-secondaires

L'utilisation d'un transformateur sans fer à primaire étalé permet l'utilisation de plusieurs secondaires couplés de manière inductive à un seul primaire (Fig. 6.14) [19], [56].

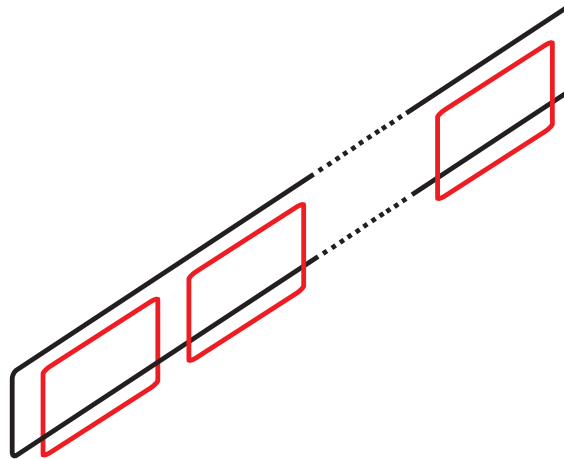


FIG. 6.14: Transformateur sans fer à primaire étalé avec plusieurs secondaires.

Le schéma équivalent du transformateur sans fer (Fig. 6.15) est modifié comme suit :

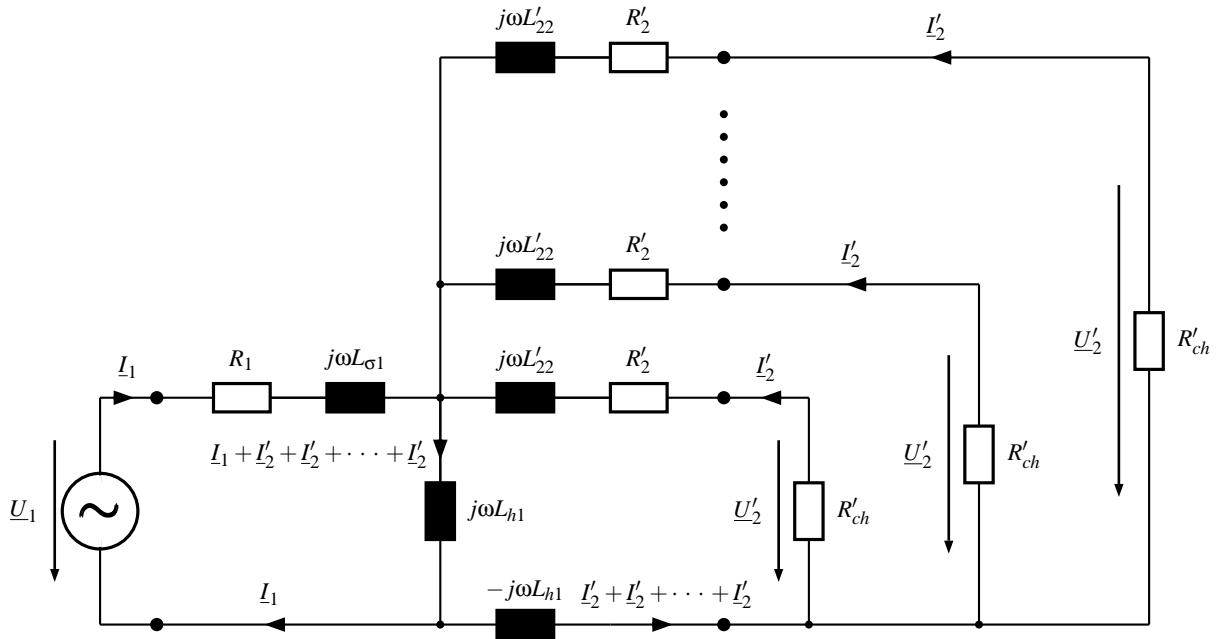


FIG. 6.15: Schéma électrique du transformateur sans fer à primaire étalé avec plusieurs secondaires.

La parallélisation des branches des différents secondaires impose deux modifications importantes dans le schéma équivalent du transformateur classique :

- la réactance de fuite du secondaire $j \omega L'_{\sigma 2}$ est remplacée par la réactance propre du secondaire $j \omega L'_{22}$;
- une réactance de champ principal de valeur négative $-j \omega L_{h1}$ referme la parallélisation des branches secondaires sur la branche de magnétisation principale.

Il faut noter que l'introduction de cette réactance négative et le remplacement de l'inductance de fuite du secondaire par son inductance propre ainsi déterminée, sont des pures grandeurs de calcul et échappent à toute explication physique simple du fait des influences réciproques entre les différents enroulements.

Le couplage d'un flux mutuel entre deux ou plus de secondaires est, par la structure du transformateur sans fer à primaire étalé, très faible, de ce fait elle est négligée.

L'équation du rendement maximal du transformateur (6.2) est par conséquent modifiée par le nombre de secondaires couplés de manière inductive au primaire n_{sec} :

$$\eta = \frac{\omega^2 L_{12}^2 R_{ch} n_{sec}}{(R_2 + R_{ch}) (R_2 R_1 + R_1 R_{ch} + \omega^2 L_{12}^2 n_{sec})} \quad (6.5)$$

La valeur de la capacité d'accordage série C_2 sur chaque secondaire ne change pas, l'équation 6.3 reste valable.

L'impédance équivalente du transformateur sans fer est modifiée et la capacité C_1 est déterminée par l'équation suivante :

$$C_1 = \frac{(R_2 + R_{ch})^2 L_{11}}{\omega^4 L_{12}^4 n_{sec}^2 + \omega^2 (2 R_1 L_{12}^2 n_{sec} (R_{ch} + R_2) + L_{11}^2 (R_{ch} + R_2)) + R_1^2 (R_{ch} + R_2)^2} \quad (6.6)$$

Modélisation et optimisation de la géométrie du transformateur sans fer

L'étude d'intégration des deux variantes d'alimentation (section 6.6) impose l'utilisation d'une géométrie des enroulements rectangulaire.

L'analyse de l'équation 6.2 permet d'observer que pour optimiser le rendement il faut augmenter au maximum l'inductance mutuelle L_{12} et réduire au minimum les résistances des enroulements primaire et secondaire R_1 et R_2 .

Dans l'analyse de l'inductance mutuelle nous avons remplacé les $n \cdot m$ spires constituant une bobine par une seule spire équivalente au centre de la surface de l'enroulement (Fig. 6.16).

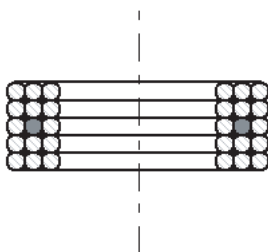


FIG. 6.16: Bobine vue en coupe avec mise en évidence de la spire équivalente.

Cette simplification permet d'appliquer facilement le modèle analytique discrétisé de l'inductance mutuelle (2.16) au développement d'un modèle complètement analytique correspondant à cette inductance.

Modèle analytique de l'inductance mutuelle de bobines placées de face avec même surface

Le modèle analytique discrétisé de l'inductance mutuelle permet de calculer la valeur de cette inductance quelle que soit la géométrie des bobines. La Fig. 6.17 montre un transformateur sans fer composé de deux spires équivalentes aux deux bobinages.

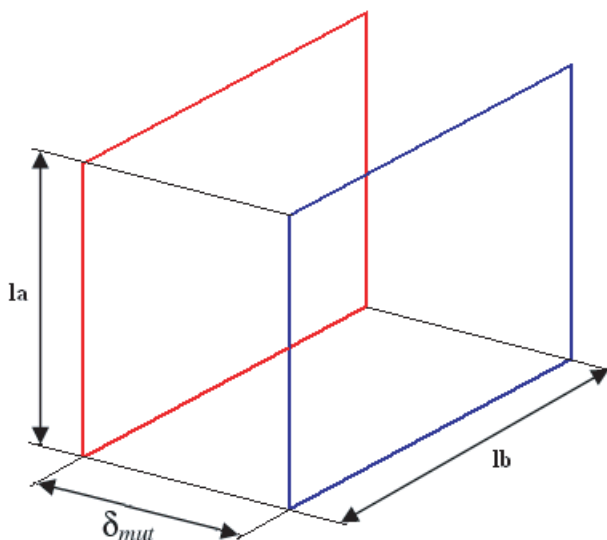


FIG. 6.17: Bobines équivalentes placées de face avec même surface.

où : la est la longueur du côté le plus petit et respectivement lb est la longueur du côté le plus grand des bobines. δ_{mut} est la distance équivalente entre les deux bobines, r le rayon moyen des fils du bobinage et N_1, N_2 le nombre de spires des deux bobinages.

La modélisation de cette inductance (annexe D) donne le résultat suivant :

$$L_{12} = L_{Nn} \left[1 + \kappa_{mut} \left(\frac{lb}{la} - 1 \right) \right] v_{mut} \quad (6.7)$$

où les fonctions L_{Nn} , κ_{mut} et v_{mut} sont décrites à l'annexe D.

Le modèle empirique (6.7) permet de calculer l'inductance mutuelle entre deux bobines de dimension égale et de forme rectangulaire, placées de face. La multiplication par le nombre de spires de chaque bobine permet de trouver l'inductance mutuelle totale :

$$L_{12}|_{totale} = (N_1 N_2)^{0.8} L_{12} \quad (6.8)$$

où le facteur de puissance 0.8 permet d'effectuer une correction de la dissymétrie lignes-colonnes ($n \cdot m$) des deux enroulements.

Modèle analytique de l'inductance mutuelle de bobines placées de face avec surfaces différentes

Nous avons remarqué qu'une augmentation des dimensions d'une des deux bobines produit une augmentation de l'inductance mutuelle jusqu'à un rapport bien précis entre les surfaces des deux bobines. Une augmentation ultérieure des dimensions produit un effet contraire et la valeur de l'inductance mutuelle diminue. La Fig. 6.18 montre une telle situation :

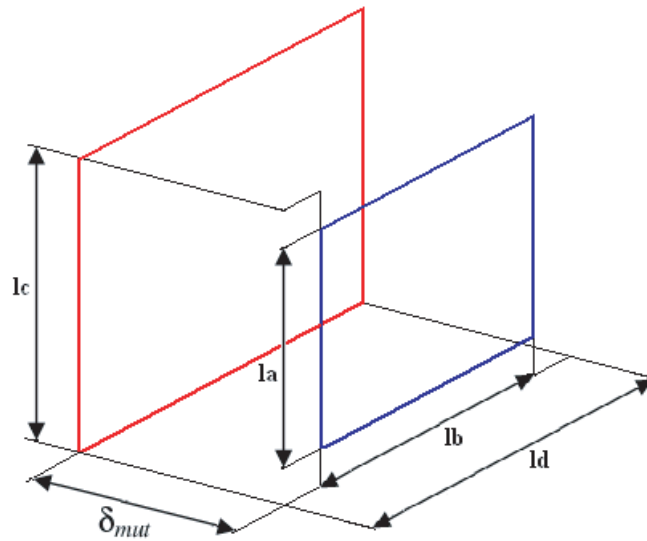


FIG. 6.18: Bobines équivalentes placées de face avec surfaces différentes.

où par rapport à la Fig. 6.17 : la est la longueur du côté le plus petit et respectivement lb est la longueur du côté le plus grand de la bobine de dimension mineure. lc est la longueur du côté le plus petit et respectivement ld est la longueur du côté le plus grand de la bobine de dimension majeure.

En connaissant les dimensions la et lb le modèle suivant permet de calculer lc et ld maximisant l'inductance mutuelle (annexe D) :

$$lc = la \left[\frac{10}{\left(\frac{k_{prof}}{\Gamma} \right)^{1.05}} 0.25 e^{-\left(\frac{k_{prof}}{10\Gamma} \right)^{0.5}} + 0.97 \right] \quad (6.9)$$

$$ld = lc + lb - la \quad (6.10)$$

où le coefficient de profondeur k_{prof} et le facteur correctif Γ sont donnés à l'annexe D.

La modification du modèle (6.7) (annexe D) permet de considérer la différence de surface entre les bobines dans le calcul de l'inductance mutuelle :

$$L_{12,max}|_{déb} = L_{12} \left[\frac{10}{\left(\frac{k_{prof}}{\xi_{mut}}\right)^{1.8}} 0.2 e^{-\left(\frac{k_{prof}}{10\xi_{mut}}\right)^{0.5}} + 1 \right] \quad (6.11)$$

où L_{12} est l'inductance calculée par (6.7) et le facteur correctif ξ_{mut} est donné à l'annexe D.

L'équation (6.12) permet de calculer l'inductance mutuelle dans le cas où, pour des raisons pratiques, la surface de la bobine de dimension majeure est comprise entre celle donnée par $lc \cdot ld$ et celle donnée par $la \cdot lb$.

$$L_{12}|_{déb} = (L_{12,max}|_{déb} - L_{12}) \frac{lx - la}{lc - la} + L_{12} \quad (6.12)$$

où $la < lx < lc$ et $ly = lx + lb - la$ (Fig. 6.18).

Comme pour le modèle (6.8), l'introduction du produit du nombre de spires de chaque bobine permet de trouver l'inductance mutuelle totale :

$$L_{12}|_{déb,tot} = (N_1 N_2)^{0.8} L_{12}|_{déb} \quad (6.13)$$

La Fig. 6.19 montre une comparaison entre les valeurs d'inductance mutuelle calculées par le modèle empirique (6.8) et le modèle analytique discrétisé (A.5) dans un cas sans débordement d'une bobine par rapport à l'autre, pour $la = 50$ mm et $N_1 = N_2 = 1$.

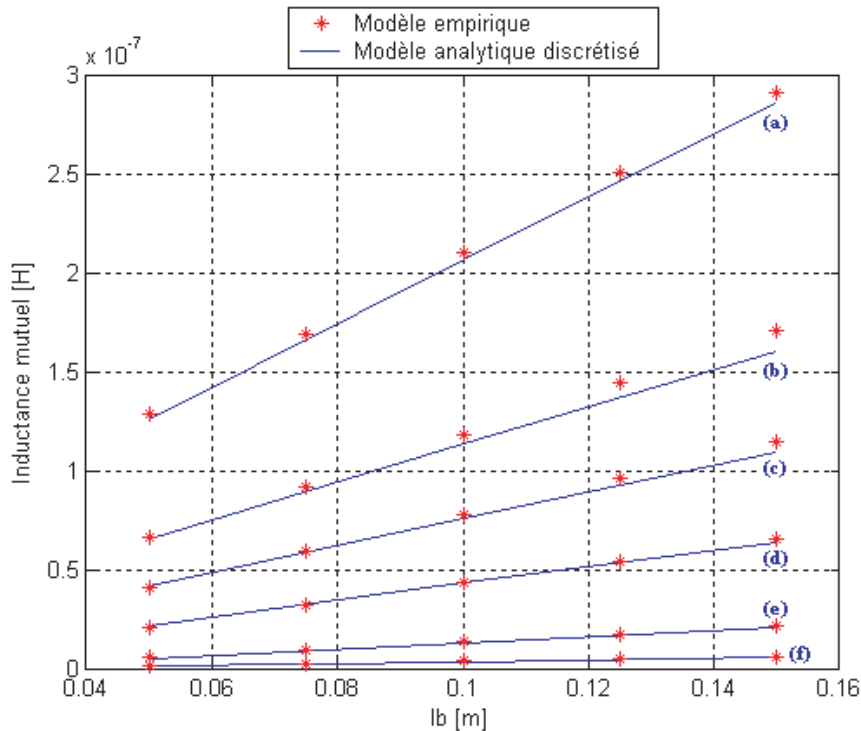


FIG. 6.19: Inductance mutuelle : (a) $\delta_{mut} = 1$ mm, (b) $\delta_{mut} = 5$ mm, (c) $\delta_{mut} = 10$ mm, (d) $\delta_{mut} = 20$ mm, (e) $\delta_{mut} = 50$ mm, (f) $\delta_{mut} = 100$ mm.

La Fig. 6.20 montre une comparaison entre les valeurs d'inductance mutuelle calculées par le modèle empirique (6.13) et le modèle analytique discrétisé (A.5) dans un cas avec débordement d'une bobine par rapport à l'autre, pour $la = 50$ mm, $lb = 100$ mm et $N_1=N_2 = 1$.

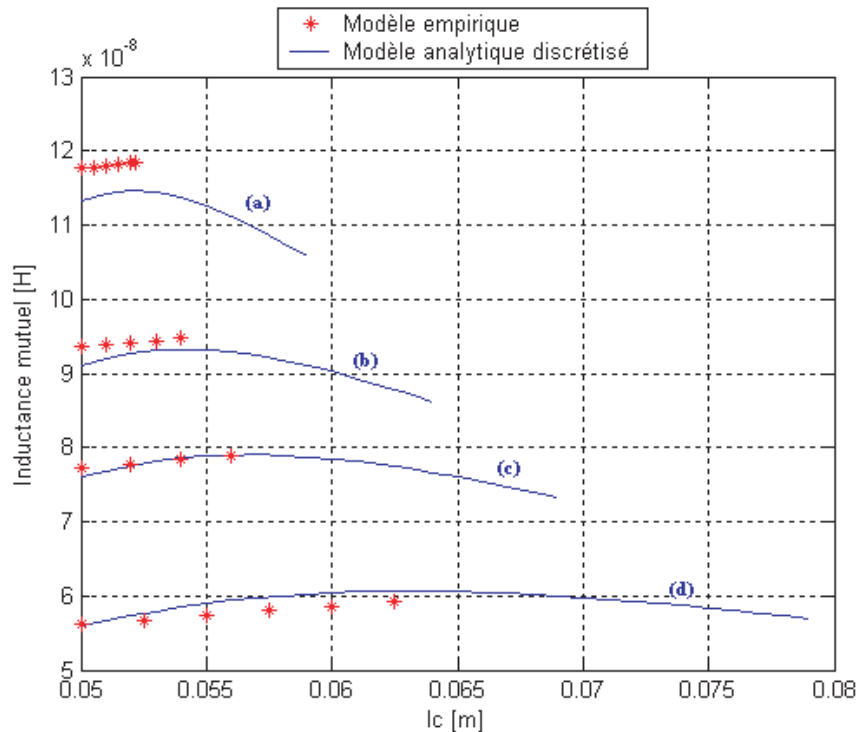


FIG. 6.20: Inductance mutuelle : (a) $\delta_{mut}=5$ mm, (b) $\delta_{mut}=7.5$ mm, (c) $\delta_{mut}=10$ mm, (d) $\delta_{mut}=15$ mm.

Modèle analytique de l'inductance propre

L'application du modèle (6.8) avec $N_1=N_2=N$ et un entrefer $\delta_{mut} = 0$ permet de calculer l'inductance externe. L'addition de l'inductance interne calculée par (4.1), permet de déterminer l'inductance propre de la bobine.

Modélisation de la résistance de charge équivalente du système

Dans un système d'alimentation à distance, l'utilisation d'un redresseur HF et d'un condensateur de lissage qui fournissent une tension DC (Fig. 6.13) à une charge résistive quelconque, impose sur les enroulements du transformateur sans fer des impulsions de courant (Fig. 6.22).

Les modèles pour l'optimisation du système de transmission d'énergie sans contact ont été développés en considérant ces courants comme sinusoïdaux. La valeur efficace de ces impulsions de courant est la cause de l'échauffement du transformateur. Des courants efficaces équivalents peuvent remplacer ces impulsions de courant. La résistance de charge équivalente dépend directement du courant efficace équivalent au secondaire du transformateur.

En se basant sur des développements issus des références [57], [58], [59], [60], nous analyserons trois cas d'alimentation sans contact bien distincts :

- une alimentation en continu ;
- une alimentation ponctuelle avec stockage d'énergie et convertisseur DC/DC (Buck-Boost) ;
- une alimentation ponctuelle avec stockage d'énergie dans la capacité de lissage.

Alimentation en continu

Dans le cas d'un système de transmission d'énergie sans contact alimentant constamment une résistance de charge $R_{ch,DC}$ la capacité de lissage C_{lis} est déterminée par les caractéristiques électriques suivantes :

- puissance sur la résistance de charge $P_{ch,DC}$;
- tension DC sur la résistance de charge $U_{ch,DC}$;
- ondulation de la tension DC $\Delta U_{ch,DC}$;
- facteur de charge F_{charge} ;
- coefficient d'alternances k ;
- la fréquence de la tension au secondaire f .

Pour un redresseur à deux alternances ($k = 2$), le facteur de charge F_{charge} multiplie la période maximale de charge $\frac{1}{k \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot f}$.

L'angle de charge (Fig. 6.21) est donné par :

$$\delta_{ch} = \frac{2\pi}{k} F_{charge} \quad (6.14)$$

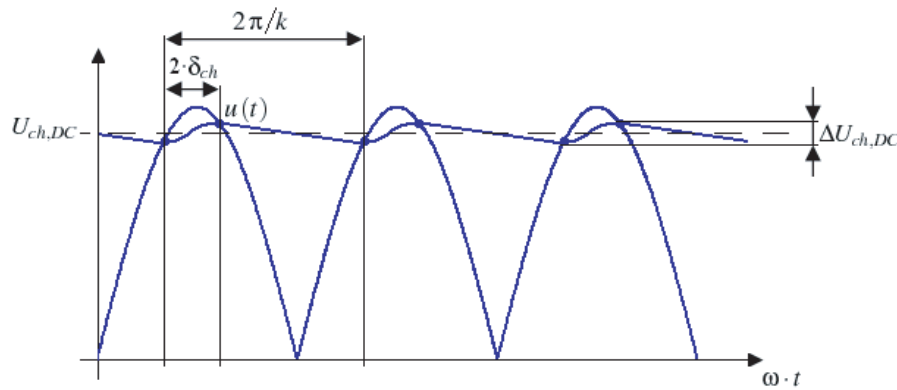


FIG. 6.21: Ondulation de la tension continue après redressement dans le cas d'un redresseur à deux alternances, $U_j = 0$.

Pour que la modélisation de la résistance de charge équivalente $R_{ch,AC}$ soit valable, il faut que la condition suivante soit respectée :

$$Condition = \frac{U_{ch,DC}}{\Delta U_{ch,DC}} \left(\frac{1}{k} - \frac{\delta_{ch}}{\pi} \right) k \gg 1 \quad (6.15)$$

La capacité de lissage C_{lis} est calculée par :

$$C_{lis} \geq \frac{I_{ch,DC}}{\Delta U_{ch,DC} \cdot f} \left(\frac{1}{k} - \frac{\delta_{ch}}{\pi} \right) \quad (6.16)$$

Le courant efficace équivalent sur la charge $I_{ch,AC}$ est donné par :

$$I_{ch,AC} = \sqrt{\frac{\pi}{k \cdot \delta_{ch}} \frac{6}{5}} I_{ch,DC} \quad (6.17)$$

Comme $\delta_{ch} \leq \frac{\pi}{2}$, nous en déduisons de (6.17) que la valeur efficace des impulsions de courant $I_{ch,AC}$ est toujours supérieure à leur valeur moyenne $I_{ch,DC}$.

La tension au secondaire du transformateur est :

$$U_{ch,AC} = \frac{U_{ch,DC} + k \cdot U_j + \frac{\Delta U_{ch,DC}}{2}}{\sqrt{2}} \quad (6.18)$$

où U_j est la tension de seuil des diodes du pont redresseur.

Et la résistance de charge équivalente $R_{ch,AC}$:

$$R_{ch,AC} = \sqrt{\frac{5}{12} \frac{U_{ch,DC} + k \cdot U_j + \frac{1}{2} \Delta U_{ch,DC}}{\sqrt{\frac{\pi}{k \delta_{ch}}} I_{ch,DC}}} \quad (6.19)$$

La puissance équivalente sur la charge $P_{ch,AC}$ est donnée par :

$$P_{ch,AC} = I_{ch,DC} \left(U_{ch,DC} + k \cdot U_j + \frac{1}{2} \Delta U_{ch,DC} \right) \sqrt{\frac{\pi}{\delta_{ch} k}} \quad (6.20)$$

En utilisant une forme parabolique des impulsions du courant au secondaire (Fig. 6.22), la valeur maximale correspondante est :

$$I_{max,secondaire} = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\delta_{ch} k} I_{ch,DC} \quad (6.21)$$

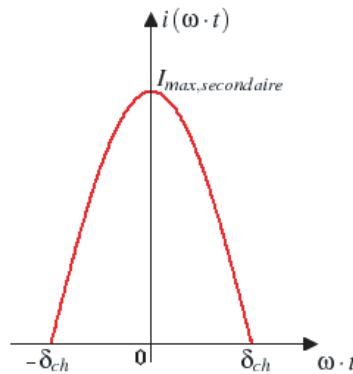


FIG. 6.22: Impulsions de courant dans le transformateur.

Alimentation ponctuelle avec stockage d'énergie et convertisseur DC/DC (Buck-Boost)

Les systèmes à transmission d'énergie sans contact sont très adaptés pour l'alimentation à intermitence ou ponctuelle. Dans ces cas, un système de stockage d'énergie assure la continuité de l'alimentation.

Un convertisseur DC/DC (Buck-Boost) est placé entre la capacité de lissage et le système de stockage pour adapter les niveaux de tension et de courant (Fig. 6.23).

La recharge est effectuée à courant constant, et la tension $U_{ch,DC}$ sur la capacité de lissage est assurée par le système de transmission sans contact pendant la phase de recharge, et par le convertisseur DC/DC (Buck-Boost) pendant la phase de décharge.

Il n'est plus possible de considérer la résistance de charge $R_{ch,DC}$ comme constante, la recharge du système de stockage d'énergie est la cause de cette variation.

Pour la modélisation d'un tel système de transmission d'énergie sans contact, il faut avant tout procéder à une analyse énergétique pour dimensionner le système de stockage d'énergie.

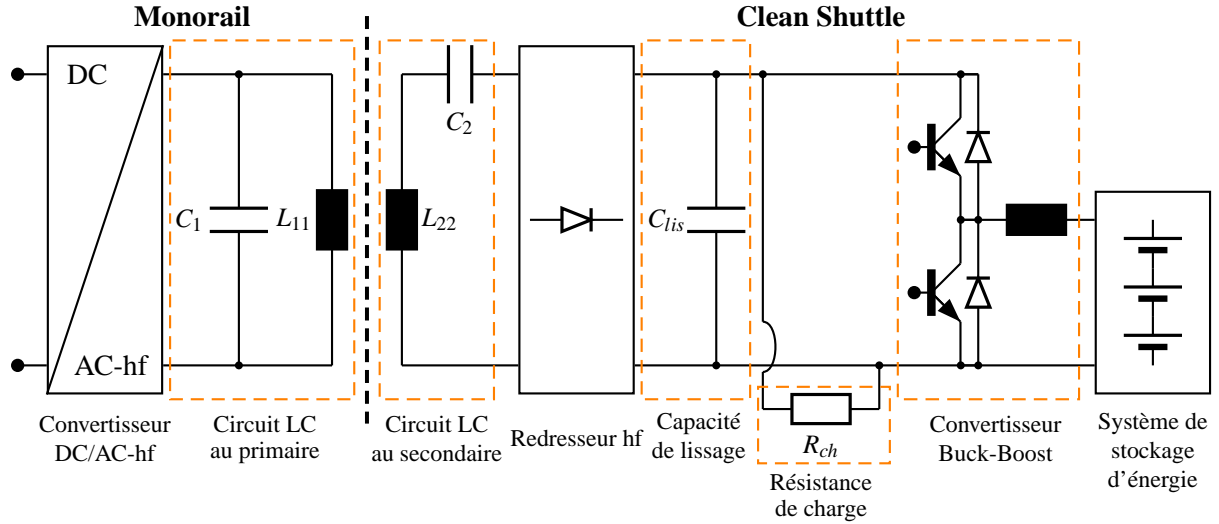


FIG. 6.23: Schéma bloc de la chaîne énergétique constituant l'alimentation à distance avec stockage d'énergie.

Les conditions à charge résiduelle, au début de la phase de recharge et à charge maximale atteint à la fin de cette même phase, permettent de calculer les caractéristiques de fonctionnement limites du redresseur HF et la valeur de la capacité de lissage.

Alimentation ponctuelle avec stockage d'énergie dans la capacité de lissage

Si la capacité de lissage est utilisée comme système de stockage d'énergie (Fig. 6.13), sa valeur est imposée. Elle est de ce fait surdimensionnée par rapport au deux cas précédents.

Son surdimensionnement impose une ondulation de la tension DC $\Delta U_{ch,DC}$ très petite. Même si cette ondulation est l'effet de la recharge du système de stockage d'énergie, pour le calcul de la résistance équivalente $R_{ch,AC}$ elle est négligeable.

L'angle de charge est alors donnée par :

$$\delta_{ch} \cong \frac{\pi}{2} - \text{asin} \frac{U_{ch,DC}}{U_{ch,DC} + k \cdot U_j} \quad (6.22)$$

Et la tension approximée au secondaire vaut :

$$U_{ch,AC} \cong \frac{U_{ch,DC} + k \cdot U_j}{\sqrt{2}} \quad (6.23)$$

En connaissant la capacité de lissage, la condition (6.15) est modifiée. Le choix de la fréquence de transmission énergétique doit respecter la condition suivante :

$$f \gg \frac{P_{ch,DC}}{U_{ch,DC}^2 C_{lis} k} \quad (6.24)$$

Les équations (6.17) et (6.21) combinées avec (6.22) permettent de déterminer le courant efficace équivalent $I_{ch,AC}$ et le courant maximal $I_{max,secondaire}$.

La résistance de charge équivalente et sa puissance sont calculées en utilisant les formules suivantes :

$$R_{ch,AC} \cong \sqrt{\frac{5}{12}} \frac{U_{ch,DC} + k \cdot U_j}{\sqrt{\frac{\pi}{k \delta_{ch}} I_{ch,DC}}} \quad (6.25)$$

$$P_{ch,AC} \cong I_{ch,DC} (U_{ch,DC} + k \cdot U_j) \sqrt{\frac{3 \pi}{5 \delta_{ch} k}} \quad (6.26)$$

Pour que l'approximation introduite en négligeant l'ondulation de la tension DC $\Delta U_{ch,DC}$ n'influence pas la valeur de la résistance $R_{ch,AC}$, il faut que :

$$\Delta U_{ch,DC} = \frac{I_{ch,DC}}{C_{lis} f} \left(\frac{1}{k} - \frac{\delta_{ch}}{\pi} \right) \ll U_{ch,DC,max} \quad (6.27)$$

où $U_{ch,DC,max}$ est le niveau de tension du système de stockage d'énergie juste après la fin d'une recharge complète.

Stockage d'énergie

A la section 6.5, deux variantes de stockage d'énergie ont été choisies, à savoir : les super-condensateurs et les condensateurs traditionnels [61], [62].

Super-condensateurs

Ils sont bien adaptés pour fournir des pointes de puissance dans des laps de temps courts.

Le marché des super-condensateurs propose des produits de capacité nominale entre quelque milli-Farad jusqu'à plusieurs centaines de Farad à des tensions nominales entre 2.3 V et 5V.

Des modules à plus haute tension d'exercice sont disponibles.

Condensateurs traditionnels

Par rapport aux super-condensateurs, les capacités traditionnelles ont un temps de recharge plus court.

Malheureusement, à cette propriété favorable, correspond une capacité de stockage d'énergie très réduite.

Cependant le niveau de la tension nominale plus élevée, le coût réduit et une robustesse au niveau des conditions d'exercice rendent, dans certains cas, très attractifs une solution de stockage d'énergie à condensateurs traditionnels.

Bilan énergétique

L'analyse de la consommation d'énergie électrique (bilan énergétique) du système à alimenter permet de définir la topologie générale du système de stockage.

Dans le bilan énergétique, l'addition de toutes les dépenses énergétiques entre deux recharges du système de stockage d'énergie permet d'identifier l'énergie à fournir en phase de recharge.

$$E_n|_{phase, recharge} = \sum_i E_{ni}|_{phase, décharge} \quad (6.28)$$

où i détermine chaque dépense énergétique entre deux recharges.

Taux de charge et énergie utile

Alors que dans l'utilisation des accumulateurs d'énergie comme composants de stockage, la tension de travail diminue lentement avec la décharge énergétique, rendant relativement facile leur dimensionnement. Il n'en est pas de même pour un système de stockage utilisant des condensateurs (condensateurs traditionnels ou super-condensateurs).

Le taux de charge des condensateurs dépend de la quantité d'énergie stockée qui est consommée. Si toute l'énergie stockée est utilisée, la tension dans chaque condensateur passera du maximum permis à 0 V.

Dans le cas où la tension des condensateurs est de 0 V, le courant devrait être infini pour qu'il fournisse une certaine puissance.

Pour cette raison, la tension minimale admissible des condensateurs doit être limitée. Il est donc impossible d'utiliser toute l'énergie stockée.

Un nouveau paramètre doit être introduit : le taux de charge d_{ch} . Ce paramètre exprimé en pourcents définit le rapport entre la tension minimale U_m après la décharge et la tension maximale U_M après une recharge complète du composant.

$$d_{ch} = \frac{U_m}{U_M} 100 \quad (6.29)$$

En utilisant ce paramètre, l'énergie utile stockée est définie par :

$$E_{n_u} = E_n \left[1 - \left(\frac{d_{ch}}{100} \right)^2 \right] \quad (6.30)$$

Si le taux de charge $d_{ch} = 50\%$, l'énergie utile E_{n_u} sera de 75% de l'énergie électrique stockée maximale.

Nombre de condensateurs

Seule l'énergie utile E_{n_u} est employée pour définir le nombre de condensateurs N_c :

$$N_c = \frac{2 E_{n_u}}{C_{stockage} U_M^2 \left[1 - \left(\frac{d_{ch}}{100} \right)^2 \right]} \quad (6.31)$$

Le nombre de condensateurs est fonction des paramètres des condensateurs : la capacité $C_{stockage}$, la tension maximale U_M , le besoin en énergie utile E_{n_u} et le taux de charge d_{ch} .

Temps nécessaire aux opérations de recharge

Le temps pour charger l'énergie utile E_{n_u} dans les condensateurs par un courant constant est déterminé par :

$$T_{charge} = \frac{C_{stockage}}{I} U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right) \quad (6.32)$$

Où I est le courant dans chaque condensateur, $C_{stockage}$ et U_M sont respectivement la capacité et la tension maximale de chaque condensateur. Le temps de charge pour stocker l'énergie utile E_{n_u} dépend seulement du courant DC de charge et de la valeur initiale de l'énergie résiduelle dans les condensateurs. L'évaluation du temps de charge ne dépend pas du nombre de condensateurs.

Dans le cas où le courant de charge n'est pas fixé, le temps de charge est déterminé par la capacité équivalente de stockage $C_{stockage_{tot}}$ et la résistance du secondaire du transformateur sans fer R_2 (Fig. 2.5). Pour limiter le courant maximal de charge, une résistance additionnelle R_{add} peut être ajoutée en série au secondaire.

$$T_{charge} = 5 R_{tot} C_{stockage_{tot}} \quad (6.33)$$

où $R_{tot} = R_2 + R_{add}$.

Puissance nécessaire

Quand les condensateurs sont chargés avec un courant constant, la puissance instantanée absorbée est donnée par :

$$P_{charge} = N_c I \left(\frac{d_{ch}}{100} U_M + \frac{1}{C_{stockage}} I t \right) \quad (6.34)$$

Pendant les phases de charge, l'augmentation de la tension des condensateurs, associée à un courant DC de charge constante, donne lieu à une puissance absorbée variable. Cette variation est limitée entre deux valeurs :

- P_{min} : la puissance absorbée au début du temps de charge ;
- P_{max} : la puissance absorbée à la fin du temps de charge.

et elle croît de manière linéaire :

$$N_c I \frac{d_{ch}}{100} U_M < P_{charge} < N_c I U_M \quad (6.35)$$

A courant de charge variable la puissance instantanée absorbée est donnée par :

$$P_{charge} = \left[U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{tot} C_{stockage_{tot}}}} \right) + U_0 \right] \frac{U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right)}{R_{tot}} e^{-\frac{t}{R_{tot} C_{stockage_{tot}}}} \quad (6.36)$$

où U_0 est la tension dans les capacités au début de la charge.

La puissance maximale absorbée est donnée par :

$$P_{charge,max} = \frac{1}{4} \frac{\left(U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right) + U_0 \right)^2}{R_{tot}} \quad (6.37)$$

Cette puissance maximale est absorbée à l'instant de charge $t_{max,puissance}$ suivant :

$$t_{max,puissance} = -\ln \left[\frac{U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right) + U_0}{2 U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right)} \right] R_{tot} C_{stockage_{tot}} \quad (6.38)$$

Pour $t_{max,puissance} < 0$ la puissance maximale correspond à la puissance absorbée au début de la charge :

$$P_{charge,début} = \frac{U_M \left(1 - \frac{d_{ch}}{100} \right) U_0}{R_{tot}} \quad (6.39)$$

Modélisation thermique du transformateur sans fer

L'échauffement des enroulements primaire et secondaire est déterminant dans le choix de la densité de courant J des bobinages. Il est principalement limité par la tenue thermique des isolants (annexe E). Toute réduction de l'échauffement nécessite une diminution des pertes, un accroissement de la capacité thermique ou de l'efficacité de refroidissement.

L'optimisation du rendement du transformateur sans fer, impose une minimisation des résistances des enroulements primaire et secondaire qui implicitement limite leur échauffement.

Les trois hypothèses suivantes, admissibles pour des applications à petites puissances, permettent la détermination d'une expression simplifiée de l'échauffement :

- la chute de température par conduction et rayonnement sont négligeables ;
- l'échauffement est déterminé essentiellement par la convection naturelle ;
- seules les pertes Joules sont prises en considération.

L'échauffement est alors défini par la relation [25] :

$$\Delta T_{emp} = \frac{\rho J^2 V}{\alpha A \alpha} \quad (6.40)$$

où la grandeur α est le coefficient de convection agissant sur la surface extérieure A_α des bobines du transformateur (coefficient de convection naturelle $\alpha = 12 \frac{W}{m^2 K}$), ρ la résistivité des fils du bobinage et V le volume de matériel conducteur.

L'influence des effets pelliculaire et de proximité sur la valeur de la résistance des enroulements impose une augmentation de leur échauffement. L'équation 6.40 prend la forme suivante :

$$\Delta T_{emp} = \frac{R'_{pe} S_{fil} J^2 V}{\alpha A_\alpha} \quad (6.41)$$

où R'_{pe} est le modèle de la résistance linéique soumise à l'effet pelliculaire et de proximité (4.3) et S_{fil} est la section utile du conducteur.

6.7.3 Optimisation de la variante à recharge étalée

Une installation "test" du système Montrac® a été mise à notre disposition par Montech® AG (annexe F). Pour des raisons purement pratiques de construction mécanique du primaire étalé, nous avons décidé de limiter l'étalement aux zones rectilignes de l'installation.

Par rapport à la solution proposée comme choix final dans la variante à primaire étalé, les courbes ne sont pas alimentées. Cette modification impose le choix d'une capacité de lissage de valeur plus élevée. Aucun autre changement n'est envisagé.

La plateforme d'optimisation employée est constituée par le programme d'optimisation Pro@DESIGN®.

Fonction objective et contraintes de l'optimisation

La détermination de la fonction objective et des contraintes imposées au système, est la première étape de toute optimisation.

La fonction objective que nous voulons optimiser est le rendement du système de transfert d'énergie sans contact dans le cas où une seule navette est alimentée.

Les contraintes d'optimisation découlent directement du cahier des charges (section 6.5.1), de l'étude d'intégration (section 6.6) et du dimensionnement du système de stockage d'énergie et des caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer (annexe G).

Le tableau 6.8 récapitule toutes ces contraintes :

<i>Contraintes</i>	<i>Limites</i>
Hauteur maximale du primaire	37 mm
Largeur maximale équivalente du primaire	7 m
Hauteur maximale du secondaire	37 mm
Largeur maximale du secondaire	300 mm
Charge équivalente du transformateur	entre 7.3 et 67.1 Ω
Puissance active sur la charge équivalente	entre 5.6 et 51.2 W
Tension AC équivalente	19.3 V
Réactance équivalente d'entrée	0 Ω
Fréquence de travail	100 kHz
Echauffement maximal	80 °C

TAB. 6.8: Contraintes imposées à l'optimisation du système Montrac® à alimentation étalée.

Analyse et choix dans l'optimisation du système de transfert d'énergie sans contact étalé

L'analyse des résultats de l'optimisation nous ont amené à choisir une configuration finale du transformateur sans fer constituée par :

- un primaire étalé sur les deux côtés rectilignes de l'installation "test", de longueur équivalente de 7 mètres pour une hauteur de 37 mm, composé d'une seule spire utilisant un fil de diamètre 1.7 mm monobrin ;
- un secondaire de 300 mm de longueur pour une hauteur de 37 mm, composé de 13 spires utilisant un fil de diamètre 0.9 mm monobrin.

La hauteur maximale du primaire et du secondaire a été choisie en considérant la possibilité d'intégrer le secondaire dans le châssis actuel de la navette. La longueur maximale du secondaire nous a été imposée par le cahier des charges. La phase d'optimisation a démontré que l'utilisation des dimensions assurant une surface du primaire et du secondaire maximale est toujours le choix optimal. Le choix d'une seule spire pour l'enroulement primaire est strictement lié à son intégration dans le monorail, deux considérations sont à la base de cette décision :

- l'intégration relativement facile du primaire dans le système Montrac® : un système étalé est assez contraignant du point de vue de la fabrication et de la souplesse d'installation, la limitation de la complexité du primaire est un point qui joue en sa faveur ;
- la limitation des coûts de réalisation : une installation Montrac® peut comporter plusieurs centaines de mètres de monorail, l'utilisation d'un primaire à une seule spire réduit les coûts de fabrication.

Le choix de limiter à une seule spire le primaire limite le rendement du transformateur sans fer à environ 38 %. L'augmentation du nombre de spires permet d'augmenter le rendement (Fig. 6.24). Dans ce cas, l'utilisation d'un primaire constitué d'un ensemble de spires toutes connectées en parallèle ($N_1 = 1$) permet d'avoir un plus grand rendement qu'une connexion série. Toutes les optimisations effectuées démontrent qu'une architecture du primaire et du secondaire à une seule couche de spires m est systématiquement la meilleure solution. En effet la limitation de m permet de réduire l'entrefer δ_{mut} à son minimum.

La Fig. 6.24 montre le rendement maximal du transformateur sans fer accordé avec une résistance de charge équivalente de $R_{ch,AC} = 7.3 \Omega$ en fonction du nombre de fils constituant les spires du primaire.

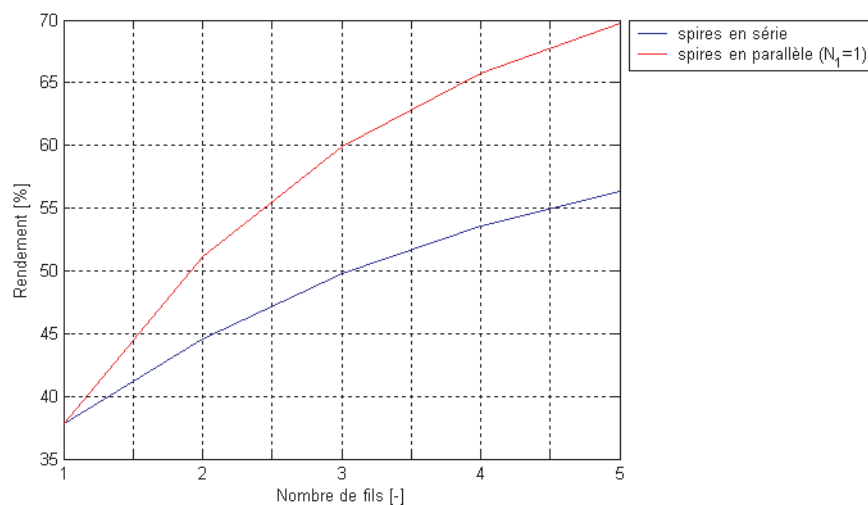


FIG. 6.24: Rendement maximal en fonction du nombre de spires au primaire.

La Fig. 6.25 montre la distance inter-fil d optimale à l'enroulement primaire pour ce même transformateur sans fer en fonction du nombre de spires.

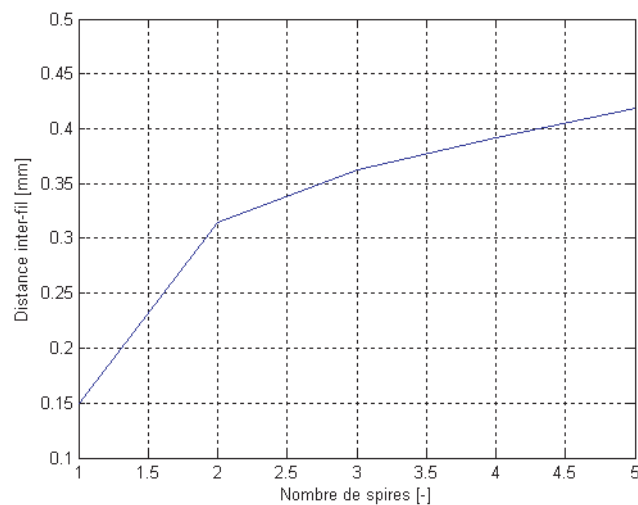


FIG. 6.25: Distance inter-fil d optimale à l'enroulement primaire.

Cette figure permet de mettre en évidence une autre conclusion importante dans la conception d'un transformateur sans fer. D'habitude les enroulements primaire et secondaire, compte tenu des échauffements, sont dimensionnés de façon à maximiser le facteur de remplissage. L'utilisation de la modélisation de l'effet de proximité permet de montrer que cet a priori n'est absolument pas correct. La distance inter-fil d optimum varie avec la variation de la structure ($m \cdot n$) de la section des enroulements et une diminution du facteur de remplissage permet d'avoir une augmentation du rendement du transformateur.

Le choix du diamètre du fil de l'enroulement primaire à 1,7 mm découle d'une considération purement pratique. La Fig. 6.26 montre l'évolution du rendement maximal du transformateur en fonction du rayon du fil de l'enroulement primaire. Ce rendement n'augmente pas proportionnellement avec le rayon. Il dépend d'autres facteurs (équation 6.2) : le choix de la fréquence de travail, la structure du secondaire et l'entrefer du transformateur imposent l'allure de la figure 6.26.

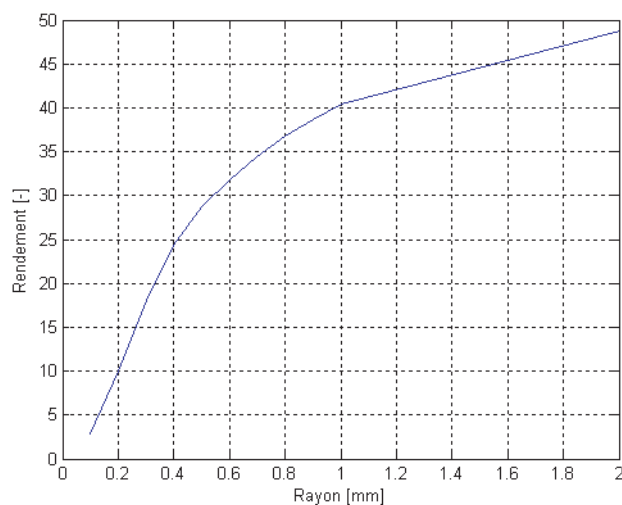


FIG. 6.26: Rendement maximal en fonction du rayon du fil de l'enroulement primaire.

Une analyse de cette caractéristique permet d'observer une forte diminution de la pente de la courbe du rendement pour des valeurs du rayon du fil compris entre 0.6 mm et 1 mm. Le choix d'un rayon entre ces deux limites est un choix idéal. Il permet d'assurer un certain rendement sans pour autant utiliser des fils de diamètre trop élevé. Les mêmes considérations effectuées pour l'enroulement primaire sont valables pour l'enroulement secondaire.

Mesures des caractéristiques principales du transformateur sans fer

Le "Clean shuttle" est un utilisateur d'énergie électrique variable. En effet si pendant une accélération la demande en énergie est d'environ 63.5 J, dans un phase d'attente elle est de seulement 3.12 J. La résistance de charge équivalente que le transformateur sans fer doit alimenter est par conséquent variable. Sa valeur varie entre 7.27 et 67.12 Ω . Les Fig. 6.27, 6.28, 6.29 et 6.30 permettent la comparaison entre calculs et mesures pour les 4 caractéristiques principales du transformateur sans fer.

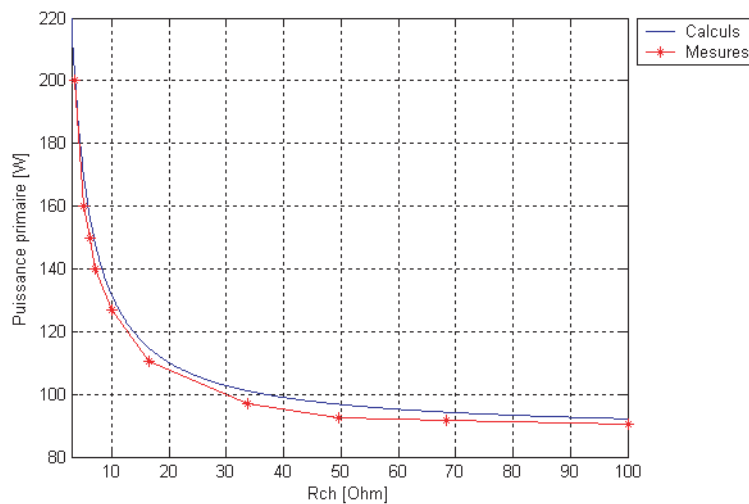


FIG. 6.27: Puissance active au primaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".

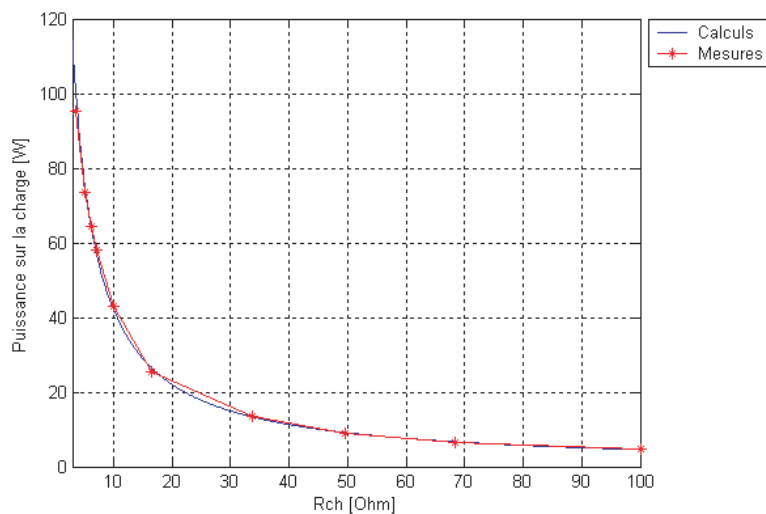


FIG. 6.28: Puissance active au secondaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".

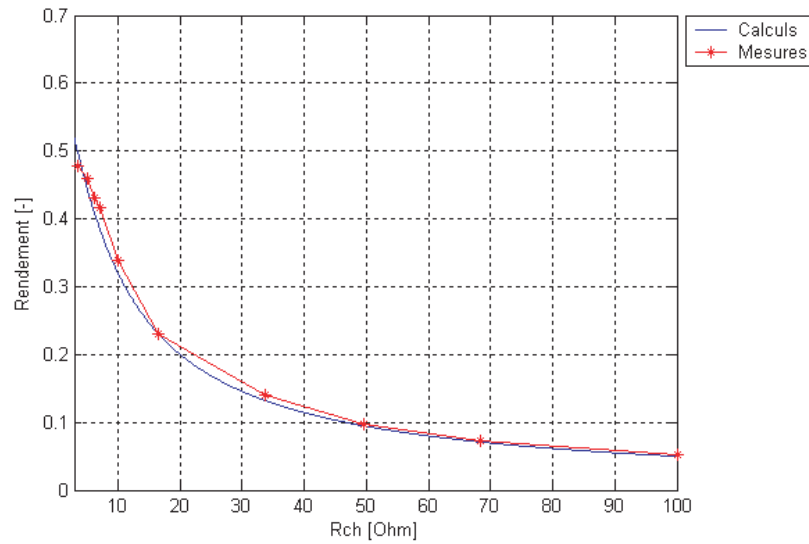


FIG. 6.29: Rendement en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".

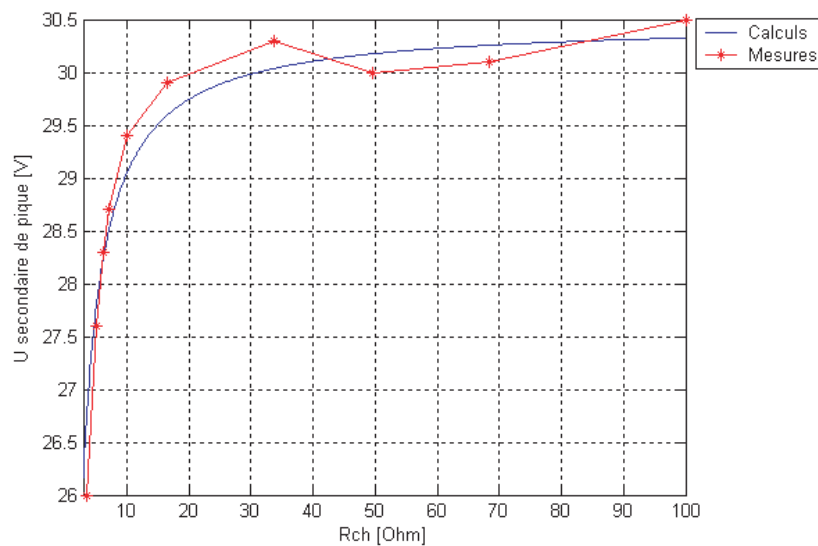


FIG. 6.30: Amplitude de la tension au secondaire en fonction de la résistance équivalente du "Clean shuttle".

Influence du nombre de "Clean shuttles"

Dans l'utilisation de la variante à primaire étalé, le rendement du transformateur sans fer ne doit pas être comparé avec le rendement d'une solution à recharge ponctuelle.

Les zones du primaire qui restent en dehors du couplage primaire-secondaire constituent des zones où le flux généré est considéré comme flux de fuite.

La configuration étalée permet, par contre, d'alimenter plusieurs "Clean shuttles" avec le même primaire en augmentant ainsi le rendement total du système d'alimentation.

Un facteur de recouvrement f_{rec} est introduit pour déterminer de combien la longueur totale du primaire étalé est couplé de manière inductive avec des secondaires.

$$f_{rec} = \frac{\text{Nombre Clean shuttle par primaire} \cdot \text{longueur secondaire}}{\text{longueur primaire}} \quad (6.42)$$

La fonction objective à optimiser est toujours le rendement du système de transfert d'énergie sans contact mais, cette fois, dans le cas où plusieurs navettes sont alimentées simultanément.

Les contraintes du tableau 6.8 restent valables. Seule la charge équivalente du transformateur sera divisée et respectivement sa puissance active multipliée par le nombre de "Clean Shuttle".

La Fig. 6.31 montre l'évolution du rendement en fonction de ce facteur.

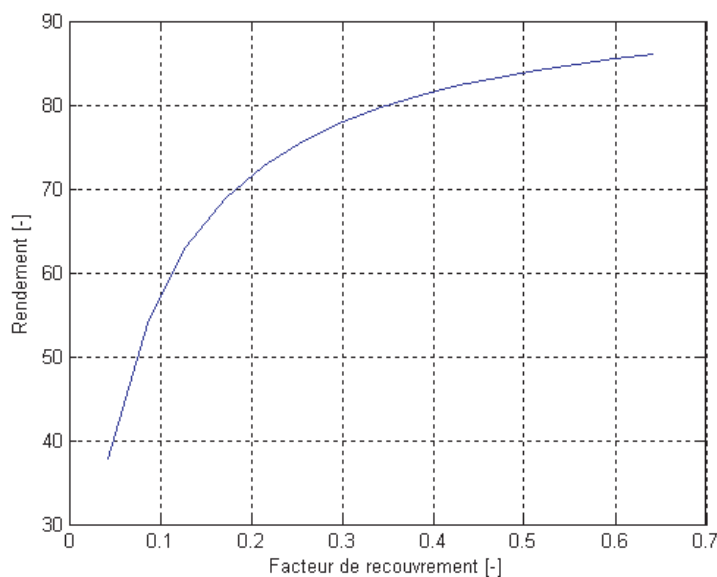


FIG. 6.31: Rendement du transformateur sans fer en fonction du facteur f_{rec} .

Une étude de cette caractéristique permet d'observer un fort affaiblissement de la pente de la courbe de rendement pour un facteur de recouvrement compris entre 0.2 et 0.3.

Cette constatation permet de déterminer le nombre de navettes par primaire assurant un grand rendement minimal tout en limitant la concentration de navette par mètre linéaire de monorail.

A cet intervalle du facteur de recouvrement, correspond un nombre de "Clean shuttles" entre 5 et 7 unités pour un rendement de 72.8% à 77.9%.

Dans le cas où 5 navettes sont utilisées, l'espace moyen entre chacune d'elles est de 1.1 m. Ce même espace se réduit à 0.7 m dans le cas où chaque primaire voit 7 navettes.

La variation de l'impédance équivalente du transformateur en fonction du facteur de recouvrement (Fig. 6.32) est la cause de la variation imposée à la capacité C_1 (équation 6.6).

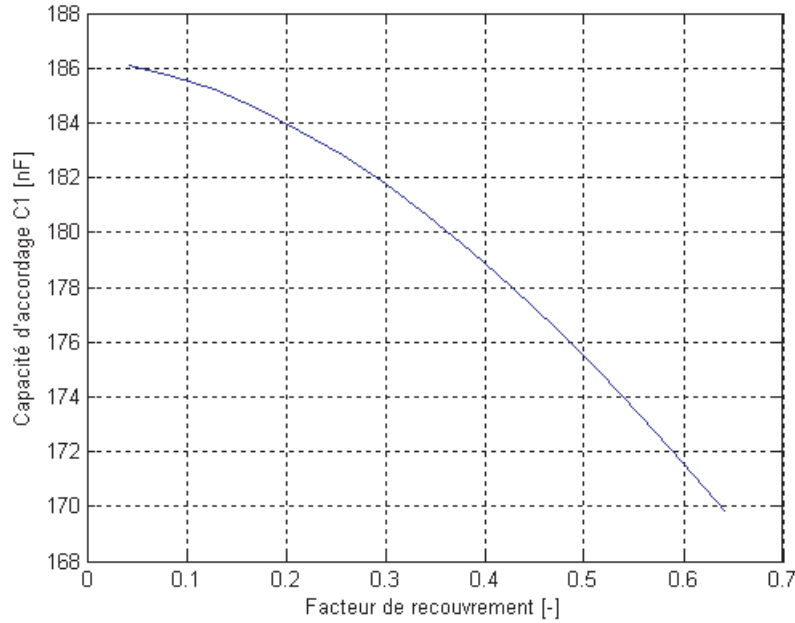


FIG. 6.32: Capacité d'accordage au primaire C_1 en fonction du facteur f_{rec} .

Vérification de l'échauffement thermique

La structure à bobine plate à une seule couche m des enroulements du transformateur et l'utilisation du modèle thermique (6.41) permettent de déterminer le courant maximal admissible dans chaque bobinage :

$$I_{max} = \sqrt{\frac{\Delta T_{emp} \alpha 2 \pi a}{R'_{pe}}} \quad (6.43)$$

où I_{max} est le courant efficace maximal dans l'enroulement et a le rayon.

En considérant une convection naturelle et un échauffement maximal de 80 °C, le courant maximal dans le primaire est de 17.17 A, dans le secondaire de 7.31 A.

Les courants primaire et secondaire maximaux, obtenus à résistance de charge équivalente $R_{ch,AC}$ minimale, sont de 18.25 A pour le primaire et 2.65 A pour le secondaire.

A température ambiante de $T_{emp_a} = 20$ °C, l'équation 6.41 permet de calculer la température des deux enroulements :

$$T_{emp} = T_{emp_a} + \frac{I^2 R'_{pe}}{\alpha 2 \pi a} \quad (6.44)$$

L'échauffement des deux enroulements, vérifié par mesure, est alors de 110.4 °C pour le primaire et de 30.5 °C pour le secondaire.

L'alimentation de plusieurs navettes par un seul primaire, ne modifie pas l'échauffement du primaire de manière considérable, il faut remarquer que le courant dans l'enroulement primaire est un courant d'origine très inductive. Le changement de la résistance de charge équivalente n'a presque aucune influence sur le courant efficace du primaire.

La totalité des caractéristiques de cette solution est résumée à l'annexe H.

6.7.4 Optimisation de la variante à recharge ponctuelle

Nous nous limiterons ici à une description synthétique du dimensionnement optimisé de ce système d'alimentation.

Fonction objective et contraintes de l'optimisation

La fonction objective reste la même que pour l'optimisation de la variante à recharge étalée, à savoir l'optimisation du rendement du système de transfert d'énergie sans contact.

Le tableau 6.9 récapitule toutes les contraintes imposées par le cahier des charges (section 6.5.1), par l'étude d'intégration (section 6.6) et le dimensionnement du système de stockage d'énergie ainsi que par les caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer (annexe I).

<i>Contraintes</i>	<i>Limites</i>
Hauteur maximale du primaire	56 mm
Largeur maximale du primaire	300 mm
Hauteur maximale du secondaire	56 mm
Largeur maximale du secondaire	300 mm
Espacement entre primaire et secondaire	1 mm
Charge équivalente du transformateur	entre 430 et 860 mΩ
Puissance active sur la charge équivalente	entre 470 et 940 W
Tension AC équivalente	20.15 V
Réactance équivalente d'entrée	0 Ω
Fréquence de travail	100 kHz
Echauffement maximal	80 °C

TAB. 6.9: Contraintes imposées à l'optimisation du système Montrac® à alimentation ponctuelle.

Choix du système optimisé de transfert d'énergie sans contact ponctuel

Une phase d'optimisation du transformateur sans fer a permis de déterminer sa configuration finale constituée par :

- un primaire de 300 mm de longueur pour une hauteur de 56 mm, composé de 9 spires utilisant un fil de diamètre utile de 2.5 mm monobrin ;
- un secondaire de mêmes dimensions, composé de 2 spires utilisant le même fil.

Le choix d'un fil de diamètre 2.5 mm pour l'enroulement secondaire est imposé par son échauffement. Le rendement pour un entrefer de 1 mm est de 94 %.

La distance inter-fil pour l'enroulement primaire est de 0.61 mm et pour le secondaire de 0.59 mm.

La totalité des caractéristiques de cette solution est résumée à l'annexe J.

6.8 Considérations sur l'utilisation du fil de Litz ou du fil émaillé monobrin

Dans le développement de transformateurs sans fer pour l'alimentation à faible distance, nous observons une utilisation systématique du fil de Litz pour la fabrication des enroulements [63], [64], [65], [66], [67], [68].

Le fil de Litz permet de réduire l'effet pelliculaire et de proximité. Son utilisation permet de négliger ces phénomènes.

L'utilisation des modèles développés dans ce travail de thèse permet d'affiner le choix du fil de Litz à employer ou de le substituer par un fil émaillé monobrin en fonction du facteur coût [69].

Une analyse sur un échantillon de 152 types de fil de Litz différents est effectuée pour permettre une comparaison entre la résistance linéique des fils de Litz et celle des fils émaillés monobrins (annexe K).

Ces fils de Litz correspondent à la production complète de l'entreprise Elektrisola®, l'une des leader mondiale dans la production de fils de Litz et fils émaillés.

Le grand nombre d'échantillons analysé nous permet de généraliser les résultats obtenus :

- jusqu'à une fréquence de 11 kHz, l'utilisation de fil émaillé monobrin permet de réduire la résistance linéique pour les 152 types de fils de Litz ;
- à une fréquence de 100 kHz, seulement 23.7 % des 152 types de fils ont une résistance linéique inférieure au fil émaillé et pour une fréquence de 500 kHz, ce pourcentage ne monte qu'à seulement 57.2% ;
- à une fréquence de 100 kHz, un fil de Litz ayant un diamètre extérieur plus petit de 1.261 mm, n'a jamais, quelle que soit sa structure, une résistance linéique plus faible que celle du fil émaillé monobrin, et à une fréquence de 500 kHz ce diamètre reste d'une valeur non négligeable de 0.563 mm.

L'utilisation systématique du fil de Litz dans la réalisation d'un transformateur sans fer pour l'alimentation à distance n'est pas toujours le bon choix et pour une fréquence de travail de 100 kHz son utilisation n'est absolument pas la règle mais plutôt l'exception.

Seule une phase d'optimisation permet d'effectuer un choix optimal entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

6.9 Conclusions

Dans ce chapitre applicatif, nous avons mis en évidence trois concepts très importants dans l'optimisation d'un système de transmission d'énergie à faible distance, à savoir :

- la minimisation de l'épaisseur des bobines primaire et secondaire, la notion de *transformateur sans fer à bobines plates* ;
- la dégradation du facteur de remplissage des enroulements ;
- les limites de l'utilisation du fil monobrin et respectivement du fil de Litz.

La minimisation de l'épaisseur des bobines est strictement liée à la distance entre primaire et secondaire.

Si l'intégration du transformateur sans fer impose exclusivement un petit entrefer, suite à une phase d'optimisation, ce transformateur sera formé par des bobines plates.

En effet si plusieurs couches de spires m sont utilisées dans la construction des bobines primaire et secondaire, l'entrefer équivalent formé par la distance réelle primaire-secondaire plus les deux moitiés de l'épaisseur des deux enroulements augmente très fortement. L'augmentation de l'inductance mutuelle

produite par l'augmentation du nombre de spires des enroulements est annulée par celle de l'entrefer équivalent, donnant comme résultat un couplage inductif dégradé.

Par contre si la distance primaire-secondaire est, toujours pour des raisons d'intégration, d'une certaine importance, l'augmentation relative de l'entrefer équivalent ne produit pas une dégradation assez importante du couplage inductif et une structure à plusieurs couches de spires m est une solution envisageable.

L'utilisation des modèles considérant l'effet de proximité et pelliculaire sont à l'origine des deux autres observations. Il est très important de remarquer comment ces considérations finales sont contradictoires avec les à priori que nous avons sur ces sujets.

Dans le développement et la fabrication d'enroulements, il est habituel de maximiser le facteur de remplissage, or cette idée reçue fait complètement abstraction de l'effet de proximité. Au cours de ce chapitre nous avons mis en évidence qu'une dégradation du facteur de remplissage diminue certainement la valeur de l'inductance mutuelle du transformateur, mais dans le même temps il réduit très fortement les résistances des bobinages et le rendement augmente.

Habituellement dans le développement d'un transformateur haute fréquence l'utilisation systématique du fil de Litz est la seule et unique solution envisagée. L'analyse effectuée démontre que non seulement l'utilisation du fil de Litz n'est pas a priori la solution optimale mais que le plus souvent, compte tenu du facteur économique, une solution utilisant un fil émaillé aura des performances globales meilleures.

Chapitre 7

SYSTEME IGLUS®

Depuis au moins quatre mille ans, la condition pathologique du diabète est connue en milieu médical. La première preuve historique remonte au 1550 avant J.C. dans le papyrus d'Ebers.

Jusqu'aux années 1950, le diabète est resté une maladie relativement rare. Une plus grande consommation de sucre dans nos habitudes alimentaires a accentué cette maladie.

Une étude de l'Organisation Mondiale de la Santé (WHO) a déterminé qu'en 1985 les personnes souffrant de diabète étaient de 30 millions, en 1995 de 135 millions et en 2001 d'environ 177 millions. En 2030 ils seront 370 millions (+ 110%). Chaque année 4 millions de personnes meurent à cause du diabète, environ le 9 % des décès totaux.

Le diabète est classifié comme une maladie métabolique parce qu'elle compromet le métabolisme du glucose. Nous pouvons distinguer deux formes principales du diabète mellite, appelées respectivement diabète insulino-dépendant ou type 1 et diabète non insulino-dépendant ou type 2. En réalité la classification est plus complexe.

Actuellement, la définition plus générale est celle qui décrit le diabète comme une maladie caractérisée par des niveaux de glucose dans le sang plus élevés que la norme (hyperglycémie). Si l'insuline vient à manquer, ou si celle-ci ne peut être utilisée, le glucose n'est pas métabolisé, mais reste dans la circulation sanguine et il est expulsé avec les urines. Cette définition est valable pour toutes les formes de diabète même si les mécanismes et les origines du type 1 et du type 2 sont différents.

Le diabète mellite de type 2 représente le 85-95% de la totalité des cas de diabète des pays développés. En 1995 le continent avec le plus grand nombre de diabétiques était l'Europe, avec 33 millions de malades, suivi des Amériques avec 31 millions et du Sud Est Asiatique avec 28 millions.

Les coûts pour le diabète de type 2 représentent entre le 3 et le 6 % de la dépense sanitaire totale dans 8 pays européens. En Suisse l'estimation actuelle du nombre de malades est de 250'000 unités, le 3-4 % de la population.

Plusieurs fabricants de différents pays comme les USA, le Japon, la Suisse, etc. travaillent dans le domaine du monitoring du taux glycémique et l'administration d'insuline en continu.

L'analyse de chacun de ces systèmes, de ses avantages et de ses inconvénients, permet de déterminer les différents principes de fonctionnement déjà existants. Cette étape est nécessaire, dans le développement d'une nouvelle solution si possible plus performante que les autres.

7.1 Cahier des charges

L'état d'avancement de ce projet, encore dans une phase d'étude, ne permet pas la rédaction d'un cahier des charges très détaillé comme pour l'application Montrac®.

Néanmoins il permet de déterminer les différents paramètres qui constituent cette nouvelle solution. Son analyse permettra aussi une comparaison avec d'autres produits concurrents.

La société Sensile Medical en collaboration avec le laboratoire LAI et LPM de l'EPFL a établi un cahier des charges qui peut être résumé comme suit :

Base du principe de fonctionnement

- Le principe de base est de créer un champ tournant pour l'entraînement d'un rotor permettant la mesure de la viscosité du liquide qui l'entoure ;
- ce rotor, implanté dans le corps humain, est axialement déplacé en dehors du stator à une distance de 10 mm ;
- la tension induite de décélération du rotor est utilisée pour la mesure du couple résistif ;
- la partie implantée dans le corps humain doit être complètement passive (aucune source d'alimentation embarquée) ;
- le système doit prévoir un système d'alimentation autonome de telle sorte que son utilisation soit possible en tout temps.

Masse et volume

- Les composants constituant le système stator-rotor doivent être développés de manière à limiter la masse et le volume total de l'actionneur ;
- Le rotor, de forme cylindrique, ne doit pas dépasser une hauteur de 6 mm et un diamètre de 3 mm ;
- Le stator doit pouvoir être intégré dans un système à montre.

Rotor

- Le rotor est composé d'un aimant permanent de NdFeB avec une paire de pôle ;
- la magnétisation est de type diamétral ;
- l'intensité de champ magnétique résiduelle B_r est de 1 T.

Vitesse de rotation et temps d'accélération

- La vitesse de rotation nominale après une phase d'accélération rotorique est fixée entre 18'000 et 30'000 t/min ;
- le temps d'accélération pour une vitesse rotorique nominale est fixé à 10 sec.

Energie consommée

- L'énergie maximale utilisée par l'actionneur à chaque mesure est fixée à 50 J.

Tension de fonctionnement

- La tension d'alimentation de l'actionneur ne doit pas dépasser les 3 V.

Intensité de fonctionnement

- Le fonctionnement de l'actionneur peut être continu 24 heures sur 24, 7 jours sur 7 à intervalles de 15-20 min.

7.2 Etude comparative des systèmes de monitoring du taux glycémique

7.2.1 Principe de fonctionnement des systèmes existants

Le monitoring du taux glycémique est classifiable en deux grands groupes :

- *A* : les systèmes de mesure invasives ;
- *B* : les systèmes de mesure non invasives.

Le tableau suivant permet d'identifier et classer les principaux producteurs de système de détection du taux glycémique dans ces deux groupes :

<i>A</i>	<i>B</i>
Roche Diagnostics [71]	Sensors for Medicine and Science, Inc. (SMSI) [78]
Bayer HealthCare [72]	DexCom, Inc. [79]
LifeScan [73]	Medtronic [80]
Home Diagnostic, Inc. [74]	Animas Corporation [81]
BD Diabetes [75]	Animas Corporation (GlucoWatch G2) [82]
ACON International [76]	Hitachi [83]
Abbott Diabetes Care [77]	

TAB. 7.1: Répartition en deux catégories des fabricants de systèmes de détection du taux glycémique.

Dans le groupe *A*, la mesure du taux glycémique est effectuée en prélevant, par piqûre, un échantillon de sang. Cette opération est effectuée en utilisant des autopiqueurs similaires à un stylo à bille. L'échantillon de sang est automatiquement déposé sur une bandelette qui est ensuite introduite dans un système de mesure du taux glycémique.

Le groupe *B* utilise une mesure indirecte. Le taux glycémique est déterminé par la mesure du taux du glucose dans le fluide interstitiel. Différents principes peuvent être appliqués pour effectuer cette mesure : "Sensors for Medicine and Science, Inc. (SMSI)" utilise un système de détection par capteur optique, "DexCom, Inc." utilise un système électrochimique à biocapteur utilisant un enzyme et "Medtronic" utilise un capteur formé par un microélectrode revêtu d'une surface mince d'oxydase de glucose.

Le système "Animas Corporation" utilise un capteur optique comme le système "Sensors for Medicine and Science, Inc. (SMSI)" mais son capteur est directement inséré dans une veine à contact direct avec le sang.

Tous ces systèmes sont composés de deux parties, le capteur qui est implanté dans le corps au-dessous de la peau dans une zone riche en fluide interstitiel et un "reader" qui traite l'information envoyée par radio fréquence du capteur.

Le système "Hitachi" ne prévoit pas de capteur implanté dans le corps, il se base sur un ensemble de mesures effectuées par l'intermédiaire de capteurs capables de détecter des paramètres physiologiques corrélés avec le métabolisme du corps humain comme : la température, l'oxygénation et la pression cardiovasculaire.

Le principe de fonctionnement du système "Animas Corporation (GlucoWatch G2)" se base sur l'altération de la structure de la peau de façon à permettre l'extraction des molécules de glucose. Une application d'un courant électro-osmotique provoque la dilatation des pores à travers lesquelles peuvent passer les molécules de glucose. Ces molécules sont stockées dans un capteur où une électrode permet la mesure du taux glycémique.

Si les systèmes du groupe *A* sont tous commercialisés depuis un certain temps, seuls les systèmes "Medtronic" et "Animas Corporation (GlucoWatch G2)" du groupe *B* sont commercialisés, tous les autres

sont dans une phase d'étude de faisabilité ou pré-clinique.

Actuellement la précision atteinte dans la mesure du taux glycémique pour les systèmes faisant partie du groupe *B* n'est pas assez satisfaisante pour permettre de baser une thérapie sur les seules informations fournies par ces systèmes. Leur utilisation est à considérer comme complémentaire à la mesure effectuée de manière invasive.

L'hétérogénéité des principes de base employés pour la détection du taux glycémique et le peu de points communs avec le système Iglus® (aucun des dispositifs étudiés ne prévoit un actionneur de type électromécanique), rend inutile une étude comparative détaillée. Néanmoins deux conclusions très importantes dans la recherche d'une nouvelle solution sont envisageables :

- l'utilisation du fluide interstitiel pour la détection du taux glycémique est une solution envisageable ;
- la précision de la mesure effectuée par un tel dispositif est réduite par rapport à un système de mesure invasive utilisant directement un échantillon de sang.

7.3 Analyse fonctionnelle

Le système de détection du taux glycémique Iglus® prévoit deux fonctions bien distinctes :

- la création d'un champ tournant pour l'entraînement du rotor jusqu'à la vitesse de rotation nominale ;
- la récupération de l'information sous forme de tension induite de mouvement pendant la phase de décélération rotorique.

La décomposition en plusieurs modules ou fonctions d'ensemble (Fig. 7.1) de ce système permet une analyse de chaque sous-fonction composant le système global.

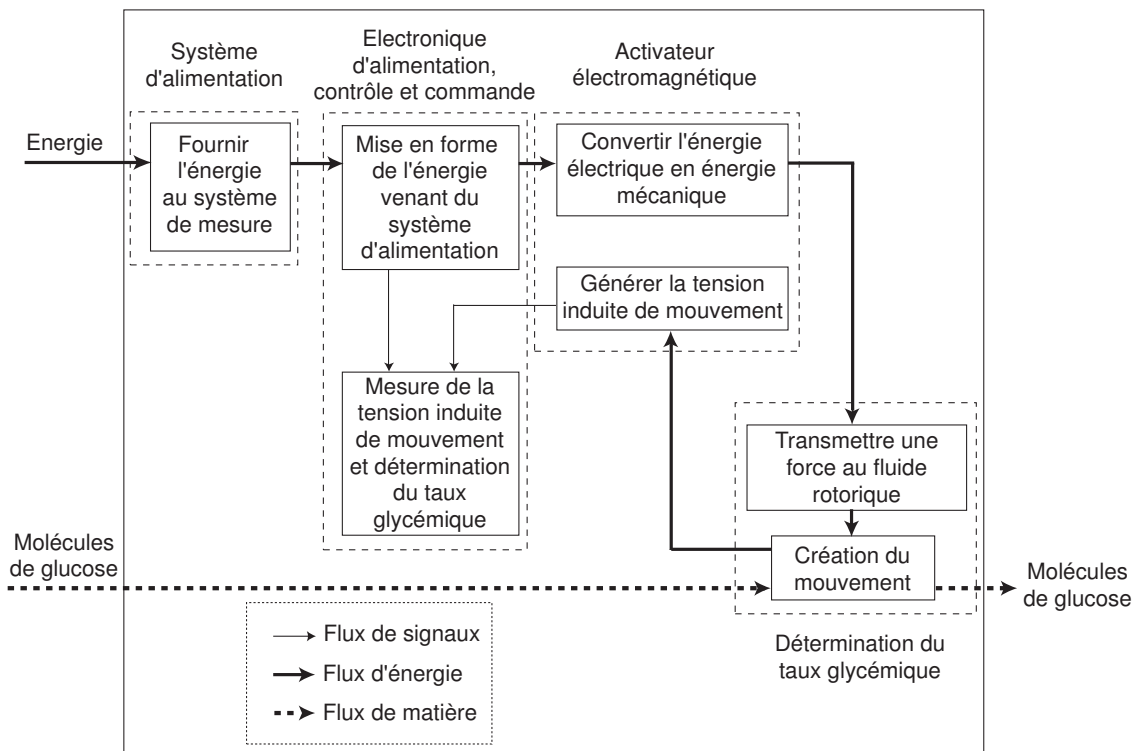


FIG. 7.1: Système de détection du taux glycémique Iglus®.

La création d'un certain nombre de modules regroupant plusieurs fonctions partielles permet d'identifier dans ces modules une entité physique du système. Quatre modules sont ainsi créés :

- système d'alimentation ;
- électronique de contrôle et commande ;
- actionneur électromagnétique ;
- détecteur du taux glycémique.

7.4 Recherche de nouvelles solutions de détection du taux glycémique

L'étude du cahier des charges et l'analyse fonctionnelle du système permettent de déterminer les contraintes imposées par l'intégration d'une nouvelle solution. La conception de l'entraînement et la mesure de la tension induite du système Iglus® dépendent directement de cette intégration. La structure du stator et du rotor, la distance les séparant, l'électronique de commande ainsi que toutes les caractéristiques telles que couple, niveau de tension induite, force de translation, rendement Joule, volume, masse, coût, etc. sont dépendants de ce choix. Il est donc très important de concevoir une solution considérant tous les aspects permettant une intégration aussi simple que possible tout en assurant la fiabilité du système.

L'approche méthodique utilisée dans le développement d'une nouvelle solution d'alimentation du système Montrac® est une approche généraliste, utilisable pour tout sorte d'actionneurs intégrés. Par conséquent elle est employée aussi dans la détermination d'une nouvelle solution pour le système Iglus®.

L'analyse fonctionnelle (Fig. 7.1) a permis la décomposition de la fonction d'ensemble, en fonctions partielles permettant par la suite de réaliser un catalogue de solutions pour toutes les fonctions partielles trouvées.

7.4.1 Fonction : "stockage d'énergie"

Le cahier des charges impose au système une utilisation sans alimentation directe, un système de stockage d'énergie doit être prévu. Compte tenu des contraintes imposées par le système Iglus®, un catalogue non-exhaustif (Fig. 6.5 et 6.6) permet de donner toutes les solutions envisageables pour la conception d'un système de stockage d'énergie.

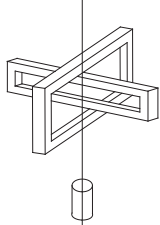






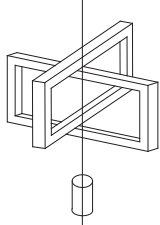






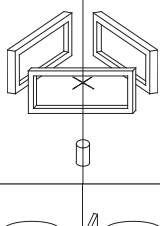






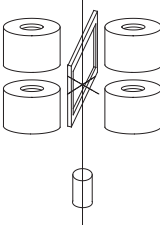






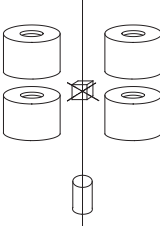






7.4.2 Fonction : "convertir l'énergie électrique en énergie mécanique et générer la tension induite de mouvement"

La rédaction du catalogue de solutions pour la fonction "convertir l'énergie électrique en énergie mécanique et générer la tension induite de mouvement" doit considérer d'un côté les contraintes géométriques du système rotor-stator et de l'autre, les caractéristiques magnétiques du rotor. Le Tab. 7.2 montre un catalogue de solutions envisageables.

La notation des critères de choix correspond à celle utilisée au chapitre 6.

7.4.3 Fonction : "transmettre une force au fluide rotorique"

La fonction "transmettre une force au fluide rotorique" ne fait pas l'objet d'un catalogue de solutions. Les contraintes imposées par le cahier des charges prévoient l'utilisation d'un rotor à aimant permanent à une paire de pôles magnétisé diamétralement.

Critères de classement		N°	Schéma de principe	Commentaire	Encombrement	Facilité de fabrication	Gén. de forces de translation	Génération du couple	Coût de fabrication	Mesure de la tension induite
Détection tension induite	Phases statoriques									
Bobines	A une seule bobine	1		Stator à bobines imbriquées						
		2		Stator à bobines enchaînées						
		3		Stator à bobines libres						
	A bobines doubles	4		Stator à bobines doubles, avec bobine dédiée à la mesure de la tension induite						
		5		Stator à bobines doubles, avec capteur(s) à effet Hall dédié(s) à la mesure de la tension induite						
Capteur(s) à effet Hall										

TAB. 7.2: Catalogue de solutions pour la fonction "convertir l'énergie électrique en énergie mécanique et générer la tension induite de mouvement".

7.4.4 Fonction : "mise en forme de l'énergie venant du système de stockage et mesure de la tension induite de mouvement et détermination du taux glycémique"

Cette fonction doit permettre la mise en forme de l'énergie présente dans le système de stockage de façon à générer un champ tournant. Ce champ tournant est constitué de plusieurs signaux sinusoïdaux déphasés.

La récupération de l'information sur la viscosité du liquide rotorique est effectuée en mesurant une tension induite directement dépendante de la décélération rotorique. Cette mesure permet le calcul du taux glycémique.

La complexité de ces tâches ne laisse pas beaucoup de solutions envisageables. La souplesse d'utilisation, les coûts relativement favorables et la possibilité de miniaturisation rendent une solution utilisant une carte DSP de contrôle et commande couplée avec un pont en H très favorable à une telle application.

7.5 Choix final de la solution

La section 7.4 donne une vue d'ensemble des solutions envisageables pour chaque fonction constituant le système de détection du taux glycémique Iglus®.






Le choix final de la solution à adopter découle directement d'une comparaison entre ces solutions et le cahier des charges du système Iglus® (section 7.1).

7.5.1 Classification des caractéristiques du système Iglus®

La détermination du cahier des charges permet d'identifier les caractéristiques du système Iglus®. Ces caractéristiques n'ont pas toutes la même importance dans le développement d'une nouvelle solution.

La classification de ces caractéristiques par leur niveau d'importance permet la comparaison des solutions envisageables en considérant les contraintes imposées par cette classification sans pour autant négliger la vue d'ensemble du système.

La même notation à cercle employée à la section 7.4 est utilisée, le cercle blanc représente la plus grande importance et le cercle totalement noir la moins importante.

Caractéristiques du système Iglus®	Classification par importance
Poids et volume embarqué	
Rendement Joule	
Coût de production	
Souplesse de mesure	
Contraintes d'utilisation	

TAB. 7.3: Classification par importance des caractéristiques du système Iglus®.

7.5.2 Commentaires

La synthèse de l'analyse des solutions envisageables est une étape permettant d'aboutir à un choix final d'une solution. Une démarche par élimination des solutions inacceptables du point de vue du cahier des charges est souvent une procédure plus aisée.

Ceci nous amène donc à formuler les remarques suivantes :

- Un stockage d'énergie par biberonnage impose un poids et un volume inacceptable pour un système mobile appliqué au corps humain, son utilisation est très contraignante pour le malade. L'utilisation de deux sources de stockage d'énergie ou plus, a comme conséquence directe une augmentation du prix. De ce fait, cette solution ne sera pas retenue pour le choix final.
- L'utilisation des condensateurs traditionnels ou des super-condensateurs comme système de stockage d'énergie ne permet pas d'assurer une autonomie suffisante dans un volume réduit. Une telle solution est inexploitable par rapport aux contraintes d'utilisation imposées par le système Iglus®.
- Une solution utilisant des accumulateurs comme système de stockage d'énergie permet d'assurer une très grande densité d'énergie, une faible autodécharge, un faible encombrement, un coût et un poids réduits. Même si les cycles de vie et le courant maximal de décharge sont faibles, cette solution est choisie pour la poursuite de l'étude.
- L'utilisation d'un stator à bobines imbriquées permet de réduire au minimum l'encombrement. Sa structure très facilement réalisable permet de réduire les coûts de fabrication tout en gardant des hautes performances dans la génération du couple et la mesure de la tension induite. Même si l'imbriquement des phases statoriques produit la génération de forces parasites de translations, cette solution reste envisageable.
- La fabrication d'un stator à bobines enchaînées est techniquement très problématique. Le coût de production qui en résulte est aussi élevé. Les améliorations du point de vue de la qualité du couple généré et de la tension induite mesurée ne justifient pas un tel choix. La solution est donc abandonnée.
- Une structure à stator à bobines libres impose une augmentation considérable de son encombrement. La dissymétrie des phases provoque une détérioration de la qualité du couple généré et l'augmentation des forces de translation parasites. La solution est donc également abandonnée.
- Un système utilisant un stator à phases à bobines doubles utilise le champ mutuel entre chaque paire de bobines pour générer le champ tournant. Ce système permet d'annuler les forces de translation et l'ondulation de couple. Malheureusement, il est influencé par un décentrage du rotor par rapport au stator en augmentant ainsi les contraintes d'utilisation. Pour rendre le système moins influencé par ce phénomène il faut augmenter la distance entre les différentes bobines, cette augmentation rend le système plus encombrant et diminue le rendement Joule. Les bobines statoriques utilisées pour la génération du champ tournant ne peuvent pas être employées pour la mesure de la tension induite de décélération. La structure statorique rend indispensable l'ajout d'une bobine ou un capteur à effet Hall pour la détermination de cette tension induite avec une augmentation du coût de production. L'étude de ce type de stator ne sera donc pas poursuivie.

L'utilisation d'un stator avec fer ne peut pas être envisagée, la cause est à rechercher dans la dissymétrie du système stator-rotor. Le rotor, constitué par un aimant permanent, subirait une très grande force de rappel depuis le stator en interdisant le fonctionnement correct de l'actionneur intégré. Le nombre de phases statoriques n'est pas déterminé ici. Sa paramétrisation fera partie intégrante du processus d'optimisation.

7.5.3 Conclusions

L'analyse effectuée permet de choisir la variante pour la poursuite de l'étude : le système est composé d'un stockage d'énergie en accumulateurs, le stator est de type "à bobines imbriquées".

La fonction "mise en forme de l'énergie venant du système de stockage et mesure de la tension induite de mouvement et détermination du taux glycémiq" est réalisée par une carte DSP de commande et un pont en H et la fonction "transmettre une force au fluide rotorique" par l'utilisation d'un rotor à aimant permanent à une paire de pôles magnétisé diamétralement.

7.6 Intégration de la solution Iglus®

Le projet Iglus® a débuté au cours de l'année 2003. Actuellement il est encore dans une phase d'étude de faisabilité. Même si l'intégration est une étape très importante pour la détermination des caractéristiques finales de l'actionneur intégré, son étude est prématurée et sensible à plusieurs changements au cours des développements futurs du produit.

Néanmoins un effort dans cette direction a été réalisé. Le stator a été dimensionné en essayant de minimiser ses dimensions pour d'un côté mettre en évidence les limites dans sa miniaturisation et de l'autre déterminer la taille minimale envisageable par rapport au cas où le système serait refroidi seulement par convection naturelle dans l'air.

L'actionneur résultant de cette intégration peut prendre place dans une montre ou être englobé dans un système de faibles dimensions applicable pratiquement partout où la présence de fluide interstitielle rend possible la détermination du taux glycémique ; typiquement : le bras, l'avant-bras ou l'abdomen.

7.7 Etude et optimisation de la variante du système de détection du taux glycémique Iglus®

7.7.1 Objectif de dimensionnement

Le concept de dimensionnement optimisé d'un actionneur intégré est toujours associé au respect d'un certain nombre de contraintes et à un ou plusieurs objectifs de l'optimisation.

La détermination du cahier des charges, les limites imposées par l'intégration et la recherche de nouvelles solutions pour le développement du système Iglus® ont permis de clarifier ces contraintes préalablement imposées au système.

Au chapitre 2 et 4 nous avons développé un actionneur intégré biphasé à rotor externe (Fig.2.21).

L'analyse de ces caractéristiques montre que le couple utile présente une ondulation et une force de translation selon l'axe z qui dégradent la qualité de l'actionneur.

Au chapitre 4 l'introduction de l'effet pelliculaire et de proximité dans l'analyse des pertes et du rendement Joule montre l'influence de la structure géométrique des phases statoriques (rayon des fils, surface des bobines, nombre de spires par bobine, etc.).

Une optimisation de la structure de l'actionneur intégré permet d'éliminer l'ondulation de couple, de réduire la force de translation selon l'axe z et de minimiser les pertes Joule à couple utile fixe.

Les modèles analytiques discrétisés développés au chapitre 2 pour le calcul des forces, couples, tensions induites et inductances sont employés dans l'analyse d'un tel actionneur.

Avant de poursuivre l'étude, il faut déterminer clairement les objectifs de l'optimisation.

L'objectif que nous nous imposons dans l'optimisation du système de détection du taux glycémique Iglus® est le suivant.

Nous voulons optimiser le rendement Joule du système Iglus® pour un couple utile \vec{T}_z , une distance stator-rotor d_{SR} et une vitesse rotorique imposées, tout en annulant l'ondulation de couple et en réduisant au minimum les forces parasitées de translation.

7.7.2 Modélisation paramétrique

L'optimisation du système Iglus® est effectuée avec les mêmes outils employés pour l'optimisation du système Montrac®. L'application d'un algorithme mathématique de résolution d'équations non-linéaires utilisant les dérivées partielles (CSQP) impose une modélisation analytique paramétrisée de la totalité du système de détection du taux glycémique.

Cette modélisation paramétrique comprend les points principaux suivants :

- analyse du système de stockage d'énergie ;
- modélisation du couple utile ;
- analyse des méthodes pour l'élimination de l'ondulation de couple ;
- modélisation thermique ;
- modélisation du rendement Joule ;

Stockage d'énergie

A la section 7.5 dans le choix de la variante finale, seule une solution à stockage d'énergie en accumulateurs a été retenue.

Le marché propose 5 technologies d'accumulateurs d'énergie différents et adaptés au système Iglus®, ils s'agit des accumulateurs au :

- Nickel-Cadmium (*NiCd*) ;
- Nickel-Métal (*NiMH*) ;
- Plomb (*SLA*) ;
- Lithium-ion (*Li – ion*) ;
- Lithium-polymère (*Li – Polymère*).

Le tableau 7.4 compare ces accumulateurs selon plusieurs caractéristiques :

Type de batterie	<i>NiCd</i>	<i>NiMH</i>	<i>SLA</i>	<i>Li – ion</i>	<i>Li – Polymère</i>
Densité d'énergie [Wh/kg]	50	75	30	100	175
Cycle de vie (typique)	1500	500	200-300	300-500	150
Temps de recharge rapide [heures]	1-1.5	2-3	8-15	3-6	8-15
Autodécharge	moyenne	haute	haute	très basse	très basse
Tension par cellule (nominale) [V]	1.25	1.25	2	3.6	1.5
Courant de décharge	très haut	moyenne	bas	haut	bas
Condition d'exploitation [jours/an]	30	90	180	–	–
Coût de la batterie	bas	moyen	très bas	très haut	haut
Coût estimé, de référence [\$]	50.00	80.00	25.00	100.00	90.00
Coût par cycle [\$]	0.04	0.16	0.10	0.25	0.60
Année de commercialisation	1950	1970	1970	1990	1990

TAB. 7.4: Comparaison des types d'accumulateurs [84].

où :

- *Densité d'énergie* : est mesurée en Watt/heure par kilogramme [Wh/kg] ;
- *Cycle de vie* : indique le nombre typique de cycles de charges-décharges pour que la capacité de stockage d'énergie diminue du 100% initial au 80% (65% pour les piles alcalines) ;
- *Temps de recharge rapide* : c'est le temps demandé pour une recharge complète d'un accumulateur vide ;

- *Autodécharge* : indique l'autodécharge d'un accumulateur inutilisé. Une autodécharge modérée est de l'ordre de 1-2% de la capacité de stockage par jour ;
- *Tension par cellule* : multipliée par le nombre de cellules, donne la tension résultante de la batterie ;
- *Courant de décharge* : c'est le courant maximal conseillé que l'accumulateur peut fournir. Un courant de décharge haut est de l'ordre de 1C. C est l'unité utilisée pour mesurer les temps de charge et de décharge de l'accumulateur. Si la décharge est de 1C, un accumulateur de 1000 mAh fournit un courant de 1 A pendant une heure ;
- *Condition d'exploitation* : indique la fréquence d'utilisation annuelle de l'accumulateur assurant une durée de vie maximale ;
- *Coût de la batterie* : est le prix commercial estimé pour un accumulateur ;
- *Coût par cycle* : indique les frais d'exploitation calculés en prenant le prix moyen d'un accumulateur commercial et en le divisant par le nombre de cycles de vie ;
- *Année de commercialisation* : donne l'année approximative où l'accumulateur a été commercialisé.

Les accumulateurs au *NiCd* ont le temps de charge le plus court. Actuellement ils fournissent le courant de décharge le plus élevé et ils offrent le plus bas coût par cycle. Par contre, ils sont les plus exigeants au niveau des conditions d'exercice. Pour des applications où la densité d'énergie est élevée, une utilisation régulière est impensable.

Pour des applications exigeantes au niveau de la densité d'énergie, le coût est une contrainte secondaire. Dans ce cas, les accumulateurs au *NiMH* sont considérés comme le meilleur choix.

Malheureusement ces accumulateurs présentent quelques défauts. Ils ont un cycle de vie qui est seulement un tiers de celui des accumulateurs au *NiCd*. En outre, l'utilisation pratique a indiqué que les accumulateurs au *NiMH* ont besoin également d'une certaine fréquence d'utilisation pour maximiser leur durée de vie, mais à un moindre degré que les accumulateurs au *NiCd*.

Les accumulateurs au *SLA* ont besoin d'un faible, voire d'aucun entretien mais ils ont une basse densité d'énergie.

Parmi les accumulateurs, celui au *NiCd* est celui qui est commercialisé depuis le plus longtemps (1950). Il a également l'une des chimies actuellement les mieux comprises et il est devenu une norme de référence pour évaluer d'autres accumulateurs.

Les accumulateurs au *Li-ion* et *Li-Polymère* ont de leur côté une très grande densité d'énergie et une très basse autodécharge. Malheureusement leur coût prohibitif, une faible durée de vie et surtout leur fiabilité pas du tout certifiée, limitent leur utilisation à des applications très spécifiques.

Modèle empiriques du couple utile

La modélisation du couple utile permet de déterminer la valeur du couple produite par un courant DC dans une seule phase statorique et dans la situation où la direction du vecteur de l'intensité de champ magnétique \vec{B} est perpendiculaire à la magnétisation \vec{M} de l'aimant permanent (Fig. 7.3). Ce courant DC correspond à l'amplitude du courant I de chaque phase statorique dans une situation théorique optimale de création du couple moteur.

Le développement d'une modélisation du couple a plusieurs utilités :

- Il permet de quantifier la variation du couple par rapport à chaque variable libre par l'intermédiaire des dérivées partielles. Ces informations sont très utiles en phase de dimensionnement.
- Dans une optimisation par discrétisation des variables libres, l'utilisation directe du modèle analytique discrétisé serait envisageable, moyennant par contre un temps de calcul qui peut être très long.

Les considérations sur l'intégration du système Iglus® et la volonté de poursuivre un développement dans le but de miniaturiser l'actionneur permettent de limiter le développement du modèle empirique du couple utile dans une plage (paramètres physiques, électriques et géométriques) bien déterminée (Tab. 7.5).

Le système est composé de sept variables libres (Fig. 7.2) :

- courant dans une phase statorique I ;
- nombre de spires d'une phase statorique N ;
- hauteur de la bobine d'une phase statorique h_B ;
- largeur de la bobine d'une phase statorique l_B ;
- distance stator-rotor d_{SR} ;
- diamètre du rotor d_A ;
- hauteur du rotor h_A .

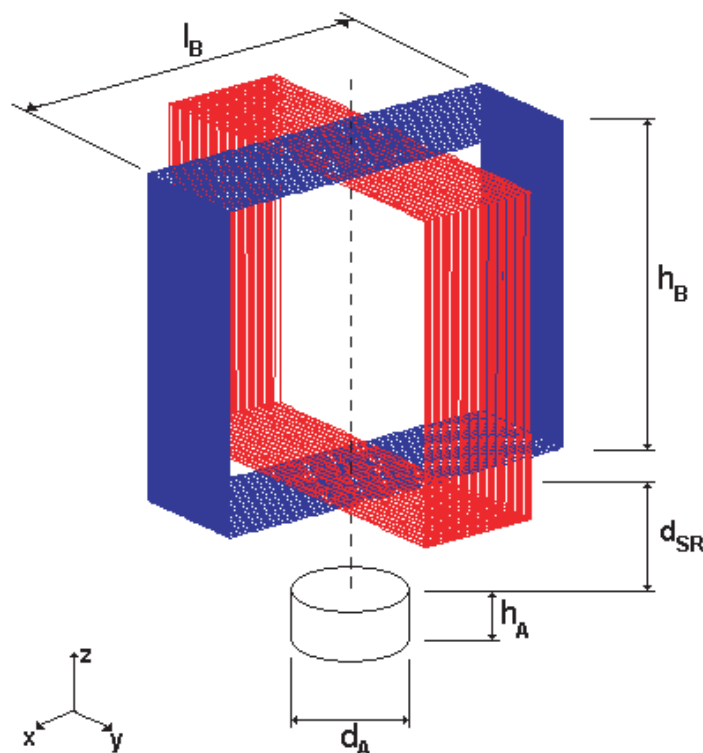


FIG. 7.2: Variables libres du système.

Nom variable	Symbole	Limites		Unités
		Min	Max	
Courant des bobines statoriques	I	0.02	3	[A]
Nombre de spires de la bobine	N	1	100	[-]
Largeur de la bobine	l_B	10	30	[mm]
Hauteur de la bobine	h_B	1	10	[mm]
Distance entre stator et rotor	d_{SR}	5	15	[mm]
Diamètre de l'aimant	d_A	1	3	[mm]
Hauteur de l'aimant	h_A	1	6	[mm]

TAB. 7.5: Plage du développement du modèle empirique.

Un premier pas, dans la modélisation du couple, a permis d'identifier des modèles dits *simples* qui permettent de déterminer le couple en fonction d'une seule variable libre, imposant aux six autres leur valeur minimale (Tab. 7.5) [85].

$$T_z(I) = 2.25022 \cdot 10^{-9} \cdot I \quad (7.1)$$

$$T_z(N) = 2.25022 \cdot 10^{-9} \cdot N \quad (7.2)$$

$$T_z(h_B) = 4.359 \cdot 10^{-4} \cdot h_B^3 - 7.008 \cdot 10^{-6} \cdot h_B^2 + 4.782 \cdot 10^{-8} \cdot h_B + 3.768 \cdot 10^{-12} \quad (7.3)$$

$$T_z(l_B) = 2.179 \cdot 10^{-6} \cdot l_B^3 - 1.823 \cdot 10^{-7} \cdot l_B^2 + 5.461 \cdot 10^{-9} \cdot l_B + 6.461 \cdot 10^{-12} \quad (7.4)$$

$$T_z(d_A) = -2.473 \cdot 10^{-3} \cdot d_A^3 + 5.193 \cdot 10^{-5} \cdot d_A^2 - 7.566 \cdot 10^{-9} \cdot d_A + 3.12 \cdot 10^{-12} \quad (7.5)$$

$$T_z(h_A) = 4.357 \cdot 10^{-4} \cdot h_A^3 - 7.006 \cdot 10^{-6} \cdot h_A^2 + 4.781 \cdot 10^{-8} \cdot h_A + 3.785 \cdot 10^{-12} \quad (7.6)$$

$$T_z(d_{SR}) = 1.03 \cdot 10^{-2} \cdot d_{SR}^4 - 4.99 \cdot 10^{-4} \cdot d_{SR}^3 + 9.15 \cdot 10^{-6} \cdot d_{SR}^2 - 7.65 \cdot 10^{-8} \cdot d_{SR} + 2.55 \cdot 10^{-10} \quad (7.7)$$

Une analyse multivariable et l'introduction de fonctions correctrices permettent de relier ces sept modèles simples pour obtenir le modèle du couple utile maximal d'une phase [85] :

$$T_z(I, N, h_B, l_B, d_{SR}, d_A, h_A) = T_z(h_B, l_B, d_{SR}, h_A) \cdot \frac{T_z(I)}{T_z(I_{min})} \cdot \frac{T_z(d_A)}{T_z(d_{A,min})} \cdot N \quad (7.8)$$

où :

$$\begin{aligned} T_z(h_B, l_B, d_{SR}, h_A) = & T_z(d_{SR}, h_A) \cdot \left\{ [2.7 \cdot 10^6 \cdot (d_{SR} - d_{SR,min}) + 2.5 \cdot 10^4 + \right. \\ & + (h_B \cdot l_B - h_{B,min} \cdot l_{B,min}) \cdot (h_{B,max} \cdot l_{B,max} - h_B \cdot l_B) \cdot 5 \cdot 10^{11}] \cdot \\ & \left. \cdot h_B \cdot l_B + 0.75 + (h_B - h_{B,min}) \cdot 250 \right\} \end{aligned} \quad (7.9)$$

et :

$$T_z(d_{SR}, h_A) = T_z(d_{SR}) \cdot \frac{T_z(h_A)}{T_z(h_{A,min})} + \left(\frac{h_A - h_{A,min}}{1 + d_{SR} - d_{SR,min}} \cdot 1.1 \cdot 10^{-9} \right) \quad (7.10)$$

Explication des phénomènes à la base de la création de l'ondulation de couple et de la force de translation

La condition pour laquelle le couple entre stator et rotor devient maximal est imposée par l'angle entre le vecteur de magnétisation \vec{M} de l'aimant permanent du rotor et le champ d'induction magnétique \vec{B} généré par les bobines statoriques. Sa valeur doit être de $\frac{\pi}{2}$.

Par la théorie de la densité de courant surfacique équivalent [8], l'aimant est remplacé par des spires équivalentes produisant le même effet électromagnétique que l'aimant permanent (Fig. 2.9).

La Fig. 7.3 montre un cas de fonctionnement à couple utile maximale :

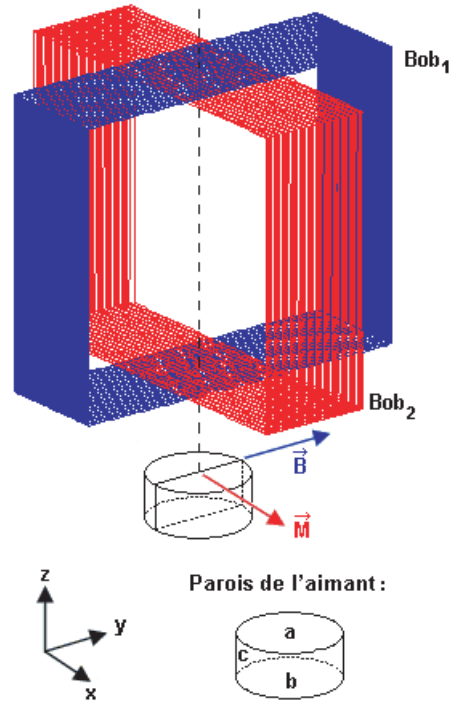


FIG. 7.3: Actionneur électromagnétique à deux phases.

Si les deux bobines imbriquées sont alimentées par le même courant, la différence de surface a comme conséquence directe une différence d'amplitude de leurs inductions de champ magnétique sur la surface du rotor.

Cette différence d'amplitude se traduit par une ondulation de couple et une force de translation selon l'axe z .

Une analyse des composantes de l'induction de champ magnétique et l'application de la loi de Laplace [25] sur les spires équivalentes du rotor permettent de comprendre comment cette différence de surface influence l'ondulation de couple et la force de translation.

La composante selon l'axe z de l'induction de champ magnétique produit une force uniquement sur les parois circulaires de l'aimant (parois a et b). Elle ne participe pas à la création de la force de translation. Par contre elle produit une force $F_{B_z}|_{xy}$ aux coordonnées x, y . La complète symétrie du système selon les axes x et y impose une force $-F_{B_z}|_{xy}$ aux coordonnées $-x, -y$. Elle contribue à la création du couple et à cause de la variation des surfaces des bobines statoriques, elle contribue aussi à la naissance d'une ondulation de couple.

Les composantes x et y de l'induction de champ magnétique sont les responsables de la création d'une force de translation.

La dissymétrie produite par la différence des surfaces des bobines statoriques engendre sur les parois a et b de l'aimant permanent une induction de champ magnétique \vec{B}_{xy} qui ne respecte plus l'angle de $\frac{\pi}{2}$ entre ce champ et le vecteur de magnétisation \vec{M} .

La résultante de la somme vectorielle de la force de translation selon l'axe z n'est de ce fait pas nulle.

Ce même champ produit sur la paroi c une force qui n'est pas seulement tangentielle à la surface

mais qui possède aussi une composante normale.

La composante tangentielle contribue à la création du couple, par contre la composante normale produit un effet de compression ou étirement de l'aimant permanent. Ces effets parasites varient avec la révolution rotorique.

Considération sur les différentes méthodes pour l'élimination de l'ondulation de couple

En considérant un actionneur électromagnétique à deux phases comme en Fig. 7.3, l'élimination de l'ondulation de couple implique une annulation de l'effet engendré par la dissymétrie de l'imbricement des bobines statoriques par la modification d'un autre paramètre (physique, géométrique ou électrique).

Deux possibilités sont envisageables :

- une augmentation du potentiel magnétique θ_2 de la bobine interne Bob_2 ;
- une augmentation de la largeur l_B de la bobine interne Bob_2 .

L'élimination de l'ondulation du couple ne coïncide pas avec l'élimination de la force de translation. Les différences analysées à la section précédente en sont la cause. L'élimination de l'ondulation de couple réduit seulement la force de translation.

Augmentation du potentiel magnétique θ

L'utilisation de l'équation du couple (7.8) dans un cas comme en Fig. 7.3 permet de calculer le couple maximal fourni par chacune des deux bobines statoriques $T_z|_{bobine,1}$ et $T_z|_{bobine,2}$.

La condition $T_z|_{bobine,1} - T_z|_{bobine,2} = 0$, où la bobine 2 est la bobine imbriquée, permet de retrouver le potentiel magnétique θ_2 assurant une ondulation de couple nulle.

$$\theta_2 = \frac{T_z(h_{B_1}, l_{B_1}, d_{SR_1}, h_A) T_z(I_1) N_1}{T_z(h_{B_2}, l_{B_2}, d_{SR_2}, h_A) T_z(I)|_{I=1}} \quad (7.11)$$

où dans ce cas : $l_{B_1} = l_{B_2}$.

Augmentation de la largeur l_B

Cette même condition permet de trouver la longueur l_{B_2} pour que l'ondulation du couple soit nulle :

$$l_{B_2} = -\frac{1}{12} \frac{\alpha_b}{A_b} + \frac{C_b A_b - \frac{1}{3} B_b^2}{A_b \alpha_b} - \frac{B_b}{3 A_b} \quad (7.12)$$

$$\alpha_b = \sqrt[3]{36 A_b B_b C_b - 108 D_b A_b^2 - 8 B_b^3 + 12 A_b \sqrt{12 C_b^3 A_b - 3 C_b^2 B_b^2 - 54 A_b B_b C_b D_b + 81 D_b^2 A_b^2 + 12 D_b B_b^3}}$$

$$A_b = 416 \cdot 10^{10} h_{B_1}^3$$

$$B_b = -6656 \cdot 10^5 h_{B_1}^2$$

$$C_b = -432 \cdot 10^4 h_{B_1} d_{SR_1} - 12160 h_{B_1}$$

$$D_b = -1 + \frac{\theta_2|_{h_{B_2}=0}}{I_2 N_2}$$

Modélisation thermique

L'échauffement est déterminant dans le choix de la densité de courant J du bobinage statorique. Celui-ci est principalement limité par la tenue thermique des isolants. Toute réduction de l'échauffement nécessite une diminution des pertes Joule, un accroissement de la capacité thermique ou de l'efficacité de refroidissement. Ces différentes mesures impliquent une augmentation du volume de l'enroulement statorique.

L'application Iglus®, de petite puissance, permet d'appliquer le même modèle utilisé pour le système Montrac® (section 6.7.2).

Considérations sur la tension induite de mouvement

La tension induite de mouvement peut être associée au couple. Compte tenu du caractère sinusoïdal des tensions induites et des courants [25], nous avons :

$$T = \frac{m_{ph}}{2\Omega} \widehat{U}_{ind,phase} \widehat{I}_{phase} \cos(\psi) \quad (7.13)$$

où m_{ph} est le nombre de phases statoriques, $\widehat{U}_{ind,phase}$ est l'amplitude de la tension induite de mouvement et \widehat{I}_{phase} l'amplitude du courant de chaque phase statorique. Ω est la vitesse angulaire de rotation et ψ est l'angle de décalage entre $u_{ind,phase}$ et i_{phase} .

Par (7.13) et (7.8), l'équation de la tension induite de mouvement prend la forme :

$$\widehat{U}_{ind,phase} = T_z(I, N, h_B, l_B, d_{SR}, d_A, h_A) \frac{2\Omega}{m_{ph} \widehat{I}_{phase}} \quad (7.14)$$

où $\cos(\psi) = 1$ (condition d'utilisation du modèle du couple utile maximal d'une phase (7.8)).

Modélisation des pertes et du rendement Joule

Le modèle de la résistance linéique soumise à l'effet de proximité et pelliculaire R'_{pe} (4.3) est utilisé pour calculer la résistance ohmique de chaque enroulement statorique.

Les pertes Joule par phase statorique sont alors :

$$P_j = R'_{pe} l_{fil} I^2 \quad (7.15)$$

où l_{fil} est la longueur total du fil utilisé pour le bobinage.

Dans l'application du modèle du couple (7.8), le rendement Joule est déterminé par :

$$\eta_j = \frac{T_z(I, N, h_B, l_B, d_{SR}, d_A, h_A) \Omega}{T_z(I, N, h_B, l_B, d_{SR}, d_A, h_A) \Omega + R'_{pe} l_{fil} I^2} \quad (7.16)$$

7.7.3 Etude de la variante choisie du système de détection du taux glycémique Iglus®

Dans l'optimisation du rendement Joule certaines caractéristiques de l'actionneur intégré, imposées par le cahier des charges, sont très influentes. A savoir :

- la distance entre stator et rotor d_{SR} fixée à 10 mm ;
- la fréquence de rotation atteinte après une phase d'accélération.

Détermination des caractéristiques rotoriques

Si la réalisation pratique par électroérosion d'un aimant permanent constituant le rotor de dimensions comprises entre 1 et 3 mm pour d_A et 1 et 6 mm pour h_A (Tableau 7.5) n'est pas très problématique, il n'en est pas de même pour le centrage des paliers qui demande une très grande précision.

Pour contourner cette problématique nous avons décidé d'utiliser le rotor du moteur smooovy série 0308 ... B de MPS Micro Precision Systems AG du groupe Faulhaber où le rotor à aimant permanent en NeFeB est magnétisé diamétralement à un paire de pôles avec une intensité de champ magnétique résiduelle B_r estimé à 1 T et de dimensions $d_A = 1.5$ mm et $h_A = 5.3$ mm.

La chambre rotorique a été réalisée en plexiglas, deux roulements à billes, produits par cette même entreprise, fixent l'axe rotorique (Fig. 7.4). Le couple résistif par roulement est d'environ 500 nNm (donné par le fournisseur).

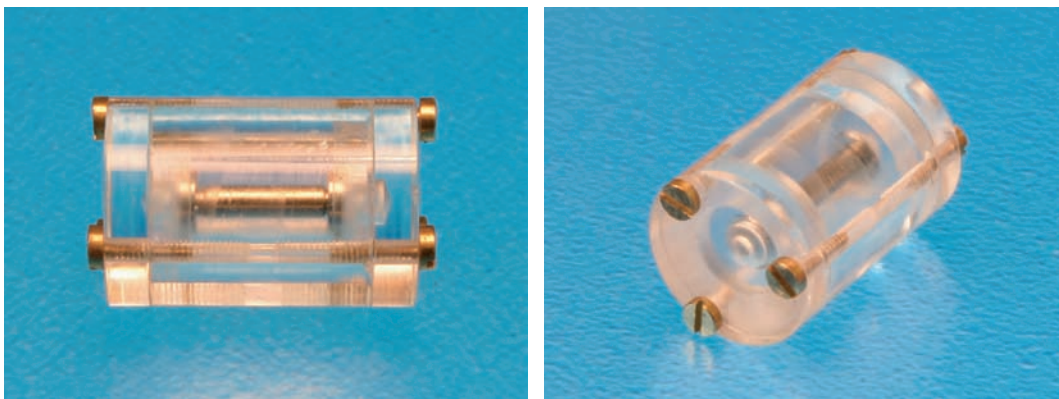


FIG. 7.4: Rotor et chambre rotorique de l'échantillon fonctionnel.

Dimensionnement optimisé du stator

L'utilisation d'un stator à bobines imbriquées et la volonté de limiter le volume statorique ont comme conséquence une limitation du nombre de phases statoriques. Un excellent compromis est constitué par un stator triphasé. Ce choix permet de garantir le couple utile nécessaire sans pour autant introduire des ondulations de couple trop importantes.

Les variables libres à optimiser sont constituées par les sept paramètres dimensionnels du modèle du couple utile (7.8), le rayon a du fil des enroulements, le nombre de couches de spires m , le nombre de fils par couche n et la fréquence d'alimentation f .

L'utilisation des paramètres h_B et l_B de la bobine extérieure du stator et la connaissance du rayon a et le nombre de couches de spires m permettent de dimensionner les autres bobines imbriquées.

Le respect du cahier des charges et le choix du rotor obligent à fixer certaines de ces variables, à savoir : le diamètre d_A , la hauteur h_A de l'aimant rotorique et la distance entre stator et rotor d_{SR} .

Le couple résistif des roulements à billes impose un couple rotorique de 1 μ Nm. En gardant une marge de sécurité, l'optimisation de l'actionneur intégré est effectuée sur une valeur de couple utile de 2 μ Nm.

La fréquence d'alimentation f , le rayon a du conducteur et le nombre de couches de spires m , n'influencent pas de façon importante le couple utile T_z . Par contre elles sont déterminantes dans le choix de la géométrie des bobines statoriques, notamment dans la détermination des hauteurs h_B des bobines.

Dans une première phase d'optimisation, l'utilisation du modèle du couple utile (7.8) permet leur dimensionnement.

La connaissance de ces paramètres permet, dans un deuxième phase, de définir rapidement de nouveaux modèles empiriques du couple utile T_z en fonction des variables encore à dimensionner, à savoir : l'amplitude du courant de phase statorique I et le nombre de spires N . La limitation des variables libres permet le développement de modèles beaucoup plus précis pour la suite de l'optimisation.

Première phase d'optimisation

L'optimisation propose systématiquement une fréquence f de 500 Hz, à la limite supérieure de la plage envisageable. La vitesse angulaire rotorique est directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation.

Son influence sur la détermination du rendement Joule est très importante et l'augmentation de la résistance d'enroulement à cause des effets pelliculaire et de proximité combinés est à ces fréquences et pour les structures analysées négligeable.

Le choix du rayon a est strictement lié à la résistance du bobinage et aux pertes Joule. L'optimisation propose toujours la maximisation du rayon a .

Le fil thermo-adhérent de diamètre utile maximal produit par le producteur Elektrisola AG (fil S200) de 0.5 mm (0.55 mm avec l'isolation) a été employé pour la réalisation de l'échantillon fonctionnel. L'utilisation de ce type de fil permet une réalisation du stator sans utiliser aucun support massif d'enroulement.

Le nombre de couches de spires m est le dernier paramètre dimensionné dans cette première phase d'optimisation. Lors de l'optimisation, le paramètre m est toujours compris entre 1 et 2 couches, l'étude des deux cas est envisagé.

Deuxième phase d'optimisation

Cas 1 : nombre de couches de spires $m = 1$

Dans ce premier cas, les bobines statoriques sont formées par une seule couche de spires. La connaissance du diamètre du fil utilisé pour les bobinages et de m permet de calculer les hauteurs h_B des bobines statoriques.

La hauteur h_B et la largeur l_B représentent toujours la valeur moyenne entre les dimensions externe et internes des bobines (Fig. 7.5).

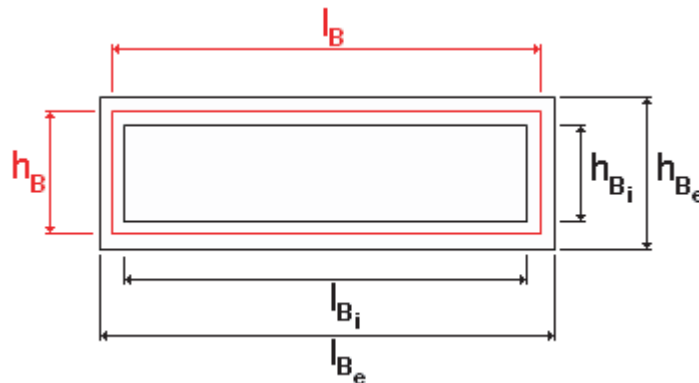


FIG. 7.5: Définition de la nomenclature utilisée pour les dimensions des bobines.

Le tableau 7.6 indique les dimensions des trois bobines statoriques. Suite à l'imbrication des enroulements, la distance d_{SR} n'est pas identique pour les trois phases statoriques.

Bobine	Hauteur			Largeur			d_{SR}	Unités
	h_{Be}	h_B	h_{Bi}	l_{Be}	l_B	l_{Bi}		
Bob_1	10	9.45	8.9	30	29.45	28.9	10	[mm]
Bob_2	8.8	8.25	7.7	30	29.45	28.9	10.6	[mm]
Bob_3	7.6	7.05	6.4	30	29.45	28.9	11.2	[mm]

TAB. 7.6: Dimensions des bobines dans le cas $m=1$.

L'utilisation de ces paramètres permet le développement des nouveaux modèles empiriques du couple utile pour les trois phases statoriques :

$$T_{z_1}(I_1, N_1) = 3.499 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_1 \cdot n_1 \tag{7.17}$$

$$T_{z_2}(I_2, N_2) = 2.966 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_2 \cdot n_2 \tag{7.18}$$

$$T_{z_3}(I_3, N_3) = 2.473 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_3 \cdot n_3 \tag{7.19}$$

où les coefficients 1,2 et 3 correspondent aux trois phases statoriques.

Une deuxième phase d'optimisation employant ces modèles permet de déterminer les paramètres encore à optimiser, l'amplitude du courant I et le nombre de spires par couche n de chaque phase.

Compte tenu de l'échauffement thermique, l'équation 6.41 permet de déterminer le courant maximal qui peut circuler dans chaque phase statorique :

$$I_{max} = \sqrt{\frac{\Delta T S_{fil} \alpha A_\alpha}{R'_{pe} V}} \tag{7.20}$$

où la résistance R'_{pe} est calculée par (4.3). La valeur ΔT découle directement du choix du fil utilisé (la température maximale est de 210 °C). En considérant une température ambiante maximale de 40 °C et une marge de sécurité de 20 °C, la dérive thermique maximale du fil est fixée à $\Delta T = 150$ °C.

Le volume V du conducteur est calculé par :

$$V = a^2 \pi n m (2 h_B + 2 l_B) \tag{7.21}$$

Et les surfaces en contact avec l'air par :

$$A_{1,3} = a \pi n (4 h_B + 2 l_B + 1.6 \cdot 10^{-3}) \tag{7.22}$$

$$A_2 = a \pi n (2 h_B + 4.8 \cdot 10^{-3}) \tag{7.23}$$

où $1.6 \cdot 10^{-3}$ et $4.8 \cdot 10^{-3}$ sont des facteurs correctifs dépendants de la géométrie du stator.

Les tableaux 7.7, 7.8 et 7.9 résument la totalité des caractéristiques du système optimisé pour un couple utile $T_z = 2 \mu Nm$.

Caractéristiques géométriques :

l_B [mm]	d_A [mm]	h_A [mm]	a [mm]	m [-]	n [-]	h_{B_1} [mm]	h_{B_2} [mm]	h_{B_3} [mm]	d_{SR_1} [mm]	d_{SR_2} [mm]	d_{SR_3} [mm]
29.45	1.5	5.3	0.25	1	29	9.45	8.25	7.05	10	10.6	11.2

TAB. 7.7: Caractéristiques géométriques optimisées.

Caractéristiques de l'alimentation :

f [Hz]	\hat{I}_1 [A]	\hat{I}_2 [A]	\hat{I}_3 [A]	I_1 [A]	I_2 [A]	I_3 [A]	U_1 [mV]	U_2 [mV]	U_3 [mV]	P_1 [mW]	P_2 [mW]	P_3 [mW]
500	1.97	2.33	2.79	1.39	1.64	1.97	323	370	431	442.5	599.8	842.2

TAB. 7.8: Caractéristiques de l'alimentation optimisées.

Caractéristiques physiques :

$I_{max,1}$ [A]	$I_{max,2}$ [A]	$I_{max,3}$ [A]	R_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	R_3 [mΩ]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	L_3 [μH]	η_{J_1} [%]	η_{J_2} [%]	η_{J_3} [%]
4.53	2.14	4.44	229	223	217	11.06	9.79	8.45	1.39	1.03	0.74

TAB. 7.9: Caractéristiques physiques optimisées.

Le choix d'un nombre de spires de $n = 29$ correspond au nombre maximal de spires utilisable en considérant la fabrication des enroulements avec le fil choisi de 0.55 mm de diamètre et interdisant le chevauchement des côtés des bobines. La Fig. 7.6 montre le stator triphasé vu du dessus.

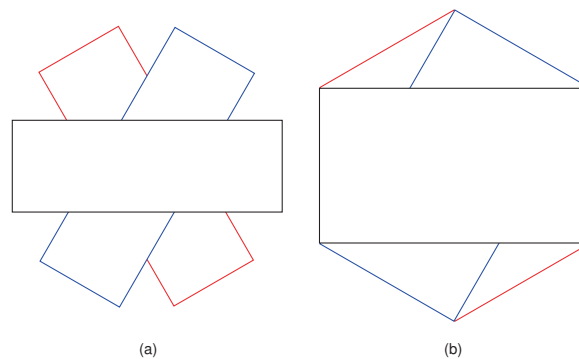


FIG. 7.6: Structure du bobinage statorique : (a) épaisseur inférieure au maximum, (b) épaisseur maximale.

La bobine Bob_2 est positionnée entre les autres bobines statoriques, sa surface exposée à l'air est très réduite par rapport aux autres enroulements. Un courant maximal admissible de valeur réduite par rapport aux autres bobines en est la conséquence directe.

Chaque phase de l'actionneur permet de générer un couple utile d'amplitude maximal de $2 \mu\text{Nm}$. L'addition des effets des trois phases permet de générer un couple constant maximal de $3 \mu\text{Nm}$ pour un angle de décalage ψ nul entre tension induite et courant de phase (équation 7.13).

La décision de commander le système en boucle ouverte pour simplifier la commande de l'actionneur intégré ne permet pas d'assurer un angle $\psi = 0$. Le couple résultant est ainsi inférieur à cette valeur maximale. Une estimation de la valeur maximale de cet angle de 45° permet de déterminer le couple

total minimal possible correspondant à 1.06 fois le couple utile d'amplitude maximale fourni par une seule phase.

- Il y a deux raisons bien distinctes justifiant le faible rendement de chaque phase statorique.
- Le champ tournant agissant sur le rotor est en effet généré par les flux externes au stator identifié, dans une structure classique de moteur synchrone, avec des flux de fermeture des lignes de champs. Le facteur de couplage qui en découle est extrêmement faible.
 - Compte tenu de la particularité de la structure géométrique de l'actionneur, le couple nécessaire à l'entraînement du rotor est relativement élevé. Le courant statorique nécessaire à la création d'un champ tournant assurant la création de ce couple est lui aussi de valeur relativement haute entraînant ainsi des pertes Joule considérables dans le bobinage statorique.

Cas 2 : nombre de couches de spires $m = 2$

La même démarche précédemment utilisée pour l'analyse du "Cas 1" est appliquée au cas où toutes les bobines statoriques ont deux couches de spires.

Le Tableau 7.10 montre les dimensions des trois bobines statoriques.

Bobine	Hauteur			Largeur			d_{SR}	Unités
	h_{Be}	h_B	h_{Bi}	l_{Be}	l_B	l_{Bi}		
Bob_1	10	8.88	7.6	30	28.9	27.8	10	[mm]
Bob_2	7.4	6.2	5	30	28.9	27.8	11.3	[mm]
Bob_3	4.8	3.6	2.4	30	28.9	27.8	12.6	[mm]

TAB. 7.10: Dimensions des bobines dans le cas $m=2$.

Pour $m = 2$, la bobine interne a une hauteur très réduite. Le couple maximal que cette phase peut fournir peut présenter une problématique majeure pour le bon fonctionnement de l'actionneur intégré.

Comme pour le cas précédent, les modèles empiriques du couple utile pour les trois phases statoriques ont été développés :

$$T_{z_1}(I_1, N_1) = 3.349 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_1 \cdot n_1 \cdot m_1 \tag{7.24}$$

$$T_{z_2}(I_2, N_2) = 2.236 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_2 \cdot n_2 \cdot m_2 \tag{7.25}$$

$$T_{z_3}(I_3, N_3) = 1.255 \cdot 10^{-8} \cdot \hat{I}_3 \cdot n_3 \cdot m_3 \tag{7.26}$$

Une analyse de ces nouveaux modèles permet de remarquer que pour $m = 2$, à nombre de spires par couche n et courants statoriques inchangés par rapport au "Cas 1", le couple rotorique généré par chaque phase est plus élevé.

Comme pour le cas précédemment analysé, les tableaux 7.11, 7.12 et 7.13 résument la totalité des caractéristiques du système optimisé pour un couple utile $T_z = 2 \mu\text{Nm}$.

Caractéristiques géométriques :

l_B	d_A	h_A	a	m	n	h_{B_1}	h_{B_2}	h_{B_3}	d_{SR_1}	d_{SR_2}	d_{SR_3}
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[-]	[-]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
28.9	1.5	5.3	0.25	2	29	8.8	6.2	3.6	10	11.3	12.6

TAB. 7.11: Caractéristiques géométriques optimisées.

Caractéristiques de l'alimentation :

f [Hz]	\hat{I}_1 [A]	\hat{I}_2 [A]	\hat{I}_3 [A]	I_1 [A]	I_2 [A]	I_3 [A]	U_1 [mV]	U_2 [mV]	U_3 [mV]	P_1 [mW]	P_2 [mW]	P_3 [mW]
500	1.03	1.54	2.75	0.73	1.09	1.94	397	571	981	284	615.4	1896.9

TAB. 7.12: Caractéristiques de l'alimentation optimisée.

Caractéristiques physiques :

$I_{max,1}$ [A]	$I_{max,2}$ [A]	$I_{max,3}$ [A]	R_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	R_3 [mΩ]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	L_3 [μH]	η_{J_1} [%]	η_{J_2} [%]	η_{J_3} [%]
2.96	1.31	2.82	533	518	504	35.81	24.44	11.19	2.18	1.01	0.33

TAB. 7.13: Caractéristiques physiques optimisées.

Comme pour le cas précédemment analysé, la bobine centrale est celle qui présente la marge de sécurité sur le courant le plus faible. Toujours en se référant au cas avec $m = 1$, l'ensemble des courants statoriques maximum admissibles sont dans ce cas diminués. La cause de ce comportement est à rechercher dans l'augmentation du volume de conducteurs d'un facteur deux et la surface de refroidissement qui reste quasi inchangée.

Commentaires :

Une synthèse des résultats de l'optimisation dans les deux cas étudiés permet de choisir la configuration à employer pour la réalisation de l'échantillon fonctionnel :

- dans le deuxième cas, les courants des enroulements sont tous de valeur inférieure au premier cas. L'électronique de commande peut être dimensionnée dans ce cas pour des courants plus faibles ;
- le rendement est dans le deuxième cas meilleur pour la bobine statorique externe et plus faible pour les bobines imbriquées. Cette constatation et la nature géométrique du stator nous amène à avoir des échauffements des bobines imbriquées plus importants et par conséquent des écarts plus faibles entre courant maximal admissible et courant nécessaire pour la génération du couple utile ;
- en effet le stator forme un volume fermé de forme hexagonale. L'échange de chaleur entre intérieur et extérieur de ce volume est très réduit et le refroidissement des bobines imbriquées est problématique. Le risque de créer un suréchauffement à l'intérieur du stator est plus accentué ;
- la détermination de l'échauffement par le modèle thermique (6.41) permet d'identifier les températures des différents bobinages statoriques :

Bobine	Cas 1			Cas 2		
	I [A]	η_J [%]	ΔT [°C]	I [A]	η_J [%]	ΔT [°C]
<i>Bob₁</i>	1.393	1.39	14	0.728	2.18	9
<i>Bob₂</i>	1.644	1.03	88	1.090	1.01	104
<i>Bob₃</i>	1.972	0.74	29	1.943	0.33	71

TAB. 7.14: Comparaison des deux cas étudiés.

- la comparaison de l'échauffement et du rendement Joule dans les deux cas étudiés, ne laisse pas de doute sur la configuration à adopter pour la fabrication du stator. Le gain en rendement de la bobine externe ne peut pas justifier des écarts tellement importants sur les échauffements des bobines imbriquées. Une configuration correspondant au "Cas 1" avec $m = 1$ est choisie pour la poursuite de l'étude.

Ce choix permet aussi de réduire la formation de l'ondulation de couple ΔT_z qui est directement dépendante de la différence de surface des bobines statoriques. L'ondulation de couple est tellement réduite qu'une correction pour assurer le bon fonctionnement de l'échantillon fonctionnel n'est plus nécessaire simplifiant ainsi considérablement la carte de commande pour la génération des trois signaux sinusoïdaux correspondant aux trois phases statoriques.

L'optimisation réalisée permet le fonctionnement à couple utile nominal de l'actionneur intégré, sans interruption. Il faut remarquer que le système n'est pas sensé travailler de manière continue, son utilisation est de type ponctuelle pour une durée de 10 secondes et à intervalle de 15-20 minutes.

Le courant statorique est limité exclusivement par l'échauffement du conducteur constituant les enroulements. La prise en considération de l'inertie thermique permet d'envisager l'utilisation d'un courant de phases statorique plus élevé que celui dimensionné dans cette étude. Un courant plus élevé permet de réduire le temps constitué par la rampe d'accélération que l'entraînement rotorique impose, en limitant ainsi la dépense énergétique supplémentaire due à l'augmentation des courants statoriques.

Seuls les échanges de chaleur par convection naturelle ont été considérés dans cette étude. Une connaissance du système d'intégration adopté pour l'encapsulation du stator permettra une étude thermique considérant aussi les phénomènes de conduction et rayonnement. Une étude énergétique combinée à une étude thermique plus approfondie sont à envisager pour la réalisation d'un prototype pré-industrialisable.

La Fig. 7.7 montre le stator de l'échantillon fonctionnel fabriqué :

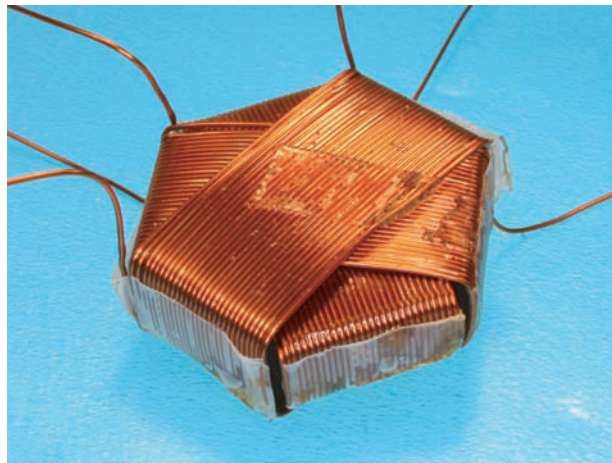


FIG. 7.7: Stator de l'échantillon fonctionnel.

Considerations sur le système de stockage d'énergie

L'analyse de la dépense énergétique du système Iglus® permet le dimensionnement de son système de stockage. Dans la configuration statorique choisie, la puissance absorbée par les trois enroulements (tableau 7.8) est de 1.88 W. Un facteur de sécurité de deux est introduit pour considérer les pertes dans la carte de commande et dans le pont en H à 6 transistors. Le temps nécessaire pour chaque mesure est de 10 secondes. La dépense énergétique pour chaque mesure est alors d'environ 40 J.

Le dimensionnement du système de stockage d'énergie (annexe O) permet d'assurer, dans le cas où le système est utilisé pour 16 heures par jour à une cadence d'une mesure chaque 20 minute, une autonomie de 3 jours. Dans l'optique d'une intégration dans une montre, les accumulateurs pourront prendre place dans le bracelet. Dans ce cas une utilisation de deux branches connectées en parallèle de trois accumulateurs en série chacun permet de doubler à six jours l'autonomie du système.

7.7.4 Mesures des caractéristiques principales du système de détection du taux glycé-mique

Le banc d'essais utilisé dans cette phase de caractérisation et vérification de l'échantillon fonctionnel (annexe N) est composé d'une structure en plexiglas qui supporte le rotor (Fig. 7.4) et le stator (Fig. 7.7) étudiés précédemment.

Pour augmenter la tension induite au stator, permettant ainsi une meilleure récupération de l'information sur la viscosité du liquide entourant le rotor, un branchement en "étoile" a permis la mesure de la tension de ligne ; d'un facteur $\sqrt{3}$ plus grand que la tension de phase d'un branchement en "triangle".

La faible ondulation de couple créé par le stator à une seule couche de spires m permet l'alimentation du stator avec une commande traditionnelle 3 phase-on 120° sans pour autant réduire la stabilité du système.

L'amplitude du courant de la bobine interne Bob_3 obtenue pendant la phase d'optimisation est adoptée comme référence dans le cas d'une alimentation à courants de phases identiques. Sa valeur est de 2.79 A. Pour que le système puisse fournir le couple de $2 \mu\text{Nm}$ imposé par l'optimisation du système à une distance d_{SR} de 10 mm, il faut utiliser un courant avec une amplitude de 3.35 A, environ 20% de plus.

Plusieurs facteurs contribuent à cet écart :

- le module de l'induction magnétique résiduelle B_r peut être de valeur plus faible que l'estimation faite de 1 T ;
- l'imprécision des modèles empiriques utilisés ;
- la perturbation du flux magnétique généré par chaque bobine statorique causée par un effet de blindage que les deux autres bobines produisent.

Une vérification de l'échauffement obtenu en phase d'optimisation de l'échantillon fonctionnel a été effectuée.

La Fig. 7.8 montre la mesure de la température de la bobines statorique externe en fonction du temps lorsqu'elle est alimentée par un courant \hat{I}_1 de 1.97 A (Tableau 7.8) :

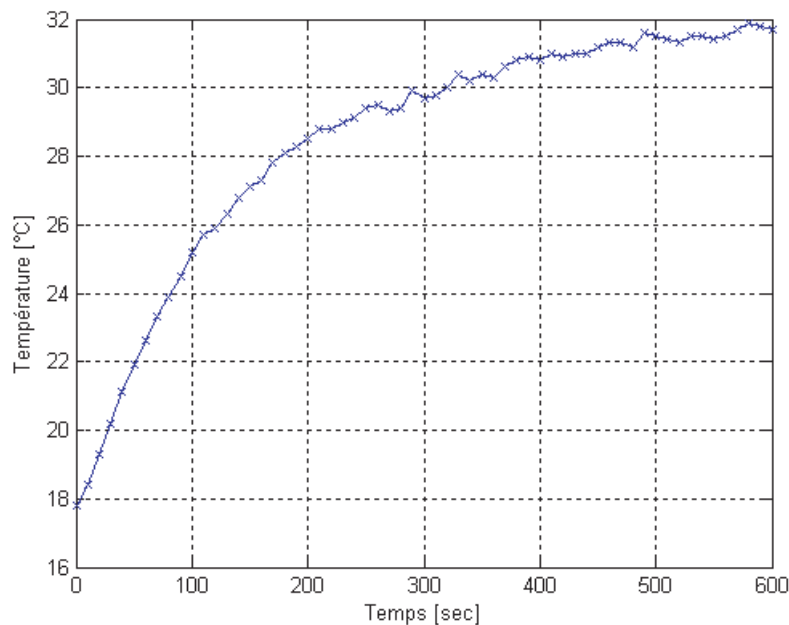


FIG. 7.8: Echauffement de la bobine externe pendant l'alimentation avec \hat{I}_1 de 1.97 A.

La bobine, à température ambiante de 18 °C, atteint une température stable d'environ 32 °C après 10 minutes.

En phase d'optimisation une variation de température identique de 14°C a été obtenue (Tableau 7.14) confirmant ainsi la validité des hypothèses simplificatrices effectuées sur le modèle thermique employé et considérant seulement la dispersion de chaleur par convection naturelle.

En utilisant un courant avec une amplitude de 3.35 A, à la même température ambiante, la variation de température calculée est de 41 °C. Une mesure a permis de vérifier un échauffement de 42 °C. Il faut remarquer que pour une utilisation ponctuelle d'une durée de 10 secondes à intervalles de 15-20 minutes l'échauffement est seulement de 0.6 °C.

Détermination du couple résistif

La décroissance de la tension induite aux phases statoriques par la décélération du rotor permet d'extraire une information sur la viscosité du liquide présent dans la chambre rotorique.

La Fig. 7.9 montre la mesure de la tension induite de décélération rotorique d'une vitesse de 30'000 t/min jusqu'à l'arrêt, pour une distance d_{SR} de 5 mm.

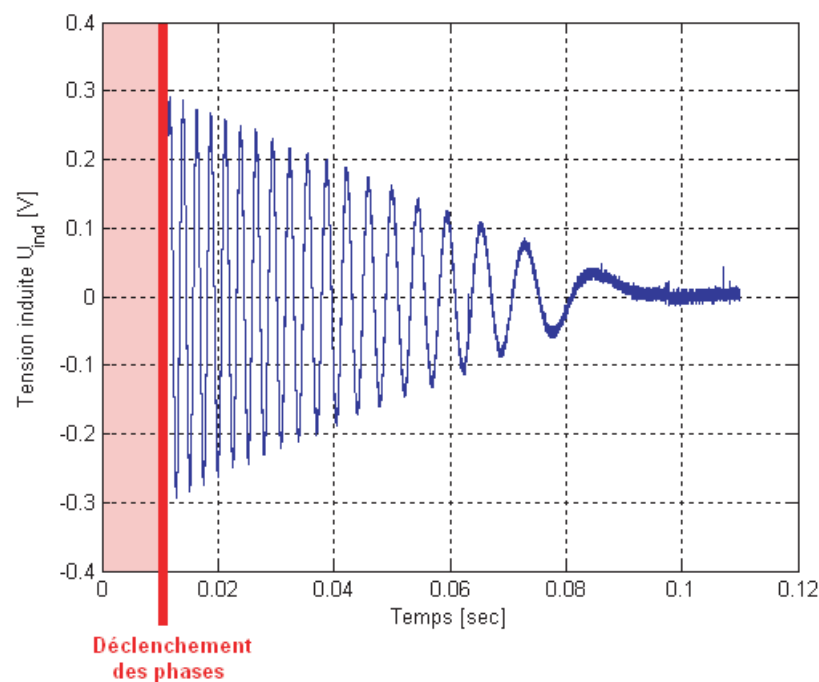


FIG. 7.9: Tension induite pendant la phase de décélération, $d_{SR}= 5$ mm.

L'amplitude maximale de la tension induite mesurée au début de la décélération est d'environ 3mV. Un amplificateur de 40 dB permet d'amplifier cette tension d'un facteur 100.

L'amplitude du signal ne dépend pas exclusivement du couple résistif, elle est aussi dépendante du positionnement du rotor par rapport au stator et de la fréquence d'entraînement maximale.

Cette dépendance est mise en évidence par la mesure de la tension induite sous les mêmes conditions que précédemment sauf pour la distance entre stator et rotor qui est augmentée à 7 mm. Tandis que le couple résistif agissant sur le rotor est toujours le même, l'amplitude maximale de la tension induite est diminuée à environ 220 mV.

Une analyse de la fréquence de décélération à permis d'observer son indépendance par rapport à la distance d_{SR} (Fig. 7.10).

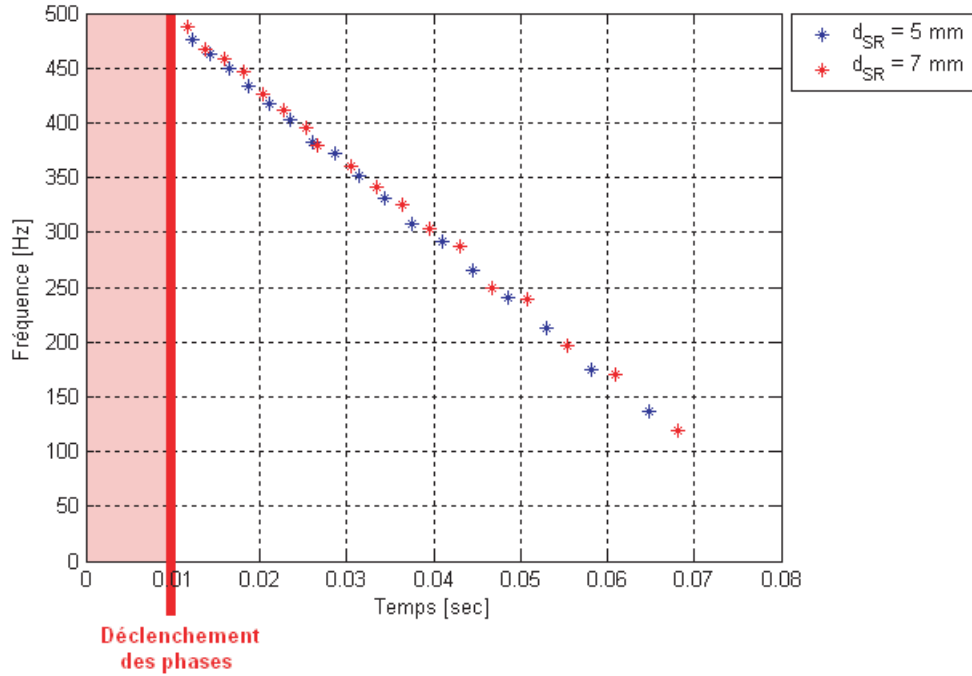


FIG. 7.10: Fréquence de rotation pendant la phase de décélération.

L'analyse de la décroissance de la fréquence de la tension induite de décélération permet d'effectuer une mesure du couple résistif indépendamment de la distance entre stator et rotor, pour autant que cette même distance permette l'entraînement du rotor jusqu'à la vitesse de 30'000 t/min.

Cette constatation permet le calcul du couple résistif T_r par l'intermédiaire de la dérivée de la vitesse angulaire de rotation Ω par rapport au temps t , à savoir :

$$T_r = -J \frac{d\Omega}{dt} \quad (7.27)$$

où J est le moment d'inertie rotorique.

Ce moment inertiel est calculé par :

$$J = \frac{1}{2} m_{rotor} a_{rotor}^2 \quad (7.28)$$

où m_{rotor} est la masse du rotor et a_{rotor} son rayon.

En sachant que le rotor est fabriqué en NdFeB et que sa densité volumique est de 7.4 g/cm^3 pour un diamètre de 1.5 mm et une longueur équivalente de 5.9 mm, le moment d'inertie est quantifiable en $2.17 \cdot 10^{-11} \text{ Kg m}^2$.

La discrétisation de l'équation 7.27 permet de remplacer la dérivée de la vitesse angulaire de rotation par rapport au temps, par le rapport entre la différence de vitesse angulaire entre deux tours complets et consécutifs du rotor $\Delta\Omega$ et la différence correspondant aux périodes respectives ΔT :

$$T_r = -J \frac{\Delta\Omega}{\Delta T} \quad (7.29)$$

La Fig. 7.11 représente le couple ainsi calculé en fonction du temps :

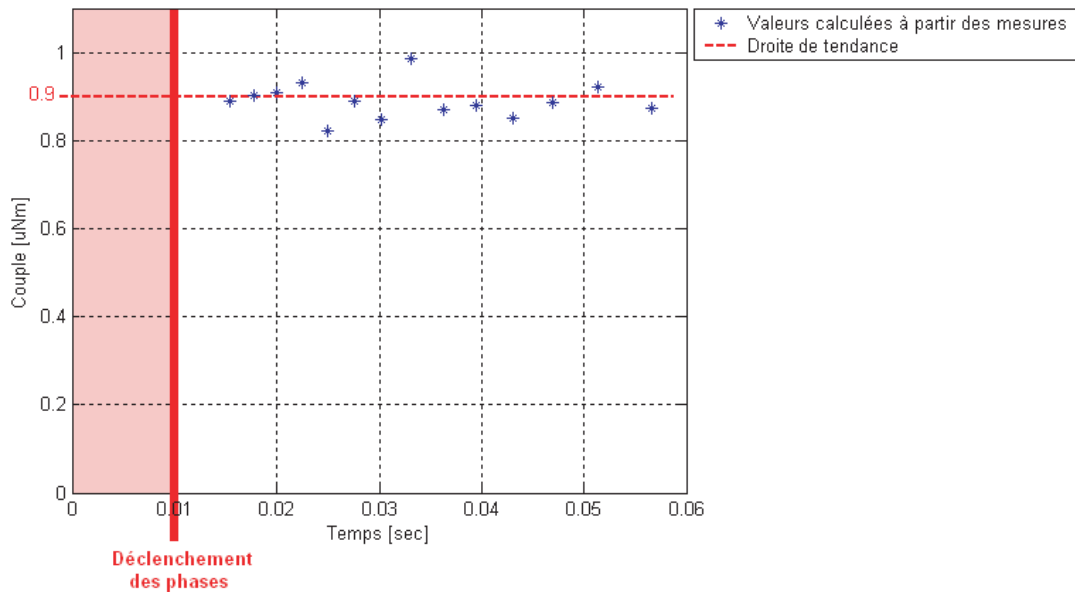


FIG. 7.11: Couple résistif pendant la décélération du rotor.

Compte tenu des incertitudes de mesure, le couple résistif peut être considéré constant tout au long de la phase de décélération rotorique. Une droite de tendance permet de déterminer la valeur du couple de $0.9 \mu\text{Nm}$. Le couple de freinage, en l'absence de liquide dans la chambre rotorique, est identifiable avec le couple de frottement produit dans les roulements à billes. Les deux roulements à billes utilisés sont du type "4-Point contact Bearings 30/130" du constructeur MPS du groupe Faulhaber, présentant un frottement estimé par le constructeur à 500 nNm pour chaque roulement. La valeur calculée depuis la mesure de la tension induite de $0.9 \mu\text{Nm}$ est concordante avec cette estimation. La viscosité de l'air de $1.83 \mu\text{Pa}\cdot\text{s}$ à 18°C est négligeable. Pour simuler les vrais conditions d'utilisation du système de détection du taux glycémique, une huile calibrée ayant une viscosité de $1.955 \text{ mPa}\cdot\text{s}$ à 20°C a été ajoutée dans la chambre rotorique (Fig. 7.12).

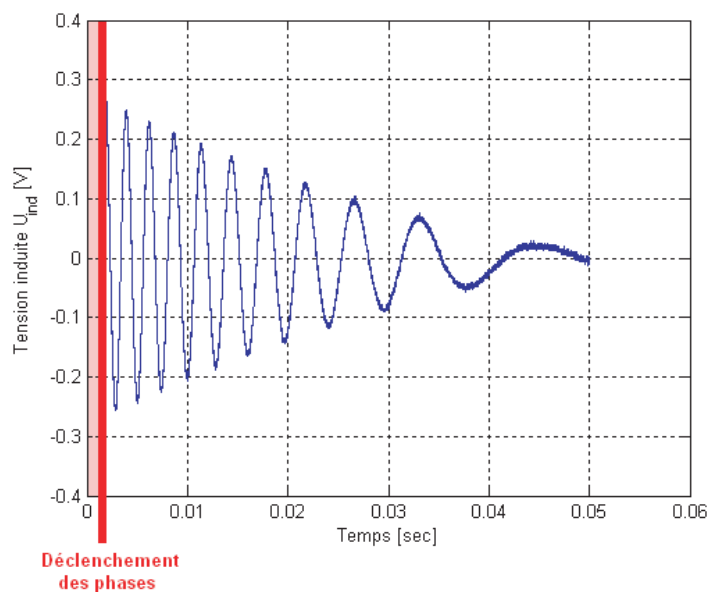


FIG. 7.12: Tension induite pendant la phase de décélération avec huile calibrée, $d_{SR} = 5 \text{ mm}$.

La tension induite mesurée ne présente plus une décroissance linéaire de son amplitude. La contribution de l'huile calibrée au frottement global agissant sur le rotor produit une décroissance de type exponentiel.

Une analyse de la fréquence de décélération permet également d'observer une décroissance exponentielle au niveau de la vitesse de rotation angulaire (Fig. 7.13).

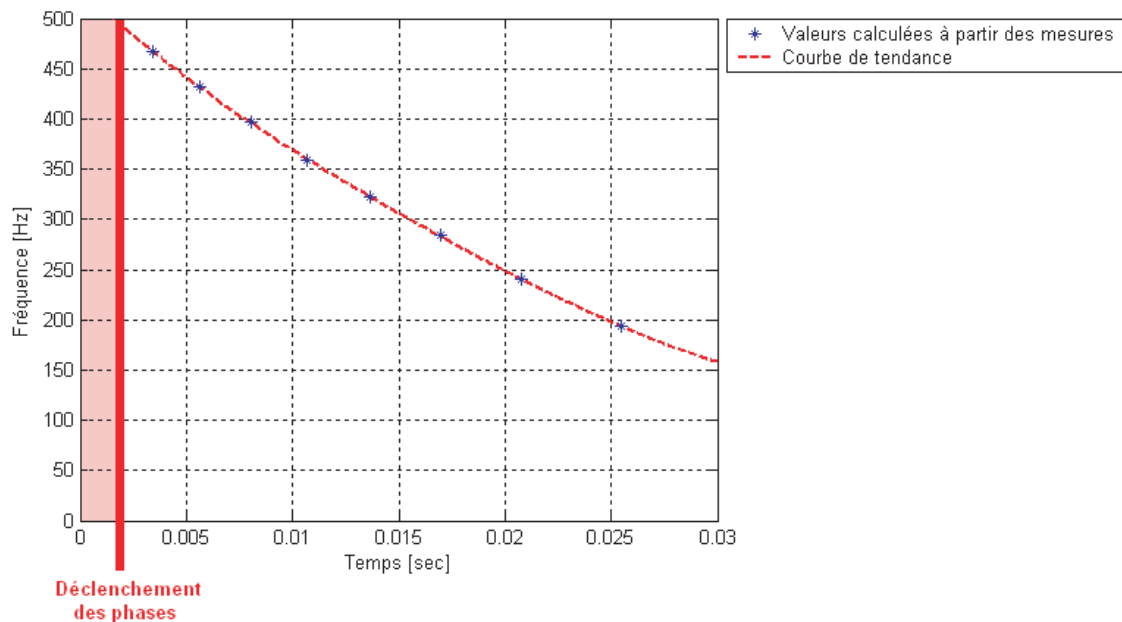


FIG. 7.13: Fréquence de rotation pendant la phase de décélération avec huile calibrée.

Le frottement visqueux est, dans ce cas, du même niveau que celui provoqué par les roulements à billes.

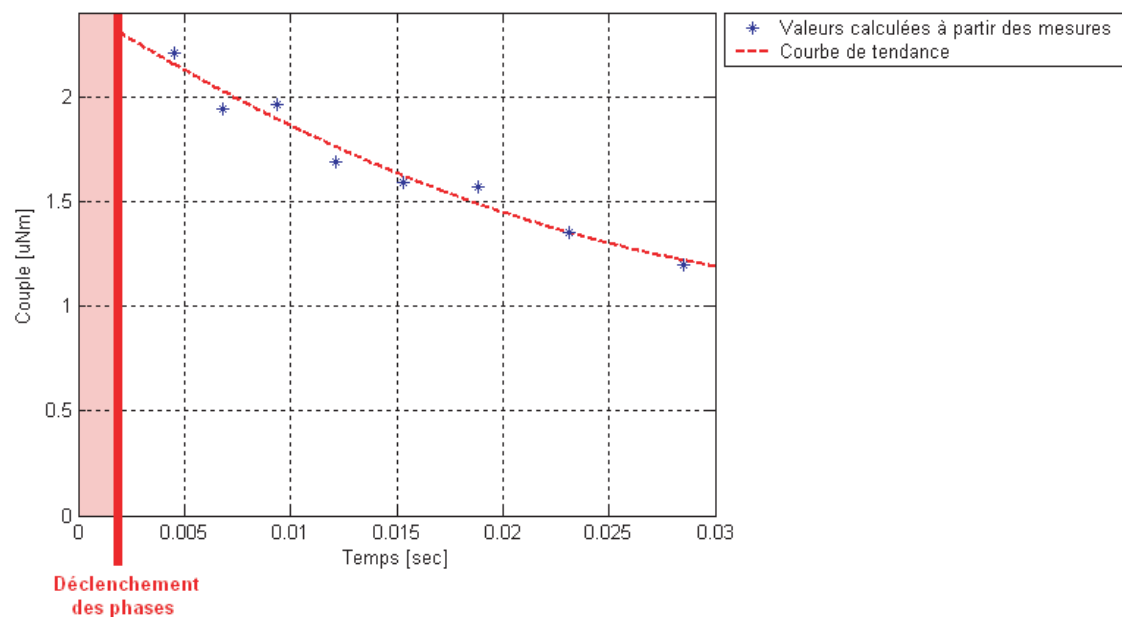


FIG. 7.14: Couple résistif pendant la décélération du rotor avec huile calibrée.

Avec l'apparition des forces visqueuses dépendantes de la vitesse rotorique, le couple résistif au cours de la décélération du rotor n'est plus constant. La décroissance du couple T_r est aussi de type exponentiel.

Pour accentuer l'effet exponentiel de la courbe, il faudrait augmenter la viscosité de l'huile calibrée, compte tenu du niveau du couple résistif maximal d'environ $2 \mu\text{Nm}$.

Une augmentation de cette viscosité serait envisageable pour des distances rotor-stator inférieures à 10 mm ou pour des courants statoriques plus élevés.

Calcul de la dépense énergétique

La mesure de la puissance instantanée consommée par le banc de tests pendant la mesure du couple résistif est de 5 W. L'énergie consommée pendant les 10 secondes de fonctionnement de l'échantillon fonctionnel est donc de 50 J.

L'utilisation de la même alimentation pour les trois phases statoriques impose une dépense énergétique légèrement plus élevée que celle calculée en phase d'optimisation.

7.8 Conclusions

La structure très particulière de cet actionneur rend l'entraînement rotorique très critique. L'utilisation des flux de fermeture pour la génération du champ tournant et la distance relativement grande entre induit et inducteur, rendent le dimensionnement optimisé du système complexe. Notre premier but a été celui de vérifier le fonctionnement de l'actionneur intégré compte tenu des contraintes imposées par le cahier des charges.

Dans une optique d'utilisation mobile du système, la philosophie de développement de l'actionneur a été dirigée vers une optimisation de la taille en essayant de miniaturiser au maximum le système et, dans le même temps, d'optimiser son rendement Joule. Ces deux buts sont concurrents et trouver un point d'équilibre satisfaisant aux deux objectifs demande des choix préalables.

Notre choix a été celui de limiter les dimensions de l'actionneur de telle façon à rendre possible son intégration dans une montre, tout en assurant une autonomie énergétique proche de celle d'un téléphone mobile. Ces choix ont été pensés dans le but d'assurer une utilisation par le malade absolument non contraignante mais, au contraire, répondant aux habitudes quotidiennes.

Une conséquence de la maximisation du rendement Joule est l'utilisation d'un relativement grand diamètre du fil constituant les bobinages statoriques. Compte tenu des limitations dans le volume à disposition pour la construction du stator, l'augmentation du diamètre du fil impose la diminution du nombre de spires par enroulement.

Pour assurer le fonctionnement correct de l'actionneur, une augmentation des courants statoriques est impérative. La conséquence directe de cette augmentation des courants est de rendre l'échauffement du système critique. La Fig. 7.15 montre sous forme de schéma bloc ces liaisons de cause à effet.

Nous avons démontré la faisabilité de ce système en respectant toutes ces contraintes et avons testé trois autres méthodes pour la détermination du couple, à savoir :

- l'utilisation de la variation relative de l'amplitude de la tension induite de décélération à la place de la fréquence ;
- la détermination de l'angle de déphasage entre courant et tension induite ψ statorique qui est proportionnel au couple résistif ;
- l'utilisation de la puissance active absorbée du système avec et sans influence rotorique ;

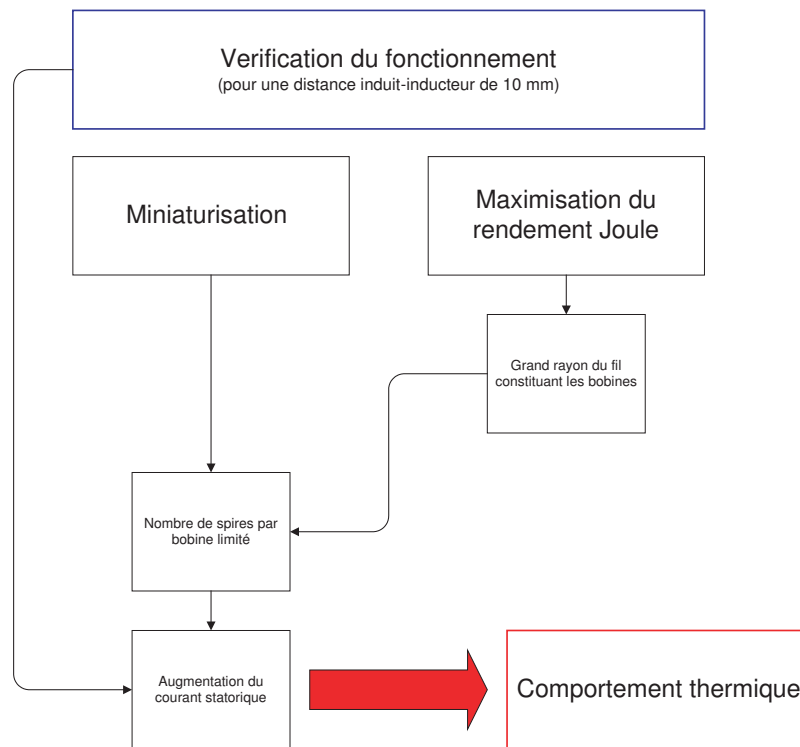


FIG. 7.15: Schéma-bloc des interactions entre les caractéristiques physiques du système.

La première possibilité est utilisable mais elle est beaucoup plus influencée par des perturbations externes au système, comme par exemple une variation de la distance stator-rotor due au mouvement du malade pendant la mesure.

Les deuxième et troisième possibilités de mesure demandent une tension induite de valeur plus élevée d'environ 3 mV mesurée avec notre échantillon fonctionnel. Pour envisager leur utilisation, il faudra obligatoirement augmenter le volume statorique, diminuant ainsi le niveau de miniaturisation.

Une dernière remarque est ciblée sur le choix des caractéristiques rotoriques. Nous avons utilisé un aimant permanent avec une induction de champ magnétique résiduelle de 1 T. L'utilisation d'un aimant ayant un B_r proche de la limite actuelle d'environ 1.5 T permet, sans toucher aux dimensions rotoriques, de réduire proportionnellement les courants statoriques à 2/3 de leur valeur actuelle.

Il est évident qu'une augmentation des dimensions rotoriques, à champ magnétique résiduel inchangé, contribue elle aussi à la réduction des courants statoriques.

En utilisant les caractéristiques de la bobine externe du stator (Tableaux 7.7 et 7.8) et en normalisant le couple à la valeur unitaire pour un diamètre rotorique de 1.5 mm (diamètre utilisé dans notre échantillon fonctionnel), nous pouvons observer l'évolution du rapport des couples en fonction du diamètre rotorique (Fig. 7.16).

Pour un diamètre rotorique de 3 mm le couple utile est multiplié par un facteur d'environ 3.8.

L'utilisation d'un tel diamètre associé à un aimant du type "VACODYM 722 HR" du fabricant VACUUMSCHMELZE ayant une induction résiduelle de 1.47 T, permet de réduire le courant d'environ 5.6 fois sans rien changer aux caractéristiques statoriques, ce qui revient à augmenter l'autonomie d'environ 3 à 17 jours ou à réduire très considérablement le volume statorique.

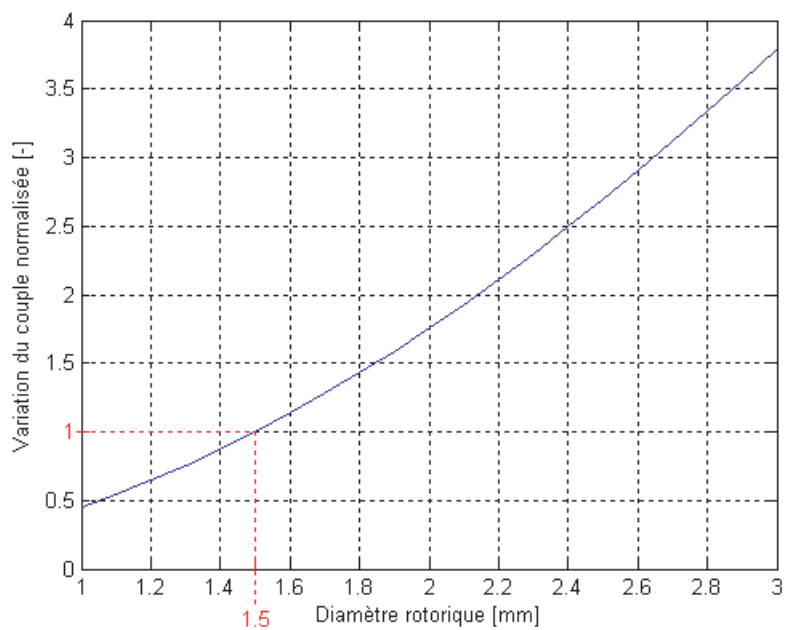


FIG. 7.16: Evolution normalisée du couple en fonction du diamètre rotorique.

Le but étant d'analyser la faisabilité d'un tel système, un dimensionnement d'une solution comprenant tous ces aspects (y compris la miniaturisation du système d'alimentation, l'intégration du stator et le dimensionnement du rotor) est à ce stade de l'étude prématuré.

Chapitre 8

CONCLUSION

Dans ces dernières décennies, nous avons assisté à une croissante pression de notre société sur les milieux scientifico-industriels pour que nos attentes soient satisfaites. Dans ce cadre, l'explosion de la demande de nouvelles technologies dans des domaines les plus divers comme : les loisirs, la médecine, les transports, les communications, le spatial, etc. a vu le jour. Le plus souvent, ces nouvelles technologies sont strictement liées au domaine de la gestion, de la transformation et de l'utilisation de l'énergie électrique. Le développement d'actionneurs intégrés électromécaniques trouvent dans ces tâches un domaine applicatif très vaste.

Ce travail de recherche a été consacré à la modélisation des phénomènes électromagnétiques permettant le développement de tels actionneurs dans des milieux non-ferromagnétiques. La nature de la transformation de la forme énergétique de départ dans sa forme finale permet d'identifier le processus de conversion utilisé. Dans un processus de conversion directe, l'énergie de départ de type électrique, est utilisée pour créer une force, un couple ou simplement être reconvertie dans sa forme de départ pour alimenter un dispositif à distance. Dans un processus de conversion inverse, le flux énergétique est inversé. Dans ce cas il s'agit d'une récupération d'information sous forme de signal électrique.

Ces domaines d'application très vastes imposent une très grande souplesse d'intégration dans des systèmes préexistants ou de nouvelles conceptions, déterminant ainsi une quantité énorme de géométries possibles. L'absence de matériaux ferromagnétiques ne permet pas de déterminer un circuit électromagnétique équivalent modélisant l'actionneur. L'interaction des champs d'induction magnétiques générés par l'actionneur produit des phénomènes comme l'effet pelliculaire et l'effet de proximité qui dégradent ses performances. Dans de telles circonstances, une modélisation analytique d'un actionneur, demande beaucoup de compromis entre complexité du modèle analytique et précision des résultats. La recherche d'un modèle analytique efficace s'avère être une tâche très complexe à réaliser. Le plus souvent une modélisation basée sur des approches numériques de type éléments finis se trouve être l'approche la mieux adaptée. Néanmoins ce type d'analyse demande beaucoup d'expérience, notamment dans la paramétrisation des grandeurs constituant l'actionneur et l'exploitation d'un tel modèle dans la conception optimisée d'un actionneur demeure peu pratique, nécessitant un temps de calcul non négligeable.

Dans cette optique, nous avons développé dans cette thèse un ensemble de modèles analytiques discrétisés constituant un bon compromis entre degré de complexité et fidélité à la réalité. Ces modèles découlent directement de la substitution, dans les équations de Maxwell dans leurs formes intégrales, des intégrales curvilignes par des sommations discrétisées. Le choix du pas de discrétisation permet d'arbitrer ce compromis en limitant le temps de calcul. Une analyse des performances du modèle de base calculant la distribution spatiale de l'induction de champ magnétique \vec{B} dans plusieurs cas de figure, a permis d'extraire une règle générale applicable pour déterminer le pas de discrétisation optimal à employer par rapport au temps de calcul, au degré de complexité et à la précision du résultat. L'ensemble des modèles analytiques discrétisés développés permettent le calcul de la distribution spatiale du potentiel magnétique

et de l'induction de champ magnétique, de l'inductance propre interne et externe et de la résistance d'une bobine, de l'inductance mutuelle entre deux bobines, des courants équivalents surfaciques d'un aimant permanent, du facteur de couplage, des forces et couples et de la tension induite de mouvement et/ou par effet transformateur entre bobines et/ou aimants permanents pour toute sorte de formes géométriques.

Les modélisations analytiques des effets pelliculaire et de proximité ont permis d'améliorer le calcul de l'inductance propre et surtout de la résistance d'enroulement. Si le modèle de l'effet pelliculaire découle directement d'une étude exclusivement analytique du phénomène, il n'en est pas de même pour le modèle de l'effet de proximité. Ce modèle a été développé empiriquement sur la base de plusieurs simulations numériques de modèles à éléments finis.

Nous avons développé une méthodologie de conception et d'optimisation de ce type d'actionneur intégré permettant d'analyser de façon systématique et performante chaque application en subdivisant la fonction globale en sous-fonctions et en proposant pour chacune d'entre elles un ensemble de solutions les plus exhaustives possibles, compte tenu des contraintes imposées par le système. L'application de cette méthodologie permet de déterminer une ou plusieurs solutions envisageables et de déterminer leurs avantages et leurs inconvénients.

Deux applications distinctes ont été conçues et optimisées utilisant cette méthodologie de conception et l'ensemble de ces modèles : le système Montrac® et le système Iglus®. Dans le projet Montrac®, en collaboration avec l'entreprise Montech AG, il s'agissait de réaliser un échantillon fonctionnel d'une ligne d'assemblage modulaire. Deux types de transmission d'énergie sans contact ont été proposés : ponctuel avec stockage d'énergie en super-condensateurs et étalé avec stockage d'énergie en condensateurs traditionnels. Dans le projet Iglus®, en collaboration avec l'entreprise Sensile Medical AG et le laboratoire de production microtechnique (LPM), il s'agissait de réaliser un échantillon fonctionnel d'un actionneur biomédical sous-cutané pour la détection du taux glycémique. Le stator est utilisé en deux modes différents : le mode "génération du champ tournant", où le rotor est entrete nu de 0 jusqu'à 30 000 t/min en 10 secondes, et le mode "mesure du taux de glucose", où la mesure du taux glycémique est effectuée par analyse de la tension induite de décélération rotorique. Les mesures effectuées sur ces deux applications ont permis de confirmer la validité des modèles proposés dans cette thèse.

8.1 Originalités du travail

La contribution de ce travail de thèse dans le domaine de la modélisation d'actionneurs intégrés en milieux non-ferromagnétiques a permis une évolution dans la conception de tels systèmes. Les apports personnels sont multiples et résident premièrement dans le développement d'un ensemble de modèles pour la caractérisation de tels actionneurs présentant les originalités suivantes :

- Discrétisation des modèles analytiques généraux développée en s'appuyant sur les équations de Maxwell dans leurs formes intégrales dans le but de créer un outil de dimensionnement indépendant des formes géométriques employées. Par leur souplesse d'utilisation et la complète liberté d'action dans leur utilisation, ces modèles constituent une très bonne alternative à une approche traditionnelle de type éléments finis.
- Détermination des phénomènes de perturbation électromagnétique identifiables dans la variation de la valeur de la résistance et de l'inductance propre des bobines sous les effets pelliculaire et de proximité combinés. Ces modèles constituent une grande évolution dans la conception optimisée de ce type d'actionneurs et permettent de considérer l'influence de la structure géométrique des bobinages et l'influence de la fréquence sur leurs caractéristiques intrinsèques.

Deuxièmement, ce travail de thèse propose (par la réalisation optimisée de deux applications) d'autres conclusions originales dans la réalisation de systèmes de transmission d'énergie sans contact :

- Dans le développement de transformateurs sans fer à faible entrefer pour l'alimentation sans contact. La minimisation de l'épaisseur des bobines primaire et secondaire permet d'augmenter systématiquement les performances de ce type d'actionneur. Cette conclusion se traduit dans ce cas de figure par l'utilisation de transformateurs à bobines plates.
- Dans le développement et la fabrication d'enroulements. Il est habituel de maximiser le facteur de remplissage. Cette idée reçue fait complètement abstraction de l'effet de proximité. Une dégradation du facteur de remplissage diminue très fortement les résistances des bobinages. La conséquente diminution du facteur de couplage est systématiquement moins influente sur les performances globales de l'actionneur intégré, permettant ainsi de trouver un point d'équilibre correspondant à une structure optimale des bobinages.
- Habituellement dans le développement d'un actionneur employé à haute fréquence, l'utilisation systématique du fil de Litz est la seule et unique solution envisagée. L'analyse effectuée démontre que non seulement l'utilisation du fil de Litz n'est pas a priori la solution optimale mais que le plus souvent, compte tenu du facteur économique, une solution utilisant un fil émaillé aura des performances globales meilleures.
- La possibilité d'utiliser les flux de fermeture du champ magnétique extérieurs d'une structure statorique traditionnelle multi-phase pour la génération du champ tournant, dans le cas d'entraînement d'un rotor axialement déplacé à une distance induit-inducteur relativement grande (Fig. 7.3) et la récupération d'information sur la décélération rotorique par mesure de la tension induite statorique a été vérifiée ;
- L'influence que les effets pelliculaire et de proximité ont sur les pertes Joule produit une accentuation de la dérive thermique.
- Plus spécifiquement, pour l'alimentation sans contact à faible distance Montrac®, nous avons proposé un nouveau profilé de forme originale pour optimiser l'intégration du transformateur sans fer, en améliorant le facteur de couplage par l'utilisation d'une structure primaire-secondaire à "entrefer zéro".
- Le nouveau concept de détection du taux glycémique Iglus® présente des améliorations très importantes par rapport aux systèmes existants ou en phase d'étude. L'originalité de la structure de l'actionneur permet d'assurer la fonctionnalité du système, assurant dans le même temps la complète passivité de l'implant sous-cutané. Les études effectuées permettent d'affirmer qu'une miniaturisation statorique encore plus poussée et une intégration du système statorique dans un volume très réduit, prenant place par exemple dans une montre, est tout à fait réaliste.

8.2 Perspectives

L'étendue des domaines applicatifs des actionneurs intégrés électromagnétiques n'a pas permis, avec ce travail de thèse, de modéliser la totalité des phénomènes majeurs qu'un tel système peut présenter. Nous avons focalisé ces phénomènes en trois sujets :

- l'étude et la modélisation des phénomènes ferromagnétiques ;
- l'influence des courants de Foucault dans l'utilisation de structures non-ferromagnétiques mais conductrices de courant électrique ;
- une modélisation des aspects thermiques plus approfondie considérant aussi la conductivité et le rayonnement thermique.

Ces études permettent d'élargir à pratiquement toute structure imaginable l'application de la méthodologie de conception et d'optimisation d'actionneurs intégrés développée dans le présent travail.

8.3 Observations personnelles

D'un point de vue personnel, les multiples domaines touchés par ce travail de thèse m'ont permis d'acquérir de nouvelles connaissances sur plusieurs aspects de mon travail. En particulier ma participation à deux projets CTI m'a permis de dépasser une vision purement théorique des différentes problématiques en abordant aussi les aspects pratiques. Les collaborations et les synergies développées dans le travail en équipe au sein même de mon laboratoire, avec le groupe Iglus® du laboratoire LPM et les responsables du projet Montrac®, m'ont permis d'acquérir beaucoup d'enseignements, à priori inattendus, dans la gestion de projets et des rapports interpersonnels qui me seront sans doute très utiles pour la suite de ma vie professionnelle.

Annexes

Annexe A

Modèles analytiques discrétisés

Le champ d'induction magnétique discrétisé est obtenu par :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \quad (\text{A.1})$$

S'il est généré par un aimant permanent :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_C \sum_{C'} \left| \vec{M} \times \hat{a}_n \right| \left| \Delta \vec{l}' \right| \frac{\Delta \vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \quad (\text{A.2})$$

L'inductance interne et externe est donnée par :

$$L_e = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{C''} \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \Delta \vec{l}''}{R} \quad (\text{A.3})$$

$$L_i = \frac{\mu_0}{8\pi} \sum_{C'} \Delta \vec{l}' \quad (\text{A.4})$$

L'inductance mutuelle par :

$$L_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{C''} \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \Delta \vec{l}''}{R} \quad (\text{A.5})$$

La force et le couple total F_{tot} et T_{tot} sont :

$$\vec{F} = \sum \Delta \vec{F} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \sum_C \left[\left| \vec{M} \times \vec{a}_n \right| \left| \Delta \vec{l}' \right| \sum_{C''} \left(\Delta \vec{l}'' \times \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \right] \quad (\text{A.6})$$

$$\vec{T} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \sum_C \sum_{C''} \left\{ \vec{r} \times \left[\left| \vec{M} \times \vec{a}_n \right| \left| \Delta \vec{l}' \right| \left(\Delta \vec{l}'' \times \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \times \vec{R}}{R^3} \right) \right] \right\} \quad (\text{A.7})$$

La tension induite totale u_{ind_tot} est obtenue par :

$$\begin{aligned} u_{ind_tot} &= \left(\frac{\Delta \Psi(i_k, \vec{s}_k)}{\Delta \vec{s}} \cdot \frac{\Delta \vec{s}}{\Delta k} + \frac{\Delta \Psi(i_k, \vec{s}_k)}{\Delta i} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta k} \right) \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \left[i_k \frac{\Delta}{\Delta \vec{s}_k} \left(\sum_{C''} \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \Delta \vec{l}''}{R} \right) \right] \vec{v} + \left(\sum_{C''} \sum_{C'} \frac{\Delta \vec{l}' \Delta \vec{l}''}{R} \right) \frac{\Delta i}{\Delta k} \right\} \quad (\text{A.8}) \end{aligned}$$

où les contours d'intégration sont remplacés par des sommes et où les variables d'intégration sont remplacées par des pas élémentaires de longueur finie.

Annexe B

Fonctions correctrices pour la modélisation de l'effet de proximité

B.1 Modélisation de l'inductance interne linéique

Le coefficient de valeur maximale $\alpha_{pe} = f(a, d, n, m)$ de l'inductance interne linéique est calculé par :

$$\alpha_{pe}(a, d, n, m) = 1 + \left\{ A(m) n + B(m) - [A(m) + B(m) - C(m)] D(n, m) - 1 \right\} \left(1 - e^{-\frac{5a}{8d}} \right) \quad (\text{B.1})$$

où :

$$A(m) = \frac{811}{10000} m - \frac{39 + 73 e^{-\frac{5}{12} m} (m-1)^{\frac{42}{25}}}{500} \quad (\text{B.2})$$

$$B(m) = 280 \left(1 - e^{-\frac{2-m}{15}} \right) + \frac{1202}{25} e^{-\frac{10}{13} m} \quad (\text{B.3})$$

$$C(m) = A(1) m + B(1) - \frac{45 e^{-\frac{2-2m}{19}} + 97 e^{-\frac{10}{17} m}}{50} \quad (\text{B.4})$$

$$D(n, m) = e^{\left(\frac{1-n}{\frac{81}{5} - 14 e^{-\frac{m}{16}} + \frac{e^{-\frac{5}{11} m}}{10} (m-1)^3} \right)} + \frac{7 (n-1) e^{-\frac{n}{5}}}{100} \quad (\text{B.5})$$

Le coefficient de variation fréquentielle $\beta_{pe} = f(n, m)$ de l'inductance interne linéique est obtenu par :

$$\beta_{pe} = 50 \frac{(n+m)^{\left(\frac{11}{10}\right)} \left(1 - e^{-\frac{m^2}{101}} \right)}{n} \quad (\text{B.6})$$

B.2 Modélisation de la résistance linéique

Le coefficient de valeur maximale $\zeta_{pe} = f(a, d, n, m)$ de la résistance linéique est calculé par :

$$\zeta_{pe}(a, d, n, m) = \left\{ E(a) \left[G(d) - H(d) \right] + F(a) \left[1 - (G(d) - H(d)) \right] \right\} \frac{1+d}{a(1+n-m)} \quad (\text{B.7})$$

où :

$$E(a) = \frac{3}{6250} \frac{2^{\left(\frac{3}{2}a\right)}}{a^2 a^{\left(\frac{a}{5}\right)} \left(1 + \frac{7}{1000} e^{-a}\right)} \quad (\text{B.8})$$

$$F(a) = \left(\frac{55}{10000000} + \frac{e^{\left(-\frac{11}{50} a^{\frac{7}{5}}\right)}}{20000} \right) \left(\frac{11}{10} - \frac{e^{-a}}{5} \right) \quad (\text{B.9})$$

$$G(d) = \frac{3037}{60021} \frac{\left(3^{\left(\frac{2}{5}d\right)} d^{\left(\frac{7}{20} d^{\frac{7}{5}}\right)} \right)}{d^{\frac{7}{5}} d^{\left(\frac{79}{100} d^{\frac{47}{10}}\right)} \left(1 + \frac{1}{2} e^d\right)} \quad (\text{B.10})$$

$$H(d) = \frac{1}{11} \left(\frac{105 - 5d}{50000} \right) \left(1 - \frac{e^{(-2d)}}{20} \right) \quad (\text{B.11})$$

Le coefficient de variation fréquentielle $\gamma_{pe} = f(a, n, m)$ de la résistance linéique est obtenu par :

$$\gamma_{pe}(a, n, m) = \frac{(n-1) m^{\left(\frac{8+9m^2 e^{-m}}{5}\right)}}{\left(\frac{60}{1+(a-6)^2} - \frac{4}{5} \right) \left(1 + \frac{(n-m) \left(1 + \frac{12 e^{\left(\frac{-nm}{10}\right)}}{1+n-m} \right)}{100} e^{\left(\frac{m-n}{1000}\right)} \right)} \quad (\text{B.12})$$

Annexe C

Intensité de champ magnétique

Simulations à éléments finis du comportement de l'intensité de champ magnétique dans une section de 100 fils regroupés en 10 couches de 10 fils de rayon $a = 10$ mm, espacés de 0.1 mm.

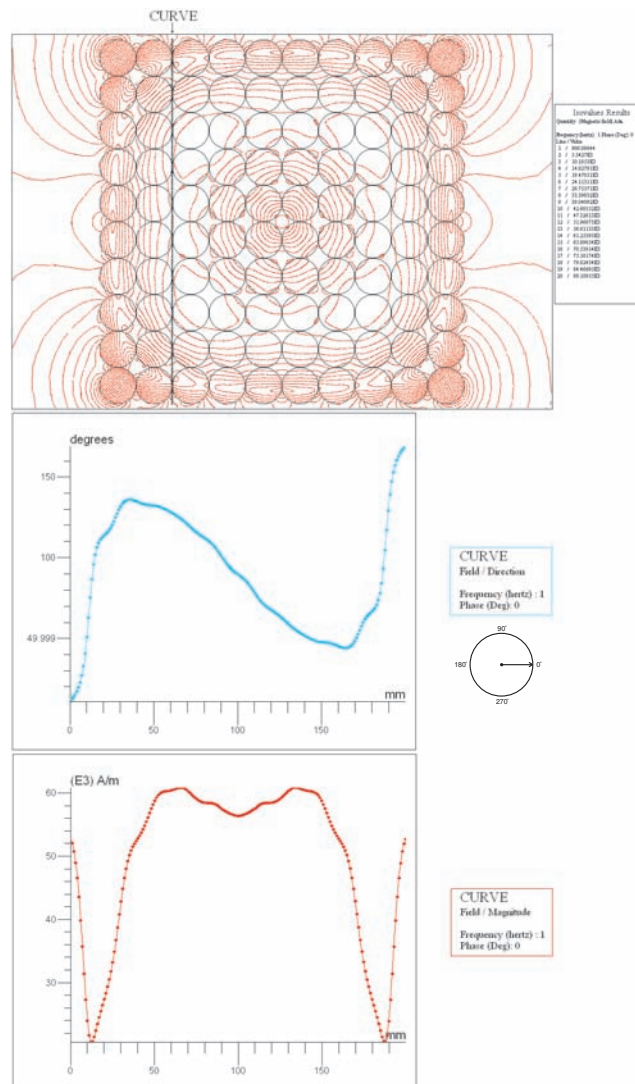


FIG. C.1: Intensité de champ magnétique, fréquence 1Hz.

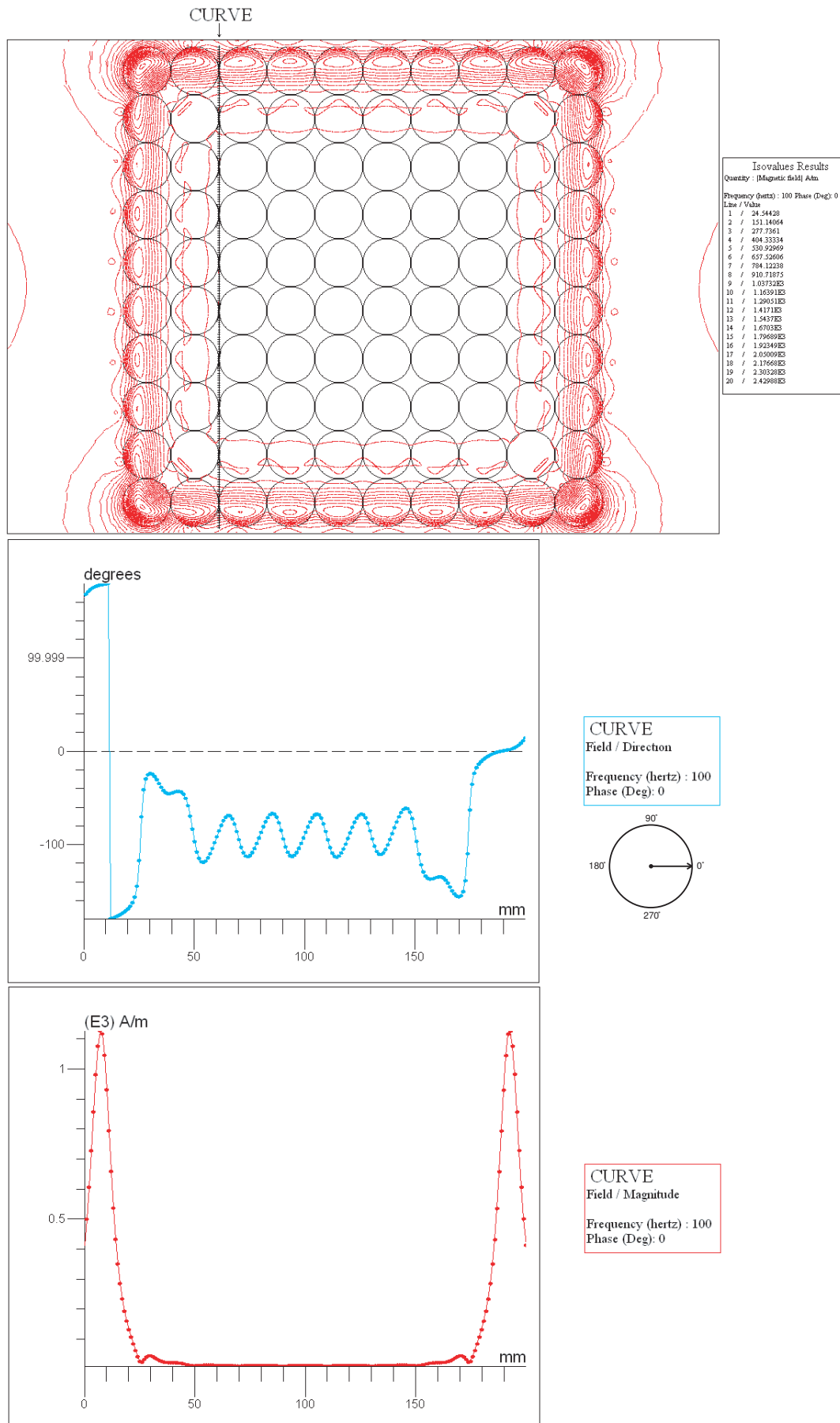


FIG. C.2: Intensité de champ magnétique, fréquence 100 Hz.

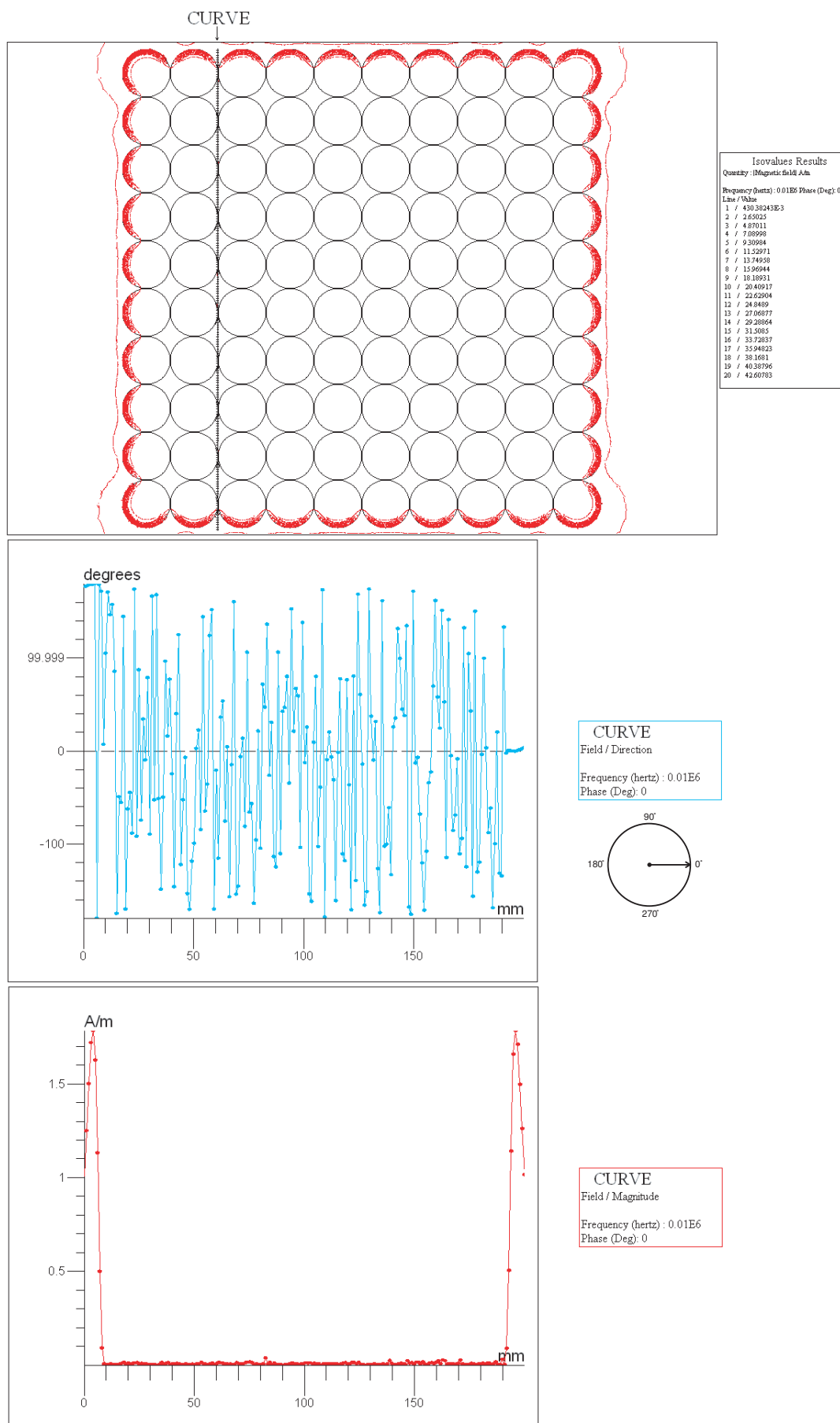


FIG. C.3: Intensité de champ magnétique, fréquence 10 kHz.

Annexe D

Modèle analytique de l'inductance mutuelle de bobines de forme rectangulaire

D.1 Bobines placées de face avec même surface

Une analyse du comportement de l'inductance mutuelle normalisée (D.1) en fonction du coefficient de déformation k_{def} (D.2) et de la longueur la à $\delta_{mut} = 1$ mm, montre que la valeur de l'inductance mutuelle augmente linéairement en fonction du coefficient k_{def} et que sa variation est d'autant plus importante que la longueur la est petite (Fig. D.1).

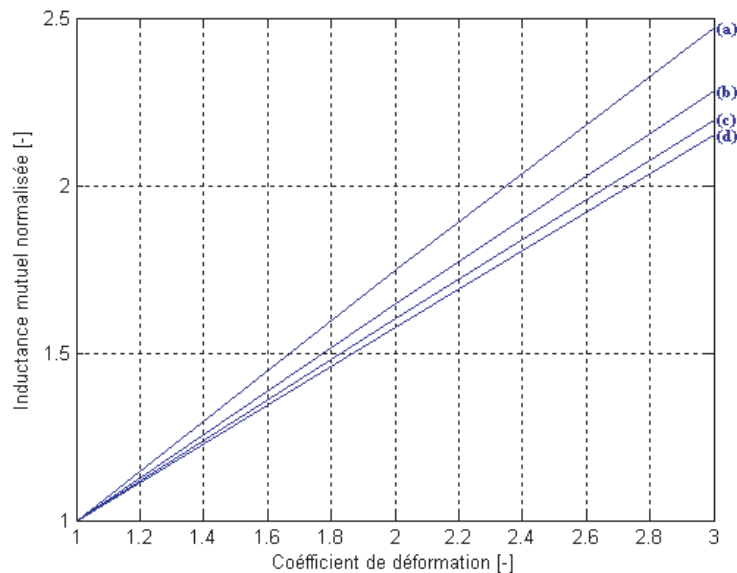


FIG. D.1: Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $la = 10$ mm, (b) $la = 40$ mm, (c) $la = 160$ mm, (d) $la = 640$ mm.

où l'inductance mutuelle normalisée est donnée par :

$$L_{12}|_{norm} = \frac{L_{12}}{L_{12,carré}} \quad (D.1)$$

et le coefficient de déformation est :

$$k_{def} = \frac{lb}{la} \quad (D.2)$$

La Fig.D.2 montre cette variation de pente de la Fig. D.1 en fonction de la longueur la .

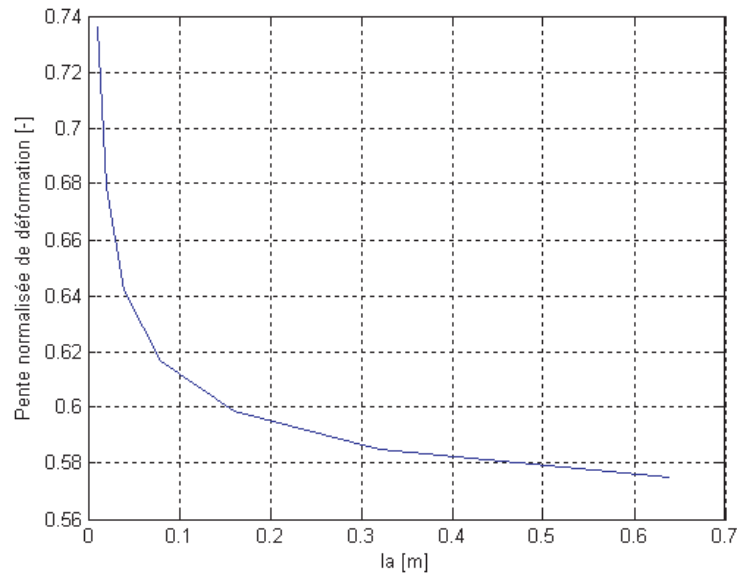


FIG. D.2: Pente de l'inductance mutuelle normalisée en fonction de la longueur la , $\delta_{mut} = 1$ mm.

Plus la distance δ_{mut} entre les deux bobines est grande, plus l'inductance mutuelle normalisée diminue. Cette variation est d'autant plus forte que la longueur la est petite (Fig. D.3).

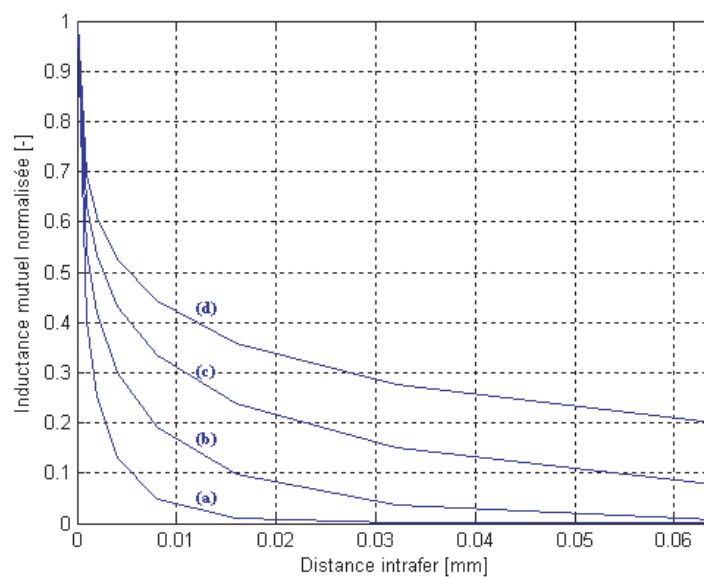


FIG. D.3: Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $la = 10$ mm, (b) $la = 40$ mm, (c) $la = 160$ mm, (d) $la = 640$ mm.

La synthèse de ces caractéristiques et les vérifications du comportement multivariable de l'inductance mutuelle, permettent sa modélisation.

$$L_{12} = L_{Nn} \left[1 + \kappa_{mut} \left(\frac{lb}{la} - 1 \right) \right] v_{mut} \quad (D.3)$$

où L_{Nn} est la formule de Neumann permettant de calculer l'inductance propre d'une bobine carrée [10] :

$$L_{Nn} = \frac{2\mu_0 (la + 2r)}{\pi} \left[\ln \frac{2(la + 2r)}{r(1 + \sqrt{(2)})} + \sqrt{(2)} - 2 \right] + \frac{\mu_0 (la + 2r)}{2\pi} \quad (D.4)$$

et les fonctions κ_{mut} et v_{mut} sont données par :

$$\kappa_{mut} = \left(7.5 \sqrt{\delta_{mut}} + 0.75 \right) 0.549 + 0.55 \frac{e^{-\frac{la^{0.00001}}{0.6}}}{5la^{0.48}} \quad (D.5)$$

$$v_{mut} = 0.9 e^{-\frac{\alpha_{mut}}{\beta_{mut}}} \quad (D.6)$$

$$\alpha_{mut} = 1.5 e^{-\frac{la^{0.098}}{0.645}} \quad (D.7)$$

$$\beta_{mut} = 0.4 \left(1 - e^{-\frac{la^{0.65}}{0.8}} \right) \quad (D.8)$$

D.2 Bobines placées de face avec surfaces différentes

Une augmentation des dimensions d'une bobine par rapport à une deuxième bobine, produit une augmentation de l'inductance mutuelle jusqu'à un rapport bien précis entre les surfaces de ces deux bobines. Une augmentation des dimensions au-delà de ces valeurs produit un effet contraire et la valeur de l'inductance mutuelle diminue. La Fig. D.4 montre cette effet pour un secondaire de $la = 10$ mm et pour quatre différents k_{def} et un entrefer $\delta_{mut} = 10$ mm.

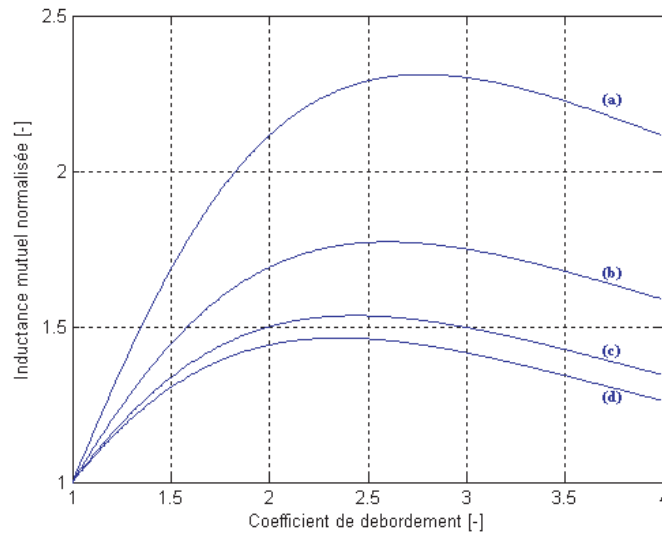


FIG. D.4: Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 10$.

Le coefficient de débordement k_{deb} est donné par :

$$k_{deb} = \frac{lc}{la} \quad (D.9)$$

La Fig. D.5 montre cet effet dans le cas où le secondaire est de dimensions et coefficient k_{def} fixes à $la = lb = 10$ mm et $k_{def} = 1$, pour trois différents entrefers δ_{mut} .

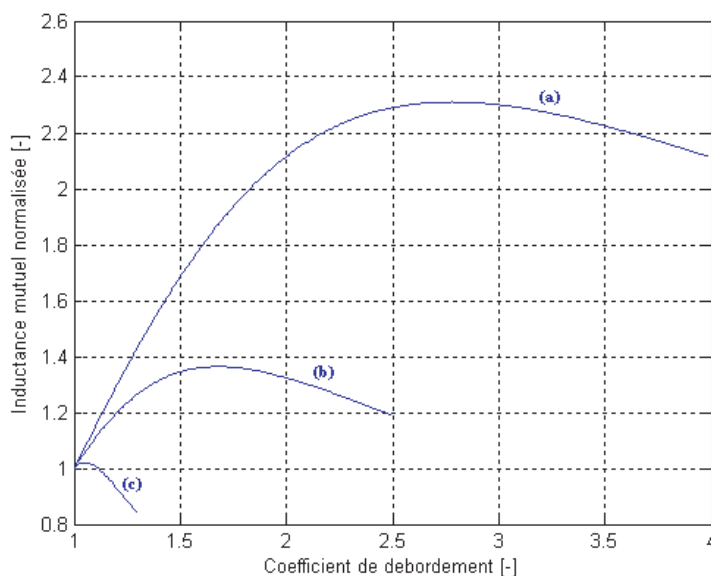


FIG. D.5: Inductance mutuelle normalisée, cas : (a) $\delta_{mut} = 1$ mm, (b) $\delta_{mut} = 5$ mm, (c) $\delta_{mut} = 10$ mm.

Le coefficient de profondeur, faisant intervenir la longueur la et l'entrefer δ_{mut} est introduit :

$$k_{prof} = \frac{la}{\delta_{mut}} \quad (D.10)$$

A coefficients k_{prof} et k_{def} constants, les caractéristiques de l'inductance mutuelle normalisée en fonction de k_{deb} sont toutes équivalentes.

La synthèse de ces caractéristiques permet d'extraire un graphique du k_{deb} en fonction du k_{prof} et du k_{def} (Fig. D.6).

La modélisation des caractéristiques de la Fig. D.6 permet de déterminer les dimensions de la bobine du primaire pour que l'inductance mutuelle soit maximale :

$$lc = la \left[\frac{10}{\left(\frac{k_{prof}}{\Gamma}\right)^{1.05}} 0.25 e^{-\left(\frac{k_{prof}}{10\Gamma}\right)^{0.5}} + 0.97 \right] \quad (D.11)$$

$$ld = lc + lb - la \quad (D.12)$$

où le facteur correctif Γ est :

$$\Gamma = \left(0.3 e^{-\frac{(k_{def})^{0.7} - 1}{2}} + 0.7 \right)^{0.77} \quad (D.13)$$

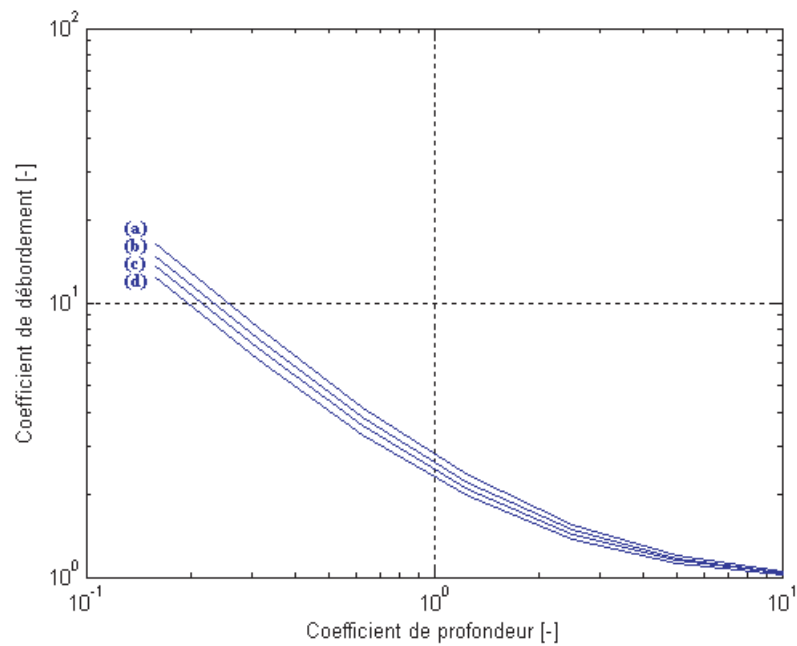


FIG. D.6: k_{deb} en fonction du k_{prof} pour un k_{def} : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 30$.

La Fig. D.7 montre le graphique de l'inductance mutuelle normalisée maximale en fonction du k_{prof} et du k_{def} .

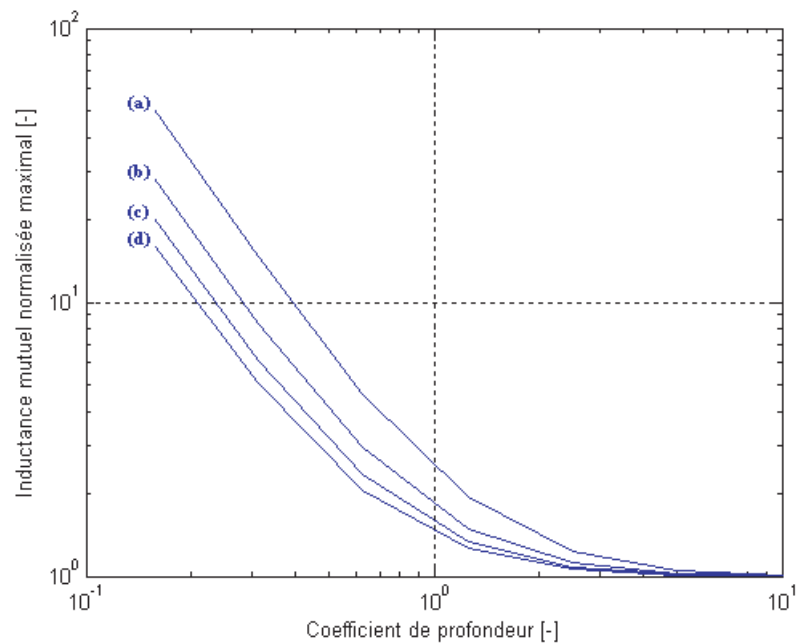


FIG. D.7: Inductance mutuelle normalisée maximale en fonction du k_{prof} pour un k_{def} : (a) $k_{def} = 1$, (b) $k_{def} = 2$, (c) $k_{def} = 5$, (d) $k_{def} = 30$.

La modélisation des caractéristiques de la Fig. D.7 permet de déterminer l'inductance mutuelle maximale correspondante :

$$L_{12,max}|_{déb} = L_{12} \left[\frac{10}{\left(\frac{k_{prof}}{\xi_{mut}}\right)^{1.8}} 0.2 e^{-\left(\frac{k_{prof}}{10\xi_{mut}}\right)^{0.5}} + 1 \right] \quad (D.14)$$

où L_{12} est l'inductance calculée par (D.3) et le facteur correctif ξ_{mut} est donné par :

$$\xi_{mut} = \left(\frac{0.6}{(k_{def})^{0.9}} e^{-\frac{(k_{def})^{0.9}-1}{8}} + 0.4 \right)^{0.7} \quad (D.15)$$

La détermination de l'inductance mutuelle entre $k_{déb} = 1$ et $k_{déb}$ correspondant à lc (D.11) est très utile dans le cas où, pour des raisons pratiques, le primaire doit avoir une surface plus petite que celle donnée par $lc \cdot ld$, mais elle peut être plus grande que celle donnée par $la \cdot lb$.

Nous avons :

$$L_{12}|_{déb} = (L_{12,max}|_{déb} - L_{12}) \frac{lx - la}{lc - la} + L_{12} \quad (D.16)$$

où $la < lx < lc$ et $ly = lx + lb - la$.

Annexe E

Classe d'isolation et échauffement

L'utilisation de la classe d'isolation *F* avec l'échauffement de classe *B* est généralement la solution la plus fréquemment utilisée dans le dimensionnement thermique d'actionneurs intégrés en regard des exigences industrielles.

L'isolation classe *F* a les caractéristiques suivantes :

- température ambiante maximale 40 °C ;
- échauffement maximal admissible 105 K ;
- réserve thermique +10 K.

Et pour l'échauffement en classe *B* :

- température ambiante maximale 40 °C ;
- échauffement maximal admissible 80 K ;
- réserve thermique +10 K.

La température des trois classes d'isolation les plus utilisées sont :

- classe *B* = 130 °C ;
- classe *F* = 155 °C ;
- classe *H* = 180 °C.

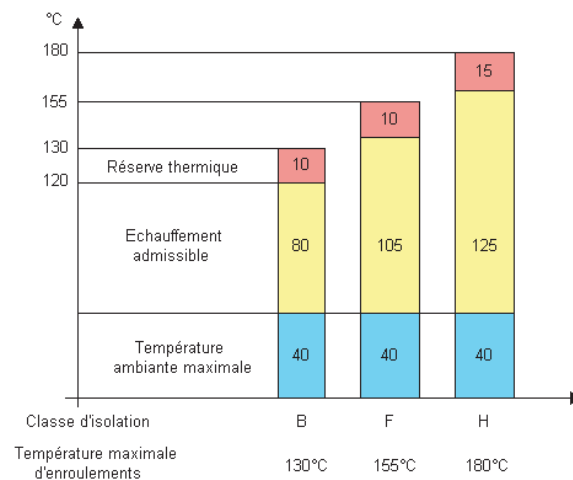


FIG. E.1: Classe d'isolation et échauffement.

L'utilisation de la classe d'isolation *F* avec un échauffement de classe *B* permet d'avoir une marge de sûreté thermique de 25 °C.

Annexe F

Installation "test" du système Montrac®

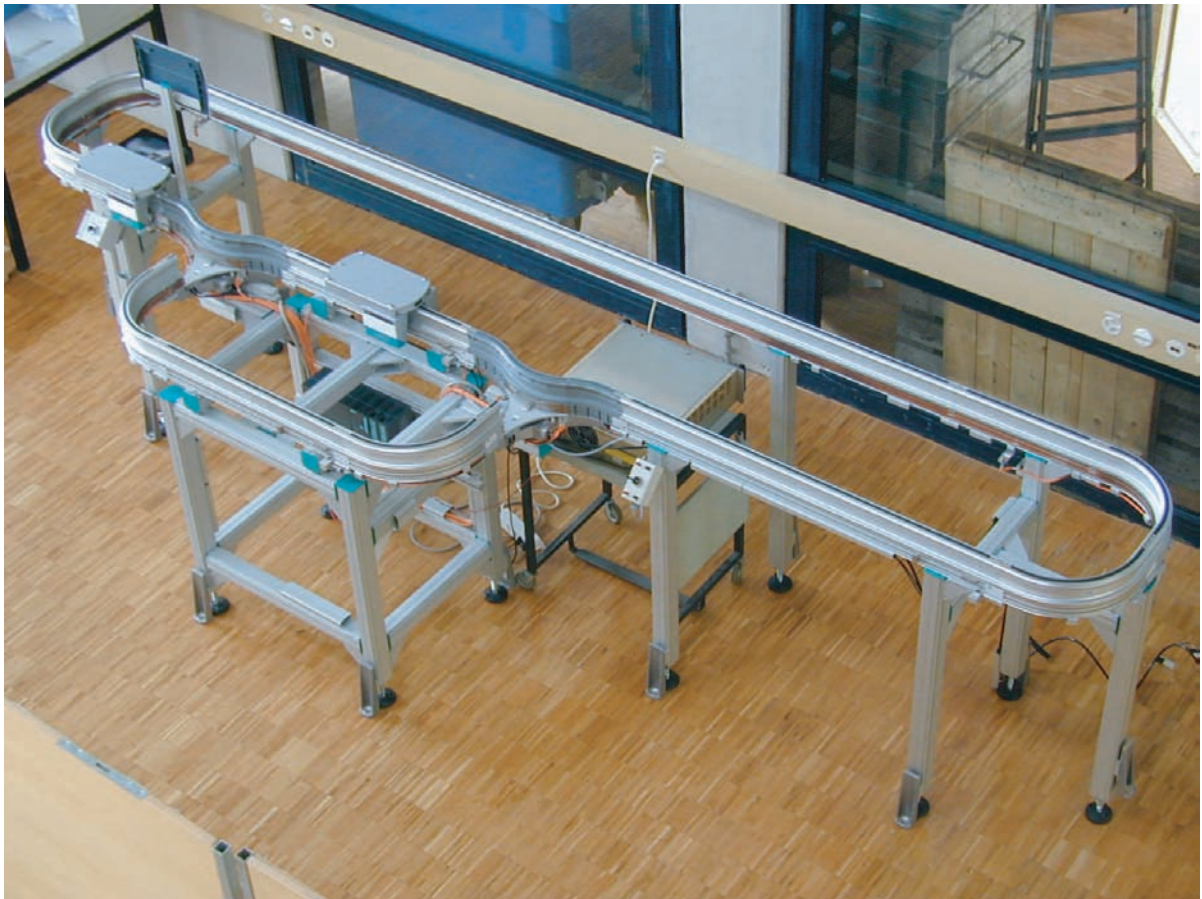


FIG. F.1: Installation "test" du système Montrac®.

Annexe G

Dimensionnement du système de stockage d'énergie et détermination de la charge équivalente du transformateur sans fer étalé

G.1 Dimensionnement du système de stockage d'énergie

Le bilan énergétique (section 6.7.2) du Clean Shuttle permet d'identifier sa dépense énergétique maximale en phase de décharge. Dans notre cas, cette dépense énergétique est constituée par l'énergie utilisée par le Clean Shuttle pour franchir les courbes de l'installation "test", à savoir :

$$E|_{phase, dcharge} \cong 60J \quad (G.1)$$

Cette énergie correspond à l'énergie utile stockée E_u .

La tension d'alimentation maximale de la navette est de 28 V. Elle reste en fonction jusqu'à une tension de 17 V. Le dépassement des 19.6 V permet à la navette de fonctionner (Fig G.1).

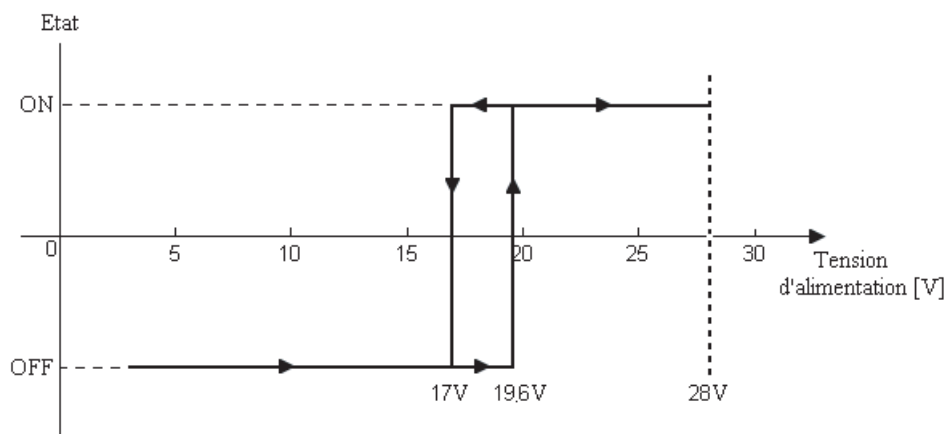


FIG. G.1: Cycle d'hystérèse ON-OFF et limite maximale de l'alimentation du Clean Shuttle.

Nous fixons la tension minimale U_m après une phase de décharge à 20 V et la tension maximale U_M après une recharge à 25.3 V. L'utilisation de condensateurs électrolytiques de capacité $C = 0.1$ F impose le nombre d'unités nécessaires au système de stockage d'énergie, à savoir 2 unités.

Pour la solution proposée comme choix final dans la variante à primaire étalé, l'énergie utile stockée est de 30 J et un système de stockage d'énergie utilisant un seul condensateur électrolytique $C = 0.1$ F est suffisant.

G.2 Calcul des caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer

La tension nominale $U_{ch,DC}$ choisie pour le Clean Shuttle est de 25.3V, l'utilisation d'un pont de Graetz impose un coefficient d'alternance de $k = 2$.

L'angle de charge δ_{ch} (6.22) est de 22° et la tension approximée au secondaire (6.23) est de $19.3 V_{eff}$.

La variation du courant absorbé par la navette entre 1.2 A (courant pendant les phases d'accélération) et 0.13 A (courant pendant les périodes d'attente), impose une variation de la résistance équivalente (6.25) au secondaire entre 7.3Ω et 67.1Ω pour une puissance équivalente respectivement de 51.2 W et 5.6 W.

Annexe H

Résumé des caractéristiques de la variante à recharge étalée

Capacité C_1	186 nF
Capacité C_2	71.5 nF
Inductance propre L_{11}	13.6 μ H
Inductance propre L_{22}	35.4 μ H
Inductance mutuelle L_{12}	1.8 μ H
Nombre de spires primaires N_1	1
Nombre de spires secondaires N_2 *	13
Rayon du fil du bobinage primaire r_1	0.85 mm
Rayon du fil du bobinage secondaire r_2	0.45 mm
Inter-fil des spires au secondaire d	0.15 mm
Dimensions externes du bobinage primaire	300 x 37 mm
Dimensions externes du bobinage secondaire	300 x 37 mm
Entrefer équivalent δ	1.45 mm
Capacité de lissage C_{lis}	0.2 F
Diode Zenner de protection	24 V
Tension au primaire U_1	156 V _{eff}
Fréquence de travail f	100 kHz
Rendement **	37.8 %

TAB. H.1: Caractéristiques de la variante à recharge étalée.

* sur une seule couche, $m = 1$

** avec la présence d'un "Clean shuttle"

Annexe I

Dimensionnement du système de stockage d'énergie et détermination de la charge équivalente du transformateur sans fer ponctuel

I.1 Dimensionnement du système de stockage

L'analyse de la consommation d'énergie électrique de la navette permet de définir la topologie générale du système de stockage. Quand une topologie de monorail est développée, une analyse du bilan énergétique doit être effectuée.

Les composants de ce bilan énergétique sont :

- l'énergie d'accélération et celle de décélération ;
- l'énergie à vitesse constante ;
- les dimensions du circuit à monorail (ligne d'assemblage) ;
- les temps de travail aux différentes stations de travail ;
- les temps morts ;
- le temps de stand-by.

Un exemple typique d'une topologie de monorail est employé pour le dimensionnement du système de stockage d'énergie. Les valeurs typiques d'une telle topologie sont :

- longueur totale du monorail (avec les courbes) = 200 m ;
- distance parcourue à 12 m/min = 4 m ;
- distance parcourue à 30 m/min = 196 m ;
- temps d'un cycle du circuit à monorail = 533 s ;
- nombre d'accélération = 27 ;
- nombre de décélération = 27 ;
- nombre de stations de travail = 20 ;
- consommation totale d'énergie électrique par navette = 9.7 kJ ;
- puissance moyenne électrique par navette = 18.2 W ;
- temps maximum en stand-by = 5 jours ;
- consommation d'énergie électrique en stand-by = 10.8 kJ.

L'alimentation doit être assurée à tout moment. Le cas le plus défavorable (worst case) est représenté par le retour de la navette à la station de charge après 5 jours d'inactivité (temps de stand-by, vacances).

Dans ce cas, le stockage d'énergie électrique doit être suffisant pour atteindre la prochaine station de charge. Pour cette raison, la consommation d'énergie électrique en stand-by est toujours ajoutée au bilan énergétique.

Le nombre de super-condensateurs requis par chaque navette dépend directement de la consommation totale d'énergie électrique par navette, à savoir 20.5 kJ.

L'utilisation des équations (6.29, 6.30, 6.31, 6.32 et 6.34) permet le dimensionnement du système de stockage d'énergie. Le système dimensionné est composé de 4 super-condensateurs en série de 1800F/2,5V/450A permettant d'obtenir une énergie utile E_u d'environ 17 kJ pour un taux de charge d de 50%.

Les 37,5 s correspondant au temps total de charge seront progressivement redistribués sur toutes les stations de charge constituant le circuit à monorail. Après 3 jours de fonctionnement normal, la charge du banc de super-condensateurs sera revenue à la valeur normale.

I.2 Calcul des caractéristiques de la charge équivalente du transformateur sans fer

Le fonctionnement du système de gestion des alimentations prévoit, en phase de recharge, une tension $U_{ch,DC}$ de 26 V. L'utilisation d'un pont de Graetz à double alternance détermine le coefficient d'alternance $k = 2$.

La considération des rendements du redresseur AC/DC et du convertisseur DC/DC buck-boost impose une augmentation de la puissance maximale pour laquelle le système d'alimentation est dimensionné à 700 W. Dans ces conditions, l'angle de charge maximal δ_{ch} est de 36° pour une capacité de lissage C_{lis} de 81 μ F et une tension équivalente au secondaire de $20.15 V_{eff}$.

En phase de recharge à courant constant de 60 A, la variation de la tension dans les super-condensateurs entre 5 V et 10 V, impose un variation de la puissance absorbée entre 350 W et 700 W, compte tenu des pertes. La valeur de la résistance de charge équivalente au secondaire varie par conséquent entre 430 m Ω et 860 m Ω pour une puissance équivalente respectivement de 940 W et 470 W.

Annexe J

Résumé des caractéristiques de la variante à recharge ponctuelle

Capacité C_1	150.8 nF
Capacité C_2	1.4 μ F
Inductance propre L_{11}	15.23 μ H
Inductance propre L_{22}	1.78 μ H
Inductance mutuelle L_{12}	1.84 μ H
Nombre de spires primaires N_1 *	9
Nombre de spires secondaires N_2 *	2
Rayon du fil du bobinage primaire r_1	1.25 mm
Rayon du fil du bobinage secondaire r_2	1.25 mm
Inter-fil des spires au primaire d	0.61 mm
Inter-fil des spires au secondaire d	0.56 mm
Dimensions externes du bobinage primaire	300 x 56 mm
Dimensions externes du bobinage secondaire	300 x 56 mm
Entrefer équivalent δ	4.09 mm
Capacité de lissage C_{lis}	80.8 μ F
Capacité de stockage C_{stock}	450 F / 10 V
Tension au primaire U_1	181 V _{eff}
Fréquence de travail f	100 kHz
Rendement	94.1 %

TAB. J.1: Caractéristiques de la variante à recharge ponctuelle.

* sur une seule couche, $m = 1$

Annexe K

Considérations sur l'utilisation du fil de Litz ou du fil émaillé monobrin

Dans le développement de transformateurs sans fer pour l'alimentation à faible distance, nous observons une utilisation systématique du fil de Litz pour les enroulements [63], [64], [65], [66], [67], [68].

Le fil de Litz permet de réduire l'effet pelliculaire et de proximité. Son utilisation permet de négliger ces phénomènes sans pour autant introduire une erreur importante dans le dimensionnement.

Toutefois, le choix du diamètre maximal de chaque fil composant le fil de Litz doit observer la règle synthétisée au Tableau K.1.

Fréquence de travail [kHz]	AWG *	Diamètre maximal [mm]
0.06 - 1	28	0.32
1 - 10	30	0.254
10 - 20	33	0.18
20 - 50	36	0.127
50 - 100	38	0.102
100 - 200	40	0.079
200 - 350	42	0.064
350 - 850	44	0.051
850 - 1400	46	0.0399
1400 - 2800	48	0.0315

TAB. K.1: Diamètre maximal du fil utilisable en fonction de la fréquence de travail.

* AWG = American Wire Gauge standard

Cette restriction impose au concepteur des contraintes qui rendent impossibles de hautes performances dans l'optimisation du système d'alimentation.

L'utilisation des modèles développés dans ce travail de thèse permet d'affiner le choix du fil de Litz à employer ou de substituer le fil de Litz par un fil émaillé monobrin, qui est toujours le choix optimal du point de vue économique [69].

L'utilisation du modèle R'_{pe} (4.3) permettant de calculer la résistance linéique sous l'effet combiné de l'effet pelliculaire et de proximité n'est pas utilisable dans cette analyse.

Ce modèle a été développé pour optimiser la structure des bobinages primaire et secondaire d'un transformateur sans fer. Pour cette raison, la distance minimale inter-fil d doit être de 0.1 mm et le rayon minimal du fil employé de 0.05 mm.

Or dans l'analyse de la résistance linéique d'un fil de Litz, nous sommes confrontés avec des distances inter-fil et des rayons allant jusqu'à 0.01 mm et la configuration circulaire de la section du fil impose une transformation de cette section dans une forme rectangulaire équivalente.

Si cette transformation n'implique pas une détérioration significative de la résistance linéique du fil, les dimensions en dessous des valeurs limite de l'inter-fil et du rayon rendent notre modèle inexploitable.

Si l'utilisation du modèle R'_{pe} (4.3) n'est pas envisageable, il n'en est pas de même pour le modèle permettant de calculer la résistance linéique soumise exclusivement à l'effet pelliculaire R'_{se} (3.3).

Evidement la résistance ainsi calculée sera de valeur égale ou plus basse que la résistance réelle comportant aussi l'effet de proximité.

L'annexe L présente 5 mesures de différents types de fil de Litz (Tableau K.2) avec la valeur calculée par le modèle R'_{se} (3.3) et par le modèle R'_{pe} (4.3).

Fil de Litz	Nombre de fils	Diamètre de chaque fil [mm]
Type 1	100	0.071
Type 2	243	0.071
Type 3	90	0.25
Type 4	240	0.1
Type 5	50	0.2

TAB. K.2: Types de fil de Litz mesurés.

Pour les fils de Litz de types 3 et 5, où le rayon et la distance inter-fil équivalente sont proches des limites inférieures de validité du modèle R'_{pe} (4.3), l'estimation de la résistance linéique est du même ordre de grandeur que les valeurs mesurées.

Le modèle R'_{se} , (3.3) ne comportant pas l'effet de proximité, produit systématiquement une estimation de la résistance linéique plus faible que celle observée en réalité.

Par la suite, pour éliminer toutes sortes d'incertitudes possibles, provoquées par l'éventuelle utilisation du modèle R'_{pe} (4.3), toutes les analyses et observations seront effectuées sur des données calculées par le modèle R'_{se} (3.3).

Une analyse sur un échantillon de 152 types de fil de Litz différents est effectuée pour permettre une comparaison entre la résistance linéique des fils de Litz et celle des fils émaillés monobrins.

Le grand nombre d'échantillons analysés nous permet de généraliser les résultats obtenus.

Ces fils de Litz correspondent à la production complète de l'entreprise Elektrisola®, l'une des leader mondiale dans la production de fils de Litz et fils émaillés.

La procédure suivante est appliquée :

- la résistance linéique d'un brin du fil de Litz est calculée en utilisant le modèle R'_{se} (3.3) ;
- la résistance linéique du fil de Litz est calculée en divisant la valeur obtenue à l'étape précédente par le nombre de brins composant le fil de Litz ;
- la résistance linéique du fil émaillé monobrin équivalent est calculée en utilisant le même modèle sur un fil de diamètre équivalent au diamètre de fil de Litz.

La résistance linéique du fil de Litz ainsi calculée, sera toujours de valeur égale ou inférieure à la

valeur réelle.

Le diamètre équivalent du fil émaillé monobrin est calculé en utilisant le diamètre du fil de Litz plus faible, à savoir : fil de Litz de degré 1 sans revêtement isolant extérieur. Une réduction supplémentaire du diamètre du fil émaillé monobrin est introduite pour considérer l'épaisseur de l'émaillage (Tableau K.3).

Diamètre du fil de Litz [mm]	Epaisseur de l'émaillage [mm]
0.07 - 0.1	0.008
0.1 - 0.2	0.0085
0.2 - 0.55	0.009
0.55 - 0.75	0.0095
> 0.75	0.01

TAB. K.3: Epaisseur de l'émaillage.

La résistance linéique du fil émaillé monobrin ainsi calculée, sera toujours de valeur égale ou supérieure à la valeur réelle. Cette procédure permet de comparer ces deux types de fils dans une situation telle à rendre la différence entre les deux résistances linéiques respectives la plus grande possible. Dans ces conditions, une analyse des résistances linéiques respectives à 100 kHz et à 500 kHz est effectuée (annexe M).

Une première remarque permet de mettre en évidence que jusqu'à une fréquence de 11 kHz, l'utilisation de fil émaillé monobrin permet de réduire la résistance linéique pour les 152 types de fils de Litz.

La dernière colonne des tableaux (M.1, M.2, M.3, M.4 et M.5) met en évidence la fréquence limite d'utilisation du fil émaillé monobrin à la place du fil de Litz. Cette fréquence dépassée, la résistance linéique du fil émaillé devient plus importante que celle du fil de Litz.

La Fig. K.1 montre cette fréquence limite en fonction du nombre de fils constituant le fil de Litz et de leur diamètre. L'analyse est arrêtée à 500 kHz, pour cette raison le graphique présente un zone "plate" en correspondance avec cette fréquence. En effet la fréquence limite est en réalité supérieure à 500 kHz.

Si l'utilisation du fil émaillé monobrin est toujours le choix optimal pour des fréquences inférieures à 11 kHz, cette figure permet de montrer que selon la structure des fils de Litz, cette fréquence peut être beaucoup plus élevée.

En effet, à une fréquence de 100 kHz, seulement 23.7 % des 152 types de fils analysés ont une résistance linéique inférieure au fil émaillé et pour une fréquence de 500 kHz, ce pourcentage ne monte qu'à seulement 57.2% (Fig. K.2).

L'analyse démontre qu'à 100 kHz, un fil de Litz ayant un diamètre extérieur plus petit de 1.261 mm, n'a jamais, quelle que soit sa structure, une résistance linéique plus faible que celle du fil émaillé monobrin (Fig. K.3)

Si en raison des contraintes imposées par un cahier des charges et par la solution d'intégration envisagée d'une alimentation sans contact à faible distance, il faut utiliser un fil de diamètre inférieur à cette valeur limite à une fréquence de travail de 100 kHz, le seul choix possible est le fil émaillé monobrin.

A une fréquence de 500 kHz, ce diamètre reste d'une valeur non négligeable de 0.563 mm.

Il faut aussi remarquer qu'avec une faible augmentation du diamètre du fil émaillé ou la mise en parallèle de plusieurs fils, la résistance linéique du fil émaillé peut être réduite significativement et rendre ainsi l'utilisation du fil de Litz pour des fréquences de travail aux alentours de 100 kHz inappropriée.

Cette dernière remarque permet d'introduire le facteur économique [70] ; les coûts de production et de vente des fils de Litz peuvent être très onéreux. A section utile de fil égale, une solution utilisant du fil

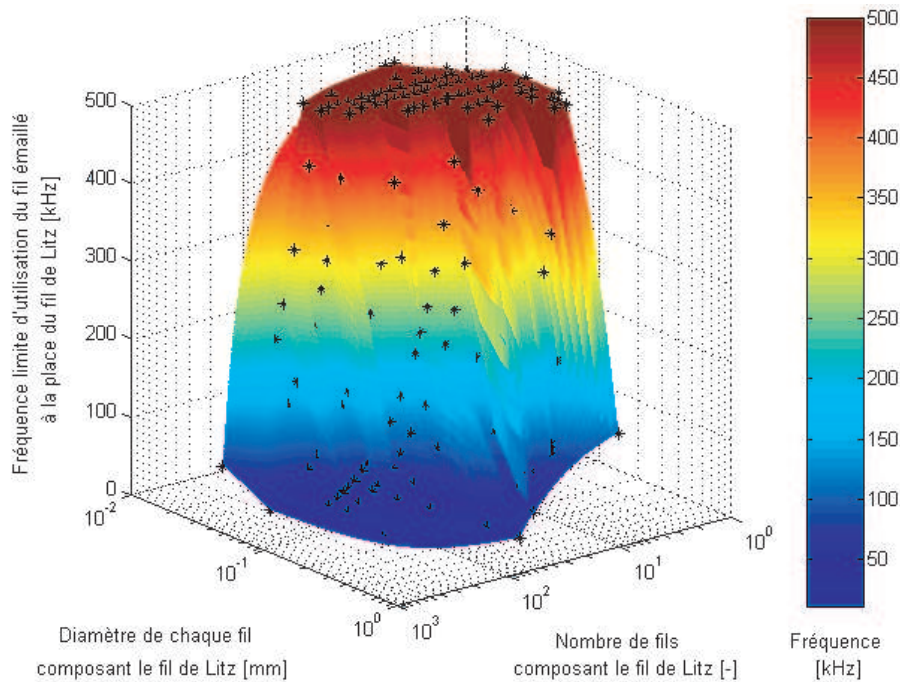


FIG. K.1: Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé monobrin à la place du fil de Litz en fonction du nombre de fils constituant le fil de Litz et de leur diamètre.

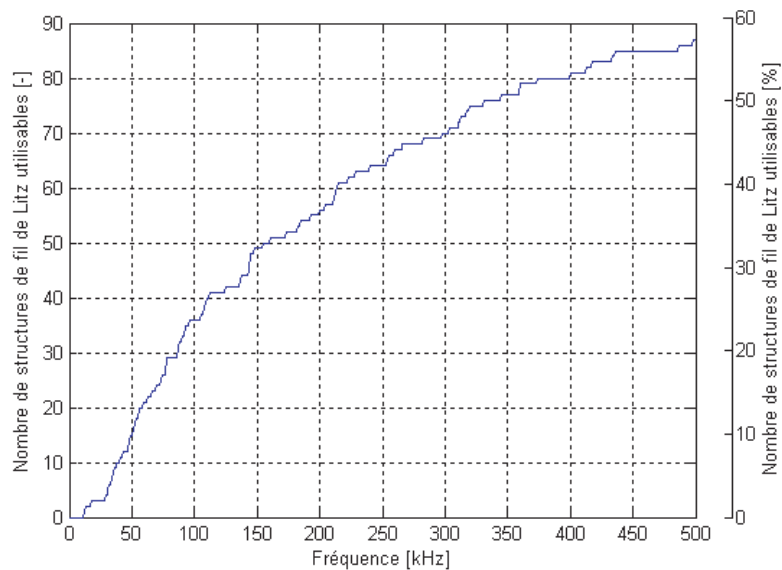


FIG. K.2: Nombre de structures en fil de Litz utilisables en fonction de la fréquence de travail.

de Litz peut voir le coût des bobinages augmenter d'un facteur 3 à 10 par rapport au prix d'une solution à fil émaillé.

A une fréquence de travail de 100 kHz, le fil de Litz ayant la résistance linéique plus faible ($3 \text{ m}\Omega/\text{m}$) est de 2.33 fois plus petite que l'équivalent en fil émaillé. En prenant en considération l'aspect économique, il est clair que l'utilisation de 3 fils en parallèle de même diamètre ou l'augmentation de ce dernier sont des possibilités à considérer, en gardant à l'esprit que la mise en parallèle de plusieurs fils augmente l'effet de proximité et selon l'intégration du transformateur sans fer dans l'application, réduit

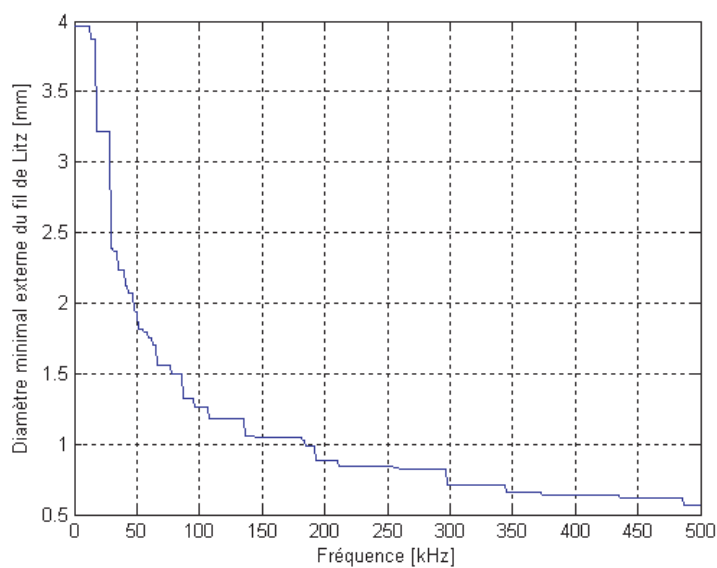


FIG. K.3: Diamètre minimal disponible du fil de Litz en fonction de la fréquence de travail.

l'inductance mutuelle primaire-secondaire.

Seule une phase d'optimisation peut éclairer le concepteur et lui permettre d'effectuer un choix optimal entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Néanmoins, ce paragraphe a mis en évidence que l'utilisation systématique du fil de Litz dans la réalisation d'un transformateur sans fer pour l'alimentation à distance n'est pas toujours le bon choix et pour une fréquence de travail de 100 kHz son utilisation n'est absolument pas la règle mais plutôt l'exception.

Annexe L

Mesures de la résistance linéique de 5 types de fil de Litz

Fil de Litz	Nombre de fils	Diamètre de chaque fil [mm]
Type 1	100	0.071
Type 2	243	0.071
Type 3	90	0.25
Type 4	240	0.1
Type 5	50	0.2

TAB. L.1: Types de fil de Litz mesurés.

Type 1 :

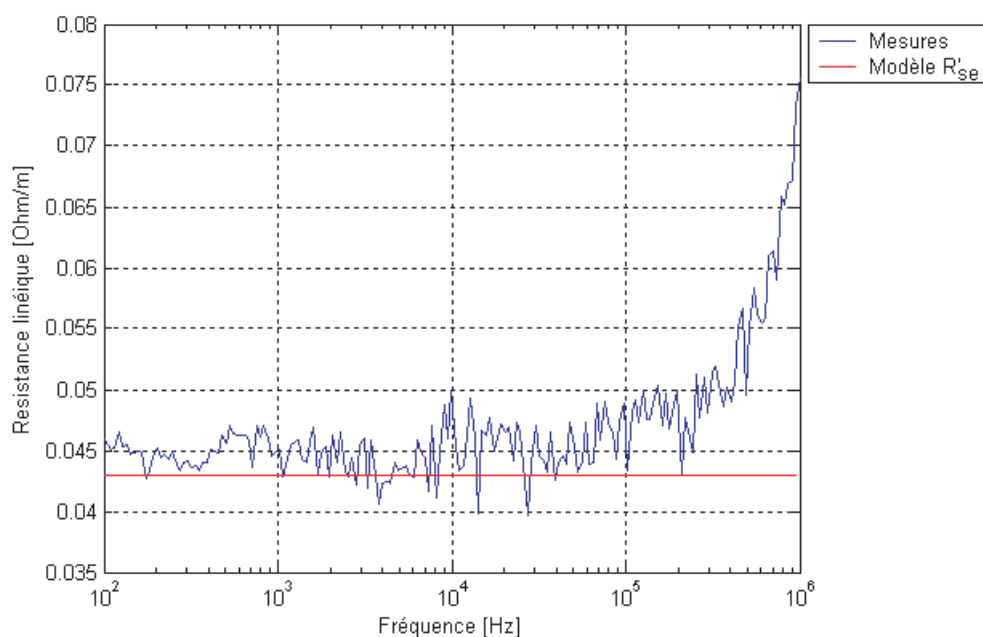


FIG. L.1: Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 100, rayon de chaque fil = 0.071 mm.

Type 2 :

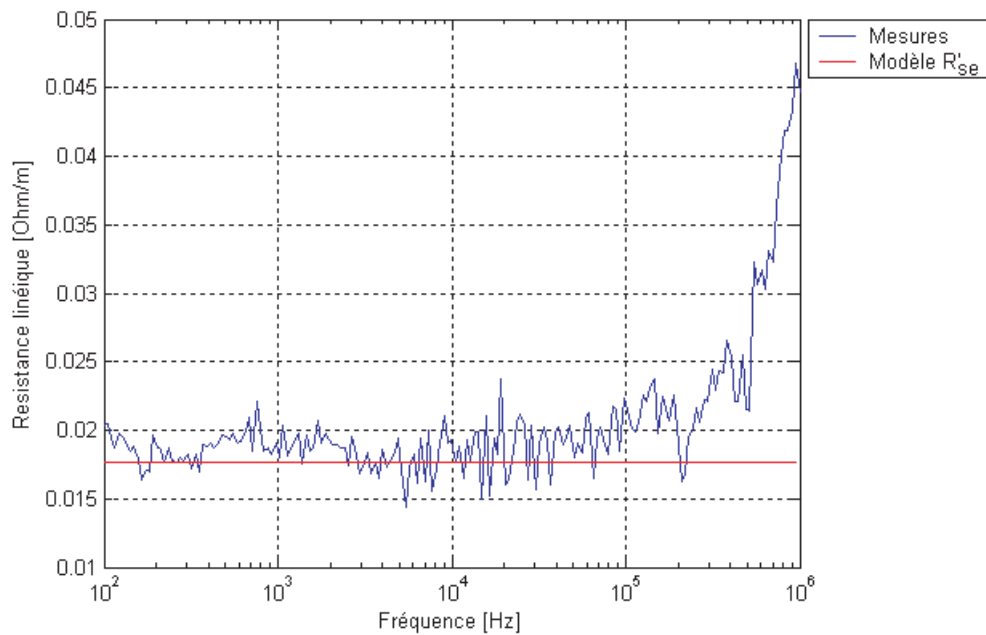


FIG. L.2: Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 243, rayon de chaque fil = 0.071 mm.

Type 3 :

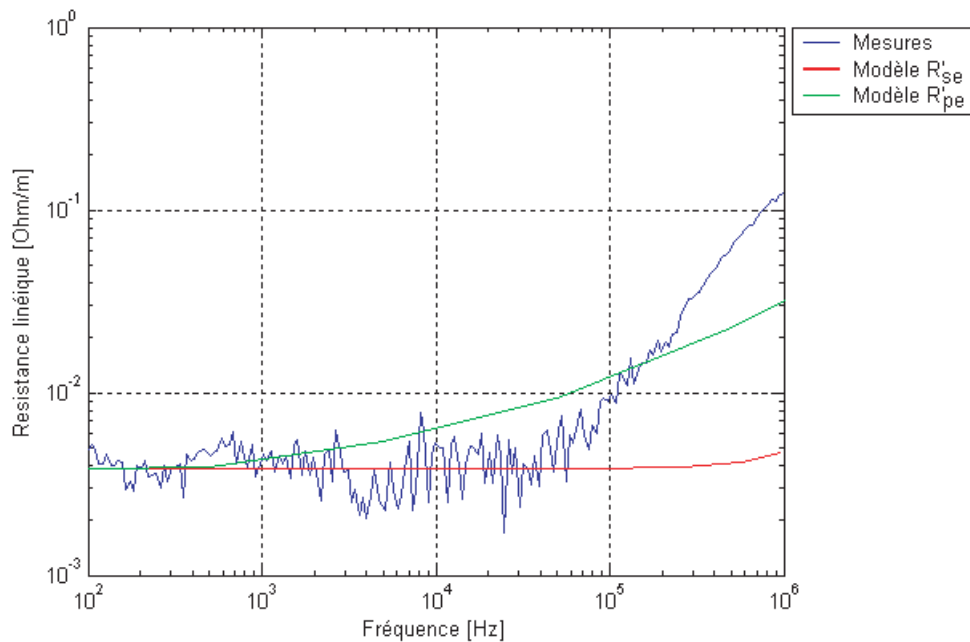


FIG. L.3: Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 90, rayon de chaque fil = 0.25 mm.

Type 4 :

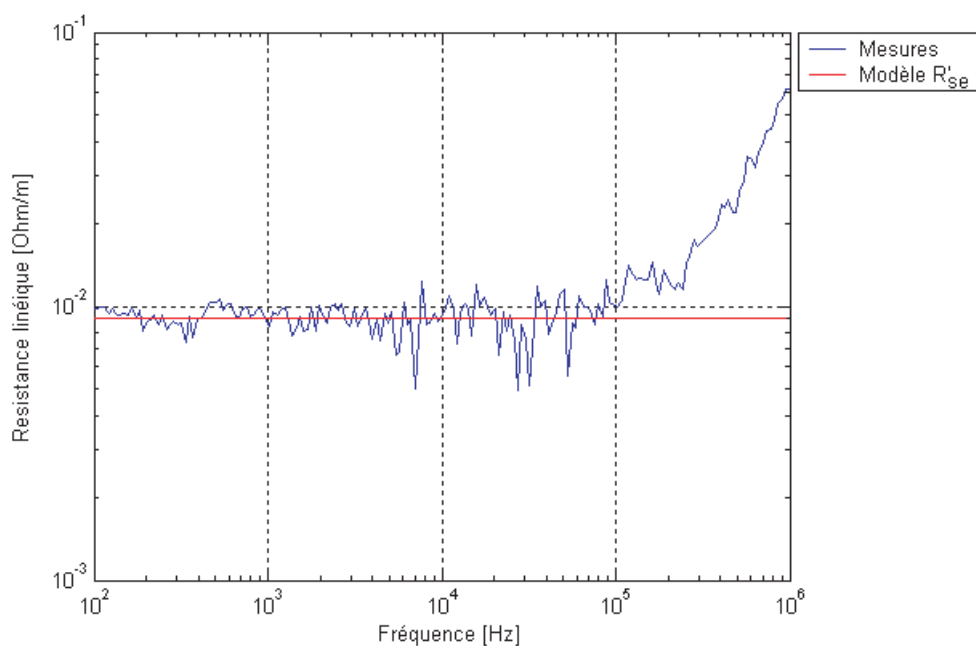


FIG. L.4: Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 240, rayon de chaque fil = 0.1 mm.

Type 5 :

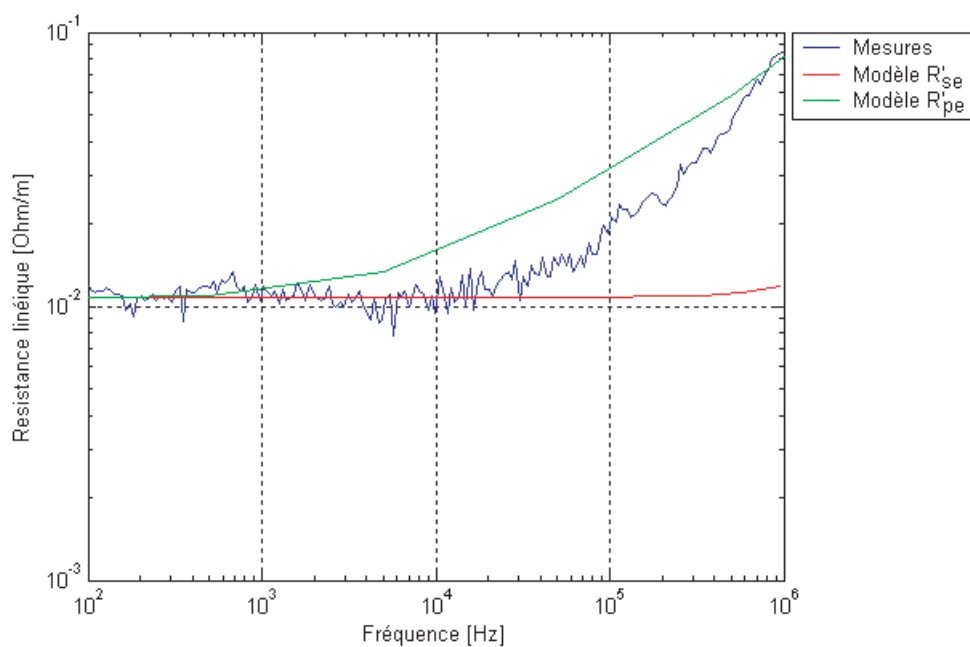


FIG. L.5: Résistance linéique en fonction de la fréquence dans un fil de Litz : nombre de fils = 50, rayon de chaque fil = 0.2 mm.

Annexe M

Comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin

Diamètre de chaque fil	Nombre de fils	Diamètre externe minimal	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 500 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 500 kHz	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé à la place du fil de Litz
[mm]	[-]	[mm]	[Ω/m]	[Ω/m]	[Ω/m]	[Ω/m]	[kHz]
0.020	10	0.087	5.411	4.294	5.411	4.296	> 500
0.020	12	0.095	4.509	3.468	4.509	3.471	> 500
0.030	10	0.130	2.405	1.695	2.405	1.700	> 500
0.030	16	0.166	1.503	0.975	1.503	0.983	> 500
0.030	60	0.327	0.401	0.228	0.401	0.259	> 500
0.030	108	0.439	0.223	0.125	0.223	0.170	> 500
0.032	6	0.107	3.523	2.614	3.523	2.617	> 500
0.040	5	0.123	2.706	1.891	2.706	1.931	> 500
0.040	7	0.146	1.933	1.301	1.933	1.307	> 500
0.040	8	0.156	1.691	1.121	1.691	1.128	> 500
0.040	10	0.174	1.353	0.879	1.353	0.887	> 500
0.040	12	0.191	1.127	0.715	1.127	0.726	> 500
0.040	15	0.215	0.902	0.558	0.902	0.567	> 500
0.040	20	0.250	0.676	0.403	0.676	0.422	> 500
0.040	25	0.282	0.541	0.312	0.541	0.335	> 500
0.040	30	0.308	0.451	0.259	0.451	0.287	> 500
0.040	35	0.333	0.387	0.220	0.387	0.251	> 500
0.040	45	0.378	0.301	0.169	0.301	0.207	> 500

TAB. M.1: Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Diamètre de chaque fil [mm]	Nombre de fils [-]	Diamètre externe minimal [mm]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 100 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 100 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 500 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 500 kHz [Ω/m]	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé à la place du fil de Litz [kHz]
0.040	60	0.436	0.226	0.127	0.226	0.171	> 500
0.040	75	0.488	0.180	0.101	0.180	0.149	> 500
0.040	90	0.534	0.150	0.085	0.150	0.134	> 500
0.040	105	0.577	0.129	0.074	0.129	0.123	> 500
0.040	135	0.654	0.100	0.059	0.100	0.107	433
0.040	180	0.756	0.075	0.047	0.075	0.090	330
0.040	225	0.845	0.060	0.040	0.060	0.078	265
0.040	270	0.925	0.050	0.036	0.050	0.072	222
0.040	800	1.593	0.017	0.019	0.017	0.039	77
0.045	45	0.429	0.238	0.131	0.238	0.175	> 500
0.045	60	0.496	0.178	0.098	0.178	0.146	> 500
0.050	3	0.119	2.886	2.081	2.886	2.084	> 500
0.050	5	0.154	1.732	1.154	1.732	1.160	> 500
0.050	6	0.168	1.443	0.950	1.443	0.958	> 500
0.050	8	0.194	1.082	0.691	1.082	0.703	> 500
0.050	10	0.217	0.866	0.542	0.866	0.556	> 500
0.050	12	0.238	0.722	0.448	0.722	0.461	> 500
0.050	15	0.268	0.577	0.347	0.577	0.369	> 500
0.050	17	0.286	0.509	0.303	0.509	0.327	> 500
0.050	20	0.312	0.433	0.252	0.433	0.280	> 500
0.050	25	0.352	0.346	0.196	0.346	0.230	> 500
0.050	30	0.386	0.289	0.162	0.289	0.201	> 500
0.050	35	0.416	0.247	0.139	0.247	0.182	> 500
0.050	45	0.472	0.192	0.108	0.192	0.155	> 500
0.050	60	0.545	0.144	0.082	0.144	0.131	> 500
0.050	75	0.610	0.115	0.067	0.115	0.116	497
0.050	90	0.668	0.096	0.057	0.096	0.104	417
0.050	105	0.721	0.083	0.051	0.083	0.095	359
0.050	120	0.771	0.072	0.046	0.072	0.088	316
0.050	135	0.818	0.064	0.042	0.064	0.082	282
0.050	160	0.890	0.054	0.037	0.054	0.075	239
0.050	180	0.945	0.048	0.035	0.048	0.070	214
0.050	225	1.056	0.039	0.030	0.039	0.062	172
0.050	270	1.157	0.032	0.027	0.032	0.056	144
0.070	15	0.376	0.295	0.171	0.295	0.209	> 500
0.070	30	0.540	0.147	0.083	0.147	0.133	> 500

TAB. M.2: Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Diamètre de chaque fil	Nombre de fils	Diamètre externe minimal	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 500 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 500 kHz	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé à la place du fil de Litz
[mm]	[-]	[mm]	[Ω/m]	[Ω/m]	[Ω/m]	[Ω/m]	[kHz]
0.071	3	0.169	1.431	0.937	1.432	0.946	> 500
0.071	5	0.218	0.859	0.542	0.859	0.551	> 500
0.071	6	0.239	0.716	0.444	0.716	0.461	> 500
0.071	8	0.276	0.537	0.326	0.537	0.349	> 500
0.071	10	0.308	0.429	0.259	0.429	0.287	> 500
0.071	12	0.338	0.358	0.213	0.358	0.245	> 500
0.071	15	0.381	0.286	0.166	0.286	0.205	> 500
0.071	20	0.443	0.215	0.123	0.215	0.168	> 500
0.071	25	0.499	0.172	0.097	0.172	0.145	> 500
0.071	30	0.547	0.143	0.081	0.143	0.131	> 500
0.071	35	0.591	0.123	0.071	0.123	0.120	> 500
0.071	45	0.670	0.095	0.057	0.095	0.104	412
0.071	60	0.773	0.072	0.045	0.072	0.088	312
0.071	75	0.865	0.057	0.039	0.057	0.077	253
0.071	90	0.947	0.048	0.035	0.048	0.070	211
0.071	105	1.023	0.041	0.032	0.041	0.064	182
0.071	120	1.094	0.036	0.029	0.036	0.059	160
0.071	135	1.160	0.032	0.027	0.032	0.056	142
0.071	180	1.339	0.024	0.023	0.024	0.048	108
0.071	225	1.498	0.019	0.020	0.019	0.042	86
0.071	270	1.641	0.016	0.018	0.016	0.038	72
0.071	600	2.446	0.007	0.012	0.007	0.025	33
0.080	4	0.218	0.846	0.536	0.846	0.551	> 500
0.080	45	0.747	0.075	0.048	0.075	0.091	319
0.080	100	1.114	0.034	0.029	0.034	0.058	147
0.100	4	0.270	0.541	0.342	0.542	0.364	> 500
0.100	5	0.302	0.433	0.270	0.434	0.297	> 500
0.100	10	0.427	0.217	0.132	0.217	0.176	> 500
0.100	12	0.468	0.180	0.110	0.181	0.157	> 500
0.100	15	0.527	0.144	0.087	0.145	0.136	> 500
0.100	20	0.613	0.108	0.066	0.108	0.115	435
0.100	25	0.691	0.087	0.054	0.087	0.100	359
0.100	30	0.757	0.072	0.047	0.072	0.090	302
0.100	35	0.818	0.062	0.042	0.062	0.082	259
0.100	40	0.874	0.054	0.038	0.054	0.076	228
0.100	45	0.927	0.048	0.036	0.048	0.071	203
0.100	60	1.071	0.036	0.030	0.036	0.061	154

TAB. M.3: Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Diamètre de chaque fil [mm]	Nombre de fils [-]	Diamètre externe minimal [mm]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 100 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 100 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 500 kHz [Ω/m]	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 500 kHz [Ω/m]	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé à la place du fil de Litz [kHz]
0.100	75	1.197	0.029	0.026	0.029	0.054	124
0.100	90	1.311	0.024	0.024	0.024	0.049	104
0.100	105	1.417	0.021	0.022	0.021	0.045	89
0.100	120	1.514	0.018	0.020	0.018	0.042	77
0.100	135	1.606	0.016	0.019	0.016	0.039	69
0.100	160	1.749	0.014	0.017	0.014	0.036	58
0.100	180	1.855	0.012	0.016	0.012	0.033	52
0.100	198	1.945	0.011	0.015	0.011	0.032	47
0.100	200	1.955	0.011	0.015	0.011	0.032	47
0.100	225	2.074	0.010	0.014	0.010	0.030	42
0.100	270	2.272	0.008	0.013	0.008	0.027	35
0.120	5	0.363	0.301	0.184	0.302	0.220	> 500
0.120	10	0.514	0.150	0.092	0.151	0.140	> 500
0.120	12	0.563	0.125	0.077	0.126	0.126	486
0.120	15	0.634	0.100	0.063	0.101	0.111	399
0.120	20	0.738	0.075	0.049	0.075	0.093	310
0.120	25	0.832	0.060	0.041	0.060	0.081	254
0.120	30	0.911	0.050	0.036	0.050	0.073	213
0.120	35	0.984	0.043	0.033	0.043	0.067	184
0.120	45	1.116	0.033	0.028	0.033	0.058	144
0.120	60	1.289	0.025	0.024	0.025	0.050	109
0.120	75	1.441	0.020	0.021	0.020	0.044	87
0.120	90	1.579	0.017	0.019	0.017	0.040	73
0.120	105	1.705	0.014	0.018	0.014	0.037	62
0.120	120	1.823	0.013	0.016	0.013	0.034	55
0.120	135	1.933	0.011	0.015	0.011	0.032	48
0.120	180	2.232	0.008	0.013	0.008	0.028	37
0.120	225	2.496	0.007	0.012	0.007	0.025	30
0.125	3	0.292	0.462	0.289	0.464	0.315	> 500
0.140	4	0.378	0.276	0.169	0.278	0.207	> 500
0.150	4	0.405	0.241	0.147	0.243	0.188	> 500
0.150	10	0.640	0.096	0.062	0.097	0.109	373
0.150	20	0.920	0.048	0.036	0.049	0.072	199
0.150	30	1.136	0.032	0.028	0.032	0.057	137
0.150	45	1.391	0.021	0.022	0.022	0.046	92
0.150	75	1.796	0.013	0.017	0.013	0.035	55

TAB. M.4: Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Diamètre de chaque fil	Nombre de fils	Diamètre externe minimal	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 100 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil de Litz 500 kHz	Résistance linéique avec effet pelliculaire Fil émaillé 500 kHz	Fréquence limite d'utilisation du fil émaillé à la place du fil de Litz
[mm]	[-]	[mm]	[Ω/An]	[Ω/An]	[Ω/An]	[Ω/An]	[kHz]
0.150	105	2.125	0.009	0.014	0.009	0.029	40
0.160	4	0.430	0.212	0.130	0.214	0.174	> 500
0.180	4	0.483	0.167	0.103	0.170	0.151	> 500
0.180	5	0.539	0.134	0.084	0.136	0.133	> 500
0.200	6	0.655	0.090	0.059	0.093	0.106	344
0.200	7	0.708	0.077	0.052	0.079	0.097	297
0.200	10	0.846	0.054	0.040	0.056	0.079	210
0.200	15	1.044	0.036	0.031	0.037	0.062	144
0.200	20	1.215	0.027	0.026	0.028	0.053	111
0.200	25	1.370	0.022	0.023	0.022	0.046	92
0.200	30	1.500	0.018	0.020	0.019	0.042	77
0.200	45	1.838	0.012	0.016	0.012	0.034	51
0.200	75	2.372	0.007	0.012	0.007	0.026	31
0.200	200	3.874	0.003	0.007	0.003	0.016	12
0.250	7	0.883	0.050	0.038	0.053	0.075	192
0.250	10	1.055	0.035	0.030	0.037	0.062	135
0.300	10	1.261	0.024	0.025	0.027	0.051	95
0.300	15	1.557	0.016	0.020	0.018	0.040	65
0.300	20	1.812	0.012	0.016	0.014	0.034	50
0.300	30	2.236	0.008	0.013	0.009	0.027	34
0.315	10	1.320	0.022	0.024	0.025	0.048	86
0.355	45	3.220	0.004	0.009	0.005	0.019	17
0.400	20	2.391	0.007	0.012	0.009	0.026	28
0.450	4	1.180	0.028	0.027	0.039	0.055	107
0.500	35	3.968	0.003	0.007	0.004	0.015	11

TAB. M.5: Tableau de comparaison entre fil de Litz et fil émaillé monobrin.

Annexe N

Banc d'essais de l'échantillon fonctionnel du système Iglus®

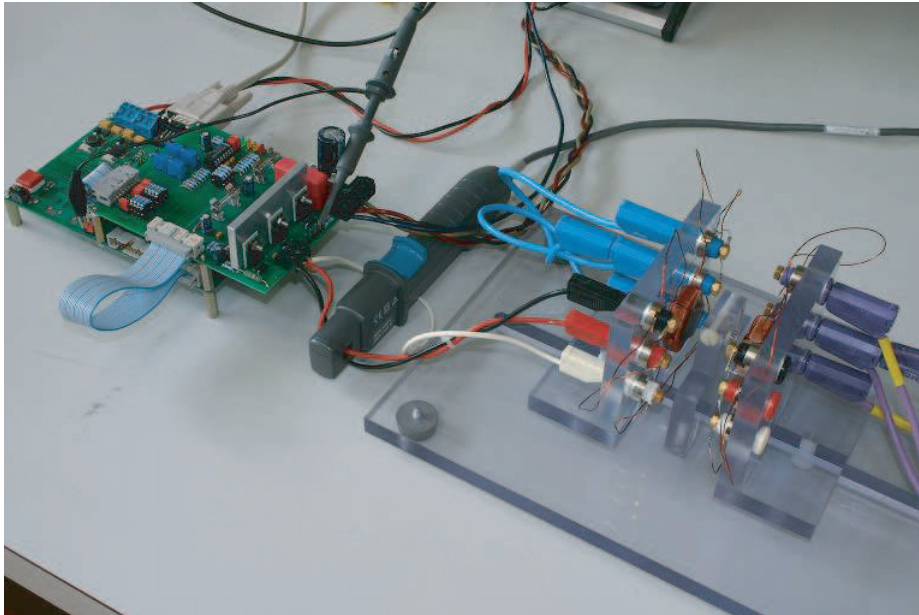


FIG. N.1: Banc d'essais.

Annexe O

Dimensionnement du système de stockage d'énergie du système Iglus®

La tension de phase de valeur plus élevée (tableau 7.8) multipliée par le même facteur de sécurité que pour la puissance, impose une tension d'alimentation de 3 V. Trois accumulateurs au *NiMH* "V 600 HR" du constructeur VARTA SA de capacité $C = 600$ mAh pour un tension nominale de 1.2 V chacun, ont été choisis.

Ces accumulateurs ont la particularité de supporter un courant de décharge continue de 3 A, permettant ainsi leur utilisation directe comme source d'énergie, leur connexion est de type série.

L'énergie stockée maximale est alors d'environ 7'800 J, en considérant une profondeur de décharge de 75%, l'énergie utile stockée est d'environ 5'800 J, correspondant à une autonomie de 145 mesures du taux glycémique.

Annexe P

Liste des symboles

P.1 Symboles

Avec :

a	Rayon du fil	[m]
a_{rotor}	Rayon du rotor	[m]
A	Potentiel vecteur magnétique	[Vs/m]
A_α	Surface extérieure	[m^2]
B	Induction magnétique	[T]
B_r	Induction magnétique résiduelle	[T]
C_1	Capacité d'accordage au primaire	[F]
C_2	Capacité d'accordage au secondaire	[F]
C_{lis}	Capacité de lissage	[F]
$C_{stockage}$	Capacité de stockage de chaque condensateur	[F]
$C_{stockage_{tot}}$	Capacité de stockage totale	[F]
d	Distance inter-fil, entre la surface externe de deux fils adjacents	[m]
d_A	Diamètre de l'aimant rotorique	[m]
d_{ch}	Taux de charge	[$-$]
d_{SR}	Distance entre rotor et stator	[m]
D	Déplacement électrique	[As/m^2]
E	Champ électrique	[V/m]
E_n	Energie	[J]
E_{n_u}	Energie utile	[J]
f	Fréquence	[Hz]
f_{rec}	Facteur de recouvrement	[$-$]
f_{se}	Fréquence de début d'influence de l'effet pelliculaire	[Hz]
$f_{se_{norm}}$	Fréquence normalisée avec l'influence de l'effet pelliculaire	[$-$]
$f_{L'_{pe}}$	Fréquence de début d'influence de la fréquence sur la valeur de L'_{pe}	[Hz]
$f_{L'_{pe_{norm}}}$	Normalisation de la fréquence $f_{L'_{pe}}$	[$-$]
$f_{R'_{pe}}$	Fréquence de début de l'effet pelliculaire et de proximité sur la valeur de R'_{pe}	[Hz]
$f_{R'_{pe_{norm}}}$	Normalisation de la fréquence $f_{R'_{pe}}$	[$-$]
F	Force	[N]
F_{charge}	Facteur de charge	[$-$]
h_A	Hauteur de l'aimant rotorique	[m]
h_B	Hauteur d'une bobine statorique	[m]

H	Champ magnétique	$[A/m]$
i	Courant instatané	$[A]$
I	Courant	$[A]$
I_1	Courant dans le primaire	$[A]$
I_2	Courant dans le secondaire	$[A]$
I_{ch}	Courant dans la résistance de charge	$[A]$
I_{rotor}	Courant rotorique	$[A]$
I_{stator}	Courant statorique	$[A]$
J	Densité de courant	$[A/m^2]$
J	Moment d'inertie rotorique	$[kg\ m^2]$
J_{ms}	Densité de courant surfacique	$[A/m]$
k	Coefficient d'alternances	$[-]$
l_{fil}	Longueur totale du fil de chaque enroulement	$[m]$
l_B	Largeur d'une bobine statorique	$[m]$
L_{11}	Inductance propre primaire	$[H]$
L_{12}	Inductance mutuelle du transformateur	$[H]$
L_{22}	Inductance propre secondaire	$[H]$
L_e	Inductance externe	$[H]$
L_i	Inductance interne	$[H]$
L_{h1}	Inductance de champ principale	$[H]$
L_{h2}	Inductance de champ principale vue au secondaire	$[H]$
L_m	Inductance mutuelle	$[H]$
L_p	Inductance propre	$[H]$
$L_{\sigma 1}$	Inductance de fuite au primaire	$[H]$
$L_{\sigma 2}$	Inductance de fuite au secondaire	$[H]$
L'_{norm}	Inductance interne linéique normalisée	$[-]$
L'_{pe}	Inductance interne linéique soumise à l'effet pelliculaire et de proximité	$[H/m]$
L'_{se}	Inductance interne linéique soumise à l'effet pelliculaire	$[H/m]$
L'_{DC}	Inductance interne linéique à fréquence nulle	$[H/m]$
m	Nombre de couches de fils dans une bobine	$[-]$
m_{ph}	Nombre de phases statorique	$[-]$
m_{rotor}	Masse du rotor	$[kg]$
M	Magnétisation	$[A/m]$
M_p	Magnétisation permanente	$[A/m]$
M_t	Magnétisation temporaire	$[A/m]$
n	Nombre de fils par couche dans une bobine	$[-]$
n_{sec}	Nombre de secondaires magnétiquement connectés sur un primaire	$[-]$
N	Nombre de spires par phase statorique	$[-]$
N_1	Nombre de spires au primaire	$[-]$
N_2	Nombre de spires au secondaire	$[-]$
N_c	Nombre de condensateurs	$[-]$
P_{ch}	Puissance consommée par la résistance de charge	$[W]$
P_j	Pertes Joule	$[W]$
P_{source}	Puissance active fournie au primaire	$[W]$
r	Rayon moyen des fils des bobinages primaire et secondaire	$[m]$
R_1	Résistance du primaire	$[\Omega]$

R_2	Résistance du secondaire	[Ω]
R_{add}	Résistance additionnelle	[Ω]
R_{ch}	Résistance de charge	[Ω]
R_{eq}	Résistance équivalente du transformateur	[Ω]
R_{tot}	Résistance totale au secondaire	[Ω]
R'_{norm}	Résistance linéique normalisée	[—]
R'_{pe}	Résistance linéique soumise à l'effet pelliculaire et de proximité	[Ω/m]
R'_{se}	Résistance linéique soumise à l'effet pelliculaire	[Ω/m]
R'_{DC}	Résistance linéique à fréquence nulle	[Ω/m]
s	Espace de déplacement	[m]
S_{fil}	Section du fil	[m^2]
T	Couple	[Nm]
T_{emp}	Température	[K]
T_{empa}	Température ambiante	[K]
u_{ind}	Tension induite	[V]
\ddot{u}	Facteur de transformation	[—]
U_0	Tension dans la capacité de stockage totale au début de la charge	[V]
U_1	Tension au primaire	[V]
U_2	Tension au secondaire vue au primaire	[V]
U_{ch}	Tension sur la résistance de charge	[V]
U_j	Tension de seuil de la diode	[V]
U_m	Tension minimale après une décharge du condensateur	[V]
U_M	Tension maximale après une recharge complète du condensateur	[V]
v	Vitesse de déplacement	[m/s]
V	Volume	[m^3]
W	Energie	[J]
X_{ch}	Réactance de charge	[Ω]
X_{eq}	Réactance équivalente du transformateur	[Ω]
X_{h1}	Réactance de champ principale	[Ω]
$X_{\sigma 1}$	Réactance de fuite au primaire	[Ω]
$X_{\sigma 2}$	Réactance de fuite au secondaire	[Ω]
Z	Impédance	[Ω]
Z_{ch}	Impédance de charge	[Ω]
Z_{eq}	Impédance équivalente du transformateur	[Ω]
α	Coefficient de convection	[$\frac{W}{m^2 K}$]
α_{pe}	Coefficient de valeur maximale de l'inductance interne linéique L'_{pe}	[—]
β_{pe}	Coefficient de variation fréquentielle de l'inductance interne linéique L'_{pe}	[—]
γ_{pe}	Coefficient de variation fréquentielle de la résistance linéique R'_{pe}	[—]
δ	Profondeur de pénétration	[m]
δ_{ch}	Angle de charge	[rad]
δ_{mut}	Entrefer	[m]
ΔT_{emp}	Echauffement	[K]
ΔU_{ch}	Ondulation de la tension sur la résistance de charge	[V]
ζ_{pe}	Coefficient de valeur maximale de la résistance linéique R'_{pe}	[—]
η	Rendement du transformateur	[—]
η_j	Rendement Joule	[—]

η_{max}	Rendement maximal	$[-]$
θ	Potential magnétique	$[A]$
μ	Perméabilité	$[Vs/Am]$
μ_0	Perméabilité du vide	$[Vs/Am]$
μ_{dr}	Perméabilité relative	$[-]$
ρ	Résistivité	$[\mu\Omega m]$
σ	Conductivité électrique	$[1/\Omega m]$
ν_{pe}	Fonction correctrice pour le calcul de la résistance linéique R'_{pe}	$[\Omega/m]$
χ_m	Susceptibilité magnétique	$[-]$
ψ	Angle de décalage entre tension induite et courant d'une phase statorique	$[rad]$
Ψ	Flux totalisé	$[Vs]$
Ψ_m	Flux totalisé mutuel	$[Vs]$
ω	Pulsation électrique	$[rad/s]$
Ω	Vitesse angulaire de rotation	$[rad/s]$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] W. Trimmer, R. Jebens : *Actuators for micro robots*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 3, may 1989, pp. 1547-1552.
- [2] W.S.N. Trimmer, K.J. Gabriel : *Design Considerations for a Practical Electrostatic Micro-Motor*, Sensors and Actuators Journal, Vol. 11, No. 2, march 1987, pp. 189-206.
- [3] P.E. Cavarec, H. Ben Ahmed, B. Multon : *Force density improvements from increasing the number of airgap surfaces in synchronous linear actuators*, IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol. 150, No. 1, january 2003, pp. 106-116.
- [4] T. Sashida : *A prototype ultrasonic motor-principles and experimental investigations*, Applied Physics, pp. 713-733, Vol.51, 1982.
- [5] S. Thakoor, J.M. Morookian, J.A. Cutts : *The role of piezoceramic microactuation for advanced mobility*, Proceedings of the Tenth IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics ISAF, pp. 205-211, Vol.1, august 1996.
- [6] H.A. Kalhor : *Comparison of Ampere's Circuital Law (ACL) and the Law of Biot-Savart (LBS)*, IEEE Transaction on Education, Vol. 31, No. 3, november 1988, pp. 236-238.
- [7] H.A. Kalhor : *The degree of intelligence of the law of Biot-Savart*, IEEE Transaction on Education, Vol. 33, No. 4, november 1990, pp. 365-366.
- [8] D.K. Cheng : *Field and wave electromagnetics*, Second edition, Addison-Wesley, Massachusetts, 1989, ISBN : 0-201-52820-7.
- [9] E.P. Furlani : *Permanent Magnet and Electromechanical Devices*, Academic Press, Orlando (Florida), 2001, ISBN : 0-12-269951-3.
- [10] B.D. Popovic : *Introductory engineering electromagnetics*, Addison-Wesley, Massachusetts, 1971.
- [11] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J.A. Cobos, J. Uceda : *Overview of different alternatives for the contact-less transmission of energy*, in Conference IEEE IECON Annual Meeting, Sevilla (Spain), Vol. 2, november 2002, pp. 1318 - 1323.
- [12] H. Matsuki, M. Shiiki, K. Murakami, T. Yamamoto : *Investigation of coil geometry for transcutaneous energy transmission for artificial heart*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 28, No. 5, september 1992, pp. 2406-2408.
- [13] E. Lou, N.G. Durdle, V.J. Raso, D.L. Hill : *Measurement of the magnetic field in the near-field region and self-inductance in free space due to a multiturn square-loop*, IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, Vol. 144, No. 6, november 1997, pp. 252-256.
- [14] A. Balakrishnan, W.D. Palmer, W.T. Joines, T.G. Wilson : *The inductance of planar structures*, Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, march 1993, pp. 912-921.
- [15] K. Ki-Bong, E. Levi, Z. Zabar, L. Birenbaum : *Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 33, No. 5, Part 3, september 1997, pp. 4303-4309.
- [16] Y. Dingan, K. Han : *Self-inductance of air-core circular coils with rectangular cross section*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 23, No. 6, november 1987, pp. 3916-3921.

- [17] M.R. Aghaebrahimi, R.W. Menzies : *A customized air-core transformer for a small power tapping station*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, octobre 1998, pp. 1265-1270.
- [18] F.W. Grover : *Inductance calculations : working formulas and tables*, Reprint edition, 1981, ISBN : 0-87664-557-0.
- [19] J. Chatelain : *Machines électriques*, Second edition, PPUR, Lausanne, 1989, ISBN : 2-88074-050-9.
- [20] E.P. Furlani, M. O'Brein : *Analysis of Axial-Field Actuators*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 30, No. 6, november 1994, pp. 4323-4325.
- [21] J.C. Compter, E.A. Lomonova, J. Makarovic : *Direct 3-D method for performance prediction of a linear moving coil actuator with various topologies*, IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, Vol. 150, No. 4, july 2003, pp. 183-191.
- [22] L. Yan, I-M. Chen, C. Kian Lim, G. Yang, W. Lin, K-M. Lee : *Design and analysis of a permanent magnet spherical actuator*, IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, august 2005, pp. 691-696.
- [23] E.P. Furlani : *Formulas for the force and torque of axial couplings*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 29, No. 5, september 1993, pp. 2295-2301.
- [24] E.P. Furlani : *A Two-Dimensional Analysis for the Coupling of Magnetic Gears*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 33, No. 3, may 1997, pp. 2317-2321.
- [25] M. Jufer : *Electromécanique*, Third edition, PPUR, Lausanne, 2004, ISBN : 2-88074-285-4.
- [26] I. Bere : *A new permeability for permanent magnets and another theorem of refraction in isotropic materials with permanent magnetization*, Elektrorevue, <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01033>, september 2001-33.
- [27] N. Macabrey : *Alimentation et guidage linéaires sans contact*, Thèse de Doctorat No. 1840, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [28] M. Perrottet : *Transmission électromagnétique rotative d'énergie et d'information sans contact*, Thèse de Doctorat No. 2111, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2000.
- [29] O.M.O. Gatous, J. Pissolato : *Frequency-dependent skin-effect formulation for resistance and internal inductance of a solid cylindrical conductor*, IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 151, No. 3, june 2004, pp. 212-216.
- [30] O.M.O. Gatous, J.P. Filho : *A new formulation for skin-effect resistance and internal inductance frequency-dependent of a solid cylindrical conductor*, IEEE/PES, Transmission and Distribution Conference and Exposition : Latin America, Vol. 151, No. 3, november 2004, pp. 919-924.
- [31] W. Mingli, F. Yu : *Numerical calculations of internal impedance of solid and tubular cylindrical conductors under large parameters*, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 151, No. 1, january 2004, pp. 67-72.
- [32] C.R. Sullivan : *Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field geometry*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 1, january 2001, pp. 142-150.
- [33] A.W. Lotfi, F.C. Lee : *Proximity losses in short coils of circular cylindrical windings*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, july 1992, pp. 1253-1260.
- [34] P.N. Murgatroyd : *Calculation of proximity losses in multistranded conductor bunches*, IEE Proceedings A Science, Measurement and Technology, Vol. 136, No. 3, may 1989, pp. 115-120.
- [35] N. Xi, C.R. Sullivan : *An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors*, IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Vol. 2, june 2003, pp. 853-860.

- [36] S.L.M. Berleze, R. Robert : *Skin and proximity effects in nonmagnetic conductors*, IEEE Transactions on Education, Vol. 46, No. 3, august 2003, pp. 368-372.
- [37] G. Gaba, M. Abou-Dakka : *A simplified and accurate calculation of frequency dependence conductor impedance*, International Conference on Harmonics And Quality of Power, Proceeding, Vol. 2, october 1998, pp. 939-945.
- [38] E. Bennet, S.C. Larson : *Effective resistance of alternating currents of multilayer windings*, Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs., Vol. 59, 1940, pp. 1010-1017.
- [39] M.P. Perry : *Multiple Layer Series Connected Winding Design for Minimum Losses*, IEEE Transaction on Power Apparatus and systems, Vol. PAS-98, january/february 1979, pp. 116-123.
- [40] P.L. Dowell : *Effects of Eddy Currents in Transformer Windings*, Proceeding of the IEE, Vol. 113, No. 8, august 1966, pp. 1387-1394.
- [41] J.A. Ferreira : *Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components*, IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, june 1990, pp. 780-785.
- [42] J.A. Ferreira : *Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, january 1994, pp. 127-131.
- [43] J.A. Ferreira : *Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings*, IEE Electric Power Applications, Proceedings, Vol. 139, No. 1, january 1992, pp. 21-25.
- [44] N. Xi, C.R. Sullivan : *Simplified high-accuracy calculation of eddy-current loss in round-wire windings*, IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Vol. 2, june 2004, pp. 873-879.
- [45] Y. Perriard : *Méthodologie de conception d'activateurs pour ventricule d'assistance cardiaque implantable*, Thèse de Doctorat No. 1085, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1992.
- [46] R. Clavel : *Méthodologie de construction*, Polycopié du cours, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1984.
- [47] Site Internet de : *FlexLink AB.*, <http://www.flexlink.com>.
- [48] Site Internet de : *Brooks Automation, Inc.*, <http://www.brooks.com>.
- [49] Site Internet de : *Shuttleworth, Inc.*, <http://www.shuttleworth.com>.
- [50] Site Internet de : *Murata Machinery LTD.*, <http://www.muratec-l-system.com/en>.
- [51] Site Internet de : *Wampfler AG.*, <http://www.wampfler.com>.
- [52] Brien et al : *Ultracapacitor power supply for an electric vehicle*, Patent No. US 6,265,851 B1, july 2001.
- [53] L. Romo, D. Turner, L.S.B. Ng : *Cutting traction power costs with wayside energy storage systems in rail transit systems*, Proceedings of the ASME/IEEE Joint Rail Conference, march 2005, pp. 187-192.
- [54] A. Rufer, H. Ravokratrasolofo : *Static converter for complementary energy storage with batteries and supercapacitors*, International Conference on Power Electronics PCIM, Intelligent Motion and Power Quality, june 1999.
- [55] P. Barrade, S. Pittet, A. Rufer : *Energy storage system using a series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages*, International Power Electronics Conference IPEC, april 2000.
- [56] C. Sun, N.H. Kutkut, D.W. Novotny, D.M. Divan : *General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer*, IEEE Industry Applications Conference IAS Annual Meeting, Vol. 3, october 1995, pp. 2507-2514.
- [57] J.D. Chatelain, R. Dessoulavy : *Électronique*, Traité d'électricité, Volume 8, Deuxième édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1989, ISBN : 2-88074-048-7.

- [58] H. Bühler : *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*, Collection Électricité, Volume 1 : Théorie, Première édition, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 1997, ISBN : 2-88074-341-9.
- [59] H. Bühler : *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*, Collection Électricité, Volume 2 : Entraînements réglés, Première édition, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 1997, ISBN : 2-88074-342-7.
- [60] H. Bühler : *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*, Collection Électricité, Volume 3 : Réseaux électriques, Première édition, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 1999, ISBN : 2-88074-397-4.
- [61] P. Barrade, A. Rufer : *Supercapacitors as energy buffers : a solution for elevators and for electric busses supply*, Proceedings of the Power Conversion Conference PCC, Vol. 3, april 2002, pp. 1160-1165.
- [62] P. Barrade, A. Rufer : *High-Power Fast Energy Exchange between Storage Systems : Supercapacitors as energy buffer in transportation systems*, The 18th International Vehicle Symposium EVS-18, october 2001.
- [63] R. Mecke, C. Rathge : *High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap*, IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC, Vol. 3, june 2004, pp. 1737-1743.
- [64] H. Ayano, K. Yamamoto, N. Hino, I. Yamato : *Highly efficient contactless electrical energy transmission system*, IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON, Vol. 2, november 2002, pp. 1364-1369.
- [65] T. Bieler, M. Perrottet, V. Nguyen, Y. Perriard : *Contactless power and information transmission*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, september 2002, pp. 1266-1272.
- [66] W. Ying, Y. Luguang, X. Shangang : *A new contactless power delivery system*, IEEE Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, november 2003, pp. 253-256.
- [67] J.M. Barnard, J.A. Ferreira, J.D. van Wyk : *Sliding transformers for linear contactless power delivery*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 6, december 1997, pp. 774-779.
- [68] G.A. Covic, G. Elliott, O.H. Stielau, R.M. Green, J.T. Boys : *The design of a contact-less energy transfer system for a people mover system*, International Conference on Power System Technology PowerCon, Vol. 1, december 2000, pp. 79-84.
- [69] T. Xu, C.R. Sullivan : *Optimization of stranded-wire windings and comparison with litz wire on the basis of cost and loss*, IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC, Vol. 2, june 2004, pp. 854-860.
- [70] C.R. Sullivan : *Cost-constrained selection of strand diameter and number in a litz-wire transformer winding*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 2, march 2001, pp. 281-288.
- [71] Site Internet de : *Roche Diagnostics*, <http://www.roche-diagnostics.com>.
- [72] Site Internet de : *Bayer HealthCare*, <http://www.bayerhealthcare.com>.
- [73] Site Internet de : *LifeScan, Inc.*, <http://www.lifescan.com>.
- [74] Site Internet de : *Home Diagnostics, Inc.*, <http://www.homediagnosticsinc.com>.
- [75] Site Internet de : *BD Diabetes*, <http://www.bddiabetes.com>.
- [76] Site Internet de : *ACON International*, <http://www.aconlabs.com>.
- [77] Site Internet de : *Abbott Diabetes Care*, <http://abbottdiabetescare.com>.
- [78] Site Internet de : *Sensors for Medicine and Science, Inc. (SMSI)*, <http://www.s4ms.com>.
- [79] Site Internet de : *DexCom, Inc.*, <http://www.dexcom.com>.
- [80] Site Internet de : *Medtronic*, <http://www.minimed.com>.

- [81] Site Internet de : *Animas Corporation*, <http://www.animascorp.com>.
- [82] Site Internet de : *Animas Corporation (GlucoWatch G2)*, <http://www.glucowatch.com>.
- [83] Site Internet de : *Hitachi*, <http://www.hitachi.com/New/cnews>.
- [84] Site Internet de : *The Power Source, Inc.*, <http://www.the-powersource.com/Chemistr>.
- [85] S. Merzaghi : *Optimisation d'actionneurs : système Igluss II*, Travail pratique de Master, EPFL-IPR-LAI, Lausanne, 2006.

Curriculum Vitae

Igor STEFANINI

Nationalité : Suisse

Date de naissance : 14 Juin 1974

Via Fesciano

CH-6965 Cadro / TI

Phone : +41 / 78 802 52 18

E-mail : igor.stefanini@epfl.ch

Domaines de recherche :

Méthodologie de conception et optimisation d'actionneurs intégrés sans fer.

Formation

- 2001–2006 Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)
Ph.D. student : méthodologie de conception et optimisation d'actionneurs intégrés sans fer au Laboratoire d'Actionneurs Intégrés (EPFL), sous la direction du Prof. Y. Perriard.
- 1998–2001 Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)
Diplôme d'Ingénieur Electricien EPF — Génie électrique.
- 1994–1998 Ecole Technique Supérieure d'Yverdon (EINEV)
Diplôme d'Ingénieur ETS en Microélectronique
- 1993–1994 Scuola Cantonale per elettronici in audio e video, Canobbio-Trevano (SCEAV)
Maturité professionnelle technique MPT
- 1990–1994 Scuola Cantonale per elettronici in audio e video, Canobbio-Trevano (SCEAV)
Certificat Fédéral de Capacité CFC — Electronicien en audio et vidéo.

Projets Académiques

- 2001–2006 **Assistant** au Laboratoire d'Actionneurs Intégrés, EPFL
▷ *Méthodologie de conception et optimisation d'actionneurs intégrés sans fer.*
- 2000–2001 **Travail de diplôme** au Laboratoire de Réseaux Electriques, EPFL
▷ *Prévision à court terme de débits de fonte des glaciers alpins.*
- 1998–2000 **Projets d'étudiants** à l'EPFL :
▷ *Identification automatisée de textures de forêt dans des photographies aériennes.*
▷ *Editeur graphique de réseaux électriques pour un service à distance basé sur internet.*

Expériences d'enseignement

- 2001–2006 Assistant responsable : *exercices de conversion électromécanique.*
Assistant : *exercices d'électrotechnique et travaux pratiques de laboratoires (électrotechnique et conversion électromécanique).*
Supervision de projets pratiques de semestre et de master d'étudiants.
-

Projets Industriels

- 2006–2006 **Projet CTI "MEDTRONIC"**
▷ *Stimulation colique pour le traitement des troubles de la motilité (ColoStim).*
- 2003–2005 **Projet CTI "SENSILE MEDICAL"**
▷ *Implantierbarer Glukose Sensor (IGLUS).*
- 2001–2003 **Projet CTI "MONTECH"**
▷ *Système de transfert d'énergie pour navette de machines d'assemblage.*
- 2001–2001 **Projet CTI "SONCEBOZ"**
▷ *Electronique de commande de moteurs pas à pas sans capteur direct de position.*
-

Expériences professionnelles

- 2000–2000 Stage aux "Aziende Industriali di Lugano SA", Lugano (TI)
▷ Développement d'un générateur de rapport automatique
▷ Etude et mesures de courants vagants dans la comune de Castel San Pietro.
-

Publications

- I. Stefanini, M. Markovic, Y. Perriard : *3D Numerical Model of Subcutaneous Insulin Micro-Pump Infusion System*, EPE 2005, Awaji Yumebutai, Hyogo, Japan, 25-28 September 2005.
- I. Stefanini, M. Markovic, Y. Perriard : *3D Torque, Translational Forces and Induced Voltage Determination in an Ironless Biomedical Actuator*, EPE 2005, Dresden, Germany, 11-14 September 2005.
- I. Stefanini, M. Markovic, Y. Perriard : *3D Inductance and Impedance Determination Taking Skin Effect Into Account*, IEEE/IEMDC'05, San Antonio, Texas, USA, 15-18 May 2005.
- I. Stefanini, M. Markovic, Y. Perriard : *3D Inductance Determination Taking Skin Effect Into Account*, Electrimacs 2005, Hammamet, Tunisia, 17-20 April 2005.
- I. Stefanini, P. Germano, L. Cardoletti, W. Montella, Y. Perriard : *Inductive charge system for assembly plant shuttles*, EPE 2003, Toulouse, France, 2-4 September 2003.
-

Langues

ITALIEN	Langue maternelle.
FRANÇAIS	Lu, écrit, parlé.
ANGLAIS	Courant.
ALLEMAND	Connaissances scolaires.

Connaissances informatiques

PLATEFORMES	Ms Windows (Ms Office)
PROGRAMMATION	Matlab/Simulink, Pro@DESIGN, Flux 2D/3D : <i>bonnes connaissances</i> VHDL, Assembler, Java, LabVIEW, C/C++ : <i>connaissances de base</i>