



HAL
open science

Etude de structures de générateurs linéaires pour la conversion de l'énergie de la houle

Habibou Lawali Ali

► **To cite this version:**

Habibou Lawali Ali. Etude de structures de générateurs linéaires pour la conversion de l'énergie de la houle. Electromagnétisme. Normandie Université, 2021. Français. NNT : 2021NORMLH06 . tel-03349306

HAL Id: tel-03349306

<https://theses.hal.science/tel-03349306v1>

Submitted on 20 Sep 2021

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

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



Normandie Université

THESE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité : Génie Electrique

Préparée au sein du GREAH (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre (EA 3220))

Etude de structures de générateurs linéaires pour la conversion de l'énergie de la houle

**Présentée et soutenue par
Habibou LAWALI ALI**

**Thèse soutenue publiquement le 29/01/2021
devant le jury composé de**

M. Abdelmounaim TOUNZI	Professeur, Université de Lille 1	Rapporteur
M. Sami HLIOUI	Maître de conférences, HDR, CNAM Paris	Rapporteur
M. Daniel MATT	Professeur, IUT de Nîmes	Examineur
M. Georges BARAKAT	Professeur, Université le Havre Normandie	Codirecteur de thèse
M. Yacine AMARA	Professeur, Université le Havre Normandie	Directeur de thèse

Thèse dirigée par Pr Yacine AMARA et codirigée par Pr Georges BARAKAT, Laboratoire : GREAH



REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire GREAH (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre) dans l'équipe SEA (Système Electrotechnique et Actionneurs) sous la direction de Yacine Amara.

Je remercie Monsieur Yacine AMARA professeur à l'université le Havre Normandie et animateur de l'équipe SEA (Système Electrotechnique et Actionneur) du GREAH, pour avoir dirigé et encadrer cette thèse. Je le remercie pour sa disponibilité, ses conseils et son soutien lors de mon séjour au laboratoire GREAH.

Je remercie Monsieur Georges BARAKAT professeur à l'université le Havre Normandie et directeur du laboratoire GREAH, qui a codirigé et co-encadrer ce travail. Je le remercie pour sa confiance dès mon premier début au laboratoire GREAH pendant mon stage de master 2 et son soutien durant la thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Daniel MATT, professeur à l'IUT de Nîmes pour avoir accepté d'examiner et de présider le jury de soutenance.

Je remercie également Monsieur Abdelmounaim TOUNZI, professeur à l'université de Lille1 pour avoir rapporté le travail.

Je remercie aussi Monsieur Sami HLIOUI maître de conférences au CNAM Paris, pour avoir accepté d'être le rapporteur de cette thèse.

Je remercie tous les enseignants du GREAH plus particulièrement Ferhat CHABOUR pour leur soutien moral.

Je remercie tout le corps administratif de l'université le Havre Normandie, plus particulière les personnels de la DIRVED. Je remercie également Monsieur Eric LEMAN, le technicien du GREAH pour sa disponibilité en cas de certains problèmes techniques sur les matériels électriques et ou informatiques, je remercie aussi la secrétaire du GREAH Julie ROGER et la secrétaire de LOMC Faroudja HADJAZ pour leur disponibilité en cas des besoins administratifs et sans oublier le service informatique de l'université le Havre Normandie, plus particulièrement Antony THIEBAUT pour son aide en cas des problèmes informatiques sur nos ordinateurs.

Je remercie enfin tous ceux de près ou de loin ont contribué à la réussite de cette thèse. Je remercie également tous mes collègues du GREAH, pour leur sympathie, leur amitié et leur gentillesse envers ma personne.

Titre : Etude de structures de générateurs linéaires pour la conversion de l'énergie de la houle.

RESUME

Les travaux de cette thèse ont pour objectif premier la conception d'un générateur linéaire innovant pour la conversion de l'énergie de la houle. L'autre objectif est le développement d'un outil d'aide à la décision lors de la phase de pré-dimensionnement des machines linéaires à aimants permanents pour application houlogénérateur. La structure choisie est une machine linéaire tubulaire à commutation de flux. Ce choix est motivé par le fait que, pour cette application d'houllogénérateur, la machine doit être robuste, fiable et avec une maintenabilité aisée. Le milieu marin est inhospitalier, hostile, et corrosif, et les systèmes qui y sont installés doivent être le plus fiable possible.

Dans un premier temps, l'étude porte sur un modèle électromagnétique par réseau de perméances couplé au modèle analytique dans le but de bénéficier des avantages du modèle par réseau de perméances pure, et du modèle analytique par résolution formelle des équations de Maxwell. Le modèle par réseau de perméances offre la possibilité par exemple de tenir compte du comportement non linéaire des matériaux magnétiques, et le modèle analytique offre la possibilité de tenir compte des mouvements facilement. Ce modèle hybride est utilisé pour le pré-dimensionnement de la machine linéaire à commutation de flux pour application houlogénérateur. Des études sur la réduction du couple de détente, la réduction des effets de bords, sont entre autres les problématiques abordées.

Dans la seconde partie du document, une étude thermique est proposée. Cette dernière se focalise sur la détermination expérimentale des coefficients de convection thermique dans l'entrefer de la machine linéaire tubulaire. Ce choix est motivé par le fait que peu d'études sur le comportement thermique de ces machines sont disponibles dans la littérature dédiée aux machines électriques.

Mots clés : Energies marines renouvelables, houlogénérateur, modèles analytiques, réseau de perméances, modèle hybride, modèle thermique nodal, machine linéaire tubulaire à aimants permanents.

ABSTRACT

The main objective of the works presented in this thesis is the design of an innovative linear generator for wave energy conversion. The other objective is the development of a tool that can be used during the pre-design phases of linear permanent magnets machines for wave generator applications. The chosen structure is a linear tubular flux switching permanent magnet machine. This choice is motivated by the fact that, for this application, the machine must be robust with high reliability and easy maintainability. Because the marine environment is an inhospitable, hostile, corrosive environment, systems installed offshore must be reliable.

First, the study focuses on an electromagnetic model with permeance network coupled to the analytical model in order to benefit of the advantages of the permeance network model and the analytical model that is obtained by the Maxwell's equations resolution. For example, the permeance network model offers the possibility of taking into account the nonlinear behaviour of magnetic materials and the analytical model offers the possibility of taking into account movements easily. This model is used for the pre-design of the linear flux switching machine permanent magnet for wave energy application. The cogging torque reduction and the reduction of edge effects are also studied in this work.

In the second part, a thermal study is proposed. The study is focused on the determination of the thermal convection coefficients in the air gap of the linear machine through experimentation. This choice is motivated by the fact that not many studies are dedicated to the thermal behaviour of tubular linear machines in scientific literature, as compared to rotating electric machines, for example.

Keywords: Marine renewable energies, wave energy, analytical models, permeance network, hybrid model, nodal thermal model, tubular linear permanents magnets machines.

Productions scientifiques

Publications scientifiques

Article de revues

- D. S. Lo, **H. Lawali Ali**, Y. Amara, G. Barakat and F. Chabour, "Computation of Cogging Force of a Linear Tubular Flux-Switching Permanent Magnet Machine Using a Hybrid Analytical Modeling," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 54, no. 11, pp. 1-5, Nov. 2018, Art no. 8110205, doi: 10.1109/TMAG.2018.2842043.
- Bensalah A., **Lawali Ali H.**, Al Asmar A.A.K., Amara Y., Barakat G. (2020) Effects of Synchronous Motors Parameters Variations on Efficiency Maps. In: Zamboni W., Petrone G. (eds) ELECTRIMACS 2019. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 615. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-37161-6_13.

Congrès internationaux

- **H. Lawali Ali**, Y. Amara, J. Peixinho, G. Barakat and N. Ziegler, "Experimental Study of Thermal Behavior of Tubular Linear Machines," 2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA), Neuchatel, Switzerland, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/LDIA.2019.8770970.
- Bensalah A., **Lawali Ali H.**, Al Asmar A.A.K., Amara Y., Barakat G. (2020) Effects of Synchronous Motors Parameters Variations on Efficiency Maps. In: Zamboni W., Petrone G. (eds) ELECTRIMACS 2019. Lecture Notes in Electrical Engineering, vol 615. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-37161-6_13.
- **Habibou Lawali Ali**, Yacine Amara, Georges Barakat, "Reduction of cogging force and end effect analysis of a linear tubular switching permanent magnet machines", COMPUMAG 2019, Paris, France, 15-19 Juillet 2019.
- D. Sarr Lo, **H. Lawali Ali**, Y. Amara, G. Barakat and F. Chabour, "3D Finite Element Analysis of Eccentricity in a Tubular Linear Permanent Magnet Machine," 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, 2018, pp. 1996-2001, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507202.
- **Habibou Lawali Ali**, Yacine Amara, Georges Barakat, "End Effect Analysis in Linear Tubular Switching Permanent Magnet Machines using a Hybrid Analytical Approach", Hangzhou, China, 28-31 Octobre 2018.
- **Habibou Lawali Ali**, Yacine Amara, Georges Barakat, "Non-linear calculation of linear tubular Switching permanent magnet machine based on a hybrid analytical approach ", EPNC 2018, Arras, France, 26-29 Juin 2018.
- **H. Lawali Ali**, D. S. Lo, Y. Amara, G. Barakat, F. Chabour, "Modeling of linear tubular permanent magnet machines based on a hybrid analytical approach", Numelec 2017, Paris, France, 15-17 Novembre 2017.

TABLE DE MATIERES

REMERCIEMENTS	2
RESUME	3
ABSTRACT.....	4
TABLE DE MATIERES	7
LISTE DE TABLEAUX.....	10
LISTE DE FIGURES.....	11
INTRODUCTION GENERALE	16
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES ENERGIES MARINES RENOUVELABLES ET SUR LES MACHINES LINEAIRES	21
I.1. Introduction	21
I.2. Etat de l'art sur les énergies marines (les houlogénérateurs).....	21
I.2.1. Énergies marines renouvelables	21
I.2.1.1. L'énergie éolienne en mer.....	22
I.2.1.2. L'énergie thermique des mers (ETM).....	23
I.2.1.3. L'énergie des courants marins (hydrolienne).....	23
I.2.1.4. L'énergie marémotrice	24
I.2.1.5. L'énergie des vagues	24
I.2.1.6. La biomasse marine.....	25
I.2.1.7. L'énergie des gradients de salinité (pression osmotique)	25
I.2.2. Théorie de la houle	25
I.2.2.1. Origine et définition de la houle.....	25
I.2.2.2. Caractéristiques de la houle.....	26
I.2.3. Les houlogénérateurs	28
I.2.3.1. Classification des houlogénérateurs	28
I.3. État de l'art des machines linéaires	38
I.3.1. Machines linéaires et systèmes mécaniques à mouvement de translation.....	38
I.3.2. Classification des machines linéaires.....	40
I.3.3. Effets 3D dans les machines linéaires.....	59
I.4. Conclusion.....	66
CHAPITRE II : MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MACHINE LINEAIRE TUBULAIRE	68
II.1 Introduction.....	68
II.2 Etat de l'art sur la modélisation électromagnétique analytique	68
II.2.1 Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de Maxwell.....	68
II.3 Modélisation semi-analytique par réseau de perméances	76
II.3.1 Présentation du réseau de perméances.....	76
II.3.2 Etat de l'art sur les réseaux de perméances issus de l'expertise.....	78
II.3.3 Etat de l'art sur réseau de perméances approche maillée	80
II.3.4 Prise en compte du mouvement dans le réseau de perméances.....	81
II.4 Modèles hybride d'une machine linéaire tubulaire.....	85
II.4.1 Introduction.....	85
II.4.2 Présentation du dispositif pour la modélisation.....	85
II.4.3 Modélisation analytique de la machine linéaire tubulaire en vue de couplage avec le réseau de perméances.....	87
II.4.3.1 Solution pour une "région i" air	88
II.4.4 Modélisation par réseau de perméances de la machine linéaire tubulaire en vue de couplage avec le modèle analytique.....	94
II.4.5 Couplage modélisation analytique et réseau de perméances	95
II.4.5.1 Principe de couplage	95

II.4.5.2	Couplage entre la région I et la région II.....	96
II.4.5.3	Couplage entre la région II et la région III : Pour $r = R2$	98
II.4.5.4	Couplage entre la région IV et la région V : Pour $r = R3$	101
II.4.6	Calcul de la force de détente.....	102
II.4.7	Prise en compte de la saturation magnétique.....	105
II.4.8	Résumé des expressions	108
II.4.8.1	Couplage région I et le circuit de perméances du translator	108
II.4.8.2	Couplage région III et le circuit de perméances du translator.....	108
II.4.8.3	Couplage région III et le circuit de perméances du stator.....	109
II.4.8.4	Couplage région V et le circuit de perméances du stator	109
II.5	Présentation du cas d'étude : Cas d'une machine linéaire tubulaire à commutation de flux 6/5	110
II.5.1	Calcul des performances de la machine linéaire à commutation de flux à aimants permanents en utilisant le modèle hybride.....	111
II.5.1.1	Détermination des inductions normales et tangentielles dans l'entrefer.....	111
II.5.1.2	Détermination de la force de détente.....	112
II.6	Etude de performances de la machine linéaire réelle.....	113
II.6.1	Réduction de la force de détente et étude des effets de bords de la machine linéaire à commutation de flux 6/5	114
II.6.1.1	Réduction de la force de détente	114
II.6.1.2	Effet de bords des machines linéaires	116
II.7	Etude du générateur linéaire tubulaire pour application houlo-générateur.....	121
II.7.1	Validation du modèle 3D de la machine avec un maillage extrudé	122
II.7.2	Etude de l'effet de l'excentricité mécanique sur les performances électromagnétiques et mécaniques de la machine linéaire tubulaire	123
II.7.2.1	Effet de l'excentricité sur la force de détente.....	124
II.7.2.2	Effet de l'excentricité sur la FEM	124
II.7.2.3	Etude de l'effet des sections vides (amagnétiques) sur la FEM.....	125
II.8	Conclusion	126
CHAPITRE III : MODELISATION THERMIQUE DE LA MACHINE LINEAIRE TUBULAIRE		
.....		129
III.1	Introduction.....	129
III.2	Généralités sur les transferts thermiques	129
III.1.1	Conduction :.....	129
III.1.1.1	La loi de Fourier	130
III.1.1.2	Chaleur et enthalpie.....	131
III.1.1.3	Équation de la chaleur	131
III.1.2	Convection	133
III.1.2.1	La convection forcée	133
III.1.2.2	La convection libre ou naturelle.....	133
III.1.2.3	La loi de Newton	133
III.1.2.4	Transfert de chaleur par circulation de fluide	134
III.1.3	Rayonnement	135
III.1.3.1	La loi de Stefan-Boltzmann.....	136
III.3	Etat de l'art sur l'étude thermique des machines électriques	136
III.3.1	Sources de chaleur dans les machines électriques	141
III.3.1.1	Les pertes dans les conducteurs électriques	141
III.3.1.2	Les pertes fer	143
III.3.1.3	Les pertes mécaniques.....	143
III.3.1.4	Effets de la température sur la machine électrique.....	144
III.4	Les méthodes numériques pour la modélisation thermique des machines électriques	145
III.4.1	Les méthodes numériques.....	145

III.4.2	La méthode nodale.....	146
III.4.2.1	La méthode nodale conventionnelle.....	146
III.4.2.2	Quelques variantes de la méthode nodale	148
III.5	Etude thermique d'un dispositif simple à mouvement de translation pour l'estimation de ses coefficients d'échanges thermiques convectives	149
III.5.1	Présentation du dispositif.....	149
III.5.2	Les campagnes de mesures	153
III.5.2.1	La première campagne de mesure : partie mobile fixe	153
III.5.2.2	La seconde campagne de mesure : partie mobile en translation	154
III.5.3	Modélisation thermique du dispositif d'étude	155
III.5.3.1	La méthode par éléments finis.....	155
III.5.3.2	La méthode analytique	157
III.5.3.3	Modèle par réseau nodal.....	158
III.6	Conclusion	159
	CONCLUSION GENERALE.....	160
	ANNEXES	163
	A1 : Vue d'ensemble du dispositif d'étude.....	163
	A1.1 : Zoom sur la partie active.....	163
	A1.2 : Zoom sur le système d'entraînement.....	164
	A1.3: Zoom sur l'appareil d'acquisition des données.....	164
	BIBLIOGRAPHIE :	165

LISTE DE TABLEAUX

Tableau I. 1 : Historique de conception des machines asynchrones linéaires [39].....	44
Tableau I. 2: Comparaison des différentes configurations [52].....	47
Tableau II. 1 : Analogie entre différent type de champ;(w: nombre de tours, L: inductance; C: Capacitance) [34].	77
Tableau II. 2 : Paramètres géométriques et physiques de la machine.....	111
Tableau II. 3 : Amplitude maximale des FEM des structures étudiés (données pour une spire).....	121
Tableau III. 1: Conductivité thermique de quelques matériaux au voisinage de 300K (en $W.m^{-1}k^{-1}$) [1].	130
Tableau III. 2 : Analogie électrique / thermique.	146
Tableau III. 3 : Caractéristiques du moteur d'entraînement.	150
Tableau III. 4 : Paramètres thermiques.	156
Tableau III. 5 : Comparaison des résultats des calculs des différentes méthodes étudiées.	159

LISTE DE FIGURES

Figure I. 1 : Quelques technologies de turbines pour hydrolienne : (1) aile sur axe horizontal, (2), turbine à axe transversal, (3) cerf-volant [7].	22
Figure I. 2 : Cartographie des types d'énergies marines selon leur intermittence et leur distance à la côte [8].	22
Figure I. 3 : Mécanisme de création de la houle [14].	26
Figure I. 4 : Représentation schématique de la houle.	26
Figure I. 5 : Domaine de validité de différentes théories de la houle [15].	27
Figure I. 6 : Estimation annuelle de la puissance des vagues: (a) Mondiale, (b) Européenne [16].	28
Figure I. 7 : Classification des houlogénérateurs selon le principe de la conversion hydromécanique [14].	29
Figure I. 8 : Classification selon les principes de conversion hydromécanique et mécano-électrique [14].	30
Figure I. 9 : Schéma d'un système à rampe de déferlement.	30
Figure I. 10 : TAPCHAN (TAPered CHANnel) : (a) Version Schématique [18], (b) Version Réelle [14].	31
Figure I. 11 : Sea-wave Slot-cone Generator [19].	31
Figure I. 12 : Wave dragon : (a) Versions schématiques, (b) Versions réelles [21].	32
Figure I. 13 : Principe des systèmes à colonne d'eau oscillante [14], [20].	32
Figure I. 14 : Colonne Kvaerner : (a) Schéma, (b) installation réelle, (c) reste de l'installation après le passage d'une tempête [22],[23].	33
Figure I. 15: Centrale LIMPET : (a) Schéma, (b) Réelle [8].	33
Figure I. 16 : La Mighty Whale : (a) Schéma, (b), (c) Réelle [24].	34
Figure I. 17 : Système Oceanlinx : (a), (b) Schémas de principe, (c) Réel [25].	34
Figure I. 18 : Systèmes oscillants à référence : (a) interne, (b) Externe [14].	35
Figure I. 19 : Les système Oyster : (a) Schéma, (b) Réel [26], [27].	35
Figure I. 20 : Système Power Boy : (a) Dessin, (b) Réel en fabrication, (c) Réel en mer [28]-[29].	36
Figure I. 21 : Système Pelamis : (a) Dessin, (b) Réel en Mer [30], [31].	36
Figure I. 22 : Système CETO [32], [33].	37
Figure I. 23 : Le système AWS : (a) Dessin, (b) Réel [35], [36].	37
Figure I. 24 : Système SEAREV: (a) Schéma, (b) Prototype au laboratoire [37], [38].	38
Figure I. 25 : Vérin électrique à vis sans fin et moteur électrique rotatif [41].	38
Figure I. 26 : Système moteur rotatif et vis sans fin [42].	39
Figure I. 27 : Système vérin électrique : transmission linéaire à courroie et moteur rotatif [43].	39
Figure I. 28 : Transmission linéaire à crémaillère et moteur électrique.	39
Figure I. 29 : Classification des machines linéaires selon la géométrie de la structure [46].	40
Figure I. 30 : Classification des machines linéaires selon la physique [46].	41
Figure I. 31 : Classement selon la source d'excitation : (a) à aimants permanents, (b) à réluctance variable pure, (c) à courant induit [47].	41
Figure I. 32 : Classification selon le critère alimentation/mouvement : (a) haut-parleur ; (b) électro-aimant (mono-pas) ; machine linéaire à commutation de flux (multi-pas) [48],[47].	42
Figure I. 33 : Classement selon le couplage électromagnétique : Couplage polaire ; (a) bobinage réparti ; (b) bobinage dentaire ; Couplage fractionné, (c) bobinage réparti ; (d) bobinage dentaire [47].	42
Figure I. 34 : Exemple d'une machine linéaire à flux transverse tubulaire [49].	43
Figure I. 35 : Machine linéaire à bobinage sans encoche : (a) simple entrefer ; (b) double entrefer [40].	43
Figure I. 36 : Classification de machines linéaires asynchrones [45].	45
Figure I. 37 : Classification des machines linéaires synchrones [45].	46
Figure I. 38 : Machine linéaire (a) à aimants à aimantation radiale, (b) à aimants à aimantation	

axiale [51].	47
Figure I. 39 : Structures linéaires synchrones à aimants montés en surface : (a) stator externe, (b) stator interne [54].	47
Figure I. 40 : Machine linéaire à configuration (a) Halbach idéale et (b) quasi Halbach [56].	48
Figure I. 41 : Machine à effet de Vernier [45] (à translateur interne).	48
Figure I. 42 : Machine à effet Vernier étudiée dans [58] : structure du type C.	49
Figure I. 43 : Machine à effet Vernier étudiée dans [58] : structure du type P.	49
Figure I. 44 : Machine à flux transverse à aimants montés en surface : (a) ordinaire ; (b) double entrefer avec pont en fer [62].	50
Figure I. 45 : Configuration à chemin de flux 3D : (a) à aimants montés en surface ; (b) à concentration de flux [62].	50
Figure I. 46 : Machine à flux transverse à aimant monté en surface (a) avec pont en fer ; (b) avec pont et à pôles isolés [62].	51
Figure I. 47 : Machine linéaire tubulaire à flux transverse : (a) 6 encoches/6 pôles ; (a) 12 encoches/12 pôles [63].	51
Figure I. 48 : Force de détente : (a) structure non symétrique ; (b) structure symétrique [63].	52
Figure I. 49 : Machine poly-entrefer étudiée dans [66] (a) vue schématique, (b) photo du prototype.	52
Figure I. 50 : Section de la partie active de la machine poly-entrefer étudiée dans [67].	53
Figure I. 51 : Machine linéaire poly-entrefer étudiée dans [67] : (a) vue schématique, (b) le prototype, (c) prototype dans le système de train d'atterrissage [67].	53
Figure I. 52 : Machine multi-tiges : (a) vue schématique, (b) prototype [69].	54
Figure I. 53 : Structure étudiée dans [51] : (a) modèle 3D, (b) modèle 2D.	54
Figure I. 54 : Topologie à double entrefers étudié dans [70], : a) vue schématique, (b) prototype.	55
Figure I. 55 : Topologie poly-entrefers étudiée dans [71] : a) vue schématique, b) le prototype du translateur.	55
Figure I. 56 : Synthèse quantitative des certains machines poly-entrefers [76].	56
Figure I. 57 : Multiplicateur magnétique [77].	56
Figure I. 58 : Multiplicateur magnétique étudié dans [78] : (a) vue schématique, (b) prototype.	57
Figure I. 59 : Système proposé dans [80] : (a) modèle 3D ; (b) modèle 2D.	57
Figure I. 60 : Multiplicateur magnétique proposé dans [81].	58
Figure I. 61 : Couplage multiplicateur-machine linéaire [81].	58
Figure I. 62 : Système multiplicateur magnétique et machine linéaire proposé dans [82].	59
Figure I. 63 : Topologie d'engrenage magnétique linéaire et couplage avec une machine linéaire.	59
Figure I. 64 : Effets de bords transversaux et longitudinaux : cas de machine linéaire plane.	60
Figure I. 65 : Effets de bords longitudinaux : cas de machine linéaire tubulaire.	60
Figure I. 66 : Etude de correction de l'effet transversal pour une machine à induction : (a) force de poussée ; (b) force normale [90].	61
Figure I. 67 : Etude l'effet longitudinal sur une machine à induction : (a) force de poussée ; (b) Force normale [90].	61
Figure I. 68 : Machine étudié dans [91], (a) machine à réluctance linéaire, (b) machine hybride.	61
Figure I. 69 : Lignes de flux : (a) structure à réluctance, (b) structure hybride.	62
Figure I. 70 : Distribution de Flux 3D : (a) structure à réluctance, (b) structure hybride.	62
Figure I. 71 : Machine étudiée dans [92] (a) vue schématique, (b) prototype.	62
Figure I. 72 : (a) Distribution du flux aux extrémités, (b) modélisation des tubes de flux [92].	63
Figure I. 73 : (a) : Modélisation d'une portion de la machine, (b) réseau de perméance proposé [92].	63
Figure I. 74 : Vue schématique de la structure étudiée dans la référence [96].	64
Figure I. 75 : Forces radiales déterminées par différentes méthodes (a) machine avec un diamètre de 15 mm ; (b) machine avec un diamètre de 17.5 mm [96].	64
Figure I. 76 : Machine linéaire étudiée : (a) vue schématique, (b) prototype [97].	64
Figure I. 77 : Distribution du champ magnétique dans la machine en fonction de l'excentricité [97].	

.....	65
Figure I. 78 : Variation de la force radiale en fonction de l'excentricité (a) à vide, (b) en charge [97].	65
.....	65
Figure I. 79 : Machine linéaire tubulaire étudiée dans [98].	65
Figure I. 80 : Modèle par réseau de perméances de la machine étudiée dans [98].	66
.....	
Figure II. 1 : Machine électrique à aimants montés en surface à rotor interne :Structure étudiée dans [99].	70
Figure II. 2 : Machine électrique à aimants montés en surface à rotor externe : Structure étudiée dans [104].	70
Figure II. 3 : Structure à aimants permanents (a) insérés [105], (b) enterré [110].	72
Figure II. 4 : Structure à effets Vernier : (a) étudiée dans [112], (b) étudiée dans[113].	72
Figure II. 5 : Structures de la machine à commutation de flux : (a) C-core module, (b) H-core module[117].	74
Figure II. 6 : Structure de la machine électrique à réluctance variable [122].	74
Figure II. 7 : Couche 3D et sa forme linéaire [126].	75
Figure II. 8 : Représentation schématique d'un tube de flux.	76
Figure II. 9 : Modélisation de l'entrefer [130].	81
Figure II. 10 : Modélisation de l'entrefer avec peu de perméance [130].	82
Figure II. 11 : Prise en compte de mouvement par permutation des sources [130].	82
Figure II. 12 : Position initiale (a), Reconnexion des nœuds pour tenir compte du mouvement[157].	84
.....	84
Figure II. 13 : Interpolation des potentiels scalaires sur la surface du glissement [158].	85
Figure II. 14 : Interpolation des densités de flux sur la surface du glissement [158].	85
Figure II. 15 : Forme générique d'une machine tubulaire.	86
Figure II. 16 : Demi-coupe transversale de la machine tubulaire.	86
Figure II. 17 : modèle hybride et les conditions aux limites et de périodicités.	87
Figure II. 18 : Illustration de la mise en équations du circuit de réluctances.	94
Figure II. 19 : Zone de couplage entre la région I et II.	96
Figure II. 20 : Zones de couplage entre les régions II et III d'une part et III et IV d'autre part.	99
Figure II. 21 : Zone de couplage entre les régions IV et V.	101
Figure II. 22 : Représentation schématique de la machine tubulaire à commutation de flux et la surface de glissement.	102
Figure II. 23 : Allure de la Courbe B(H).	105
Figure II. 24 : Structure 3 D de la machine tubulaire à commutation de flux 6/5 périodique.	110
Figure II. 25 : demi-coupe longitudinale de la structure périodique.	111
Figure II. 26 : Schéma hybride 2 D la machine tubulaire à commutation de flux 6/5 périodique...	111
Figure II. 27 : Comparaison de l'induction normale et tangentielle issu des éléments finis et du modèle hybride.	112
Figure II. 28 : Comparaison des amplitudes de la force de détente obtenues par différentes méthodes [157].	113
Figure II. 29 : Machine linéaire tubulaire réelle.	113
Figure II. 30 : Schéma de la structure réelle avec effet de bords.	114
Figure II. 31 : Structure étudiée dans [160] pour la réduction de la force de détente.	114
Figure II. 32 : (a) Variation 3D de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents du translateur, (b) variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents du translateur.	115
Figure II. 33 : (a) Variation 3D de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents du stator pour WDT = 17 mm, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents du stator pour WDT = 17 mm	116
Figure II. 34 : Force de détente : (a) structure initiale, (b) structure initiale optimisée.	116
Figure II. 35 : Structure initiale optimisée du point de vue force détente : ajout des dents	

supplémentaires.....	117
Figure II. 36 : Structure initiale optimisée du point de vue force détente : ajout des éléments en forme de U supplémentaires.	117
Figure II. 37 : (a) Variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents supplémentaires, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents supplémentaires.	118
Figure II. 38 : Force de détente structure obtenue avec l'ajout des dents supplémentaires optimisées.	118
Figure II. 39 : FEM (a) structure initiale optimale sans dents supplémentaires, (b) structure initiale avec ajout des dents supplémentaires.....	119
Figure II. 40 : (a) Variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des encoches des éléments en forme de U inversée, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur des encoches des éléments en forme de U inversée.	119
Figure II. 41 : Force de détente structure obtenue avec l'ajout des éléments en forme de U inversée.	120
Figure II. 42 : FEM de la structure initiale avec ajout des éléments en forme de U inversée supplémentaires.....	120
Figure II. 43 : Forces de détentes pour chaque structure, (b) : Amplitudes maximales obtenues pour chaque structure.	121
Figure II. 44 : Structure Tubulaire à circuit magnétique : (a) sans feuilletage, (b) avec feuilletage.	121
Figure II. 45 : Extrusion d'un cercle pour obtenir un cylindre	122
Figure II. 46 : Volume cylindrique avec un maillage (a) : libre, (b) : Extruder.....	122
Figure II. 47 : Comparaison (a) : Force 2D et 3D, (b) : FEM 2D et 3D.	123
Figure II. 48 : Structure : (a) sans excentricité, (b) avec excentricité d'une valeur de $\varepsilon = \text{Exc}$	123
Figure II. 49 : Force de détente en fonction de l'excentricité.	124
Figure II. 50 : FEM en fonction de l'excentricité.	124
Figure II. 51 : Sections ferromagnétiques ou amagnétiques.	125
Figure II. 52 : Comparaison des FEM produites par la machine avec l'excentricité : (a) $\varepsilon = 0.00$; (b) $\varepsilon = 0.25$	126
Figure II. 53 : Comparaison de FEM produites par la machine avec l'excentricité : (a) $\varepsilon = 0.50$; (b) $\varepsilon = 0.75$	126
Figure III. 1 : Les différents modes de transfert thermique.	129
Figure III. 2 : Transfert de chaleur par conduction.	130
Figure III. 3 : Transfert de chaleur par convection.	134
Figure III. 4 : Transfert de chaleur dans un fluide.	135
Figure III. 5 : Transfert de chaleur par rayonnement.	136
Figure III. 6 : (a) Homogénéisation, (b) transformation d'encoches, (c) Modèle multicouches.	137
Figure III. 7 : Couches et températures calculées pour les trois conditions.....	137
Figure III. 8 : (a) Modèle nodale représentant le transfert thermique dans le moteur, (b) modèle à 8 nœuds, (c) modèle à 3 nœuds [166].	137
Figure III. 9 : (a) : Modèle éléments finis, (b) : représentation de Bobinage, (c) : diagramme du circuit thermique.	138
Figure III. 10 : (a): Machine d'étude, (b) : demi-coupe de la machine, (c) : réseau thermique nodale.	139
Figure III. 11 : (a) dispositif d'étude, (b) réseau nodal d'une encoche, (c) variation de la température après un nombre d'heure de fonctionnement, (d) Variation de la température après dégradation [169].	139
Figure III. 12 : (a) Machine d'étude, (b) modélisation de la bobinage, réseau nodal de la machine direction : (c) circonférentielle, (d) radiale[170].	140
Figure III. 13 : tête de bobine avec conduite de refroidissement, (b) Réseau nodal 3D autour de la	

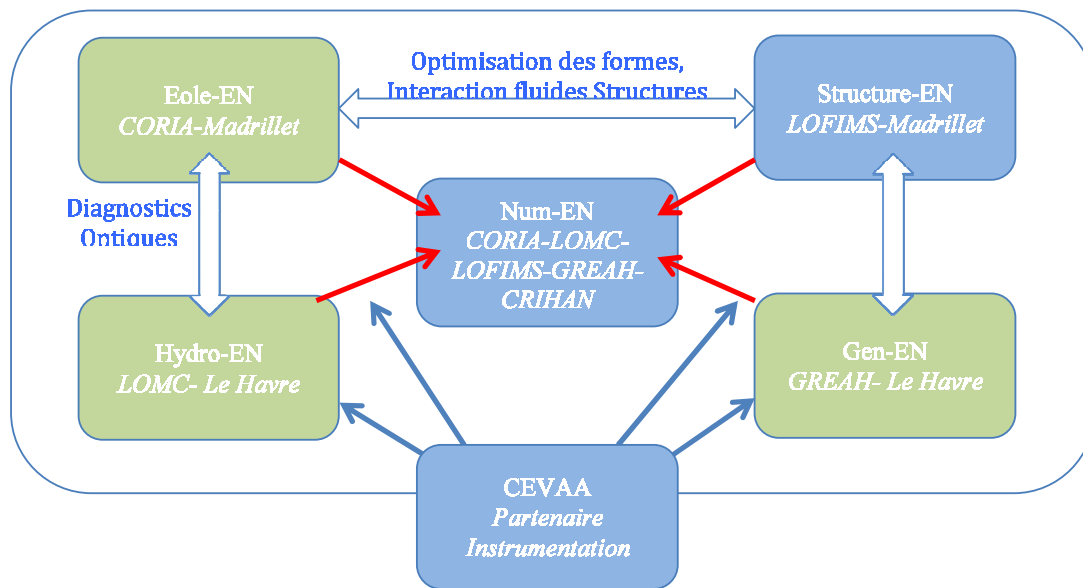
conduite de refroidissement, (c) différents types de conduite, (d) réseau nodal 2D du dispositif [171].	140
Figure III. 14 : Modélisation de l'encoche d'une machine électrique [172].	142
Figure III. 15 : Abaques pour la modélisation de bobinage [172].	142
Figure III. 16 : Modélisation de l'encoche par la méthode numérique [173].	142
Figure III. 17 : (a) Classe des isolants, (b) diminution de la durée de vie d'une machine électrique en fonction de l'excès de la température [172].	145
Figure III. 18 : Courbes B/H des aimants permanents NdFeB en fonction de la température [172].	145
Figure III. 19 : Principe de la méthode nodale (a) : discrétisation du domaine, (b) modèle thermique [172].	147
Figure III. 20 : Modèle thermique : (a) en T sans source, (b) en T avec source, (c) Bidirectionnel [172].	148
Figure III. 21 : Zoome sur la partie active.	149
Figure III. 22 : Vue frontale 3D du dispositif d'étude.	150
Figure III. 23 : Vue arrière 3D du dispositif d'étude.	150
Figure III. 24 : Vue 3D du stator avec les trous pour thermocouples (opaque et transparente).	151
Figure III. 25 : Vue 2D du stator avec les trous pour thermocouples et les dimensions.	151
Figure III. 26 : Vue en coupe de la partie mobile.	151
Figure III. 27 : Image de la bobine lors la phase de réalisation.	152
Figure III. 28 : Coupe de du dispositif actif (assemblage stator et partie mobile).	152
Figure III. 29 : Calcul de la position linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire du moteur d'entraînement.	153
Figure III. 30 : Calcul de la vitesse linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire du moteur d'entraînement pour une vitesse de rotation du moteur d'entraînement de 200tr/mn.	153
Figure III. 31 : Résultats de mesure thermique pour un courant de 6A partie mobile fixée.	154
Figure III. 32 : Résultats de mesure thermique pour un courant de 6A partie mobile entraînée à 200tr/min.	155
Figure III. 33 : (a) Conditions aux limites, (b) Diagramme de température après simulation.	156
Figure III. 34 : Comparaison des résultats de calcul éléments finis et mesures (partie mobile fixée).	156
Figure III. 35 : Comparaison des résultats de calcul éléments finis et modèle analytique (partie mobile entraînée à 200 tr/min).	157
Figure III. 36 : Comparaison de résultats de calculs analytique et éléments finis : Variation dans l'entrefer.	158
Figure III. 37 : Comparaison de résultats de calculs analytique et éléments finis : Variation dans le stator.	158
Figure III. 38 : Modèle thermique nodal du dispositif étudié.	159

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, la part des énergies renouvelables dans l'offre énergétique mondiale ne cesse de croître. Compte tenu de ces orientations, l'union européenne veut être un acteur majeur en finançant des projets dans les pays membres, pour développer ces énergies alternatives. Pour le cas de la France, la région Normandie est bien placée pour le développement de ces énergies nouvelles.

Le projet NEPTUNE (Nouvelles Energies pour la Transition Energétique) financé par la région Normandie avec un co-financement FEDER (Fonds européen de développement régional), et dans le cadre duquel ces travaux de thèse ont été effectués, s'inscrit dans le développement de la recherche académique normande au profit du développement économique régional dans le domaine des énergies renouvelables marines. Ce projet est présenté en deux phases (voir Figure 1) pour des raisons d'enveloppe financière. Une première phase NEPTUNE 1 qui concerne la réalisation de trois plateformes (Eolien, Hydro et Génération Electrique), et la phase 2 NEPTUNE2 concernera une plateforme mécanique, et un complément de la plateforme numérique ainsi qu'un volet pour l'aide à la métrologie et à l'instrumentation.



Structure du projet NEPTUNE : NEPTUNE 1 (2016-2020) — NEPTUNE 2 (2017-2021) —

Figure 1 : Présentation du projet Neptune.

Cette thèse s'inscrit dans le projet Neptune1. Ce dernier est scindé en 4 tâches principales :

- Tâche 1 : Energie marine (LOMC-CORIA) [1], [2].
- Tâche 2 : Energie éolienne (CORIA).

- Tâche 3 : Génération d'électricité à partir de sources d'énergies renouvelables marines (GREAH) [3].
- Tâche 4 : Coordination et gestion du projet (CORIA).

Notre laboratoire GREAH s'occupe de la tâche 3. Cette tâche est composée à son tour en 3 sous tâches qui sont : définitions d'outils d'aide à la décision, le système de génération électrique, et la plateforme expérimentale modulaire. Cette thèse est particulièrement focalisée sur la sous tâche système de génération électrique.

Le convertisseur électromécanique est l'un des composants le plus important de la chaîne de conversion d'un houlogénérateur. La machine proposée pour cette application est une machine linéaire tubulaire à commutation de flux à aimants permanents. Cette structure est particulièrement intéressante dans le cas d'application houlogénérateur offshore. En effet, la partie mobile est entièrement passive, sans aimants, ni bobines, car ces derniers sont installés sur la partie fixe. Ce choix a pour objectif d'augmenter la maintenabilité et la fiabilité de la machine. De plus, les machines à aimants permanents ont une forte densité de puissance et une source d'excitation autonome.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur les énergies marines renouvelables, et les houlogénérateur en particulier d'une part, et d'autre part sur l'état de l'art des machines linéaires pouvant être utilisées pour l'application houlogénérateur à attaque directe. Cette étude bibliographique a pour rôle de déterminer les avantages et les inconvénients de telle ou de telle structure de machines linéaires. Les machines à aimants permanents sont particulièrement intéressantes pour une application houlogénérateur à attaque directe donc une attention particulière est portée sur ce type de machines linéaires.

Le deuxième chapitre porte sur une étude approfondie de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux en utilisant le modèle hybride, et des calculs par la méthode des éléments finis 3D. Cette structure est retenue pour ses caractéristiques magnétiques, électriques et mécaniques intéressantes. L'étude débute par un état de l'art sur la modélisation analytique en vue du pré-dimensionnement. Ensuite, un modèle hybride pour le pré-dimensionnement des machines linéaires tubulaires est proposé. Ce dernier est utilisé pour étudier les performances d'une machine linéaire tubulaire à commutation de flux à aimants permanents. Une étude paramétrique en vue de l'optimisation de cette dernière, l'étude de la réduction de la force de détente, et la réduction des effets de bords sont des sujets traités avec ce modèle. Les calculs par éléments finis sont utilisés pour valider le modèle. La simulation 3D par calculs éléments finis est utilisée pour analyser les effets de l'excentricité sur les performances de la machine.

Le troisième chapitre se penche sur l'étude thermique d'un dispositif simple à mouvement de translation, dans le but de simuler le comportement d'une machine linéaire. Pendant la phase du

pré-dimensionnement des machines électriques, il est important de connaître leur comportement thermique. Les coefficients de convection thermique sont cependant très difficiles à estimer théoriquement. Une phase d'expérimentation est souvent nécessaire. Dans un premier temps, plusieurs campagnes de mesures ont été lancées, et parallèlement, des modèles théoriques ont été proposés. Il suffit de confronter ses modèles théoriques et les résultats d'expérimentation pour affiner et déterminer avec une bonne précision les coefficients de convection thermique dans telle ou telle cas de fonctionnement de la machine. C'est cette méthode qui est utilisée dans ce document pour valider nos modèles théoriques.

Une conclusion générale clôture ce rapport de thèse. Cette dernière présente un aperçu général des travaux effectués dans cette thèse, et présente quelques perspectives.

CHAPITRE I :
ETAT DE L'ART SUR LES ENERGIES MARINES
RENOUVELABLES ET SUR LES MACHINES LINEAIRES

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES ENERGIES MARINES RENEUVELABLES ET SUR LES MACHINES LINEAIRES

I.1. Introduction

Les énergies marines renouvelables EMR sont une alternative aux énergies fossiles. Ces dernières constituent actuellement 80% de la consommation énergétique mondiale, et représentent la première source d'émission de gaz à effet de serre, qui est responsable du réchauffement climatique et de ses conséquences (élévation du niveau de la mer, inondations et sécheresses, disparition de certaines espèces, etc.). En plus, les gisements se raréfient, et on tend vers l'épuisement du pétrole et du gaz naturel dans les années à venir [4].

Parmi les énergies marines renouvelables, l'énergie de la houle est la moins exploitée. Pourtant cette énergie est de 15 à 20 fois plus dense au mètre carré par rapport à l'énergie éolienne ou l'énergie solaire [5]. Selon le Conseil Mondiale de l'Energie (CME), environ 10% de la consommation mondiale pourrait être satisfaite via l'énergie des houlogénérateurs, mais hélas, la majorité des systèmes houlogénérateurs sont encore à l'étape de développement et ou de test.

Ce chapitre est subdivisé en deux grandes parties : la première concerne un état de l'art sur les énergies marines renouvelables, et en particulier les systèmes houlogénérateurs à attaque directe, et la seconde partie est consacrée à un état de l'art des machines linéaires, en général, et celles utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie de la houle en électricité en particulier.

I.2. Etat de l'art sur les énergies marines (les houlogénérateurs)

I.2.1. Énergies marines renouvelables

Par définition, les énergies marines renouvelables sont des énergies pouvant être extraites du milieu marin. Cette forme d'énergie est généralement utilisée pour la production de l'électricité. On distingue principalement les typologies suivantes [6] :

- L'énergie marémotrice due aux mouvements de flux et de reflux des marées ;
- L'énergie hydrolienne exploitant les courants marins (Figure I. 1) ;
- L'énergie houlomotrice produite par le mouvement des vagues ;
- L'énergie thermique des mers exploitant les gradients de température entre les eaux de surface et les eaux profondes ;
- L'énergie osmotique basée sur les différences de salinité des eaux douces et salées ;
- L'éolien off-shore : éolien situé en mer sur des plateformes ancrées ou flottantes ;

- L'énergie de la biomasse marine.

La Figure I. 2 montre la cartographie des types d'énergies marines selon leur intermittence et leur distance de la côte.

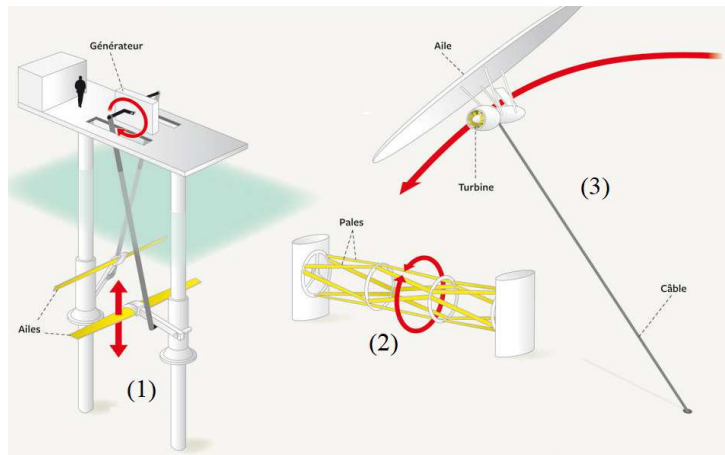


Figure I. 1 : Quelques technologies de turbines pour hydrolienne : (1) aile sur axe horizontal, (2), turbine à axe transversal, (3) cerf-volant [7].

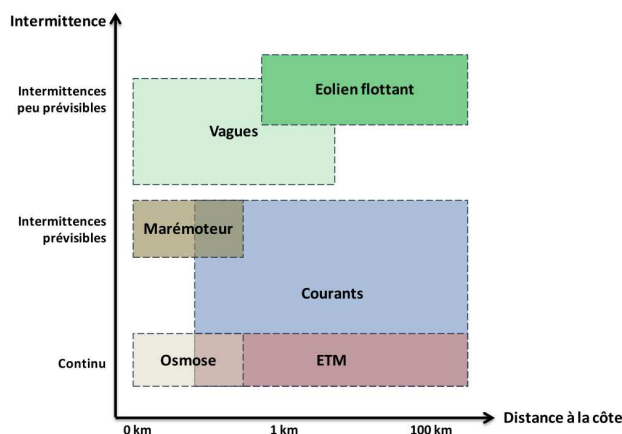


Figure I. 2 : Cartographie des types d'énergies marines selon leur intermittence et leur distance à la côte [8].

Dans ce qui suit, nous détaillerons quelques-unes des typologies des énergies marines.

I.2.1.1. L'énergie éolienne en mer

C'est l'exploitation de l'énergie du vent soufflant sur les étendues marines par des éoliennes qui sont capables de produire de l'énergie électrique. Cette dernière est exportée à terre via des câbles sous-marins. Selon l'agence internationale de l'énergie, une étude menée en 2000, montre que le potentiel européen techniquement exploitable est d'environ 313 TWh/an pour les sites qui sont à moins de 20 km de côtes, et de moins de 20 m de profondeur. Il faut ajouter la possibilité d'utiliser des éoliennes flottantes qui seraient ancrées sur le fond et pour lesquelles la limitation de

profondeur est moins contraignante, ce qui augmente la quantité des ressources techniquement exploitables [9].

I.2.1.2. L'énergie thermique des mers (ETM)

Il s'agit d'utiliser une différence de température d'au moins 20°C entre l'eau de profondeur (6°C en seuil haut) et la surface (26 °C en seuil bas) pour produire de l'électricité, mais aussi de l'eau douce, du froid pour la climatisation, et des produits dérivés pour l'aquaculture suivant le type de processus (cycle ouvert ou fermé). Dans la zone intertropicale, la ressource mondiale théorique est estimée à 80000 TWh/an, en se basant sur un gradient de température de 20° C. Malheureusement, cette énergie théorique est très peu exploitée à cause de l'absence de consommateurs notamment dans la zone intertropicale pacifique. Un stockage à l'hydrogène est possible. En zones tempérées, cette énergie thermique peut être utilisée comme source de chaleur pour des installations de chauffage /climatisation [9].

Pour le cas de la France, l'énergie thermique des mers est une technique particulièrement adaptée dans les départements d'Outre-mer, où les gradients de températures entre les eaux de surface chaudes et les eaux froides en profondeur sont plus importants qu'en métropole [10].

Le principal projet français était le projet NEMO en Martinique, mais il a malheureusement été suspendu par un vote à l'assemblée de Martinique, les 3 et 4 avril 2018, avec une motion en défaveur de la poursuite du projet en raison de son coût, de sa faible production potentielle, et de son risque environnemental [11].

I.2.1.3. L'énergie des courants marins (hydrolienne)

Les hydroliennes utilisent le courant marin pour la production de l'énergie électrique. La production d'électricité dépend donc de ce dernier. Plus le courant est fort, plus la production d'électricité est importante.

Le potentiel mondial techniquement exploitable est estimé à 450 TWh/an, celui de l'Europe serait compris entre 15 et 35 TWh/an [référence] [9]. Pour la France il serait entre 5 et 14 TWh/an selon EDF (Électricité De France). Les sites potentiels sont les détroits, les caps, les goulets etc. En France, on a : Raz de Blanchard, Fromveur, Raz de Sein, Héaux de Bréhat, Raz de Barfleur etc. Les grands courants marins (Gulf Stream, Kuroshio...) sont également une source potentielle d'énergie marine importante [9].

Le projet phare réalisé en France se situe en Bretagne. Pour ce projet, l'hydrolienne Sabella D10 a été immergée à 55 mètres de fond durant un an dans le Fromveur, entre les îles de Molène et d'Ouessant. Cette turbine est la première hydrolienne française à avoir injecté de l'électricité dans un réseau électrique, celui de l'île d'Ouessant. Dans la même région, depuis 2012, un démonstrateur

a été lancé par EDF à Paimpol-Bréhat et a franchi une étape importante avec l'immersion d'un premier prototype d'une puissance de 0.5 MW, conçu par la société Open-Hydro (filiale de DCNS) [10]. A l'heure actuelle, cette filière est plus au moins à l'abandon.

I.2.1.4. L'énergie marémotrice

Elle consiste à profiter du flux et du reflux de la marée pour alternativement remplir ou vider un bassin de retenue en actionnant des turbines incorporées dans le barrage, qui entraînent des générateurs électriques. Le potentiel de cette énergie est très distribué mais l'évaluation du gisement disponible reste à faire [10].

Le potentiel mondial pour des sites « classiques à un seul réservoir » est estimé à 380 TWh/an. En France, le site de la Rance inauguré en 1966 a une capacité de production de 240 MW. Hors de la France, cette forme d'énergie vit un renouveau comme par exemple en Corée du Sud avec la construction de la centrale de Sihwa (260 MW), et de l'étude du projet de Garorim Bay (500 MW), et au Royaume-Uni avec la relance des études sur le Severn bore (8,6 GW), intégrant les concepts novateurs de lagon artificiel [9].

Pour cette forme d'énergie, la France est l'un des pays pionniers avec l'installation de l'usine marémotrice de la Rance depuis 1966 [10].

I.2.1.5. L'énergie des vagues

Dans cette forme, l'énergie électrique est produite à partir de la houle ou des vagues. Ces formes d'énergies sont en réalité une forme concentrée de l'énergie du vent. La houle peut voyager sur de très longues distances jusqu'aux côtes [10].

Selon le conseil mondial de l'énergie, environ 10 % de la demande mondiale pourraient être couverte par la production houlomotrice, avec un potentiel techniquement exploitable de 1400 TWh/an [référence] [9]. La ressource techniquement exploitable de la France métropolitaine est de 400 Twh/an, principalement située sur la façade atlantique. Dans les DOM-COM, un fort potentiel est identifié à la Nouvelle-Calédonie, la Réunion, et en Polynésie, ainsi que localement en Martinique et Guadeloupe [9].

Plusieurs projets ont vu le jour, comme par exemple le projet S3 soutenu par le programme des investissements d'avenir, au sein de l'école centrale de Nantes avec SBM [référence] [10] et l'IFPEN [référence] [10]. Ce projet vise à réaliser et tester en conditions réelles un démonstrateur houlomoteur à base de polymères électro-actifs [10].

I.2.1.6. La biomasse marine

Le terme de biomasse désigne dans le domaine des bioénergies l'ensemble des matières organiques (ici les algues) ayant la possibilité de devenir des sources d'énergie de diverses manières, notamment par combustion, par méthanisation (dans le cas des biogaz), et par transformation chimique [12].

On estime entre 200 000 et un million le nombre d'espèces d'algues existant dans le monde. Cette diversité biologique, répondant à une exceptionnelle adaptabilité, laisse préjuger d'une richesse proportionnelle en molécules originales et en lipides [référence] [9]. Comparativement aux espèces oléagineuses terrestres, les micro-algues présentent de nombreuses caractéristiques favorables à une production d'acides gras qui pourrait notamment être valorisés comme alco-carburants. Les principaux atouts sont un rendement d'environ 10 fois supérieur en biomasse et l'absence de conflit avec l'eau douce et les terres agricoles. La production pourrait représenter entre 20 000 et 60 000 litres d'huile contre 6 000 litres pour l'huile de palme, un des meilleurs rendements terrestres. Il reste à identifier les surfaces mobilisables et à travailler sur une diminution des coûts [9].

I.2.1.7. L'énergie des gradients de salinité (pression osmotique)

En raison de la différence de concentration en sel, lorsqu'un fleuve se jette dans la mer, une grande quantité d'énergie est potentiellement libérée. Il existe deux méthodes de récupération de cette énergie. La première basée sur l'osmose (Testée en Norvège : 10 % des besoins annuelles en énergie), et la seconde sur l'électrodialyse inverse (Testée aux Pays-Bas) [9].

I.2.2. Théorie de la houle

La surface de la mer présente généralement une suite indéfinie d'ondulations parallèles identiques qui se propagent de façon sensiblement uniforme vers le rivage. On appelle houle cet ensemble d'ondulations ou de vagues [13].

I.2.2.1. Origine et définition de la houle

La houle est considérée comme un sous-produit du vent, qui lui-même est un sous-produit de l'énergie solaire. La houle naît de l'action du vent qui met en mouvement la couche superficielle d'eau en pleine mer, et crée en surface un relief ondulé (Figure I. 3). Au début de leur apparition, ces ondulations sont très petites, puis de plus en plus grosses à cause de l'action continue du vent, de la combinaison des vagues entre elles, et des échanges énergétiques qui l'accompagnent. La houle se propage sous forme d'onde de gravité [13].

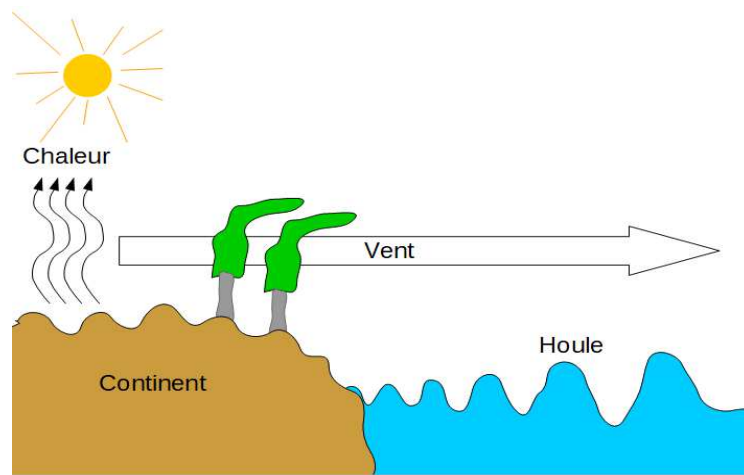


Figure I. 3 : Mécanisme de création de la houle [14].

I.2.2.2. Caractéristiques de la houle

La Figure I. 4 : montre une représentation schématique de la houle. Cette dernière est caractérisée par :

- La hauteur crête-creux des vagues H qui est la dénivellation maximale entre une crête et un creux successif.
- La longueur d'onde des vagues L . C'est la distance qui sépare deux crêtes successives $L = 2\pi / k$, ou k est le nombre d'onde.
- La période T de la houle est le temps qui sépare le passage de deux crêtes successives en un point fixe.
- La profondeur d'eau d .
- La cambrure est le rapport H/L .
- La célérité est la vitesse moyenne de propagation des crêtes, c'est-à-dire L/T .

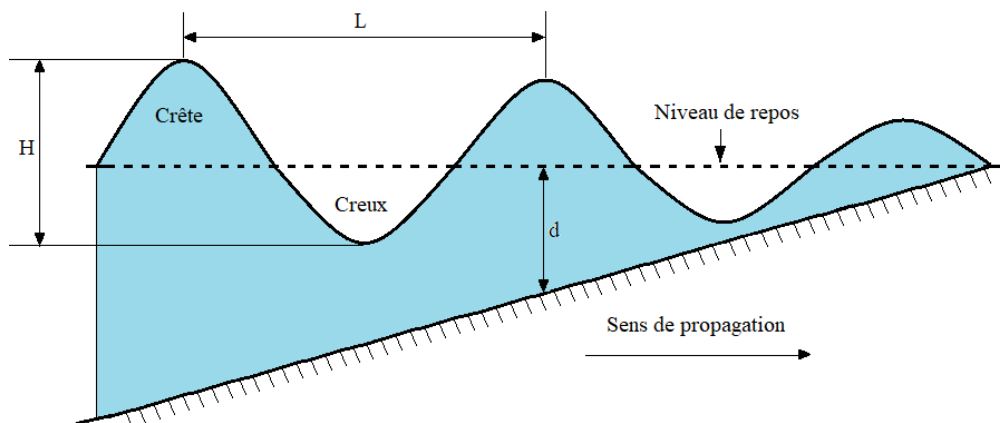


Figure I. 4 : Représentation schématique de la houle.

I.2.2.2.1. Quelques chiffres sur les caractéristiques de la houle

Le creux de la houle en période de tempête est de l'ordre de quelques mètres. Il ne dépasse pas une vingtaine de mètre sur le globe terrestre. La longueur d'onde de la houle varie de quelques dizaines à quelques centaines de mètres. Quant à la période, elle varie de 3 à 20 seconds selon les dimensions de la mer. La cambrure de la houle est toujours de l'ordre de quelques pourcents, elle ne peut théoriquement pas dépasser 14 %, mais est toujours plus faibles, car la houle déferle avant qu'elle atteigne cette valeur [13].

I.2.2.2.2. La houle idéalisée dite régulière

Il existe plusieurs théories mathématiques qui ont été établies pour expliquer et calculer la houle régulière. On peut citer par exemple la houle de Gerstner, la houle irrotationnelle de Stokes, la houle elliptique etc. La Figure I. 5 montre les domaines d'utilisation des différentes théories de la houle.

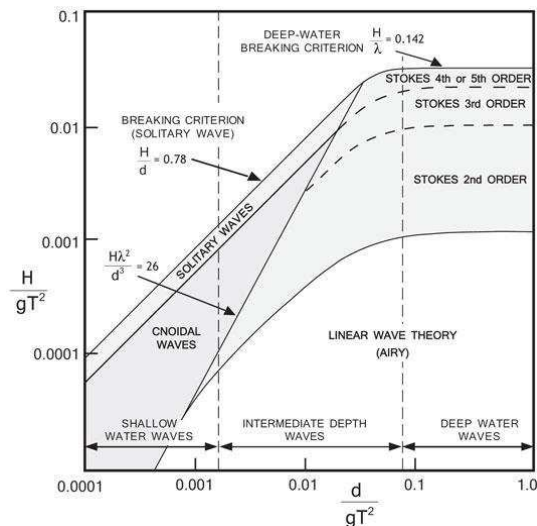


Figure I. 5 : Domaine de validité de différente théorie de la houle [15].

La houle idéale est considérée comme une onde sinusoïdale monochromatique et unidirectionnelle. Pour ce type de houle, la puissance houlomotrice est exprimée en W/m de front d'onde, et est le flux d'énergie passant à travers une surface perpendiculaire à la direction de propagation de la houle. Pour une houle sinusoïdale, cette puissance est égale à :

$$P_w = E_m V_g = \frac{\rho_w g^2}{32\pi} 980 H^2 T (w.m^{-1}), \quad I. (1)$$

Où E_m est l'énergie mécanique d'une colonne, V_g la vitesse de propagation de l'énergie (vitesse de groupe), ρ_w est la masse volumique de l'eau de mer (1020 kg/m^3), g est l'accélération de la pesanteur, H est la hauteur crête à creux de la déformation, T est la période de la vague sinusoïdale.

I.2.2.2.3. La houle réelle

La houle en mer, donc réelle, est plus complexe qu'une onde unidirectionnelle et monochromatique. La caractéristique d'une houle réelle est fondée sur l'étude spectrale du signal $n(t)$ d'élévation du niveau de la surface libre en un point fixé. On note $S_n(f)$ sa densité spectrale de puissance. La puissance linéique de la houle réelle s'exprime comme suit :

$$P_w = \rho_w g \int_0^{inf} S_n(f) v_g(f) df \quad \text{I. (2)}$$

Le moment spectral d'ordre n de $S_n(f)$ est défini comme :

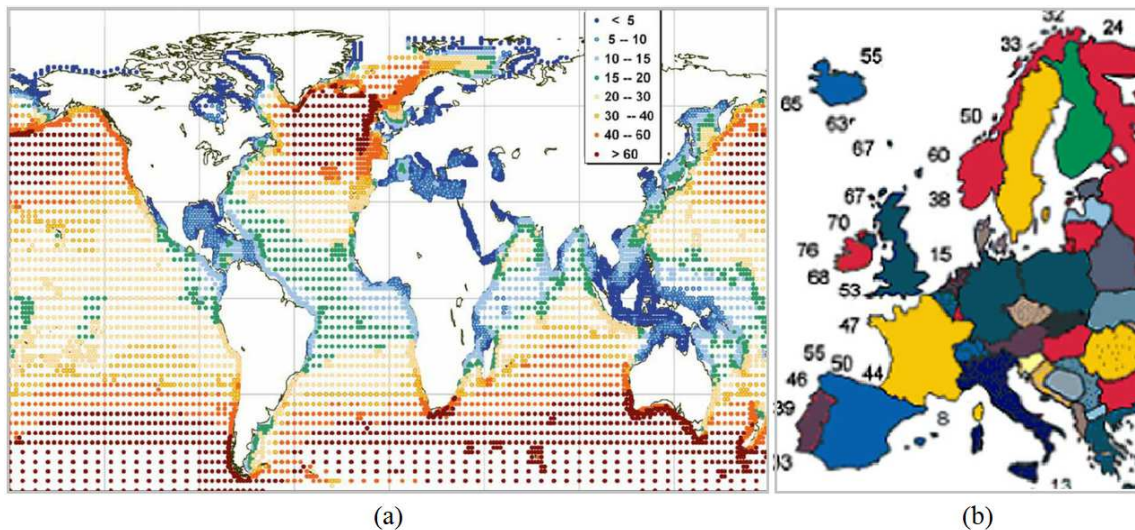
$$m_n = \int_0^{inf} f^n S_n(f) df \quad \text{I. (3)}$$

Dans le cas d'une profondeur d'eau infinie, la puissance linéique de la houle réelle peut se simplifiée comme suit (pour plus de détail voir [14]) :

$$P_w = E_w V_g = \frac{\rho_w g^2}{64 \pi} H_s^2 T_e \approx 980 H_s^2 T_e (w \cdot m^{-1}) \quad \text{I. (4)}$$

où H_s et T_e sont la hauteur significative, et la période énergétique respectivement [14].

La Figure I. 6, montre un aperçu de la répartition de la puissance théorique mondiale et européenne de la houle par an.



I.2.3. Les houlogénérateurs

I.2.3.1. Classification des houlogénérateurs

Un houlogénérateur est un appareil ou dispositif qui récupère l'énergie des vagues et de la

houle, et la transforme en électricité [17].

Plusieurs critères peuvent être considérés pour classer les houlogénérateurs. On a des classifications selon [14] :

- La forme du dispositif : les points « absorbers », les « terminators », les « attenuators » ;
- La localisation des houlogénérateurs : « onshore », « nearshore », et « offshore » ;
- Le principe de conversion hydromécanique : la rampe de déferlement, colonne d'eau oscillante, et les corps oscillants.

Dans la suite du document, nous détaillerons la dernière classification (Figure I. 7).

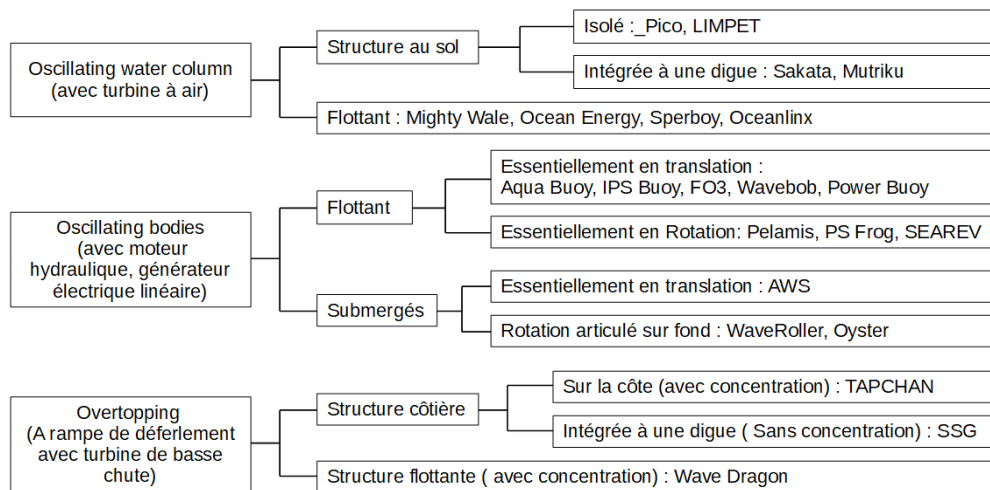


Figure I. 7 : Classification des houlogénérateurs selon le principe de la conversion hydromécanique [14].

Le rôle du système de conversion hydromécanique est de transformer la puissance incidente de la houle en puissance mécanique. Ensuite, cette puissance mécanique est transformée à son tour en une puissance électrique. Cette conversion mécano-électrique peut être effectuée avec un convertisseur à mouvement de rotation continue, ou à mouvement de rotation ou de translation oscillatoire de part et d'autre d'une position neutre. Dans la référence [14], l'auteur propose une classification à deux entrées, d'une part sur la base des principes de conversion hydromécanique, et d'autre part en fonction des chaînes de conversion mécano-électrique (Figure I. 8). Les houlogénérateurs peuvent ainsi être classés en :

- Houlogénérateur indirects ;
- Houlogénérateur à conversion mécano-électrique indirecte ;
- Houlogénérateur à conversion mécano-électrique directe.

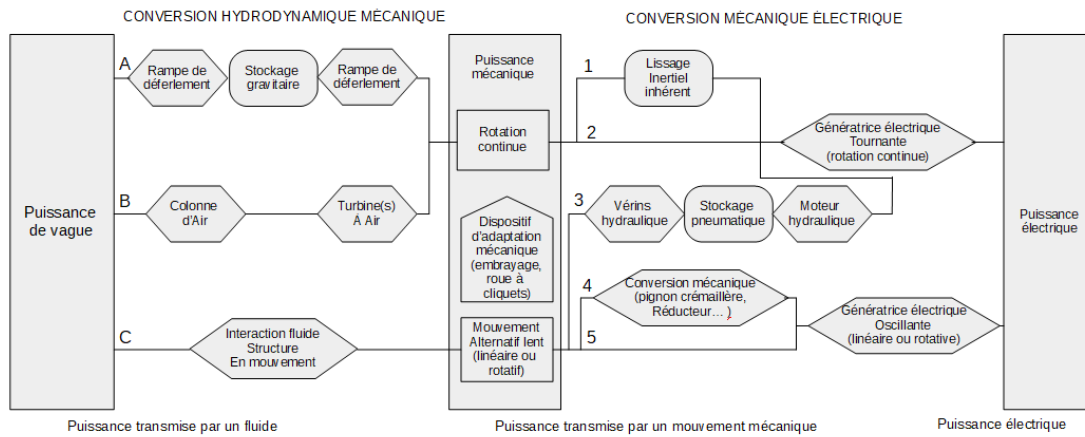


Figure I. 8 : Classification selon les principes de conversion hydromécanique et mécano-électrique [14].

Dans la suite du document, nous détaillerons les types du système de conversion.

I.2.3.1.1. Types A : Les systèmes à rampe de déferlement

La Figure I. 9 montre le principe de base du système à rampe de déferlement.

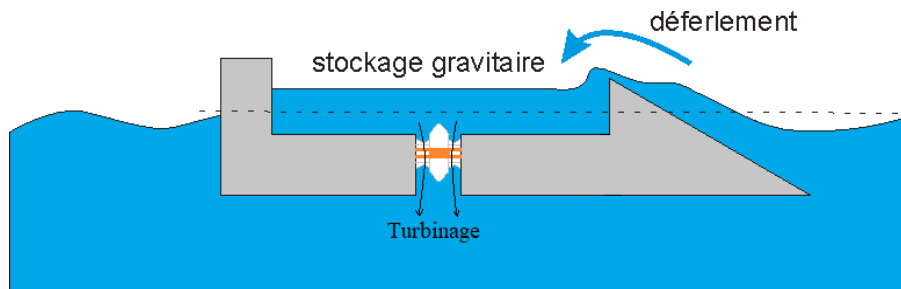


Figure I. 9 : Schéma d'un système à rampe de déferlement.

Les vagues sont canalisées et concentrées par ces dispositifs dans le but d'augmenter leur hauteur. Ces dernières déferlent sur une pente et remplissent un bassin dont le niveau est au-dessus de celui de la mer. L'eau ainsi stockée dans le bassin retourne à la mer en passant via une turbine qui est accouplée à un générateur rotatif qui produit de l'énergie électrique. Dans ce type de systèmes, la puissance a l'avantage d'être naturellement lissée. Par contre, l'inconvénient de ces systèmes est d'avoir un seuil de démarrage. Les systèmes à rampe de déferlement peuvent être installés sur la côte (onshore) ou en pleine mer (offshore) [14]. On peut citer comme exemples et projets des systèmes de déferlement : le TAPCHAN, le concept de Sea-wave slot-cone generator, et le wave dragon. Nous détaillerons ces exemples dans ce qui suit.

1. **Le TAPCHAN** (tapered channel) est installé à Topflestallen en Norvège depuis 1985. Ce dernier a fonctionné pendant six années et a été arrêté en 1991 à la suite d'une tempête. La

Figure I. 10 montre les versions schématique (a) et réelle (b) du dispositif. Le rétrécissement du canal a pour fonction de permettre l'augmentation de la hauteur de la vague et le remplissage du bassin entre autres [14].

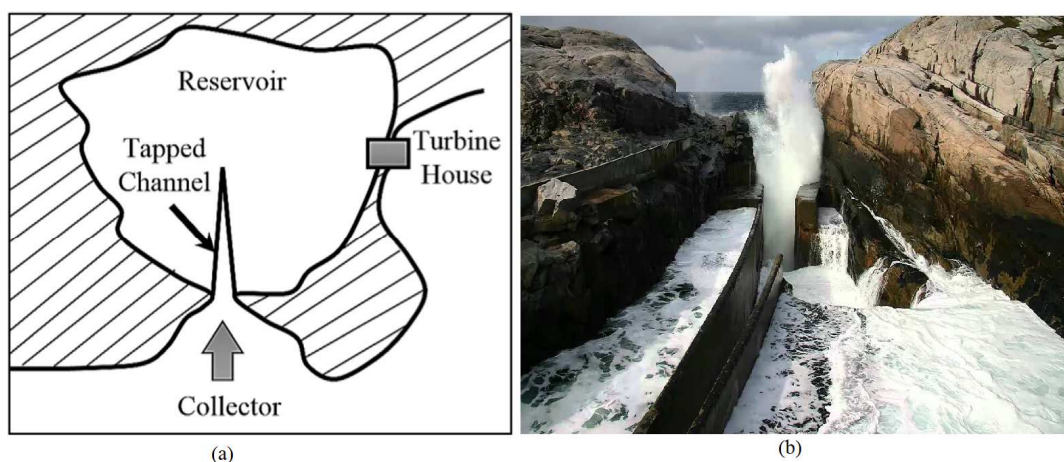


Figure I. 10 : TAPCHAN (TAPered CHANnel) : (a)Version Schématique [18], (b)Version Réelle [14].

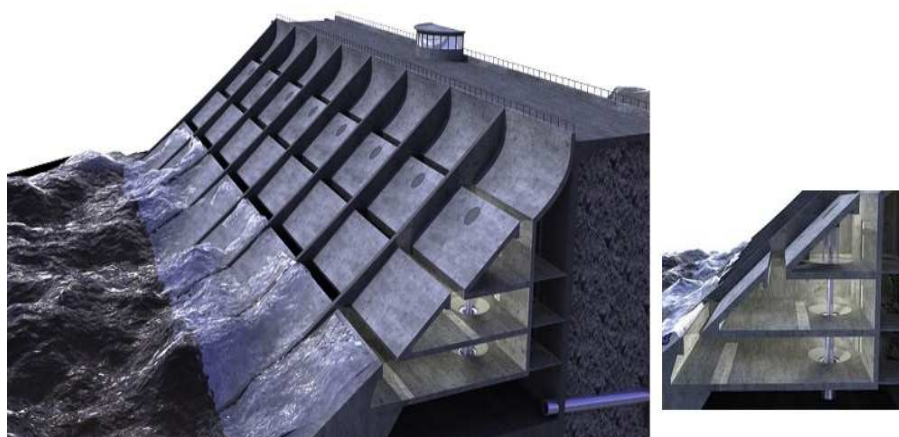


Figure I. 11 : Sea-wave Slot-cone Generator [19].

2. **Le concept de Sea-wave Slot-cone Generator** : Cette technique développée par la société norvégienne Wave Energy, permet d'augmenter la performance du dispositif de récupération de l'énergie. En effet, le dispositif est conçu avec plusieurs rampes et réservoirs qui sont positionnés à des hauteurs différentes. La Figure I. 11 montre une image du dispositif.
3. **Le wave dragon** : C'est un dispositif offshore, flottant et amarré (Figure I. 12). Des bras réflecteurs permettent la focalisation et l'augmentation de la hauteur des vagues, ce qui permet le remplissage d'un réservoir d'eau. Ce dispositif est équipé de plusieurs turbines du type Kaplan de basse chute. Ce processus permet donc d'augmenter le rendement global du dispositif. Il est équipé de génératrices à aimants permanents à entraînement direct ce qui a pour conséquence d'accroître le rendement et la disponibilité du système [14], [20].

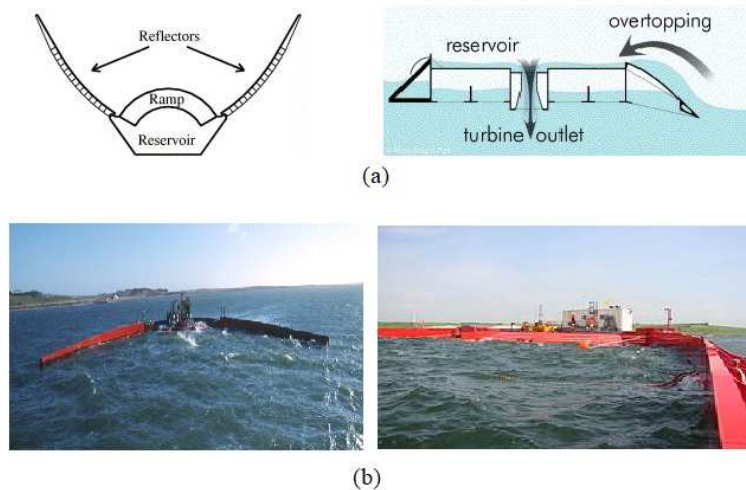


Figure I. 12 : Wave dragon : (a) Versions schématiques, (b) Versions réelles [21].

I.2.3.1.2. Types B : Les systèmes à colonne d'eau oscillante

Ce type d'houlogénérateur est conçu pour exploiter la variation de la hauteur des vagues. Cette dernière crée une variation de la pression entre l'extérieur et l'intérieur de la cavité du système. C'est cette pression qui est exploitée pour faire tourner une turbine à air pour enfin produire de l'énergie électrique. Il faut noter que cette turbine est conçue pour avoir un seul sens de rotation quel que soit le sens de la circulation d'air [20]. La turbine du type Wells à impulsion, ou Denniss-Auld sont généralement utilisées pour ce type d'houlogénérateur [14]. Plusieurs projets existent à travers le monde. On peut citer comme exemples et projets de systèmes à colonne d'eau oscillante : La colonne Kvaerner, la centrale LIMPET. Nous détaillerons ces exemples dans la suite du document.

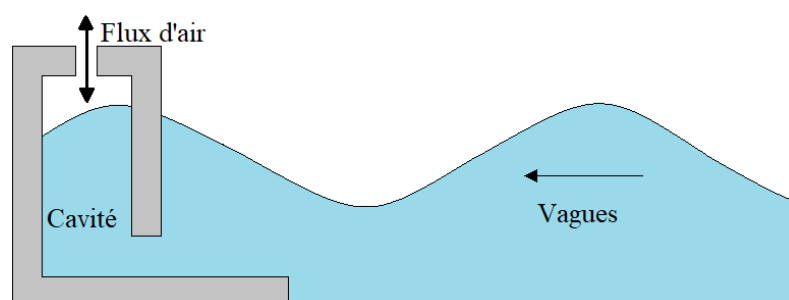


Figure I. 13 : Principe des systèmes à colonne d'eau oscillante [14], [20].

1. **La colonne Kvaerner** : Cette installation se trouve à Toftestallen en Norvège et a vu le jour au milieu de l'année 1980. Elle a une puissance crête de 500 kW avec une surface de captation de 50 m². Une génératrice du type synchrone équipe ce système, et est couplée à une turbine du type Wells. Malheureusement cette installation fut emportée par la tempête. Il n'est resté que la partie basse en béton (voir Figure I. 14). D'autres projets ont vu le jour notamment en Inde (Vizhinjam), au Japon (Sakata), au Portugal (Douro), ou encore en Espagne (Mutriku) [14].

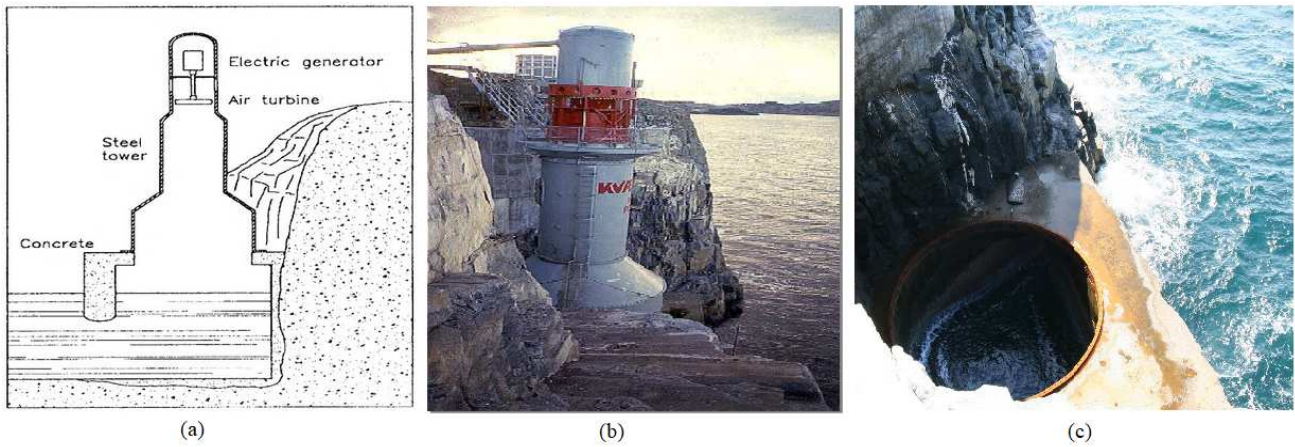


Figure I. 14 : Colonne Kvaerner : (a) Schéma, (b) installation réelle, (c) reste de l'installation après le passage d'une tempête [22],[23].

2. **La centrale LIMPET** se trouve à Islay en Ecosse (Figure I. 15). La première version a une puissance de 75 kW installée en 1991. La seconde version quant à elle possède une puissance de 500 kW avec une longueur de 21 m et une surface de captation de 169 m². Cette installation est équipée d'une machine asynchrone à rotor bobiné associée à un convertisseur de l'électronique de puissance. Dans les années 2000, une centrale du même type est construite et installée sur l'île de Pico aux Açores avec une puissance nominale de 400 kW, et une surface de captation de 144m². Des projets offshore ont vu le jour au Japon dès 1976. Le JAMSTEC (Japan Marine Science and Technology Center) a construit un premier navire expérimental, du nom de Kaimei qui utilise ce principe pour produire de l'électricité. Ensuite le Mighty (Figure I. 16) fut construit en 1998 avec une puissance de 110 kW. Ces systèmes sont équipés d'une turbine du type Wells. En Australie, la société Oceanlinx (Figure I. 17) a mis au point un système à double production : produire de l'énergie électrique et la désalinisation de l'eau de mer [14].

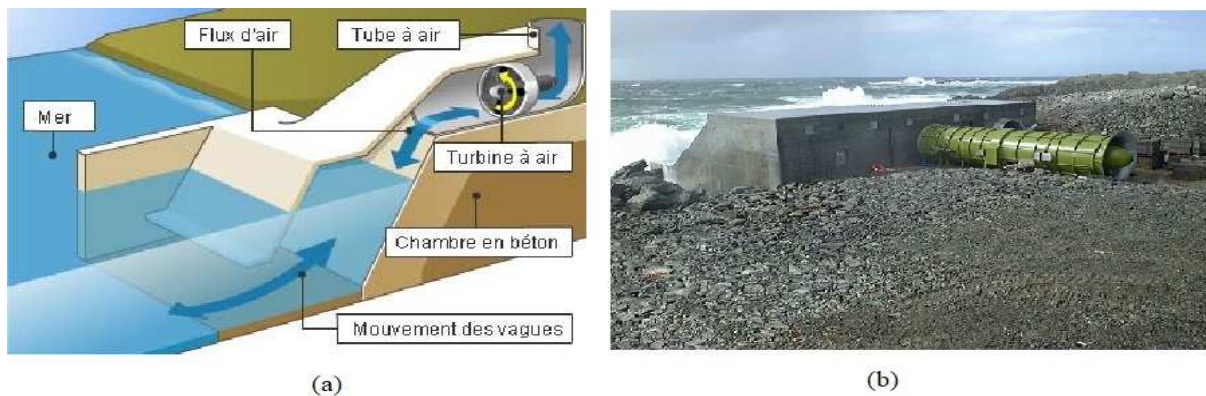


Figure I. 15: Centrale LIMPET : (a) Schéma, (b) Réelle [8].

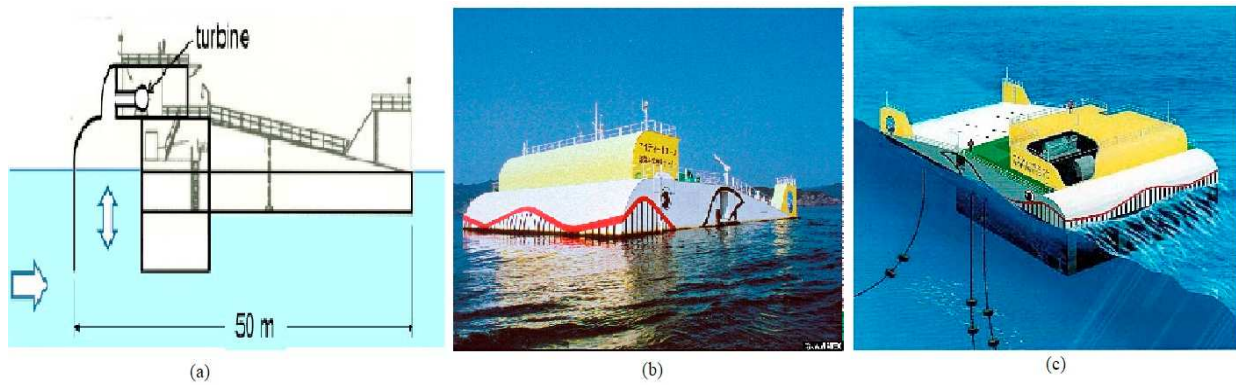


Figure I. 16 : La Mighty Whale : (a) Schéma, (b), (c) Réelle [24].

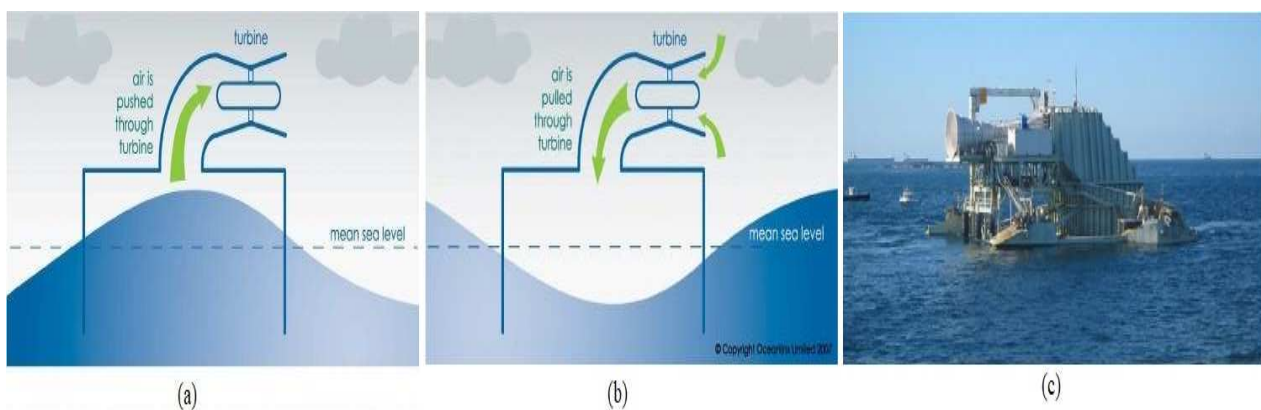


Figure I. 17 : Système Oceanlinx : (a), (b) Schémas de principe, (c) Réel [25].

I.2.3.1.3. Types C : Les systèmes à corps oscillants

Un objet libre dans l'espace possède 6 degrés de liberté, 3 en rotation (tangage, roulis, lacet) et 3 en translation (cavement, pilonnement, et embardée). Ce sont ces mouvements oscillatoires qui sont exploités par amortissement pour produire de l'énergie électrique à partir de la houle. Le mouvement peut être simple ou complexe. On distingue ainsi [14]:

- Les systèmes à une ou plusieurs bouées pilonnantes ;
- Les systèmes en tangage, flottant ou fixés sur le fond ;
- Les systèmes combinant le pilonnement et le lacet.

La fréquence de la houle étant lente, l'effort nécessaire pour la récupération de l'énergie est important. La conversion mécano-électrique peut être directe ou indirecte. Elle est dite directe, lorsque la génératrice électrique réalise l'amortissement du mouvement mécanique. Et elle est dite indirecte, lorsque l'effort lié à l'amortissement, du ou des mouvements, est réalisé par un système hydropneumatique ou oléopneumatique [14]. Pour les types C, il existe plusieurs exemples. On peut citer : les systèmes Oyster, power boy, Pelamis, CETO, AWS, l'anaconda et le SEAREV.

1. **Le système Oyster** : Ce système est développé par la société Aquamarine Power Ltd en étroite collaboration avec la Queen's University de Belfast. Dans ce système, on exploite le mouvement horizontal de l'eau pour produire de l'électricité. Il est constitué d'un panneau qui oscille avec les vagues. Ce mouvement oscillatoire met sous pression de l'eau grâce à deux pistons. Cette dernière alimente une turbine hydro-électrique du type , qui se situe dans une station terrestre à travers des conduits hydrauliques sous-marins pour enfin produire de l'énergie électrique [14]. La première version d'Oyster (Figure I. 19) a une puissance nominale de 315 kW avec une dimension de 18 m sur 11 m. La seconde version a une puissance de 800 kW avec une dimension de 26 m sur 16 m.

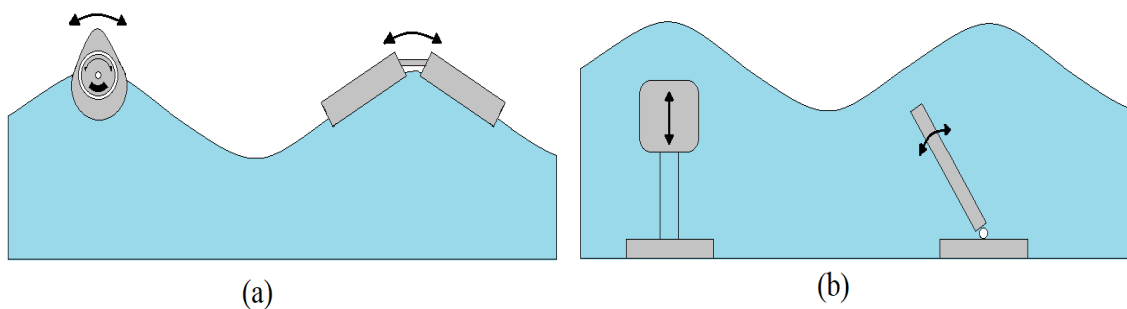


Figure I. 18 : Systèmes oscillants à référence : (a) interne, (b) Externe [14].

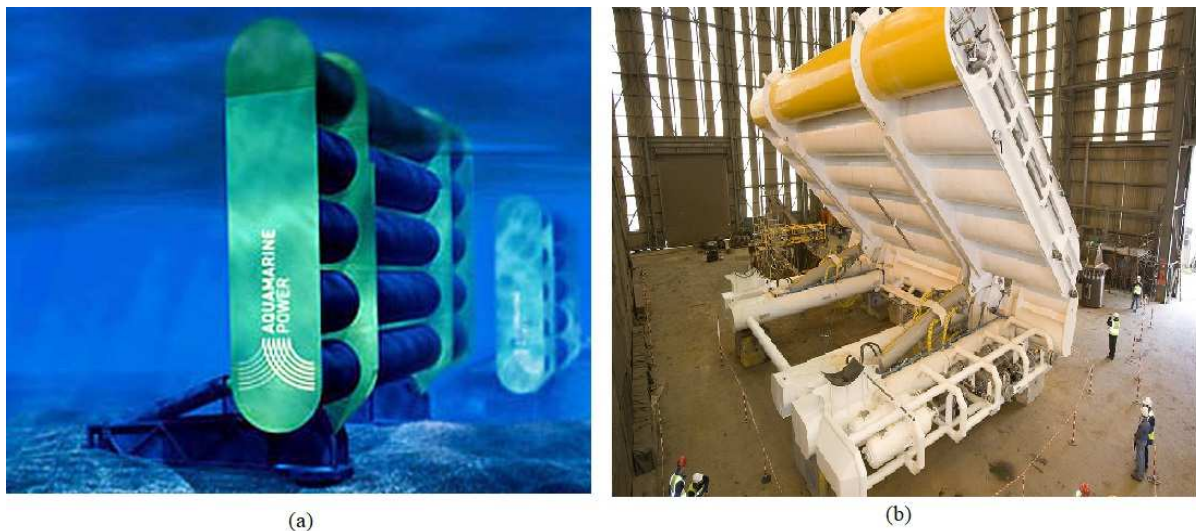


Figure I. 19 : Les système Oyster : (a) Schéma, (b) Réel [26], [27].

2. **Le Power Boy** (Figure I. 20) est une bouée immergée, avec une partie fixe, un ancrage tendu et une partie oscillante au rythme de la houle, le mouvement relatif est amorti pour être converti en électricité. Un modèle possédant une puissance de 40 kW est installé en 1997 et 2002. Ce système fait 9 m de haut, avec un diamètre de 1,5 m au niveau du flotteur. Des puissances plus élevées sont envisageables [20].

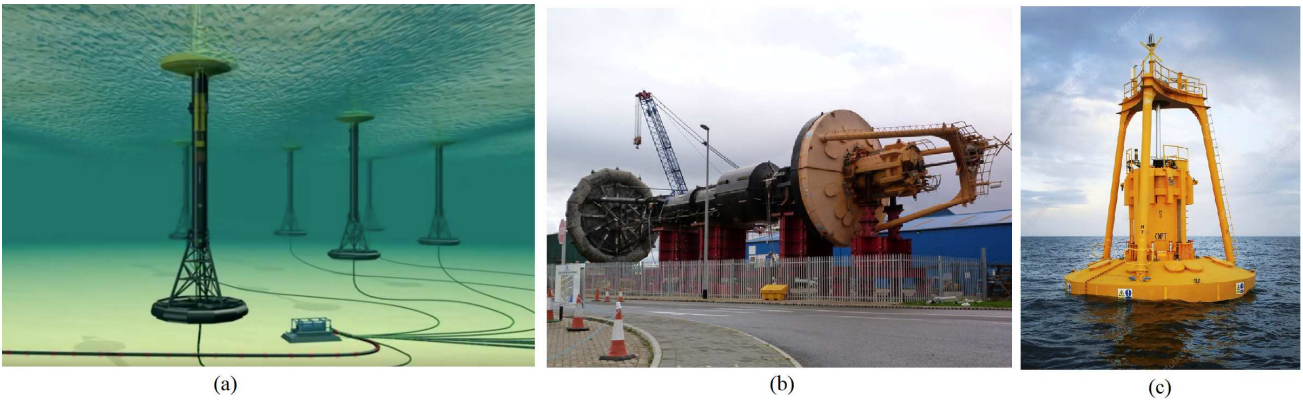


Figure I. 20 : Système Power Boy : (a) Dessin, (b) Réel en fabrication, (c) Réel en mer [28]-[29].

3. **Le système Pelamis** : Ce système est conçu par la compagnie Pelamis Wave Power Ltd. Ce sont des cylindres de 4 m de diamètre reliés entre eux par des articulations à deux degrés de liberté (Figure I. 21). Un vérin hydraulique amortit le mouvement relatif entre les différentes parties du système. Cette énergie est ainsi stockée dans un accumulateur pneumatique qui alimente des moteurs hydrauliques couplés à des génératrices asynchrones pour produire de l'énergie électrique [20]. La première version du système Pelamis est constituée de 6 moteurs hydrauliques accouplés à 6 génératrices asynchrones de 125 kW. Quant à la seconde version, elle est de plus grande taille mais la puissance n'est pas connue [14].

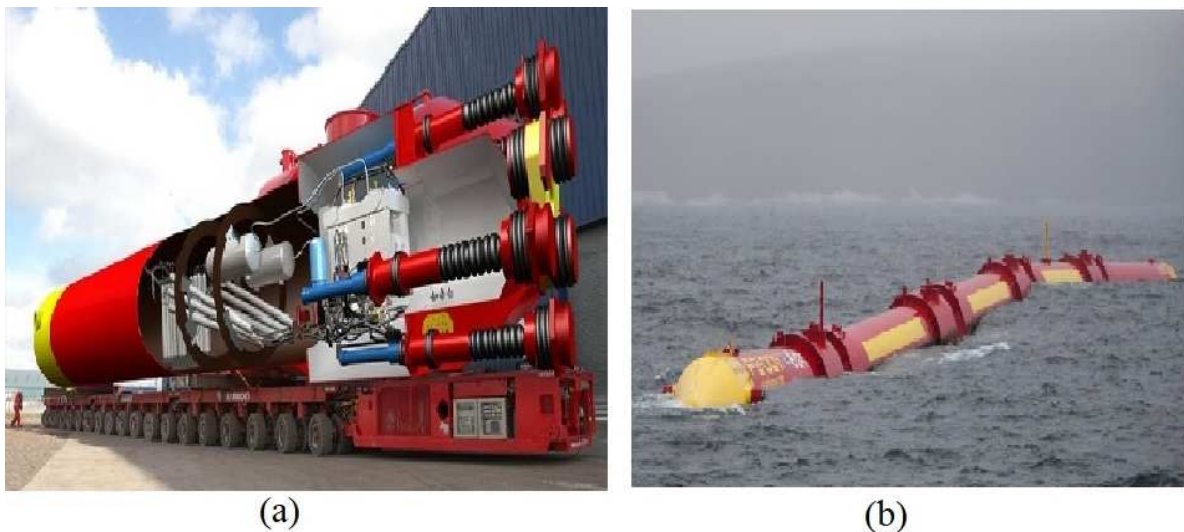


Figure I. 21 : Système Pelamis : (a) Dessin, (b) Réel en Mer [30], [31].

4. **Le système CETO** : CETO (Cylindrical Energy Transfer Oscillator) (Figure I. 22) est un système à pilonnement. Il exploite les mouvements verticaux. Il est totalement submergé et comprime l'eau grâce aux mouvements alternatifs. De la même manière que le système Oyster, cette eau sous pression est acheminée à terre pour la désaliniser, et en même temps produire de l'énergie électrique [14].

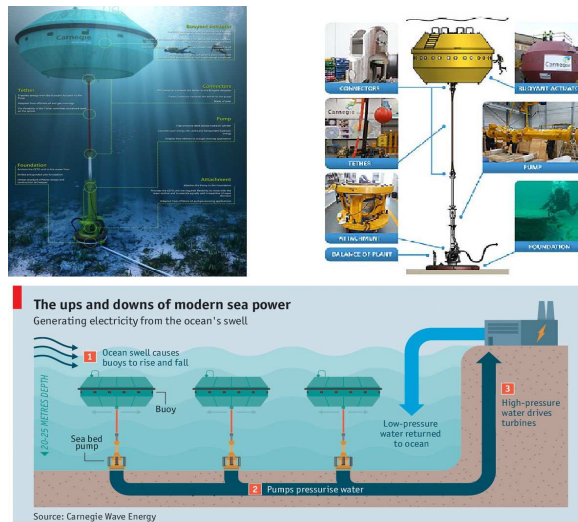


Figure I. 22 : Système CETO [32], [33].

5. **L'anaconda** : Ce système exploite le principe des ondes de déferlement. Ces ondes sont constituées alternativement de surpression et de dépression. Ce principe est donc exploité pour produire de l'électricité. Les concepteurs de l'anaconda ont annoncé qu'une production de 1 MW pourrait être obtenue via ce système [20].
6. **Le système AWS** : le système AWS, pour Archimed Wave Swing (Figure I. 23), exploite le mouvement de pilonnement (mouvement vertical) d'une bouée immergée. Il est constitué de deux cylindres, l'un fixe et l'autre mobile. Ce mouvement alternatif est exploité pour entraîner une génératrice linéaire couplé directement à un des cylindres. Ce mouvement de vas et vient permet la production de l'énergie électrique via la génératrice par action de la houle [20]. La version pilote installée en 2004 au large du Portugal, a une puissance nominale de 1 MW [34].

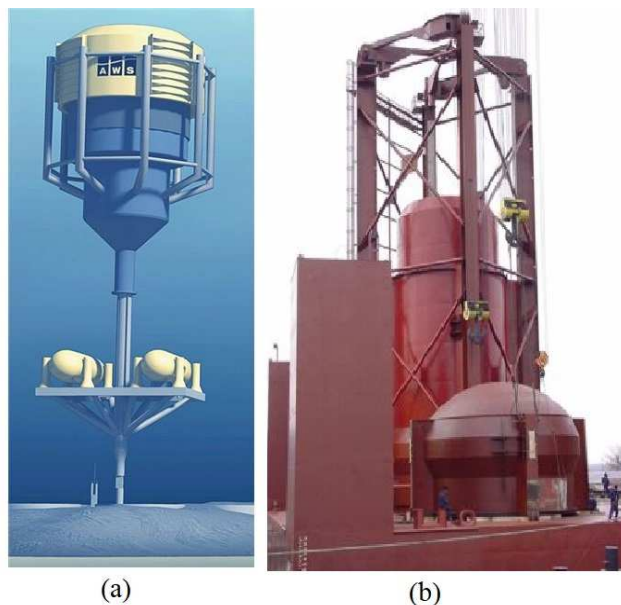


Figure I. 23 : Le système AWS : (a) Dessin, (b) Réel [35], [36].

7. **Le SEAREV** (Figure I. 24) est le fruit d'une étroite collaboration entre le laboratoire de

Mécanique des Fluides (LMF) de l'Ecole Centrale de Nantes, et le laboratoire SATIE. L'objectif de la recherche est d'obtenir un système en version « tout électrique » c'est-à-dire à entraînement direct sans dispositifs intermédiaires. Il est constitué d'un flotteur sur lequel la houle imprime un mouvement oscillatoire. A l'intérieur du système se trouve une roue à masse excentrée par rapport au flotteur. L'énergie mécanique de la roue pendule est ainsi convertie en énergie électrique par une machine synchrone à aimants permanents par entraînement direct [20].

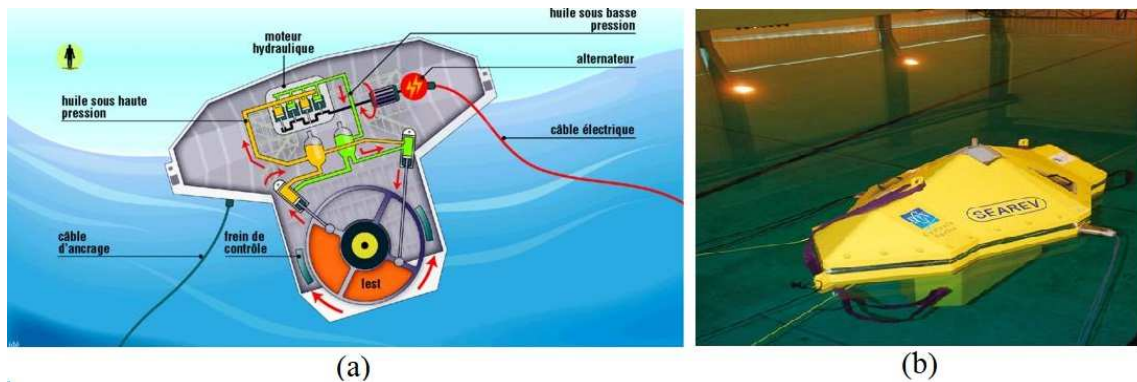


Figure I. 24 : Système SEAREV: (a) Schéma, (b) Prototype au laboratoire [37], [38].

I.3. État de l'art des machines linéaires

I.3.1. Machines linéaires et systèmes mécaniques à mouvement de translation

Le concept des machines linéaires ne date pas d'aujourd'hui. Elles sont vieilles de plus de 150 ans [39] [40].

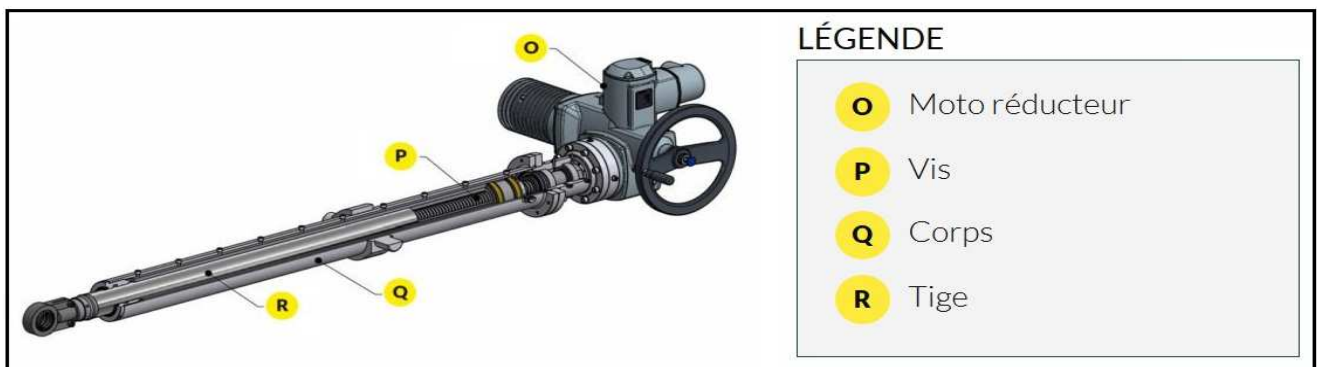


Figure I. 25 : Vérin électrique à vis sans fin et moteur électrique rotatif [41].

Les machines linéaires sont des convertisseurs électromagnétiques qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement. Traditionnellement le mouvement de translation est obtenu par un système de conversion mécanique en utilisant les moteurs rotatifs associés à des systèmes mécaniques comme les vis, les chaînes, les crémaillères, les courroies etc.

Les Figure I. 25 à Figure I. 28 présentent quelques systèmes industriels disponibles sur le marché. Le problème avec tous ces systèmes qui possèdent plusieurs chaînes de transmission, conduit à la réduction du rendement, de la précision du système global. Et à ceux-là, il faut ajouter le coût de maintenance élevé dû au nombre d'éléments dans le système en mouvement. Par contre avec les machines linéaires tous ces problèmes sont ainsi généralement résolus car le nombre des éléments en mouvements est réduit, et la maîtrise du système est plus aisée pour la commande.



Figure I. 26 : Système moteur rotatif et vis sans fin [42].

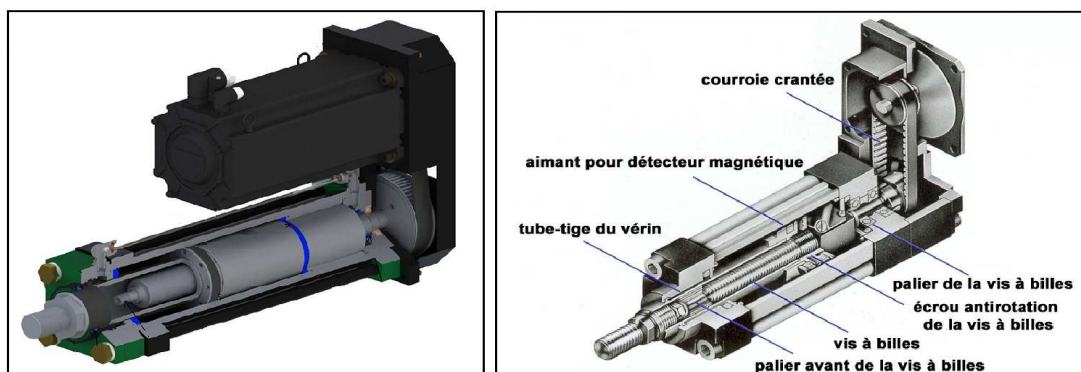


Figure I. 27 : Système vérin électrique : transmission linéaire à courroie et moteur rotatif [43].

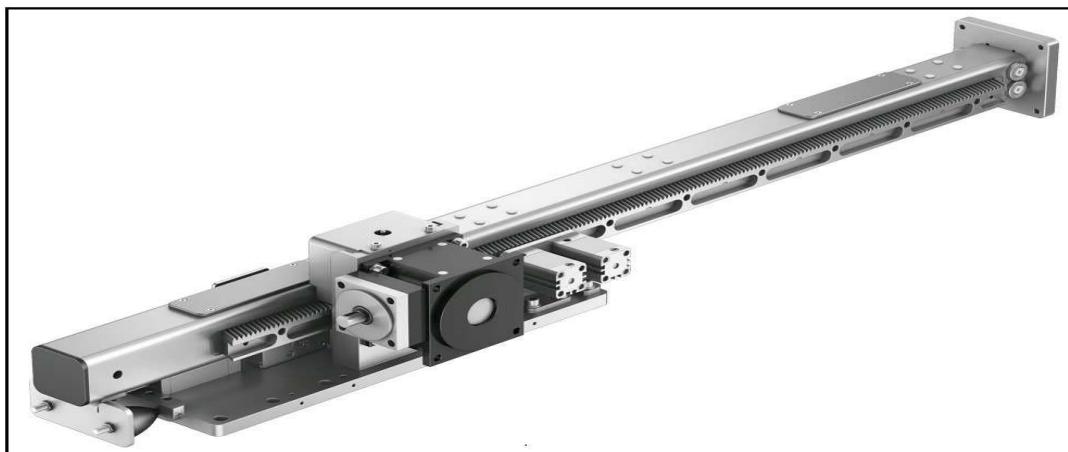


Figure I. 28 : Transmission linéaire à crémaillère et moteur électrique.

I.3.2. Classification des machines linéaires

Une classification exhaustive des convertisseurs électromécaniques d'énergie est difficile à établir, car chaque auteur a ses propres critères qu'il considère pour élaborer son classement. On peut citer les critères suivants : la source d'excitation, l'alimentation, le type de structure, etc. Une classification selon les critères structurels d'une part, et du phénomène électrique considéré d'autre part, est proposée dans [44]. Ainsi, du point de vue géométrique, on a la machine linéaire à géométrie plate, et la machine linéaire à géométrie tubulaire (Figure I. 29). En général, le primaire est l'équivalent du stator, et le secondaire est l'équivalent du rotor [45]. Cette définition est surtout vraie pour les machines linéaires asynchrones et les transformateurs. Par contre, pour les machines synchrones, certains auteurs la déconseillent. Ils parlent plutôt des armatures, ou forceurs, pour désigner la partie à l'origine du champ magnétique, et la partie qui est à l'origine du flux magnétique, ou le lieu de la variation des réluctances, est appelée système d'excitation [39].

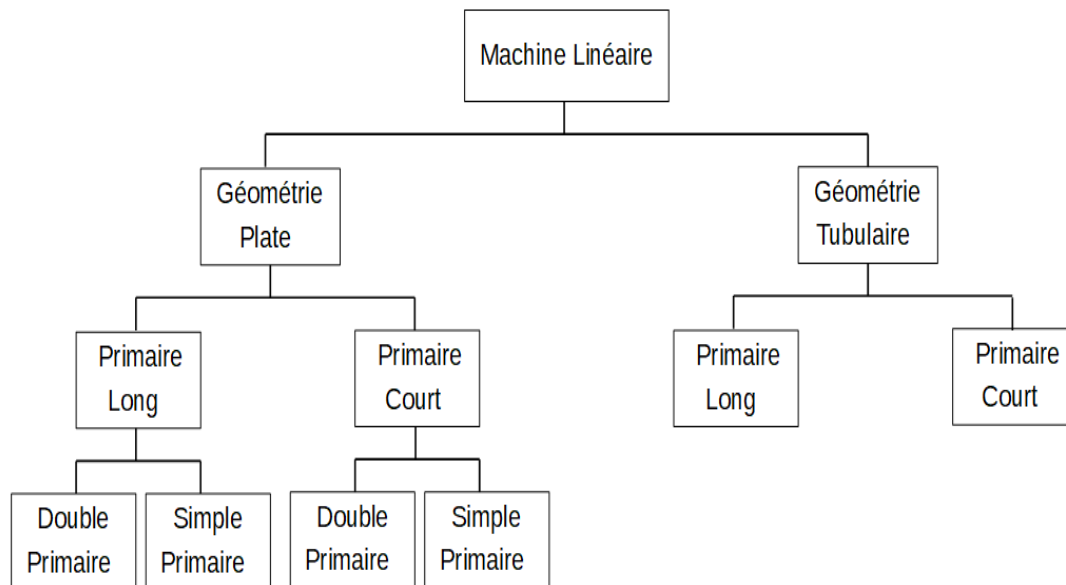


Figure I. 29 : Classification des machines linéaires selon la géométrie de la structure [46].

D'autre part, si on considère, la physique à l'origine de la force mécanique comme critères de classement, on a : les machines linéaires électrostatiques, les machines linéaires électromagnétiques, les machines linéaires piézoélectriques et les machines linéaires magnétostrictifs (Figure I. 30). Dans cette thèse, nous étudierons uniquement les machines électromagnétiques.

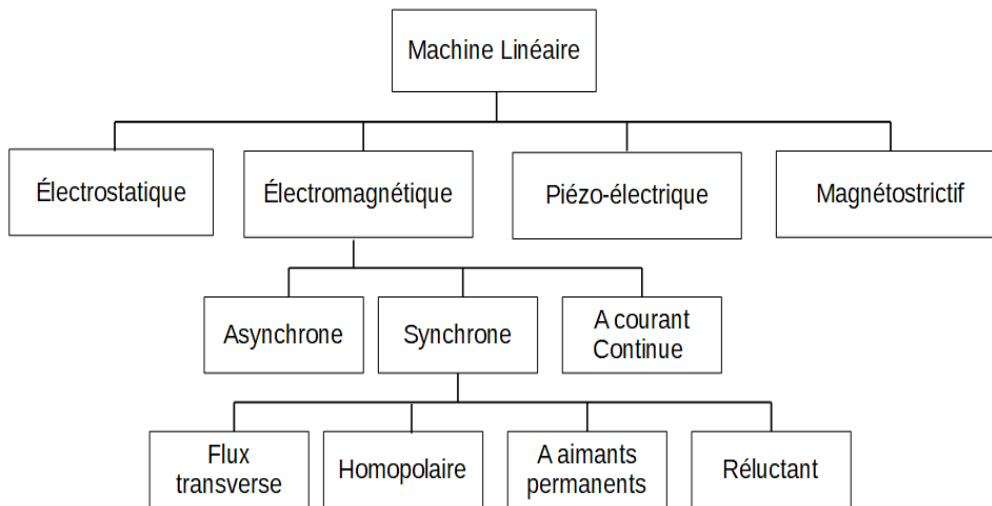


Figure I. 30 : Classification des machines linéaires selon la physique [46].

Dans [47], une autre classification est proposée. Ainsi les actionneurs linéaires peuvent être classés selon : la source magnétique d'excitation, l'alimentation /mouvement, les couplages électromagnétiques et les critères structurels.

Pour le classement selon la source d'excitation, on distingue les actionneurs linéaires dont l'excitation est produite par un bobinage (actionneurs linéaires à inducteur bobiné), ou par un aimant permanent (actionneurs linéaires à aimants permanents), et les actionneurs dont l'excitation est induite (machine linéaire à induction (asynchrone)) (Figure I. 31).

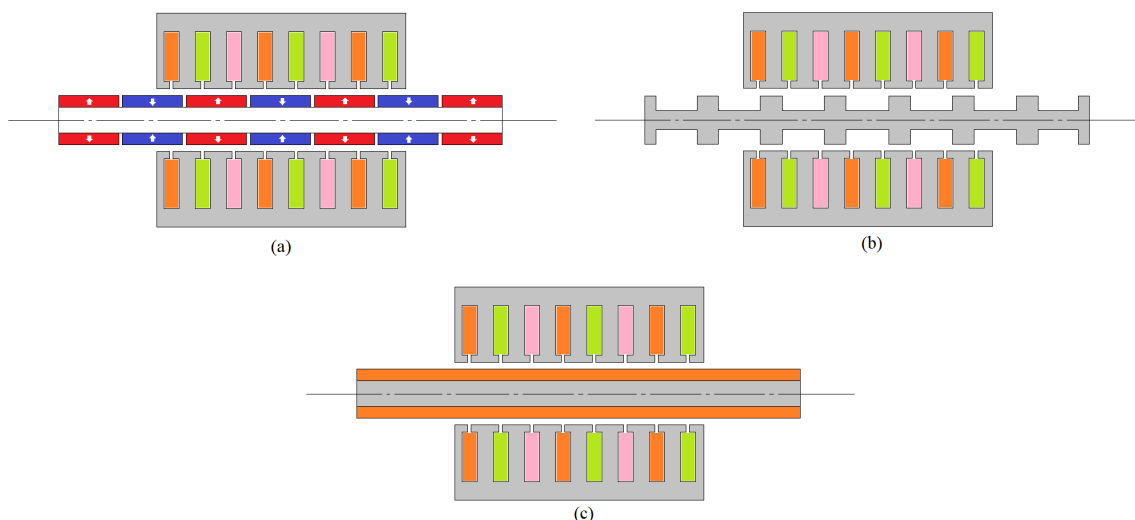


Figure I. 31 : Classement selon la source d'excitation : (a) à aimants permanents, (b) à réluctance variable pure, (c) à courant induit [47].

Pour le critère alimentation / mouvement, on s'intéresse au rapport pas de conversion sur la course du mobile. Si ce dernier est proche de 1, on a les actionneurs dit mono-pas (cas des électro-

aimants, les haut-parleurs, etc.), et lorsque ce rapport est inférieur à 1, on parle de actionneurs multi-pas (On trouve dans cette catégorie la majorité des actionneurs rotatifs et linéaires) (Figure I. 32) [47].

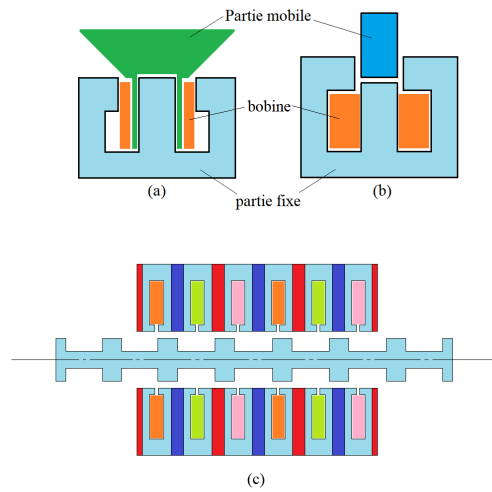


Figure I. 32 : Classification selon le critère alimentation/mouvement : (a) haut-parleur ; (b) électro-aimant (mono-pas) ; machine linéaire à commutation de flux (multi-pas) [48],[47].

Pour le classement en fonction des couplages électromagnétiques, c'est le couplage entre le bobinage dit de puissance, et la source d'excitation qui est pris en compte comme critère de classement. On distingue ainsi le couplage faible (cas des bobinages dentaires ou globaux) et le couplage fort (cas des bobinages distribués) (Figure I. 33).

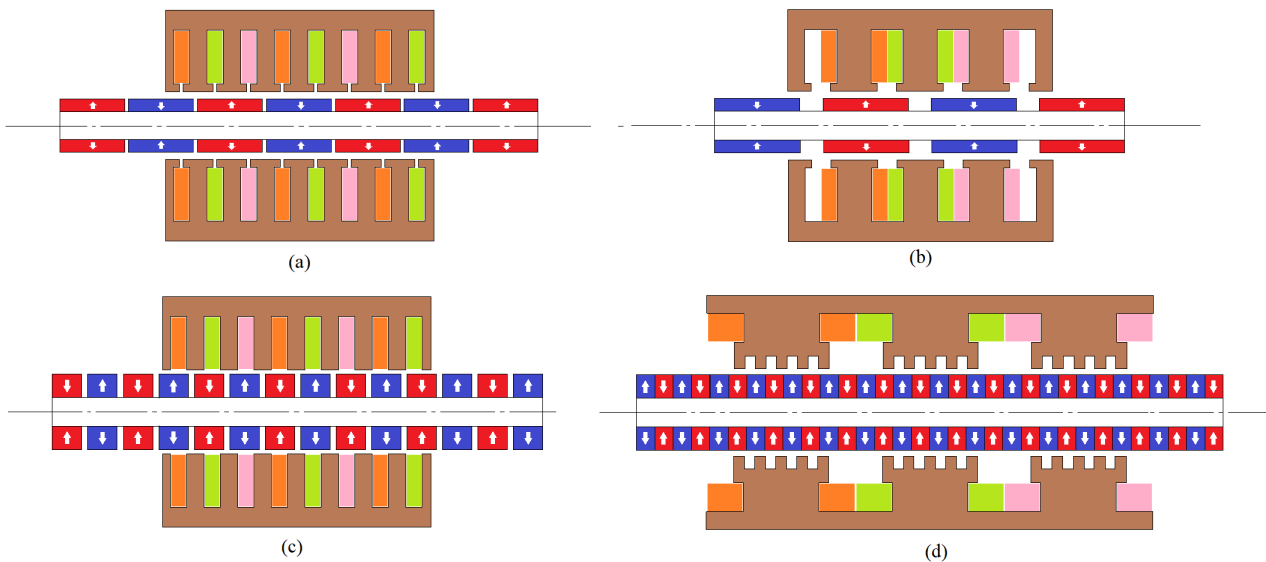


Figure I. 33 : Classement selon le couplage électromagnétique : Couplage polaire ; (a) bobinage réparti ; (b) bobinage dentaire ; Couplage fractionné, (c) bobinage réparti ; (d) bobinage dentaire [47].

Enfin, le dernier critère pour le classement est le critère structurel. Dans cette catégorie, le premier sous classement est le degré de liberté de l'actionneur. On distingue ainsi les machines à un degré de liberté des machines à plusieurs degrés de liberté. Le second sous classement tient compte de la surface de l'entrefer. Cette dernière peut être soit plane, soit cylindrique (Figure I. 34). Le troisième sous classement quant à lui fait allusion au rail (partie longue) de l'actionneur. On a le rail actif (Figure I. 31 (a)) et le rail passif (cas des machines à commutation de flux) (Figure I. 31 (b)). Enfin, le sous classement peut être fait en fonction de la localisation des sources de champ. Ces dernières peuvent se trouver dans des encoches, dans l'air (sans encoche, ni fer) (Figure I. 35), peuvent être proches ou éloignées de l'entrefer, etc [47].

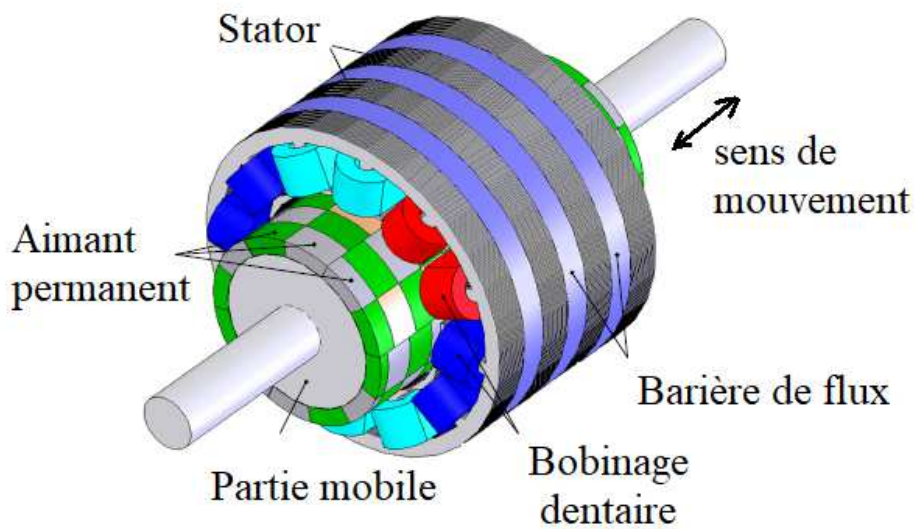


Figure I. 34 : Exemple d'une machine linéaire à flux transverse tubulaire [49].

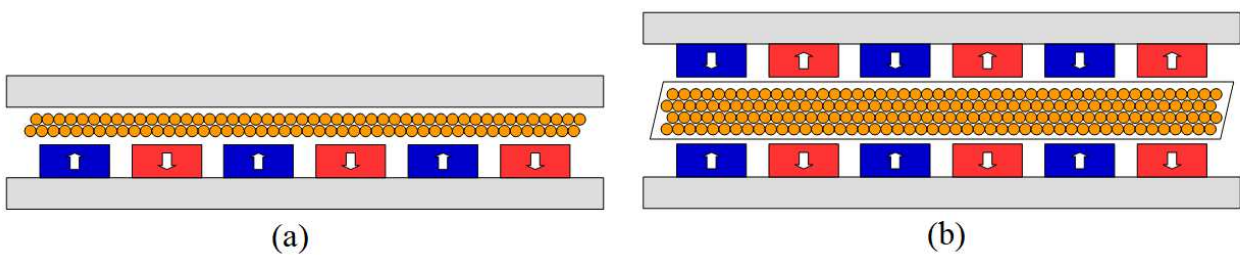


Figure I. 35 : Machine linéaire à bobinage sans encoche : (a) simple entrefer ; (b) double entrefer [40].

I.3.2.1. Machine linéaire asynchrone

La première machine asynchrone linéaire est brevetée en 1890 [39]. Le Tableau I. 1 présente l'historique des travaux sur la machine linéaire asynchrone, et leurs domaines d'application.

Tableau I. 1 : Historique de conception des machines asynchrones linéaires [39].

Année	Domaine
1895	Industrie textile
1905	Le transport
1923	Urbanisme
1940	Industrie textile
1945	Aéronautique
1950	Le nucléaire
Les années 1960	La métallurgie et l'automobile
1970	Le ferroviaire

Les machines asynchrones linéaires ont le même principe de fonctionnement que celui des machines rotatives. Elles sont constituées d'une partie fixe, et d'une partie mobile à mouvement de translation. L'inducteur est généralement le stator bobiné, et l'induit le translateur constitué soit des bobinages ou des barres métalliques court-circuitées souvent en cuivre ou en aluminium). La machine asynchrone est beaucoup utilisée dans l'industrie du fait qu'elle coûte moins cher mais son facteur de puissance, et sa densité de force sont relativement faibles. Comme pour les autres structures, la machine asynchrone linéaire peut être plane ou tubulaire. Elle peut être à simple coté ou à double coté (mono entrefer et double entrefer) ; à primaire long ou à secondaire long (Figure I. 31).

I.3.2.1.1. Machine linéaire asynchrone pour application houlogénérateur

La machine asynchrone linéaire n'est pas bien adaptée pour une application houlogénérateur, surtout pour les systèmes à attaque directe. Pour cause, la vitesse de l'onde de la houle est souvent faible, or les machines asynchrones fonctionnent plutôt mieux à des fréquences relativement élevées. Cependant, on peut imaginer associer cette machine à plusieurs sous systèmes mécaniques, hydrauliques, et ou pneumatiques pour transformer la vitesse faible de la houle imprimée aux houlogénérateurs en une vitesse plus élevée.

I.3.2.2. Machine linéaire synchrone

Comme indiqué précédemment, les moteurs linéaires sont en mesure de produire le mouvement de translation de manière direct sans l'intermédiaire des systèmes mécaniques de transmission de puissance (comme les vis sans fin, les réducteurs mécaniques, les courroies). C'est un convertisseur électromagnétique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. Les machines linéaires synchrones sont des dispositifs dont la vitesse mécanique est proportionnelle à la vitesse de l'onde électromagnétique à l'origine du mouvement (cas des

moteurs). La Figure I. 37 présente une classification des machines linéaires synchrones en fonction de plusieurs critères. Par exemple, si on choisit comme critère de classement la nature de la source d'excitation, cette dernière peut être une bobine alimentée en courant continu, des aimants permanents, ou les deux à la fois (dans ce cas on parle de sources hybrides ou double excitation).

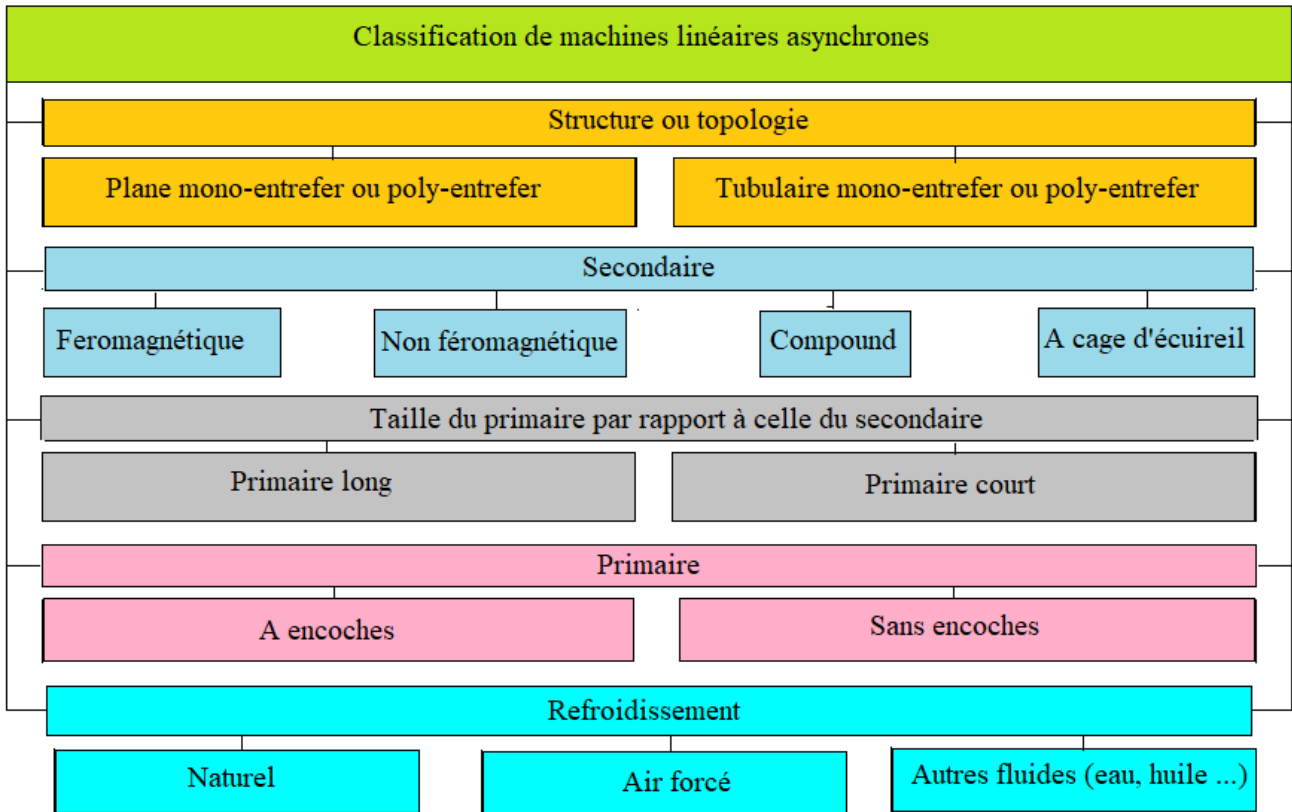


Figure I. 36 : Classification de machines linéaires asynchrones [45].

Les machines linéaires synchrones ont des avantages, si on les compare aux machines linéaires asynchrones. On peut citer comme avantages : une densité de force  lev e, un bon rendement, et un facteur de puissance relativement  lev e. Du point de vue topologique, un nombre important de structures est possible ce qui n'est pas le cas pour les machines asynchrones [45]. Dans la suite du document, nous étudierons principalement les machines linéaires à aimants permanents.

I.3.2.2.1. Les machines linéaires synchrones à aimants permanents

Les structures des machines linéaires les plus répandues sont : la structure à aimants permanents à aimantation axiale, celle à aimantation radiale (Figure I. 38), et celle à aimantation Halbach (ou quasi-Halbach). Ces structures font partie des machines linéaires où le flux est distribué en 2D. Dans cette catégorie, on trouve les machines à aimants montés en surfaces, les machines à commutation de flux, les machines à concentration de flux, etc. Mais il existe d'autres

structures comme les machines à flux transverse. Pour ce type de machines, la distribution du flux dans l'espace est généralement en 3D.

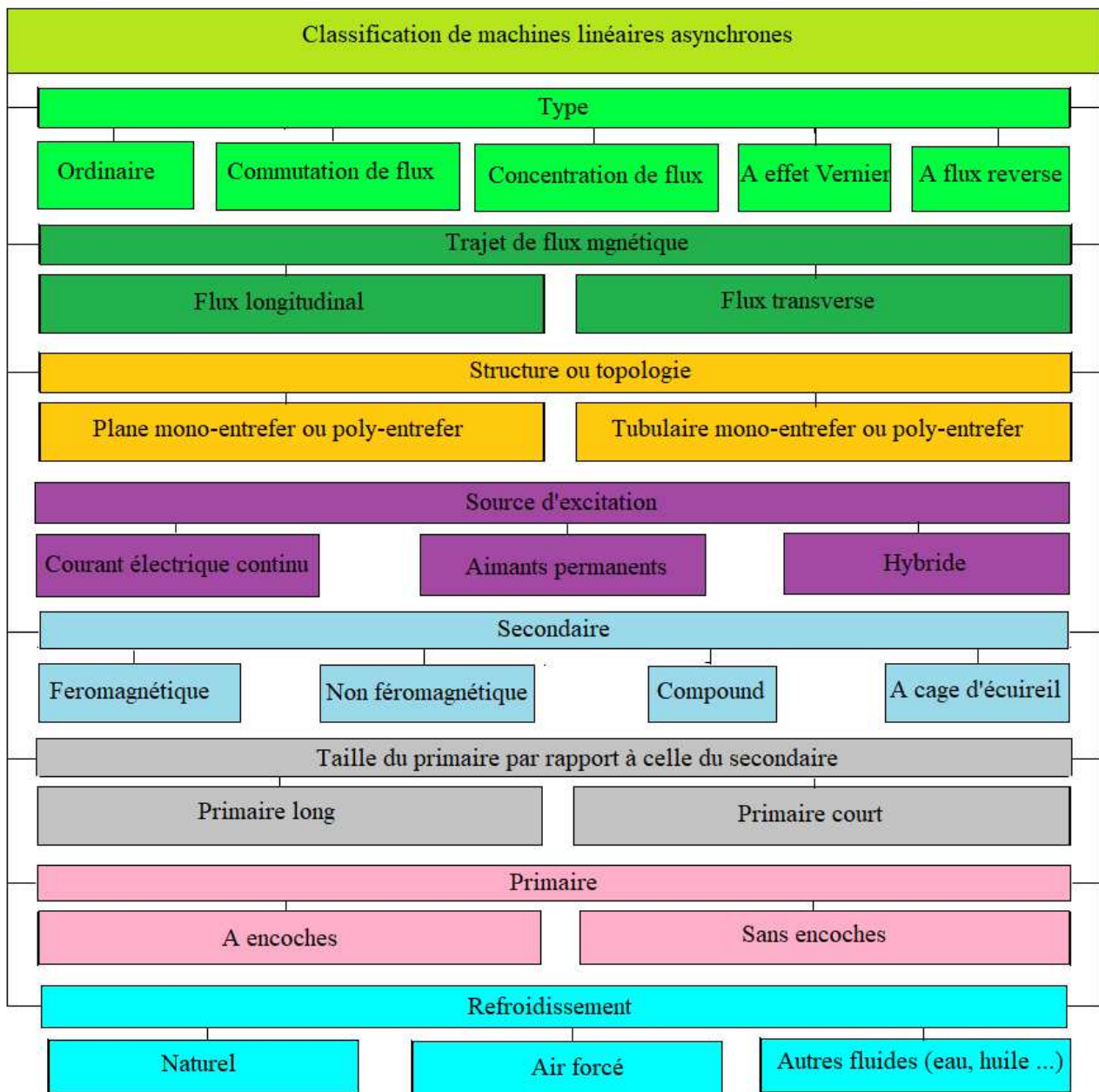


Figure I. 37 : Classification des machines linéaires synchrones [45].

Le Tableau I. 2, présente une comparaison qualitative des différentes configurations. Une comparaison quantitative plus détaillée des performances, telles que la moyenne de la force de poussée produite, l'amplitude de la force de détente, et la densité de force des différentes configurations se trouve dans la référence [50].

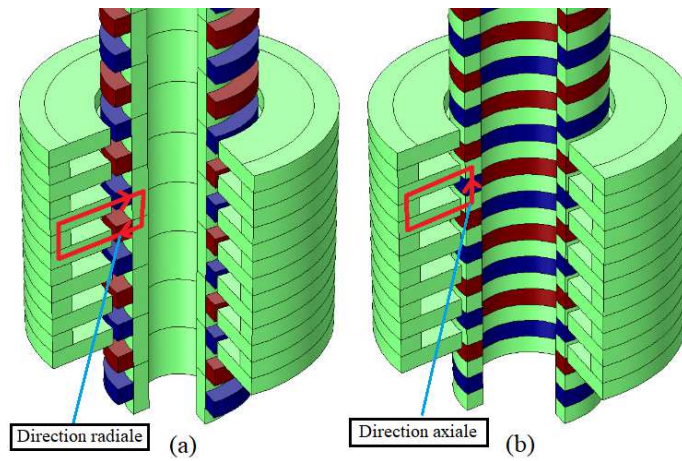


Figure I. 38 : Machine linéaire (a) à aimants à aimantation radiale, (b) à aimants à aimantation axiale [51].

Tableau I. 2: Comparaison des différentes configurations [52].

Configuration	Densité de force	Ondulation de la force	Coût de construction	Intégrité mécanique	Maturité de la technologie
axiale	Très Bien	Élevée	Moyen	Élevé	Moyenne
radiale	Bien	Moyenne	Faible	Moyenne	Élevé
Quasi-Halbach	Excellent	Faible	Élevé	Faible	Faible

I.3.2.2.2. Structure à aimants montés en surface

Les machines à aimants montés en surface offrent une bonne caractéristique dynamique et une faible ondulation du couple ou de la force électromagnétique si dimensionnées en conséquence [53]. La Figure I. 39 montre des machines linéaires synchrones à aimants montés en surface. Les aimants permanents peuvent être sur la partie mobile ou sur la partie fixe. Entre les aimants permanents, un matériau non ferromagnétique est souvent intercalé. Une frette à matériaux non magnétique peut être nécessaire pour fixer les aimants permanents [53].

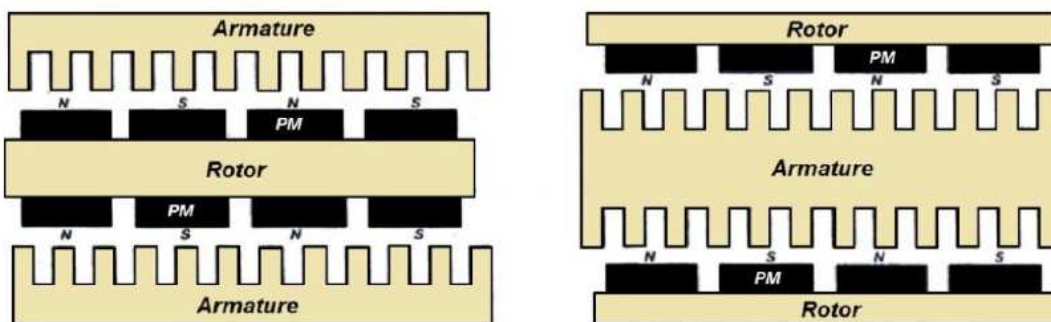


Figure I. 39 : Structures linéaires synchrones à aimants montés en surface : (a) stator externe, (b) stator interne [54].

Dans la référence [55], une machine à bobinage dans l'air (sans encoche ni fer) est modélisée pour une application train à lévitation électromagnétique. La machine est dimensionnée par calculs par éléments finis en considérant les exigences techniques. Dans cette étude les performances électromagnétiques, comme la force de poussée et ses ondulations sont analysées. Après la campagne de simulation, un prototype est fabriqué.

La configuration quasi-Halbach est obtenue par une combinaison des aimants permanents à aimantation radiale et ceux à aimantation axiale [50]. La configuration Halbach offre des avantages comme une forme de l'induction magnétique normale plus sinusoïdale que dans le cas des structures à aimants à aimantation radiale uniquement. Par conséquent cette configuration produit une FEM avec moins d'harmonique et un bon rendement [52]. Il est difficile d'obtenir pratiquement la configuration Halbach (Figure I. 40 (a)), c'est pour cette raison que la configuration quasi-Halbach est souvent privilégiée (Figure I. 40 (b)).

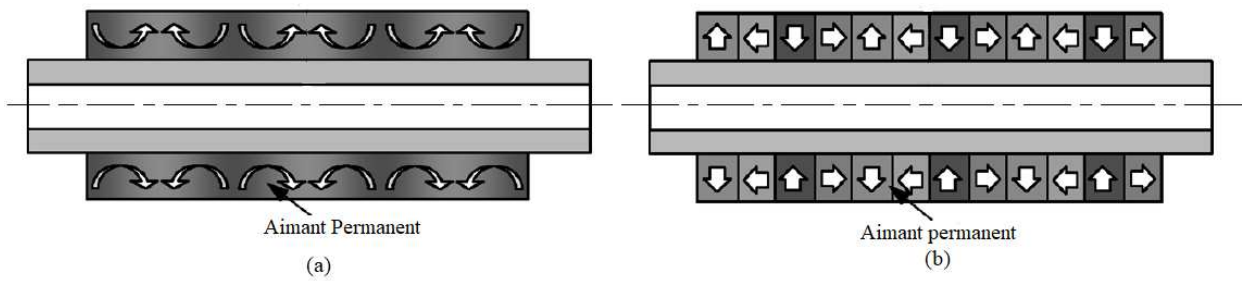


Figure I. 40 : Machine linéaire à configuration (a) Halbach idéale et (b) quasi Halbach [56].

I.3.2.2.3. Structure à effet Vernier

Les structures à effet Vernier permettent essentiellement d'améliorer la densité de forces à faible vitesse (Figure I. 41) [45] [57] [58]. Il faut noter qu'il existe une multitude de topologies possibles. La configuration géométrique de la machine linéaire à effet Vernier peut être de forme plane ou tubulaire. Dans les machines à effet Vernier, le nombre des aimants permanents est nettement plus élevé que celui des encoches comparé aux autres machines à aimants permanents. Mais le volume de ces derniers est réduit [45].

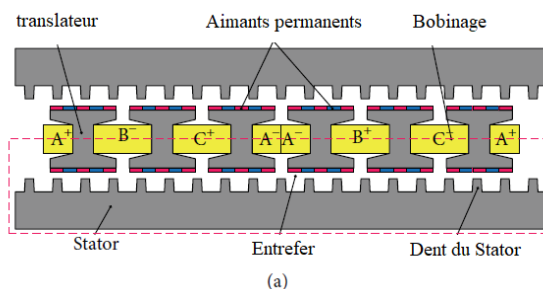


Figure I. 41 : Machine à effet de Vernier [45] (à translateur interne).

Dans [58], deux machines linéaires à effet Vernier sont comparés en termes de performances. La structure dite C (Figure I. 42), et l'autre dite P (Figure I. 43) ont les mêmes paramètres géométriques, et diffèrent par le type de bobinage. L'une est à bobinage concentrique (C) et l'autre à bobinage toroïdal (P). Il ressort de cette analyse que les performances électromagnétiques de la structure P sont meilleures que celles de la structure C, car les pertes cuivre sont réduites du fait que le bobinage toroïdal a permis de réduire le volume du cuivre. Dans [57], c'est une machine linéaire plane à effet Vernier à double entrefer qui est proposée. Dans cette structure, les aimants permanents et le bobinage sont logés au niveau du translateur. Ce dernier est plus court que le stator. L'objectif de l'étude est la réduction des inductances et du volume de la machine proposée. D'après les auteurs, la structure proposée a un bon facteur de puissance et une bonne densité de force par comparaison à d'autres structures. Les performances de la machine à vide sont calculées par éléments finis. La machine proposée est une excellente candidate pour les applications à faible vitesse, à forte densité de force comme les ascenseurs. Dans la référence [59], une structure à effet Vernier est proposée pour application houlogénérateur à attaque directe. Pour éviter la complexité de construction, la structure choisie est plane. Le prototype a donné des résultats qui concordent avec ceux des calculs numériques. En plus, pour cette structure, la force de détente est très faible comparée à la force électromagnétique. Dans la référence [54], une comparaison entre une structure à flux transverse et une autre à effet Vernier est présentée. Le choix s'est porté sur la topologie à effet Vernier, car la topologie à flux transverse a montré ses limites pour l'application choisie dans l'étude. On peut citer entre autres, la complexité de fabrication, les problèmes mécaniques, etc.

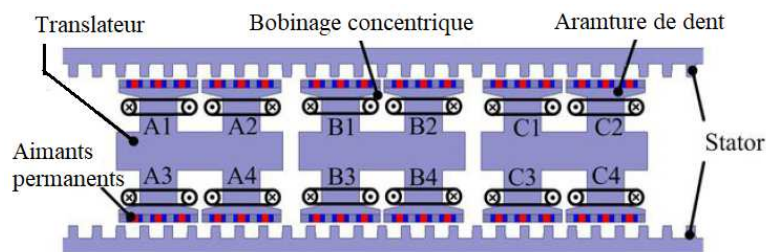


Figure I. 42 : Machine à effet Vernier étudiée dans [58] : structure du type C.

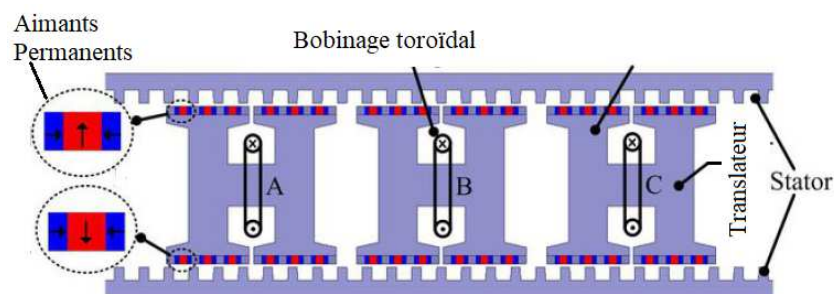


Figure I. 43 : Machine à effet Vernier étudiée dans [58] : structure du type P.

I.3.2.2.4. Structures à flux transverse

La configuration à flux transverse est d'une construction un peu particulière. Son fonctionnement est différent des autres configurations. Elle est connue pour sa performance et une utilisation efficace des matériaux [60].

Les Figure I. 44, Figure I. 45 et Figure I. 46 présentent des exemples de machines à flux transverse. L'inconvénient de ces machines est la difficulté de construction. Un autre challenge dans la conception des machines à flux transverse est la réduction du flux de fuite des aimants. Une des solutions utilisées pour résoudre ce problème, est l'ajout d'un pont en fer pour court-circuiter les aimants inactifs (Figure I. 44 (b)). Une autre possibilité est d'isoler les pôles de la machine (Figure I. 46) [61]. Pour augmenter la densité de puissance d'une machine à flux transverse, il est nécessaire que tous les aimants contribuent à la création du flux utile. La configuration conçue pour résoudre ce problème est la machine à flux transverse du type Z. La lettre Z vient du nom de son concepteur, le professeur Zweybergk. C'est une variante de ce type de machine qui est étudiée par Alija [62] dans sa thèse pour une application convertisseur d'énergie à piston libre.

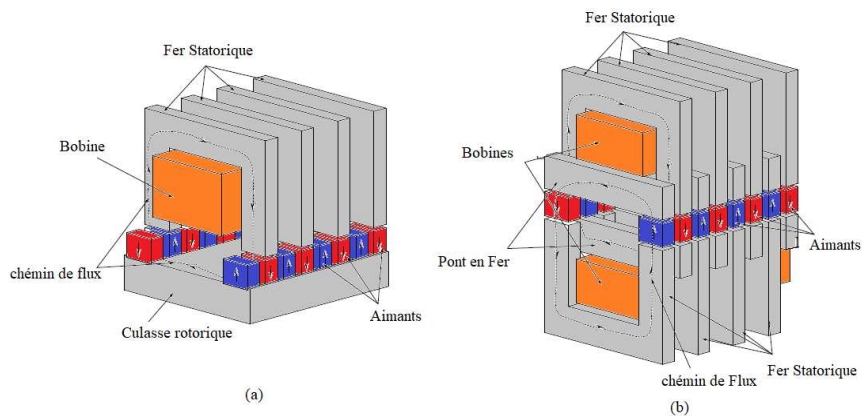


Figure I. 44 : Machine à flux transverse à aimants montés en surface : (a) ordinaire ; (b) double entrefer avec pont en fer [62].

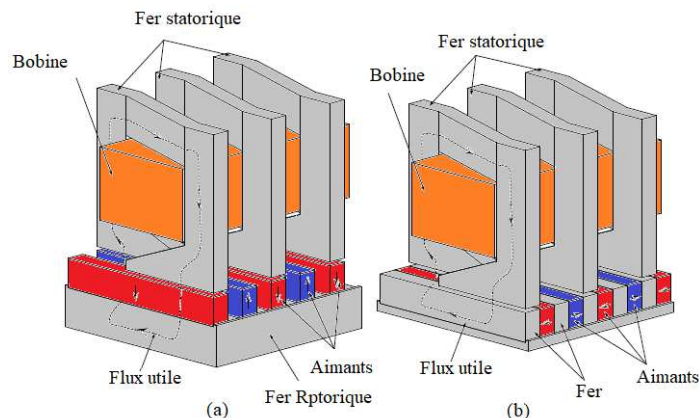


Figure I. 45 : Configuration à chemin de flux 3D : (a) à aimants montés en surface ; (b) à concentration de flux [62].

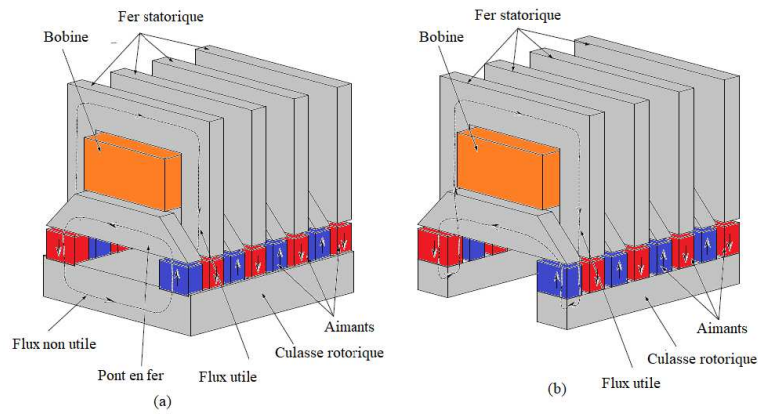


Figure I. 46 : Machine à flux transverse à aimant monté en surface (a) avec pont en fer ; (b) avec pont et à pôles isolés [62].

Dans la référence [60], une étude intéressante incluant la comparaison de différentes structures, dont une machine à flux transverse, est présentée. L'étude est présentée dans le cadre d'une application énergie marine renouvelable. Dans [63], les auteurs étudient le choix d'une bonne configuration de bobinage, et l'arrangement des aimants pour une structure à flux transverse. Différentes configurations sont étudiées en utilisant la méthode des éléments finis (Figure I. 47). L'objectif de l'étude est de trouver la structure optimale en termes de performances électromagnétiques, et l'élimination de déséquilibre des forces dans la structure (Figure I. 48). L'analyse a permis de démontrer qu'il est possible de réduire les vibrations qui sont en réalité d'origine magnétique sur ce type de structure, et les bruits qui sont la conséquence d'un déséquilibre des forces dans la structure.

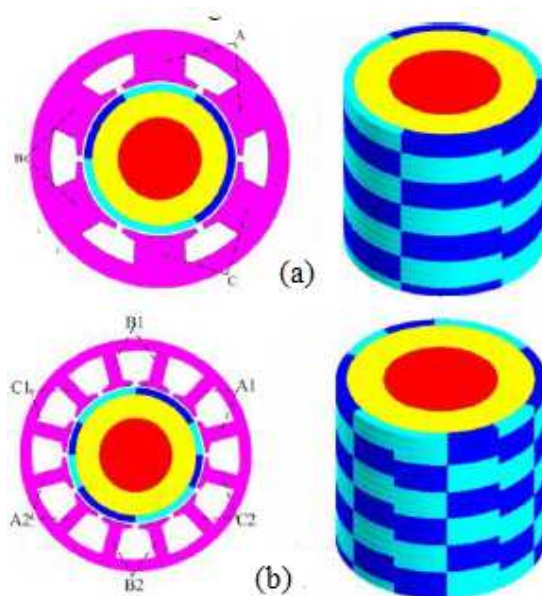


Figure I. 47 : Machine linéaire tubulaire à flux transverse : (a) 6 encoches/6 pôles ; (a) 12 encoches/12 pôles [63].

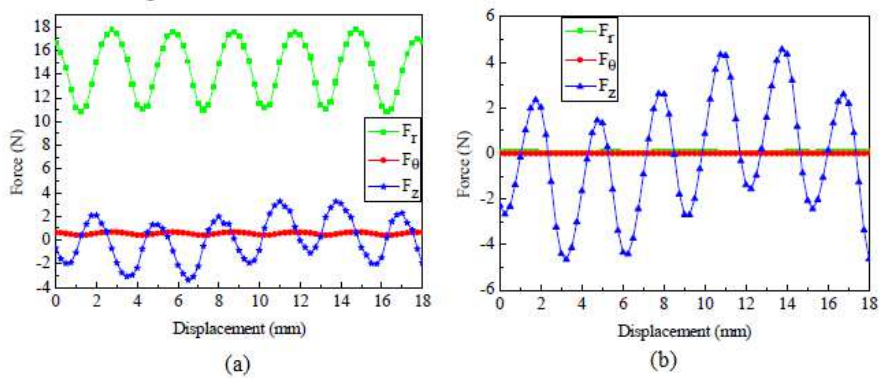


Figure I. 48 : Force de détente : (a) structure non symétrique ; (b) structure symétrique [63].

I.3.2.2.5. Machines linéaires poly-entrefers

La topologie poly-entrefers permet l'accroissement des densités volumiques d'effort par le fractionnement de la zone active [64]. Les machines poly-entrefers sont adaptées aux applications d'entraînement direct car ces applications nécessitent des machines à densité de force élevée [65]. La machine poly-entrefers étudiée dans [66] (Figure I. 49) possède une densité volumique de force de l'ordre de 5000 N/dm^3 . Cette valeur est confirmée par les résultats expérimentaux.

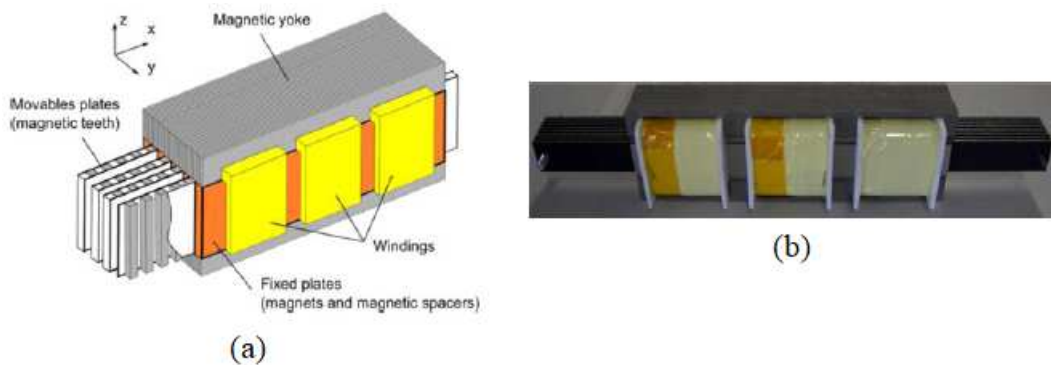


Figure I. 49 : Machine poly-entrefers étudiée dans [66] (a) vue schématique, (b) photo du prototype.

Dans [66], la machine est conçue pour une application aéronautique. La machine développée est une machine linéaire poly-entrefers plane (Figure I. 49). Cette dernière aura pour fonction d'assister le système de train d'atterrissage d'un avion A320, et remplacera le système à vérin hydraulique. Il faut noter que dans les applications aéronautiques, on a besoin des systèmes à forte densité de force dans un volume donné.

Du fait que leurs structures sont poly-entrefers, ces machines ont un problème d'assemblage. Dans [67], les auteurs ont étudié cette problématique. Dans la construction de la machine étudiée, des éléments de petites tailles sont employés ce qui demande une attention particulière dans la construction.

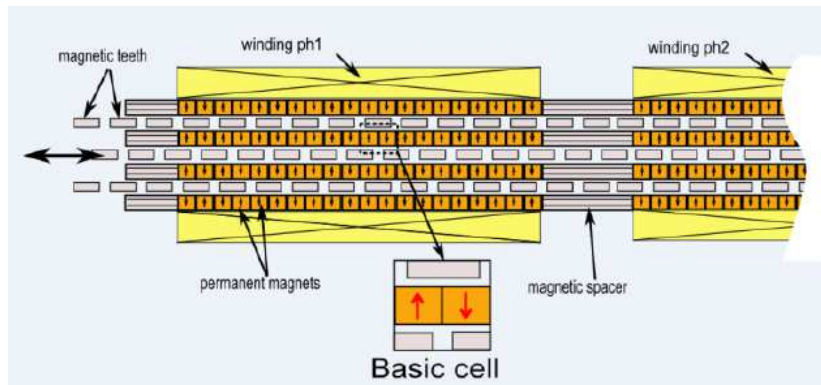


Figure I. 50 : Section de la partie active de la machine poly-entrefers étudiée dans [67].

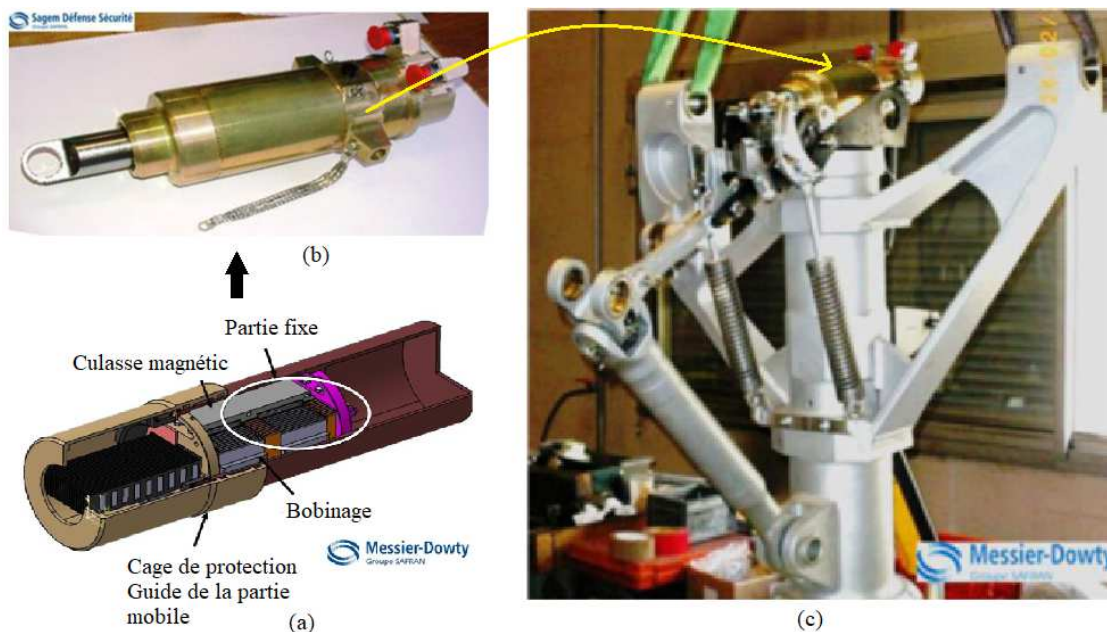


Figure I. 51 : Machine linéaire poly-entrefers étudiée dans [67] : (a) vue schématique, (b) le prototype, (c) prototype dans le système de train d'atterrissage [67].

Dans [68], une machine poly-entrefers est également étudiée pour l'application train d'atterrissage. Sachant qu'en augmentant la surface d'entrefers, et avec l'utilisation de bobinages centralisés, il est possible d'obtenir des poussées volumiques élevées, les auteurs de la référence [69], proposent l'étude des performances théoriques, et expérimentales d'un actionneur multi-tiges ainsi que sa faisabilité technique. Un état de l'art sur les machines poly-entrefers est aussi proposé.

Dans la référence [51], une machine poly-entrefers est proposée pour l'application houlogénérateur à attaque directe (Figure I. 53) . La machine étudiée est de forme tubulaire car elle offre un équilibre de force d'attraction. La topologie à double stator est choisie pour augmenter la densité de puissance de la machine. Un modèle analytique et des calculs par la méthode des éléments finis sont utilisés pour déterminer les performances de cette dernière. Des résultats expérimentaux sont comparés avec ceux obtenus théoriquement.

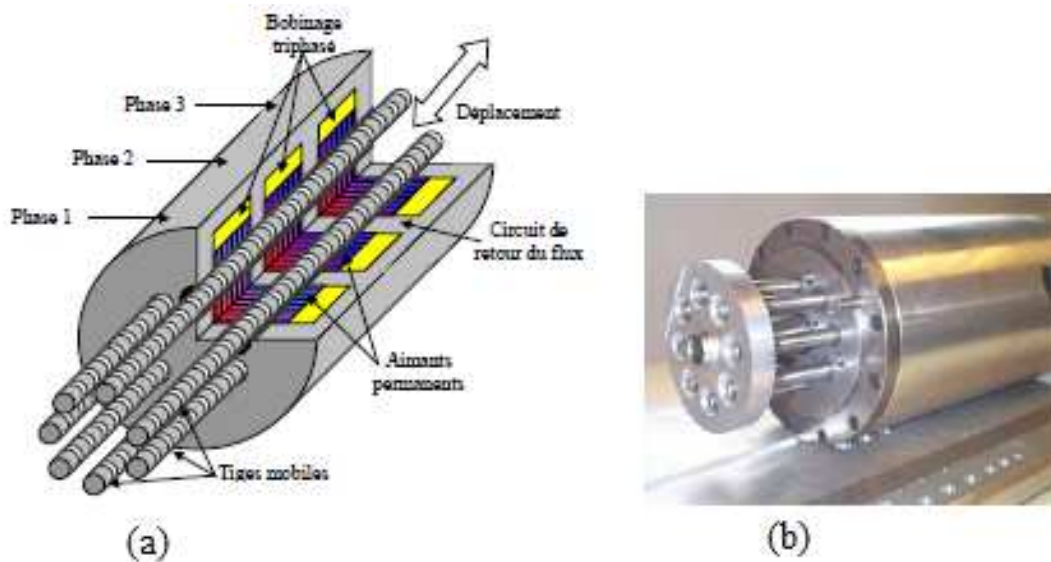


Figure I. 52 : Machine multi-tiges : (a) vue schématique, (b) prototype [69].

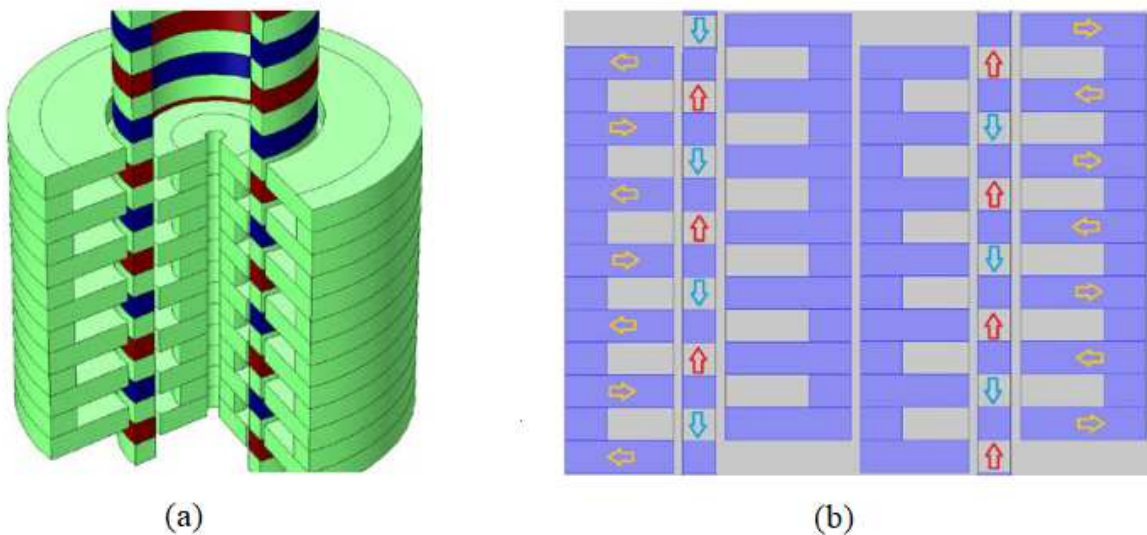


Figure I. 53 : Structure étudiée dans [51] : (a) modèle 3D, (b) modèle 2D.

Dans la référence [70], c'est une machine tubulaire double entrefer à aimant permanents montés en surface (Figure I. 54) qui est étudiée pour l'application houlogénérateur. Les performances de la machine sont déterminées en utilisant un modèle analytique. Ce dernier est validé par des calculs éléments finis, et l'expérimentation. La machine double entrefer développée permet de réduire le volume de 47% pour la même puissance comparée à la structure à entrefer plan. De plus, deux machines tubulaires sont proposées pour l'application en question, avec des objectifs de conception différents. Pour la première machine, c'est l'équilibre de la charge électrique entre les deux stators qui est considéré comme contrainte d'optimisation, et pour la seconde, c'est l'optimisation du volume qui est considérée.

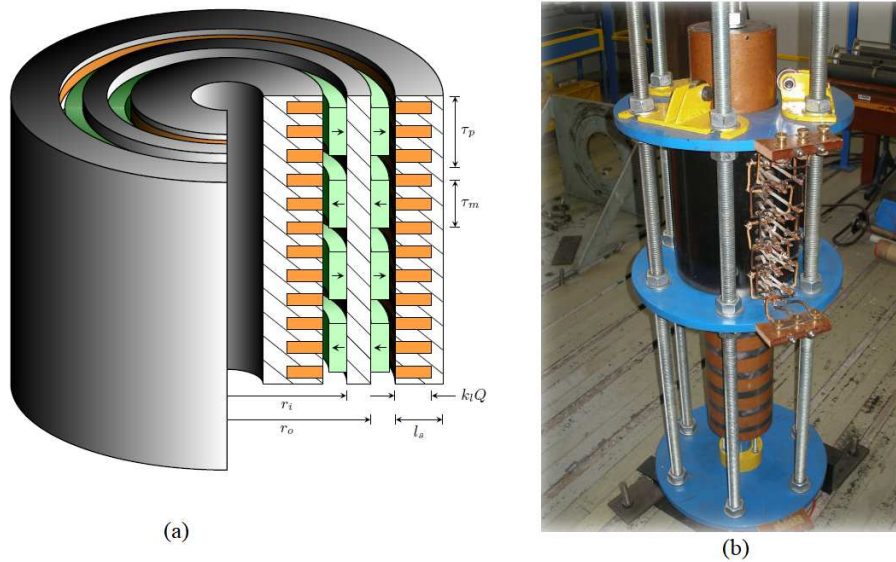


Figure I. 54 : Topologie à double entrefers étudié dans[70], : a) vue schématique, (b) prototype.

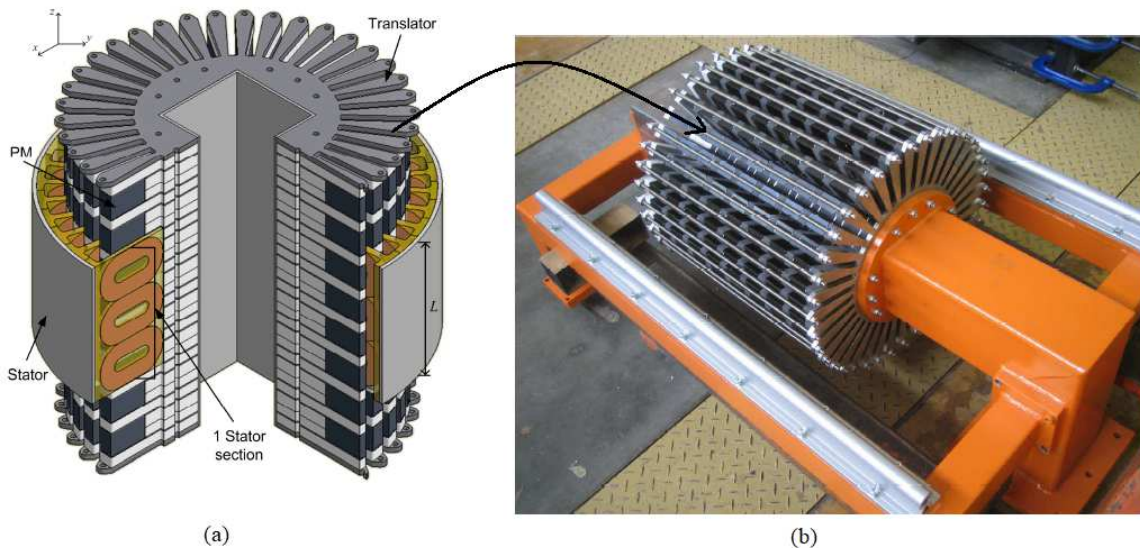


Figure I. 55 : Topologie poly-entrefers étudiée dans [71] : a) vue schématique, b) le prototype du translateur.

Dans la référence [71], une machine poly-entrefers à aimants permanents est proposée pour une application houlogénérateurs. L'objectif de cette conception est de proposer une structure permettant de réduire considérablement la force d'attraction entre la partie mobile et la partie fixe. La réduction du volume pour une puissance donnée, fait également partie de l'objectif de la conception. Un prototype de 1 kW (Figure I. 55) est construit pour montrer la faisabilité du concept. Ce dernier a permis de valider les résultats de simulation.

D'autres travaux sur les machines poly-entrefers sont présentés dans les références [65], [72]–[75]. La Figure I. 56 présente une synthèse quantitative de quelques structures.

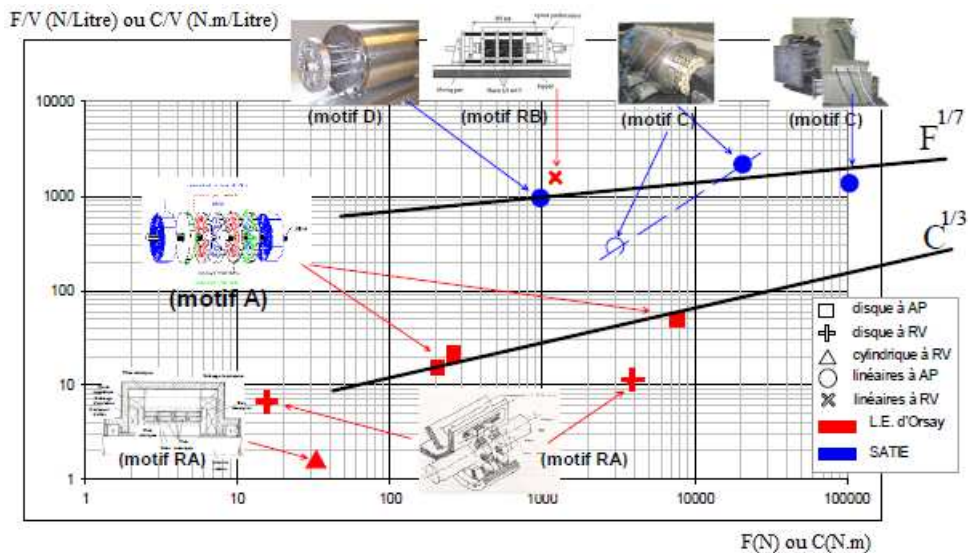


Figure I. 56 : Synthèse quantitative des certains machines poly-entrefers [76].

I.3.2.2.6. Réducteurs et multiplicateurs linéaires magnétiques

Comme pour les multiplicateurs mécaniques, les multiplicateurs magnétiques (Figure I. 57) sont intercalés entre un système à vitesse lente (entrée), et un système nécessitant une vitesse élevée (sortie). C'est une solution alternative aux multiplicateurs mécaniques [77]. Couplés aux machines linéaires, les engrenages magnétiques linéaires offrent une solution alternative pour l'obtention d'un système à haut rendement, haute fiabilité, et un densité de force importante [78]. Dans cette référence, le modèle par réseau de perméance est utilisé pour prédire les performances de la structure. Les résultats sont en accord avec ceux issus de calculs par éléments finis. La Figure I. 58 montre la structure étudiée.

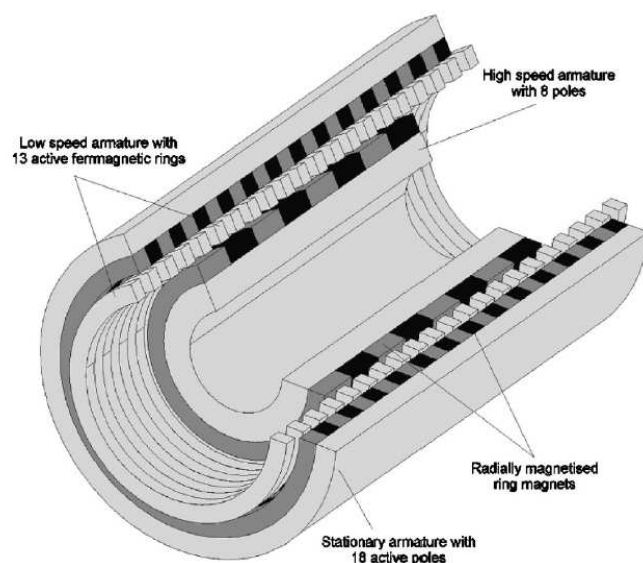


Figure I. 57 : Multiplicateur magnétique [77].

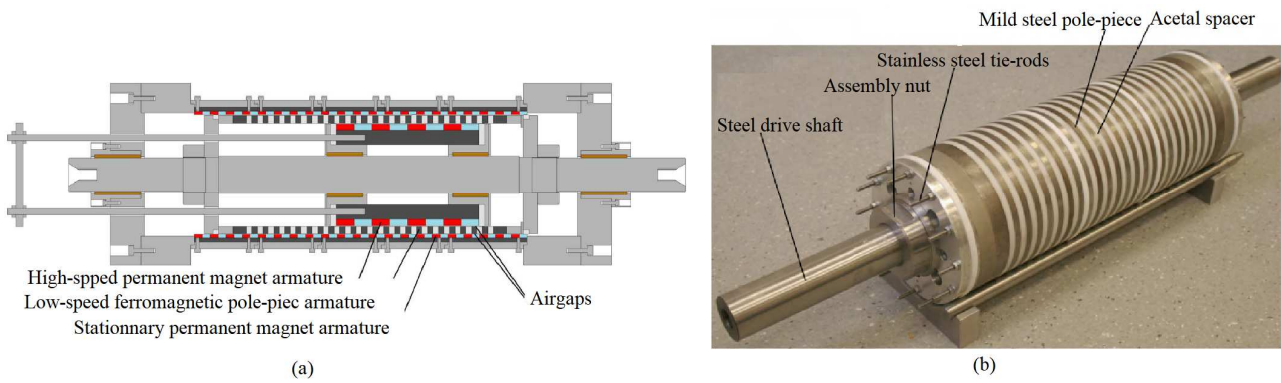


Figure I. 58 : Multiplicateur magnétique étudié dans [78] : (a) vue schématique, (b) prototype.

Dans la référence [79], un engrenage magnétique intégrant des matériaux supraconducteurs est étudié. L'étude propose une topologie qui permet de réduire considérablement les flux de fuite. Un modèle analytique, et un modèle par réseau de perméances sont utilisés pour l'étude de performances théoriques. Les résultats de ces derniers sont validés par des calculs éléments finis. Dans la référence [80], les auteurs proposent l'étude d'une machine linéaire à aimants permanents couplée à un engrenage magnétique pour l'application houlogénérateur (Figure I. 59). L'objectif de l'étude est de proposer un système qui permet de transformer la vitesse lente de la houle en une vitesse élevée via le multiplicateur magnétique linéaire. Ce système permet le fonctionnement de la machine linéaire à vitesse élevée, ce qui permet d'augmenter la puissance produite par la machine. Les performances du système sont étudiées par la méthode des éléments finis. L'étude montre que le système a un bon rendement et une densité de puissance élevée.

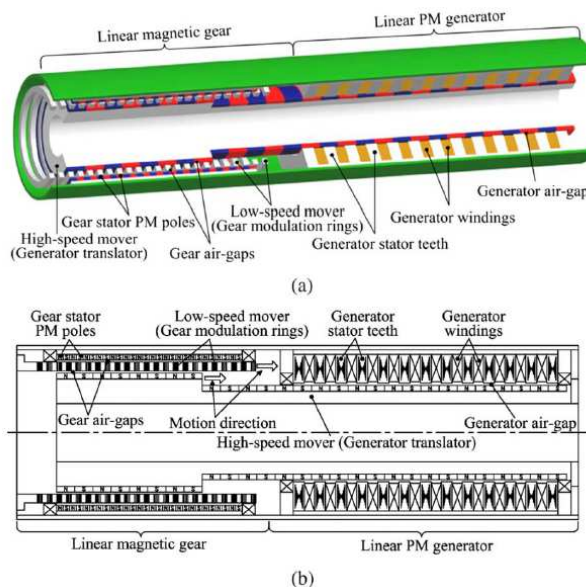


Figure I. 59 : Système proposé dans [80] : (a) modèle 3D ; (b) modèle 2D.

Dans la référence [81], un multiplicateur magnétique est conçu pour une application houlogénérateur. La configuration proposée est à aimants permanents insérés pour minimiser le

risque de démagnétisation. Le multiplicateur proposé est à rapport d'engrenage réglable. Les performances du multiplicateur sont étudiées par la méthode des éléments finis.

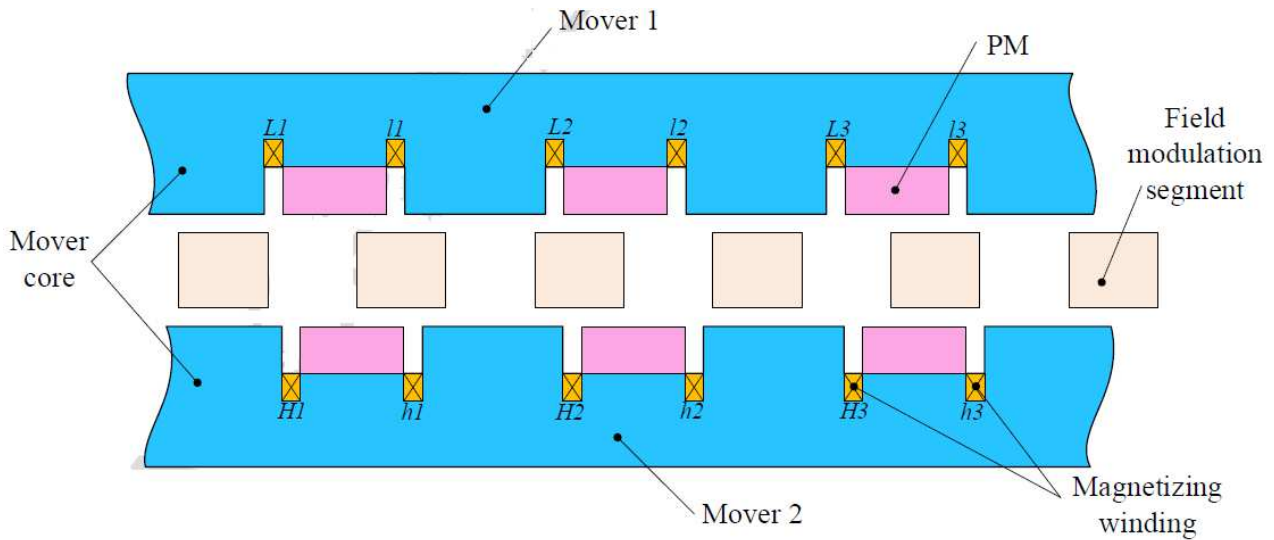


Figure I. 60 : Multiplicateur magnétique proposé dans [81].

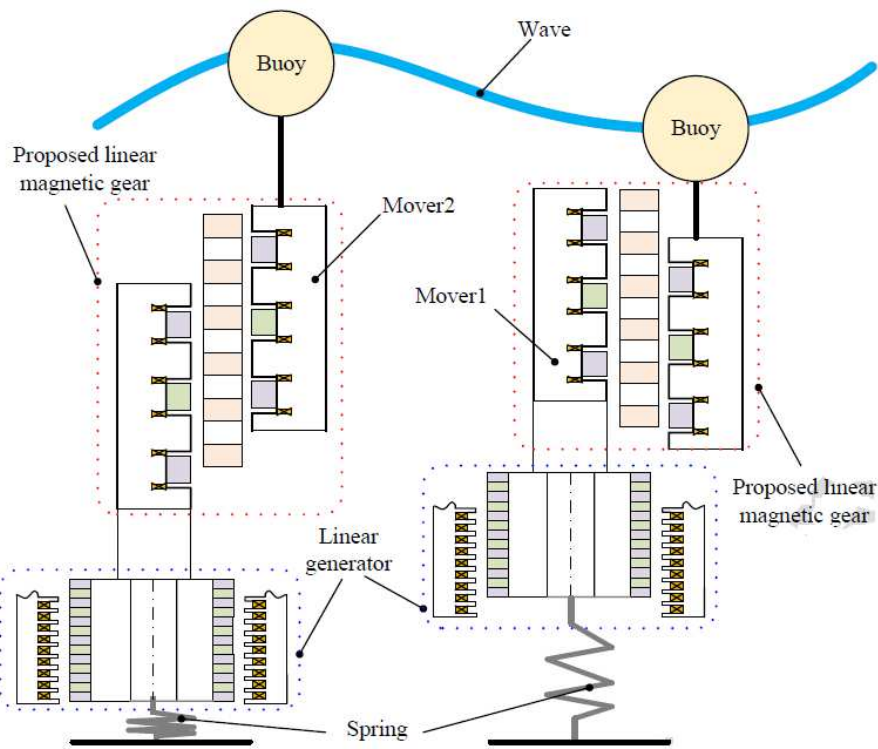


Figure I. 61 : Couplage multiplicateur-machine linéaire [81].

Dans la référence [82], une autre topologie (Figure I. 62) combinant un multiplicateur magnétique avec une machine linéaire est proposée pour une application houlogénérateur. Le système proposé est comparé à une structure linéaire similaire, mais sans multiplicateur. L'analyse démontre que pour une même puissance, le système proposé divise le volume par quatre. Les résultats théoriques sont validés par l'expérimentation.

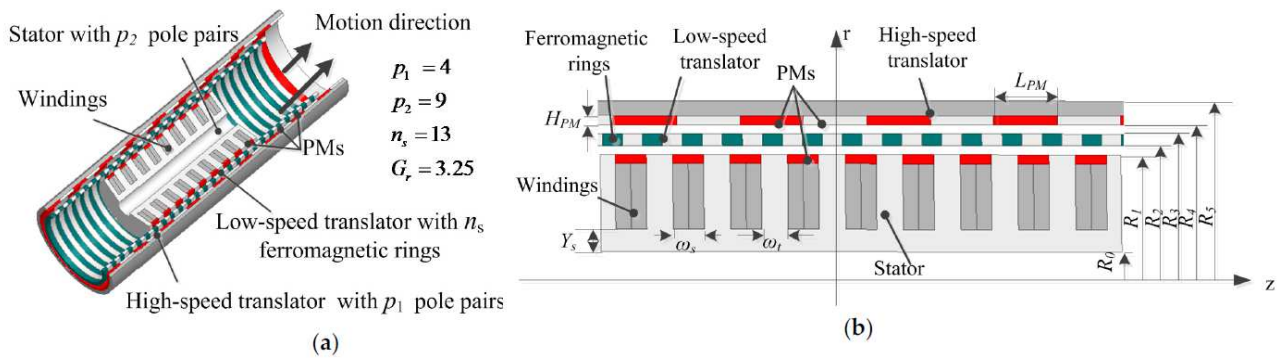


Figure I. 62 : Système multiplicateur magnétique et machine linéaire proposé dans [82].

Dans la référence [83], c'est une structure de multiplicateur magnétique à entrefer plan qui est proposée. Dans cette étude les auteurs se sont focalisés sur les performances de l'engrenage magnétique, ainsi que sur la réduction de la force de détente. Dans la référence [84], ce multiplicateur est couplé à une machine linéaire pour la conversion de l'énergie de la houle. Les engrenages magnétiques linéaires ont fait l'objet de plusieurs autres publications [85] [86] [87].

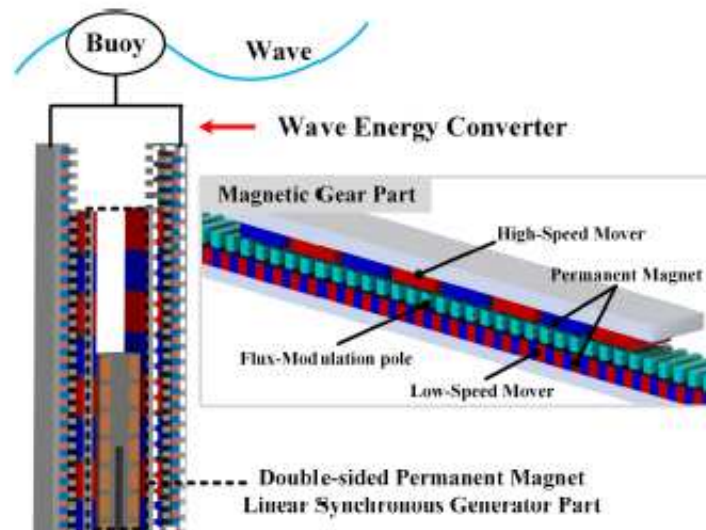


Figure I. 63 : Topologie d'engrenage magnétique linéaire et couplage avec une machine linéaire.

I.3.3. Effets 3D dans les machines linéaires

I.3.3.1. Effets de bords

Il existe deux types des effets de bords qui peuvent apparaître lorsqu'un dispositif électromagnétique linéaire est étudié à savoir les effets de bords longitudinaux et les effets de bords transversaux. Les premiers sont dus à la longueur finie du circuit magnétique (circuit ouvert) dans la direction longitudinale du déplacement des ondes électromagnétiques, et les seconds sont dues aux mêmes causes mais dans la direction transversale [39]. De ce fait, l'onde électromagnétique n'arrive

pas à circuler correctement dans le circuit. La Figure I. 64 et la Figure I. 65 montrent les différents types d'effets de bords. Dans les actionneurs à entrefer plan (machines linéaires planes), ces deux phénomènes sont présents, alors que pour les structures tubulaires, seuls les effets de bords longitudinaux sont présents. L'étude des effets de bords est importante car ils ont des impacts néfastes sur les performances de la machine [88].

Dans la référence [89], les auteurs présentent une étude sur l'effet de bord longitudinal pour une machine linéaire à induction. Un modèle analytique est proposé pour cette étude. Un circuit équivalent de la machine avec prise en compte de l'effet de bords est proposé. Dans la référence [90], une étude sur l'influence des effets de bords sur une machine linéaire à induction, pour une application train à lévitation magnétique, est proposée. Cette étude montre l'influence de l'effet de bord transversal sur la force de poussée produite par la machine en fonction de la fréquence (Figure I. 66 et Figure I. 67). L'influence de l'effet de bord longitudinal sur la force de poussée, et la force normale, est également étudiée.

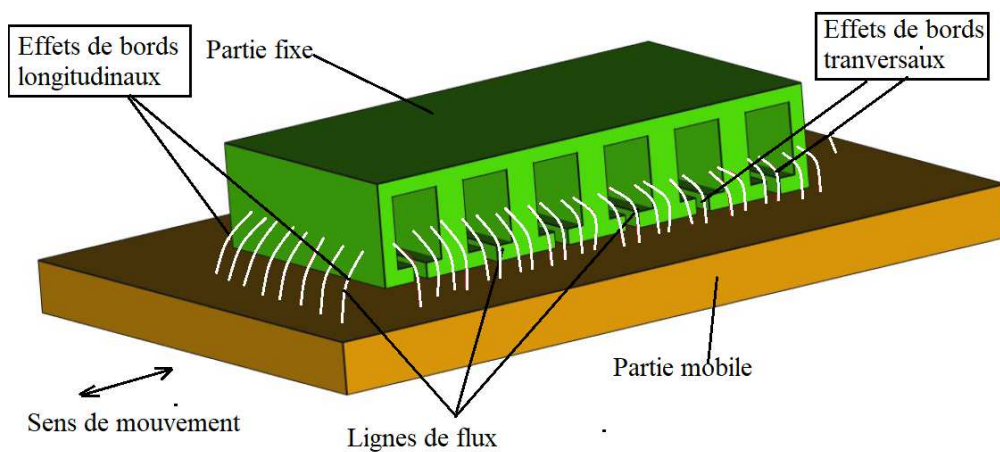


Figure I. 64 : Effets de bords transversaux et longitudinaux : cas de machine linéaire plane.

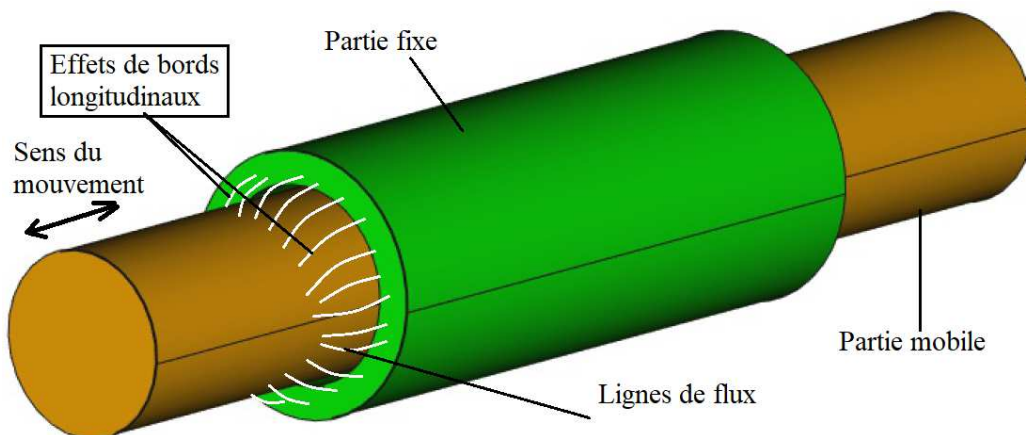


Figure I. 65 : Effets de bords longitudinaux : cas de machine linéaire tubulaire.

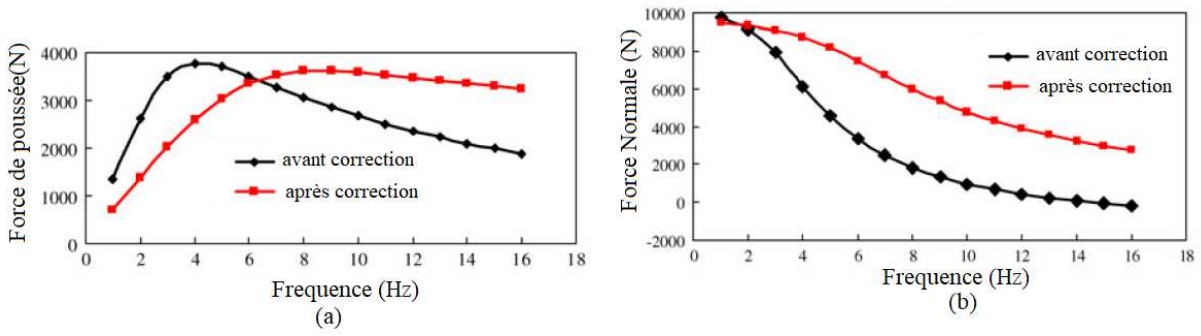


Figure I. 66 : Etude de correction de l'effet transversal pour une machine à induction : (a) force de poussée ; (b) force normale [90].

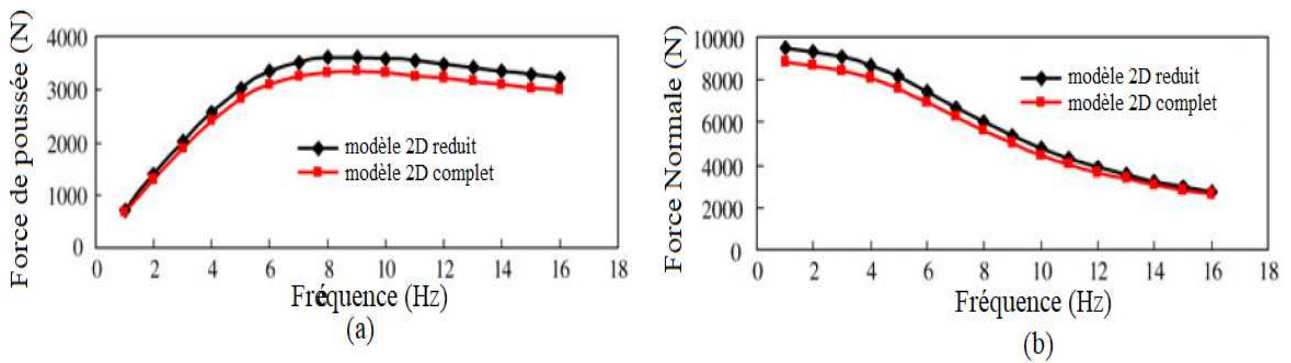


Figure I. 67 : Etude l'effet longitudinal sur une machine à induction : (a) force de poussée ; (b) Force normale [90].

Dans la référence [91], les auteurs présentent une étude des effets de bords longitudinaux et transversaux de deux machines linéaires. La première est une machine linéaire à réluctance, et la deuxième est une modification de la première par ajout des aimants permanents (Figure I. 68). Cet ajout a permis d'augmenter la force produite par la machine, ainsi que de réduire les effets de bords. Dans la seconde machine, le flux produit par les aimants renforce le flux des enroulements, et les réoriente ce qui a pour conséquence de réduire les effets de bords (Figure I. 69 et Figure I. 70). Des modèles éléments finis 2D et 3D sont utilisés pour cette analyse.

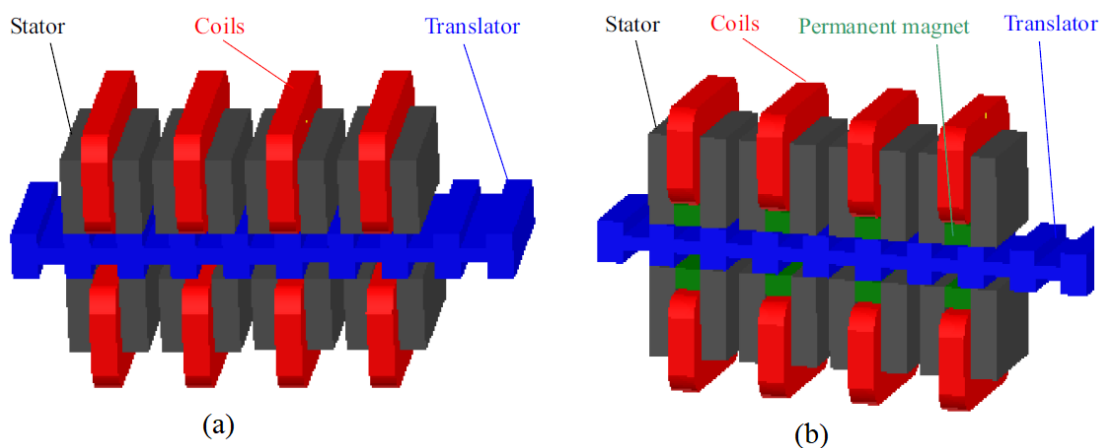


Figure I. 68 : Machine étudié dans [91], (a) machine à réluctance linéaire, (b) machine hybride.

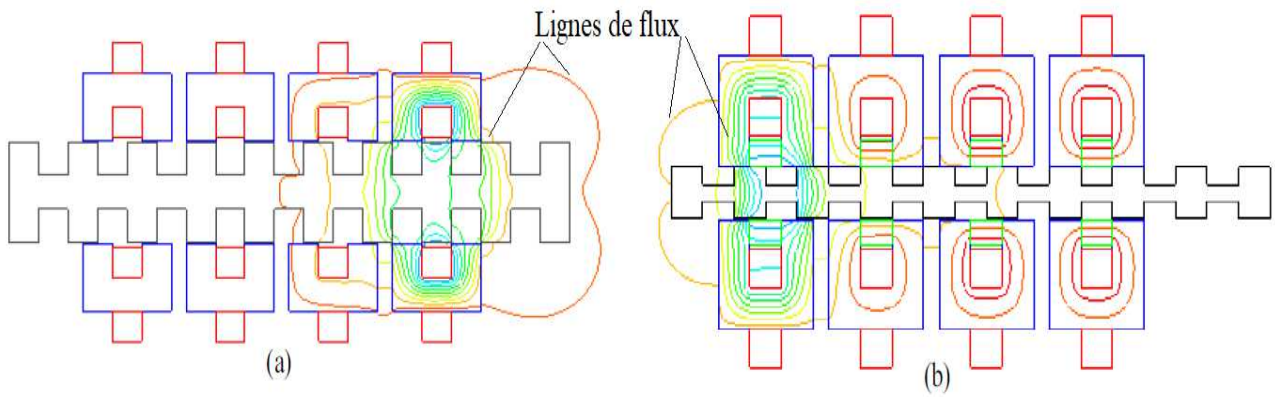


Figure I. 69 : Lignes de flux : (a) structure à réluctance, (b) structure hybride.

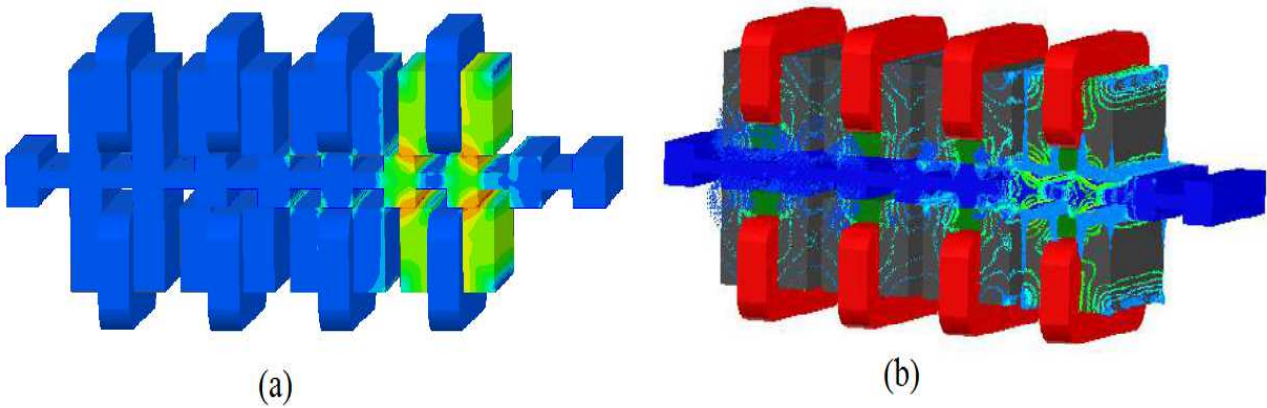


Figure I. 70 : Distribution de Flux 3D : (a) structure à réluctance, (b) structure hybride.

Dans la référence [92], un réseaux de perméance est utilisé pour prendre en compte les effets de bords d'une machine linéaire à effet Vernier (Figure I. 71). Pour cette étude, les flux proches des dents, et des extrémités de la machine sont modélisés par des tubes de flux semi-circulaires (Figure I. 72). L'entrefer est modélisé par un réseau de perméance bidirectionnel (Figure I. 73). L'objectif de l'article est de proposer un modèle rapide permettant l'étude du dispositif, tout en tenant compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques. Les performances (FEM, la force de détente, la force de poussée) de la machine sont déterminées en utilisant le modèle. Ce dernier est validé par des calculs éléments finis, et l'expérimentation.

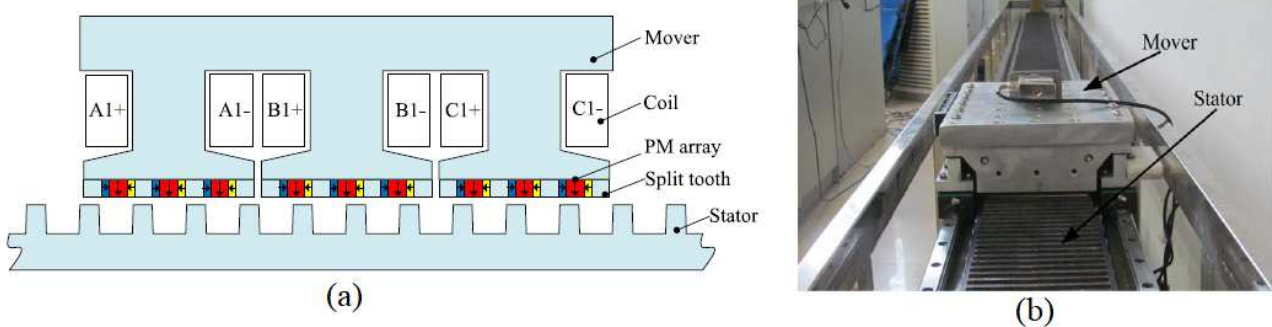


Figure I. 71 : Machine étudiée dans[92] (a) vue schématique, (b) prototype.

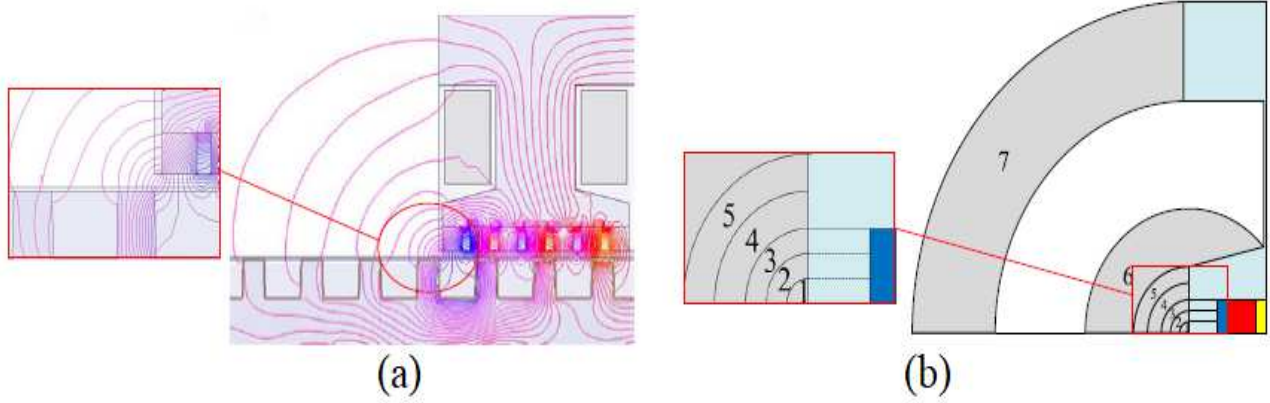


Figure I. 72 : (a) Distribution du flux aux extrémités, (b) modélisation des tubes de flux [92].

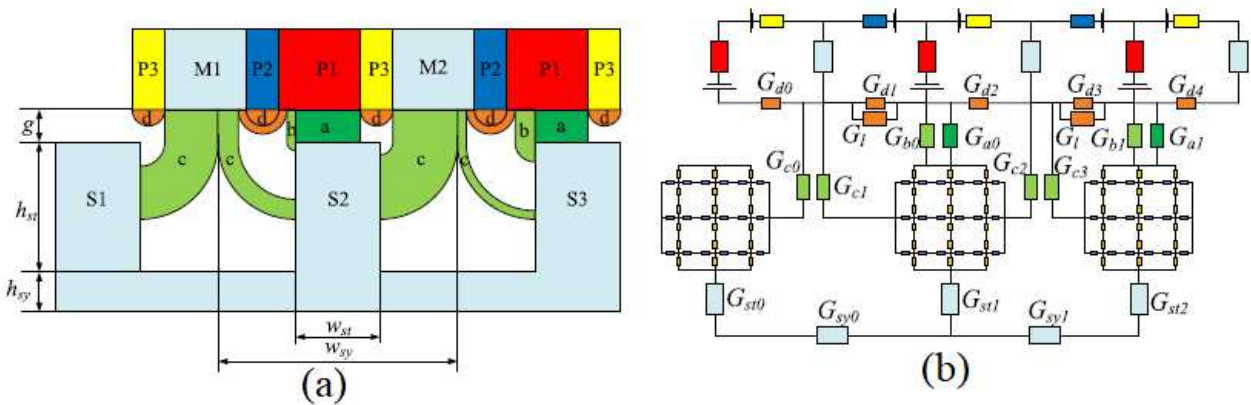


Figure I. 73 : (a) : Modélisation d'une portion de la machine, (b) réseau de perméance proposé [92].

D'autres travaux sur l'étude des effets de bords des machines linéaires sont présentés dans les références [88], [93]–[95].

I.3.3.2. L'excentricité

L'excentricité correspond à un écart entre les axes des parties fixe et mobile. Il est nécessaire de prendre en compte ce phénomène lors du dimensionnement et du fonctionnement de la machine. Dans ce qui suit, nous présenterons quelques travaux sur l'étude de l'excentricité dans les machines électriques linéaires.

Dans la référence [96], un modèle analytique est proposé pour la détermination de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer, et la force radiale qui agit sur la partie mobile d'une machine linéaire tubulaire à aimants permanents en cas d'excentricité. La connaissance de la distribution de la force radiale permet de déterminer la déformation (flexion) de la partie mobile ainsi que le dimensionnement des roulements. Le modèle présenté dans la référence [96] est validé par des tests pratiques (Figure I. 75).

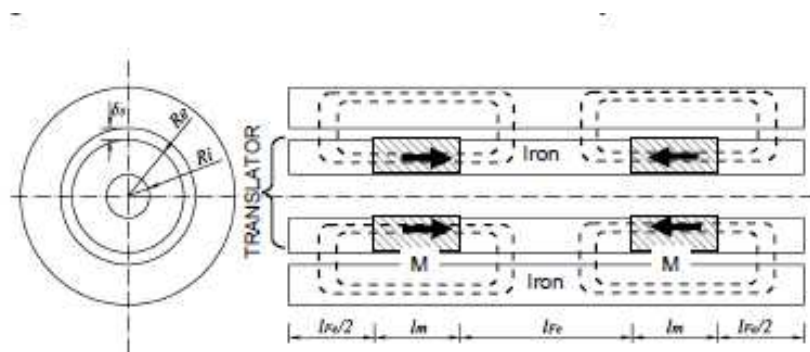


Figure I. 74 : Vue schématique de la structure étudiée dans la référence [96].

Dans la référence [97], l'impact de l'excentricité sur la distribution du champ magnétique dans l'entrefer, et de la force radiale d'une machine linéaire à aimants permanents sont étudiés (Figure I. 76 et Figure I. 77). Deux machines avec un nombre de pôles différent sont analysées. La première possède deux pôles, et la deuxième en possède 6. L'analyse de la force radiale permet de déterminer la déformation de la partie mobile due à cette dernière. Cette force est également utilisée pour le dimensionnement des roulements. Le modèle analytique est validé par des calculs éléments finis 3D, et l'expérimentation (Figure I. 78).

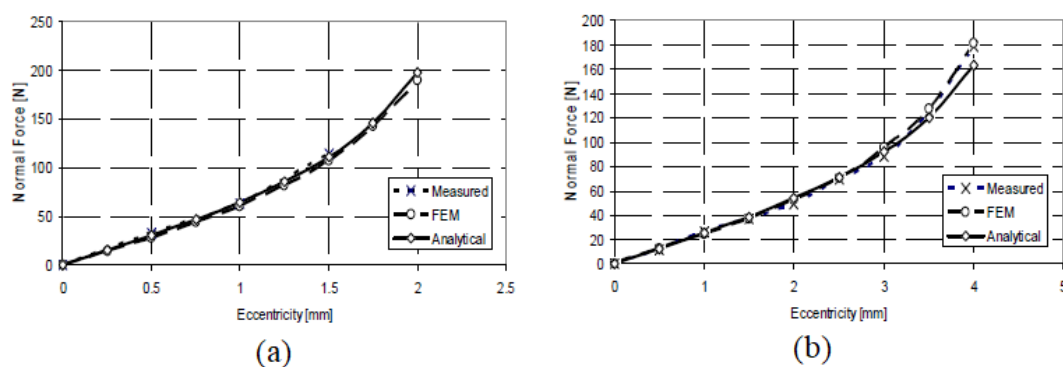


Figure I. 75 : Forces radiales déterminées par différentes méthodes (a) machine avec un diamètre de 15 mm ; (b) machine avec un diamètre de 17.5 mm [96].

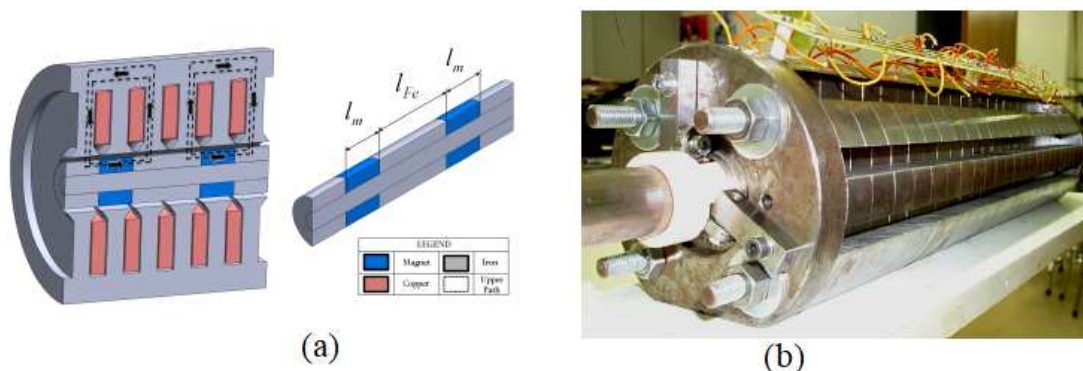


Figure I. 76 : Machine linéaire étudiée : (a) vue schématique, (b) prototype [97].

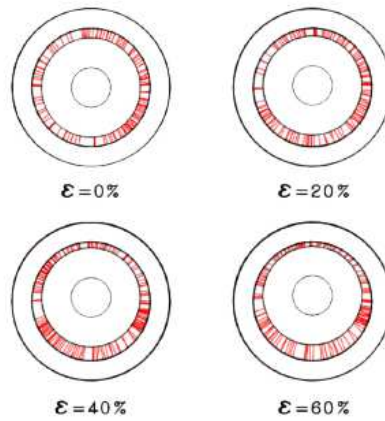


Figure I. 77 : Distribution du champ magnétique dans la machine en fonction de l'excentricité [97].

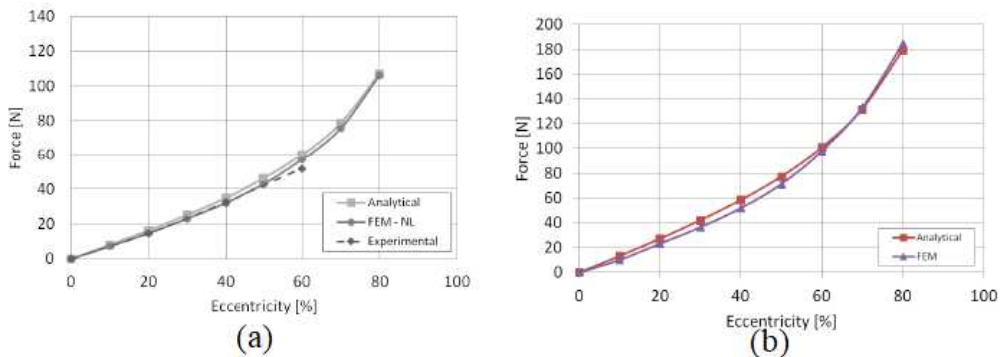


Figure I. 78 : Variation de la force radiale en fonction de l'excentricité (a) à vide, (b) en charge [97].

Dans la référence [98], les auteurs présentent l'étude de la force radiale d'une machine linéaire tubulaire (Figure I. 79). Plusieurs modèles sont proposés. Un modèle par réseau de perméances (Figure I. 80) est utilisé dans une étude d'optimisation. Des modèles par calculs éléments finis 2D et 3D sont utilisés pour la validation du modèle par réseau de perméances. Des mesures sur un prototype sont également effectuées pour valider l'étude théorique.

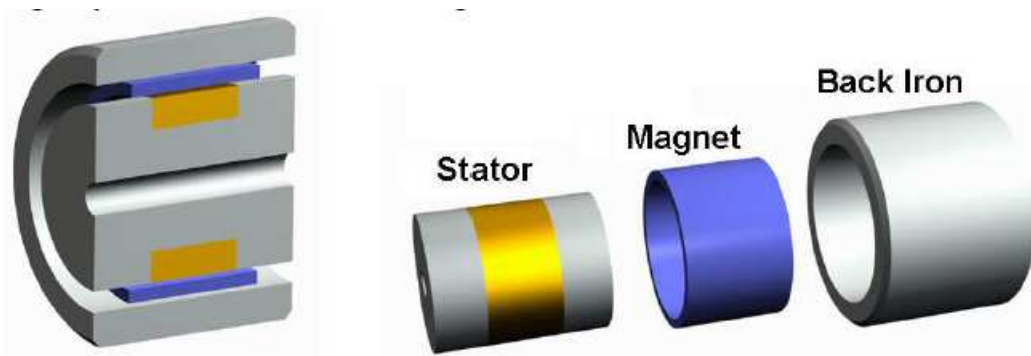


Figure I. 79 : Machine linéaire tubulaire étudiée dans [98].

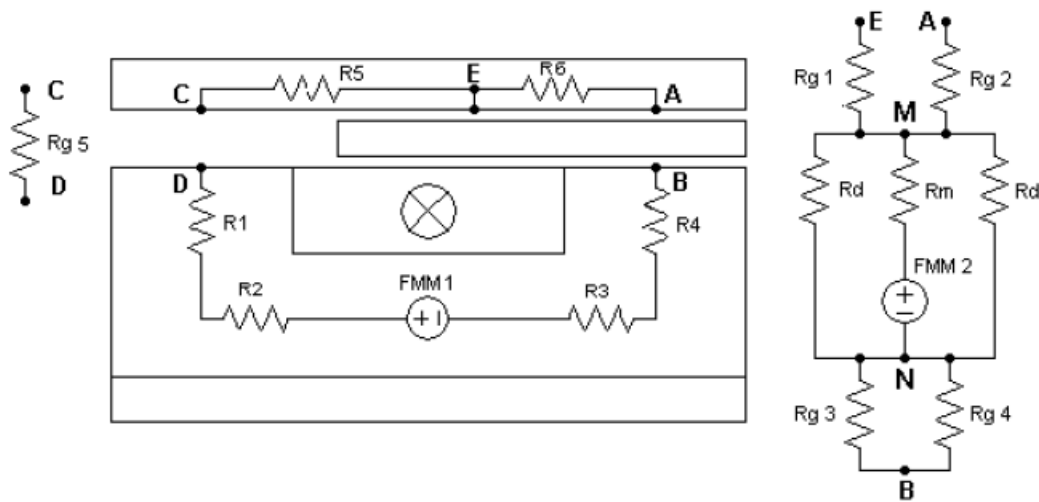


Figure I. 80 : Modèle par réseau de perméances de la machine étudiée dans [98].

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les énergies marines renouvelables est d'abord proposé, avec une attention particulière portée aux houlogénérateurs à attaque directe. Ensuite un état de l'art des machines linéaires, et plus particulièrement celles à aimants permanents, est également proposé.

Il existe plusieurs possibilités de systèmes de conversion de l'énergie de la houle en électricité, avec chacune ses avantages et ses inconvénients. L'attaque directe semble bien adaptée à l'environnement offshore, car elle offre une meilleure maintenabilité, et une bonne fiabilité, par rapport à l'attaque indirecte. Les machines linéaires à aimants permanents de par leur forte densité de puissance à faible vitesse sont particulièrement adaptées à l'application houlogénérateur.

Après ces deux états de l'art, il convient de souligner que les objectifs de cette thèse s'inscrivent parfaitement dans les deux thèmes structurant de l'activité "Système Electrotechnique et Actionneurs" du GREAH :

- Développement de modèles légers pour le dimensionnement (modèles électromagnétique et thermique des machines linéaires tubulaires) ;
- Développement de structures électromagnétiques innovantes (étude de structures linéaires tubulaires).

CHAPITRE II :
MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MACHINE
LINEAIRE TUBULAIRE

CHAPITRE II : MODELISATION MAGNETIQUE DE LA MACHINE LINEAIRE TUBULAIRE

II.1 Introduction

La modélisation par éléments finis a le mérite de permettre aux concepteurs d'obtenir des résultats relativement précis, mais a l'inconvénient de nécessiter des temps de calculs relativement longs, et plus particulièrement pour les calculs 3D. Or pendant la phase de pré-dimensionnement des machines électriques, il est important d'avoir des outils permettant aux concepteurs de balayer l'espace des solutions assez rapidement. Cela permet de répondre rapidement à des appels d'offres, et par conséquent d'être plus compétitif.

Les machines linéaires tubulaires offrent certains d'avantages par rapport aux machines linéaires planes. Les effets de bords transversaux sont inexistantes en principe, mais la construction avec des tôles magnétiques pose problème. Dans la première partie de ce chapitre, un état de l'art sur la modélisation analytique des machines électriques à aimants permanents en général, et les machines linéaires en particulier, est présenté. Ensuite, la modélisation hybride issue du couplage entre des modèles analytiques, issus de la résolution formelle des équations de Maxwell, et des réseaux de perméances, sera abordée. Ce modèle est utilisé pour l'étude d'une machine linéaire tubulaire à commutation de flux. Par la suite, l'étude des effets de bords et la réduction du couple de détente seront abordées. Des calculs par éléments finis 3D sont utilisés pour étudier l'effet de l'excentricité sur les performances de la machine. Les aspects liés à la fabrication de ce type de machines seront également discutés.

II.2 Etat de l'art sur la modélisation électromagnétique analytique

II.2.1 Modélisation analytique par la résolution formelle des équations de Maxwell

Il est souhaitable, dans le processus de conception d'un dispositif électromagnétique, d'avoir un outil permettant d'explorer rapidement les différentes solutions possibles. Le modèle analytique est l'un des outils qui offre cette possibilité. Nous nous focalisons dans cette partie du document sur le modèle obtenu par la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à faible perméabilité. Ce type de modèle est conçu sur la base d'hypothèses simplificatrices. On peut citer entre autres, la considération que le domaine d'étude est homogène, la perméabilité relative du milieu ferromagnétique est infinie, les résistivités des aimants permanents et des tôles ferromagnétiques sont infinies.

Durant des années, les chercheurs ont proposé plusieurs modèles pour différentes structures des machines électriques. Dans cette étude, nous analyserons quelques contributions récentes sur le modèle analytique des machines électriques. Nous avons regroupé ces contributions en 2 catégories : modèles analytiques 2D et modèles analytiques quasi 3D.

II.2.1.1 État de l'art sur la modélisation analytique 2D

Dans ce qui suit, nous proposons de passer en revue quelques travaux récents sur la modélisation analytique des machines électriques. Commençons par les travaux sur les machines électriques à aimants montés en surface au rotor (Figure II. 1). Dans la référence [99], les auteurs ont introduit une vue d'ensemble de la méthode analytique pour la modélisation d'un dispositif électromagnétique en général et d'une machine rotative à aimants montés en surface en particulier. Ces derniers ont fait un tour d'horizon des méthodes analytiques, ses possibilités et ses limites. Dans la référence [100], les auteurs proposent la modélisation d'une structure à aimants permanents à flux radial et à champ magnétique parallèle. L'objectif était de proposer un modèle qui se rapproche de la réalité industrielle, car il est difficile de fabriquer un aimant permanent de très grande puissance monté en surface en un seul bloc selon eux. Les équations de Maxwell sont résolues dans les régions à perméabilité relative constante qui sont souvent l'entrefer et la région des aimants permanents. Les équations à résoudre dans ce cas sont l'équation de Laplace, et celle de Poisson respectivement. Dans le même ordre d'idées, les auteurs de la référence [101] ont proposé un modèle analytique pour l'étude d'une machine rotative à aimants permanents montés en surface tout en tenant compte de l'effet des encoches. Dans la référence [102], la modélisation analytique est utilisée pour déterminer les performances électromagnétiques d'une machine rotative à rotor externe, et à aimants permanents montés en surface (Figure II. 2). La qualité de la force électromagnétique en termes d'amplitude, et des contenus harmoniques est vérifiée. L'influence des paramètres de la machine, telle que l'ouverture des encoches, la combinaison des nombres d'encoches et de pôles, sur les performances de la machine est aussi étudiée. Dans la référence [103], une modélisation analytique d'une machine rotative à aimants permanents montés en surface avec une configuration Halbach est proposée. Dans cet article, une autre configuration différente de la configuration traditionnelle Halbach est proposée. Une étude de la distorsion harmonique des ondes de l'induction magnétique est menée en fonction de la segmentation des aimants permanents. Le modèle ainsi proposé est étendu pour des calculs d'optimisation. Dans la référence [104], c'est aussi une machine à aimants permanents montés en surface à haute vitesse qui est modélisée en vue d'une optimisation. C'est une étude paramétrique sur l'épaisseur de l'entrefer et l'arc des pôles qui est proposée.

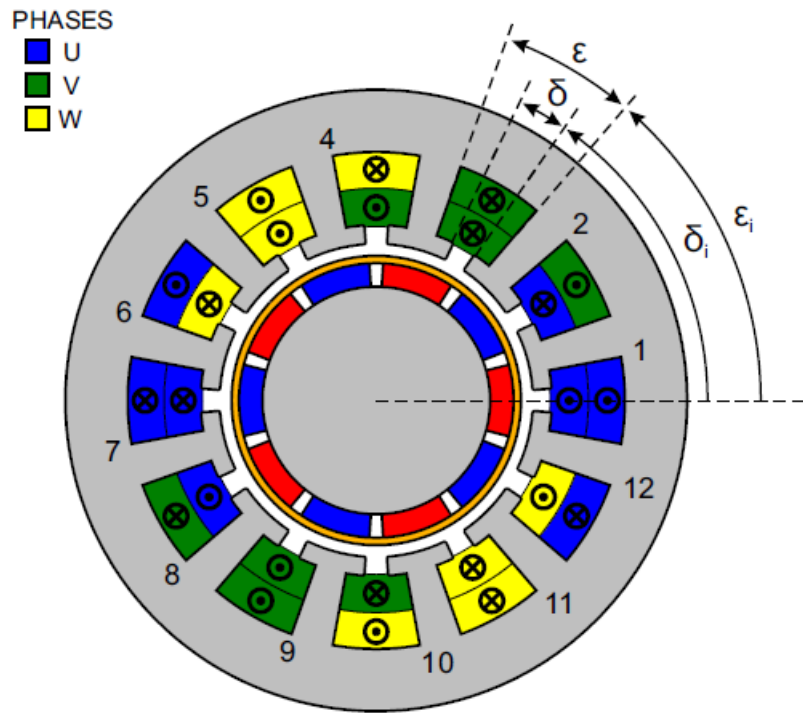


Figure II. 1 : Machine électrique à aimants montés en surface à rotor interne :Structure étudiée dans [99].

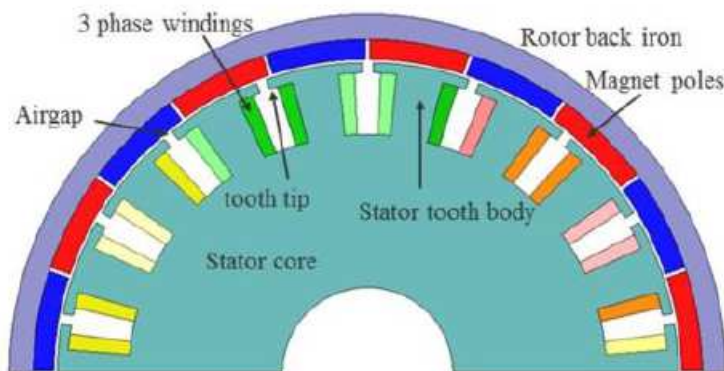


Figure II. 2 : Machine électrique à aimants montés en surface à rotor externe : Structure étudiée dans [104].

Passons maintenant aux références qui présentent la modélisation analytique des machines rotatives à aimants insérés et à aimants enterrés (Figure II. 3). Dans la référence [105], [105], le modèle analytique d'une machine à aimants insérés avec une saillance élevée est proposé. Cette saillance élevée implique une différence entre la longueur des entrefers pour l'axe d et l'axe q. Les équations de Maxwell sont résolues dans différentes régions à faible perméabilité relative de la machine à savoir les encoches du stator et du rotor, l'entrefer, les aimants permanents. La solution est obtenue en utilisant la méthode de séparation des variables. Les performances de la machine comme le couple de détente, la force et le couple électromagnétiques, et l'inductance, sont étudiés en fonction de paramètres tels que l'épaisseur de l'entrefer dans l'axe q, et l'arc des pôles des

aimants. Dans la référence [106], la modélisation analytique d'une machine à aimants insérés, sans encoches, est proposée pour déterminer le flux magnétique dans l'entrefer tout en tenant compte de la réaction magnétique des induits. Les pôles saillants du rotor sont remplacés par un courant surfacique sur les bordures. Cette façon de faire permet en fait de modéliser l'entrefer comme un domaine uniforme. Ce modèle a permis aux auteurs de prédire les performances électromagnétiques de la machine. Le modèle est validé par des calculs par éléments finis. Dans la référence [107], l'auteur présente la modélisation analytique par la résolution exacte des équations de Laplace et de Poisson, d'une machine rotative à aimants permanents enterrés et segmentés. Le modèle ainsi obtenu permet de prédire les performances électromagnétiques de la machine. Le modèle est appliqué sur deux prototypes de machines à aimants insérés. Il a aussi étudié, avec ce modèle, les effets d'encoches. Les résultats ainsi obtenus concordent bien avec ceux issus des calculs par éléments finis. Dans la référence [108], un modèle analytique est utilisé pour déterminer les performances de deux machines à aimants permanents enterrés à encoches semi-fermées. Ce modèle est validé par une modélisation par éléments finis non linéaire et l'expérimentation. Les auteurs ont aussi utilisé ce modèle pour faire une étude paramétrique pour étudier l'influence des paramètres de la machine sur le couple de détente. Les paramètres retenus sont le ratio entre l'arc des pôles et le pas polaire d'une part, et d'autre part l'ouverture des encoches. Dans la référence [109], un modèle analytique pour une machine rotative à aimants enterrés est proposé. Les auteurs présentent les solutions dans un système pseudo-cartésien. De plus, les solutions sont obtenues pour le cas périodique, et non périodique, en appliquant le principe de la méthode de superposition. Dans la référence [110], une nouvelle méthode pour le calcul du couple est proposée pour une machine à aimants enterrés, avec un rotor incliné. Les effets d'encoches sont pris en compte dans l'étude. Le modèle est validé par des calculs par éléments finis, et l'expérimentation

Nous discutons maintenant des contributions sur les machines à aimants permanents à effet Vernier (Figure II. 4). Dans la référence [111], les auteurs proposent un modèle analytique pour une machine rotative à aimants permanents à effet Vernier en charge. Les équations de Maxwell sont résolues dans les régions à faible perméabilité, qui sont dans ce cas d'étude, les encoches du stator, l'entrefer, les encoches des pôles statoriques, et les aimants au rotor. Le champ magnétique calculé dans l'entrefer permet de prédire les performances électromagnétiques de la machine, comme le couple de détente, le couple électromagnétique, et les pertes dans les aimants. Une étude sur l'influence des encoches sur les performances de la machine, ainsi que sur la démagnétisation des aimants permanents est menée. Avec le modèle ainsi développé, les auteurs ont démontré qu'il est possible d'utiliser ce modèle dans le processus d'optimisation.

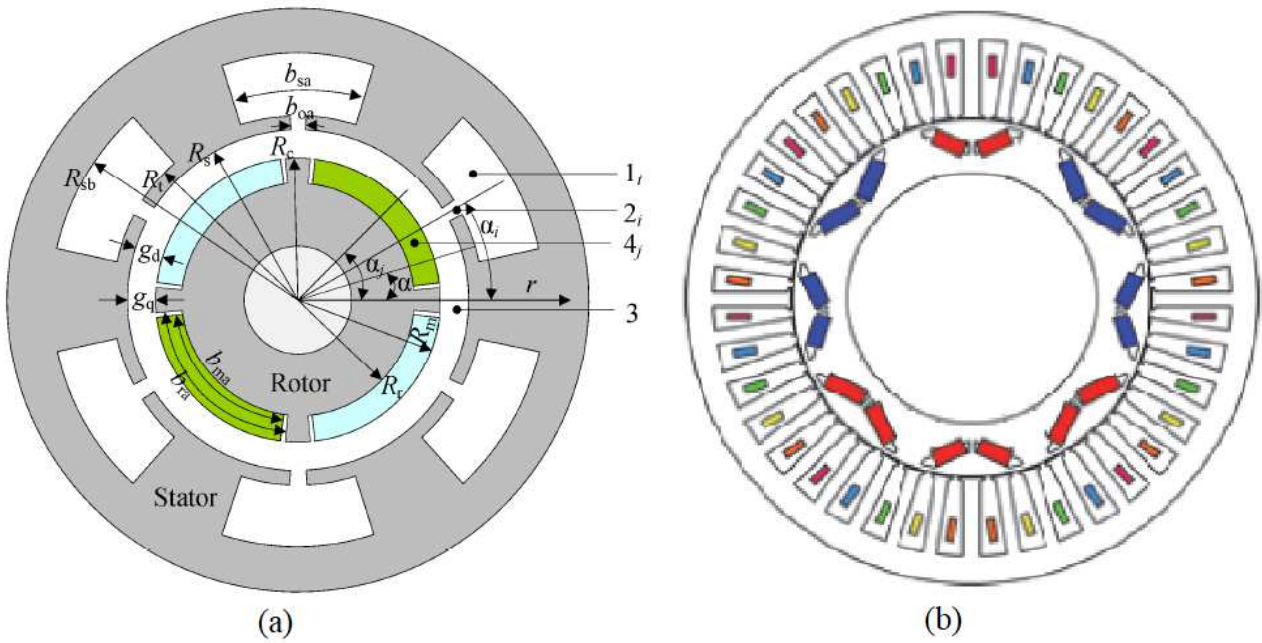


Figure II. 3 : Structure à aimants permanents (a) insérés [105], (b) enterré [110].

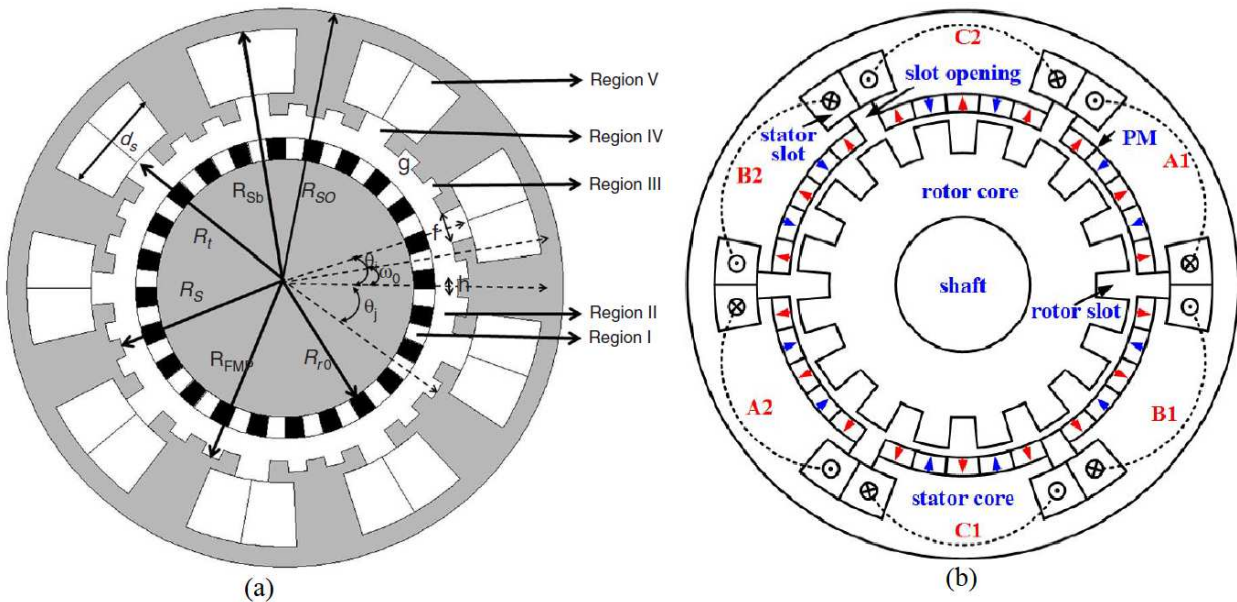


Figure II. 4 : Structure à effets Vernier : (a) étudiée dans [112], (b) étudiée dans [113].

Dans la référence [112], un modèle analytique est développé pour une machine à effet Vernier en tenant compte des effets d'encoche. Les auteurs ont mis l'accent sur le développement d'un modèle qui permet de modéliser plusieurs combinaisons des paramètres de la machine tels que le nombre de pôles du stator et du rotor, et l'ouverture des encoches. Une étude paramétrique est ainsi menée pour voir les effets de ces paramètres sur les performances globales de la machine. Dans la référence [114], des modèles analytiques sont comparés pour une machine à effet Vernier. L'un est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell, et le second est basé sur la fonction de perméance relative. L'étude sur l'influence de la combinaison des nombres des aimants permanents et des encoches est menée.

Et enfin, les références qui présentent les modélisations analytiques des machines à commutation de flux et à réluctance variables (Figure II. 5 et Figure II. 6) sont passées en revue. Dans la référence [115], les auteurs présentent la modélisation analytique d'une machine rotative à aimants permanents à commutation de flux par la résolution formelle des équations de Maxwell en utilisant de la méthode de séparation des variables. La machine possède 12 encoches statoriques, et 10 dents au rotor. Différentes distributions du bobinage de l'induit ont été étudiées. Le modèle ainsi développé a permis aux auteurs de prédire les performances électromagnétiques de la machine. Ils ont conclu que le modèle peut être utilisé pour l'étude de la réaction magnétique de l'induit, et les pertes dans les aimants permanents. Dans la référence [116], les auteurs ont développé un modèle analytique afin d'étudier l'effet de certains paramètres sur le couple de détente. Partant de cette étude, ils proposent deux techniques qui permettent de réduire le couple de détente de ce type de structure. Le modèle leur a permis de trouver facilement une structure optimale. Dans la référence [117], l'auteur propose un modèle analytique d'une machine à commutation de flux à aimants permanents avec prise en compte des effets d'encoches. Il propose pour cette structure une orientation convenable des aimants permanents, et un bobinage adapté. Le modèle est basé sur la résolution des équations de Maxwell dans le repère polaire. Les performances électromagnétiques de la machine monophasée 12/15, et d'une machine triphasée 24/10 ont été étudiées. Le modèle est validé par des calculs éléments finis. Dans la référence [118], une structure particulière est étudiée par la modélisation analytique. C'est une machine à commutation de flux à rotor segmenté. Le modèle a permis aux auteurs de déterminer les performances électromagnétiques, comme par exemple le couple de détente, le couple électromagnétique, la force électromotrice, et les pertes dans les aimants permanents. Ils étudient en plus, les effets de la segmentation du rotor sur l'amplitude et les harmoniques de la force électromagnétique, ainsi que sur la démagnétisation des aimants permanents. Le modèle est appliqué sur une structure à double excitation 12/7. Dans la référence [119], les auteurs présentent la modélisation analytique d'une machine à réluctance variable 8/6 par la résolution des équations de Maxwell dans les conditions linéaires, et non linéaires. Les auteurs montrent que, dans le cas linéaire, les performances obtenues sont surévaluées par le modèle. Une étude paramétrique est menée afin de déterminer les performances électromagnétiques de la machine. Dans la référence [120], les auteurs proposent la modélisation d'une machine à réluctance variable 6/4 triphasée par la résolution des équations de Maxwell dans un repère polaire, tout en tenant compte de la perméabilité du milieu ferromagnétique. Le modèle obtenu est utilisé pour calculer les pertes fer par la méthode de Bertotti. Dans la référence [121], un modèle analytique pour une machine à réluctance variable avec prise en compte de la saturation magnétique dans les milieux ferromagnétiques est proposé. Le modèle ainsi proposé peut être utilisé dans la phase d'optimisation. Dans la référence [122], les auteurs nous proposent un modèle

analytique d'une machine à réluctance variable 6/4 avec prise en compte des non-linéarités locales. La perméabilité relative du fer au stator et au rotor est modélisée par une série exponentielle. Le modèle obtenu a permis aux auteurs de calculer les performances électromagnétiques de la machine. Les résultats du modèle sont validés par des calculs éléments finis.

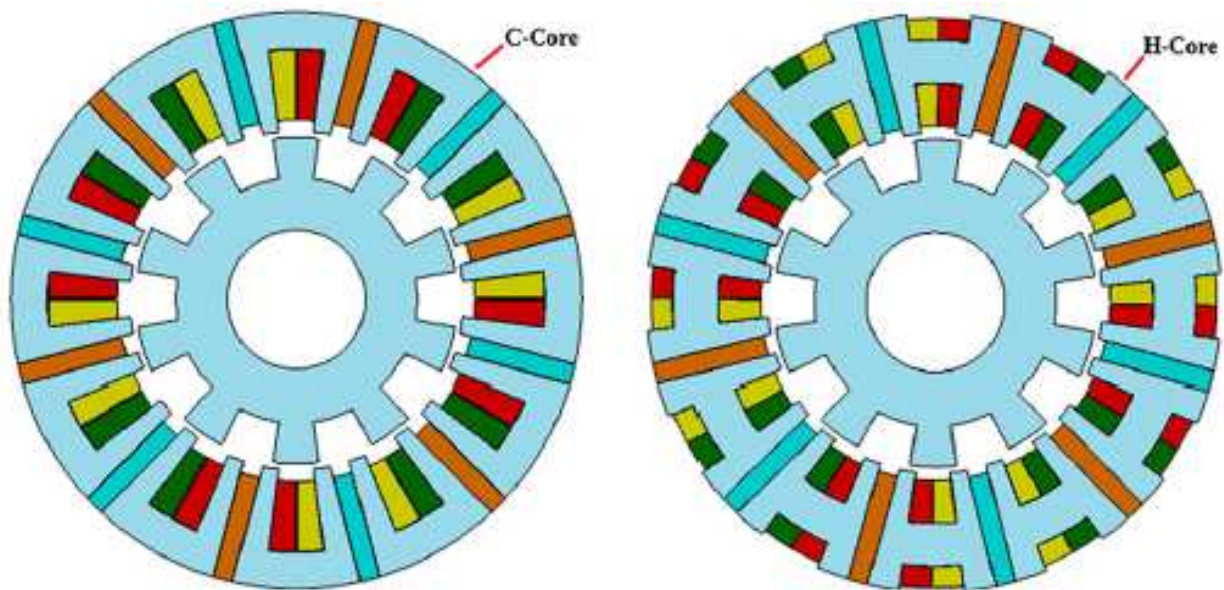


Figure II. 5 : Structures de la machine à commutation de flux : (a) C-core module, (b) H-core module[117]

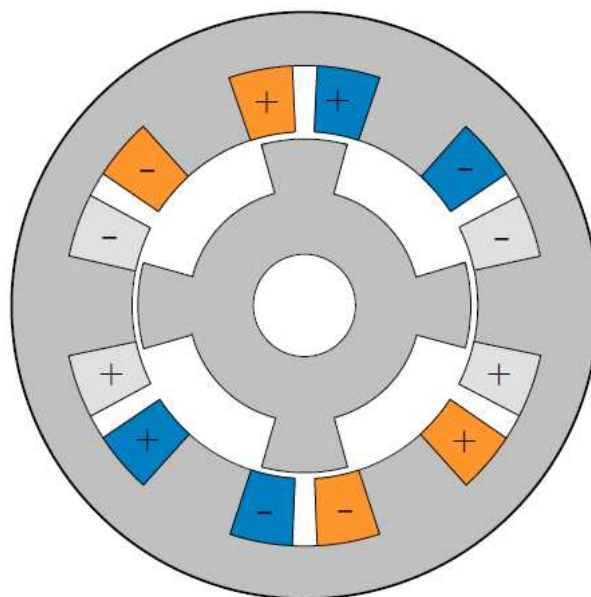


Figure II. 6 : Structure de la machine électrique à réluctance variable [122].

II.2.1.2 État de l'art sur la modélisation analytique quasi 3D

Ce type de modélisation est généralement utilisé pour les structures dont le chemin de flux est plutôt tridimensionnel, ou dans le cas où on est en présence d'un défaut géométrique (par exemple les excentricités). On peut citer les structures à flux axial, à flux transverse, les machines

linéaires ou rotatives en cas d'excentricité etc. Dans la suite du paragraphe, nous présenterons quelques contributions récentes sur la modélisation quasi-3D des machines électriques. Les modèles quasi 3D permettent d'aboutir à des résultats beaucoup plus rapidement que les calculs éléments finis 3D.

Dans la référence [123], les auteurs présentent la modélisation analytique quasi 3D pour une machine à flux axial sans encoches pour l'étude des performances de cette dernière. Le modèle proposé permet de faire facilement une étude paramétrique de ce type de structure. Dans la référence [124], les auteurs proposent un modèle analytique pour le calcul du couple de détente d'une machine à flux axial. L'influence du type d'encoche sur le couple de détente est étudiée. Quatre types d'encoches sont choisis pour cette étude. Il ressort de leur analyse que le couple de détente dépend plus de la forme de l'ouverture de l'encoche que de la forme de cette dernière. Les résultats obtenus concordent avec les résultats obtenus par des calculs éléments finis 3D. Dans la référence [125], c'est plutôt la réaction magnétique de l'induit, pour une machine à flux axial à aimant montés en surface et sans encoches qui est étudiée. La méthode de séparation des variables est utilisée pour la résolution des équations de Maxwell. Du fait que l'entrefer magnétique est relativement large, la réaction de l'induit est relativement faible. Le modèle peut être facilement élargi pour d'autres types de structure selon les auteurs. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de calculs numériques. Enfin dans la référence [126], le modèle analytique quasi-3D pour une machine à flux axial est proposé pour le calcul de l'induction magnétique dans les milieux non ferromagnétiques et le calcul du couple de détente. Le couple de détente est calculé par la méthode du tenseur de Maxwell. Le modèle 2D est obtenu pour un rayon R donné, ce qui permet de faire un calcul quasi-3D par superposition des couches 2D (Figure II. 7). Le modèle peut être facilement généralisé pour ce type de structures.

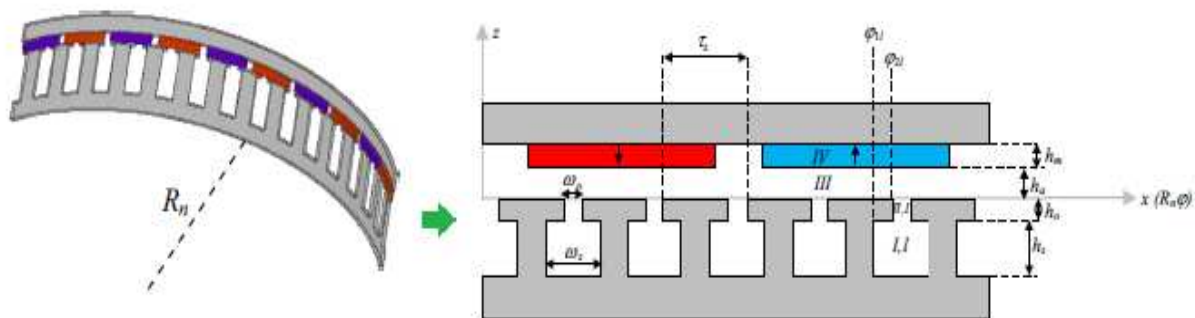


Figure II. 7 : Couche 3D et sa forme linéaire [126].

Quelques contributions du laboratoire GREAH équipe SEA sur le modèle quasi-3D peuvent être consultées dans [127], [127]–[129].

II.3 Modélisation semi-analytique par réseau de perméances

II.3.1 Présentation du réseau de perméances

Un tube de flux est considéré comme un canal dans lequel, les lignes de flux sont canalisées et sont perpendiculaires aux sections latérales. La Figure II. 8, montre une représentation schématique d'un tube de flux. La réductance représentant le tube de flux est le rapport entre la différence de potentiel scalaire magnétique (différence de potentiel entre deux nœuds du tube de flux en question) et le flux qui le traverse.

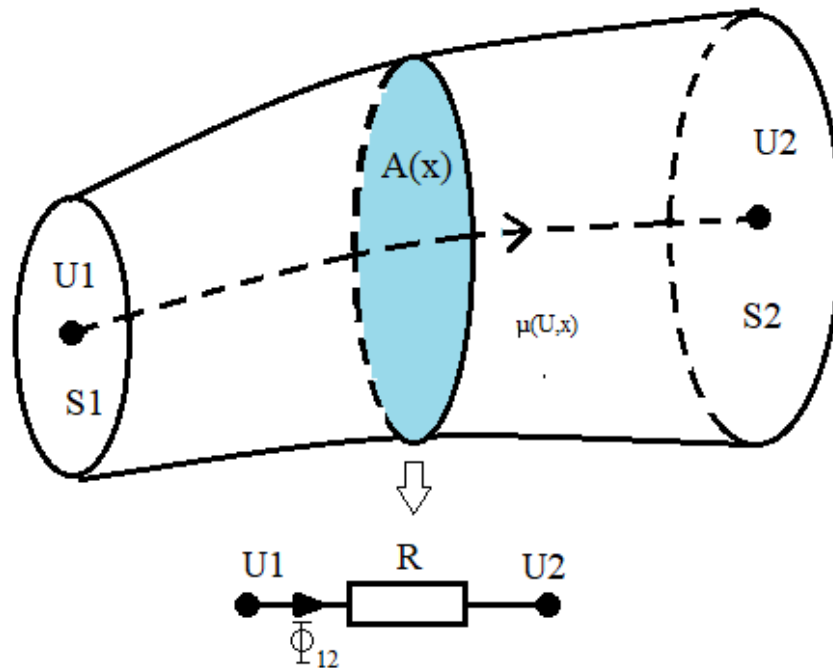


Figure II. 8 : Représentation schématique d'un tube de flux.

En général, ce rapport est une fonction de la géométrie du tube de flux et des caractéristiques du milieu. Mathématiquement, ce ratio est donné par la formule suivante :

$$R = \int_0^l \frac{dx}{c(x)A(x)} \quad \text{II. (1)}$$

Où l , c , A sont la longueur de tube de flux, la fonction du milieu, et la section droite du tube respectivement.

La quantité R peut être selon la physique étudiée, soit une réductance en électromagnétisme, soit une résistance en électricité, ou l'inverse de la capacitance en électrostatique. Il existe donc une analogie entre ces domaines de la physique. Par exemple, le champ magnétique H est analogue au champ électrique E et la force magnétomotrice FMM est analogue à la tension V en électricité. Le Tableau II. 1 résume les éléments de cette analogie.

Tableau II. 1 : Analogie entre différent type de champ;(w: nombre de tours, L: inductance; C: Capacitance) [34].

	Type de champs		
	Magnétique	Électrique	Électrostatique
Constantes du Milieu	μ	σ	ϵ
Densité de flux ou du courant	B	J	D
Champ magnétique ou électrique	H	E	E
Réductance Résistance Capacitance	$R_m = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x)A(x)} = \frac{w^2}{L}$	$R_{el} = \int_0^l \frac{dx}{\sigma(x)A(x)}$	$R_{es} = \int_0^l \frac{dx}{\epsilon(x)A(x)} = \frac{1}{C}$
Différence de potentiel magnétique ou électrique	$FMM = \int_0^l Hdl$	$V = \int_0^l Edl$	$V = \int_0^l Edl$
Flux Courant Charge	$\Phi = \int BdA = \frac{FMM}{R_m}$	$I = \int JdA = \frac{V}{R_{el}}$	$Q = \int DdA = \frac{V}{R_{es}} = VC$
Énergie	$\int FMM \cdot d\Phi$	$\int IV \cdot dt$	$\int V \cdot dQ$

Prenons le cas de l'électromagnétisme pour déterminer l'équation de la réductance. Pour rappel, le tube de flux s'appuie sur deux surfaces équipotentiels S1 et S2. La force magnétomotrice est la différence entre les deux potentiels U1 et U2. Dans un tube de flux, le flux qui entre est égale au flux qui en sort, donc il y'a conservation de flux. Le flux est défini par l'équation de flux de Maxwell-Gauss :

$$\varphi = \iint \vec{B}d\vec{s} \quad \text{II. (2)}$$

La loi de Maxwell-Ampère lie le potentiel scalaire au champ magnétique. Elle est donnée par :

$$U_2 - U_1 = \int_1^2 \vec{H}d\vec{l} \quad \text{II. (3)}$$

En utilisant l'équation du milieu qui lie l'induction magnétique et le champ magnétique, l'équation précédente peut être écrite :

$$U_2 - U_1 = \int_1^2 \frac{Bdl}{\mu} = \int_1^2 \varphi \frac{dl}{\mu S} \quad \text{II. (4)}$$

En tenant compte de la conservation du flux (constant), on peut écrire :

$$U_2 - U_1 = \varphi \int_1^2 \frac{dl}{\mu S} \quad \text{II. (5)}$$

Par définition, la réluctance est le rapport entre FMM et le flux magnétique. Ce ratio est donc égal à:

$$R = \frac{U_2 - U_1}{\varphi} = \int_1^2 \frac{dl}{\mu S} \quad \text{II. (6)}$$

On voit d'après l'équation précédente que la réluctance est une fonction de la géométrie du tube de flux et de sa caractéristique du milieu. C'est cette propriété qui est utilisée pour construire le réseau de réluctance d'un système électromagnétique [130].

La perméance est l'inverse de la réluctance. Selon le cas d'étude, il est plus facile d'utiliser le réseau de perméances ou le réseau de réluctances. On appelle donc le réseau de perméances, le réseau dans lequel l'équation qui gouverne le système d'étude est basée sur la loi des nœuds et le réseau de réluctances celui qui est basé sur la loi des mailles. Dans le cas de réseau de perméances, l'inconnue à trouver pour résoudre le système d'équation est le potentiel aux nœuds U. Alors que dans le cas de réseau de réluctances, l'inconnue à chercher est le flux de mailles Ψ [131].

La méthode de réseau de réluctances ou de perméances est basée sur la discrétisation du domaine d'étude en des volumes élémentaires dans lesquels, on suppose que l'induction magnétique est invariable donc constante. Un volume élémentaire est supposé s'appuyer sur deux sections équipotentielles comme le montre la Figure II. 8, c'est donc un tube de flux.

II.3.2 Etat de l'art sur les réseaux de perméances issus de l'expertise

Le modèle issu de l'expertise est basé sur la parfaite connaissance de la distribution de flux dans le domaine d'étude. Dans certain cas même, il est nécessaire de modéliser la structure avec un logiciel de calculs par éléments finis afin de déterminer les chemins de flux. Dans ce type de modèle, la précision n'est pas élevée. Dans cette partie du document, nous faisons un tour d'horizon des contributions récentes sur la modélisation des dispositifs électromagnétiques par réseau d'experts.

Dans la référence[132], les auteurs présentent la modélisation d'une machine synchrone à réluctance à aimants enterrés en utilisant le réseau de réluctance. La structure possédant des barrières de flux, la machine est modélisée par la fonction de Zhukovski [ref]. Dans cette étude le trajet de flux est déterminé par une fonction analytique et cette dernière est implémentée sous MATLAB ce qui leur a évité de modéliser la machine avec un logiciel de calcul par éléments finis pour déterminer le chemin de flux dans la machine. Deux modèles sont utilisés, l'un pour l'axe d et l'autre pour l'axe q. Dans ces modèles, l'entrefer est modélisé par un réseau de perméances maillé et le reste de la machine par un réseau de perméances simple. Les modèles ainsi obtenus sont

validés par les calculs par éléments finis. Dans la référence [133], c'est une machine synchrone à double excitation qui est étudiée en utilisant la méthode de réseau de perméances d'experts. La machine à double excitation est conçue avec deux sources d'excitation à savoir les aimants permanents et les bobines. Les bobines d'excitation dans cette étude sont utilisées pour effectuer le contrôle de flux dans l'entrefer. Dans ce travail, les auteurs ont étudié des techniques pour la réduction du couple de détente. Ce couple de détente est réduit en injectant un courant approprié dans les bobinages d'excitation. Les performances de la méthode du réseau de réductance sont étudiées par comparaison des résultats obtenus avec ceux des éléments finis. Dans la référence [134], les auteurs proposent l'étude d'une machine synchrone en temps réel par utilisation du réseau de réductances. Le choix du réseau de réductances est du fait de ses avantages en terme du temps de calcul et de la prise en compte de la non linéarité des matériaux magnétiques. Le modèle est confirmé par les calculs éléments finis et l'expérimentation. Dans la référence [135], c'est un modèle non-linéaire 3D par réseau de perméances qui est proposé. La méthode de Newton Raphson est utilisée pour l'étude de la non-linéarité. Dans la référence [136], les auteurs proposent l'étude de la méthode de réductance et la méthode de boucle qui est en fait une méthode issue de la théorie de graphe, pour l'analyse d'un dispositif électromagnétique en général. Dans cette méthode, le mouvement de la machine est pris en compte par la mise à jour du réseau de perméances. Une machine à flux à axiale est prise comme cas d'étude. Dans la référence [137], les auteurs présentent la modélisation d'une machine rotative à commutation de flux 12/10 à encoches trapézoïdales en utilisant le réseau de perméances globale. Pour la modélisation de l'entrefer et tenir compte du mouvement afin de réduire la complexité du réseau, la machine est divisée en modules. Le rotor est divisé en 5 modules, le stator en 6 modules et enfin l'entrefer en 5 modules. Les modules du stator sont divisés à leur tour en 8 segments. Le réseau de perméances est construit en fonction de la position du rotor par rapport au stator. Le réseau de perméances de l'entrefer est mis à jour à chaque fois qu'une dent du rotor rentre dans la zone d'une dent du stator. De ce fait, seulement 4 modèles de l'entrefer sont nécessaires. Seule la moitié de la machine est modélisée à cause de la périodicité de la structure. La résolution du système d'équation est effectuée en utilisant la théorie de graphe.

Dans la référence [138], c'est une nouvelle méthode de maillage du domaine d'étude qui est proposée pour le calcul des performances de la machine par réseau de perméances. La méthode permet d'utiliser les dimensions carrée et hexagonale du domaine d'étude pour le calcul de la réductance. Une comparaison de cette nouvelle méthode et la méthode maillée (traditionnelle) est effectuée. Selon les auteurs, leur méthode possède des avantages que la méthode maillée classique n'a pas. Par exemple, pour le calcul de la réductance normale et la facilité d'implémentation de la méthode. Le fait d'utiliser un domaine hexagonal rend cette méthode généralisable pour tout type de machine électrique sans se soucier du chemin de flux. Les résultats sont vérifiés par la méthode

des éléments finis et l'expérimentation. Dans le même ordre d'idée, dans la référence [139], la méthode par circuit équivalent et la méthode maillée sont proposés pour l'étude d'une machine rotative à aimant permanents à effets Vernier. L'objectif est d'utiliser cette méthode pour le pré-dimensionnement de la machine électrique. La machine est discrétisée en des domaines en forme de losange. La forme en losange a l'avantage de permettre le calcul de la perméance oblique (direction de la diagonale) et normale afin de simuler la trajectoire de flux dans ces directions. Les zones sensibles comme l'entrefer sont maillées finement et dans les autres zones c'est pratiquement une perméance qui est choisie. Ce qui permet de réduire le temps de calcul de manière considérable. Pour vérifier la validité du modèle, une série de calculs, pour déterminer l'induction magnétique dans l'entrefer, le couple de détente, le couple électromagnétique, est effectuée. Les résultats du modèle sont comparés à ceux des calculs par éléments finis et de l'expérimentation. Le temps de calculs est de 3 minutes pour le réseau de réluctances contre 25 minutes pour les éléments finis. Une bonne précision est aussi obtenue.

Dans la référence[140], les auteurs nous présentent la modélisation d'une machine linéaire tubulaire par utilisation d'un réseau de perméances approche expert. Dans leurs réseaux, la réluctance est calculée analytiquement. Pour les perméances de l'entrefer, elles sont déterminées analytiquement et par éléments finis. Dans la référence [141], c'est une machine linéaire à aimant permanents et à flux transverse qui est modélisée par un modèle à circuit équivalent pour la détermination de ces performances de manière rapide tels que la force de détente à vide ~~et en~~ ~~charge~~, le force électromagnétiques etc. La méthode par réseau de perméances maillé est utilisée pour cette étude. De plus, le modèle tient compte de la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques. Les résultats du modèle sont comparés à ceux des éléments finis et de l'expérimentation. Le compromis temps de calculs et la précision est acceptable. La configuration de la machine est plane avec comme circuit magnétique en forme de E. Un bobinage concentrique triphasé équipe cette machine. Étant donné que la structure est magnétiquement et géométriquement symétrique, dans le souci de gagner en temps de calcul, seule la moitié de la machine est modélisée.

II.3.3 Etat de l'art sur réseau de perméances approche maillée

Dans la référence [142], connaissant les effets néfastes du couple de détente sur les performances de la machines à aimant permanents, les auteurs proposent l'étude de ce dernier pour une machine synchrone à aimants enterrés en utilisant le réseau de perméances maillée et la méthode « Frozen permeability » pour l'étude de la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques. C'est en quelques une transformation qui permet de transformer le problème non linéaire en un problème linéaire. Une comparaison entre la méthode de tenseur de Maxwell et la méthode de travaux virtuels est menée pour le cas en charge. Ils ont conclu que la méthode de travaux virtuels

doit être utilisée pour ce type de structure lorsque leur technique de calcul de la perméabilité est utilisée car elle donne le meilleur résultat comparativement à la méthode du tenseur de Maxwell. Par exemple avec la méthode de tenseur de Maxwell, la moyenne du couple de détente obtenue avec leur méthode n'est pas nulle. Enfin la technique d'inclinaison (de ?) des aimants permanents est utilisée pour réduire le couple de détente.

Dans la référence [143], un modèle par réseau de perméance maillé est utilisé pour la modélisation d'un dispositif électromagnétique à mouvement de translation pour la commande des soupapes d'un moteur thermique. L'objectif est la détermination des caractéristiques électromagnétiques du dispositif tout en tenant compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques. Les résultats du modèle concordent à ceux du modèle éléments finis.

Dans la référence [144], dans le souci d'avoir un outil de pré-dimensionnement rapide, les auteurs nous présentent un modèle 2D par réseau de perméances d'un réducteur magnétique à aimants permanent montés en surface et à flux radial. Le modèle permet de faire une étude paramétrique de la structure. Du fait que le modèle est linéaire, le temps de calcul est relativement court et a donné des résultats satisfaisants pour le calcul du couple électromagnétique. Le premier article concerne l'implémentation du modèle. Quant au second article, ce sont les résultats du modèle qui en sont évalués.

II.3.4 Prise en compte du mouvement dans le réseau de perméances

Le lieu où se fait le transfert de l'énergie entre la partie mobile et la partie fixe dans un système électromagnétique est l'entrefer. Il est donc important de bien le modéliser. Dans le cas de la modélisation par réseau de perméances ou de réluctances, il existe dans cette partie du dispositif étudié, la problématique de prise en compte du mouvement de la machine. Pour rappel l'entrefer est l'interface entre la partie mobile et la partie fixe de la machine. Plusieurs auteurs ont présenté des méthodes permettant la prise en compte de mouvement et la modélisation de l'entrefer dans le réseau de perméances ou de réluctances. Dans [145], l'auteur présente une façon de modéliser l'entrefer dans laquelle, chaque dent du rotor est liée à chaque dent du stator par une réluctance. Cette façon de faire est reprise par plusieurs auteurs très récemment par exemple [130].

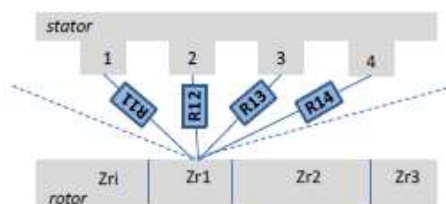


Figure II. 9 : Modélisation de l'entrefer [130].

Dans [130], en s'inspirant de la méthode de la référence [145], l'auteur a développé une méthode

qui partant du constat qu'il est inutile d'utiliser un nombre énorme de perméances (Figure II. 9) pour modéliser l'entrefer et qui dans la majorité des cas sont infinies car il n'y a pas de flux qui traverse certaines dents entre eux, a réduit la liaison entre les dents d'entrefer et du rotor à 3 ou 4 perméances au maximum (Figure II. 10).

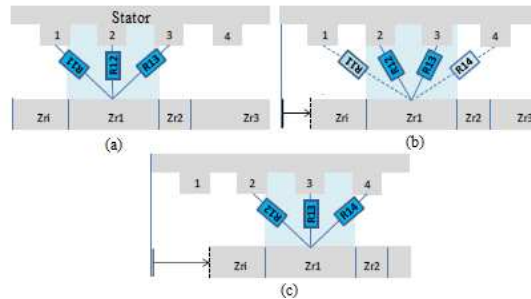


Figure II. 10 : Modélisation de l'entrefer avec peu de perméance [130].

Pour tenir compte du mouvement la méthode utilisée par cet auteur, consiste à faire la permutation des sources et à garder le réseau de perméances du rotor et du stator inchangé (Figure II. 11). C'est cette dernière qu'il a utilisé dans son travail pour le dimensionnement d'une machine à réluctance variable.

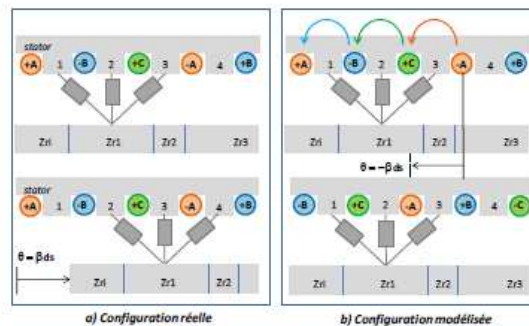


Figure II. 11 : Prise en compte de mouvement par permutation des sources [130].

Dans [146], l'auteur présente son travail dans le même esprit que [145], chaque dent de rotor est couplée avec une dent de stator par une perméance. Cette perméance est une fonction de x qui est le désalignement entre les dents du stator et du rotor. La perméance est maximale lorsque x est maximale et est minimale lorsque x est minimale c'est à dire lorsque les dents sont alignées ou non (flux maximum ou minimum à travers les dents). La perméance du stator est obtenue par une fonction analytique. La fonction analytique utilisée est une fonction polynomiale à plusieurs degrés de liberté.

Dans [137], pour prendre en compte le mouvement et en même temps réduire le temps de calcul, l'auteur a choisi de diviser la structure en 8 zones. La perméance de l'entrefer est fonction du déplacement x . Pour trouver, les différents tubes des flux, il a fait appel à un logiciel de calculs par éléments finis ce qui lui a permis d'adapter son réseau de perméances.

Dans le même ordre d'idée, plusieurs auteurs ont présenté leur façon de prendre en compte

le mouvement dans le réseau de perméances [134], [137], [146]–[154]. Certains gardent le réseau de perméance du rotor et du stator inchangés quel que soit le déplacement modifié seulement les perméances de l'entrefer ; d'autres par contre mettent à jour le réseau de perméances de la partie mobile et celui de l'entrefer à chaque déplacement. Tout dépend de la complexité de la structure étudiée, du gain en temps de calcul et de la précision que l'on veut obtenir.

Dans sa thèse [155], J. Perho a présenté le modèle de l'entrefer du réseau de perméances. La perméance de l'entrefer est considérée comme variable. Le réseau de perméances est donc modifié en fonction de la position du rotor par rapport au stator. L'entrefer est au minimum divisé en deux régions. L'une solidaire au rotor et l'autre solidaire au stator. Dans cette étude, la perméance élémentaire du rotor ou du stator est fonction de l'épaisseur des dents. Pour un déplacement Δx de la partie mobile par rapport à la partie fixe, le réseau de perméances de l'entrefer est modifié en fonction de ce déplacement. Les nœuds de l'entrefer peuvent avoir plusieurs branches pour modéliser les flux qui traversent le rotor et le stator via l'entrefer. Pour la parfaite modélisation de l'entrefer, il est nécessaire d'augmenter le nombre de divisions de l'entrefer. Cette méthode est souvent nommée « la méthode du flux de dent » dans la référence [156].

Comme indiqué plus haut, dans certaines références pour la modélisation du mouvement dans un réseau de perméances, l'entrefer est divisé en plusieurs zones. C'est cette façon de faire que l'auteur de la référence [131] a adopté dans ses travaux de thèse.

Au laboratoire GREAH (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre), plusieurs méthodes sont étudiées pour modéliser l'entrefer et prendre en compte le mouvement de la machine électrique. Dans la référence [157], la méthode utilisée consiste à prendre en compte le mouvement entre la partie mobile et la partie fixe par déplacement de nœuds qui se trouvent sur la surface de glissement. La discrétisation du domaine d'étude est effectuée pour que le déplacement soit un multiple de l'épaisseur d'une maille élémentaire. Cette façon de faire a l'inconvénient d'imposer le pas de déplacement de la partie mobile en fonction de l'épaisseur de la grille. Après le déplacement, les nœuds qui dépassent sont recollés à l'autre bout de la structure pour assurer la périodicité (Figure II. 12).

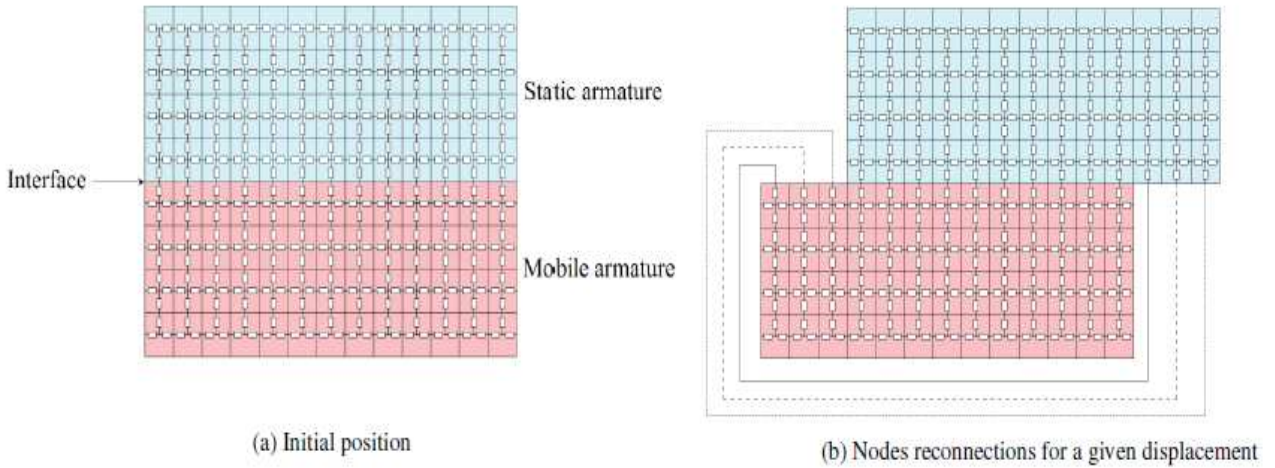


Figure II. 12 : Position initiale (a), Reconnexion des nœuds pour tenir compte du mouvement[157].

Une autre technique empruntée de la méthode des éléments finis est utilisée au sein du laboratoire GREAH [158]. Elle consiste à faire une interpolation linéaire entre les nœuds du réseau de perméances qui se trouvent sur la surface de glissement. Concrètement, la méthode permet de calculer la valeur du potentiel scalaire magnétique en utilisant la fonction d'interpolation nodale pour prendre en compte de la continuité du potentiel scalaire magnétique et la densité du flux magnétique à la surface de glissement. Cette surface de glissement est l'interface entre la partie mobile et la partie fixe. Considérons, U_r , U_{s1} et U_{s2} les potentiels scalaires magnétiques se trouvant sur la surface de glissement. L'indice r est relatif au rotor et s au stator, θ_r , θ_{s1} et θ_{s2} leurs positions angulaires respectives. Le nœud référencé par r (rotor) est entre les deux nœuds référencés par s (stator) (Figure II. 13). Le potentiel scalaire du rotor est calculé comme suit :

$$U_r = \frac{(\theta_r - \theta_{s1})}{(\theta_{s2} - \theta_{s1})} U_{s2} + \frac{(\theta_r - \theta_{s2})}{(\theta_{s2} - \theta_{s1})} U_{s1} \quad \text{II. (7)}$$

De la même manière, la densité de flux du stator B_s est calculée en fonction des densités du rotor B_{r1} et B_{r2} (Figure II. 14).

$$B_s = \frac{(\theta_s - \theta_{r1})}{(\theta_{r2} - \theta_{r1})} B_{r2} + \frac{(\theta_s - \theta_{r2})}{(\theta_{r2} - \theta_{r1})} B_{r1} \quad \text{II. (8)}$$

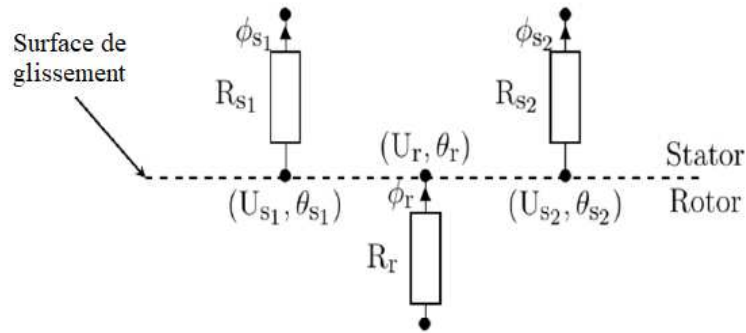


Figure II. 13 : Interpolation des potentiels scalaires sur la surface du glissement [158].

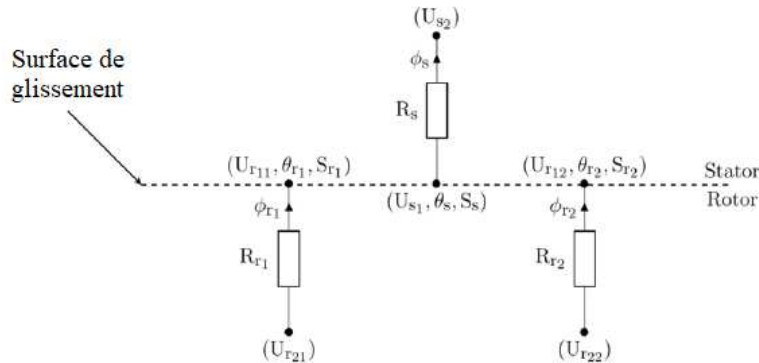


Figure II. 14 : Interpolation des densités de flux sur la surface du glissement [158].

II.4 Modèles hybride d'une machine linéaire tubulaire

II.4.1 Introduction

Considérons une structure tubulaire comme on peut le voir sur la Figure II. 15 dont la demi-coupe longitudinale est présentée sur la Figure II. 16. Cette structure est subdivisée en sous domaines que nous appelons ici les régions. Ces régions sont regroupées en deux catégories. Sur l'une des catégories, un modèle analytique est appliqué et sur l'autre, c'est le modèle par réseau de perméances qui est appliqué. Chacun de ces modèles a ses avantages et ses inconvénients. Comme par exemple, avec le modèle analytique obtenu par la résolution formelle des équations de Maxwell, la prise en compte de mouvement est facile par contre ce modèle ne permet pas de tenir compte du caractère non linéaire des matériaux magnétiques plus aisément. Cette remarque, va nous guider dans le choix de la région sur laquelle il est favorable d'appliquer soit le modèle analytique ou le modèle par réseau de perméances.

II.4.2 Présentation du dispositif pour la modélisation

Le dispositif générique que nous allons étudier est constitué de tubes coaxiaux (Figure II. 15) et dont la demi-coupe longitudinale mise en plan de cette structure est présentée sur la Figure II. 16

comme indiqué précédemment.

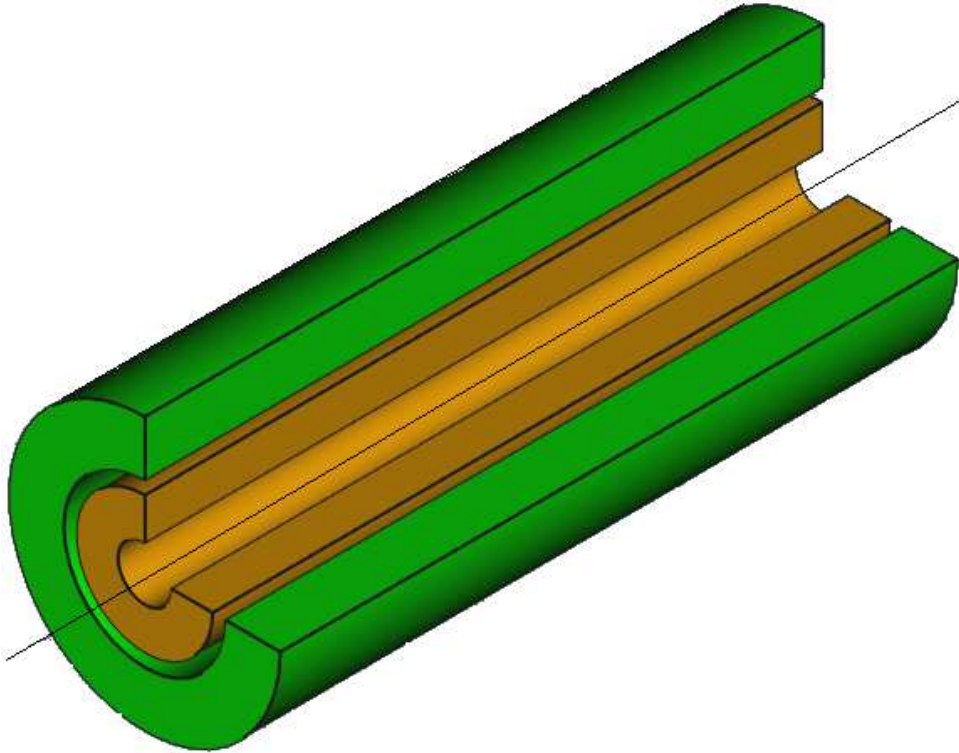


Figure II. 15 : Forme générique d'une machine tubulaire.

La Figure II. 17 présente les régions et les conditions aux limites pour le développement des solutions du champ magnétique.

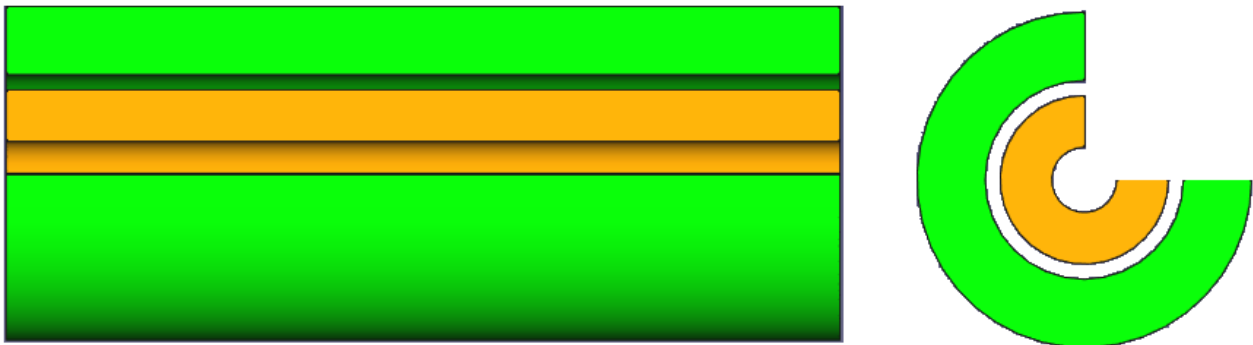


Figure II. 16 : Demi-coupe transversale de la machine tubulaire.

Hypothèses :

- Les milieux sont homogènes ;
- Le fer possède une perméabilité relative finie μ_r .

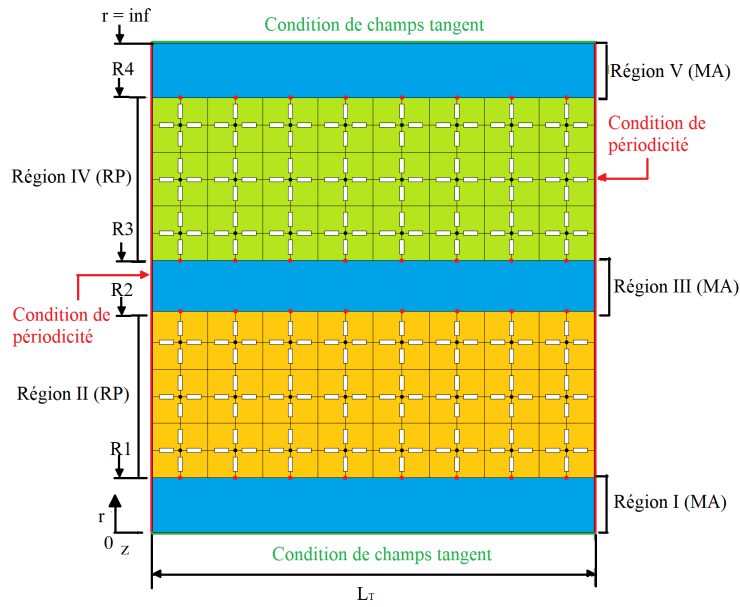


Figure II. 17 : modèle hybride et les conditions aux limites et de périodicités.

II.4.3 Modélisation analytique de la machine linéaire tubulaire en vue de couplage avec le réseau de perméances

Nous allons présenter dans ce qui suit le modèle analytique basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell. La solution est obtenue par la méthode de séparation des variables et est développée en utilisant le potentiel scalaire magnétique comme inconnue. La solution est recherchée dans les régions 'Air' (l'air interne de la machine : région I, l'entrefer : région III, et l'air externe : région V). Les autres parties de la machine sont modélisées par le réseau de perméances.

Dans le cas de l'exemple de la Figure II. 17, les parties colorées en bleu (région I, région III, et région V) sont modélisées par le modèle analytique tandis que les régions colorées en vert (région II et région IV) sont quant à elles modélisées par des réseaux de perméances.

La formulation en potentiel scalaire en coordonnée cylindrique est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{H} = -\vec{\nabla}U = -\frac{\partial U}{\partial r} \vec{e}_r - \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial \theta} \vec{e}_\theta - \frac{\partial U}{\partial z} \vec{e}_z \\ \vec{B} = \mu_r \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \end{cases} \quad \text{II. (9)}$$

Où, \vec{M} est le vecteur magnétique qui est nul pour notre cas (région Air).

C'est à partir de ces équations que nous allons déterminer les équations à résoudre pour chaque région.

En considérant que le potentiel scalaire est constant suivant Θ , l'équation aux dérivées

partielles à résoudre se réduit et est la suivante:

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla} U = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial U}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = 0 \\ \Delta U = \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial r} + \frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = 0 \end{cases} \quad \text{II. (10)}$$

II.4.3.1 Solution pour une "région i" air

Pour une région i, nous avons :

$$\Delta U^{(i)} = \frac{1}{r} \frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} + \frac{\partial^2 U^{(i)}}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 U^{(i)}}{\partial z^2} = 0 \quad \text{II. (11)}$$

En se basant sur la méthode de séparation des variables, la solution générale de l'équation II. (11) peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} U^{(i)}(r, z) = & a_0^{(i)} + a_1^{(i)} z + a_2^{(i)} \ln(r) + a_3^{(i)} z \ln(r) \\ & + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{5n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ & \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{aligned} \quad \text{II. (12)}$$

On en déduit l'expression des composantes du champ magnétique dans la "région i" :

$$\vec{H}^{(i)} = -\vec{\nabla} U^{(i)} = -\frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} \vec{e}_r - \frac{\partial U^{(i)}}{\partial y} \vec{e}_z \quad \text{II. (13)}$$

$$\begin{cases} H_r^{(i)} = -\frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} = -\frac{a_2^{(i)}}{r} - a_3^{(i)} \frac{z}{r} \\ - \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(i)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(i)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ H_z^{(i)} = -\frac{\partial U^{(i)}}{\partial y} = -a_1^{(i)} - a_3^{(i)} \ln(r) \\ - \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(i)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (14)}$$

Et l'induction magnétique peut s'écrire :

$$\vec{B}^{(i)} = -\mu_0 \cdot \vec{\nabla} U^{(i)} = -\mu_0 \frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} \vec{e}_r - \mu_0 \frac{\partial U^{(i)}}{\partial y} \vec{e}_z \quad \text{II. (15)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(i)} = -\mu_0 \frac{a_2^{(i)}}{r} - \mu_0 a_3^{(i)} \frac{z}{r} - \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(i)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(i)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(i)} = -\mu_0 a_1^{(i)} - \mu_0 a_3^{(i)} \ln(r) - \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(i)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (16)}$$

En utilisant les conditions aux limites, on peut démontrer que :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0^{(i)} = 0; a_1^{(i)} = 0 \\ a_2^{(i)} = 0; a_3^{(i)} = 0 \end{array} \right. \quad \text{II. (17)}$$

Donc l'équation II. (12) devient :

$$U^{(i)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{5n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (18)}$$

Et l'équation du champ magnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_r^{(i)} = -\frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(i)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(i)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ H_z^{(i)} = -\frac{\partial U^{(i)}}{\partial y} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (19)}$$

Ainsi celle de l'induction magnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(i)} = -\mu_0 \frac{\partial U^{(i)}}{\partial r} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(i)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(i)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(i)} = -\mu_0 \frac{\partial U^{(i)}}{\partial y} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(i)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(i)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (20)}$$

Les équations II. (18)- II. (20) sont à redéfinir pour les régions I, III et V du problème.

II.4.3.1.1 Solution pour la région I (air interne)

La solution générique en potentiel scalaire de l'équation aux dérivées partielles du système pour cette région est de la forme :

$$U^{(I)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{5n}^{(I)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(I)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (21)}$$

Et l'équation de l'induction magnétique pour cette région peut s'écrire comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(I)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(I)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(I)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(I)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(I)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(I)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (22)}$$

En utilisant la condition suivante :

$$\begin{cases} \text{Pour } r = 0 \\ B_r(r = 0, z) = 0 \end{cases} \quad \text{II. (23)}$$

Et qui peut se traduire par :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(I)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0 \right) - a_{5n}^{(I)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0 \right) - a_{7n}^{(I)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ \Rightarrow a_{5n}^{(I)} = a_{7n}^{(I)} = 0 \quad \text{car} \quad BI_1(0) = 0 \quad \text{et} \quad BK_1(0) \neq 0 \end{array} \right. \quad \text{II. (24)}$$

Nous avons alors pour la région I les équations suivantes:

$$U^{(I)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (25)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_r^{(I)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ H_z^{(I)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (26)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(I)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(I)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (27)}$$

II.4.3.1.2 Solution pour la région III (entrefer)

Dans cette région les conditions aux limites ne nous permettent de réduire les équations du système ce qui nous oblige à garder les équations génériques du système sans modification. On a donc :

$$U^{(III)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (28)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_r^{(III)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ H_z^{(III)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (29)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(III)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(III)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (30)}$$

II.4.3.1.3 Solution pour la région V (air externe)

La solution générique du potentiel scalaire pour cette région est de la forme :

$$U^{(V)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(V)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(V)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (31)}$$

Et l'équation de l'induction magnétique peut s'écrire comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_r^{(V)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(V)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(V)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(V)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{7n}^{(V)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\ B_z^{(V)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{4n}^{(V)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) - a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(V)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) + a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (32)}$$

En utilisant la condition :

$$\begin{cases} \text{Pour } r = R_5 \\ B_r^{(V)}(r = R_5, z) = 0 \end{cases} \quad \text{II. (33)}$$

Et qui peut se traduire par :

$$\begin{cases} B_r^{(V)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{4n}^{(V)} \cdot BI_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0\right) - a_{5n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(V)} \cdot BI_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0\right) - a_{7n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot 0\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \\ \Rightarrow a_{4n}^{(V)} = a_{6n}^{(V)} = 0 \quad \text{car } BI_1(\infty) \neq 0 \quad \text{et } BK_1(\infty) = 0 \end{cases} \quad \text{II. (34)}$$

Nous avons alors pour la région V les équations suivantes :

$$U^{(V)}(r, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \quad \text{II. (35)}$$

$$\begin{cases} H_r^{(V)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{5n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \\ H_z^{(V)} = -\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (36)}$$

$$\begin{cases} B_r^{(V)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(a_{5n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_1\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \\ B_z^{(V)} = -\mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(-a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right. \\ \left. + \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot r\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (37)}$$

II.4.4 Modélisation par réseau de perméances de la machine linéaire tubulaire en vue de couplage avec le modèle analytique

Le modèle par réseau de perméances d'un système électromagnétique est régi par un système d'équation de la forme :

$$[P] \cdot [U] = [\Phi] \quad \text{II. (38)}$$

Pour le cas particulier du modèle hybride, $[P]$ est la matrice de perméances de dimension $[(nn-2m) \times (nn-2m)]$, $[U]$ est le vecteur de potentiels scalaires aux nœuds du circuit de perméances (vecteur des inconnues) de dimensions $[(nn-2m) \times 1]$, $[\Phi]$ est le vecteur des sources de flux de dimensions $[(nn-2m) \times 1]$. $(nn-2m)$ est le nombre de nœuds du circuit de réductances ne se trouvant pas sur les frontières.

NB : nn est le nombre total de nœuds du réseau de perméances et m le nombre de nœuds à la frontière entre les deux modèles.

La Figure II. 18, illustre comment les éléments de la matrice $[P]$ et du vecteur $[\Phi]$ sont déterminés à partir des lois de Kirchhoff.

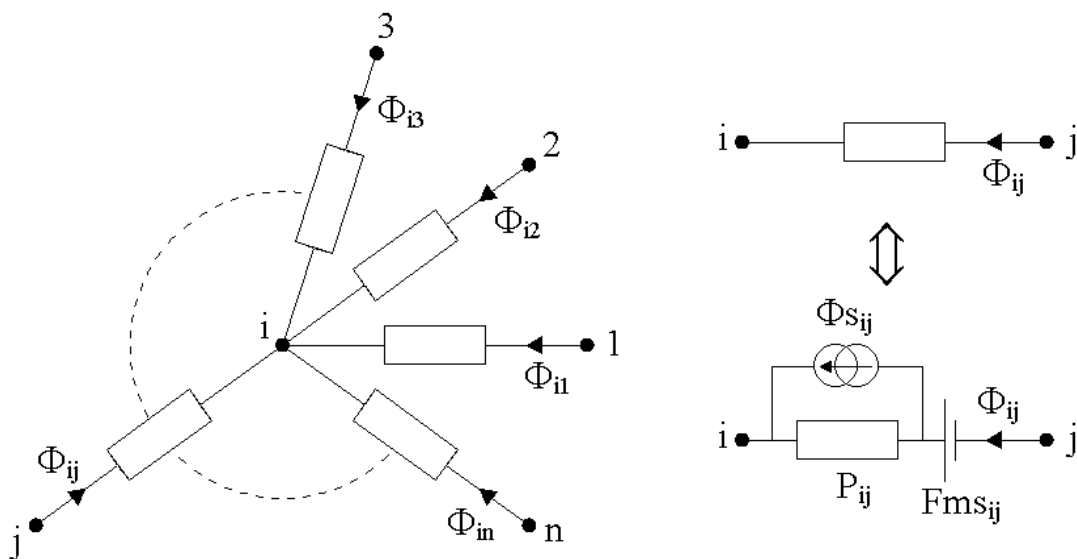


Figure II. 18 : Illustration de la mise en équations du circuit de réductances.

Où P_{ij} est la perméance de la branche ij (la branche reliant les nœuds i et j), Fms_{ij} constitue une source de FMM, Φ_{sij} constitue une source de flux, Φ_{ij} est le flux circulant du nœud j vers le nœud i .

Pour les nœuds ne se trouvant pas à la frontière avec le modèle analytique et conformément aux lois de Kirchhoff, on peut écrire :

$$\begin{cases} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} = 0 \quad Wb \\ U_i - U_j = Fms_{ij} - \frac{(\Phi_{ij} - \Phi_{s_{ij}})}{P_{ij}} \end{cases} \quad \text{II. (39)}$$

On a alors :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \quad \text{II. (40)}$$

On a alors (nn-m) équations.

II.4.5 Couplage modélisation analytique et réseau de perméances

II.4.5.1 Principe de couplage

Etant donné que le modèle par réseau de perméances est discret alors que le modèle analytique est continu, pour le besoin du couplage entre les deux modèles, le potentiel scalaire issu du réseau de perméances est modélisé sous forme d'une série de Fourier.

Dans le cas général où on subdivise la frontière entre le modèle analytique et le modèle par circuit de perméances (ou de réluctance) en un nombre m d'éléments de perméances (ou de réluctances), la fonction g(z) discrète est définie comme suit :

$$g(z) = \begin{cases} U_1, & \text{pour } z \in \left[0, \frac{L_T}{m} \right] \\ U_2, & \text{pour } z \in \left[\frac{L_T}{m}, 2 \cdot \frac{L_T}{m} \right] \\ U_3, & \text{pour } z \in \left[2 \cdot \frac{L_T}{m}, 3 \cdot \frac{L_T}{m} \right] \\ \vdots \\ U_k, & \text{pour } z \in \left[(k-1) \cdot \frac{L_T}{m}, k \cdot \frac{L_T}{m} \right] \\ \vdots \\ U_m, & \text{pour } z \in \left[(m-1) \cdot \frac{L_T}{m}, L_T \right] \end{cases} \quad \text{II. (41)}$$

Cette fonction peut s'écrire sous la forme d'une série de Fourier :

$$g(z) = \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) + f_n \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z\right) \right) \quad \text{II. (42)}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_0 = \frac{2}{L_T} \cdot \int_0^{L_T} g(z) \cdot dz \\ e_n = \frac{2}{L_T} \cdot \int_0^{L_T} g(z) \cdot \cos\left(\frac{2n \cdot \pi}{L_T} \cdot z\right) \cdot dz \\ f_n = \frac{2}{L_T} \cdot \int_0^{L_T} g(z) \cdot \sin\left(\frac{2n \cdot \pi}{L_T} \cdot z\right) \cdot dz \end{cases} \quad \text{II. (43)}$$

Après calculs, les coefficients de la fonction $g(z)$ sont définis comme suit:

$$\begin{cases} e_0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^m U_k \\ e_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) \right] \\ f_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (44)}$$

II.4.5.2 Couplage entre la région I et la région II

Considérons $m = m_1$ le nombre de nœuds à la frontière entre le réseau de perméances provenant de la région II et la solution analytique de la région I. La solution en potentiel scalaire pour la région I, issue du modèle analytique est donnée par l'équation II. (25). L'égalisation du potentiel scalaire à la frontière entre les deux approches de modélisation pour $r=R_1$ (Figure II. 19), nous permet d'écrire l'équation II. (45):

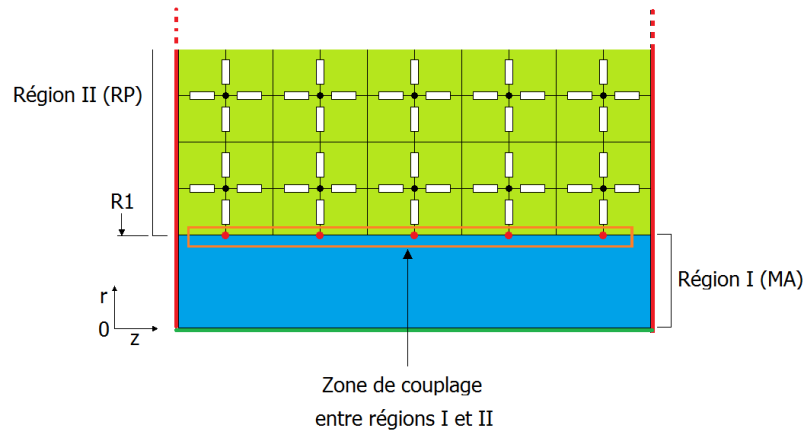


Figure II. 19 : Zone de couplage entre la région I et II.

$$\begin{aligned}
U^{(I)}(r = R_1, z) &= \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\
&\quad \left. + \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \\
&= \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + f_n \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right)
\end{aligned} \tag{II. (45)}$$

Après calculs, on a :

$$\begin{cases} \left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^{m_1} \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^{m_1} \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases} \tag{II. (46)}$$

Pour les nœuds ne se trouvant pas à la frontière entre les deux modèles et conformément aux lois de Kirchhoff, on peut écrire l'équation du flux et celle du potentiel scalaire :

$$\begin{cases} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} = 0 \text{ Wb} \\ U_i - U_j = Fms_{ij} - \frac{(\Phi_{ij} - \Phi_{s_{ij}})}{P_{ij}} \end{cases} \tag{II. (47)}$$

$i = (m_1 + 1), \dots, nn_{tr}$.

En réarrangeant l'équation précédente on a :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \tag{II. (48)}$$

Dans ce cas, on a alors $(nn - m_1)$ équations. Les m_1 équations restantes sont également obtenues à partir des lois de Kirchhoff et proviennent de nœuds qui se trouvent sur la frontière entre les deux modèles :

$$\begin{cases} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} = \Phi_k \\ U_i - U_j = Fms_{ij} - \frac{(\Phi_{ij} - \Phi_{s_{ij}})}{P_{ij}} \end{cases} \tag{II. (49)}$$

$i = 1, \dots, m_1$.

Sur cette même frontière, le flux provenant du modèle analytique est donné par :

$$\Phi_k = l_a \cdot \int_{(k-1) \cdot \frac{L_T}{m}}^{k \cdot \frac{L_T}{m}} B_r^{(I)}(r = R_1, z) \cdot dz \quad \text{II. (50)}$$

Après calculs, le flux des nœuds sur cette frontière vaut donc :

$$\Phi_k = -\mu_0 \cdot l_a \cdot \left(\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right) \quad \text{II. (51)}$$

Du côté du modèle par réseau de perméances, on a :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \\ = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \Phi_k \quad \text{II. (52)}$$

Noté que dans l'équation II. (51), le flux est le même que celui de l'équation II. (52).

II.4.5.3 Couplage entre la région II et la région III : Pour r = R2

La solution en potentiel scalaire pour la région III issue du modèle analytique est donnée par l'équation II. (28). L'égalisation du potentiel scalaire à la frontière entre les deux approches de modélisation (r=R2) (Figure II. 20), nous permet d'écrire :

$$U^{(III)}(r = R_2, z) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (53)} \\ = \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + f_n \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right)$$

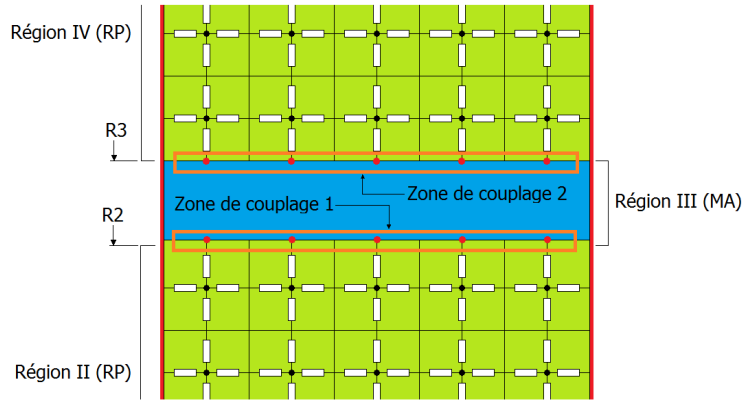


Figure II. 20 : Zones de couplage entre les régions II et III d'une part et III et IV d'autre part.

$$\begin{cases} \left(a_{4n}^{(III)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{5n}^{(III)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \sum_{k=1}^m \left[U_k \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{6n}^{(III)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{7n}^{(III)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \sum_{k=1}^m \left[U_k \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (54)}$$

Et la même procédure que précédemment pour $r=R_3$ nous permet d'obtenir les équations suivantes :

$$\begin{aligned} U^{(III)}(r=R_3, z) &= \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right] \quad \text{II. (55)} \\ &= \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + f_n \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} \left(a_{4n}^{(III)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) + a_{5n}^{(III)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \sin \left(\frac{n\pi}{m} \right) \sum_{k=1}^m \left[U_k \cos \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{6n}^{(III)} BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) + a_{7n}^{(III)} BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \sin \left(\frac{n\pi}{m} \right) \sum_{k=1}^m \left[U_k \sin \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases} \quad \text{II. (56)}$$

A ces systèmes d'équations, il faut rajouter les équations issues du circuit de réductances :

- **Pour $r=R_2$ (Frontière région II et le réseau de perméance du translateur)**

Pour les nœuds ne se trouvant pas à la frontière entre les modèles et conformément aux lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations identiques aux équations II. (47) - II. (49) et dans ce cas le flux vaut après calcul pour $r=R_2$:

$$\Phi_k = -\mu_0 l_a \left(\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) - a_{5n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \cos \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) - a_{7n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \sin \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right) \quad \text{II. (57)}$$

On a alors :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \\ = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \Phi_k \quad \text{II. (58)}$$

- **Pour r=R3 :**

Pour les nœuds ne se trouvant pas à la frontière entre les deux modèles et conformément aux lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations identiques aux équations II. (47) - II. (49) et dans ce cas le flux vaut après calculs pour r = R3 :

$$\Phi_k = -\mu_0 l_a \left(\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) - a_{5n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) \right) \cos \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) - a_{7n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} R_3 \right) \right) \sin \left(\frac{n\pi(2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right) \quad \text{II. (59)}$$

On a aussi :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \\ = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) - \Phi_k \quad \text{II. (60)}$$

II.4.5.4 Couplage entre la région IV et la région V : Pour $r = R_3$

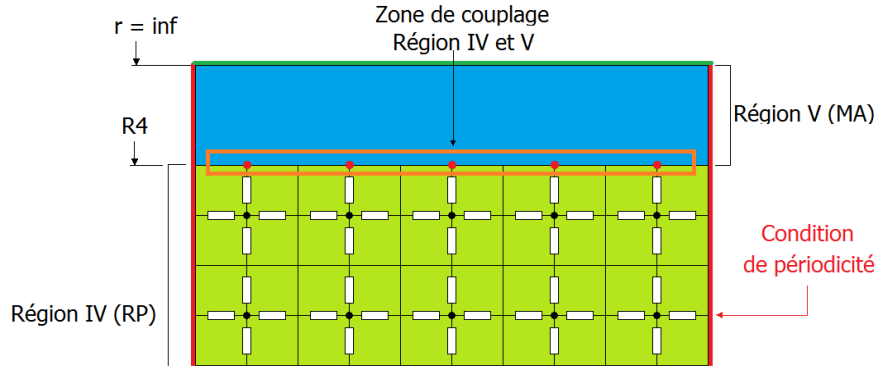


Figure II. 21 : Zone de couplage entre les régions IV et V.

La solution en potentiel scalaire pour la région V issue du modèle analytique est donnée par l'équation II. (35). L'égalisation du potentiel scalaire à la frontière entre les deux approches de modélisation pour $r=R_4$ (voir Figure II. 21), nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned}
 U^{(V)}(r = R_4, z) &= \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{L_T}{2n\pi} \left[\begin{aligned} &\left(a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \\ &+ \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \end{aligned} \right] \\
 &= \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) + f_n \cdot \sin \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot z \right) \right)
 \end{aligned} \tag{II. (61)}$$

Donc :

$$\left\{ \begin{aligned} \left(a_{5n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) &= \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{7n}^{(V)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) &= \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{aligned} \right. \tag{II. (62)}$$

A ce système d'équations, il faut rajouter les équations issues du circuit de perméances (ou de réluctances). Pour les nœuds ne se trouvant pas à la frontière avec le modèle analytique et conformément aux lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations identiques aux équations II. (47) - II. (49) et dans ce cas le flux vaut après calculs pour $r = R_4$:

$$\Phi_k = \mu_0 \cdot l_a \cdot \left(\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(V)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(V)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right) \quad \text{II. (63)}$$

On a aussi l'équation suivante à rajouter dans le système :

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \quad \text{II. (64)}$$

$$= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \Phi_k$$

II.4.6 Calcul de la force de détente

La structure tubulaire peut être représentée schématiquement par la *Figure II. 22*, ici la figure présente une simulation de mouvement.

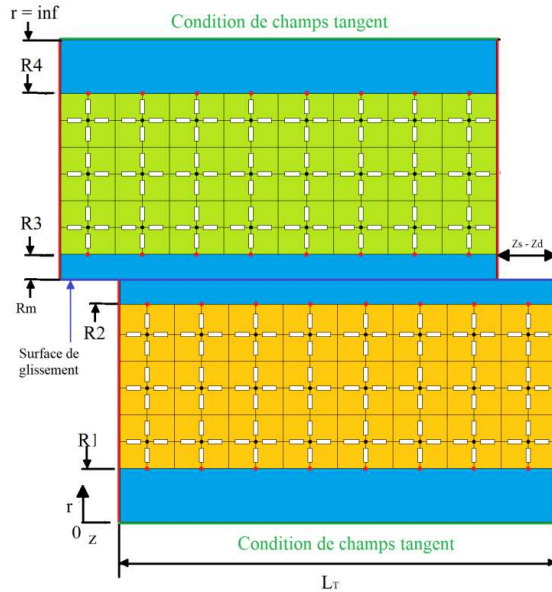


Figure II. 22 : Représentation schématique de la machine tubulaire à commutation de flux et la surface de glissement.

Dans l'entrefer le potentiel scalaire et l'induction magnétique peuvent s'écrire respectivement sous la forme :

$$U(z, r) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{m_n} \left[\left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \cdot \cos(m_n \cdot z) \right] + \left[\left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \cdot \sin(m_n \cdot z) \right] \quad \text{II. (65)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_z^{(III)}(z, r) = \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} (a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{4n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \sin(m_n \cdot z) \\ - \\ (a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{4n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \cos(m_n \cdot z) \end{array} \right] \\ B_r^{(III)}(z, r) = \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} (-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot r) + a_{4n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot r)) \cdot \cos(m_n \cdot z) \\ + \\ (-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot r) + a_{4n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot r)) \cdot \sin(m_n \cdot z) \end{array} \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (66)}$$

Où $m_n = 2n\pi/L_T$ les autres paramètres restent les mêmes que précédemment.

A la surface de glissement, le potentiel issu du réseau de perméances peut se mettre sous la forme (dans le repère fixe):

$$g(z_s) = \frac{e_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} (e_n \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) + f_n \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d))) \quad \text{II. (67)}$$

Ce qui permet d'obtenir les valeurs de e_n et f_n :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^m U_k \\ e_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \\ f_n = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (68)}$$

Sur cette même surface les équations du potentiel scalaire et l'induction magnétique peuvent se mettre respectivement sous forme de :

$$U(z_s, r) = \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} (a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) \\ + \\ (a_{46}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d)) \end{array} \right] \quad \text{II. (69)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_z^{(III)}(z, r) = \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} (a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d)) \\ - \\ (a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r)) \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) \end{array} \right] \\ B_r^{(III)}(z, r) = \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} (-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot r)) \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) \\ + \\ (-a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot r)) \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d)) \end{array} \right] \end{array} \right. \quad \text{II. (70)}$$

L'égalisation du potentiel scalaire issu du modèle analytique et celui issu du modèle par réseau de perméance conduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) \\ & + \\ & \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d)) \end{aligned} \right] \\
& = \sum_{n=1}^{+\infty} \left(e_n \cdot \cos(m_n \cdot (z_s - z_d)) + f_n \cdot \sin(m_n \cdot (z_s - z_d)) \right)
\end{aligned} \tag{II. (71)}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) = e_n \\ \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) = f_n \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \\ = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \\ \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot r) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot r) \right) \\ = \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \end{cases}
\end{aligned} \tag{II. (72)}$$

Et le flux sur la surface du glissement peut s'obtenir par la formule suivante :

$$\Phi_k = 2\pi R \int_{(k-1) \cdot \frac{L_r}{m}}^{k \cdot \frac{L_r}{m}} \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & \left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n R) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n R) \right) \cdot \cos(m_n (z_s - z_d)) \\ & + \\ & \left(-a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n R) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n R) \right) \cdot \sin(m_n (z_s - z_d)) \end{aligned} \right] dz \tag{II. (73)}$$

Après calculs, on obtient :

$$\Phi_k = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot 2 \cdot \mu_0 \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & \left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot R) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot R) \right) \\ & \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \\ & + \\ & \left(-a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot R) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot R) \right) \\ & \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m}\right) - \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{L_p} z_d \right] \end{aligned} \right] \tag{II. (74)}$$

Pour le calcul de la force de détente, on utilise l'équation II. (75). Cette dernière provient de la méthode de tenseur de Maxwell :

$$F_k = \iint_S \frac{B_r \cdot B_z}{\mu_0} dS \tag{II. (76)}$$

$$F_T = \frac{2\pi R m_n^2 \mu_0^2}{\mu_0} \left[\begin{aligned} & \int_0^{L_T} \cos(m_n(z_s - z_d)) \cdot \sin(m_n(z_s - z_d)) dz - \\ & \left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n R) + a_{5n}^{(III)} BK_1(m_n R) \right) \left(a_{4n}^{(III)} BI_0(m_n R) + a_{5n}^{(III)} BK_0(m_n R) \right) \\ & \int_0^{L_T} \cos(m_n(z_s - z_d)) \cdot \cos(m_n(z_s - z_d)) dz + \\ & \left(-a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n R) + a_{7n}^{(III)} BK_1(m_n R) \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_0(m_n R) + a_{7n}^{(III)} BK_0(m_n R) \right) \\ & \int_0^{L_T} \sin(m_n(z_s - z_d)) \cdot \sin(m_n(z_s - z_d)) dz - \\ & \left(-a_{6n}^{(III)} BI_1(m_n R) + a_{7n}^{(III)} BK_1(m_n R) \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_0(m_n R) + a_{7n}^{(III)} BK_0(m_n R) \right) \\ & \int_0^{L_T} \cos(m_n(z_s - z_d)) \cdot \sin(m_n(z_s - z_d)) dz \end{aligned} \right] \quad \text{II. (77)}$$

Tout calcul fait, la force de détente est obtenue en utilisant l'équation II. (78) :

$$F_T = \mu_0 \cdot m_n^2 \cdot \pi \cdot R \cdot L_T \cdot (BC - AD)$$

avec

$$\begin{aligned} A &= \left(-a_{4n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot R) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot R) \right) \\ B &= \left(-a_{6n}^{(III)} \cdot BI_1(m_n \cdot R) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_1(m_n \cdot R) \right) \\ C &= \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot R) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot R) \right) \\ D &= \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0(m_n \cdot R) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0(m_n \cdot R) \right) \end{aligned} \quad \text{II. (79)}$$

II.4.7 Prise en compte de la saturation magnétique

Les matériaux magnétiques ont un comportement non linéaire. Ce dernier est exprimé par la courbe B(H). On voit sur cette courbe (*Figure II. 23*) que la perméabilité du matériau est fonction du champ magnétique par conséquent la réluctance est aussi fonction de champ magnétique.

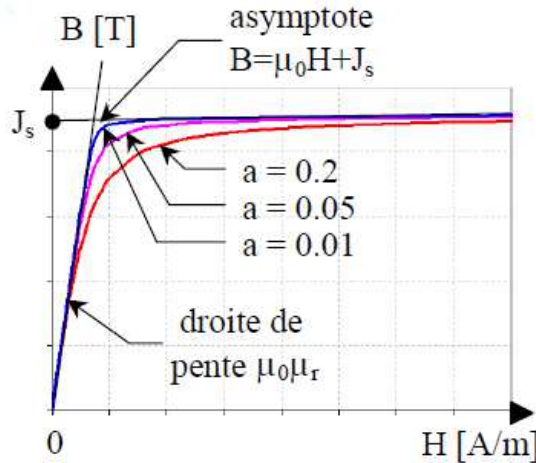


Figure II. 23 : Allure de la Courbe B(H).

Dans la littérature des fonctions analytiques sont utilisées pour décrire le comportement magnétique des matériaux magnétiques. C'est le cas de la formule qui est utilisée dans le logiciel de calcul par éléments finis « Flux ».

$$B(H) = \mu_0 H + \frac{H_a + 1 - \sqrt{(H_a + 1)^2 - 4H_a(1-a)}}{2(1-a)} \quad \text{II. (80)}$$

$$H_a = \mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s}$$

Où μ_0 est la perméabilité du vide, μ_r est la perméabilité relative du milieu, J_s est la polarisation magnétique à saturation, a est le coefficient de réglage du coude ($0 < a < 1$).

Pour déterminer les zéros des fonctions non linéaires, les méthodes numériques de résolution des systèmes d'équation sont utilisées car les méthodes directes sont inappropriées. Parmi ses méthodes, on a la méthode du point fixe, la méthode de Newton Raphson etc. Ces méthodes sont des méthodes itératives.

Soit une fonction $F(x)$ non linéaire pour laquelle on cherche son zéro c'est-à-dire la variable x qui annule la fonction. La méthode itérative de Newton-Raphson permet de trouver la valeur de X_n pour laquelle $F(X_n)$ est égal à zéro.

$$\begin{cases} [\Delta X_n] = \left[\frac{\partial F}{\partial X} \right]^{-1} [F] \\ X_n = \Delta X_n + X_{n-1} \end{cases} \quad \text{II. (81)}$$

Où X_n et X_{n-1} sont respectivement les vecteurs solutions aux itérations n et $n-1$. La dérivée de F par rapport à la variable est appelée la matrice jacobienne de la fonction.

Le zéro absolu est difficilement à atteindre c'est pourquoi un critère d'arrêt des calculs itératifs est nécessaire. Ce dernier est vérifié lorsque ϵ_k est inférieur ou égal à ϵ une valeur imposée souvent inférieure à zéros (?) dont la valeur dépend de la précision voulue.

$$\epsilon_k = \frac{\|\Delta X_n\|}{\|X_n\|} \quad \text{II. (82)}$$

Pour les cas du réseau de perméances, la fonction F est donnée par l'équation II. (68):

$$[F(U)] = \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m (-P_{ij}) U_j - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \quad \text{II. (83)}$$

La dérivée de F par rapport à la variable U est la matrice jacobienne du système. Elle est définie comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} [J_{is}] &= \left[\frac{\partial F}{\partial U_s} \right]; J_{is} = \frac{\partial \left(\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \right)}{\partial U_s} \end{aligned} \right. \quad \text{II. (84)}$$

Il faut noter que la matrice jacobienne est nulle pour les nœuds j qui ne sont pas connectés au nœud i . Deux cas de figure peuvent survenir lorsqu'on étudie la matrice jacobienne précédente. Les cas où ' s ' est égale à ' i ' et le cas où ' s ' est différent de ' i '.

$$\left\{ \begin{aligned} J_{is} &= \frac{\partial \left(\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \right)}{\partial U_s} \\ J_{is} &= \frac{\partial \left(\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} Fms_{ij}) \right)}{\partial U_s} \end{aligned} \right. \quad \text{II. (85)}$$

Tout calcul fait, on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} J_{is} &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left(\frac{S_{ij}}{l_{ij}} \left(\frac{\partial B_{ij}(H)}{\partial H} \right) \right)_{H=H_{ij}} \\ J_{is} &= - \frac{S_{ij}}{l_{ij}} \left(\frac{\partial B_{ij}(H)}{\partial H} \right)_{H=H_{is}} \end{aligned} \right. \quad \text{II. (86)}$$

Où S_{ij} , l_{is} , l_{ij} sont respectivement la section et la longueur du tube de flux délimité par les nœuds i et j . B_{is} est la densité de flux magnétique du tube de flux.

D'après l'équation II. (87), la dérivée de l'induction magnétique par rapport au champ magnétique calculée est égale à :

$$\frac{\partial B(H)}{\partial H} = \mu_0 + \frac{\mu_0(\mu_r - 1)}{2(1-a)} + \frac{\mu_0(\mu_r - 1)}{\sqrt{(H_a + 1)^2 - 4H_a(1-a)}} \left(\frac{(H_a + 1)}{2(1-a)} - 1 \right) \quad \text{II. (88)}$$

$$H_a = \mu_0 H \frac{\mu_r - 1}{J_s}$$

Pour chaque itération, la matrice de Jacobi et les solutions du système sont calculées. Le critère d'arrêt est évidemment, lorsque l'erreur absolue est inférieure ou égale à la valeur imposée.

II.4.8 Résumé des expressions

II.4.8.1 Couplage région I et le circuit de perméances du translator

- Pour $r=R_1$ on a :

$i=1\dots m_1$ (Pour les nœuds entre la région I et le Translator)

$$\begin{cases} 0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^{m_1} U_k \\ \left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^{m_1} \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^{m_1} \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases}$$

$i=m_1+1\dots nn_{1tr}$ (Pour les nœuds qui sont au centre d'un élément de reluctance)

$$\begin{aligned} \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \\ &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{S_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \Phi_k \end{aligned}$$

Avec :

$$\Phi_k = -\mu_0 \cdot l_a \cdot \left[\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(I)} \cdot BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_1 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right]$$

II.4.8.2 Couplage région III et le circuit de perméances du translator

- Pour $r=R_2$ on a :

$$\begin{cases} 0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^m U_k \\ \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \frac{L_T}{2n\pi} \cdot \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases}$$

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij}$$

$$= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \Phi_k$$

$$\Phi_k = -\mu_0 l_a \left[\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) - a_{5n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) - a_{7n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_2 \right) \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right]$$

II.4.8.3 Couplage région III et le circuit de perméances du stator

- Pour r=R3 on a :

$$0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^m U_k$$

$$\left\{ \left(a_{4n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) + a_{5n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \right.$$

$$\left. \frac{L_T}{2n\pi} \cdot \left(a_{6n}^{(III)} \cdot BI_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) + a_{7n}^{(III)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \right\}$$

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij}$$

$$= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \Phi_k$$

$$\Phi_k = -\mu_0 l_a \left[\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{4n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) - a_{5n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{6n}^{(III)} BI_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) - a_{7n}^{(III)} BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_3 \right) \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right]$$

II.4.8.4 Couplage région V et le circuit de perméances du stator

- Pour r=R4 on a :

$$\begin{cases} 0 = \frac{2}{m} \cdot \sum_{k=1}^m U_k \\ \left(a_{5n}^{(v)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \\ \left(a_{7n}^{(v)} \cdot BK_0 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) = \frac{4}{L_T} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \cdot \sum_{k=1}^m \left[U_k \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \right] \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} P_{ij} \right) U_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (-P_{ij}) U_j &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} \Phi_{ij} \\ &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{nn} (\Phi_{s_{ij}} + P_{ij} F_{ms_{ij}}) - \Phi_k \end{aligned}$$

Avec :

$$\Phi_k = \mu_0 \cdot l_a \cdot \left(\sum_{n=1}^{+\infty} \left[\left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{5n}^{(v)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right] + \left(\frac{L_T}{2n\pi} \right) \left(a_{7n}^{(v)} \cdot BK_1 \left(\frac{2n\pi}{L_T} \cdot R_4 \right) \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot (2k-1)}{m} \right) \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi}{m} \right) \right]$$

II.5 Présentation du cas d'étude : Cas d'une machine linéaire tubulaire à commutation de flux 6/5

La Figure II. 24, présente une vue 3D de la machine pour le cas d'étude qui est en fait une machine linéaire tubulaire à commutation de flux 6/5. La Figure II. 25, montre la demi-coupe dans le sens longitudinal et la Figure II. 26, montre la structure modélisée avec des éléments de perméances.

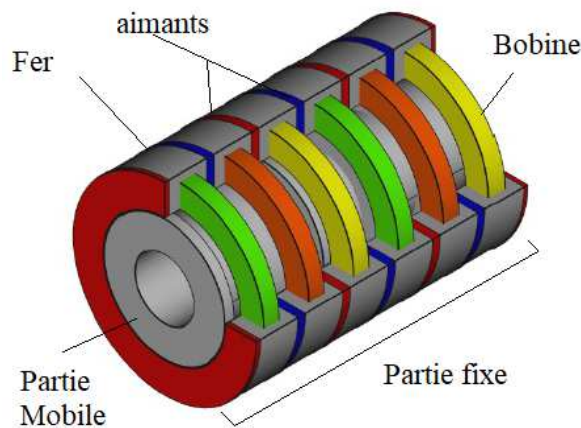


Figure II. 24 : Structure 3 D de la machine tubulaire à commutation de flux 6/5 périodique.

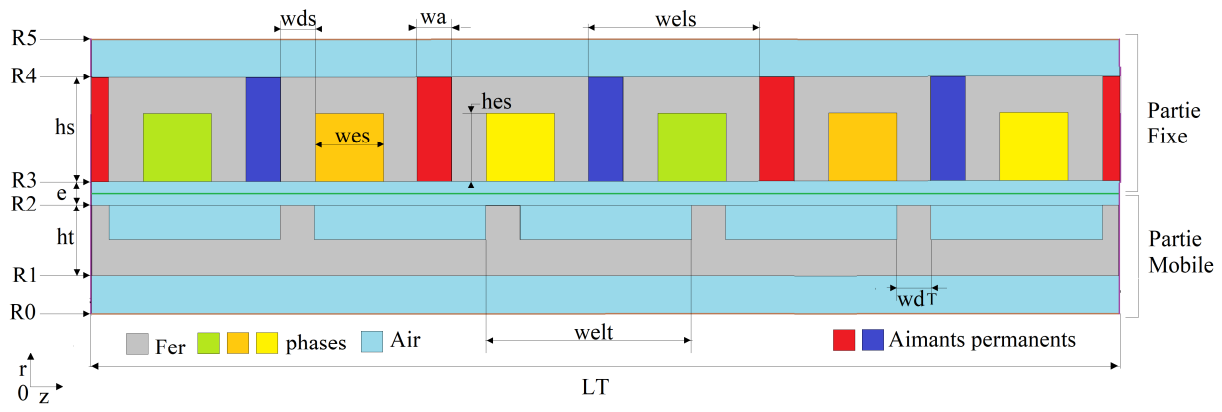


Figure II. 25 : demi-coupe longitudinale de la structure périodique.

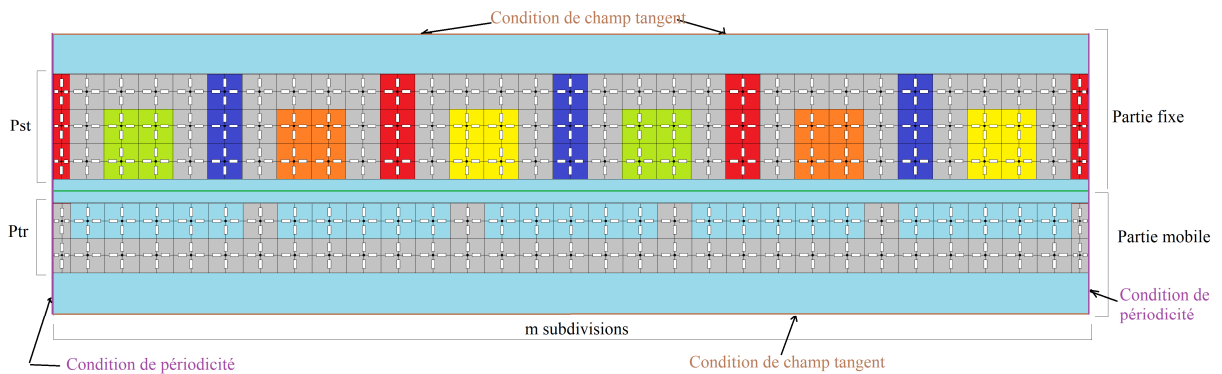


Figure II. 26 : Schéma hybride 2 D la machine tubulaire à commutation de flux 6/5 périodique.

II.5.1 Calcul des performances de la machine linéaire à commutation de flux à aimants permanents en utilisant le modèle hybride

II.5.1.1 Détermination des inductions normales et tangentielles dans l'entrefer

Comme indiqué précédemment, nous débuterons l'étude avec une structure périodique (Figure II. 25) de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux à aimants permanents 6/5. Le Tableau II. 2 présente les paramètres géométriques et physiques de la machine.

Tableau II. 2 : Paramètres géométriques et physiques de la machine.

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
R1	20 mm	e	1 mm
R2	40 mm	R3	41 mm
welt	36 mm	R4	61 mm
wdt	12 mm	R5	81 mm
ht	10 mm	wds	10 mm
wet	24 mm	wels	30 mm
wa	5 mm	Br	1
Mu0 (perméabilité)	1	Mufe (perméabilité)	7500

Les résultats de la simulation pour la détermination du champ magnétique sont présentés sur la

Figure II. 27. Sur cette figure, on voit une concordance entre les résultats issus des éléments finis obtenus via le logiciel Flux 2D d'ALTAIR et notre modèle hybride implémenté sous l'environnement MATLAB.

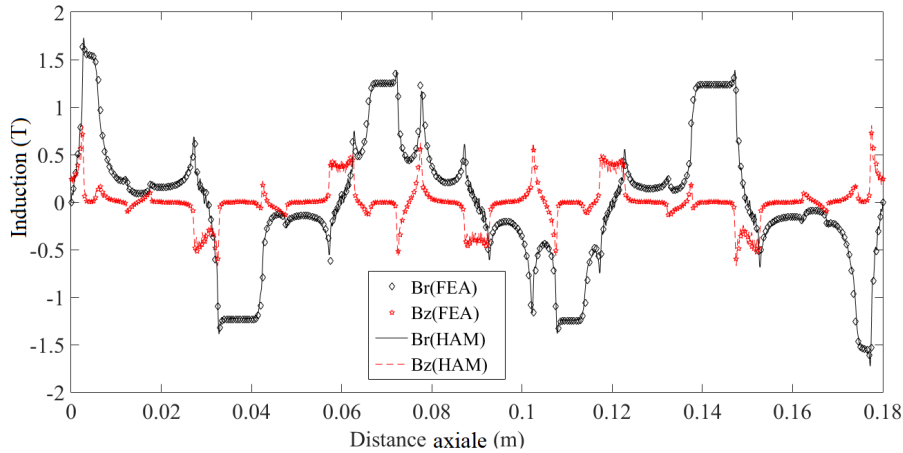


Figure II. 27 : Comparaison de l'induction normale et tangentielle issu des éléments finis et du modèle hybride.

II.5.1.2 Détermination de la force de détente

Lors des calculs des performances des machines électriques à aimants permanents, le calcul de la force de détente est très sensible aux calculs numériques en général. C'est l'une des raisons qui nous a poussés à faire cette étude avec le modèle hybride. Avant de présenter les résultats, nous présenterons dans ce qui suit la procédure de calcul de la force de détente en utilisant le modèle hybride. Cette force est calculée en utilisant la méthode de tenseur de Maxwell (voir la partie II.4.6).

II.5.1.2.1 Résultats de calculs et discussions

Le calcul de la force de détente est très sensible à la méthode utilisée. Généralement, les méthodes sont validées lorsque les résultats de calculs de la force de détente (ou couple de détente pour les machines rotatives) sont précis. Les calculs par éléments finis sont connus pour leurs précisions, de ce fait nous les utilisons comme références pour notre modèle hybride pour les calculs de la force de détente. Dans la référence [157], la comparaison entre les différentes approches de modélisation a permis d'observer que l'amplitude de la force de détente obtenue avec le modèle hybride est faible par rapport aux résultats obtenue avec les éléments finis et les autres modèles mais la forme de la courbe est identique pour les trois approches de modélisation. On peut jouer sur les paramètres comme le nombre d'harmonique dans le modèle analytique, le nombre de nœuds dans le réseau de perméances pour augmenter la précision des calculs mais ces changements induits d'autres problèmes comme par exemple lorsque le nombre de nœuds ou de maille augmente,

le temps de calcul devient grand sans un grand gain en précision. Il est de même pour le modèle hybride avec un mauvais conditionnement du système d'équation à résoudre. Le nombre de couches au niveau de l'entrefer est un paramètre important à tenir en compte.

La Figure II. 28, montre une comparaison entre le modèle par éléments finis, le modèle par réseau de perméances et le modèle hybride. On voit selon que l'on a une couche, deux couches ou trois couches dans l'entrefer, la précision n'est pas la même pour le modèle par éléments finis. Plus le nombre de couches augmente, plus la différence des amplitudes des forces détentes obtenues est grande.

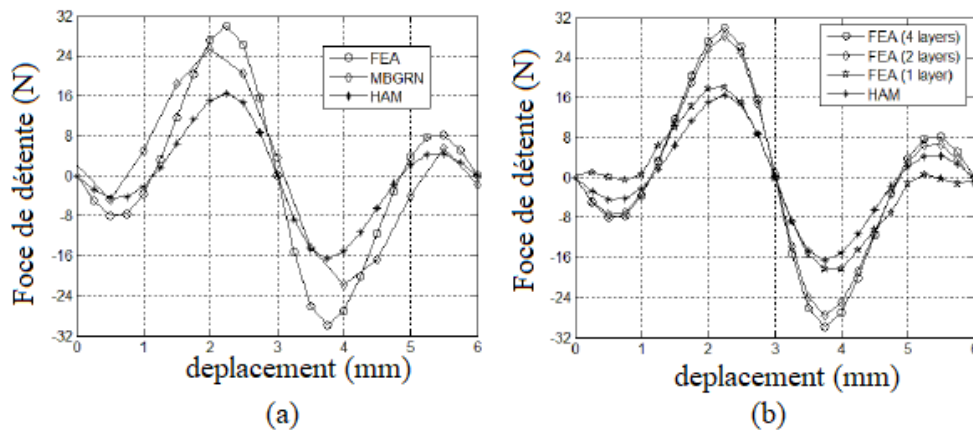


Figure II. 28 : Comparaison des amplitudes de la force de détente obtenues par différentes méthodes [157].

II.6 Etude de performances de la machine linéaire réelle

La Figure II. 29, montre la structure complète de la machine linéaire tubulaire 6/5. Et la Figure II. 30, présente la demi-coupe de la structure en vue de la modélisation 2D.

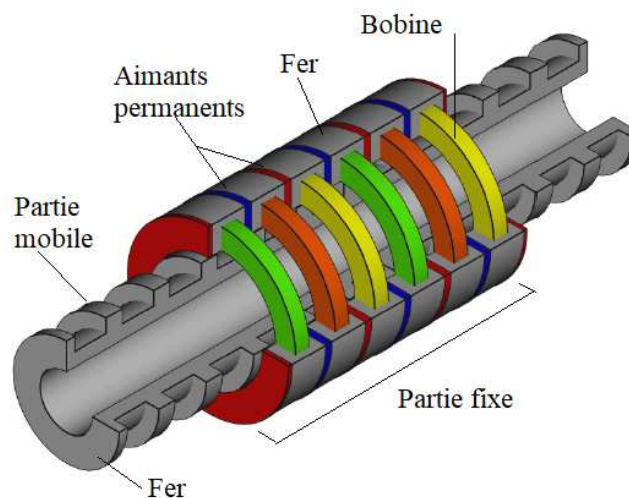


Figure II. 29 : Machine linéaire tubulaire réelle.

Dans cette étude, nous proposons de déterminer les performances électromagnétiques de la machine. Commençons par l'étude de la force de détente et les effets de bords.

II.6.1 Réduction de la force de détente et étude des effets de bords de la machine linéaire à commutation de flux 6/5

La Figure II. 30 montre une vue en coupe de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux à aimant permanents 6/5.

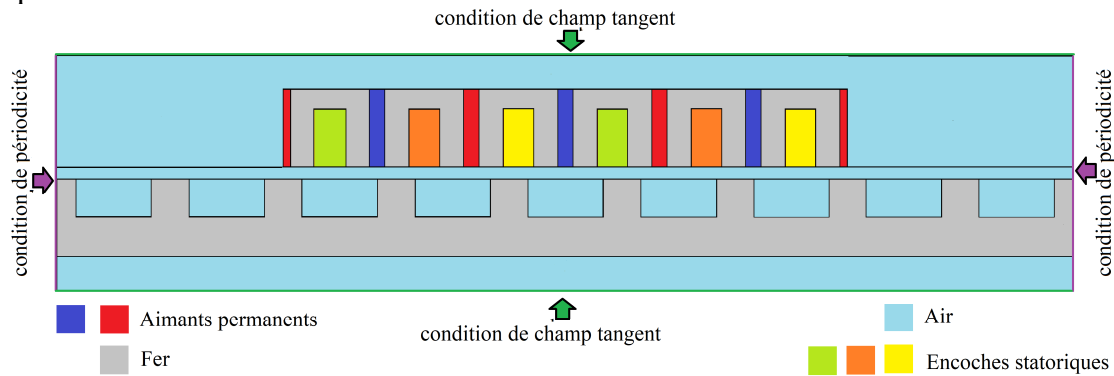


Figure II. 30 : Schéma de la structure réelle avec effet de bords.

II.6.1.1 Réduction de la force de détente

Dans la littérature la méthode la plus utilisée pour la réduction du couple de détente pour les machines à aimants permanents rotatives est l'inclinaison des aimants. Cette méthode associée à l'ajout des dents ou des éléments ferromagnétiques pour étendre le circuit magnétique peut être utilisée pour la réduction de la force de détente dans le cas des machines linéaires planes [159]. Pour les machines linéaires tubulaires, l'inclinaison des aimants est difficilement voire impossible à appliquer. Dans la référence [160], l'auteur a utilisé deux techniques dans le but de réduire la force de détente sur une machine linéaire tubulaire. La première consiste à diviser la structure en deux modules et à intercaler entre les deux modules du fer dont l'épaisseur a des effets sur la force de détente et la seconde est l'ajout d'un élément en forme de U inversée aux extrémités du circuit magnétique du stator (Figure II. 31).

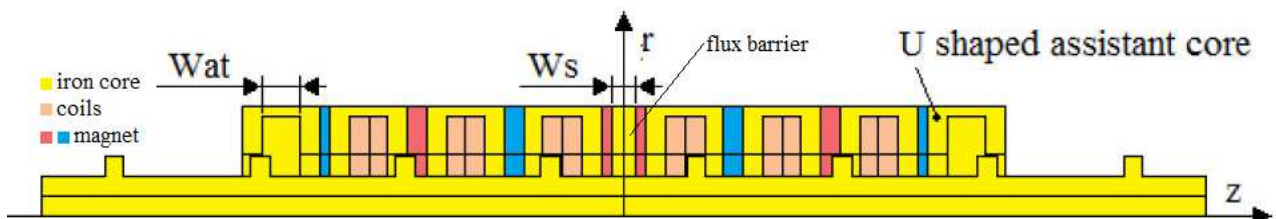


Figure II. 31 : Structure étudiée dans [160] pour la réduction de la force de détente.

D'autre part, on sait que la force de détente peut être influencée par les paramètres géométriques de la structure étudiée. Par exemple, l'épaisseur des aimants, l'épaisseur des dents des

parties mobile et fixe. La force de détente peut être réduite en faisant un choix optimal de ces paramètres [161]. Dans ce qui suit, une étude paramétrique de la machine est menée en prenant comme variables d'étude ces paramètres critiques dans le but d'analyser leurs impacts sur la force de détente.

II.6.1.1.1 Réduction de la force de détente sur la structure initiale

Pour gagner du temps, notre étude va se focaliser sur les paramètres critiques, c'est-à-dire les paramètres géométriques connus pour leurs influences significatives sur la force de détente. Pour la machine tubulaire à commutation de flux, ces paramètres sont l'épaisseur de dents de la partie mobile et de la partie fixe de la structure lorsque le volume des aimants est fixé. L'étude débute par analyser l'influence de l'épaisseur de dents de la partie mobile sur la force de détente. La Figure II. 32 (a), montre la variation de l'amplitude de la force de détente en fonction de l'épaisseur de la dent de la partie mobile. Et la Figure II. 32 (b) montre la variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de la variation de l'épaisseur de dents de la partie mobile. On voit sur cette figure que l'amplitude minimale acceptable (sans risque d'augmenter trop la taille de la dent ajoutée) se trouve entre 15mm et 20mm. Après analyse de la Figure II. 32 (b), on constate que la valeur optimale est égale à 17 mm.

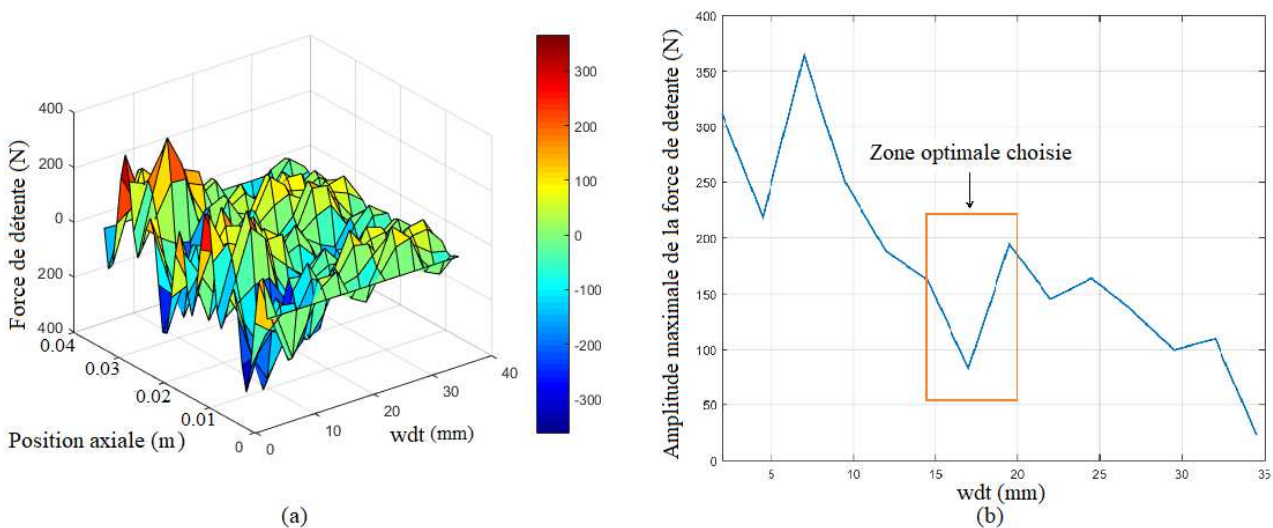


Figure II. 32 : (a) Variation 3D de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents du translateur, (b) variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents du translateur.

L'étude se poursuit en choisissant la valeur de l'épaisseur de dents de la partie mobile égale à 17 mm (Valeur optimale choisie) et en variant cette fois-ci l'épaisseur de la dent de la partie fixe. La Figure II. 33 (a), montre la variation de l'amplitude de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents de la partie fixe. Et la Figure II. 33 (b) montre la variation de l'amplitude

maximale de la force de détente en fonction de la variation de l'épaisseur de dents de la partie fixe. On voit sur cette figure que l'amplitude minimale se trouve entre 5mm et 7,5 mm. Elle correspond exactement à la valeur de 5 mm comme on peut le voir sur Figure II. 33 (b).

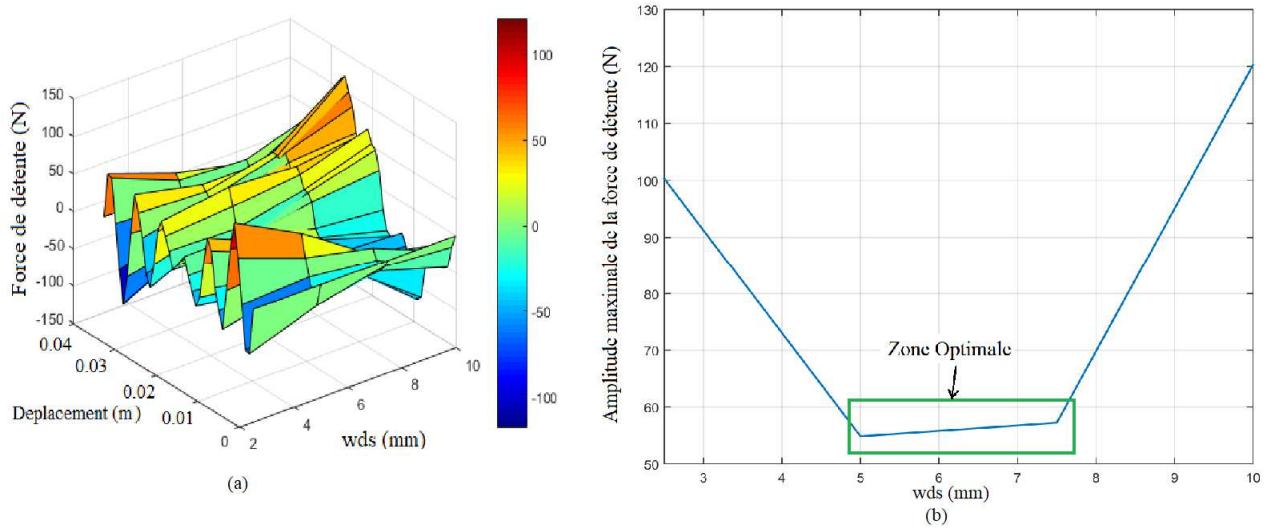


Figure II. 33 : (a) Variation 3D de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents du stator pour WDT = 17 mm, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents du stator pour WDT = 17 mm

La Figure II. 34, montre la comparaison des courbes de la force de détente avant et après l'optimisation paramétrique. Dans la suite de l'étude, les paramètres WDT et WDS sont fixés à 17mm et 5 mm et les autres paramètres sont identiques ceux de la structure originale.

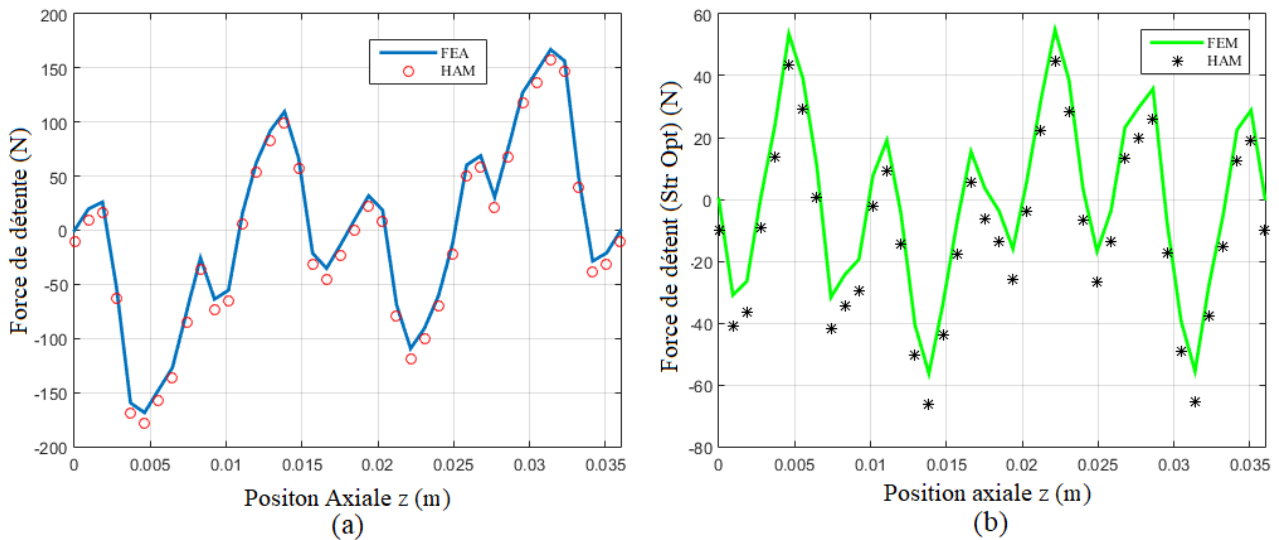


Figure II. 34 : Force de détente : (a) structure initiale, (b) structure initiale optimisée.

II.6.1.2 Effet de bords des machines linéaires

Il existe deux types des effets de bords qui peuvent apparaître lorsqu'un dispositif électromagnétique linéaire est étudié (Voir la partie I.3.3.1). Dans cette partie du document, nous

étudierons plusieurs techniques permettant de réduire les effets de bords dans le cas de la machine tubulaire à commutation de flux étudiée dans cette thèse.

II.6.1.2.1 Réduction des effets de bords sur la machine linéaire tubulaire à commutation de flux

Dans ce qui suit, nous étudierons l'impact de l'ajout des dents supplémentaires et l'ajout des éléments en forme de U inversée sur la réduction des effets de bords de la machine (Figure II. 35 et Figure II. 36). Les effets de bords ont une influence sur la distribution de flux dans la machine du fait que le circuit magnétique est non fermé dans la direction longitudinale (cas des machines tubulaires). Les bobines qui sont sur les bords reçoivent moins de flux magnétique que les bobines qui sont au milieu du circuit magnétique.

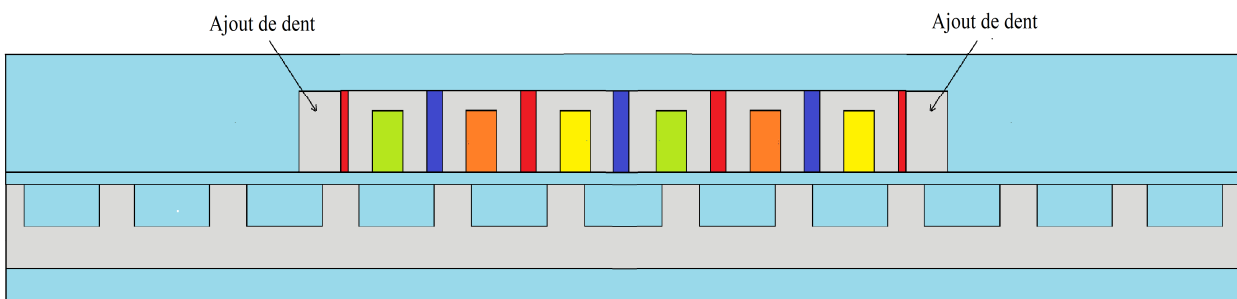


Figure II. 35 : Structure initiale optimisée du point de vue force détente : ajout des dents supplémentaires.

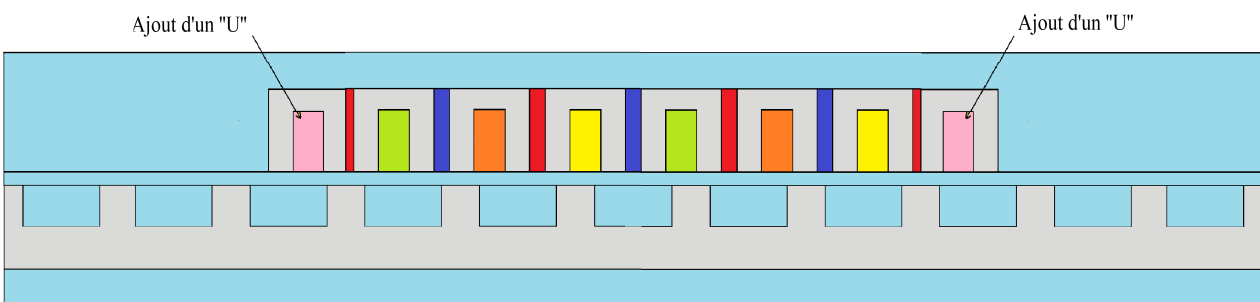


Figure II. 36 : Structure initiale optimisée du point de vue force détente : ajout des éléments en forme de U supplémentaires.

II.6.1.2.1.1 Cas de l'ajout des dents supplémentaires à la fin du circuit magnétique

La Figure II. 37 (a), montre la variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents supplémentaires. Et la Figure II. 37 (b), montre la variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents supplémentaires. Sur cette dernière, on voit que la valeur optimale de l'épaisseur des dents supplémentaires se trouve entre 50 et 60 mm. La

Figure II. 38, montre la force de détente dans le cas de l'ajout des dents supplémentaires. Une réduction importante de l'amplitude de force est constatée si on la compare à celle obtenue avec la structure initiale (Figure II. 34).

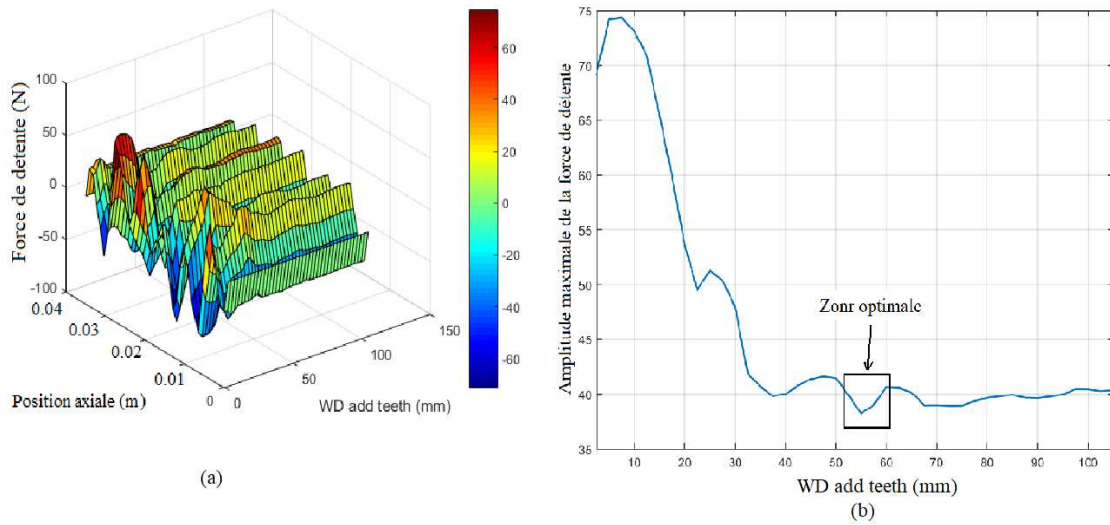


Figure II. 37 : (a) Variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des dents supplémentaires, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur de dents supplémentaires.

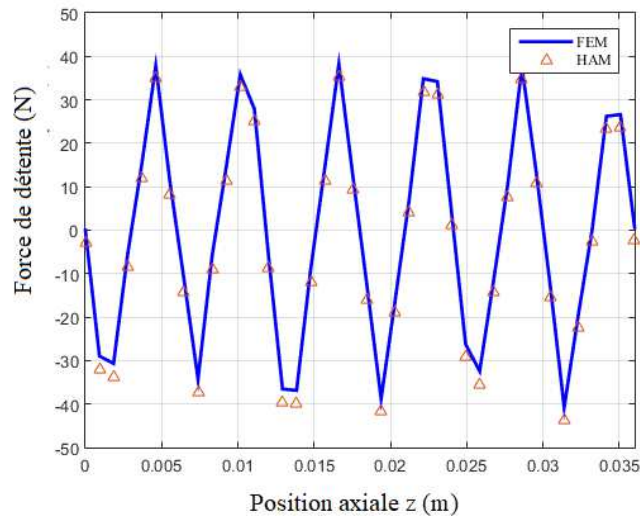


Figure II. 38 : Force de détente structure obtenue avec l'ajout des dents supplémentaires optimisées.

La Figure II. 39, montre une comparaison entre les FEM de la structure initiale et de la même structure mais cette fois-ci avec l'ajout des dents supplémentaires. On peut voir que sur la Figure II. 39 (b) comparée à la Figure II. 39 (a), l'amplitude des FEM sont presque identiques, et donc l'ajout des dents supplémentaires ont eu un impact sur la réduction des effets de bord.

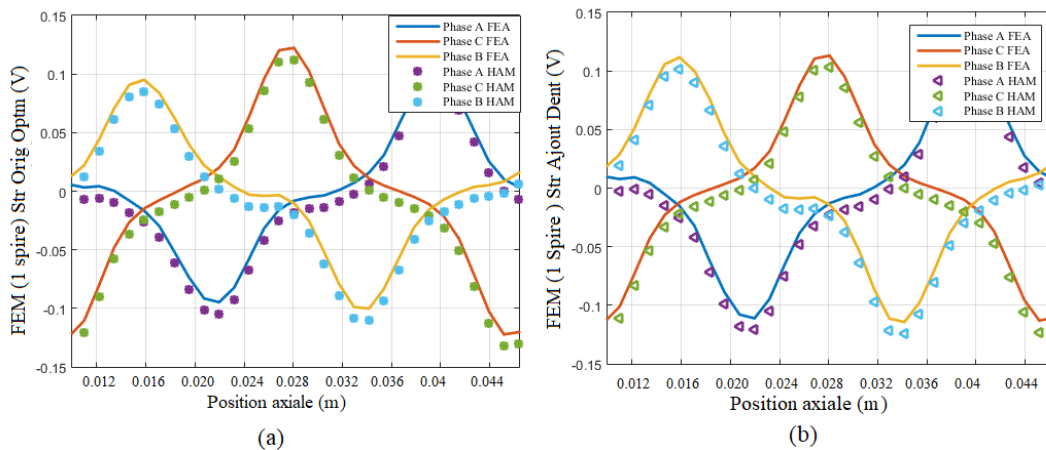


Figure II. 39 : FEM (a) structure initiale optimale sans dents supplémentaires, (b) structure initiale avec ajout des dents supplémentaires.

II.6.1.2.1.2 Cas de l'ajout des éléments supplémentaires en forme de U à la fin du circuit magnétique

Dans cette étude, nous avons choisi de garder l'épaisseur des dents optimales de l'étude précédente, mais dans ce cas on ajoute des encoches dans le but de réduire le poids de la machine. La Figure II. 40 (a) montre la variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des encoches des dents supplémentaires ajoutées (éléments en forme de U inversée). Et la Figure II. 40 (b) montre la variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur de ces encoches. Sur cette dernière, on voit que la valeur optimale de l'épaisseur des encoches se trouve entre 5 et 10 mm.

On peut voir que sur la Figure II. 42 comparée à la Figure II. 39 (a), l'amplitude des FEM la aussi sont presque identiques, donc l'ajout des éléments en forme de U inversée supplémentaires ont eu un impact sur la réduction des effets de bord (comme pour le cas de l'ajout des dents supplémentaires Figure II. 39 (b)).

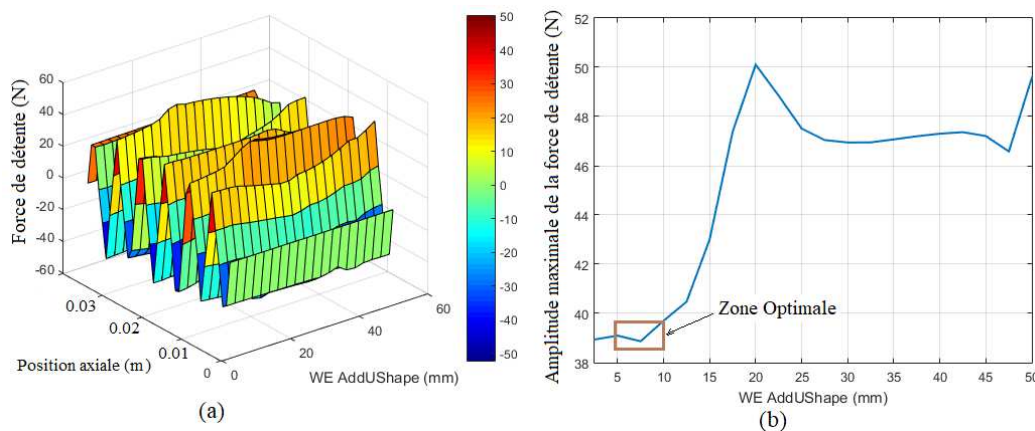


Figure II. 40 : (a) Variation de la force de détente en fonction de l'épaisseur des encoches des éléments en forme de U inversée, (b) Variation de l'amplitude maximale de la force de détente en fonction de l'épaisseur des encoches des éléments en forme de U inversée.

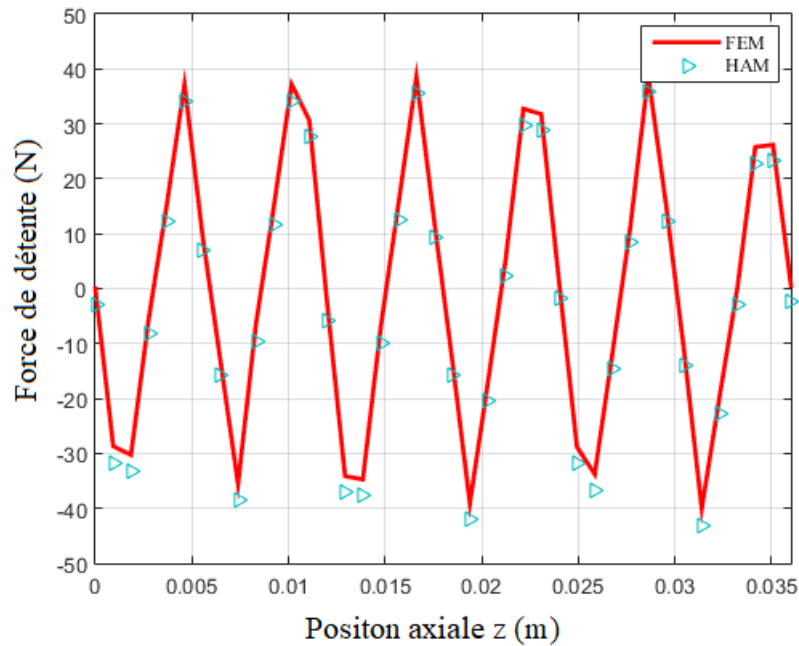


Figure II. 41 : Force de détente structure obtenue avec l'ajout des éléments en forme de U inversée.

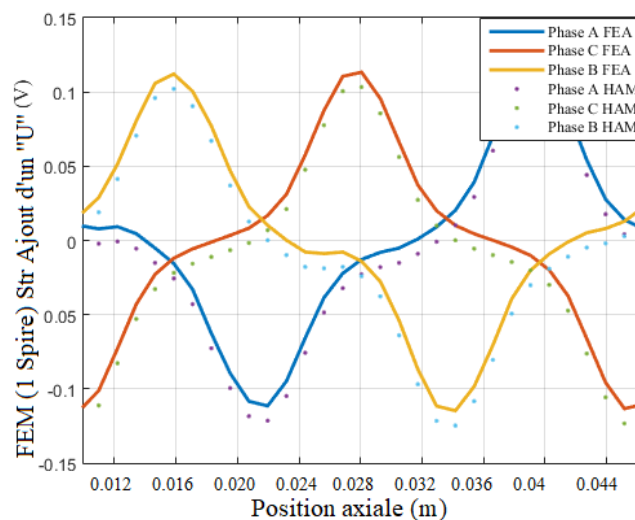


Figure II. 42 : FEM de la structure initiale avec ajout des éléments en forme de U inversée supplémentaires.

La Figure II. 43 (a), présente un résumé sur la comparaison entre les forces de détente obtenues pour chaque structure étudiée. Et sur la Figure II. 43 (b), ce sont les amplitudes maximales de la force de détente qui sont comparées. Le Tableau II. 3, montre les valeurs maximales de FEM pour chaque structure étudiée. Les impacts de l'ajout des dents ou des éléments en forme de U supplémentaires sur la réduction de force de détente et des effets de bords sont comparables. Les contraintes de l'application de la machine peuvent guider le concepteur sur le choix de l'une ou de l'autre technique. Par exemple si le poids est une contrainte importante à prendre en compte dans l'application, on peut s'orienter vers la structure avec l'ajout des dents en forme de U inversée dont le poids est sûrement plus faible que pour la structure avec des dents ajoutées.

Tableau II. 3 : Amplitude maximale des FEM des structures étudiés (données pour une spire).

	FEM Structure Initiale	FEM Structure Optimisée	FEM Structure avec l'ajout de dents	FEM Structure avec l'ajout des U
Phase A	0.12 V	0.10 V	0.12 V	0.12 V
Phase B	0.16 V	0.10 V	0.12 V	0.12 V
Phase C	0.13 V	0.10 V	0.12 V	0.12 V

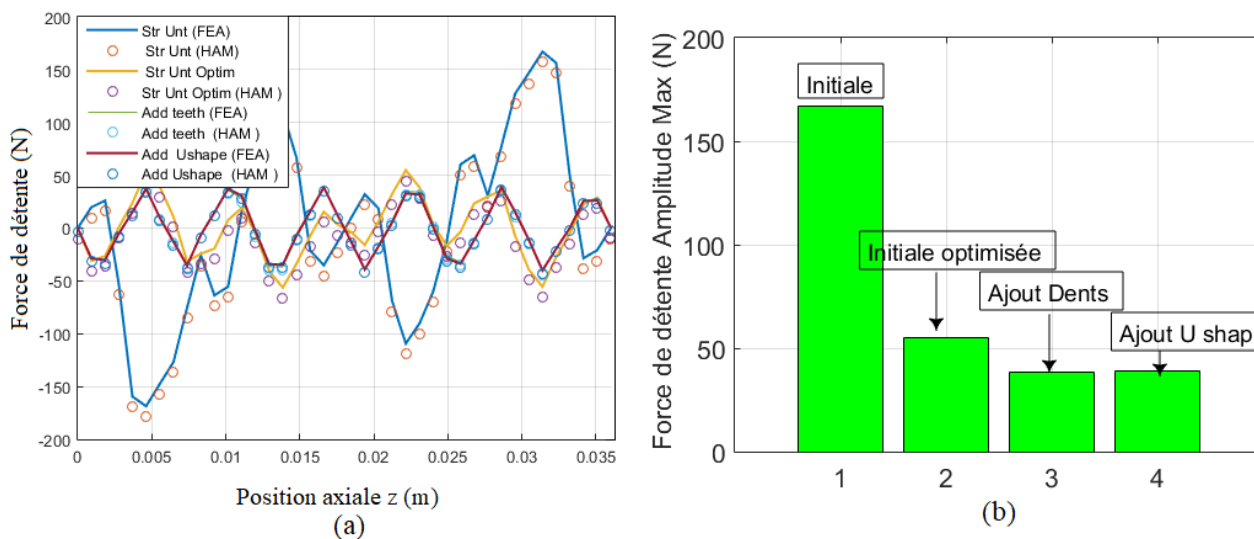


Figure II. 43 : Forces de détente pour chaque structure, (b) : Amplitudes maximales obtenues pour chaque structure.

II.7 Etude du générateur linéaire tubulaire pour application houlogénérateur

Dans cette partie du document, on se propose de faire une étude des performances électromagnétiques et mécaniques du générateur linéaire tubulaire à commutation de flux à aimants permanents. Une forme schématique de la structure avec ses quatre sections est présentée sur la Figure II. 44.

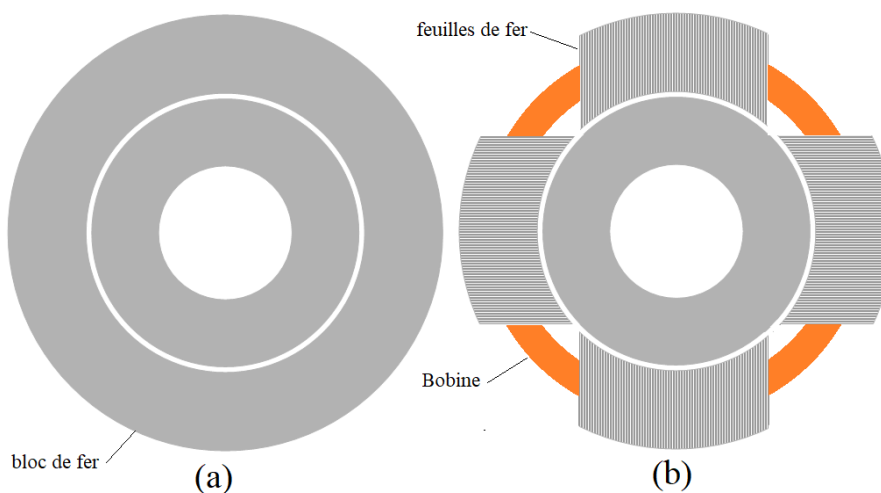


Figure II. 44 : Structure Tubulaire à circuit magnétique : (a) sans feuilletage, (b) avec feuilletage.

II.7.1 Validation du modèle 3D de la machine avec un maillage extrudé

Pour cette étude, dans le but de valider le modèle 3D éléments finis de la machine d'étude, la force de détente, la force électromotrice du modèle 2D axi-symétrie sont comparés avec ceux du modèle 3D de la machine avec un maillage extrudé.

Lorsqu'une structure 3D est étudiée, selon que sa géométrie est simple ou complexe, ses volumes peuvent être obtenus par propagation des surfaces simples pour obtenir un volume. Par exemple, un cylindre de diamètre donné peut être obtenu par une transformation d'un cercle par simple extrusion (Figure II. 45). L'avantage de cette manière de faire est que le maillage extrudé est un maillage simple à obtenir et à l'avantage de consommer moins de temps avec une qualité de maillage très bonne comparée au maillage libre (Figure II. 46).

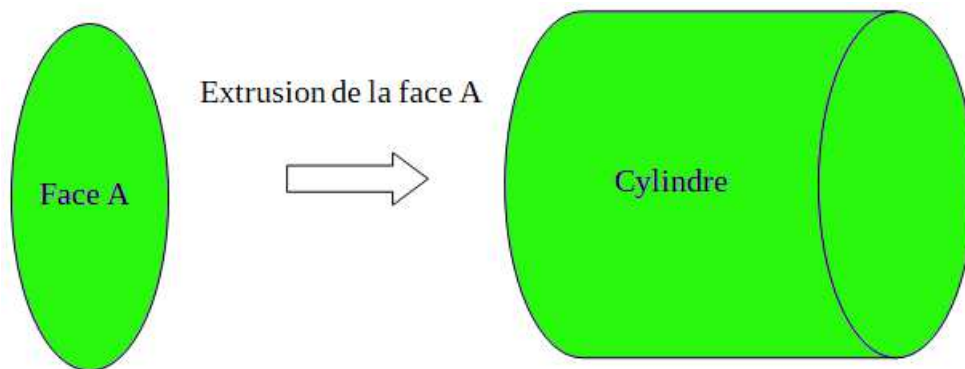


Figure II. 45 : Extrusion d'un cercle pour obtenir un cylindre

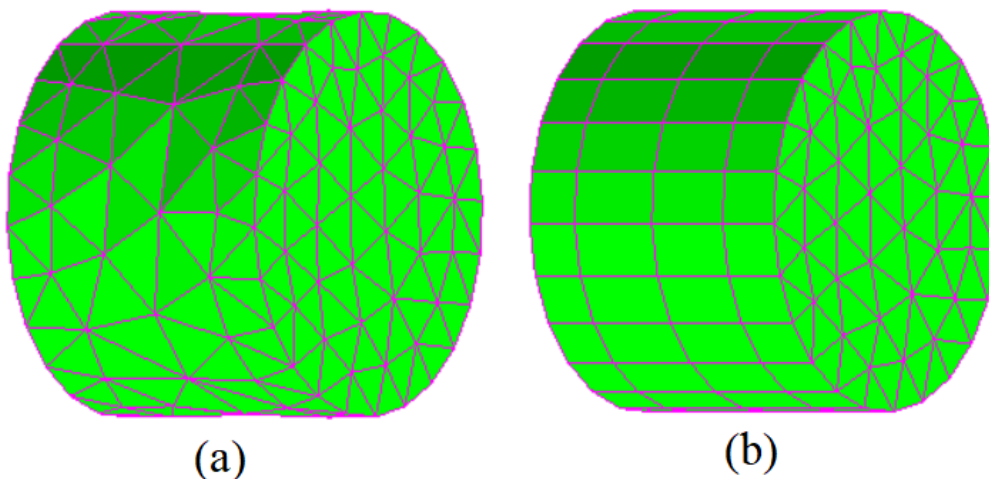


Figure II. 46 : Volume cylindrique avec un maillage (a) : libre, (b) : Extruder.

Le calcul de la force de détente est très sensible aux méthodes numériques. Dans cette étude, une attention particulière sera portée sur la force de détente. Sur la Figure II. 47 (a), les courbes de la force de détente obtenues en 2D et 3D concordent même si un léger écart peut être constaté entre

les courbes. Par contre, les FEM (forces électromotrices) des phases obtenues en 2D et 3D ont des amplitudes différentes (Figure II. 47 (b)). Cette différence peut être justifiée car le modèle 2D idéalise le dispositif alors que le modèle 3D est plus proche de la réalité. La qualité des maillages peut aussi avoir un impact sur les résultats. Plus les éléments de maillage sont nombreux et de dimensions plus petites, plus la précision est meilleure. En 2D il est très facile de choisir un maillage plus fin qu'en 3D à cause de la mémoire limitée des ordinateurs. D'ailleurs nous avons rencontré ce problème dans nos calculs 3D.

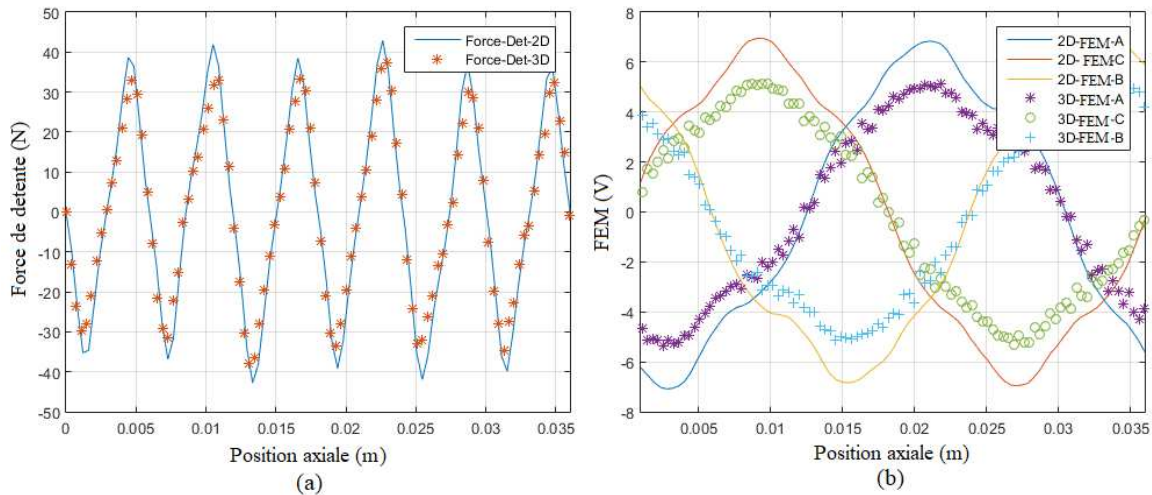


Figure II. 47 : Comparaison (a) : Force 2D et 3D, (b) : FEM 2D et 3D.

II.7.2 Etude de l'effet de l'excentricité mécanique sur les performances électromagnétiques et mécaniques de la machine linéaire tubulaire

Dans cette étude, on s'intéresse uniquement à l'excentricité qui se produit lorsque la partie mobile est translattée dans la direction radiale par rapport à la partie fixe (Figure II. 48). Les valeurs de l'excentricité considérées sont au nombre de trois : 25%, 50% et 75% de la valeur de l'entrefer.

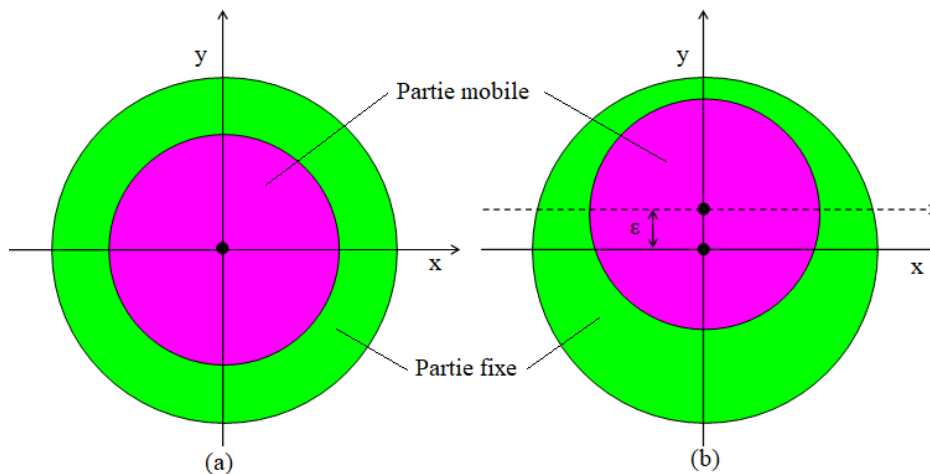


Figure II. 48 : Structure : (a) sans excentricité, (b) avec excentricité d'une valeur de $\epsilon = \text{Exc}$.

II.7.2.1 Effet de l'excentricité sur la force de détente

La Figure II. 49, montre les courbes de la force de détente pour chaque valeur de l'excentricité. On remarque que plus l'excentricité est grande, plus l'amplitude maximale de la force de détente augmente. Les valeurs de ces amplitudes varient de 33 N sans excentricité à 65.13N pour une excentricité de 75% (presque le double de sa valeur sans excentricité).

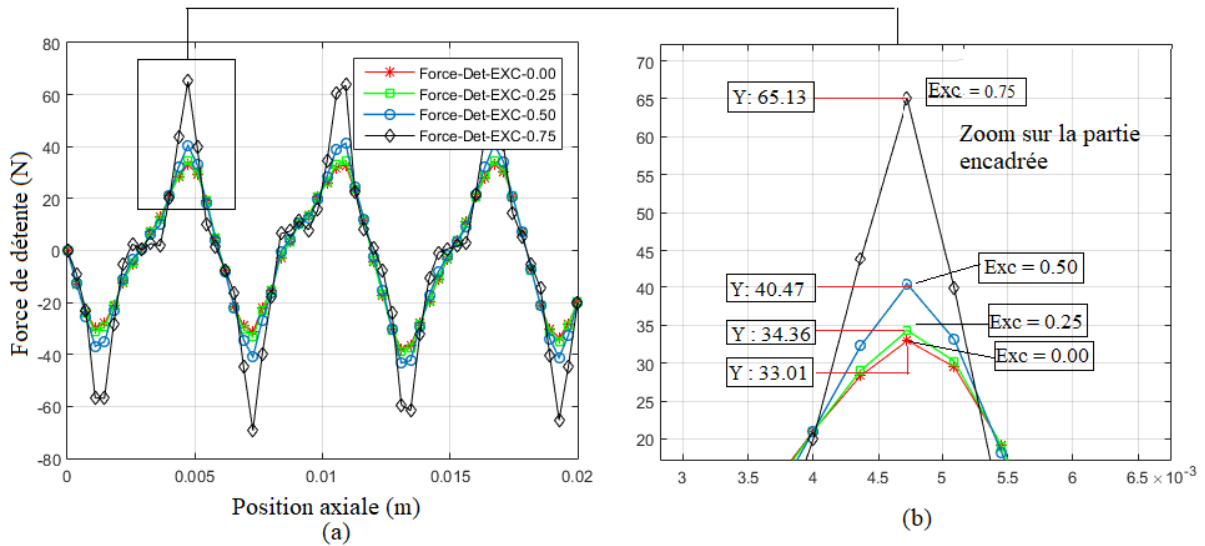


Figure II. 49 : Force de détente en fonction de l'excentricité.

II.7.2.2 Effet de l'excentricité sur la FEM

La Figure II. 50, montre les courbes de la FEM en fonction de l'excentricité. On remarque dans ce cas aussi que plus l'excentricité est grande, plus l'amplitude des FEM augmente. On dirait que l'excentricité agit sur la FEM de manière favorable.

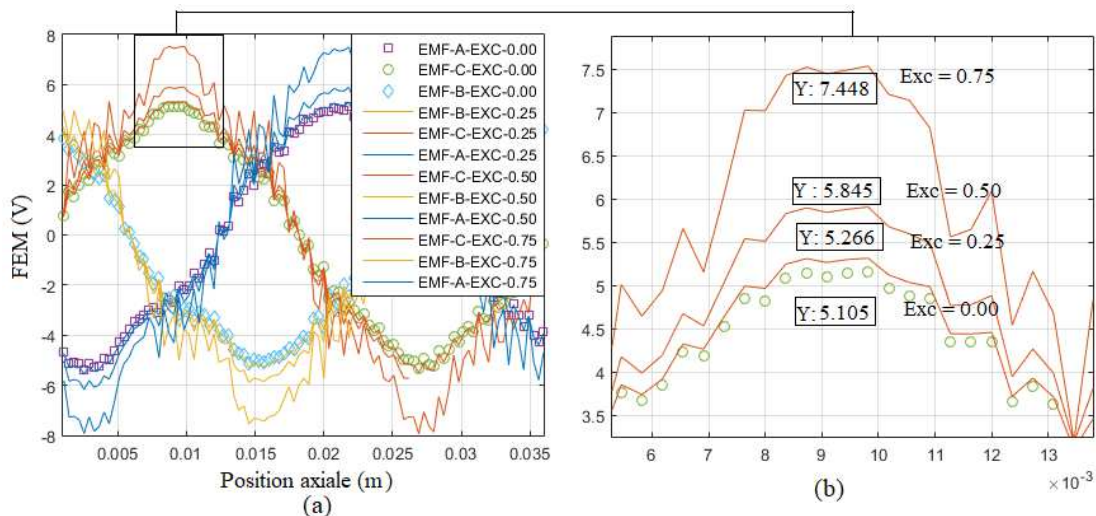


Figure II. 50 : FEM en fonction de l'excentricité.

II.7.2.3 Etude de l'effet des sections vides (amagnétiques) sur la FEM

Pour réduire les pertes par courant de Foucault dans les machines électriques, il est nécessaire de faire recours aux tôles en matériaux ferromagnétiques dans la construction de ces dernières. Dans le cas de la machine tubulaire, sa construction particulière oblige à diviser la machine en sections comme le montre la Figure II. 51 pour pouvoir intégrer les tôles en matériaux ferromagnétiques lors de sa conception. Dans cette partie du document, on se propose de faire une étude sur l'impact des matériaux des sections (ferromagnétique ou amagnétique (Figure II. 51)) sur la capacité de la machine à produire du flux magnétique embrassé par les phases.

L'analyse des FEM produites, lorsque ses sections sont en matériaux magnétiques ou non, montre que les FEM produites ont diminué d'environ 17% lorsque ces sections contiennent des matériaux non magnétiques (comme air), comme on peut le voir sur les Figure II. 52 et Figure II. 53.

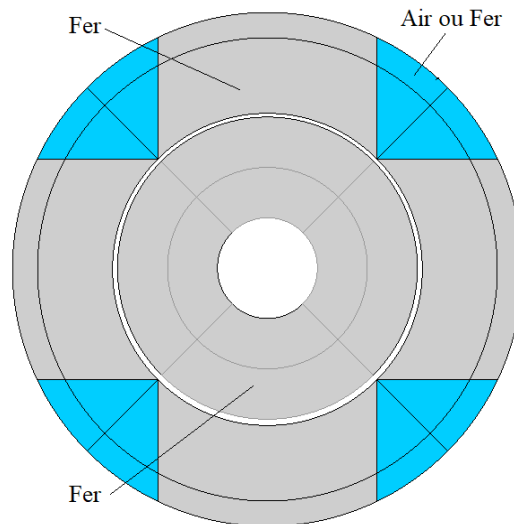


Figure II. 51 : Sections ferromagnétiques ou amagnétiques.

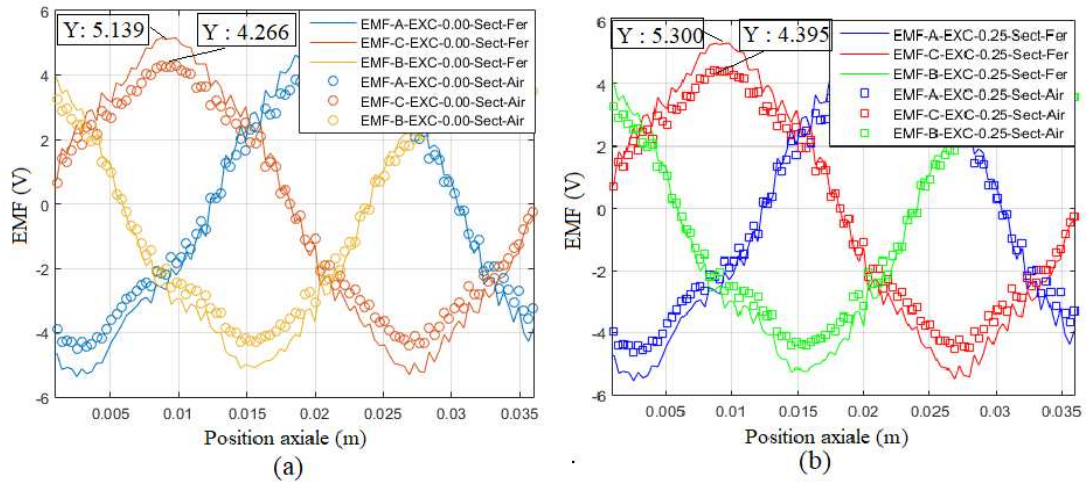


Figure II. 52 : Comparaison des FEM produites par la machine avec l'excentricité : (a) $\varepsilon = 0.00$; (b) $\varepsilon = 0.25$.

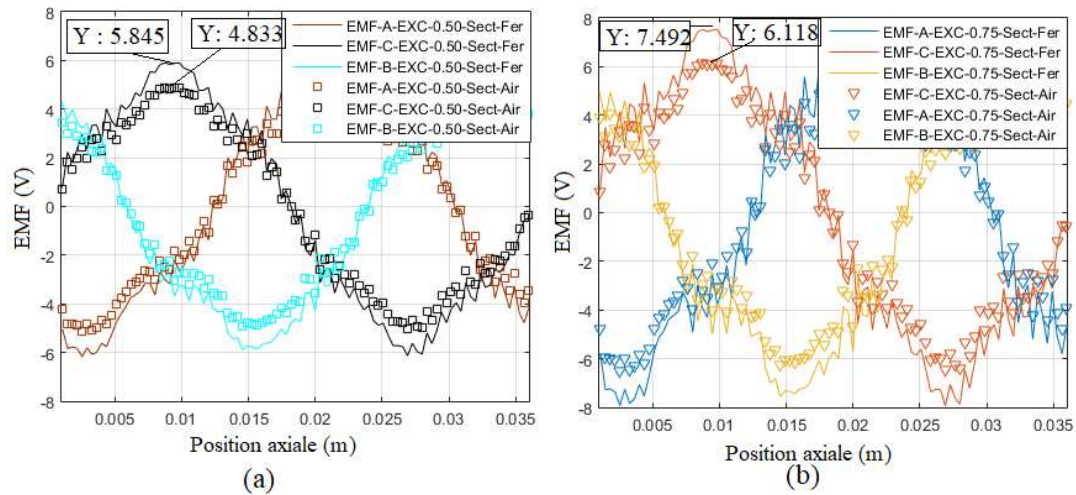


Figure II. 53 : Comparaison de FEM produites par la machine avec l'excentricité : (a) $\varepsilon = 0.50$; (b) $\varepsilon = 0.75$.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation hybride pour le pré-dimensionnement d'une machine linéaire tubulaire en général et une application de ce modèle sur une machine tubulaire à aimants permanents à commutation de flux est présentée. Par le choix judicieux de modéliser les parties ferromagnétiques par le modèle par réseau de perméances et l'entrefer par le modèle analytique par la résolution formelle de équations de Maxwell, le modèle a permis de cumuler les avantages de ces deux modèles c'est-à-dire la prise en compte de la saturation magnétique des matériaux avec le modèle par réseau de perméances et la facilité de tenir compte de mouvements de la machine avec le modèle obtenu par la résolution formelle des équation de Maxwell. Le modèle hybride est utilisé pour faire une étude paramétrique en vue de l'optimisation de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux à aimants permanents. Cette étude nous a permis de réduire l'amplitude de la

force de détente tout en augmentant le volume des encoches pouvant recevoir les bobines. Ensuite, le modèle est utilisé pour l'étude de réduction des effets de bords en passant par une modification de la structure initiale (ajout des dents supplémentaires ou des éléments en forme de U renversée de chaque côté du circuit magnétique de la partie fixe). En plus de réduire les effets de bords, ces modifications nous ont conduit à la réduction de la force de détente une fois de plus.

La construction des machines n'est jamais parfaite, ce constat nous a poussé à faire une analyse de la machine présentant des défauts mécaniques. Sur cette étude, nous nous sommes limités à l'étude de l'excentricité mécanique qui peut apparaître lorsque la partie mobile est translatée dans la direction radiale. En présence, de ce défaut mécanique, un calcul 3D par éléments finis s'avère nécessaire. L'effet de ce défaut sur la force de détente, la FEM produite par la machine est présentée.

Pour réduire les pertes magnétiques dans les machines électriques, il est nécessaire d'utiliser des tôles en matériaux magnétiques pour construire le circuit magnétique de ces dernières. Pour le cas de la machine tubulaire, elle doit être construite sous forme des modules avec des parties magnétiques et amagnétiques. C'est pour cette raison, qu'une analyse sur l'effet de cette construction particulière sur le flux embrassé par les bobines est importante. Une étude est évidemment proposée pour l'analyse de ce phénomène dans le cas de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux étudiée dans cette thèse. On constate que d'après nos calculs, une réduction d'environ 16 à 17% en fonction de l'excentricité est constatée, lorsqu'on tient compte des parties amagnétiques dans la construction de la machine.

CHAPITRE III :
MODELISATION THERMIQUE DE LA MACHINE LINEAIRE
TUBULAIRE

CHAPITRE III : MODELISATION THERMIQUE DE LA MACHINE LINEAIRE TUBULAIRE

III.1 Introduction

La température est un facteur très important à tenir en compte lors de la conception d'une machine électrique. L'importance de l'étude thermique vient du fait que l'augmentation de la température au-delà d'une certaine valeur dans la machine est susceptible de provoquer une dégradation du rendement voire la destruction des certains composants de la machine comme les isolants, le bobinage et ou la démagnétisation des aimants permanents etc.

Dans la première partie de ce document, nous allons faire un tour d'horizon sur l'étude thermique des machines électriques en générale et des machines linéaires en particulier. Puis dans la seconde partie du document une étude thermique sur un dispositif réel sera effectuée. Les résultats des campagnes de mesures seront utilisés pour déterminer les coefficients d'échange thermique de l'entrefer, du stator et d'adopter le modèle par éléments finis et le modèle nodal dans le but de les utiliser dans les études futures d'une machine linéaire. Il faut noter que la détermination des coefficients d'échanges thermiques convectifs est une tâche non aisée sans passé par la pratique (les essais).

III.2 Généralités sur les transferts thermiques

Il existe trois modes de transfert thermique (Figure III. 1) : le transfert thermique par conduction, par convection et par rayonnement. Nous détaillerons chacun de ces phénomènes dans la suite du document.

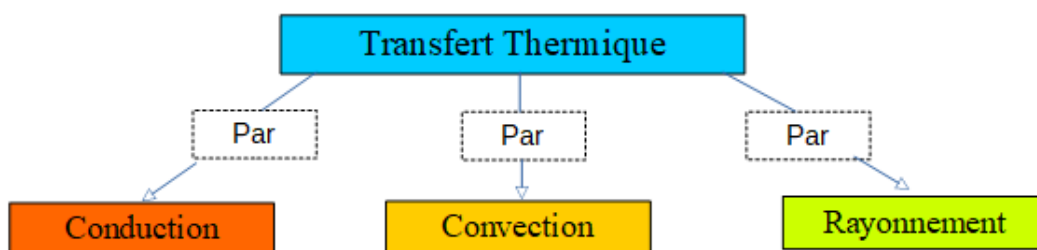


Figure III. 1 : Les différents modes de transfert thermique.

III.1.1 Conduction :

La conduction désigne la propagation inhérente aux chocs internes, sans mouvement apparent de matière. Ce phénomène de conduction peut être observé par exemple quand deux solides qui ont des températures différentes sont mis en contact, le corps qui a la température la plus élevée cède de l'énergie thermique à celui dont la température est plus faible sans qu'il y ait des

transferts de matière [162]. La Figure III. 2, montre le schéma du processus de conduction.

III.1.1.1 La loi de Fourier

Le flux thermique Φ (ou puissance thermique) traversant une plaque matérielle homogène d'épaisseur e , de surface S , soumise à un écart de température δT entre ses plans limites, est déterminé par la loi de Fourier.

$$\Phi = \frac{\lambda S}{e} \delta T \equiv \frac{\delta T}{R} \quad \text{III. (1)}$$

Où λ est la conductivité thermique (en $\text{W.m}^{-1}.\text{k}^{-1}$), R la résistance thermique. Le Tableau III. 1 donne un petit aperçu sur les conductivités thermiques de quelques matériaux courants.

La loi de Fourier locale s'applique à des matériaux homogènes et isotropes ou qui se comportent comme tels. Elle exprime que la densité de flux thermique ϕ est proportionnelle au gradient de la température et est orienté dans le sens opposé.

$$\vec{\phi} = -\lambda \text{grad } T \quad \text{III. (2)}$$

Tableau III. 1: Conductivité thermique de quelques matériaux au voisinage de 300K (en $\text{W.m}^{-1}\text{k}^{-1}$) [1].

Matériaux	Conductivité	Matériaux	Conductivité
Vide inférieur à 10^{-4} torrs	0,000	Eau	0,6
CO2 Immobilé	0,014	Verre, Brique pleine, Béton	1
Air Immobilé	0,024	Graphite	5
Mousse de polyuréthane	0,029	Acier inoxydable	15
Polyrène, Vermiculite	0,039	Plomb	35
Laine de verre sèche	0,05	Fonte	57
Foamglass	0,05	Aluminium	203
Amiante	0,15	Cuivre	380
Bois	0,2	Argent	410

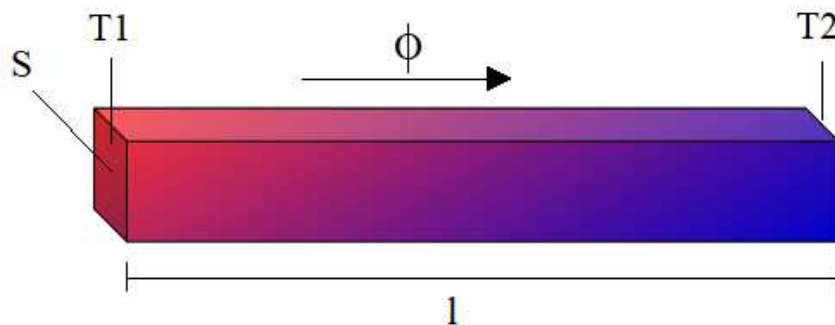


Figure III. 2 : Transfert de chaleur par conduction.

Le flux thermique transféré par unité de temps à travers une surface S est égal au rapport entre la quantité de chaleur transmise dQ et le temps dt pendant lequel le transfert s'est effectué. Ainsi on a :

$$\Phi = \frac{dQ}{dt} = \iint_s \vec{\phi} \cdot \vec{n} dS \quad \text{III. (3)}$$

III.1.1.2 Chaleur et enthalpie

La quantité de chaleur H (de l'anglais 'heat') contenue dans une masse m d'un matériau est désignée sous le vocabulaire enthalpie. Cette dernière dépend de la température mais aussi de la pression pour les gaz. Le flux stocké Φ_s dans une masse (ou libéré) suite à une variation de température dT engendrée sur une durée infinitésimale dt est exprimé par :

$$\Phi_s = \frac{dH}{dt} \quad \text{III. (4)}$$

Si on considère que l'enthalpie ne dépend que de la température alors :

$$\Phi_s = \frac{dH}{dt} = \frac{dH}{dT} \frac{dT}{dt} = C \frac{dT}{dt} \quad \text{III. (5)}$$

Où C (J.K⁻¹) est la capacité thermique du matériau.

Pour un corps de masse m dont la chaleur massique à pression constante est égale à C_p, la capacité thermique C est définie par :

$$C = \frac{dH}{dT} = mC_p \quad \text{III. (6)}$$

III.1.1.3 Équation de la chaleur

Considérons un matériau de masse volumique ρ , de volume τ limité par une surface S et de chaleur massique C_p, comportant une source interne de chaleur qui libère une puissance p par unité de volume. Le flux Φ_e émis par la source est égal au flux stocké par le matériau, augmenté du flux sortant Φ_r , en orientant le vecteur normal vers l'extérieur. Le flux généré par la source est donné par l'intégrale suivant :

$$\Phi_e = \iiint_{\tau} p d\tau \quad \text{III. (7)}$$

D'autre part le flux emmagasiné par un volume élémentaire d τ , de masse dm (égale à $\rho d\tau$) et de capacité C_pdm = $\rho C_p d\tau$ s'écrit :

$$d\Phi_s = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} d\tau \Rightarrow \Phi_s = \iiint_{\tau} \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} d\tau \quad \text{III. (8)}$$

En outre les pertes correspondent à :

$$\Phi_s = \iint_S \vec{\varphi} \cdot \vec{n}_r dS \quad \text{III. (9)}$$

Par conséquent, le bilan thermique peut être formulé de la façon suivante :

$$\iint_S \vec{\varphi} \cdot \vec{n}_r dS = \iiint_{\tau} p d\tau - \iiint_{\tau} \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} d\tau \quad \text{III. (10)}$$

La formule de Green permet d'écrire :

$$\iiint_{\tau} \vec{\nabla} \cdot \vec{\varphi} d\tau = \iiint_{\tau} p d\tau - \iiint_{\tau} \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} d\tau \quad \text{III. (11)}$$

Il en résulte que :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\varphi} = p - \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{III. (12)}$$

En remplaçant le vecteur φ par sa valeur et en introduisant le Laplacien de la température ΔT , on obtient l'équation de la chaleur suivante :

$$\lambda \Delta T + p = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{III. (13)}$$

Où λ (en $\text{w.m}^{-1}.\text{k}^{-1}$) est la conductivité thermique, p (en w.m^{-3}) la puissance générée par unité de volume, ρ (en kg.m^{-3}) est la masse volumique et C_p (J.kg.k^{-1}) est la chaleur massique à pression constante.

En fonction du domaine d'étude, l'équation de la chaleur est résolue dans le système de coordonnées convenables. Après une petite transformation de l'équation III. (13), on peut écrire :

En coordonnées cartésiennes l'équation de la chaleur est de la forme :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\rho C_p}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{III. (14)}$$

En coordonnées cylindriques elle est de la forme :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 T}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\rho C_p}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{III. (15)}$$

Et en fin en coordonnée sphériques elle est de la forme :

$$\frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r^2} (rT) + \frac{1}{r^2 \sin \beta} \frac{\partial}{\partial \beta} \left(\sin \beta \frac{\partial T}{\partial \beta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \beta} \frac{\partial^2 T}{\partial \theta^2} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\rho C_p}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial t} \quad \text{III. (16)}$$

III.1.2 Convection

La convection thermique correspond à un transfert de chaleur par un fluide en mouvement [162]. Il existe deux modes de convection : la convection forcée et la convection libre (naturelle). La Figure III. 3, montre le schéma de processus de convection.

III.1.2.1 La convection forcée

La convection est dite forcée, lorsque la circulation du fluide est engendrée sous l'action d'une force extérieure au fluide. Les machines comme, les pompes, les ventilateurs, des circulateurs et des accélérateurs peuvent être utilisés pour provoquer le mouvement du fluide.

III.1.2.2 La convection libre ou naturelle

Dans ce type de convection, le mouvement du fluide est provoqué par des forces internes au fluide. Par exemple, quand de l'air froid se trouve en contact avec une surface chaude, sa température augmente. L'échauffement provoque alors une diminution de la masse volumique et sous l'effet de la poussée d'Archimède, il en résulte un mouvement ascendant des molécules chaudes. Au cours de leurs ascensions, celles-ci se refroidissent en cédant de la chaleur dans des zones où la température est plus basse. En conséquence, leur densité augmentant à nouveau, la force de pesanteur les invite à descendre. C'est ce type de mouvement qui génère habituellement des tourbillons sauf au voisinage de parois immobiles, transfère tout simplement de la chaleur de base haute. Des forces de frottement entre les molécules peuvent entraver leur déplacement. Donc la viscosité intervient de manière très sensible sur les phénomènes de convection : l'écoulement de la chaleur est donc étroitement lié à la l'hydrodynamique du fluide porteur de chaleur. Les transferts convectifs sont traités différemment selon que l'écoulement du fluide est du type laminaire ou turbulent.

III.1.2.3 La loi de Newton

Cette loi exprime le flux moyen Φ échangé entre un solide et un fluide à travers leur surface de contact S.

$$\Phi = h_s S (T_s - T_f) \quad \text{III. (17)}$$

Où T_s (en degré kelvin °k) est la température à la surface du solide, T_f (en °k) celle du fluide et h_s

($\text{w.m}^{-2}.\text{k}^{-1}$) le coefficient d'échange par convection.

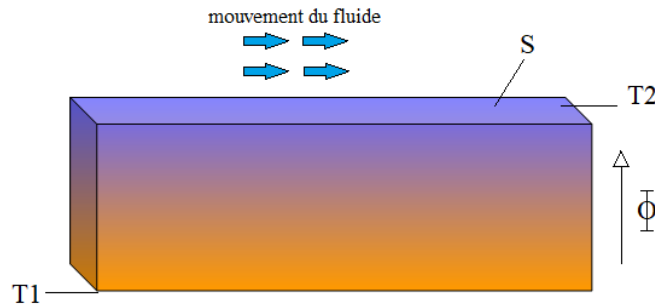


Figure III. 3 : Transfert de chaleur par convection.

Les grandeurs physiques intervenant dans la résolution de ce problème thermique sont entre autres : h_s , ρ , ν , C_p , α etc. qui sont liées entre elles par des nombres sans dimension comme le **nombre Reynolds Re** ou de **Grashof Gr** caractérisent la nature de l'écoulement en convection forcée et naturelle respectivement [162]. Le **nombre de Prandtl Pr** caractérise la distribution des vitesses en liaison avec la distribution de température. Le **nombre de Nusselt Nu** établit un rapport entre les pertes par convection et par conduction alors que le **nombre d'Erkert Ec** traduit la dissipation d'énergie par frottement.

Le coefficient d'échange h_c est une fonction croissante de la vitesse du fluide, de sa masse volumique ρ , de sa chaleur massique C_p , de sa conductivité thermique λ et de sa diffusivité α et est une fonction décroissante de la viscosité cinématique ν du fluide. Il existe des tables et des abaques permettant d'accéder aux coefficients d'échange thermiques tout en tenant compte des différents paramètres et notamment de la géométrie du guide dans une convection forcée.

III.1.2.4 Transfert de chaleur par circulation de fluide

Considérons un fluide en circulation dans un guide supposé sans pertes latérales. Lorsqu'une masse dm du fluide à la température T_i se déplace de la position x à la position $x+dx$ pendant un intervalle de temps dt , elle y communique une variation d'enthalpie :

$$dH_i = (dm)C_p T_i \quad \text{III. (18)}$$

La puissance transportée de la région d'abscisse x à celle d'abscisse $x+dx$ s'écrit donc :

$$\Phi = \frac{dH_i}{dt} = \frac{dm}{dt} C_p T_i = GT_i \quad \text{III. (19)}$$

La quantité $G = dm/dt$ qui est égale au produit du débit massique par sa chaleur massique à pression constante, définit la **conductance du fluide**. Le transfert de la chaleur de la position x à la position $x+dx$ est donc qu'on peut schématiser par une source dépendante de flux, conforme au

schéma de la Figure III. 4 pour laquelle le flux adressé en $x+dx$ dépend de la température T_i et non de T_j .

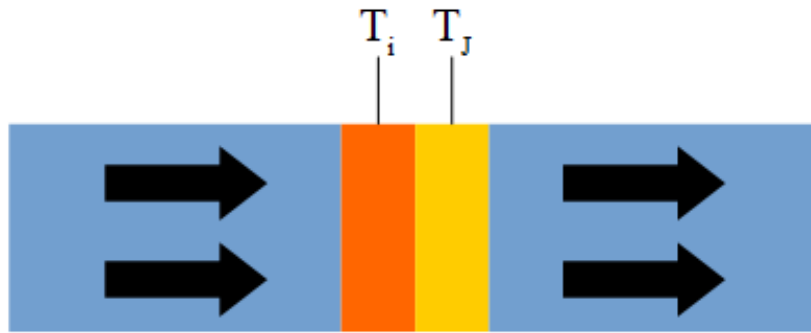


Figure III. 4 : Transfert de chaleur dans un fluide.

Le débit massique dm/dt peut s'exprimer de plusieurs manières selon que l'on fait intervenir la masse volumique et le débit volumique $D = dV/dt$ ou la section A du guide et la vitesse v du fluide.

$$\dot{m} = \frac{dm}{dt} = \rho \frac{dV}{dt} = \rho Av \quad \text{III. (20)}$$

1. Pour l'air sec sous une atmosphère et à 20°C , on a $\rho=1,205 \text{ kg/m}^3$ et $C_p=1,003 \text{ kJ/(kg.K)}$. La formulation courante de la conductance fluide exprimée en W/K avec un débit volumique D donné en m^3/heure est :

$$G = \dot{m}C_p = 0,34D \quad \text{III. (21)}$$

2. Pour l'eau à 20°C , on a $\rho=10^3 \text{ kg/m}^3$ et $C_p=4,18 \text{ kJ/(kg.m}^3)$. La conductance fluide s'exprime couramment en W/K avec un débit volumique D donné en litres/heure :

$$G = \dot{m}C_p = 1,16D \quad \text{III. (22)}$$

III.1.3 Rayonnement

Le rayonnement thermique résulte de la transition d'électrons entre deux états d'énergie. Ce mode de transfert est le seul à se réaliser dans le vide, cas du rayonnement solaire arrivant sur Terre. Selon la loi de Planck, le passage d'un niveau d'énergie supérieur à un niveau d'énergie inférieur s'accompagne de l'émission d'un rayonnement [163]. Quelle que soit sa température, un corps émet un rayonnement, celui-ci est plus ou moins intense selon cette température. A une température donnée, un corps émet des ondes électromagnétiques de fréquences différentes. Le spectre du rayonnement et la quantité d'énergie émise dépendent de la température du corps. Le corps noir est un corps théorique capable d'absorber la totalité du rayonnement qu'il reçoit. Il présente la propriété de respecter la loi de Planck et la loi du déplacement de Wien qui permettent de déterminer son

spectre d'émission en fonction de sa température [164]. La Figure III. 5, montre le schéma de processus de rayonnement.

III.1.3.1 La loi de Stefan-Boltzmann

Le flux thermique surfacique, qui équivaut à une exittance énergétique, s'exprime par rapport à l'émission du corps noir dans la loi de Stefan-Boltzmann :

$$\Phi = \varepsilon \cdot \sigma \cdot S \cdot T^4 \quad \text{III. (23)}$$

Où ε (sans dimension) est l'émissivité du matériau, σ ($5,6703 \cdot 10^{-8} \text{ w.m}^{-2}.\text{k}^{-4}$) est la constante de Boltzmann et T la température (en °k)

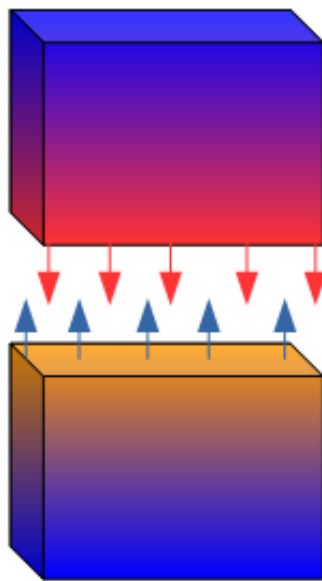


Figure III. 5 : Transfert de chaleur par rayonnement.

III.3 Etat de l'art sur l'étude thermique des machines électriques

Dans la référence [165], un modèle thermique multicouche d'un bobinage concentrique d'une machine électrique est proposé. Ce dernier modélise l'encoche de la machine comme une succession de couches de cuivre et d'isolant (Figure III. 6 (c)). Il faut noter que la connaissance de la distribution de température est nécessaire pour ce modèle. Un modèle analytique est utilisé pour obtenir cette distribution de température. De plus, une transformation permet de transformer les encoches de forme complexe en une forme simplifiée rectangulaire pour laquelle la résolution de l'équation thermique est connue (Figure III. 6 (b)). Le nombre et l'épaisseur des couches est adopté dynamiquement en fonction de la distribution de température sous certaines conditions (Figure III. 7). Les résultats obtenus sont comparés à ceux de l'expérimentation.

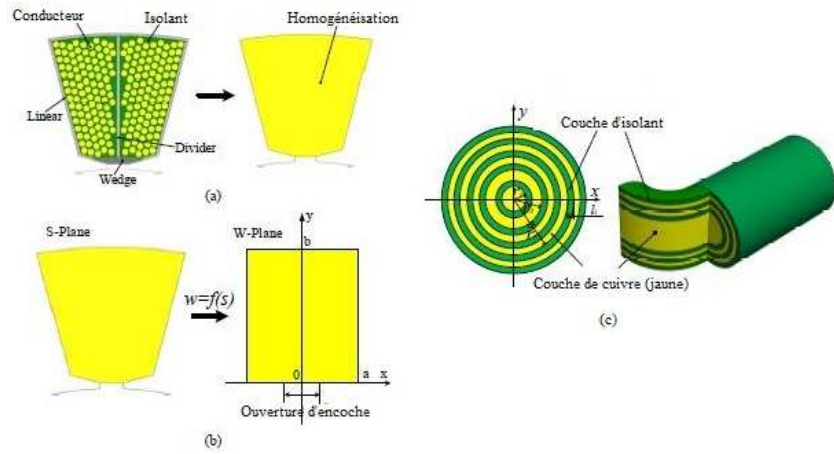


Figure III. 6 : (a) Homogénéisation, (b) transformation d'encoches, (c) Modèle multicouches.

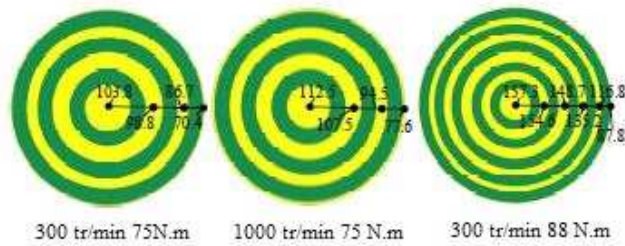


Figure III. 7 : Couches et températures calculées pour les trois conditions.

Dans la référence [166], un modèle est proposé pour prédire le comportement thermique dans le bobinage d'une machine électrique en régime transitoire et permanent dans le cas où les pertes joules sont dominantes. La machine d'étude est une machine synchrone à aimants permanents 12/10 pour application aéronautique. Le modèle thermique initial comporte 7 nœuds pour enfin le réduire à un modèle comportant que 3 nœuds (Figure III. 8) dans le but de diminuer le temps de calcul. Le modèle est validé par l'expérimentation.

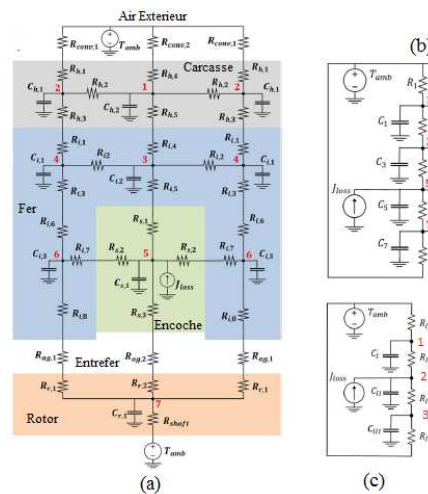


Figure III. 8 : (a) Modèle nodale représentant le transfert thermique dans le moteur, (b) modèle à 8 nœuds, (c) modèle à 3 nœuds [166].

Dans la référence [167], les auteurs présentent une étude thermique 3D (éléments finis et réseau nodal) en régime permanent et transitoire d'une machine électrique synchrone à aimants permanents à 9 phases dans le cas sain et dans le cas avec un défaut de court-circuit (Figure III. 9). Les résultats de calculs concordent avec l'expérimentation. D'après eux, leur modèle peut être utilisé pour prédire la distribution asymétrique de la température dans toutes les parties de ce type de machine dans le cas sain et en cas de défaut de court-circuit. Le modèle nodal 3D est facile à implémenter, rapide et relativement précis pour prédire la distribution de la température dans la structure. Le modèle peut être utilisé pour le calcul de la température en cas de refroidissement variable dans le temps.

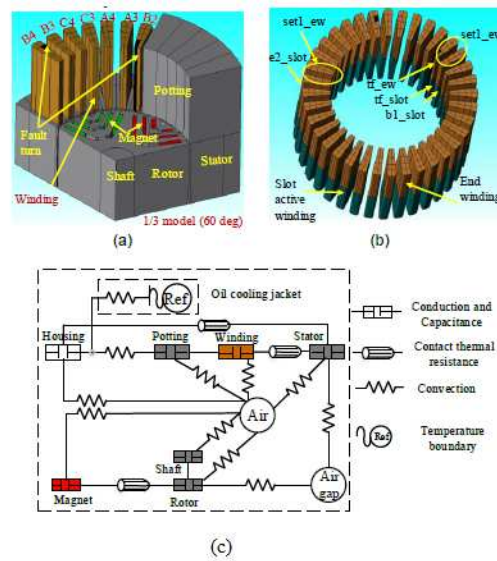


Figure III. 9 : (a) : Modèle éléments finis, (b) : représentation de Bobinage, (c) : diagramme du circuit thermique.

Dans la référence [168], les auteurs présentent une étude thermique d'une machine électrique à haute vitesse pour application véhicule électrique (Figure III. 10). Pour ce cas d'étude, la partie où la température est critique à haute vitesse est le rotor. Sachant que l'évacuation de la température via l'entrefer et les isolants n'est pas facile, l'étude se concentre sur le possible refroidissement de la partie mobile par l'air circulant dans le rotor. Ce mouvement d'air dans le rotor permet le refroidissement des aimants permanents à haute vitesse. Mais lorsque la puissance de la machine augmente, le refroidissement via le rotor est crucial. Dans la référence [169], les auteurs étudient quant à eux l'influence du vieillissement des isolants dans le comportement thermique d'une machine électrique. Ils étudient comment le vieillissement des isolants affecte la capacité d'évacuation de la température de la machine. Un modèle par réseau nodal est utilisé pour cette étude. En fonction du vieillissement, le modèle est adopté pour tenir compte de ce changement de la caractéristique d'isolant. Sur l'exemple d'étude après 24 h de fonctionnement à 230°C, la

conductivité de l'encoche est réduite de plus de 30% et une augmentation de la température de 5°C dans la machine est constatée (Figure III. 11).

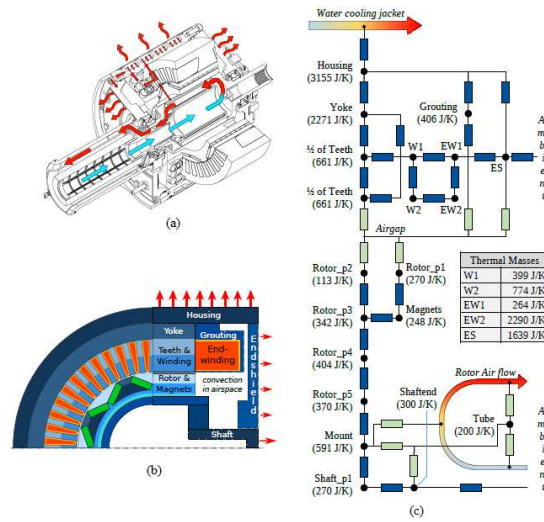


Figure III. 10 : (a): Machine d'étude, (b) : demi-coupe de la machine, (c) : réseau thermique nodale.

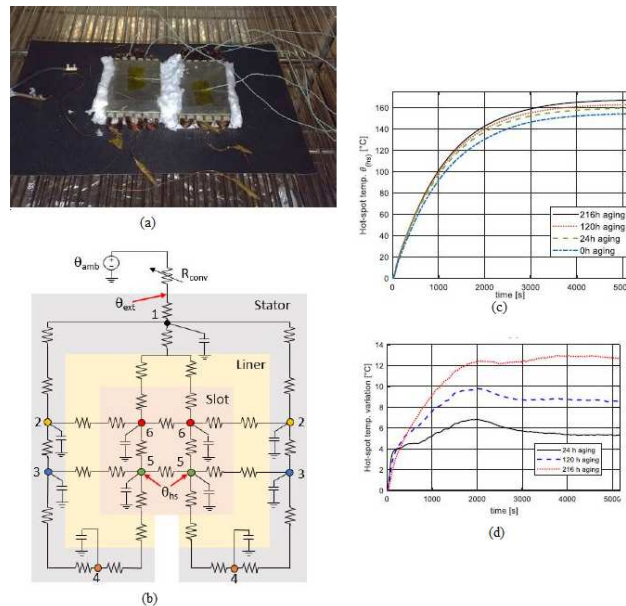


Figure III. 11 : (a) dispositif d'étude, (b) réseau nodal d'une encoche, (c) variation de la température après un nombre d'heure de fonctionnement, (d) Variation de la température après dégradation [169].

Dans la référence [170], c'est un modèle quasi-3D par réseau nodal qui est utilisé pour l'étude d'une machine à aimants permanents à flux axial et à double excitation. L'étude tient compte du caractère anisotrope de la conductivité thermique des matériaux, de la résistance thermique de contact, et du modèle thermique équivalent de la bobine (Figure III. 12 (b)). Le modèle est validé par calculs éléments finis et l'expérimentation.

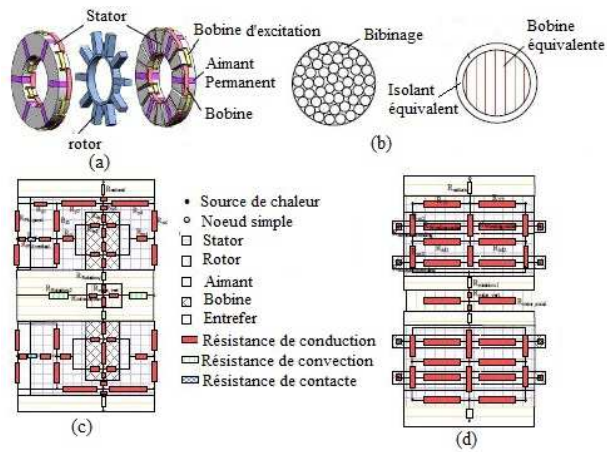


Figure III. 12 : (a) Machine d'étude, (b) modélisation de la bobinage, réseau nodal de la machine direction : (c) circonférentielle, (d) radiale[170].

Dans la référence [171], une étude thermique sur l'évacuation de la chaleur à travers les têtes de bobinage d'une machine électrique est étudiée. Le réseau nodal thermique est employé pour la modélisation des parties concernées de la structure. Si une méthode de refroidissement par circulation de fluide caloporteur est appliquée sur la tête de bobinage, environ 25% de la chaleur peut être évacuée. Le modèle thermique initial comporte 78 nœuds et par la suite un modèle réduit à 7 nœuds est proposé (Figure III. 13). Le temps de simulation du modèle réduit est de 1,31 seconde contre 21,7 secondes pour le modèle initial. Plusieurs matériaux (polymères, composites, céramiques) utilisés pour fabriquer les conduites de refroidissement sont comparés en termes de performances qualitatives et quantitatives. Les conduites fabriquées en plastique à base de silicone ont donné un résultat meilleur par rapport aux autres matériaux. Ceci est dû à la propriété de ces conduites en silicone de pouvoir s'élargir sous pression de ce fait une augmentation de la surface de contact est observée.

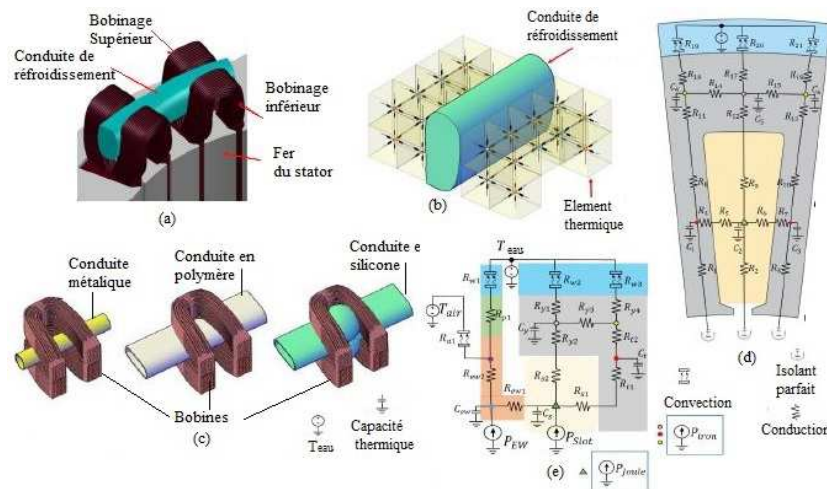


Figure III. 13 : tête de bobine avec conduite de refroidissement, (b) Réseau nodal 3D autour de la conduite de refroidissement, (c) différents types de conduite, (d) réseau nodal 2D du dispositif

III.3.1 Sources de chaleur dans les machines électriques

Dans les machines électriques, les pertes sont en générale les principales sources de chaleur. Ces pertes sont : les pertes dans les conducteurs électriques (les pertes joules), les pertes dans les conducteurs magnétiques (pertes fer) et les pertes mécaniques (frottements).

III.3.1.1 Les pertes dans les conducteurs électriques

Les pertes par effets Joule (pertes cuivre) ont pour origine la circulation du courant dans les bobinages. Elles sont calculées par la formule :

$$P_{cu} = RI^2 \quad \text{III. (24)}$$

Où R (Ω) est la résistance électrique qui dépend de la température, I le courant qui circule dans la bobine.

Il faut noter que la résistance est une fonction de la température dont la formule est la suivante :

$$R = R_0 (1 + \alpha_T (T - T_0)) \quad \text{III. (25)}$$

Où R (Ω) est la résistance à la température T , R_0 (Ω) à la température T_0 , α_T le coefficient de température caractéristique du matériau ($\alpha_T = 0.00393 \text{ K}^{-1}$ à 20° pour le cuivre).

Lorsque le conducteur est alimenté en courant alternatif, la densité du courant à la périphérie est forte par rapport au milieu du conducteur, c'est l'effet de peau. Son épaisseur est déterminée par la formule :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_e}{\mu\pi f}} \quad \text{III. (26)}$$

Où ρ_e est la résistivité électrique du matériau, μ la perméabilité et f la fréquence de travail.

Les bobinages sont généralement les lieux les plus chauds de la machine. Dans les encoches d'une machine électrique, plusieurs matériaux cohabitent : les isolants, les vernis, le cuivre. Cette constitution rend la modélisation de l'encoche un peu délicate. Plusieurs méthodes existent pour faire cette modélisation. L'une de ces méthodes consiste à modéliser l'encoche en une succession de couches de cuivre et d'isolant et l'autre méthode consiste à homogénéiser l'encoche (Figure III. 14). Les calculs de la conductivité thermique globale lors de ces transformations sont importants. Plusieurs auteurs se sont penchés sur ces calculs. On a la méthode analytique (souvent groupée sur un abaque : Figure III. 15) ou la méthode numérique (Figure III. 16).

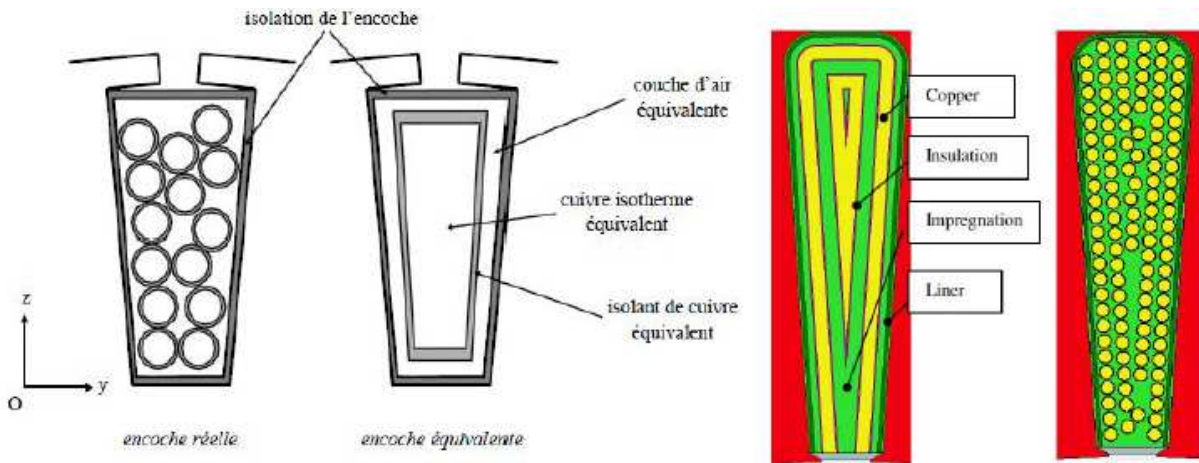


Figure III. 14 : Modélisation de l'encoche d'une machine électrique [172].

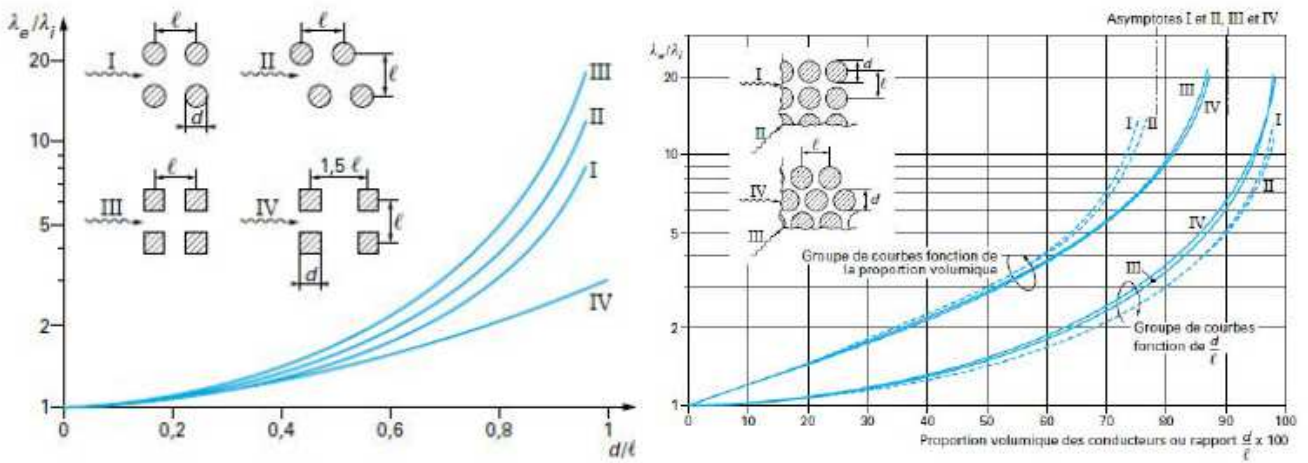


Figure III. 15 : Abaqués pour la modélisation de bobinage [172].

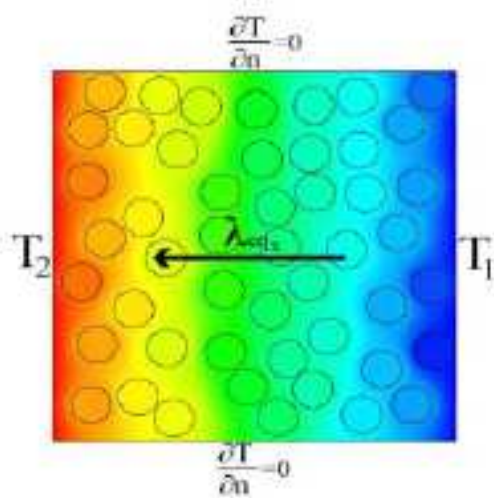


Figure III. 16 : Modélisation de l'encoche par la méthode numérique [173].

III.3.1.2 Les pertes fer

Les pertes fer sont divisées en deux catégories : les pertes par courant de Foucault et les pertes par hystérésis.

Lorsqu'un matériau magnétique est soumis à un champ magnétique variable, selon la loi de Faraday une tension est induite dans ce dernier et donc un courant circulera si le circuit est fermé : c'est le courant de Foucault. La loi de Lenz nous renseigne que ce courant s'oppose à la cause qui lui a donné naissance. Dans les matériaux magnétiques, ce dernier est à l'origine de l'échauffement par effet joule dans les matériaux magnétiques. Pour réduire l'effet du courant de Foucault, les circuits magnétiques sont feuilletés. Les pertes par courants de Foucault sont données par :

$$P_{cf} = K_F (e.f.B_{\max})^2 \quad \text{III. (27)}$$

Où K_F est une constante dépendante du matériau, f la fréquence de travail, e l'épaisseur des tôles, B_{\max} est l'induction maximale dans le matériau.

En appliquant un champ magnétique variable sur un matériau magnétique, le changement de sens de flux se traduit aussi par un changement de direction de domaines de Weiss de ce dernier. Le cycle hystérésis traduit ce phénomène. La perte dite par hystérésis est donnée par :

$$P_h = K_h (V.f.B_{\max}^n) \quad \text{III. (28)}$$

Où V est le volume du matériau, B_{\max} l'induction maximale et f sa fréquence.

Il faut noter qu'il existe d'autres pertes qu'on qualifie des pertes supplémentaires. Ces dernières sont dues à des phénomènes tels que la non-uniformité du flux magnétique, la discontinuité géométrique de la machine, la variation de perméances dans l'entrefer et ces pertes sont difficiles à déterminer par calcul.

III.3.1.3 Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont dues aux frottements (solide contre solide et ou solide contre fluide). Dans les machines électriques, on a les pertes dans les roulements et les pertes visqueuses.

- Les pertes dans les roulements sont dues aux frottements entre : éléments roulants - chemin de roulement ; éléments roulants-joints. Elles sont données par la formule :

$$P_{roul} = 0.5k_{fr}.w.F_d.d_{roul} \quad \text{III. (29)}$$

Où K_f est le coefficient de frottement du roulement, F_d la charge dynamique, w la vitesse angulaire, d_{roul} le diamètre interne du roulement.

- La perte visqueuse est l'énergie nécessaire au rotor pour cisailer le fluide entourant la partie tournante. Dans l'entrefer la puissance associée à la force de trainée est donnée par la formule suivante :

$$P_{\text{entrefer}} = k_r \cdot C_M \cdot \rho \cdot \pi \cdot w^3 \cdot r^4 \cdot l \quad \text{III. (30)}$$

Où C_M est le coefficient de trainée qui dépend de l'écoulement, l la longueur de l'entrefer, r le rayon externe du rotor, w la vitesse angulaire de rotor, ρ la masse volumique, k_r coefficient de rugosité (coefficient de frottement) (compris entre 1 et 4).

- Les pertes dans les cavités : Les pertes de friction, pour une machine rotative, sont données par l'équation :

$$P_{\text{entrefer}} = 0.5 \cdot C_M \cdot \rho \cdot w^3 \cdot (r_2^5 - r_1^5) \quad \text{III. (31)}$$

En fonction de l'écoulement, il est possible de déterminer le coefficient de trainée

III.3.1.4 Effets de la température sur la machine électrique

Les composants d'une machine électrique sensibles à la température sont : les isolants, les aimants permanents et les roulements.

- Les isolants : Ce sont les composants les plus sensibles à la température dans une machine électrique. On a les isolants d'encoches, les cales d'encoche, les séparateurs d'encoche. La Figure III. 17 (a) donne les classes d'isolants les plus utilisés dans les machines électriques. Ces isolants sont caractérisés par : la température ambiante maximale, l'élévation de température autorisée et la marge de sécurité. La durée de vie d'une machine électrique est fortement influencée par l'excès de température. (Figure III. 17 (b)).
- Les aimants permanents : La Figure III. 18, montre le comportement en température d'un aimant permanent du type NdFeB. On voit qu'en fonction de la température, l'induction rémanente diminue quand la température augmente. La notion de température de curie est importante pour ce cas de figure. Cette dernière est la température à laquelle l'aimant perd irréversiblement son aimantation. L'équation suivante nous indique la variation de l'induction rémanente en fonction de la température :

$$B_r = B_{r0} \cdot (1 + \beta(T - T_0)) \quad \text{III. (32)}$$

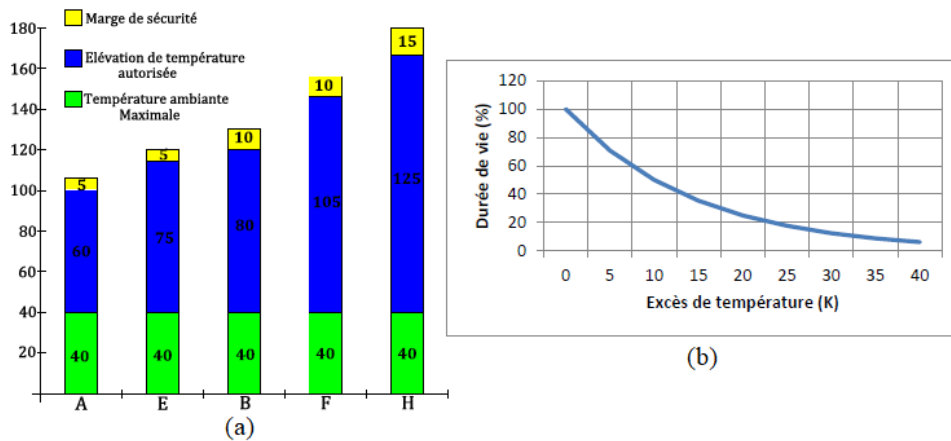


Figure III. 17 : (a) Classe des isolants, (b) diminution de la durée de vie d'une machine électrique en fonction de l'excès de la température [172].

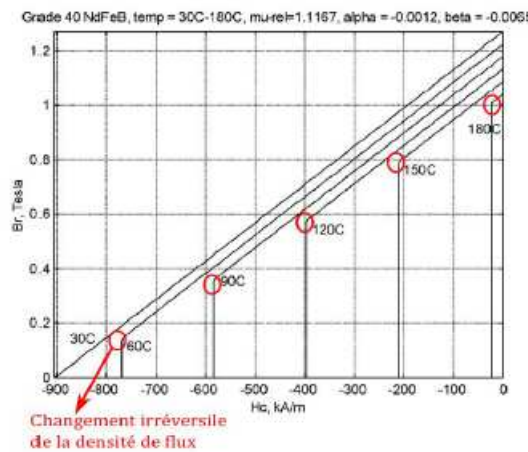


Figure III. 18 : Courbes B/H des aimants permanents NdFeB en fonction de la température [172].

- Les roulements : La criticité de la température pour les roulements apparaît lorsque cette dernière se trouve dans un milieu où la température dépasse 100°C . Il est aussi important de tenir compte d'effet de la température sur les roulements pour les machines fonctionnant à haute vitesse ou dans un environnement chaud.

III.4 Les méthodes numériques pour la modélisation thermique des machines électriques

Les méthodes thermiques numériques sont classées en deux catégories : les méthodes numériques par calculs finis et les méthodes nodales.

III.4.1 Les méthodes numériques

Dans cette catégorie, on a les différences finies, les éléments finis, les volumes finis. Ces méthodes ont l'avantage de donner des résultats précis mais ont l'inconvénient d'être gourmandes

en temps de calculs. Généralement ses méthodes sont implémentées dans des logiciels commerciaux ou non comme Flux, FEMM, ANSYS, COMSOL etc. De plus en plus, la méthode CFD (Computational Fluid Dynamics) est utilisée pour les calculs thermiques des machines électriques.

III.4.2 La méthode nodale

Cette méthode est la plus utilisée pour les études thermiques des machines électriques. Mais des connaissances des échanges thermiques entre les différents composants de la machine sont nécessaires. Une similitude entre les transferts de chaleur et les transferts de charge (en électricité) existe (voir Tableau III. 2). Dans le logiciel MotorCAD, c'est cette méthode qui est implémentée. Cette méthode est moins précise que les méthodes numériques par calculs éléments finis mais a l'avantage d'être relativement rapide en temps de calculs.

Tableau III. 2 : Analogie électrique / thermique.

Quantité	Système thermique	Système électrique
Potentiel	T	E
Flux/ Courant	Q	I
Résistance	R	R
Conductance	1/R	1/R
Capacité	C	C
Loi d'Ohm	Q = T/R	I=E/R

III.4.2.1 La méthode nodale conventionnelle

La méthode nodale consiste à diviser le domaine d'étude en plusieurs volumes. Au centre de ces volumes sont représentés les nœuds qui sont les lieux où sont supposées concentrer les caractéristiques thermo-physiques de chaque volume. Ils sont modélisés par : une source de chaleur (P), une capacité thermique (C) et une température (T). (Voir Figure III. 19)

Sur la Figure III. 19, T est la température moyenne massive du volume, C la capacité thermique obtenue en faisant le produit entre le volume et la chaleur spécifique du volume, P la source de chaleur générée par différents phénomènes. Le transfert d'énergie d'un nœud à un autre est donné par l'équation :

$$\dot{Q} = G_{ij} \cdot (T_i - T_j) \quad \text{III. (33)}$$

Où Q est l'énergie échangée entre les nœuds ; G_{ij} la conductance et T_i , T_j respectivement les températures aux nœuds i et j.

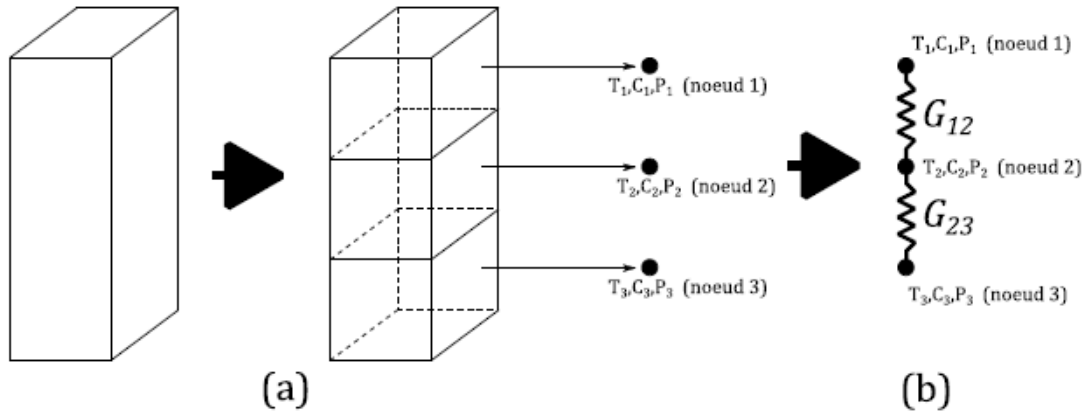


Figure III. 19 : Principe de la méthode nodale (a) : discrétisation du domaine, (b) modèle thermique [172].

La conductance G est calculée en fonction du type transfert et de la géométrie du volume :

$$G_{condCub} = \frac{\lambda S}{L} \quad \text{III. (34)}$$

$$G_{condCyl} = \frac{\alpha \lambda L}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad \text{III. (35)}$$

Où λ est la conductivité thermique de matériau, S la section, L la longueur de volume, α l'angle de la section angulaire, r_1 , r_2 respectivement le rayon intérieur et extérieur de cylindre.

$$G_{conv} = hS \quad \text{III. (36)}$$

$$G_{ray} = \frac{\alpha \lambda (T_i^2 - T_j^2)(T_i + T_j)}{\frac{1 - \epsilon_i}{\epsilon_i} + \frac{1}{F_{ij}} + \frac{1 - \epsilon_j}{\epsilon_j} \frac{S_i}{S_j}} \quad \text{III. (37)}$$

La conductance fluïdique est une notion importante pour simuler les systèmes thermiques comme un écoulement de fluïde.

$$G_{flu} = \rho c_p q \quad \text{III. (38)}$$

Où ρ est la masse volumique, C_p la chaleur spécifique du fluïde et q le débit du fluïde.

L'équation généralisée du système thermique peut se mettre sous la forme :

$$C_i \frac{dT_i}{dt} = \sum_{j \neq i} G_{ij} (T_j - T_i) + P_i \quad \text{III. (39)}$$

$$\sum_{j \neq i} G_{ij} (T_j - T_i) = P_i \quad \text{III. (40)}$$

Où $C_i = \rho_i C_p V_i$: la capacité thermique du nœud i , P_i la source de chaleur et G_{ij} la conductance de transfert entre le nœud i et j .

La première (équation III. (39)) est pour un régime transitoire et la seconde (équation III. (40)) pour un régime établi (permanent).

III.4.2.2 Quelques variantes de la méthode nodale

Dans la littérature plusieurs modèles existent, mais l'objectif final est d'avoir un modèle précis avec moins de nœud donc moins gourmand en temps de calculs. Le modèle en T est présenté sur la Figure III. 20 (a) cas du dispositif sans source et sur la Figure III. 20 (b) cas du dispositif avec source). Le modèle avec source permet de concentrer la source de chaleur au niveau du nœud central et de répartir cette source entre les deux nœuds voisins. Mais cette méthode est tachée d'erreur car en réalité la chaleur est répartie dans le volume. Plusieurs solutions ont été proposées pour corriger cette erreur. Dans certaines études, le flux longitudinal et le flux radial sont découplés et par conséquent le modèle bidirectionnel est présenté comme l'association de deux modèles en T (Figure III. 20 (c)).

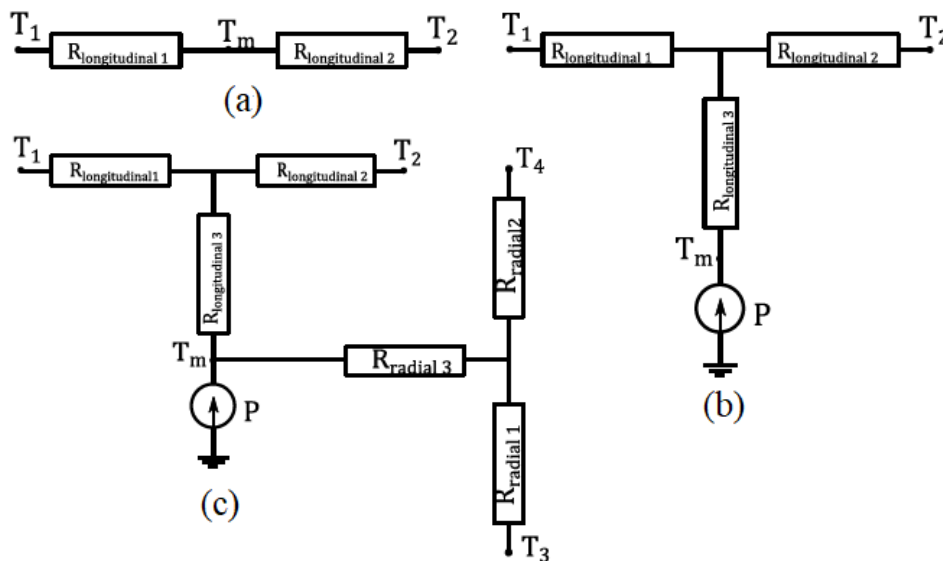


Figure III. 20 : Modèle thermique : (a) en T sans source, (b) en T avec source, (c) Bidirectionnel [172].

III.5 Etude thermique d'un dispositif simple à mouvement de translation pour l'estimation de ses coefficients d'échanges thermiques convectives

III.5.1 Présentation du dispositif

La Figure III. 21, montre la partie active du dispositif étudié. Elle est constituée de deux cylindres coaxiaux (l'un mobile et l'autre fixe). Le cylindre mobile est équipé d'une bobine qui est la source de chaleur. Les deux cylindres sont équipés des 12 capteurs de température chacun positionnés à des endroits différents de manière à mesurer la distribution de températures dans ces volumes de manière la plus fidèle possible. Au niveau du cylindre mobile, les capteurs sont placés aux périphériques tandis que pour le cylindre fixe, ces capteurs sont placés sur le fond (Figure III. 24).

Le dispositif est conçu pour atteindre une vitesse linéaire de 3m/s. La partie mobile est entraînée par un moteur à flux axial à courant continu dont les caractéristiques sont portées sur le Tableau III. 3. Un système de contrepoids est ajouté pour équilibrer le système en mouvement afin de réduire les vibrations mécaniques qui pourraient apparaître. La Figure III. 22 et la Figure III. 23 montrent les vues en 3D du dispositif au complet sur lesquelles tous les éléments du système sont visibles. Le poids total du système est d'environ 113 kg. Une couverture en plexiglas est utilisée pour des raisons de sécurité.

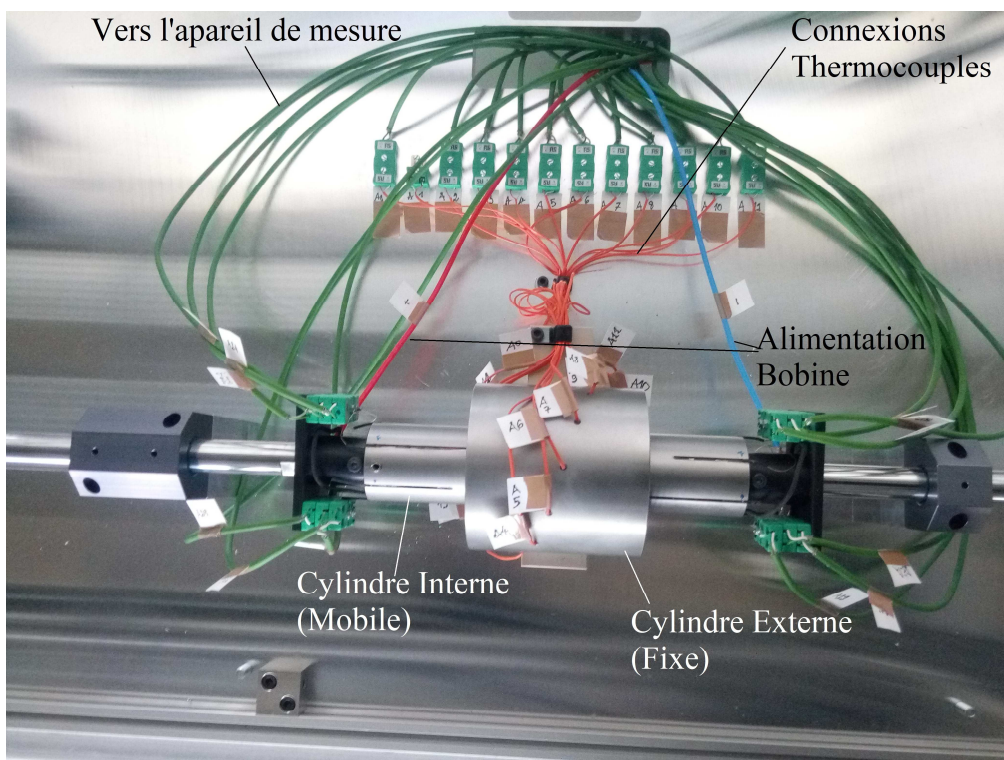


Figure III. 21 : Zoome sur la partie active.

Tableau III. 3 : Caractéristiques du moteur d'entraînement.

Paramètres	Valeurs
Désignation du moteur	D135RAGS
La puissance nominale	18kW
La vitesse nominale	4400 tr/min
Le couple nominal	42 N.m
La tension nominale	11V
Le courant nominal	200A
La constante de vitesse	40 tr/min/V

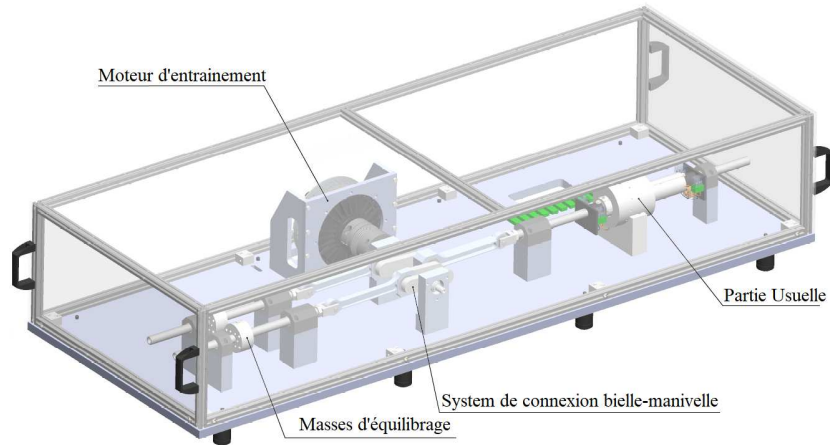


Figure III. 22 : Vue frontale 3D du dispositif d'étude.

La Figure III. 24 et Figure III. 25 montrent des vues 3D et en coupe de la partie fixe respectivement. On voit sur l'image transparente de la Figure III. 24, comment les trous sont distribués sur la structure dans les directions axiale et radiale. Ces trous sont destinés à recevoir les thermocouples. Afin d'éviter (ou du moins de négliger) un transfert thermique vers le support, ce dernier est fabriqué en plastique. Le cylindre fixe est fabriqué en acier inoxydable 304.

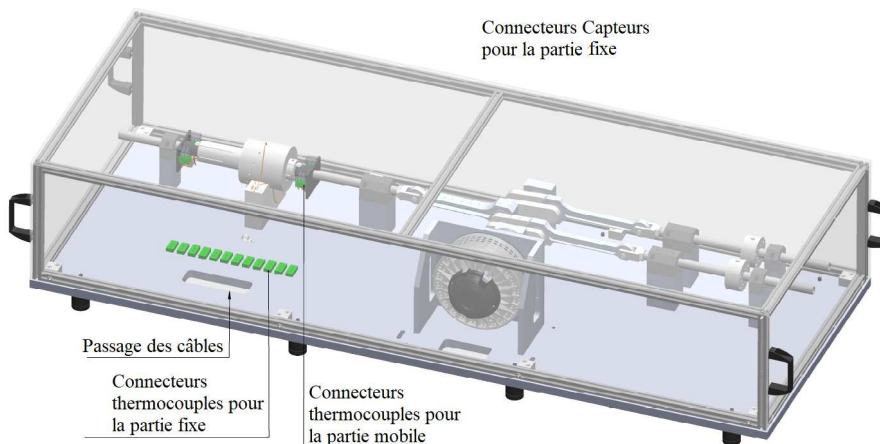


Figure III. 23 : Vue arrière 3D du dispositif d'étude.

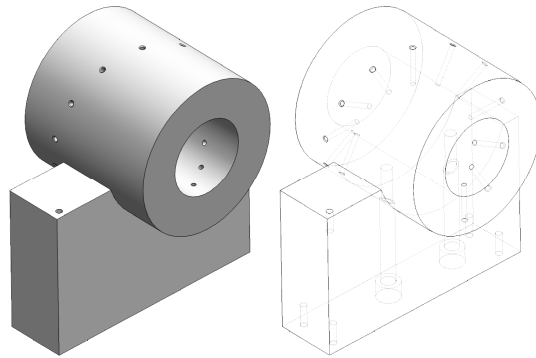


Figure III. 24 : Vue 3D du stator avec les trous pour thermocouples (opaque et transparente).

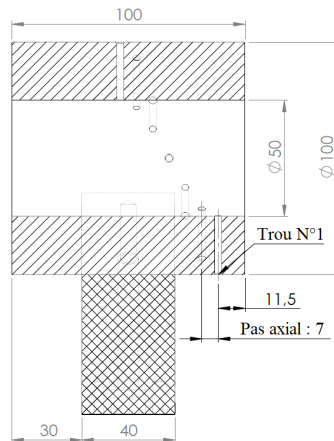


Figure III. 25 : Vue 2D du stator avec les trous pour thermocouples et les dimensions.

La Figure III. 26, montre le dessin de la partie mobile et ses dimensions. Une bobine est installée sur le périphérique du cylindre pour la génération de la chaleur. La bobine (Figure III. 27) est construite avec un fil de cuivre de 1,25 mm de diamètre. Elle est constituée de 146 spires et possède une résistance totale d'environ 0,26 Ohm à 20°C. La partie métallique de la partie mobile est aussi en acier inoxydable 304. La partie mobile a un poids de 2,75 kg.

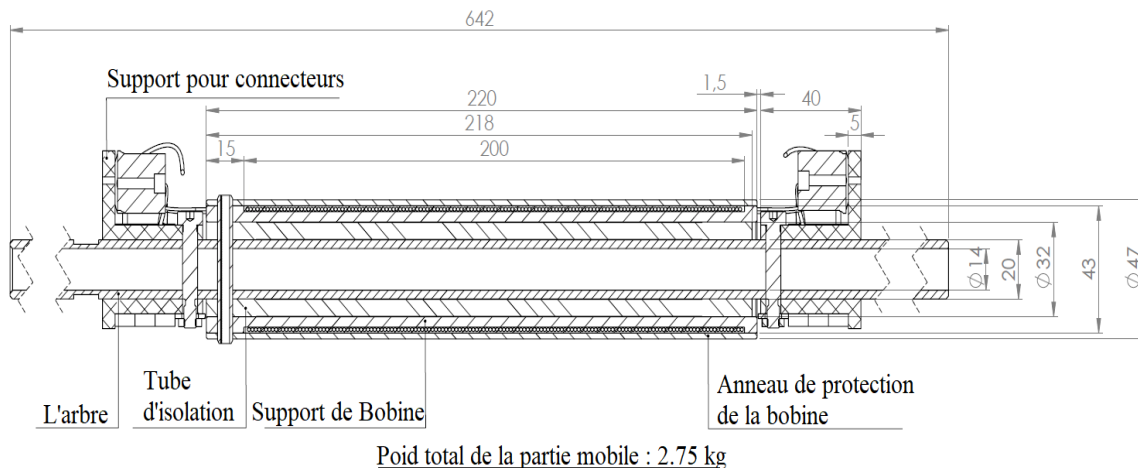


Figure III. 26 : Vue en coupe de la partie mobile.

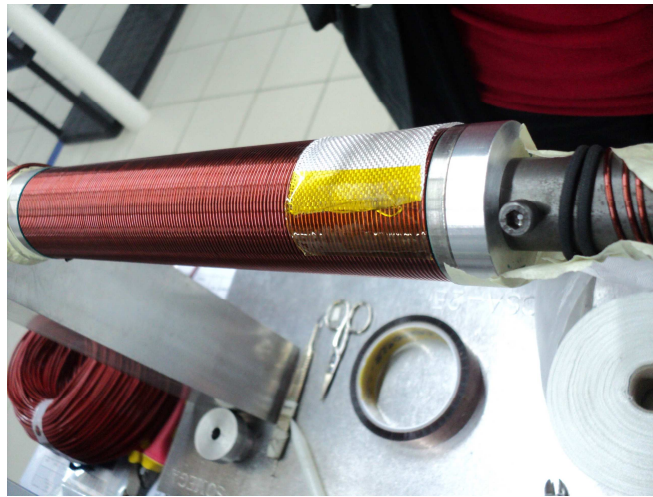


Figure III. 27 : Image de la bobine lors la phase de réalisation.

La Figure III. 28, montre une coupe de la partie active. L'entrefer a une dimension de 1,5mm.

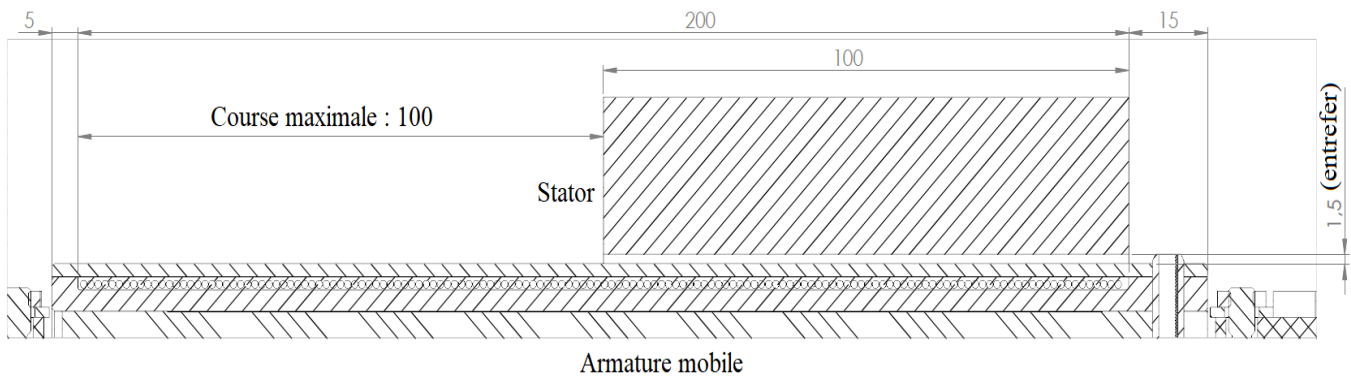


Figure III. 28 : Coupe de du dispositif actif (assemblage stator et partie mobile).

Un système de bielle manivelle (Figure III. 23) est conçu pour transformer le mouvement de rotation du moteur d'entraînement en mouvement de translation. La longueur de la manivelle L_c et de la bielle L_{cr} sont respectivement de 50mm et 200mm.

L'équation III. (41) permet de calculer la vitesse linéaire de la partie mobile en fonction du temps.

$$V = \Omega.L_c.\sin(\Omega t) \left(1 + \frac{L_c.\cos(\Omega t)}{\sqrt{L_{cr}^2 - (L_c.\sin(\Omega t))^2}} \right) \quad \text{III. (41)}$$

La Figure III. 29, montre la variation de la position linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire du moteur d'entraînement pour une vitesse de rotation de 200 tr/min. Et la Figure III. 30, montre la vitesse linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire à la même vitesse de rotation du moteur d'entraînement. La vitesse linéaire maximale de l'arbre de la partie mobile est de 1,1 m/s.

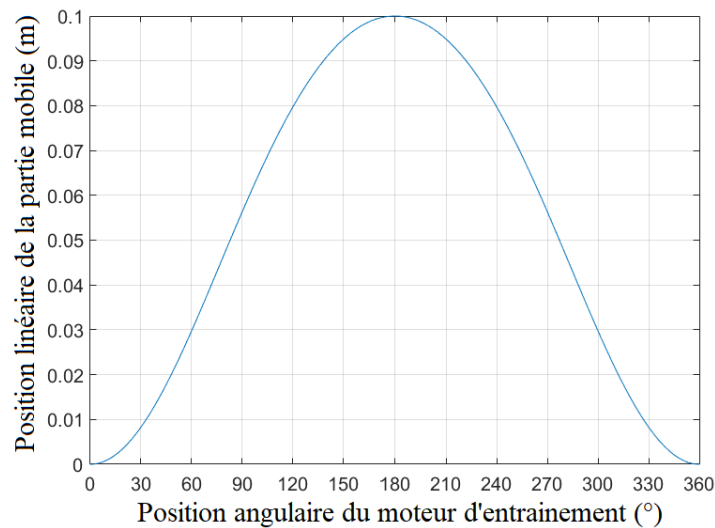


Figure III. 29 : Calcul de la position linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire du moteur d'entraînement.

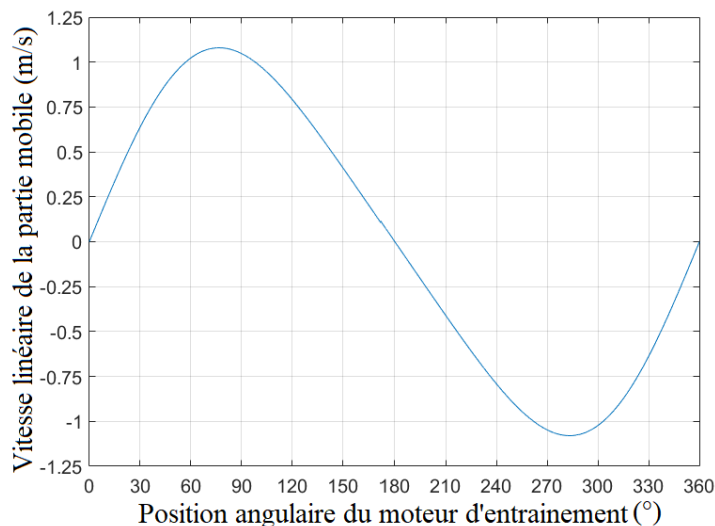


Figure III. 30 : Calcul de la vitesse linéaire de la partie mobile en fonction de la position angulaire du moteur d'entraînement pour une vitesse de rotation du moteur d'entraînement de 200tr/mn.

III.5.2 Les campagnes de mesures

Pour cette étude, deux campagnes de mesures sont effectuées. La première est effectuée lorsque la partie mobile est fixe lorsque la bobine est alimentée en courant continu de 6A et la seconde lorsque le moteur d'entraînement est animé d'un mouvement de rotation de 200 tr/min avec un courant continu d'alimentation de la bobine de 6 A comme précédemment.

III.5.2.1 La première campagne de mesure : partie mobile fixe

La Figure III. 31, montre la variation de la température du dispositif étudié mesuré par les 24

thermocouples (12 sur la partie mobile et 12 sur la partie fixe). Les températures maximales sont enregistrées du côté de la partie mobile (immobile) où la source de chaleur est située. Une différence de l'ordre de plus de 10°C est constatée entre les températures de la partie mobile et celles de la partie fixe. Une différence de température est aussi constatée sur les mesures des thermocouples situés sur un même corps mais avec des positions différentes. Cette différence est due au fait que certains thermocouples se trouvent dans le champ du stator où la convection naturelle est moins favorable que ceux qui se trouvent sur la partie en contact avec l'air ambiant.

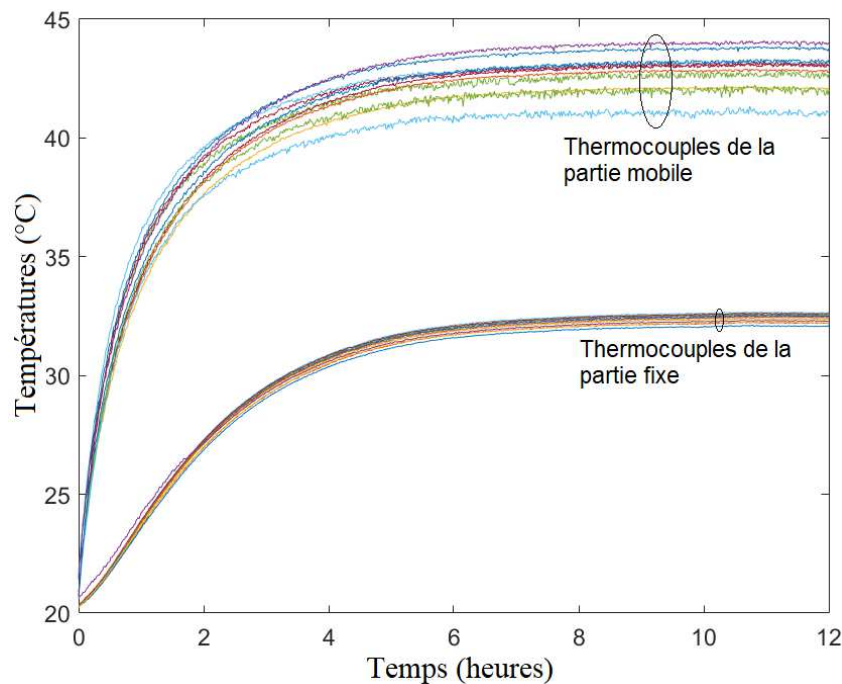


Figure III. 31 : Résultats de mesure thermique pour un courant de 6A partie mobile fixée.

III.5.2.2 La seconde campagne de mesure : partie mobile en translation

La Figure III. 32 montre la variation de la température en fonction du temps du dispositif lorsque la partie mobile est entraînée avec une vitesse de rotation de 200 tr/min par le moteur d'entraînement. Sur cette figure, on voit aussi une différence de température mesurée par les capteurs placés à des endroits différents et que les températures enregistrées sont moins élevées que ceux de la première campagne de mesures. On peut en plus constater, un nombre réduit de courbes par rapport aux premières mesures pour lesquelles la partie mobile est fixée. Ceci est dû au fait que, lorsque la partie mobile est en mouvement, les connexions des thermocouples cèdent (rupture fréquente des câbles de connexion des thermocouples).

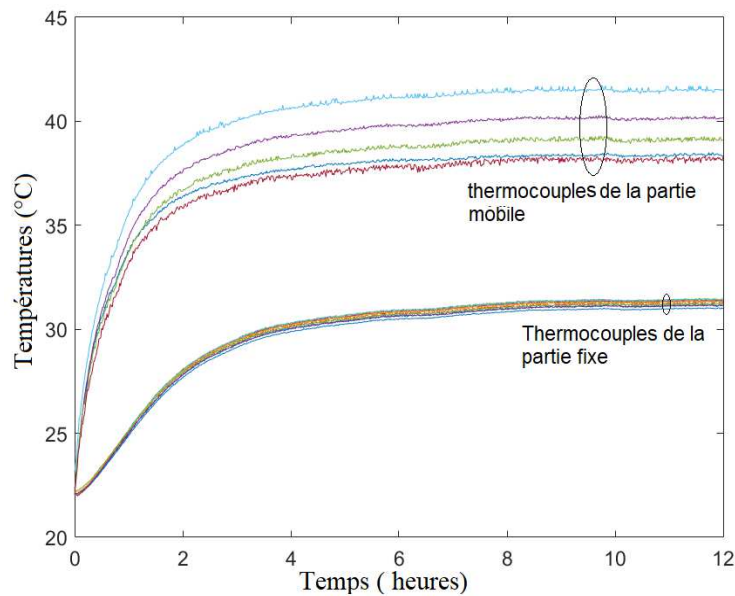


Figure III. 32 : Résultats de mesure thermique pour un courant de 6A partie mobile entraînée à 200tr/min.

Bien que la température initiale pour cette seconde campagne soit supérieure à celle de la première campagne, la température finale est plus faible. Ceci est dû au phénomène de convection forcée dans ce cas de figure.

III.5.3 Modélisation thermique du dispositif d'étude

On suppose pour cette étude que le système a atteint le régime permanent. L'objectif de l'étude est la détermination des coefficients de convection thermique à partir des mesures et de comparer les méthodes de modélisation en termes de temps de calcul et de la qualité des résultats. La finalité de l'étude est de développer un outil permettant l'étude thermique des machines tubulaires linéaires. Trois types de modèle sont étudiés pour cette analyse : modèle par éléments finis, modèle analytique, et le modèle par réseau nodal.

III.5.3.1 La méthode par éléments finis

La Figure III. 33 (a), montre les conditions aux limites du modèle par éléments finis. Ces conditions sont les mêmes que pour les autres méthodes étudiées. Pour ce modèle 2D, le rayon intérieur est fixé à 23,5 mm. Sur les surfaces extérieures du dispositif, un transfert thermique par convection est considéré. Durant le processus de calcul, les températures à $R = 23,50$ mm et celle de l'environnement sont mesurés. Le Tableau III. 4, donne les différentes conductivités thermiques et les coefficients d'échange thermique par convection tirés de la littérature. Ces coefficients sont

supposés indépendants de la température. La Figure III. 33 (b), montre les résultats des calculs par éléments finis 2D.

La Figure III. 34 et la Figure III. 35, montrent les comparaisons des températures obtenues par calculs éléments finis et les mesures d'une part et d'autre part celles obtenues par le modèle analytique et les mesures.

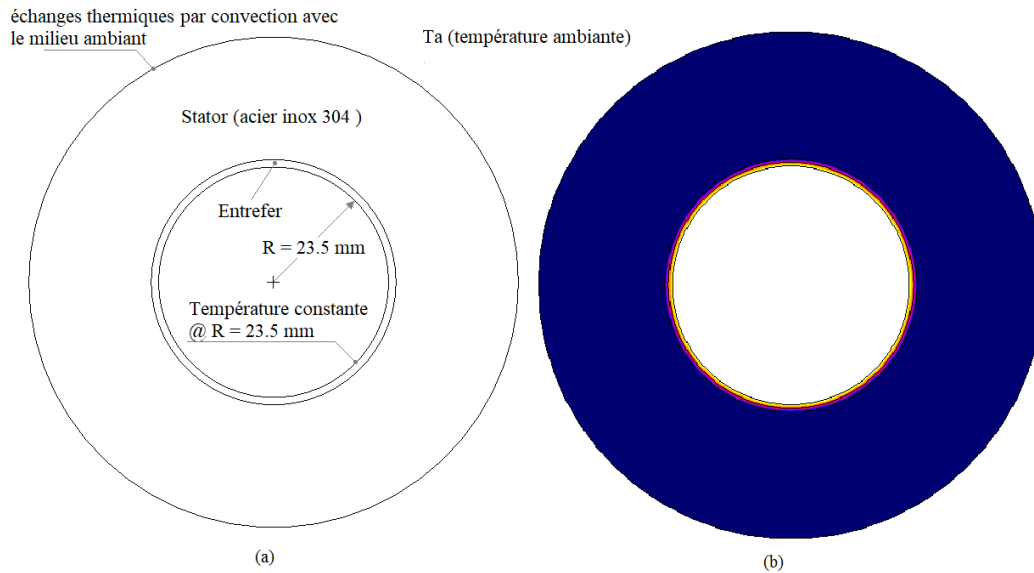


Figure III. 33 : (a) Conditions aux limites, (b) Diagramme de température après simulation.

Tableau III. 4 : Paramètres thermiques.

Paramètres	Valeurs
kair (Conductivité thermique de l'air)	0.02 W.m ⁻¹ .K ⁻¹
kss(Conductivité thermique de l'acier Inox 304)	16.2 W.m ⁻¹ .K ⁻¹
hag (Coefficient de convection de l'entrefer)	20-100 W.m ⁻² .K ⁻¹
hst (Coefficient de convection du stator)	5-10 W.m ⁻² .K ⁻¹

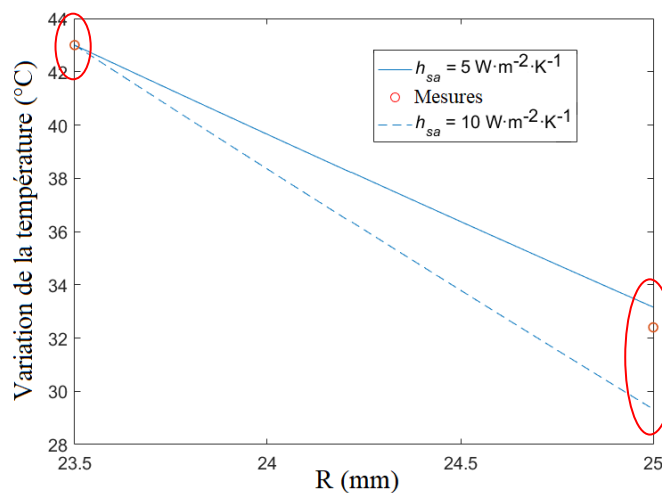


Figure III. 34 : Comparaison des résultats de calcul éléments finis et mesures (partie mobile fixée).

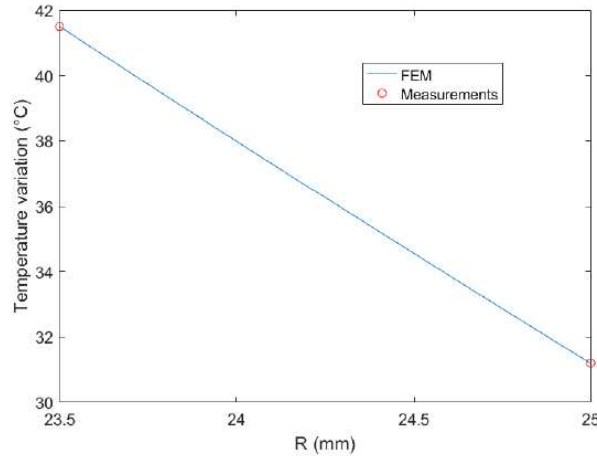


Figure III. 35 : Comparaison des résultats de calcul éléments finis et modèle analytique (partie mobile entraînée à 200 tr/min).

III.5.3.2 La méthode analytique

Le modèle analytique est déterminé pour le régime permanent sans source de chaleur. Seul le phénomène de conduction est pris en compte dans ce modèle. L'équation aux dérivées partielles à résoudre dans ce cas de figure est la suivante :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial T}{\partial r} = 0 \quad \text{III. (42)}$$

Dans un premier temps, l'équation est résolue dans l'entrefer avec des températures aux limites (pour $r = R_0$ ($T=T_0$) et $r=R_1$ ($T=T_1$)). Ensuite la température T_1 obtenue est utilisée dans les calculs de température du stator. L'équation III. (43) donne la variation de température pour la région entrefer et l'équation III. (44) donne la variation de la température pour le stator.

$$T_{ag} = T_1 + \frac{\ln(R_1 / r)}{\ln(R_1 / R_0)} (T_0 - T_1) \quad \text{III. (43)}$$

$$T_s = T_2 + \frac{\ln(R_2 / r)}{\ln(R_2 / R_1)} (T_1 - T_2) \quad \text{III. (44)}$$

Où \ln est le logarithme Népérien, T_1 et T_2 les températures recherchées.

Pour résoudre les équations précédentes III. (43) et III. (44) pour le calcul de T_1 et T_2 , les conditions aux limites (équation III. (45)) sont utilisées.

La Figure III. 36 et la Figure III. 37, montrent la comparaison des températures obtenues avec les calculs analytiques et les calculs par éléments finis.

$$\begin{cases} -k_{ag} \cdot \frac{\partial T_I}{\partial r} \Big|_{r=R_1} = -k_{ss} \cdot \frac{\partial T_{II}}{\partial r} \Big|_{r=R_1} \\ -k_{ss} \cdot \frac{\partial T_{II}}{\partial r} \Big|_{r=R_1} = -k_{sa} \cdot (T_a - T_2) \end{cases} \quad \text{III. (45)}$$

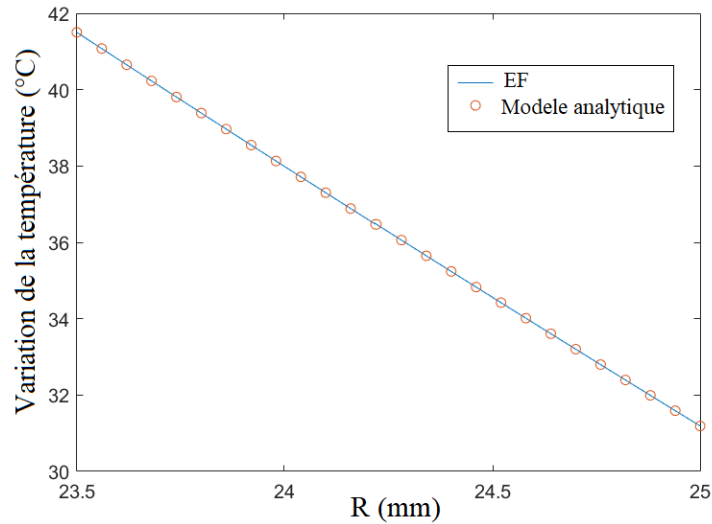


Figure III. 36 : Comparaison de résultats de calculs analytique et éléments finis : Variation dans l'entrefer.

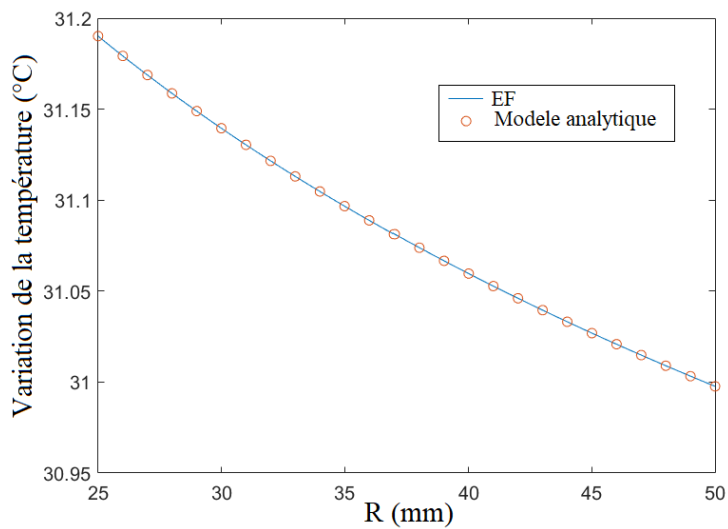


Figure III. 37 : Comparaison de résultats de calculs analytique et éléments finis : Variation dans le stator.

III.5.3.3 Modèle par réseau nodal

La Figure III. 38, montre le réseau thermique nodal du dispositif d'étude. Les trois résistances thermiques sont données par l'équation III. (46).

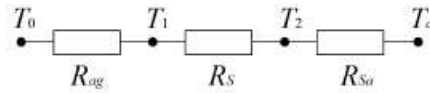


Figure III. 38 : Modèle thermique nodal du dispositif étudié.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{ag} = \frac{\ln\left(\frac{R_1}{R_0}\right)}{k_{ag} \cdot 2\pi} \\ R_s = \frac{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{k_{ss} \cdot 2\pi} \\ R_{sa} = \frac{1}{k_{sa} \cdot 2\pi \cdot R_2} \end{array} \right. \quad \text{III. (46)}$$

Où k_{ag} est la conductivité thermique de l'entrefer, k_{ss} celle du stator et h_{sa} le coefficient de convection thermique au niveau de la surface externe du stator.

Le Tableau III. 5, donne une comparaison de la valeur de températures T_1 et T_2 obtenue avec les 3 modèles (Éléments Finis (EF), Modèle Analytique (MA), Réseau Thermique Nodal (RTN)).

Tableau III. 5 : Comparaison des résultats des calculs des différentes méthodes étudiées.

Températures	Modèles		
	EF	MA	RTN
T_1	31.19	31.19	31.19
T_2	30.99	30.99	30.99

III.6 Conclusion

L'objectif de cette étude est la détermination des coefficients d'échanges convectifs du système étudié à partir des mesures. Pour rappel, ces derniers ne sont pas faciles à déterminer théoriquement. Les méthodes de calcul par mécanique de fluide (CFD) donnent les meilleurs résultats si on le compare à d'autres méthodes théoriques et dans ce cas même ce sont des approximations. La meilleure manière de trouver ces coefficients est l'expérimentation.

C'est dans cet esprit que travaux sont effectués. Pour cela deux campagnes de mesures sont effectuées, la première lorsque la partie mobile est fixe dans l'objectif de déterminer le coefficient de convection naturelle et la deuxième lorsqu'elle est animée d'un mouvement de translation dans le but de déterminer le coefficient de convection forcée. Dans la littérature, le coefficient de convection pour une structure fixe est compris entre 5 et 10 W/m²K, l'étude a montré que ce dernier est plus proche de 5 que de 10.

Dans le futur nous projetons d'affiner les calculs par un modèle de mécanique de fluide et l'étude d'une machine linéaire réelle comme la machine à commutation de flux étudiée dans cette thèse.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, une étude d'une machine linéaire tubulaire à aimants permanents à commutation de flux est présentée pour l'application houlogénérateur à attaque directe.

Le travail débute par une étude bibliographique concernant les énergies marines renouvelables, et plus particulièrement les houlogénérateurs. Ensuite, un état de l'art des machines linéaires est proposé. Cette analyse, nous a permis d'identifier les potentialités des machines linéaires à aimants permanents pour une application houlogénérateur à attaque directe. Le choix s'est porté sur la machine linéaire tubulaire à commutation de flux. Ce choix est motivé par les avantages structurels qu'offre cette structure. Les aimants permanents et les bobines se trouvent sur la partie fixe. Cette particularité permet d'augmenter la fiabilité, la disponibilité et la maintenabilité de la machine. De plus, la machine est bien adaptée pour la construction modulaire, ce qui facilite le transport en mer.

Lors du pré-dimensionnement des dispositifs électromagnétiques, il est important d'avoir des outils performants permettant de connaître toutes les solutions possibles afin de faire un choix judicieux. Dans ce travail, une modélisation analytique hybride est utilisée pour l'étude de la machine linéaire tubulaire à commutation de flux pour une application houlogénérateur. Une étude paramétrique via cet outil, nous a permis d'obtenir une structure optimale avec une force de détente minimisée. Ce modèle a également été utilisé pour l'étude des effets de bords longitudinaux. Nous avons proposé deux solutions pour leur réduction. La première solution consiste à allonger le circuit magnétique de la machine, par l'ajout de dents supplémentaires aux deux extrémités du stator. La seconde par l'ajout des modules en forme de U. Le choix de l'une ou de l'autre solution dépend des contraintes de conception. Par exemple, si le poids est un facteur important, la deuxième solution est à privilégier, dans le cas contraire la première solution est à choisir.

La construction des machines électriques, et leur assemblage, sont souvent entachés d'erreurs. Il nous est apparu important, et opportun, d'étudier l'effet de l'excentricité sur les performances. Des modèles éléments finis 3D sont utilisés pour cette analyse, étant donné le caractère tridimensionnel de ces structures en présence de ce défaut.

La modélisation thermique est également un élément important à prendre en compte lors de la phase de conception des machines électriques. En effet, la température influe fortement sur les performances, et surtout sur la durée de vie. Une augmentation importante de la température réduit de manière significative la durée de vie. La modélisation thermique proposée est essentiellement basée sur une approche expérimentale. Cette étude expérimentale a pour but d'affiner la modélisation thermique théorique, via une meilleure estimation des coefficients d'échanges thermiques. Une maquette non fonctionnelle a été dimensionnée et construite à cet effet. Plusieurs

campagnes de mesures sont menées pour la détermination de ces coefficients.

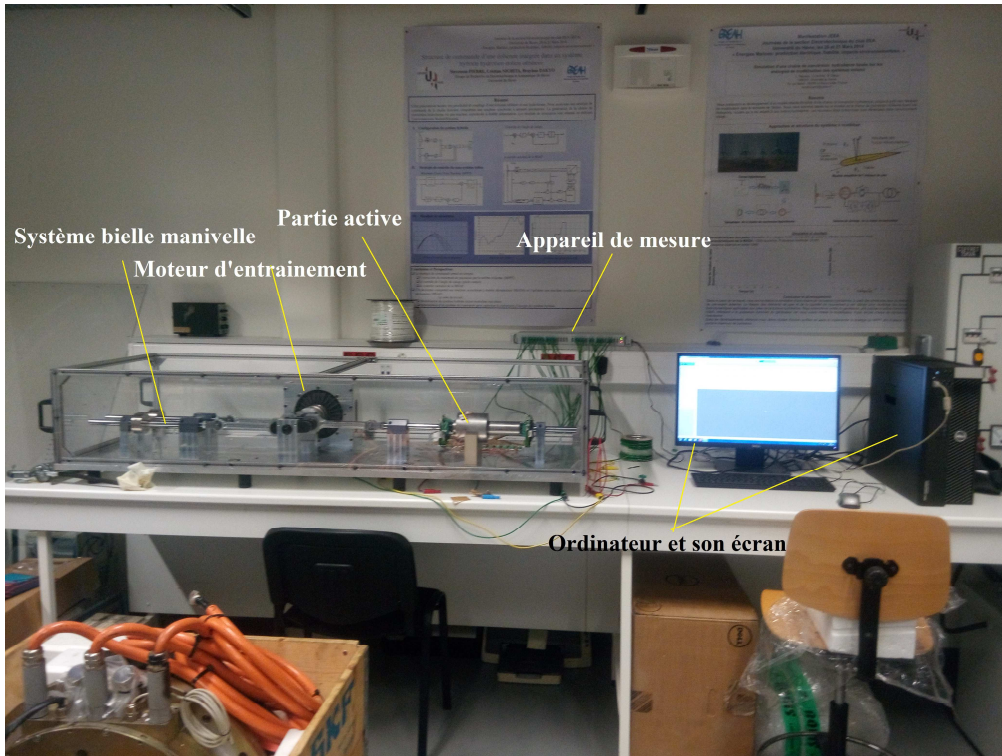
Les travaux présentés dans ce mémoire sont les premiers menés au GREAH sur les machines linéaires. Il conviendrait de les consolider, et de les approfondir. Ainsi, sur les aspects structurels, pour l'amélioration de la puissance du système de conversion de l'énergie de la houle en électricité, les houlogénérateurs peuvent être couplés à des multiplicateurs magnétiques linéaires. Ce choix permettra d'augmenter la vitesse de translation imprimée par la houle sur la machine linéaire, ce qui a pour conséquence d'alléger les contraintes de dimensionnement du générateur linéaire. Une structure poly-entrefers est aussi une piste sérieuse à explorer.

L'analyse du fonctionnement en présence d'excentricité nécessite le recours à des calculs éléments finis 3D, très longs. Il conviendrait de développer des approches plus légères permettant un bon rapport « précision/temps de calcul ».

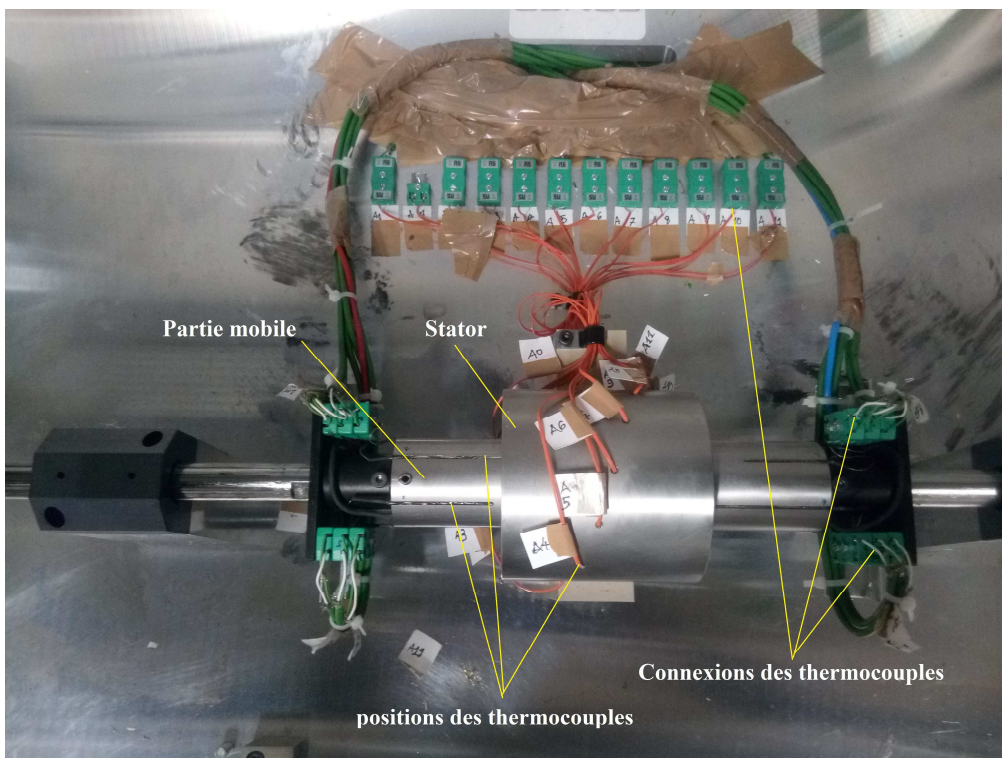
Enfin, sur les aspects thermiques, il faudrait exploiter la maquette réalisée de manière plus poussée. L'étude menée devra être complétée par des calculs thermiques 3D plus réalistes, afin d'identifier plus précisément les différents coefficients d'échanges.

ANNEXES

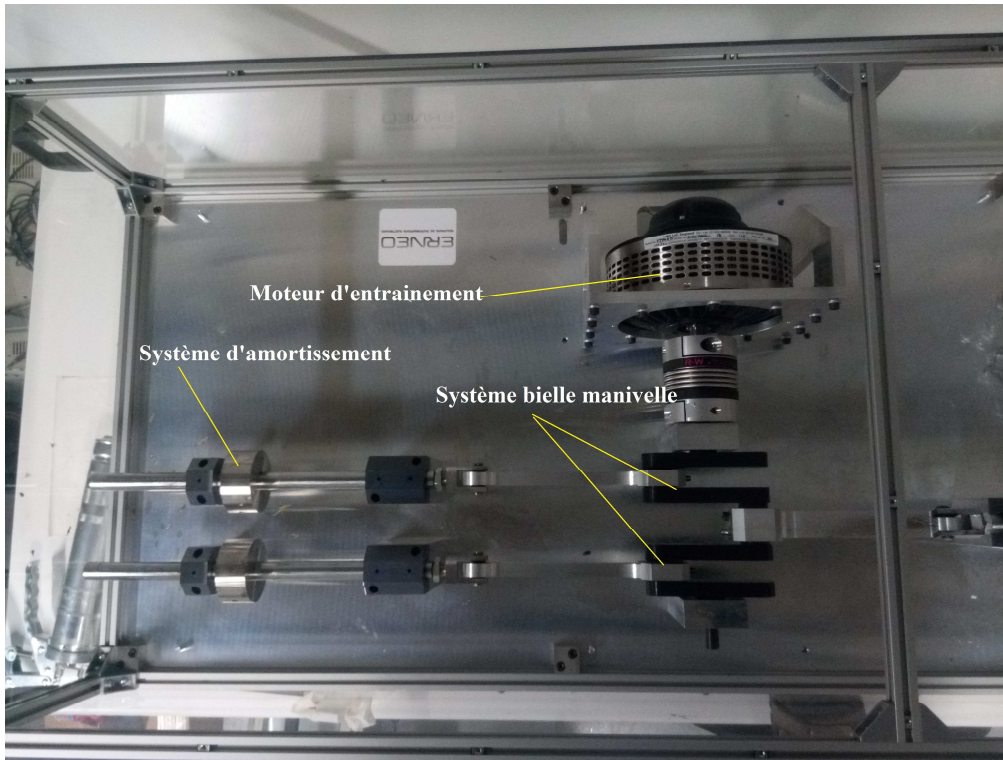
A1 : Vue d'ensemble du dispositif d'étude



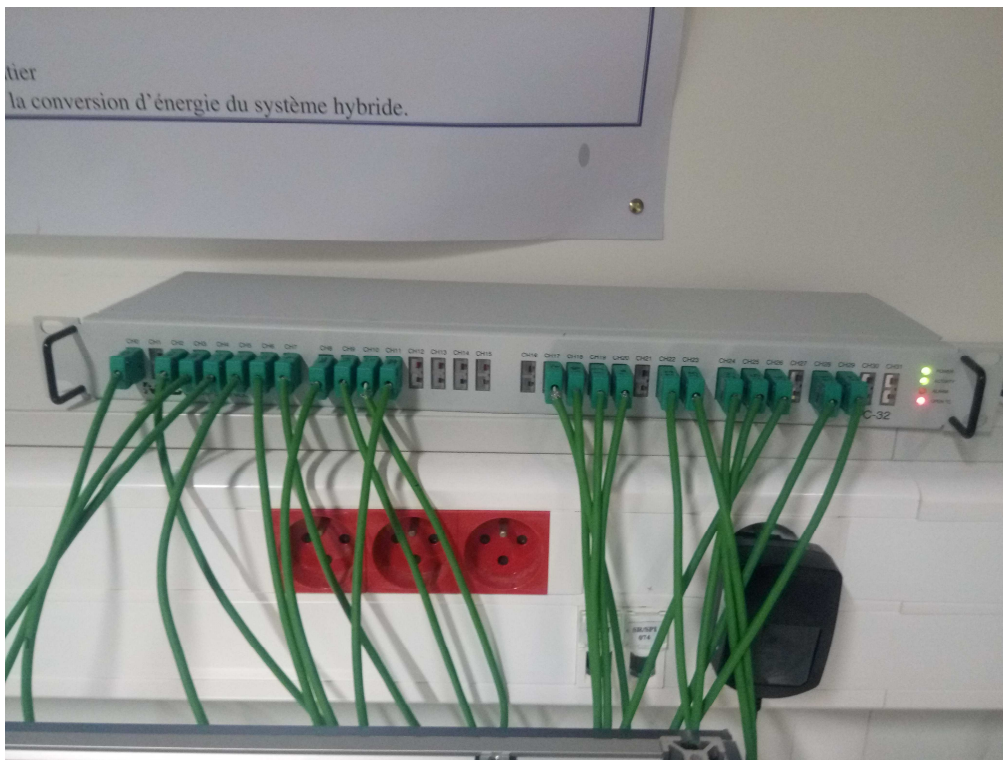
A1.1 : Zoom sur la partie active



A1.2 : Zoom sur le système d'entraînement



A1.3: Zoom sur l'appareil d'acquisition des données



BIBLIOGRAPHIE :

- [1] “LOMC UMR CNRS 9294.”. [En ligne]. Disponible : <https://www.lomc.fr/>(consulté le déc. 12, 2020).
- [2] “CORIA UMR 6614.”. [En ligne]. Disponible : <http://www.coria.fr/> (consulté le déc. 12, 2020).
- [3] “Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre GREAH-EA 3220.”. [En ligne]. Disponible : <https://greah.univ-lehavre.fr/> (consulté le déc. 12, 2020).
- [4] “Les Energies marines renouvelables (EMR).” . [En ligne]. Disponible : <https://www.normandie.fr/les-energies-marines-renouvelables-emr.fr/> (consulté le nov. 28, 2020).
- [5] A. Muetze et J. G. Vining, « Ocean Wave Energy Conversion - A Survey », in Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, oct. 2006, vol. 3, p. 1410-1417, doi: 10.1109/IAS.2006.25671
- [6] “Energie marine.”. [En ligne]. Disponible : https://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89nergie_marine.
- [7] F. Pearce. “énergie. Une nouvelle vague d’hydroliennes.”. [En ligne]. Disponible : <https://www.courrierinternational.com/article/2011/09/29/une-nouvelle-vague-d-hydroliennes> (consulté le nov. 28, 2020).
- [8] “fichier : Cartographie des types d’énergies marines selon leur intermittence et leur distance à la côte-ENEA Consulting.png.”. [En ligne]. Disponible : https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Cartographie_des_types_d%27%C3%A9nergies_marines_selon_leur_intermittence_et_leur_distance_%C3%A0_la_c%27%20c%3%B4te_-_ENEA_Consulting.png (consulté le oct. 19, 2020).
- [9] P. Michel, L. Denis, et L. Véronique, Énergie renouvelables marines : Étude prospective à l’horizon 2030, Versailles, France : Quae, 2009.
- [10] “Energies marine renouvelables.”. [En ligne]. Disponible : <https://www.ecologie.gouv.fr/energies-marines-renouvelables-0> (consulté le août 01, 2019).
- [11] “Energie thermique de mers : la Martinique suspend le projet NEMO.”.[en ligne]. Disponible : <https://lenergeek.com/2018/04/13/energie-thermique-mers-projet-nemo-martinique/>
- [12] “TPE 2013- les Energies Marines.”. [En ligne]. Disponible sur : <http://energiesmarinestpe.e-monsite.com/pages/c-l-energie-de-la-biomasse-marine.html> (consulté le août 01, 2019).
- [13] R. Bonnefille, Cours d’hydraulique maritime, 3e édition, Paris, France : Masson, 1992.
- [14] B. Multon, Energie thermique, houlogénération et technologies de conversion et de transport des énergies marines renouvelables, Cachan, France : Lavoisier, 2012.
- [15] M. Durafour, “Dynamique sédimentaire en zone côtière dans le cas de sédiments hétérogènes : application au domaine côtier haut-normand. Sedimentary dynamics of the costal area in the case of heterogeneous sediments: application to the Upper-Normandy coastal area.” Thèse de doctorat, Université le Havre Normandie, 2014.
- [16] A. Babarit, J.-M. Rousset, H. Mouslim, J. Aubry, H. Ben Ahmed, et B. Multon, “La récupération de l’énergie de la houle, partie 1 : caractérisation de la ressource et bases de l’hydrodynamique.”, La Revue 3 E. I, Société de l’électricité, de l’électronique et des technologies de l’information et de la communication, dec 2009, pp.17-25
- [17] “Définition houlomoteur.”. [En ligne]. Disponible : <https://dictionnaire.reverso.net/francais-definition/houlomoteur> (consulté le oct. 19, 2020).
- [18] M. A. Mustapa, O. B. Yaakob, Y. M. Ahmed, C.-K. Rheem, K. K. Koh, et F. A. Adnan, “Wave energy device and breakwater integration: A review”, Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 77, p. 43-58, sept. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.03.110.

- [19] D. Vicinanza et P. Frigaard, "Wave pressure acting on a seawave slot-cone generator", *Coast. Eng.*, vol. 55, no 6, p. 553-568, juin 2008, doi: 10.1016/j.coastaleng.2008.02.011.
- [20] J. Aubry, A. Babarit, H. B. Ahmed, et B. Multon, "La récupération de l'énergie de la houle, partie 2 : systèmes de récupération et aspects électriques.", *La Revue 3 E. I, Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication*, 2009, pp.26-32.
- [21] "Wave Dragon ", fr.wikipedia.org. nov. 08, 2018, [En ligne]. Disponible: https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Wave_Dragon&oldid=153787533 (Consulté le: août 05, 2019.)
- [22] "Oyster" System is a New Way to Harness the Power of Waves." [En ligne]. Disponible : <https://inhabitat.com/oyster-generates-electricity-from-waves/> (consulté le août 07, 2019).
- [23] "Aquamarine Power Oyster.". [En ligne]. Disponible : http://ramboll.com/projects/re/aquamarine_oyster2 (consulté le août 07, 2019).
- [24] P. Evans, "Ocean-power installation up and running." *newatlas.com*, Mar 2, 2009, [En ligne]. Disponible sur : <https://newatlas.com/wave-power-owc/11122/> (consulté le août 05, 2019).
- [25] "Pelamis Cutaway Assembly.". [En ligne]. Disponible : <http://www.industrytap.com/sea-snakes-convert-wave-energy-power/22856/cutaway-assembly-wip16> (consulté le août 07, 2019).
- [26] "Wave Energy Firm Pelamis Pledge to Keep Manufacturing in Leith Scotland's Renewable Energy Guide.". [En ligne]. Disponible : <https://scotsrenewables.com/blog/wave-power/3409/> (consulté le août 07, 2019)
- [27] D. Twomey, "Wave, tidal power costing more than forecast." [En ligne]. Disponible : <http://econews.com.au/41273/wave-tidal-power-costing-more-than-forecast/> (consulté le août 07, 2019).
- [28] Raunekk, ". Archimedes Wave Swing Mechanism". [En ligne]. Disponible : <https://www.brighthub.com/environment/renewable-energy/articles/40548.aspx> (consulté le août 07, 2019).
- [29] P. Lobner, "Floting Wave-powered Generators Offer the Potential for Commercial-scale Energy Harvesting From the Ocean.". [En ligne]. Disponible : <https://lynceans.org/tag/powerbuoy/> (consulté le août 07, 2019).
- [30] E. Eggleston, "Wave power.". [En ligne]. Disponible : <http://whyfiles.org/2012/wave-power/> (consulté le août 07, 2019)
- [31] J Brooke, "Wave Energy Conversion,", Volume 6, Oxford, Royaume-uni, Elsevier Science, 2003
- [32] "Kværner Brug's OWC device.". [En ligne]. Disponible : <http://wavepowerlab.weebly.com/7/post/2014/08/kvaerner-brugs-owc-device.html> (consulté le août 05, 2019).
- [33] "Australian CETO, the ocean wave energy plant, set a record for being operational for 14,000 hours." *Plugin-magazine.com*, juin 24, 2016. [En ligne]. Disponible sur : <https://plugin-magazine.com/living/australian-ceto-the-ocean-wave-energy-plant-set-a-record-for-being-operational-for-14000-hours/> (consulté le août 07, 2019).
- [34] T. Kovaltchouk, H. B. Ahmed, B. Multon, et J. Aubry, "Houlogénérateurs : projets, verrous et quelques solutions.". 2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Oct 2016, Marrakech, Maroc.
- [35] "Looks swell.", www.economist.com, mars 12, 2015, [En ligne]. Disponible : <https://www.economist.com/science-and-technology/2015/03/12/looks-swell> (consulté le août 07, 2019).
- [36] S. Prettejohn "Carnegie Wave Energy Australia.", www.ecocitizenaustralia.com.au, août 7, 2011 [En ligne]. Disponible : <https://www.ecocitizenaustralia.com.au/carnegie-wave-energy-australia/> (consulté le août 07, 2019).
- [37] M Quiret, "L'énergie marine testée grandeur nature." www.lesechos.fr, oct 8, 2008. [En ligne].

Disponible : <https://www.lesechos.fr/2008/10/lenergie-marine-testee-grandeur-nature-499557> (consulté le déc. 09, 2020).

- [38] M. Durafour, S. Zemenzer, “Energies marines - Wikhydro.”. [En ligne]. Disponible : http://wikhydro.developpement-durable.gouv.fr/index.php/Energies_marines (consulté le déc. 09, 2020).
- [39] J. F. Gieras, *Linear Induction Drives*. Clarendon Press, 1994.
- [40] J. F. Gieras, Z. J. Piech, et B. Tomczuk, *Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems*. CRC Press, 1999.
- [41] “Vérins électriques.” [En ligne]. Disponible : <https://www.ivea-sas.fr/verins-electriques/> (consulté le janv. 23, 2020).
- [42] “Moteur 110D ROTATIF.” [En ligne]. Disponible : <https://www.usinenouvelle.com/expo/moteur-110d-rotatif-p233582.html> (consulté le nov. 26, 2020).
- [43] Brune, “Comment fonctionne un verin électrique ? Explications” *Verin-Electrique.fr*, avr. 19, 2019. [En ligne]. Disponible : <https://www.verin-electrique.fr/fonctionnement/> (consulté le nov. 26, 2020).
- [44] S. Chevailler, “comparative study and selection criteria of linear motors.” Thèse de doctorat, Ecole polytechnique de Lausanne, 2006.
- [45] Q. F. Lu et W. H. Mei, “Recent development of linear machine topologies and applications.”, *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 2, no 1, p. 65-72, mars 2018, doi: 10.23919/TEMS.2018.8326452.
- [46] J. Gong, “Modélisation et conception optimale d’un moteur linéaire à induction pour système de traction ferroviaire.”, Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, 2011.
- [47] H. B. Ahmed, B. Multon, et M. Ruellan, “Actionneurs linéaires directs et indirects”, *La Revue 3 E. I, Société de l’électricité, de l’électronique et des technologies de l’information et de la communication*, 2005, pp.38-58.
- [48] I. Boldea et S. A. Nasar, “*Linear Electric Actuators and Generators*.” Cambridge, Royaume-uni: Cambridge University Press, 1997.
- [49] Q. Wang, J. B. Zou, G. D. Yu, Y. X. Xu, et Y. Li, “Analysis and minimization of cogging force in tubular transverse flux linear machines for direct drive applications.”, in *2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, nov. 2015, p. 228-229, doi: 10.1109/ASEMD.2015.7453548.
- [50] N. A. binti Mohd Nasir, F. Azhar bin Abdul Shukor, R. Nor Firdaus, H. Wakiwaka, K. Tashiro, et M. Nirei, “DESIGN OF THE PERMANENT MAGNET LINEAR SYNCHRONOUS MOTOR FOR HIGH THRUST AND LOW COGGING FORCE PERFORMANCE”, *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 63, p. 83-92, 2018, doi: 10.2528/PIERM17101907.
- [51] M. Curcic, “Novel double-sided linear generator for the wave energy conversion.”, masters, Memorial University of Newfoundland, 2015.
- [52] J. Faiz et A. Nematsaberi, “Linear electrical generator topologies for direct-drive marine wave energy conversion- an overview.”, *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no 9, p. 1163-1176, 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0726.
- [53] J. Si, S. Zhao, H. Feng, R. Cao, et Y. Hu, “Multi-objective optimization of surface-mounted and interior permanent magnet synchronous motor based on Taguchi method and response surface method.” *Chin. J. Electr. Eng.*, vol. 4, no 1, p. 67-73, mars 2018, doi: 10.23919/CJEE.2018.8327373.
- [54] M. Makki et S. Hemmati, “Optimum design of a double-sided permanent magnet linear synchronous motor to minimize the detent force”, *Energy Equip. Syst.*, vol. 5, no 1, p. 1-11,

mars 2017, doi: 10.22059/ees.2017.60845.

- [55] O Taskin, “Design and implementation of a double-sided coreless linear motor.” Thèse de doctorat, Istanbul Technical University Graduate School of Science Engineering and Technology, 2015.
- [56] Jiabin Wang and D. Howe, “Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets-part I: magnetic field distribution, EMF, and thrust force,.” in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 9, pp. 2470-2478, Sept. 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.854328.
- [57] Y. Du, C. Zou, et X. Liu, “A Double-Sided Linear Primary Permanent Magnet Vernier Machine.”, ScientificWorldJournal, vol. 2015, p. 596091, avr. 2015, doi: 10.1155/2015/596091.
- [58] F. Bian et W. Zhao, « A new dual stator linear permanent-magnet vernier machine with reduced copper loss », AIP Adv., vol. 7, p. 056679, mai 2017, doi: 10.1063/1.4978589. “.”
- [59] W. Li, K. T. Chau, et C. H. T. Lee, “Optimal design and implementation of a permanent magnet linear vernier machine for direct-drive wave energy extraction.”», in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, oct. 2012, p. 6200-6205, doi: 10.1109/IECON.2012.6389066.
- [60] N. J. Baker, “Linear generators for direct drive marine renewable energy converters”, Thèse de doctorat, Durham University, 2003.
- [61] A. Cosic, C. Sadarangani, et J. Timmerman, “Design and Manufacturing of a Linear Transverse Flux Permanent Magnet Machines”, in 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, oct. 2008, p. 1-5, doi: 10.1109/08IAS.2008.20.
- [62] A.Cosic, “ Analysis of a novel Transversal Flux Machine with a tubular cross-section for Free 165 Piston Energy Converter application.”, Thèse de doctorat, KTH School of Electrical Engineering, 2010.
- [63] M. Zhao, J. Zou, G. Hao, Y. Li, et J. Zou, “Unbalanced magnetic forces in tubular transverse flux linear machine with diametrically asymmetric magnets.”, in 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, août 2011, p. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2011.6073903.
- [64] H. BEN AHMED, P.-E. Cavarec, L. Prevond, et B. Multon, “ Conception et étude d’un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents et multi-plaques”, in Electrotechnique du Futur, NANCY, France, nov. 2001, p. pp.307-312.
- [65] H. BEN AHMED, L. Prevond, et B. Multon, “ Structures polyentrefers : solutions pour les entraînements directs ? ”, in Colloque Conversion Electromécanique Directe (CEMD) 1999, CACHAN, France, févr. 1999, p. pp.95-100.
- [66] P. Enrici, F. Dumas, N. Ziegler, et D. Matt, “Design of a High-Performance Multi-Air Gap Linear Actuator for Aeronautical Applications”, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 31, no 3, p. 896-905, sept. 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2539503.
- [67] P. Enrici, F. Dumas, et D. Matt, “Impact of the assembly constraints on a multi-air gap linear motor”, in 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, sept. 2012, p. 1322-1327, doi: 10.1109/ICEIMach.2012.6350048.
- [68] P. Enrici, J. Jac, N. Ziegler, F. Dumas, et D. Matt, “Electrification of a landing gear – actuators with toothed coupling”, IET Electr. Power Appl., vol. 12, no 6, p. 739-746, 2018, doi: 10.1049/iet-epa.2017.0634.
- [69] P.-E. Cavarec, H. BEN AHMED, B. Multon, et M. Antunes, “ Actionneur linéaire synchrone à

aimants permanents multi-tiges ”, in *Electrotechnique du Futur*, GIF SUR YVETTE, France, déc. 2003, p. 10p.

- [70] D. M. Joseph, “A double-sided tubular linear synchronous generator for wave-energy conversion.” Thèse de doctorat, University of the Witwatersand, Johannesburg, 2010.
- [71] R. Vermaak and M. J. Kamper, “Design of a novel air-cored permanent magnet linear generator for wave energy conversion.” *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Rome, 2010, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608191.
- [72] P.-E. Cavarec, H. BEN AHMED, B. Multon, et L. Prevond, “Advantage of Increasing the Number of Airgap Surfaces in Synchronous Linear Actuators”, in *Electromotion 2001*, BOLOGNA, Italy, juin 2001, p. pp.251-256.
- [73] P.-E. Cavarec, “ Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux : Application aux structures linéaires multi-tiges.”, Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2002.
- [74] A. Delehelle, “Étude d’un concept innovant d’actionneur électromécanique linéaire à effets magnétique et piézoélectrique en vue d’applications dans le domaine des commandes de vol.”, Thèse de doctorat, Toulouse, INPT, 2008.
- [75] A. Lesobre, “ Conception, modélisation et expérimentation de moteurs-freins intégrés à réluctance variable et à courants de Foucault”, Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2001.
- [76] H. B. Ahmed, “Des procédés de conversion électro-magnéto-mécaniques non-conventionnels aux systèmes mécatroniques : Conception - Modélisation - Optimisation”, HDR, Université Paris Sud - Paris XI, 2006.
- [77] K. Atallah, J. Wang, et D. Howe, “A high-performance linear magnetic gear”, *J. Appl. Phys.*, vol. 97, no 10, p. 10N516, mai 2005, doi: 10.1063/1.1853900.
- [78] R. C. Holehouse, K. Atallah, et J. Wang, “A linear magnetic gear”, in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, sept. 2012, p. 563-569, doi: 10.1109/ICEIMach.2012.6349925.
- [79] W. Li, K. T. Chau, et J. Li, “Simulation of a Tubular Linear Magnetic Gear Using HTS Bulks for Field Modulation”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 21, no 3, p. 1167-1170, juin 2011, doi: 10.1109/TASC.2010.2080255.
- [80] W. Li, K. T. Chau, et J. Z. Jiang, “Application of Linear Magnetic Gears for Pseudo-Direct-Drive Oceanic Wave Energy Harvesting”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no 10, p. 2624-2627, oct. 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2146233.
- [81] W. Li, K. T. Chau, C. H. T. Lee, T. W. Ching, M. Chen, et J. Z. Jiang, “A new linear magnetic gear with adjustable gear ratios and its application for direct-drive wave energy extraction”, *Renew. Energy*, vol. 105, no C, p. 199-208, 2017.
- [82] N. Feng, H. Yu, M. Hu, C. Liu, L. Huang, et Z. Shi, “A study on a linear magnetic-geared interior permanent magnet generator for direct-drive wave energy conversion”, *Energies*, vol. 9, no 7, Art. no 7, 2016, doi: 10.3390/en9070487.
- [83] J. Woo, S. Seo, S. Cho, et J. Choi, “Characteristic Analysis of Force Ripple Reduction in Linear Magnetic Gear”, in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, oct. 2018, p. 1899-1902, doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549287.
- [84] S. Seo, G. Jang, C. Kim, I. Yoon, et J. Choi, “Electromagnetic Analysis of Linear Magnetic Gears Based on the Characteristics of Their Flux-Modulation Poles”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 30, no 4, p. 1-5, juin 2020, doi: 10.1109/TASC.2020.2966153.

- [85] B. McGilton, M. Mueller, et A. McDonald, "Review of magnetic gear technologies and their applications in marine energy", in 5th IET International Conference on Renewable Power Generation (RPG) 2016, sept. 2016, p. 1-6, doi: 10.1049/cp.2016.0535.
- [86] B. McGilton, A. A. Almoraya, R. Raihan, R. Crozier, N. J. Baker, et M. Mueller, "Investigation into linear generators with integrated magnetic gear for wave energy power take off.", *J. Eng.*, vol. 2019, no 18, p. 5069-5072, 2019, doi: 10.1049/joe.2018.9370.
- [87] S. Niu, S. L. Ho, et W. N. Fu, "Performance Analysis of a Novel Magnetic-Geared Tubular Linear Permanent Magnet Machine", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no 10, p. 3598-3601, oct. 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2148167.
- [88] J. Jamali, "End effect in linear induction and rotating electrical machines", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no 3, p. 440-447, sept. 2003, doi: 10.1109/TEC.2003.815853.
- [89] J. F. Gieras, G. E. Dawson, et A. R. Eastham, "A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-2, no 1, p. 152-159, mars 1987, doi: 10.1109/TEC.1987.4765816.
- [90] Q. Lu, Y. Li, Y. Ye, et Z. Q. Zhu, "Investigation of Forces in Linear Induction Motor Under Different Slip Frequency for Low-Speed Maglev Application.", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no 1, p. 145-153, mars 2013, doi: 10.1109/TEC.2012.2227114.
- [91] E. M. Barhoumi, A. G. Abo-Khalil, Y. Berrouche, et F. Wurtz, "Analysis and comparison of end effects in linear switched reluctance and hybrid motors.", *J. Electr. Eng.-Elektrotechnicky Cas.*, vol. 68, no 2, p. 138-142, 2017, doi: 10.1515/jee-2017-0019.
- [92] G. Liu, L. Ding, W. Zhao, Q. Chen, et S. Jiang, "Nonlinear Equivalent Magnetic Network of a Linear Permanent Magnet Vernier Machine With End Effect Consideration.", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no 1, p. 1-9, janv. 2018, doi: 10.1109/TMAG.2017.2751551.
- [93] Amoros, J.; Andrada, P. "Study of end effects on the performance of the linear switched reluctance motor." A: Spanish Portuguese Conference on Electrical Engineering. "11th Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering". Zaragoza : 2009, p. 1-6.
- [94] H.-W. Lee, C.-B. Park, and B.-S. Lee, "Thrust Performance Improvement of a Linear Induction Motor," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 6, no. 1, pp. 81-85, Jan. 2011.
- [95] A. Z. Bazghaleh, M. R. Naghashan, H. Mahmoudimanesh, et M. R. Meshkatoddini, "Effective Design Parameters on the End Effect in Single-Sided Linear Induction Motors", *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering Vol:4, No:4*, 2010.
- [96] F. Marignetti, P. Cancellere, V. D. Colli, R. D. Stefano, et M. Scarano, "Analytical Formulation of Radial Magnetic Forces in PM Linear Tubular Machines with Translator Eccentricity", in 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, sept. 2007, p. 530-536, doi: 10.1109/07IAS.2007.86.
- [97] L. Cappelli, Y. Coia, F. Marignetti, et Z. Q. Zhu, "Analysis of Eccentricity in Permanent-Magnet Tubular Machines", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no 5, p. 2208-2216, mai 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2271598.
- [98] C. Pompermaier, F. J. H. Kalluf, M. V. F. da Luz, et N. Sadowski, "Analytical and 3D FEM modeling of a tubular linear motor taking into account radial forces due to eccentricity", in 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, mai 2009, p. 413-418, doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075239.
- [99] B. Hannon, P. Sergeant, L. Dupré, et P. Pfister, "Two-Dimensional Fourier-Based Modeling of

- Electric Machines—An Overview”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, no 10, p. 1-17, oct. 2019, doi: 10.1109/TMAG.2019.2923544.
- [100] S. Xu et X. Liu, “Magnetic field computation for high-speed surface mounted permanent magnet machine with parallelly magnetized magnet segments.”, in 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), mai 2017, p. 1-8, doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002286.
- [101] M. Salameh, S. Yaman, Y. Jiang, M. Krishnamurthy, et S. Li, “Analytical Approach for Calculating Magnetic Field Distribution in Surface Mount PM Motor Including Stator Slot Effect.”, in 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), juin 2019, p. 1-6, doi: 10.1109/ITEC.2019.8790488.
- [102] Z. J. Liu, Q. Jiang, et Y. Q. Yu, “Influence of design parameters on performance of PM AC motors with fractional-slot windings.”, in 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), mai 2017, p. 1-6, doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002343.
- [103] H. Huang, L. Jing, R. Qu, et D. Li, “Analysis and Application of Discrete Halbach Magnet Array With Unequal Arc Lengths and Unequally Changed Magnetization Directions.”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 28, no 3, p. 1-5, avr. 2018, doi: 10.1109/TASC.2017.2785399.
- [104] C. Fang, M. Dou, B. Tan, et Q. Li, “Harmonic Distribution Optimization of Surface Rotor Parameters for High-Speed Brushless DC Motor.” in *Current Trend in Computer Science and Mechanical Automation*, Vol.1, 2017, p. 528-543.
- [105] Z. Zhang, C. Xia, H. Wang, et T. Shi, “Analytical Field Calculation and Analysis of Surface Inset Permanent Magnet Machines With High Saliency Ratio.”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no 12, p. 1-12, déc. 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2599147.
- [106] S. T. Boroujeni et H. B. Naghneh, “Analytical modelling and prototyping a slotless surface-inset PM machine.”, *IET Electr. Power Appl.*, vol. 11, no 3, p. 312-322, 2017, doi: 10.1049/iet-epa.2016.0402.
- [107] A. Jabbari, “Exact analytical modeling of magnetic vector potential in surface inset permanent magnet DC machines considering magnet segmentation”, *J. Electr. Eng.*, vol. 69, no 1, p. 39-45, janv. 2018, doi: 10.1515/jee-2018-0005.
- [108] K. Shin, H. Park, H. Cho, et J. Choi, “Analytical Calculation and Experimental Verification of Cogging Torque and Optimal Point in Permanent Magnet Synchronous Motors .”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no 6, p. 1-4, juin 2017, doi: 10.1109/TMAG.2017.2667643.
- [109] A. Jabbari et F. Dubas, “A New Subdomain Method for Performances Computation in Interior Permanent-Magnet (IPM) Machines.” *Iran. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 16, sept. 2019.
- [110] G. Liu, L. Liu, Q. Chen, et W. Zhao, “Torque Calculation of Five-Phase Interior Permanent Magnet Machine Using Improved Analytical Method.”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no 2, p. 1023-1032, juin 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2880574.
- [111] Y. Oner, Z. Q. Zhu, L. J. Wu, X. Ge, H. Zhan, et J. T. Chen, “Analytical On-Load Subdomain Field Model of Permanent-Magnet Vernier Machines.”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no 7, p. 4105-4117, juill. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2532285.
- [112] Y. Oner, Z. Q. Zhu, L. J. Wu, et X. Ge, “Analytical sub-domain model for predicting open-circuit field of permanent magnet vernier machine accounting for tooth tips.” *COMPEL Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 35, no 2, p. 624-640, janv. 2016, doi: 10.1108/COMPEL-11-2015-0422.
- [113] Y. Yang, G. Liu, X. Yang, et X. Wang, “Analytical Electromagnetic Performance Calculation of Vernier Hybrid Permanent Magnet Machine.”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no 6, p. 1-12,

juin 2018, doi: 10.1109/TMAG.2018.2818069.

- [114] Y. Yang, G. Liu, X. Yang, et X. Wang, “Analytical Performance Calculation of Vernier Hybrid Machine with Subdomain Method”, *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 46, p. 1-13, janv. 2019, doi: 10.1080/15325008.2018.1525444.
- [115] H. Bali, M. Dhifli, Y. Amara, et G. Barakat, “Analytical modeling of a flux switching permanent magnet machines.”, in 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), sept. 2016, p. 2412-2418, doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732859.
- [116] X. Zhu, W. Hua, Z. Wu, W. Huang, H. Zhang, et M. Cheng, “Analytical Approach for Cogging Torque Reduction in Flux-Switching Permanent Magnet Machines Based on Magnetomotive Force-Permeance Model.”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no 3, p. 1965-1979, mars 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2739688.
- [117] A. Jabbari, “Analytical Modeling of Magnetic Field Distribution in Multiphase H-Type Stator Core Permanent Magnet Flux Switching Machines.” *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 43, no 1, p. 389-401, juill. 2019, doi: 10.1007/s40998-018-0113-1.
- [118] Y. Yang, J. Chen, B. Yan, C. Zhu, et X. Wang, “Analytical magnetic field prediction of flux switching machine with segmental rotor”, *IET Electr. Power Appl.*, vol. 13, no 1, p. 91-100, 2019, doi: 10.1049/iet-epa.2018.5235.
- [119] W. Belguerras, Y. Benmessaoud, F. Dubas, K. Boughrara, et H. Mickael, “2-D Analytical Model of Conventional Switched Reluctance Machines.”, in *ELECTRIMACS 2019*, Cham, 2020, p. 155-164, doi: 10.1007/978-3-030-37161-6_12.
- [120] B. Mohammed, K. Boughrara, F. Dubas, R. Lazhar, Z. DJELLOUL-KHEDDA, et R. Ibtouen, “A 2-D Exact Subdomain Technique in Switched Reluctance Machines Taking Into Account of Finite Soft-Magnetic Material Permeability.”, oct. 2018, doi: 10.1109/CISTEM.2018.8613599.
- [121] X. Pang, H. Zhang, S. Wang, et H. Jing, “Flux density calculation of air gap for switched reluctance motor considering magnetic saturation based on sub-domain method.” *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 37, no 6, p. 2081-2092, janv. 2018, doi: 10.1108/COMPEL-06-2017-0226.
- [122] Z. Djelloul-Khedda, K. Boughrara, F. Dubas, et R. Ibtouen, “Nonlinear Analytical Prediction of Magnetic Field and Electromagnetic Performances in Switched Reluctance Machines.”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. PP, p. 1-1, mars 2017, doi: 10.1109/TMAG.2017.2679686.
- [123] A. H. Sharifi, S. M. Seyedi, et A. S. Mobarakeh, “Quasi-3D Analytical Prediction for Open Circuit Magnetic Field of Axial Flux Permanent-Magnet Machine.”, in *Fundamental Research in Electrical Engineering*, Singapore, 2019, p. 533-548.
- [124] M. M. Reza, A. Ahmad, P. Kumar, et R. K. Srivastava, “Semi-analytical model for triangular skewed permanent magnet axial flux machine ”, in 2017 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India), déc. 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/ITEC-India.2017.8333843.
- [125] S. M. Seyedi, A. H. Sharifi, et A. A. Mohammadi, “Computation of Armature Reaction Field and Full-Load Characteristics of an Axial flux Surface Mounted PM Machine Using a New Analytical Approach.”, in *Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, mai 2018, p. 1027-1031, doi: 10.1109/ICEE.2018.8472603.
- [126] A. H. Gheisari, A. R. Roosta, et A. Rahideh, “A General Analytical No-Load Magnetic Model for Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines”, *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 43, no 1, p. 403-410, juill. 2019, doi: 10.1007/s40998-018-0115-z.
- [127] H. Tieгна, A. Bellara, Y. Amara, et G. Barakat, “Analytical Modeling of the Open-Circuit

- Magnetic Field in Axial Flux Permanent-Magnet Machines With Semi-Closed Slots.”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no 3, p. 1212-1226, mars 2012, doi: 10.1109/TMAG.2011.2171979.
- [128] J. Azzouzi, G. Barakat, et B. Dakyo, “Quasi-3-D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent-magnet synchronous machine”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no 4, p. 746-752, déc. 2005, doi: 10.1109/TEC.2005.845538.
- [129] H. Tiegna, Y. Amara, et G. Barakat, “A New Quasi-3-D Analytical Model of Axial Flux Permanent Magnet Machines.”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no 2, p. 817-820, févr. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2285739.
- [130] G. B. Mariani, “Machine synchrone à réluctance : modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l’optimisation ”, Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2016.
- [131] M. H. Hassan, “Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique.”, Thèse de doctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2014.
- [132] A. Dziechciarz et C. Martis, “Magnetic equivalent circuit of synchronous reluctance machine” , in 2016 ELEKTRO, mai 2016, p. 500-503, doi: 10.1109/ELEKTRO.2016.7512126.
- [133] K. Hoang, L. Vido, M. Gabsi, et F. Gillon, “Flux Control Range Broadening and Torque Ripple Minimization of a Double Excitation Synchronous Motor”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no 1, p. 1-10, janv. 2017, doi: 10.1109/TMAG.2016.2616330.
- [134] N. R. Tavana et V. Dinavahi, “Real-Time Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit Model of Induction Machine on FPGA for Hardware-in-the-Loop Simulation”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no 2, p. 520-530, juin 2016, doi: 10.1109/TEC.2015.2514099.
- [135] D. Romano, G. Antonini, et A. E. Ruehli, “Time-Domain Partial Element Equivalent Circuit Solver Including Non-Linear Magnetic Materials”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no 9, p. 1-11, sept. 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2573763.
- [136] A. Lehikoinen, S. Shah, V. Climente Alarcon, et A. Arkkio, “Time-Stepping 3D-Reluctance Network Analysis of an Axial Flux Permanent Magnet Machine”, in The Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC), june 2016.
- [137] N. Ullah, F. Khan, W. Ullah, M. Umair, et Z. Khattak, “Magnetic equivalent circuit models using global reluctance networks methodology for design of permanent magnet flux switching machine.”, in 2018 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), janv. 2018, p. 397-404, doi: 10.1109/IBCAST.2018.8312255.
- [138] L. Ding, G. Liu, Q. Chen, et G. Xu, “. A Novel Mesh-Based Equivalent Magnetic Network for Performance Analysis and Optimal Design of Permanent Magnet Machines”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no 3, p. 1337-1346, sept. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2900263.
- [139] D. Cao, W. Zhao, J. Ji, L. Ding, et J. Zheng, “A Generalized Equivalent Magnetic Network Modeling Method for Vehicular Dual-Permanent-Magnet Vernier Machines .”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no 4, p. 1950-1962, déc. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2921699.
- [140] A. Waindok et B. Tomczuk, “Reluctance Network Model of a Permanent Magnet Tubular Motor.”, *Acta Mech. Autom.*, vol. 11, p. 194-198, sept. 2017, doi: 10.1515/ama-2017-0029.
- [141] D. Fu, F. Gillon, Y. Xu, N. Bracikowski, et J. Gong, “Equivalent Magnetic Network of a Transverse-Flux Permanent Magnet Linear Motor”, in 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), sept. 2018, p. 2157-2163, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507074.
- [142] D. J. Gómez, A. Tovar-Barranco, A. L. Rodríguez, A. López-de-Heredia, et I. Villar, “On-load cogging torque calculation using Frozen Permeability method and permeance network models.”, in 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), sept. 2016,

p. 499-505, doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732572.

- [143] M. Klach, H. Aloui, et R. Neji, “2D magnetic equivalent circuit model of an electronic valve actuator.”, in 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control Computer Engineering - STA’2013, déc. 2013, p. 520-523, doi: 10.1109/STA.2013.6783181.
- [144] M. Johnson, M. C. Gardner, et H. A. Toliyat, “A Parameterized Linear Magnetic Equivalent Circuit for Analysis and Design of Radial Flux Magnetic Gears—Part I: Implementation.” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 33, no 2, p. 784-791, juin 2018, doi: 10.1109/TEC.2017.2777875.
- [145] V. Ostovic, “Dynamics of Saturated Electric Machines”. New York: Springer-Verlag, 1989.
- [146] Q. Yu, X. Wang, et Y. Cheng, “Magnetic Modeling of Saliency Effect for Saturated Electrical Machines With a New Calculation Method”, IEEE Trans. Magn., vol. 52, no 6, p. 1-6, juin 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2521344.
- [147] S. S. Alli, N. Bracikowski, L. Moreau, et M. E. Zaïm, “Reluctance network modeling of a low speed doubly salient permanent magnet machine”, in IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, oct. 2017, p. 2138-2143, doi: 10.1109/IECON.2017.8216359.
- [148] E. M. Barhoumi, F. Wurtz, C. Chillet, B. Ben Salah, et O. Chadebec, “Efficient Reluctance Network Formulation for Modeling Design and Optimization of Linear Hybrid Motor.”, IEEE Trans. Magn., vol. 52, no 3, p. 1-4, mars 2016, doi: 10.1109/TMAG.2015.2496730.
- [149] E. Severson, R. Nilssen, T. Undeland, et N. Mohan, “Magnetic Equivalent Circuit Modeling of the AC Homopolar Machine for Flywheel Energy Storage”, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 30, no 4, p. 1670-1678, déc. 2015, doi: 10.1109/TEC.2015.2441040.
- [150] R. Manju Bhashini et K. Ragavan, “Magnetic Equivalent Circuit for Surface-Mounted PM Motor.”, in 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), déc. 2018, p. 1-5, doi: 10.1109/PEDES.2018.8707543.
- [151] W. Sun, Q. Li, L. Sun, L. Zhu, et L. Li, “Electromagnetic Analysis on Novel Rotor-Segmented Axial-Field SRM Based on Dynamic Magnetic Equivalent Circuit.”, IEEE Trans. Magn., vol. 55, no 6, p. 1-5, juin 2019, doi: 10.1109/TMAG.2019.2901002.
- [152] S. Yu, M. Zhao, B. Zhao, J. Liu, et N. Feng, “Equivalent Magnetic Circuit Analysis for Linear Transverse Flux Permanent Magnet Machine.”, in 2018 IEEE Student Conference on Electric Machines and Systems, déc. 2018, p. 1-5, doi: 10.1109/SCEMS.2018.8624899.
- [153] H. Dogan, L. Garbuio, H. Nguyen-Xuan, B. Delinchant, A. Foggia, et F. Wurtz, “Multistatic Reluctance Network Modeling for the Design of Permanent-Magnet Synchronous Machines .”, IEEE Trans. Magn., vol. 49, no 5, p. 2347-2350, mai 2013, doi: 10.1109/TMAG.2013.2243426.
- [154] Y. Tang, T. E. Motoasca, J. J. H. Paulides, et E. A. Lomonova, “Analytical modeling of flux-switching machines using variable global reluctance networks”, in 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, sept. 2012, p. 2792-2798, doi: 10.1109/ICELMach.2012.6350282.
- [155] J. Perho, “Reluctance Network for Analysing Induction Machines”. Thèse de doctorat, Helsinki University of Technology, Finland, 2002.
- [156] Huang Shaogang, Xia Yonghong, et Que Shancai, “Calculation of the third harmonic excitation of synchronous generator using tooth flux method”, in 2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), oct. 2007, p. 1206-1209.
- [157] D. S. Lo, H. Lawali Ali, Y. Amara, G. Barakat, et F. Chabour, “Computation of Cogging Force of a Linear Tubular Flux-Switching Permanent Magnet Machine Using a Hybrid

- Analytical Modeling”, IEEE Trans. Magn., vol. 54, no 11, p. 1-5, nov. 2018, doi: 10.1109/TMAG.2018.2842043.
- [158] M. A. Benhamida, H. Ennassiri, Y. Amara, G. Barakat, et N. Debbah, “Study of switching flux permanent magnet machines using interpolation based reluctance network model”, in 2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), oct. 2016, p. 1-7, doi: 10.1109/CISTEM.2016.8066809.
- [159] C.-F. Wang, J.-X. Shen, Y. Wang, L.-L. Wang, et M.-J. Jin, “A New Method for Reduction of Detent Force in Permanent Magnet Flux-Switching Linear Motors ”, IEEE Trans. Magn., vol. 45, no 6, p. 2843-2846, juin 2009, doi: 10.1109/TMAG.2009.2018689.
- [160] D. S. Lo, Y. Amara, G. Barakat, et F. Chabour, “Cogging force reduction in linear tubular flux switching permanent-magnet machines.”, Open Phys., vol. 16, no 1, p. 243-248, mai 2018, doi: 10.1515/phys-2018-0035.
- [161] Z. Yin, Y. Sui, L. Han, P. Zheng, G. Qiao, et Y. Liu, “Research on a tubular flux-switching permanent-magnet linear machine .”, in 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), août 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056541.
- [162] H. Cortes et J. Blot, “Transferts Thermiques Application à l’habitat : Etude par la méthode Nodale”, 1999, éd. Lonrai : Elipse, 1999.
- [163] N. Mayer, “Rayonnement thermique.”, futura-sciences.com. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.futura-sciences.com/sciences/definitions/physique-rayonnement-thermique-16047/> (consulté le juill. 13, 2020).
- [164] “Transfert thermique”, Wikipédia. juin 28, 2020, [En ligne]. Disponible : https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Transfert_thermique&oldid=172437060. (Consulté le: juill. 13, 2020).
- [165] F. Xinggang, D. Li, et C. Wang, “A Dynamic Multilayer Winding Thermal Model for Electrical Machines With Concentrated Windings”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. PP, p. 1-1, oct. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2875634.
- [166] C. Sciascera, P. Giangrande, L. Papini, C. Gerada, et M. Galea, “Analytical Thermal Model for Fast Stator Winding Temperature Prediction.”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. PP, p. 1-1, mars 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2682010.
- [167] Y. Shi, J. Wang, et B. Wang, “Lumped-Parameter and 3D Thermal Model of a PMASynRM Under Fault Conditions with Asymmetric Temperature Distribution”, in 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), sept. 2018, p. 6521-6528, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557727.
- [168] M. Jaeger, A. Ruf, K. Hameyer, et T. G. Tongeln, “Thermal Analysis of an Electrical Traction Motor with an Air Cooled Rotor .”, in 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, USA, juin 2018, p. 467-470, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450239.
- [169] V. Madonna, P. Giangrande, et M. Galea, “Influence of Insulation Thermal Aging on the Temperature Assessment in Electrical Machines”, IEEE Trans. Energy Convers., juin 2020, doi: 10.1109/tec.2020.3001053.
- [170] Y. Tu, D. Xu, et Q. Li, “Thermal Network Modeling of a Novel Hybrid Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machine”, in 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), août 2019, p. 1-6, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922495.
- [171] V. Madonna, A. Walker, P. Giangrande, C. Gerada, G. Serra, et M. Galea, “Improved thermal management and analysis for stator end-windings of electrical machines.”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, p. 5057-5069, sept. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2868288.

- [172] G. R. G. Guemo, “ Modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents.”, Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2014.
- [173] M. L. Idoughi, “Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines électriques à partir d’un calcul du champ de températures.”, Thèse de doctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2011.