



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE



N° d'ordre : M/GE/2019

MÉMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN ÉLECTROTECHNIQUE

Option : Électrotechnique Industrielle

Par

Ould kaddour Yamina

Bounaceur Nawal

Modélisation d'un Moteur à Induction Linéaire (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

Soutenu le	30/09 / 2019	devant le jury composé de	
Encadreur :	M.BEKADDOUR BENATIA .M	MCB	Université de ESG2E d'Oran
Co encadreur:	M. SOLTANE BENALLOU	MAA	Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
Président:	M. CHAUCHE. A	MCA	Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
Examineur 1:	M. OMARI. H	MAA	Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
Examineur 2 :	M.BAGHADADI BENDAHA.M	MAA	Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem

Année Universitaire 2018/2019

Remerciement

Je remercie le grand seul donneur mon Dieu qu'il m'a donné l'effort et la puissance d'effectuer notre modeste travail.

Je remercie aussi notre encadreur Mr BEKADDOUR BENATIA Mostafa.

Le premier responsable sur ce travail, sur leur accueil de nous encadrer, sur leur surveillance sur la marche du travail dans les meilleures conditions.

Je remercie également le membre de jury Sur leur accueil de jurer notre travail.

Nos vifs remerciements aussi à tous les professeurs de département de Génie électrique.

A tous ce qui furent à un moment ou à toute instante partie prenante de ce travail.

Nos plus chaleureux remerciements pour tous ceux qui de près et de loin ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, en témoignage et en gratitude de leur dévouement et leur soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leur réconfort moral et tous les efforts qu'ils ont consentis pour mon éducation et Mon instruction pour me voir réussir un jour.

Que dieu le garde inchallah.

À mon frère Mohamed Amin ; À mes sœurs Saada; Nour el hoda; Fatima et ses enfants Afef et Abdel Bakï.

À toute la famille "Ould Kaddour " & "Belabess"

À ma binôme Nawel et ses parents ;

Une dédicace très spécial à mes oncles Boumedién et Benamer.

À tous mes amies "Sara hiba ; Zahra ; Khaira; Hassiba; Sara medjbeur "

Ould Kaddour Yamina.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, en témoignage et en gratitude de leur dévouement et leur soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leur réconfort moral et tous les efforts qu'ils ont consentis pour mon éducation et Mon instruction pour me voir réussir un jour.

Que dieu le garde inchallah.

À mon frère Mohamed Amin ; À mes sœurs Lina; Nour el hoda;

À toute la famille "Bounaceur " & "Bendabsa"

À ma binôme Yamina et ses parents ;

Une dédicace très spéciale à mon oncle Samir.

À tous mes amis "Otmani Mohammed "

Bounaceur Nawal.

La liste des figures

Chapitre I : État de l'art des Moteurs Linéaires

Figure I.1 : Application du moteur linéaire avec des roues.

Figure I.2 : Géométrie linéaire plate, en U et tubulaire.

Figure I.3 : Classement des moteurs linéaires selon leur géométrie.

Figure I.4 : Classement des moteurs linéaires selon leur circuit magnétique.

Figure I.5 : Moteurs à induction linéaire (primaire simple).

Figure I.6 : Moteur à induction linéaire (primaire double).

Figure I. 7 : Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire.

Figure I. 8 : Effets d'extrémité du MIL.

Chapitre II : Méthodologies de modélisation de la conception des moteurs électriques

Figure II.1 : Organigramme de la conception d'un entraînement avec optimisation.

Figure II.2 : Couplage entre différents modèles.

Figure II.3 : Schéma du transfert de chaleur par conduction.

Figure II.4 : Schéma du transfert de chaleur par convection

Figure II.5 : Schéma du transfert de chaleur par radiation.

Chapitre III : modélisation d'un Moteur à Induction Linéaire (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

Figure III.1 : Moteur linéaire à induction à doubles primaires

Figure III.2 : Paramètres dimensionnels du bobinage d'un primaire.

Figure III.3 : L'équivalent d'un tube de flux

Figure III.4 : la courbe de première aimantation $B(H)$

Figure III.5 : Le champ magnétique d'un seul primaire d'un MIL

Figure III.6 : Schémas simplifié des lignes de champ d'un MIL

Figure III.7 : Un réseau partiel équivalent du circuit magnétique d'un MIL

Figure III.8 : Reluctance d'encoche du primaire.

Figure III.9 : Les reluctances d'entrefer

Figure III.10 : La reluctance d'extrémité

Figure III.11 : Organigramme Résolution du système d'équations représentant le MIL.

Figure III.12 : Reluctance d'entrefer

Figure III.13 : Amplitude de l'induction dans l'entrefer

Figure III.14 Force en fonction de la variation de l'entrefer

Figure III.15 : Force en fonction de la perméabilité magnétique relative

Figure III.16 : Force de poussée en fonction de l'épaisseur de l'induit

Figure III.17 : Force de poussée en fonction de la largeur des dents

Figure III.18 : Force de poussée en fonction du matériau de l'induit

تلخيص:

تطور وسائل الإنتاج أسرع وأكثر دقة من أي وقت مضى، سهلت تطوير بعض المفاهيم مثل الآلات عالية السرعة للغاية. هذا المفهوم ليس جديدًا، لكن يظل تشغيله خاصًا بمناطق معينة، لأن تنفيذ هذا النوع من الآلات أمر صعب.

الآن، تم إنشاء فتحة بفضل محرك المحاور بواسطة المحركة الخطية. يسمح هذا النوع من المحركات بزيادة السرعة والتسارع والتباطؤ، مقارنةً بالأنظمة التقليدية.

من بين جميع المحركات الخطية المستخدمة، يعد المحرك التعريفي الخطي (MIL) هو الأكثر شيوعًا لمتطلبات الصناعة ;

الهدف من هذه الدراسة هو فهم مختلف الظواهر المتعلقة بالمحرك الخطي ، وذلك باستخدام نمذجة رقمية لهذا المحرك من أجل التحقق من صحة النموذج التحليلي المبسط المستخدم في استراتيجيات التحكم الخاصة به .

Abstract:

The evolution of the means of production, ever faster and more precise, has facilitated the development of certain concepts such as machining at very high speed. This concept is not new, but its operation remains specific to certain areas, because the implementation of this type of machining is difficult.

Now, an opening has been created thanks to the drive of the axes by linear motors. This type of motorization allows a gain in speed, acceleration and deceleration, important compared to conventional systems. Of all the linear motors used, the linear induction motor (MIL) is the most common to the industry requirements.

The objective of this study is the understanding of the various phenomena related to the linear engine, by using a numerical modeling of this engine in order to validate the simplified analytical model used in its control strategy.

Nomenclature

MIL	Moteur à Induction Linéaire
B	Induction magnétique
Φ	Flux magnétique
H	Champ magnétique
F	Force électromagnétique
T	Pas polaire
N	Nombre de spires
e	Entrefer

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis toujours, les chercheurs n'ont cessés d'innover, de développer et d'améliorer les outils de modélisation des machines électriques afin de remédier aux exigences de l'industrie. D'ailleurs de nos jours, on ne peut concevoir une économie développée sans impliquer des industries mettant en œuvres des machines robustes et fiables.

Les machines électriques classiques, tel que les machines à courant continu et celles à courant alternatif ont toujours fait leurs preuves. Cela est dû en partie, à leur adaptabilité à différents domaines ainsi qu'à leurs performances en puissances et en vitesses. Mais vers la fin des années soixante, une nouvelle génération de machines tournantes a connu un essor, notamment avec le développement de l'électronique de puissance. Parmi ces machines nous citons les moteurs à induction linéaire (MIL) qui sont devenus de plus en plus utilisés dans le système ferroviaire.

De tous les moteurs linéaires utilisés dans les systèmes ferroviaires, le moteur à induction linéaire (MIL) est le plus répandu aux exigences d'industrie [1-11]. Il n'est donc pas du tout étonnant de voir qu'il fait encore l'objet de nombreux travaux de recherches visant à améliorer sa modélisation et à optimiser sa conception [11-13]. En dépit de sa simplicité de fabrication et de mise en œuvre, la modélisation et le calcul du MIL ne sont pas des choses aisées. En effet, le couplage qui existe entre les phénomènes électromagnétiques et thermiques impose une modélisation fine et simultanée des deux phénomènes [14-21].

Le développement des MIL s'est d'abord fait en relation avec des applications liées aux systèmes de transport [22]. Actuellement, ils sont de plus en plus amenés à remplacer les systèmes composés d'un moteur rotatif et d'une transmission. L'utilisation d'entraînements directs augmente considérablement les performances du système puisque les limitations mécaniques sont supprimées. Les entraînements directs avec moteurs linéaires sont caractérisés par une plus grande précision, une plus importante force ainsi qu'une gamme de puissance plus large. Ce travail s'inscrit dans une concordance d'amélioration des performances de ces moteurs.

Les méthodes mises en œuvre pour la construction des MIL étaient autrefois empiriques ; il fallait en effet construire la machine, faire des essais et des mesures et éliminer un par un les divers problèmes et défauts rencontrés. Les coûts étaient élevés et les risques pas des moindres, et parfois même dissuasifs. Avec le développement de l'informatique, et des outils de conception et de modélisation, le coût et le temps de réalisation ont été considérablement réduits. Ceci à permis de diversifier les topologies et de prévoir le comportement de ces

machines pour tous les régimes de fonctionnement. Parmi ces méthodes de modélisation nous citons les méthodes analytiques, les méthodes semi-numériques et les méthodes numériques.

L'amélioration des performances de la MIL, nécessite de réaliser de multiples simulations afin d'aboutir des résultats optimaux, tout en étant limités par les contraintes de faisabilité et les intervalles de fonctionnement. La simulation à son tour nécessite un modèle fiable, flexible, et rapide. Dans ce mémoire nous présentons une approche pour l'élaboration d'un modèle de moteur à induction linéaire (MIL) à double primaire et à six encoches, basées sur la simulation. Nous allons établir un modèle non linéaire du moteur en utilisant la méthode des réseaux de ré reluctances (MRR) dans le plan transversal (2D). La difficulté de cette méthode est la modélisation de l'entrefer pour la prise en considération du mouvement. Pour cela nous allons utiliser la méthode des perméances des contours des dents pour son adaptabilité avec la MRR. Mais le problème qui s'est posé est l'automatisation des calculs des reluctances d'entrefer pour les adapter à toutes les dimensions des dents et à toutes les positions du primaire. Nous avons donc établi un algorithme (basée sur le principe de Newton Raphson) qui prend en charge cette étape.

La thèse est structurée comme suit :

Comme tout travail scientifique, ce mémoire commence par une introduction qui permet de situer le MIL dans l'électrotechnique et l'industrie en général ainsi que les motivations qui nous ont guidés pour mener à bien ce travail. Notre contribution et notre apport dans le domaine de la modélisation des MIL y sont notamment citées.

Le premier chapitre constitue une analyse bibliographique et donne un aperçu historique sur le MIL et un état de l'art qui permettra de situer ce travail par rapport à ce qui a été fait dans le domaine de sa construction et de sa modélisation jusqu'à ce jour. Quelques applications de ce moteur y sont notamment citées.

En deuxième chapitre, on s'intéressera principalement aux différentes méthodes utilisées dans le domaine de la conception et de la simulation des dispositifs électriques notamment les machines à induction linéaire.

Le troisième chapitre traite la modélisation d'un moteur à induction linéaire choisi comme référence par la méthode de réseaux des reluctances en 2D. Cette partie est la plus importante de cette thèse. Nous y démontrerons le développement de la méthode MRR et le calcul des reluctances des différentes parties magnétiques du MIL. Le calcul des reluctances d'entrefer sera réalisé par la méthode des perméances. Les simulations seront faites pour les modèles magnétostatique et magnétodynamique en régime permanent et transitoire.

Enfin, une conclusion clôturera ce travail et présentera les principaux résultats obtenus et les perspectives éventuelles pour de futurs travaux.

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART

DES MOTEURS A INDUCTION LINÉAIRES

(MIL)

I.1 Introduction

La généralisation des systèmes industriels automatisés et dans une moindre mesure des transports terrestres, a entraîné la résurrection du moteur linéaire qui est passé du stade de recherche entre 1965 et 1975, à la fabrication de série à partir de 1980.

Les premières applications des moteurs linéaires sont dues incontestablement aux ingénieurs russes qui ont publiés des travaux remarquables en particulier G.I.Shturman en 1945 et A.I.Voldock en 1968. L'événement de la robotique et les remplacements des entraînements mécaniques complexes par des axes électroniques conduisent actuellement aux moteurs combinant des mouvements de rotation et de translation (moteur tournants linéaires) et plus généralement aux moteurs capables d'effectuer des mouvements multidirectionnels (moteur à mouvement composé). Dans plusieurs pays industrialisés, un effort considérable est soutenu depuis quelques années pour le développement de nouvelles techniques de transport terrestre à grande vitesse. Celles-ci font largement appel au moteur linéaire. Au-delà de 300 km/h, la suppression des roues rend le moteur linéaire indispensable pour la propulsion électrique de ces véhicules. La croissance très rapide de la puissance avec la vitesse exige la prédétermination des caractéristiques des moteurs linéaires. Parallèlement à ces développements très spectaculaires, un bon nombre d'applications du moteur linéaire se commercialisent à l'heure actuelle. La simplicité, le coût, le service rendu et la fiabilité sont les caractéristiques essentielles des systèmes de manutention entraînés par le moteur linéaire. Dans le domaine de la traction, il faut encore citer les chemins de fer de montagne et les transports urbains, où des propulsions par moteur linéaire d'appoint s'avèrent économiquement très compétitives. La longueur limitée du moteur linéaire électrique est sans conteste sa particularité dominante.

Premièrement, dans ce chapitre, une introduction de l'historique de moteur linéaire est présentée. Deuxièmement, les principes de base des moteurs linéaires sont exposés. Différentes structures et Classements sont proposés. Troisièmement, un moteur à induction linéaire à primaire double été choisi pour notre étude. Le principe de fonctionnement, les particularités, les avantages, les différentes applications et les recherche actuels sur ce moteur sont finalement introduites [23].

I.2 Présentation du moteur linéaire (ML)

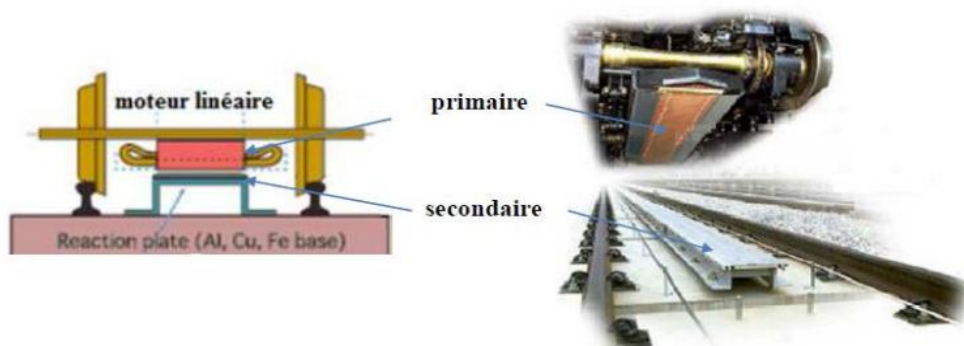
Les moteurs linéaires sont de plus en plus utilisés, mais sont encore peu répandus. Ces moteurs ont un comportement proche des moteurs rotatifs traditionnels, mais ont certaines spécificités qui les rendent complexe à mettre au point. Ce paragraphe les types de base et les différentes structures du moteur linéaire.

I.2.1 Types de base de moteurs linéaires :

- Les moteurs linéaires à accélération faible : ils sont généralement utilisés pour les applications dans lesquelles l'endurance (ou la résistance) est favorisée par rapport à la puissance ou l'énergie. [24].
- Les moteurs linéaires à accélération rapide : Ces types de moteurs linéaires sont conçus pour le transport (trains à lévitation magnétique) et les systèmes automatisés. Les moteurs linéaires à accélération rapide sont des moteurs qui peuvent produire des vitesses plus élevées pour des courtes périodes de temps, tels que ceux utilisés dans les équipements militaires (torpilles, lanceur...), des engins spatiaux de propulsion, etc[25].

Aujourd'hui, les moteurs linéaires les plus utilisés en traction ferroviaire sont des moteurs plats a primaire simple figure (I.1) (a) Le primaire est installé sur le train. Le secondaire est en aluminium avec une bande magnétique en fer pour le retour du champ magnétique. L'ensemble est installé au sol le long des rails figure (I.1) (b) Le secondaire au sol est souvent appelé troisième rail. Les roues servent simplement à soutenir le train [26]

Elles ne propulsent pas le train ce qui résout le problème d'adhérence.



(a) Structure [5]

(b) Montage du moteur linéaire sur un train [27]

Figure I.1 Application du moteur linéaire avec des roues

I.2.2 Structures et topologies des moteurs linéaires

Les moteurs linéaires sont caractérisés par plusieurs topologies, avec des géométries de type plat, forme U ou tubulaire. Ces différentes variantes offrent une multitude de possibilités pour effectuer un mouvement linéaire (Figure I.2) [28].

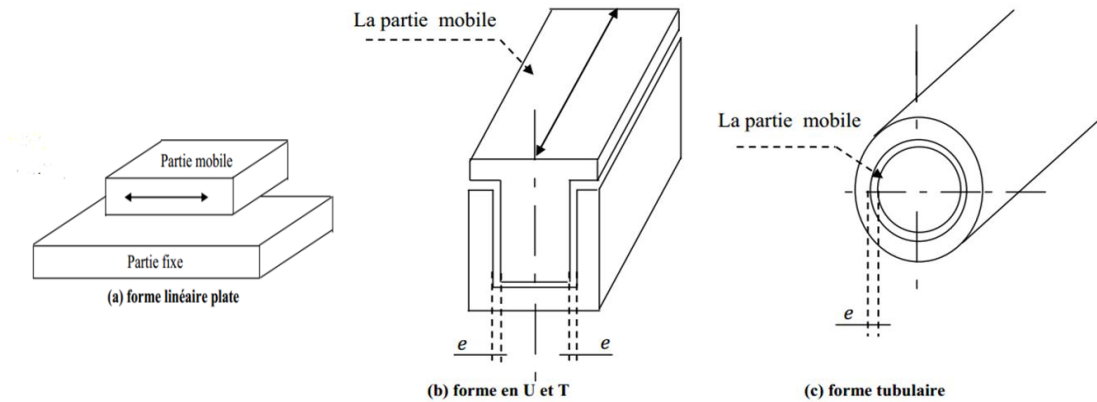


Figure I.2 Géométrie linéaire plate, en U et tubulaire

A chaque type de moteur linéaire correspond un type de moteur rotatif. Cela permet d'avoir le même classement que les moteurs rotatifs. Mais les moteurs linéaires peuvent aussi être classés suivant leur géométrie.

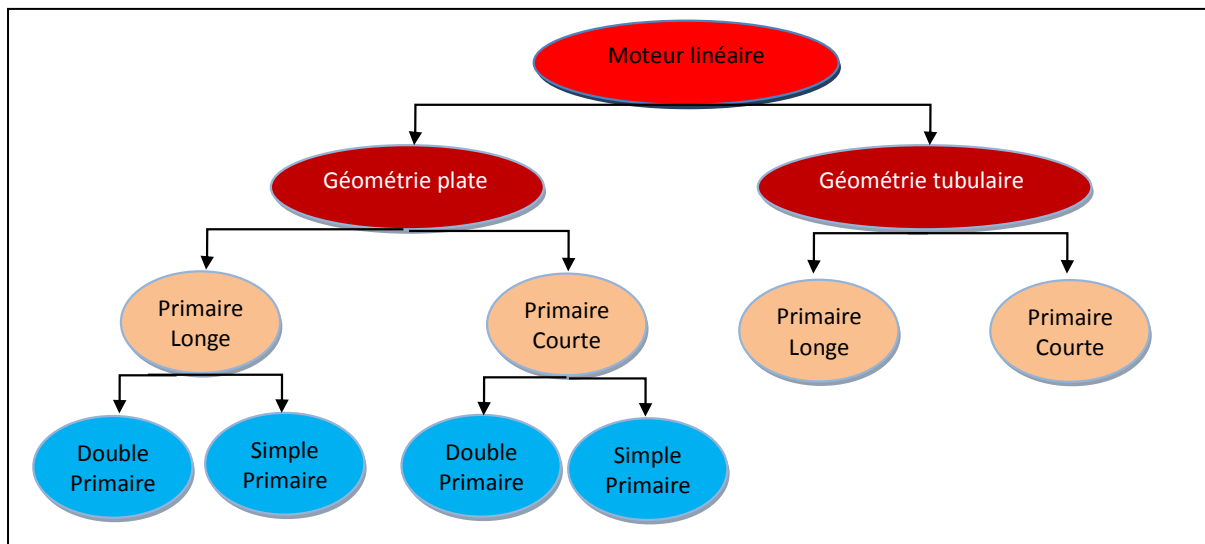


Figure I.3 Classement des moteurs linéaires selon leur géométrie

La figure I.3 présente le classement des moteurs linéaires selon leur géométrie. Comme il est indiqué au-dessus, Il y a deux grandes familles du moteur linéaires : le moteur linéaire à géométrie plate et à géométrie tubulaire. Ils peuvent être divisés encore en deux parties selon la

Chapitre I: État de l'art des Moteurs a Induction Linéaires (MIL)

géométrie du primaire : long ou court. Les moteurs linéaires à géométrie plate peuvent être encore sous divisés selon le nombre de primaire : à primaire double et à primaire simple.

Il existe un autre classement relatif au principe de fonctionnement du moteur. Celui-ci est présenté sur la Figure I.4 [29].

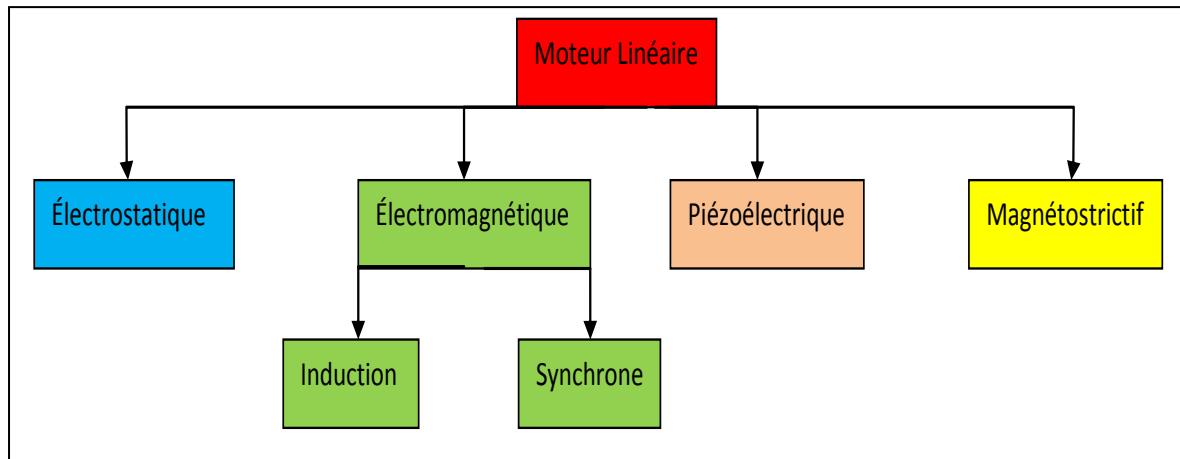


Figure I.4 Classement des moteurs linéaires selon leur circuit magnétique

Les moteurs linéaires électromagnétiques sont les plus utilisés et peuvent être divisés en trois parties : les moteurs linéaires à inductions, synchrone et à courant continu.

Le moteur étudié dans cette thèse est un moteur linéaire électromagnétique à induction à géométrie plate [29].

I.3 Le Moteur à Induction Linéaire (MIL)

I.3.1 Description de MIL :

Un MIL est essentiellement un moteur électrique qui a été déroulé de sorte qu'au lieu de produire un couple (rotation), il produit une force linéaire sur toute sa longueur.

Grâce à l'interaction électromagnétique entre un ensemble de bobines (partie mobile) une plaque en aluminium (partie fixe), l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique linéaire avec un certain niveau de rendement.

Il se compose de deux parties essentielles, l'inducteur et l'induit (ou primaire et secondaire). L'une de ces parties peut se déplacer sous l'effet de la force d'interaction des champs magnétiques (inducteur-induit) tandis que l'autre reste bloquée.

- L'induit est réalisé avec des tôles ferromagnétiques et comprend le bobinage.
- L'inducteur se présente sous la forme d'une plaque en aluminium fixée à terre [31].

Ces moteurs sont les moins chers par rapport aux autres types linéaires, leur grand avantage c'est sa robustesse venant de la simplicité de la construction. Les structures plates peuvent être classées selon le nombre de primaires [32] :

- Primaire unique : Cette structure est la plus utilisée, car elle s'intègre facilement dans la majorité des applications (Figure I.5).

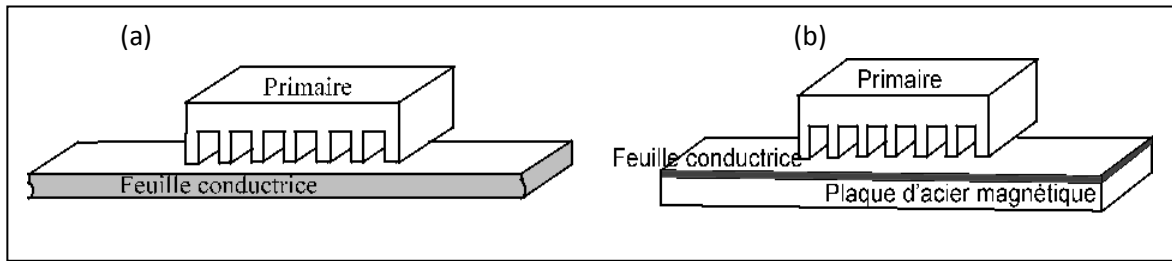


Figure I.5 Moteurs à induction linéaire (primaire simple)

La figure I.5(a) présente un moteur à primaire simple sans circuit magnétique de retour, les lignes d'induction se ferment dans l'air.

La figure I.5(b) présente un moteur linéaire à induit composite constitué d'une feuille conductrice appliquée sur une plaque d'acier magnétique assurant le retour du flux.

- Primaire double : elle permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure à stator unique et d'autre part d'alléger la partie mobile, car si cette dernière est bien centrée, la résultante des forces d'attraction est alors nulle. Ils sont les plus utilisés dans l'industrie, et peuvent être divisés en trois parties : les moteurs linéaires à inductions, les moteurs synchrones linéaires et les moteurs linéaires à courant continu.

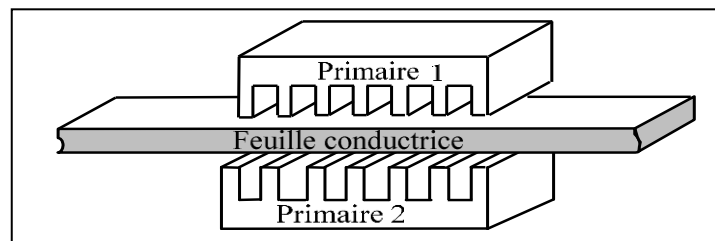


Figure I.6 Moteur à induction linéaire (primaire double) [33]

La figure I.6 présente un moteur linéaire à doubles primaires avec une partie secondaire conductrice. Cette dernière structure a été retenue comme structure de base dans le cadre de notre travail.

I.3.2 Principe de fonctionnement

Le principe de base d'un MIL est le même que celui d'un moteur à induction rotatif. Le moteur à induction linéaire peut être considéré comme un moteur rotatif qui a été coupé selon la direction radiale et déroulé à plat (figure I.7) [9].

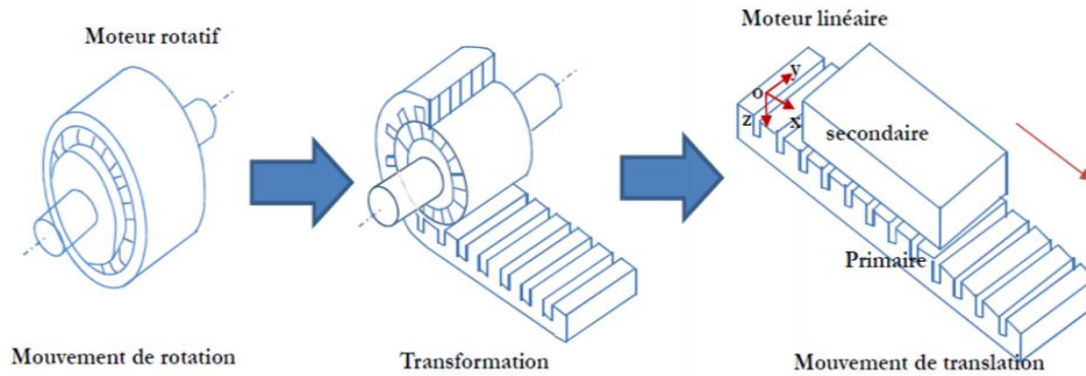


Figure I.7 Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire

La figure (I.7) présente le passage d'un moteur rotatif à un moteur linéaire. Il présente également, un moteur linéaire à induction avec un seul primaire. Les enroulements sont placés suivant l'axe transversal \overrightarrow{OY} . Les courants créent le champ d'induction magnétique dirigés suivant l'axe \overrightarrow{OZ} . Si les enroulements sont convenablement répartis et alimentés par une source électrique polyphasée de pulsation ω le champ magnétique se propage sous la forme d'une onde glissante selon la direction \overrightarrow{OX} .

$$B = B_{max} \cos\left(\frac{\pi * x}{\tau} - \omega t\right) \quad (I.1)$$

Où τ : représente le pas polaire du moteur.

Le primaire se compose des enroulements équilibrés qui sont uniformément placés dans les encoches. Le secondaire est construit par une plaque conductrice.

Quand les enroulements de primaire sont alimentés par un système triphasé de tension alternatif, un champ magnétique de traction apparaît sur la longueur du primaire. Ce champ tourne à une vitesse synchrone dans l'entrefer et par conséquent, il induit des courants de Foucault dans la plaque secondaire. L'interaction du champ magnétique primaire avec le champ magnétique des courants de Foucault donne naissance à la force de poussée qui déplace et crée le mouvement du moteur.

I.4 Particularités du moteur à induction linéaire (MIL)

Suite à leur fonctionnement, le MIL présente des spécificités dues à la disposition de leur partie mobile par rapport à leur partie fixe, ou s'introduisent des effets spéciaux, généralement parasites, et qui interviennent peu dans les machines rotatives. Notamment des systèmes de guidage particuliers, entraînant de nouvelles contraintes au niveau de l'entrefer magnétique. De plus, les moteurs linéaires présentent des effets d'extrémités provoqués par les discontinuités de leur structure géométrique. Ces différences technologiques par rapport aux moteurs rotatifs doivent être prises en compte au moment de la conception et de la réalisation pratique [34].

A- Guidage

Le centrage d'un rotor dans une structure rotative est beaucoup plus simple et efficace que le guidage sur une structure linéaire pour laquelle la résultante d'attraction peut être importante et difficile à maîtriser à cause de la distance entre les primaires. Les efforts d'extrémités dépendent de la surface active d'entrefer. Si cette dernière est plate et unique, les efforts d'extrémités sont loin d'être négligeables et créent des contraintes très fortes sur le guidage. La meilleure solution pour minimiser ces efforts est d'essayer d'adopter des structures symétriques, par exemple, avec des primaires double. Les efforts normaux ont alors une résultante nulle si le centrage est précis, mais l'équilibre obtenu est instable et il subsiste toujours un effort résiduel de décentrement. Il est donc nécessaire de réaliser un guidage mécanique très précis [34].

B- Entrefer

Compte tenu du système de guidage entre les parties fixes et mobiles d'un moteur linéaire, il est difficile de réaliser un entrefer aussi faible que dans une variante tournante. L'entrefer rapporté au pas de déplacement est, par conséquent, plus élevé. Il en résulte une force par unité de surface plus faible [31]

C- Effets d'extrémités

Comme il a été présenté ci-dessus, le moteur linéaire est caractérisé par des extrémités ouvertes (une entrée et une sortie). À cause de ces ouvertures, le circuit magnétique du moteur linéaire a toujours d'importants effets d'extrémités, les effets d'extrémités de longueur et de largeur finie. Les effets d'extrémités de longueur finie sont représentés

longitudinalement par des ondes supplémentaires de champ magnétique qui se développent à l'entrée et à la sortie du moteur (figure I.8 en bleu). Ces effets s'appellent les effets d'extrémités de longueur finie ou effets longitudinaux.

Dans le secondaire (en Aluminium ou en Cuivre) des courants horizontaux de forme circulaire, vont apparus a cause de l'effet des linges de champs d'extrémité traversant le secondaire (figure I.8 en Rouge). Les courants induits au secondaire sont des courants de Foucault qui explique l'effet d'extrémité de largeur finie ou des effets transversaux [35].

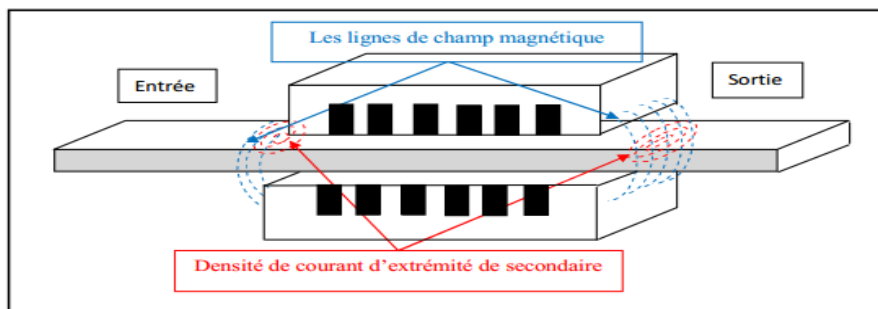


Figure I.8 Effets d'extrémité du MIL

I.5 La force de déplacement

Un moteur linéaire est un moteur électrique dont le « rotor » et le « stator » ont été « mis à plat ». Alors qu'un moteur rotatif classique produit un couple (rotation), et le moteur linéaire produit une force (translation) qui est proportionnelle à l'induction magnétique et permettant le déplacement d'objets ou de véhicules.

La principale force de déplacement est une force tangentielle. Elle peut se calculer par la loi de Laplace. Les autres forces sont perturbatrices. Elles peuvent être déterminées numériquement, par l'évaluation du tenseur de Maxwell ou de la force de Lorentz (si le matériau conducteur est de perméabilité relative unitaire) .

I.5.1. Force électromagnétique de Laplace

La force de Lorentz se réduit à la force de Laplace en absence de charge électrostatique

La force électromagnétique \vec{F} s'exprime alors :

$$\vec{F} = I \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad (I.2)$$

La force magnétique \vec{F} n'agit donc que sur un conducteur l traversé par un courant I . Pour N conducteurs (nombre de spires de la bobine) traversant l'encoche de longueur active soumis à une induction magnétique supposée constante et perpendiculaire partout sous le conducteur (de module), la force vaut :

$$\vec{F} = N \cdot B_m \cdot I \cdot l_y \cdot \quad (I.3)$$

I.5.2 La force normale F_z

Dans les actionneurs linéaires synchrones à aimants permanents, la force normale (c'est-à-dire perpendiculaire au déplacement) est la source des contraintes mécaniques sur la structure. Dans notre structure, nous avons opté pour une solution simple qui consiste à fabriquer un mobile en plexiglas (culasse) ou un matériel peu ferromagnétique en acier-inox inoxydable. Cela diminue ou annule toutes les forces de détente, la force . Le contrôle du moteur linéaire synchrone est donc plus simple.

I.5.3 La force de détente

Par définition, la force de détente est la force issue de l'interaction aimant / fer en l'absence de courant. En présence de courant, ces phénomènes d'interaction aimant / fer sont toujours présents mais ne correspondent plus à la définition de la force de détente. On parlera donc d'ondulations de force, la force de poussée n'étant alors que la composante utile de la force électromagnétique. L'interaction aimant / fer participe aux ondulations de force qui sont indésirables pour le bon fonctionnement de l'actionneur.

Dans la littérature, les forces de denture (cogging) et les forces d'extrémités sont regroupées sous le nom de force de détente :

Force de détente = Forces de cogging + Forces d'extrémités

I.6 Avantages et inconvénients des MIL

Les avantages apportés par le MIL sont principalement les suivants :

- Grande dynamique de mouvement (vitesse maximale ou accélération) ;
- Grande précision ou résolution de positionnement ;
- Accroissement de la durée de vie, grande fiabilité ;
- Réduction du nombre de composants pour réaliser un axe motorisé ;

- Flexibilité et souplesse avec, entre autres, la possibilité de monter plusieurs parties mobiles indépendantes sur un seul axe.

Les principaux inconvénients sont les suivants :

Le moteur linéaire, placé près de la charge, peut dans certains cas :

- Perturber le processus en cours par les échauffements produits par le moteur dans la zone de travail;
- Le circuit magnétique du moteur peut attirer des particules magnétiques (i.e. copeaux d'usinage) avec un risque d'accumulation locale problématique ;
- Un moteur placé dans un environnement agressif (i.e. certaines huiles, eau) doit être protégé de manière adéquate.

Dans ces divers cas, un moteur rotatif combiné à une transmission mécanique peut être déporté plus facilement. La plupart du temps, ces problèmes sont néanmoins gérables avec un entraînement direct

I.7 Domaines d'application

Les moteurs à inductions linéaires sont principalement développés pour dépasser les limites d'applications et remplacer des moteurs tournants. Les applications du moteur à induction linéaire sont très variées, ils sont destinés aux plusieurs domaines principalement pour associés aux systèmes de transformation de mouvement ou pour des applications dynamiques, de grande précision de positionnement :

- Les applications machines-outils, orientées ;
- Les applications pilotées au moyen d'un PC ;
- Les semi-conducteurs et les circuits imprimés (montage et contrôle final des composants en microélectronique), la machine textile, la manutention, l'emballage, les machines de coupe au laser, les lecteurs de disque dur ;
- Les techniques médicales ;
- La traction ferroviaire exemple : *Transrapid* (Allemagne) et *Maglev* (Japon).

I.8 Les recherches actuelles sur les moteurs linéaires

Au Japon, le *Maglev* a grande vitesse (*Tokyo Nagoya - Osaka*) représente la prochaine évolution. Environ 450 kilomètres de rail seront places entre *Tokyo* et *Osaka* pour une vitesse maximale de 600 km/h. Le voyage prendra un peu moins d'une heure.

Le projet *Swissmetro* est un projet national Suisse. La recherche a commencée en 1970. Le *Swissmetro* est un train qui voyage dans des tunnels sous faible pression, et peut atteindre une vitesse de 500 km/h. L'entreprise, *Swissmetro SA*, s'occupe de coordonner le projet depuis 1992.

Environ 50 millions de francs suisses ont été investis. Bien que des simulations aient été effectuées, le projet n'est pas encore susceptible d'être lancé dans l'immédiat. Au Royaume-Uni, le projet de ligne « *Ultraspeed* » est une ligne Maglev, entre Londres et Glasgow, liant également les villes d'Edimbourg, Birmingham, Manchester, Newcastle, et Liverpool. Le projet est basé sur la technologie du *Transerapid*. Les trains voyageraient à une vitesse de 500 km/h réduisant ainsi de manière significative le temps de déplacement entre les grandes villes du Royaume-Uni.

Les progrès du moteur linéaire se font sur les applications à faible course et le positionnement.

Les études actuelles concernant surtout :

- Les systèmes motorisés multidirectionnels ;
- Les méthodes d'analyse systématique de systèmes à moteurs linéaires ;
- Les méthodes de mesure et d'évaluation des moteurs industriels ;
- La promotion des moteurs linéaires dans l'industrie médicale (IRM).

Actuellement, les activités de recherche pour les moteurs linéaires s'articulent autour des axes suivants:

- La méthodologie de conception pour optimiser et standardiser la réalisation de ces machines ;
- Commandes permettant de réduire les perturbations extérieures ;
- Commandes limitant les variations des paramètres (évolution et répartition de la masse, etc.) ;
- Commande et structures de machines réduisant les effets d'ondulation de force et de force de détente ;
- Commandes et optimisations de la force de poussée du moteur linéaire.

I. 9 Conclusion

De nos jours, les moteurs linéaires sont largement utilisés dans l'industrie en raison de leur taille compacte, leur commande et leur efficacité. De plus, ils se trouvent dans de nombreuses applications industrielles, dans les systèmes de traction ainsi que les équipements militaires.

Dans ce premier chapitre, une étude bibliographique sur les MIL a été présentée. Un état de l'art des moteurs à inductions linéaires a été réalisé puis le principe de base du moteur linéaire et le processus de transformation virtuelle d'un moteur rotatif à un moteur linéaire ont été montrés. Par la suite, le classement des moteurs linéaires selon la géométrie et le principe de fonctionnement a été expliqué. Les différents types de moteurs linéaires à induction de forme plate sont présentés.

Finalement, les avantages et les inconvénients des moteurs linéaires ont été montrés. Dans ce qui suit, nous nous intéresserons à l'identification des méthodologies de conception des moteurs électrique qui vont nous servir dans notre étude.

CHAPITRE II

MÉTHODOLOGIES DE MODÉLISATION ET DE LA CONCEPTION DES MOTEURS ÉLECTRIQUES.

II.1 Introduction

Depuis décennies, le développement d'outils de conception améliore les performances des systèmes d'entraînements électriques de diverses applications. Des méthodes numériques et analytiques pour la modélisation de la MIL existent dans la littérature, chacune avec ses avantages et inconvénients. Généralement, les méthodes numériques ont l'avantage d'une précision assez haute au détriment du temps de calcul et des ressources élevés nécessaires. Les méthodes analytiques, n'ont pas la précision des méthodes numériques mais ont l'avantage de la rapidité.

Dans ce chapitre, nous commencerons par un état de l'art relativement succinct concernant les méthodologies de modélisation et de conception des moteurs électriques. Cet état de l'art permettra de justifier notre choix d'utiliser la méthode de réseaux de reluctance pour la modélisation de notre moteur à induction linéaire étudié.

II.2 Etat de l'art en modélisation et en conception optimal

La conception des machines électriques est en pleine évolution. Deux éléments principaux y contribuent: les outils de modélisation et les méthodologies d'optimisation du processus de conception. Ces deux éléments sont liés au développement de l'informatique. L'apparition des outils logiciels d'aide à la conception comme par exemple, les outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) accélère le processus de conception et permet de obtenir des résultats toujours plus précis. Les moyens et les outils évoluent, les méthodologies de conception évoluent simultanément. De plus, la complexité des modèles mis en œuvre impacte sur le choix et les possibilités des stratégies de conception à utiliser.

II.3 Différentes démarches de conception

II.3.1 Démarches de conception

Les différentes étapes de conception sont représentées dans la figure II.1.

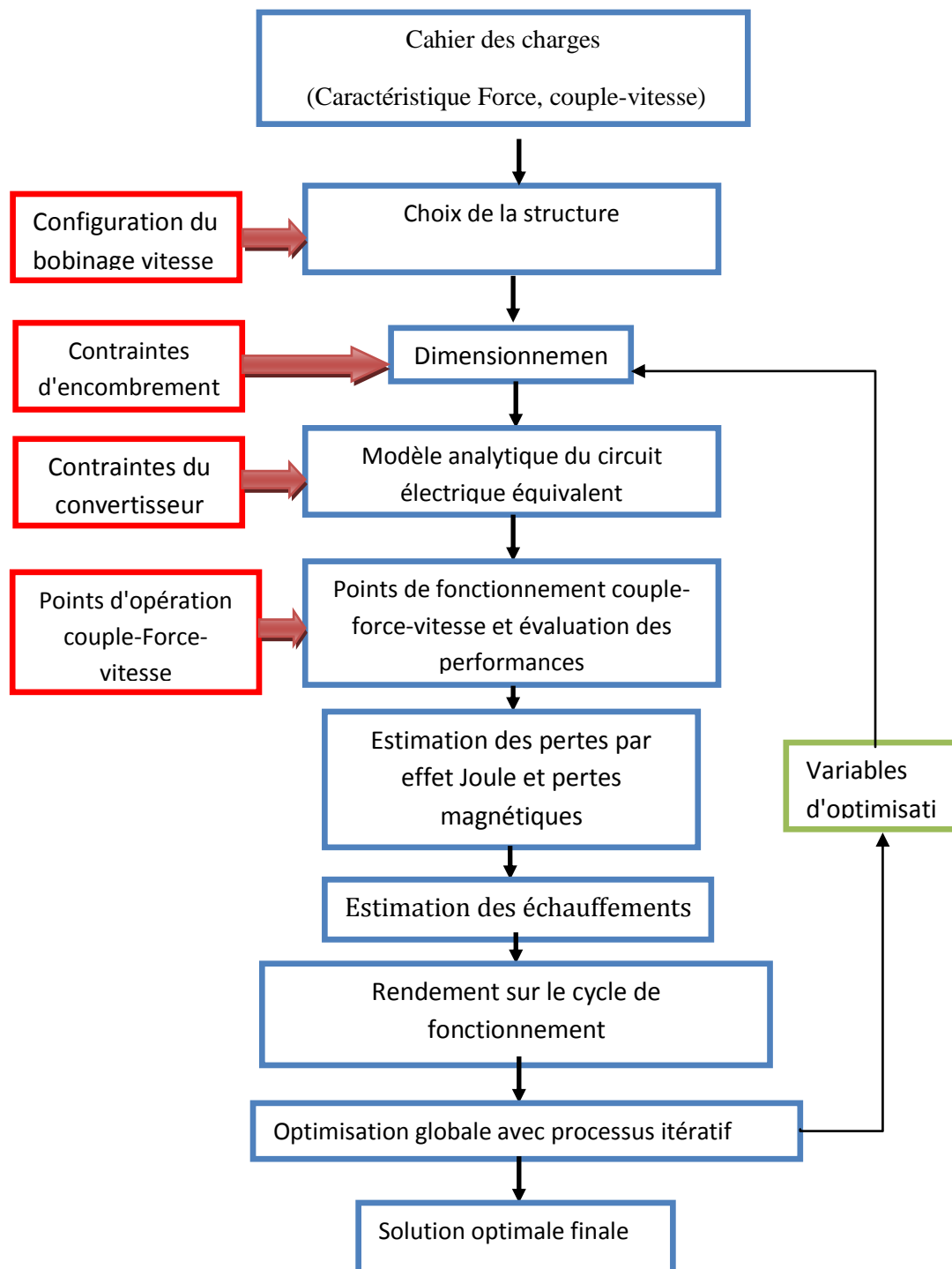


Figure II.1 Organigramme de la conception

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

La première étape du processus de conception consiste à définir le cahier des charges en déterminant les différents points de fonctionnements et les cycles d'opération. Le choix de la structure de la machine qui est définie par la forme et la source de flux inducteur (cette source de flux peut être des aimants permanents ou des bobines) dépend du cahier des charges et de l'application. D'une manière générale, un cahier des charges permet de représenter le problème à résoudre dans un formalisme bien défini. En outre, il faut compléter ce cahier des charges avec d'autres spécifications comme le volume occupé, réchauffement des différentes parties du moteur et les caractéristiques du convertisseur et de la source d'alimentation.

Dans la deuxième étape, le problème de conception est formulé en un problème mathématique. On calcule les dimensions géométriques des machines à l'aide des lois de conservation du flux dans différentes parties de la machine en utilisant des équations analytiques. La troisième étape consiste à simuler le comportement de la machine. Cette simulation peut être résolue à partir d'un moyen d'un algorithme ou méthode d'optimisation.

Généralement, la méthode de conception est un processus itératif qui sert à comparer les différentes solutions possibles. Un processus d'optimisation globale est nécessaire afin de trouver une solution optimale qui respecte toutes les contraintes et qui minimise une fonction objective.

Enfin, la dernière étape est consacrée à la validation de la solution optimale à l'aide d'une modélisation plus précise et la réalisation d'un prototype. [36-37]

II.3.2 Les différents modèles de phénomènes physiques

Le dimensionnement d'une machine électrique nécessite la modélisation des phénomènes magnétique, électrique, thermique et mécanique. Ces phénomènes sont reliés entre eux par des couplages physiques (figure II.2).

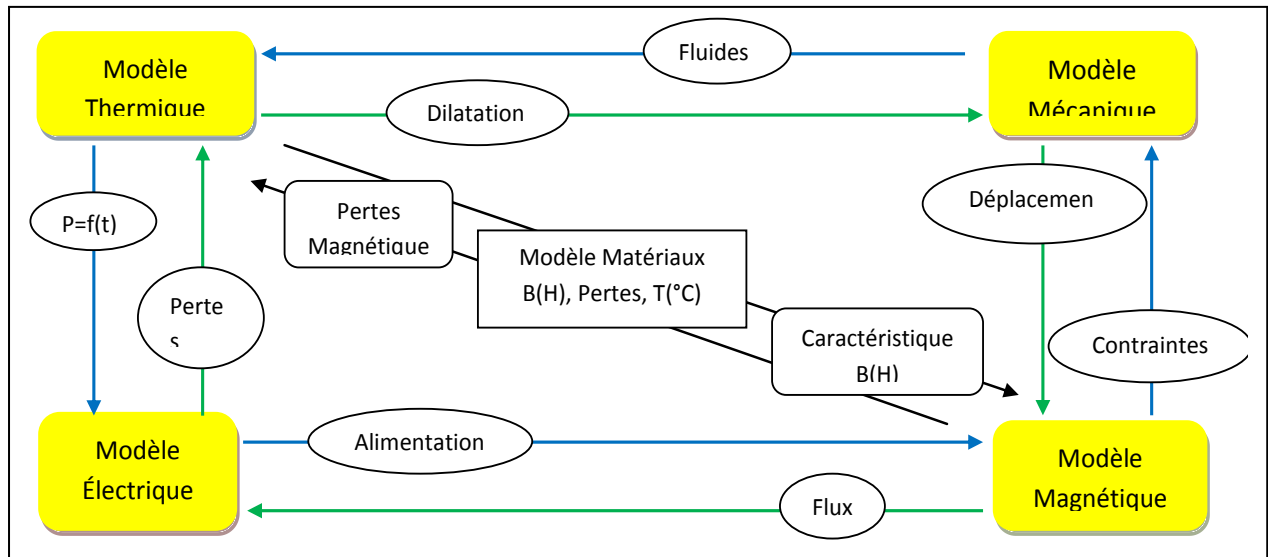


Figure II.2 Couplage entre différents modèles

II.3.2.1 Modèle magnétique

Connaissant les dimensions et la structure de la machine, on peut alors modéliser les trajets de flux dans les circuits magnétique de la machine. Ce modèle permet d'évaluer les valeurs de flux et d'induction dans tous les éléments du circuit magnétique de la machine à partir du théorème d'Ampère et les lois de Kirchhoff ;

$$\oint_{L(s)} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s \vec{j} \cdot d\vec{S} \quad (II.1)$$

Le deuxième membre de cette équation représente la somme de courant se trouvant dans la portion du circuit magnétique et nécessite la connaissance de la valeur du courant débité par la source d'alimentation du circuit électrique. Dans le cas des machines à aimants permanents, il est égal à la force magnétomotrice équivalente des aimants [35]

II.3.2.2 Modèle électrique

Le modèle d'une phase de la machine est constitué par des sources de tensions ou courants, des résistances, des inductances et des forces électromotrices (f.é.m.). Ces paramètres sont déterminés à partir des dimensions géométriques de la machine électrique ;

$$v_d = Ri_d + \frac{d(L_d \cdot i_d)}{dt} - \omega_s (L_q \cdot i_q) \quad (II.2)$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d(L_q \cdot i_q)}{dt} + \omega_s (L_d \cdot i_d) + e \quad (II.3)$$

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

Où R est la résistance de phase, i_d et i_q sont les courants instantanés de deux axes, L_d et L_q sont les inductances de la machine, v_d et v_q sont les tensions d'alimentation et e représente la force électromotrice qui est créée par les variations des flux magnétiques à vide Φ à travers les enroulements du stator :

$$e(t) = -k_w N \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Avec k_w comme coefficient de bobinage et N comme nombre de spires par phase. Les paramètres du circuit électrique équivalent servent à simuler la stratégie de commande du convertisseur et à évaluer les performances de la machine pour tous les points de fonctionnement de l'entraînement à vitesse variable.

II.3.2.3 Modèle thermique

Ce modèle permet d'étudier la répartition de la température, l'écoulement des flux de chaleur et les échanges avec le milieu ambiant. Les lois de Fourier et les équations de Laplace sont généralement utilisées dans le modèle thermique. On ajoute aussi les équations de la mécanique des fluides pour mieux représenter l'écoulement de la chaleur à travers les différents éléments de la machine.

Il y a plusieurs sources thermiques à l'intérieur des machines électriques telles que les pertes Joule dans les bobines parcourues par des courants électriques, les pertes magnétiques par courants de Foucault et par Hystérésis et les frottements mécaniques. Durant le régime transitoire, la quantité de chaleur produite par ces sources thermiques est accumulée dans les parties massives de la machine, ce qui fait augmenter sa température. En régime permanent, on atteint un équilibre thermique avec le milieu ambiant.

$$P_{ch} = M_c C_s \cdot \frac{dT}{dt} + h_c S (T_s - T_a) \quad (\text{II.5})$$

Où M_c est la masse du corps, C_s la chaleur spécifique du corps, T la température à l'intérieur du corps, h_c le coefficient de dissipation, T_s la température à la surface du corps et T_a la température ambiante. P_{ch} Représente un échauffement transitoire jusqu'à un régime permanent thermique. Le premier terme du deuxième membre de l'équation (II.5) est équivalent à la quantité de chaleur stockée dans la machine. Quant au deuxième terme, ceci représente la dissipation de la chaleur dans un milieu extérieur avec une température à la surface T_s et une température ambiante T_a . L'échauffement ΔT correspond à l'élévation de

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

température du point le plus chaud dans la machine. Cette élévation de température doit être limitée afin de respecter la classe d'isolement des isolants des bobinages. Les aimants permanents sont très sensibles à la température. Ils se démagnétisent très facilement.

$$\Delta T = T - T_a \quad (\text{II.6})$$

Le calcul thermique est très complexe; car il faut considérer les conditions aux limites du domaine d'étude et prendre en compte tous les différents types de transfert de chaleur. Il faut identifier les coefficients d'échanges qui seront ajustés par des mesures sur un premier prototype [38].

On distingue trois sortes de transfert de chaleur : par conduction, par convection et par radiation.

a) Transfert de chaleur par conduction

C'est le transfert de chaleur au sein d'un milieu donnée (solide, liquide immobile ou gaz immobile), sans déplacement de matière, sous l'influence d'une différence de température. La propagation de la chaleur par conduction à l'intérieur d'un corps s'effectue selon deux mécanismes distincts : une transmission par les vibrations des atomes ou molécules et une transmission par les électrons libres. L'élévation de température à travers la surface d'échange dépend de la source de chaleur et de la résistance thermique de conduction. Cette résistance est calculée à partir des dimensions géométriques et de la conductivité thermique.

La théorie de la conduction repose sur l'hypothèse de Fourier : la densité de flux est proportionnelle au gradient de température :

$$\vec{\varphi} = -\lambda S \overrightarrow{\text{grad}}(T) \quad (\text{II.7})$$

Ou sous la forme algébrique :

$$\varphi = -\lambda S \frac{\partial T}{\partial x} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

φ : Flux de chaleur transmis par conduction (W)

λ : Conductivité thermique du milieu ($\text{W m}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$)

X : Variable d'espace dans la direction du flux (m)

S : Aire de la section de passage du flux de chaleur (m²)

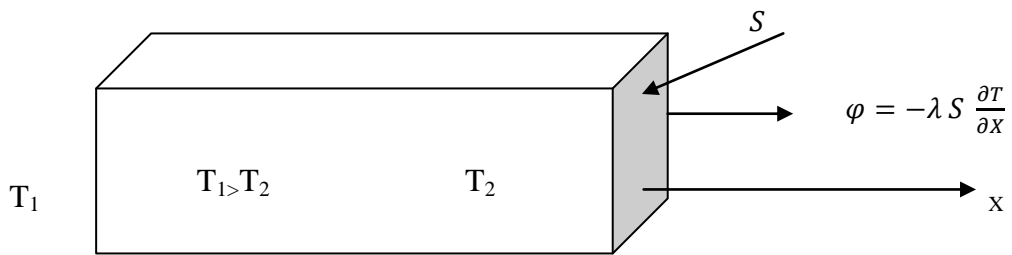
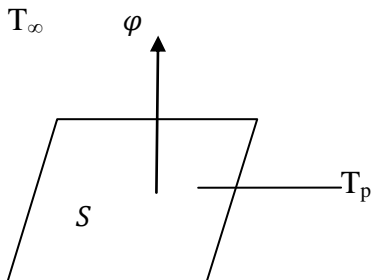


Figure II.3 Schéma du transfert de chaleur par conduction

b) Transfert de chaleur par convection

L'échange de chaleur se fait entre une paroi et un fluide en mouvement. Ce transfert de chaleur est très important pour le calcul de la température à la surface extérieure. Si le mouvement du fluide est dû à la variation de sa densité en fonction de la température, on peut dire que la convection est une convection naturelle. Par contre, si le mouvement du fluide est imposé par un dispositif extérieur, par exemple, un ventilateur, on parle dans ce cas d'une convection forcée. La modélisation avec ce type de transfert de chaleur est très complexe car elle repose sur l'état des surfaces (rigoureuse, lisse) et du coefficient de convection difficile à déterminer sans mesure préalable. Ce mécanisme de transfert est régi par la loi de Newton

Fluide à T_∞



$$\varphi = hS(T_p - T_\infty) \quad (II.9)$$

Figure II.4 Schéma du transfert de chaleur par convection

Avec : φ : Flux de chaleur transmis par convection (W)

h : Coefficient de transfert de chaleur par convection (W m⁻² °C⁻¹)

T_p: Température de surface du solide (°C)

T_∞ : Température du fluide loin de la surface du solide (°C)

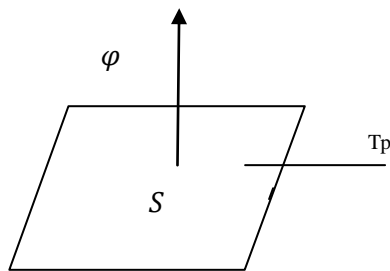
S : Aire de la surface de contact solide/fluide (m^2)

La valeur du coefficient de transfert de chaleur par convection h est fonction de la nature du fluide, de sa température, de sa vitesse et des caractéristiques géométriques de la surface de contact solide/fluide.

c) Transfert de chaleur par radiation

C'est un transfert d'énergie électromagnétique entre deux surfaces (même dans le vide). Dans les problèmes de conduction, on prend en compte le rayonnement entre un solide et le milieu environnant et dans ce cas nous avons la relation :

Milieu environnant à T_∞



$$\varphi = \sigma \varepsilon_p S (T_p^4 - T_\infty^4) \quad (\text{II.10})$$

Figure II.5 Schéma du transfert de chaleur par radiation

Avec : φ : Flux de chaleur transmis par rayonnement (W)

σ : Constante de Stefan

ε_p : Facteur d'émission de la surface

T_p : Température de la surface (K)

T_∞ : Température du milieu environnant la surface (K)

S : Aire de la surface (m^2)

Le modèle thermique influence beaucoup le facteur de forme du moteur, mais sa précision dépend directement de l'identification des coefficients d'échange qui doit être réalisée sur des prototypes. Lors de la phase initiale de conception, il est préférable de s'affranchir de ce type de modèle en raison de son manque de précision. On préfère alors limiter les pertes totales dans la machine. C'est cette option que nous avons choisie pour le reste de cette étude. [39]

II.3.2.4 Modèle mécanique

Une machine électrique sert à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique ou vice versa selon le mode de fonctionnement en moteur ou en génératrice. Lors d'un mode de fonctionnement donné, le mouvement des parties tournantes de l'entraînement est soumis aux lois fondamentales de la dynamique. La somme des couples instantanés exercés sur l'arbre est égale au couple d'accélération. Cette loi peut être exprimée sous la forme suivante :

$$T_{em}(t) - T_c(t) - f_{frot} \cdot \Omega(t) = J_{in} \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (II.11)$$

Avec : $T_{em}(t)$: couple électromagnétique (Nm)

$T_c(t)$: couple de charge (Nm)

f_{frot} : coefficient de frottement (Nm.S/rad)

$\Omega(t)$: vitesse de rotation du rotor (rad/s)

J_{in} moment d'inertie des parties tournantes par rapport à l'axe de rotation.(Nm.SVrad)
Le couple de charges $T_c(t)$ dépend du type de la charge mécanique à entraîner qui peut être de type : frottement visqueux, frottement sec, couple constant ou puissance constante. Le moment d'inertie du rotor dépend de la géométrie et de la répartition de la masse du rotor. Plus le rotor représente un grand moment d'inertie, plus il s'oppose aux variations de vitesse. Le temps de réponse de la machine est affecté et le cahier des charges peut comporter une contrainte sur cet aspect.

II.4 Modèles utilisés en conception de machines électriques

Dans cette partie, nous commencerons par un état de l'art relativement succinct concernant les méthodologies de modélisation et de conception des moteurs électrique. Cet état de l'art permettra de justifier notre choix d'utiliser la méthode de réseaux de reluctance pour la modélisation de notre moteur à induction linéaire étudié. Dans un deuxième temps la méthode choisie, à savoir la méthode des réseaux de reluctance sera présentée plus en détail. Avant d'entamer l'état de l'art, une clarification concernant la terminologie utilisée dans la littérature dédiée à la modélisation des machines électriques doit être apportée. En effet, quelle que soit la méthode de modélisation adoptée, il est à noter que toutes les démarches de conception requièrent un traitement numérique, que ce soit au niveau de la méthode de

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

modélisation elle-même ou au niveau de l'algorithme d'optimisation. Cependant, une différenciation est généralement faite entre les méthodes de modélisation pour lesquelles la solution des équations régissant les phénomènes physiques que l'on désire étudier (équations de Maxwell, si l'on désire se limiter à l'étude des phénomènes électromagnétiques) est établie de manière analytique formelle (modélisation analytique), ou de manière numérique en discrétisant l'espace d'étude (modélisation numérique). Il est à noter que la méthode des réseaux de réductances, qui s'apparente plus à une modélisation numérique, est souvent désignée comme étant une méthode de modélisation semi-numérique. Cela est dû au fait que passée l'étape de discrétisation de l'espace d'étude, le calcul des valeurs des réductances des différentes parties de la machine (tubes de flux) est souvent basé sur des formules analytiques. Il est à noter que la constitution d'un réseau de réductances est souvent précédée par des calculs à l'aide de la méthode des éléments finis (méthode numérique).

II.5.1 Différents types de modélisation

Nous adopterons la terminologie suivante pour classer les méthodes de modélisation présentées dans l'état de l'art :

- A. Méthodes numériques ;
- B. Méthodes analytiques ;
- C. Méthodes semi-numériques.

Il faut noter que cette classification, bien que n'étant pas partagée par l'ensemble de la communauté scientifique, est largement admise dans la communauté des concepteurs de machines électriques.

A. Méthodes numériques

Les principales méthodes numériques utilisées pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques sont [40] :

1. La méthode des différences finis ;
2. La méthode des éléments finis ;
3. La méthode des équations intégrales de frontières.

Parmi ces différentes méthodes, c'est la méthode des éléments finis qui est la plus utilisée pour la modélisation des machines électriques, dans les laboratoires de recherche académiques et les bureaux d'études et développements en industrie [41]. Les logiciels commerciaux de calcul de champ basés sur la méthode des éléments finis font partie de la panoplie de l'ingénieur de conception et sont, de ce fait, couramment utilisés en bureau d'études.

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

Les méthodes numériques permettent de modéliser les géométries les plus simples comme les plus complexes, qu'elles soient bi ou tridimensionnelles de manière générique.

Les méthodes numériques permettent également de tenir compte des phénomènes physiques non-linéaires comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, et des anisotropies des milieux constituant le domaine d'étude (dispositifs à modéliser). De plus, elles sont reconnues pour être très précises.

Par ailleurs, en relation avec leur très grande précision, les méthodes numériques sont souvent bien adaptées pour la modélisation multi-physique nécessitant la prise en compte de tout ou partie des phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du dispositif à modéliser dans son environnement. La modélisation multi-physique se fait à travers des couplages qui peuvent être forts ou faibles.

Il faut cependant noter un inconvénient lié au temps de calcul [42], lors de l'utilisation des méthodes numériques, qui peut être très important et ceci en particulier pour les géométries tridimensionnelles.

B. Méthodes analytiques

Ils décrivent le dispositif à dimensionner par un jeu d'équations liées entre elles (géométrique, magnétique, électrique, thermique, chimique. . .). Pendant très longtemps et bien avant l'apparition des ordinateurs, ils ont été les seuls outils à la disposition des concepteurs.

Compte tenu de la difficulté à décrire analytiquement certains phénomènes (pertes fer, saturation ferromagnétique, coefficient d'échange. . .), ces modèles sont toujours soumis à des hypothèses et à un certain degré d'empirisme. Les modèles analytiques ont l'avantage d'effectuer des calculs rapides et permettent une étude paramétrique assez aisée, mais leur développement est généralement long. Parce qu'il faut non seulement une bonne connaissance de la machine étudiée et de son application, mais il faut aussi recalibrer le modèle avec des prototypes à construire et à des expérimentations dont la réalisation est longue. En ce sens, on peut dire que les modèles analytiques sont l'expression d'un savoir-faire. De nos jours, le nombre de prototype à construire peut être largement réduit, grâce à l'utilisation de modèles plus fins.

Certains auteurs, ont montré que, le couplage d'un algorithme d'optimisation avec un modèle analytique permet d'explorer un vaste espace des solutions pour converger vers une configuration, a priori optimale. Cette étape que nous qualifierons de pré dimensionnement permet de dégrossir le problème d'optimisation et d'appliquer le modèle fin, que nous verrons par la suite, uniquement à un espace réduit de solutions.

Ce type de modèle est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à faible perméabilité. Dans la référence [36] l'auteur a présenté une méthode de dimensionnement optimal d'une machine à flux radial, à aimants permanents montés en surface basée sur un modèle analytique issu de la résolution des équations de Maxwell, dans l'entrefer et les aimants permanents. Depuis, plusieurs modélisations analytiques ont été développées. Certaines concernent les machines rotatives [37] [35] et d'autres les machines linéaires. Une évolution vers la prise en compte plus fine des structures des machines étudiées est également observable [35]. Les méthodes analytiques permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. Elles ne peuvent cependant être appliquées qu'à des géométries relativement simples. L'inconvénient majeur de ce type de modèle est la non-prise en compte de la saturation magnétique. Dans [36], les auteurs proposent des modèles où la saturation magnétique est prise en compte à travers un couplage faible du modèle basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell avec un réseau de réluctances qui permet d'adapter l'épaisseur de l'entrefer selon l'état magnétique de la machine. Cependant, cette manière de faire ne permet de tenir compte de la saturation magnétique que de manière globale. Les effets localisés de la saturation magnétique ne sont pas considérés. Pour la prise en compte de la saturation magnétique locale deux approches sont présentées dans la littérature scientifique :

Couplage des modèles analytiques avec la méthode des éléments finis [43] ;

Couplage des modèles analytiques avec la méthode des réseaux de réluctances [44].

Dans les références [45] [46], les auteurs présentent un modèle pour une classe de structures 2D à double excitation série. Ce modèle est exploité pour analyser les performances à vide d'une machine à double excitation.

C. Méthodes semi-numériques

La méthode des réseaux de réluctances est basée sur le découpage de la structure de la machine électrique en un certain nombre d'éléments constituant, ce que l'on appelle des tubes d'induction ou tubes de flux [47] [48]. Plus le nombre de réluctances est élevé, plus le modèle sera précis au détriment du temps d'exécution. Ce type de modèle convient aussi bien aux structures 2D qu'aux structures 3D et permet la prise en compte de la non linéarité des matériaux magnétiques par une résolution itérative. L'utilisation des modèles basés sur la méthode des réseaux de réluctances dans le pré-dimensionnement impose une limitation du nombre de réluctances à considérer de manière à ce que le temps de calcul reste raisonnable.

À ce titre, deux approches aboutissant à des modèles ayant des temps d'exécution plus ou moins rapides existent : la première, d'exécution plus rapide, consiste à établir le modèle dans

Chapitre II : Méthodologies de Modélisation et de la Conception des Moteurs Electriques

le cadre de l'hypothèse du premier harmonique [36] [49] ; la seconde ne fait pas l'hypothèse du premier harmonique et nécessite donc la prise en compte de l'état magnétique de la machine en fonction du mouvement [47] [48] .

En plus de l'intérêt lié au temps de calculs, l'utilisation de l'une de ces deux approches dépend également des caractéristiques ou performances que l'on souhaite optimiser à travers la démarche de dimensionnement. La première approche qui fait l'hypothèse du premier harmonique ne permet pas la prise en compte des ondulations présentes dans les formes d'ondes des grandeurs électromagnétiques et mécaniques telles que les courants de phase ou le couple. Cette approche ne peut donc pas être utilisée seule si le cahier des charges impose d'optimiser les ondulations de couple par exemple. Selon que la machine est à pôles lisses ou saillants, un ou deux réseaux de réductances sont nécessaires pour modéliser la machine. La seconde approche est utilisée lorsque les caractéristiques à optimiser ne peuvent être obtenues par le modèle premier harmonique. La mise en place du modèle basé sur cette approche est cependant très complexe. Plusieurs approches existent pour la prise en compte du mouvement par le modèle [50].

La méthode des réseaux de réductances constitue un bon compromis entre les méthodes numériques relativement gourmandes en temps de calcul et les modèles analytiques qui ne sont applicables que pour des géométries simples et qui considèrent que les matériaux ferromagnétiques sont idéaux.

L'inconvénient majeur de ce type de modèles réside dans la faible généralité de la méthode. En effet, le réseau de réductance permettant de modéliser une structure donnée, doit être adapté si les dimensions géométriques varient de manière significative. Même si les dimensions géométriques sont fixées, certaines structures requièrent plusieurs réseaux de réductances pour tenir compte du mouvement. Chaque réseau étant valable sur une certaine plage de variation de la position de la partie mobile par rapport à la partie fixe (stator).

Pour résoudre le problème de généralité de la méthode des réseaux de réductances, plusieurs approches existent :

- Couplage des réseaux de réductances avec la méthode des éléments finis [51][52] ;
- Couplage des réseaux de réductances avec des modèles analytiques [44] ;
- Maillage du domaine d'étude (comme pour la méthode des éléments finis) avec des éléments constitués de réductances [53].

On reviendra plus en détail sur la méthode des réseaux de réductances dans la section suivante et dans le second chapitre de ce rapport.

Pour conclure, il faut noter que les méthodes de modélisation analytiques et semi-numériques ne sont utilisées, à l'heure actuelle, que durant l'étape de pré-dimensionnement afin d'explorer rapidement l'espace des solutions potentiellement optimales. L'utilisation de la méthode des éléments finis reste nécessaire pour l'affinage et la validation des solutions retenues.

II.5.2 Modélisation par réseaux de ré reluctances

La méthode des réseaux de ré reluctances (ou de perméances) est une des méthodes les plus anciennes utilisée pour la modélisation et l'analyse des dispositifs électromagnétiques. Son utilisation dans le domaine de l'électrotechnique est par exemple antérieure à celle des éléments finis. Cependant, de nos jours, son manque de généralité a limité son utilisation en comparaison de la modélisation par la méthode des éléments finis.

Du point de vue outils logiciels d'aide à la conception, bien que la plupart des logiciels, ayant une large distribution dans le monde académique et industriel, soit basés sur la méthode des éléments finis, il faut cependant noter l'existence de codes basés sur la méthode des réseaux de ré reluctances. A titre d'exemple, nous pouvons citer les logiciels commerciaux, RMXprt, développé par la société ANSOFT/ANSYS, et SPEED, développé par le SPEED Laboratory de l'Université de Glasgow (Grande Bretagne). On peut également citer des codes à la diffusion moins large tels que Reluctool [54], développé par le Laboratoire G2Elab de Grenoble, et TURBO-TCM, développé par le Laboratoire L2EP de Lille [1].

Nous revenons dans cette partie sur les techniques évoquées précédemment pour l'amélioration de la généralité de la méthode des réseaux de ré reluctances.

A. Couplage des réseaux de ré reluctances avec la méthode des éléments finis

Dans la littérature scientifique où est évoqué ce type de couplage [51] [52], la motivation première des chercheurs est d'aboutir à des systèmes d'équations de dimensions réduites et de minimiser par conséquent les temps de calcul. La méthode des réseaux de ré reluctances est utilisée pour modéliser les régions où les trajets des flux magnétiques ne varient pas de manière significative, alors que la méthode des éléments finis est utilisée pour modéliser les parties où les trajets des flux sont moins faciles à prédire (par exemple l'entrefer pour les machines électriques).

Le couplage entre les deux méthodes de modélisation peut être désigné comme un couplage fort. Le système d'équations mathématiques permet d'obtenir les valeurs des inconnues issues des deux méthodes en une seule résolution.

On comprend bien que ce type de couplage, bien que n'étant pas initialement prévu pour, permet de rendre la méthode des réseaux de ré reluctance plus généralisable et générique.

Cependant, on ne peut pas parler d'une amélioration de la généricité de la méthode des réseaux de réluctances à proprement dit, puisque c'est la méthode hybride issue du couplage qui l'est.

B. Couplage des réseaux de réluctances avec des modèles analytiques

A notre connaissance, ce type de couplage a essentiellement été utilisé pour modéliser les machines électriques tournantes [54]. La méthode analytique est essentiellement utilisée pour modéliser l'entrefer où les trajets des flux magnétiques sont difficilement prédictibles.

Le couplage peut également être désigné comme étant un couplage fort, pour cette technique.

Cette technique a été utilisée pour modéliser une machine à réluctance variable dans la référence [43], et deux types de machines asynchrones : une machine asynchrones à cage, et deux machines asynchrones à rotors massifs [1]. Là aussi, on ne peut pas parler d'une amélioration de la généricité de la méthode des réseaux de réluctances à proprement dit, puisque c'est la méthode hybride issue du couplage qui l'est.

C. Maillage du domaine d'étude par des éléments de réluctances

Cette approche a été introduite au cours des années 1990. La motivation des chercheurs l'ayant proposée était de concurrencer la méthode des éléments finis en terme de rapport précision / temps de calcul. Cette technique consiste à mailler l'espace d'étude comme pour la méthode des éléments finis et d'utiliser des « éléments réluctants » en place et lieu des éléments finis. Elle a été proposée dans le cas bi et tridimensionnel.

Par rapport aux deux méthodes précédentes, cette technique permet de rendre la méthode des réseaux de réluctances intrinsèquement générique. Comme pour la méthode des éléments finis, la finesse du maillage doit être adaptée pour les différentes régions du domaine d'étude. C'est cette approche que nous avons choisi d'utilisée pour la modélisation des machines à induction linéaire (MIL) étudiées. Nous reviendrons plus en détail sur cette approche dans le chapitre qui suit dans ce travail.

Conclusion

Une étude bien détaillée sur la conception des moteurs électriques a été exposée dans ce chapitre. Le processus de conception des moteurs électriques a été tout d'abord présenté. Ce processus a donc gérer un ensemble de modèles pouvant être de natures différentes et de précision variable. La bonne adéquation entre les modèles, et les liens créés entre eux font la qualité du modèle de conception.

Ensuite, trois types de modèles, le modèle analytique, le modèle mixte et le modèle numérique sont également découverts. Ils sont ensuite comparés selon le temps de calcul, la précision, la granularité du modèle et l'exhaustivité de la description du système. Cette comparaison montre que le modèle éléments finis est le plus précis, mais il reste insuffisant pour le système.

Le modèle analytique est rapide et peut décrire bien le système, mais il a des difficultés à décrire les phénomènes locaux. Le modèle semi-numérique bénéficie conjointement de la description locale et globale.

CHAPITRE III

MODÉLISATION D'UN MOTEUR A INDUCTION LINÉAIRE (MIL) PAR LA MÉTHODE DE RÉSEAUX DES RELUCTANCES (MRR)

III.1 Introduction

Le moteur à induction linéaire (MIL) est un système électromagnétique mettant en action des grandeurs électriques, magnétiques, mécaniques et thermiques. L'étude de comportement de ce dernier revient à le modéliser par un système d'équations différentielles non linéaires, et dont les inconnues sont interdépendantes. Pour modéliser le MIL, plusieurs méthodes sont disponibles. Le choix de l'une ou l'autre sera dicté par le degré de précision souhaité, l'environnement, le régime de fonctionnement ...etc.

Le but de ce chapitre est la modélisation du MIL par la méthode des réseaux de reluctances équivalents, en vue d'un dimensionnement optimal donnant les meilleures performances de la force de déplacement et du rendement.

En premier lieu, nous allons développer la méthode des réseaux de reluctances pour l'adapter à la structure du MIL en 2D. Un algorithme de calcul qui permet de varier toutes les dimensions des parties magnétiques, le degré de saturation, le matériau et l'alimentation sera élaboré. Il permettra aussi de faire l'étude dans les deux régimes statique et dynamique. Cette étude se fera en résolvant le système comportant les équations différentielles électromagnétiques et les équations mécaniques du moteur.

III.2 Présentation du dispositif étudié

Le dispositif étudié, figure (III.1) est un moteur linéaire à induction (MIL) à double primaire [1]. Ce dispositif se compose de deux primaires symétriques placés face à face. Le secondaire est réalisé par une plaque en aluminium, placée entre les deux primaires. Le dispositif est représentatif d'une application ferroviaire. Dans ce type d'application, la partie statique est une plaque en aluminium qui est fixée au sol, constituant un troisième rail, tandis que la pièce mobile est faite de deux primaires installés sur le train. Quand les enroulements sont alimentés par un système symétrique triphasé de tension alternative, un champ magnétique de traction apparaît et induit des courants de Foucault dans la plaque en aluminium. Le champ magnétique et les courants de Foucault donnent naissance à une force de poussée, ce qui déplace les deux primaires le long de la plaque en aluminium. Le dispositif de référence est à une échelle réduite. Ce choix permet de valider les modèles utilisés et la démarche sur un dispositif physique réel.

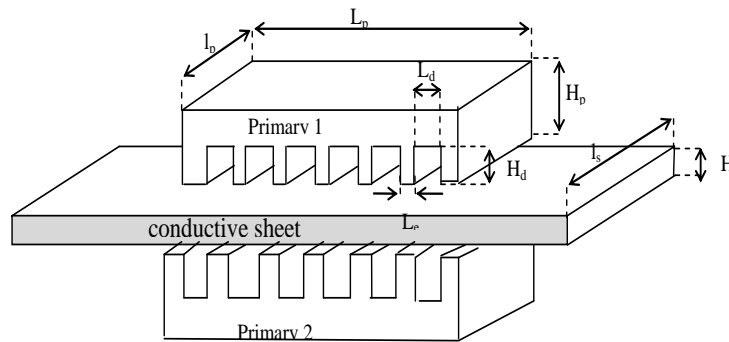


Figure III.1 Moteur linéaire à induction à doubles primaires [1]

Un moteur linéaire particulier est pris comme référence. Cette structure de référence est choisie dans l'objectif de valider les approches de modélisation retenues. La machine étudiée est un moteur linéaire à simple induction à six encoches pour chaque inducteur. La Figure (III.1) présente les dimensions du dispositif, ces paramètres seront utilisés pour modéliser le moteur de référence par la méthode MRR. La structure et les dimensions du primaire du moteur de référence sont présentées comme suit.

III.2.1 Caractéristiques géométriques

a- Inducteur (Fer)

Longueur : $L_a = 66$ mm ;

Largeur : $L_p = 93$ mm ;

Hauteur : $H_o = 23.5$ mm ;

Hauteur de l'encoche : $H_d = 15$ mm ;

Largeur de l'encoche : $L_d = 7.3$ mm ;

Largeur de la dent : $l_d = 6.9$ mm ;

b- Induit (aluminium)

Longueur : $L_s = 400$ mm ;

Largeur du secondaire : $l_s = 66$ mm ;

Épaisseur : $e = 1$ mm ;

c- Entrefer (air)

Épaisseur : $e = 8$ mm ;

Les indices p et s sont respectivement relatifs au primaire qui désigne l'inducteur et au secondaire qui est l'induit.

d- Dimensionnement du bobinage

Chapitre III : La modélisation d'un (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

Les paramètres du dimensionnement du bobinage du primaire sont représentées sur la figure III.2 soit [35] :

- La largeur de la cale du bobinage h_c doit être fixée à l'avance ;
- La largeur du pôle du primaire actif au niveau des bobines ;
- Le pas polaire du primaire au niveau des bobines.

$$\tau_p = l_d + l_e \quad (III.1)$$

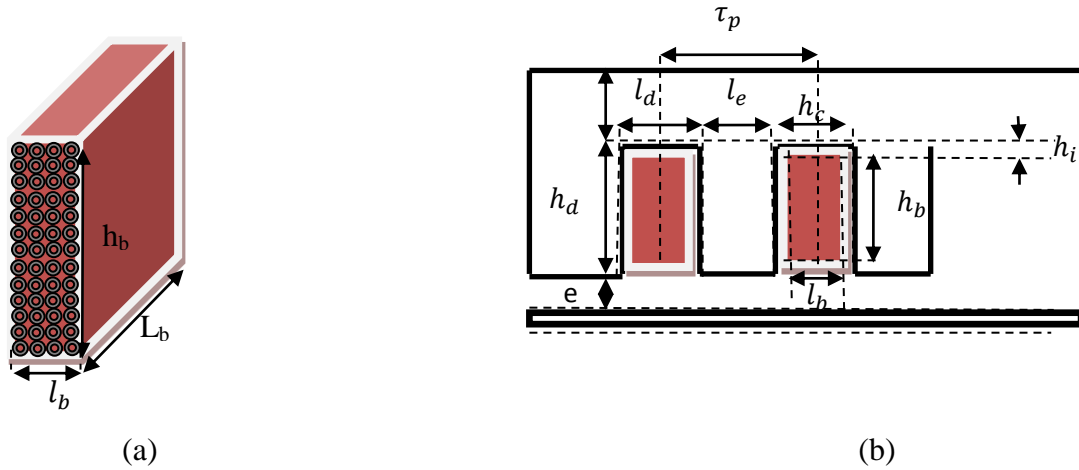


Figure III.2 Paramètres dimensionnels du bobinage d'un primaire

- Le courant nécessaire pour produire la Fmm :

$$i_t = \frac{j}{N_t} \quad (III.2)$$

- La section des conducteurs est donnée par :

$$a_t = \frac{i_t}{j} \quad (III.3)$$

- D'où le diamètre des conducteurs (diamètre conducteur plus isolant) :

$$d_c = 2 \cdot \sqrt{\frac{a_t}{\pi}} + 0.1 \quad (III.4)$$

- Hauteur maximal d'une bobine :

$$h_b = h_d - 2 \cdot h_i \quad (III.5)$$

- Le nombre de couches verticales est :

$$N_{cv} = \frac{h_b \cdot k_f}{d_c} \quad (III.6)$$

Où $k_f = 0.95$ appelé coefficient de remplissage.

- Le nombre de couches horizontales est :

$$N_{ch} = \frac{N_f}{2 \cdot N_{cv}} \quad (III.7)$$

- Largeur de bobinage

$$l_b = d_c \cdot \frac{N_{ch}}{k_f} \quad (III.8)$$

III.3 Modélisation par réseaux de réductance

III.3.1 Principe de la méthode

La méthode des tubes de flux est basée sur l'approximation d'un chemin de flux par un tube qui respecte certains critères:

- La section est constante tout au long du tube ;
- Les lignes des flux passent seulement dans la direction longitudinale du tube ;
- Les deux sections aux extrémités du tube sont équipotentielles.

Un tube de flux peut avoir une forme quelconque, avec une section S (figure III.3). Ceci est équivalent à un autre tube droit de section constante et longueur égale à la longueur moyenne du tube initial. La reluctance d'un tube de flux est liée à la section S , la longueur l et de la perméabilité μ du moyen dont le tube substitue comme nous montre l'équation (III .1)

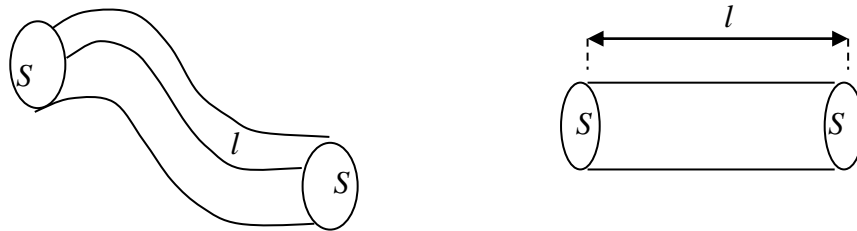


Figure III.3 L'équivalent d'un tube de flux

$$R = \frac{l}{\mu S} \quad (\text{III.9})$$

Pour le cas de l'entrefer, la reluctance est égale à la perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{H/m}$. Pour les parties ferromagnétiques la reluctance relative du matériau intervient, et l'équation (III.9) devient:

$$R = \frac{L}{\mu_0 \mu_r S} \quad (\text{III.10})$$

La reluctance relative des parties ferromagnétiques nous permet de modéliser l'effet de la saturation dans la machine à l'aide de la courbe de première aimantation $B(H)$ (figure III.4).

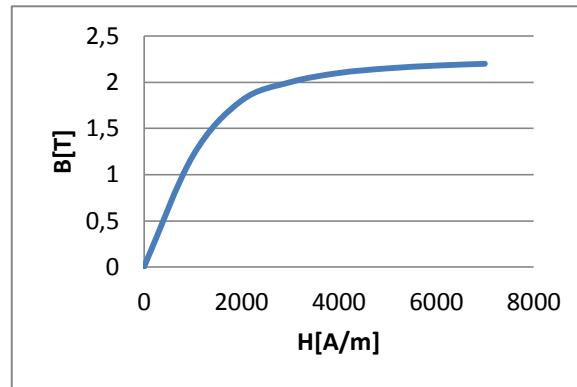


Figure III.4 la courbe de première aimantation $\mathcal{B}(\mathcal{H})$ [1]

Dans le cadre de la modélisation par réseaux des reluctances, l'information sur la géométrie de la machine est contenue dans les dimensions des tubes de flux. Les propriétés magnétiques des milieux modélisés sont aussi intégrées dans les propriétés de ces tubes. Ainsi, les propriétés géométriques et les matériaux de la machine sont pris en compte dans le modèle par réseaux de reluctances à l'aide des tubes de flux et des reluctances qui le constituent. À fin d'obtenir des résultats corrects à l'issue de l'analyse, les zones importantes pour le passage du flux dans la machine doivent être identifiées et intégrées dans le modèle. En même temps, un niveau trop élevé des composants dans le circuit augmente la difficulté de résolution aussi que les temps de calcul et les ressources nécessaires pour l'analyse. Ainsi, les tubes de flux pris en compte doivent être soigneusement choisis, de façon à atteindre le compromis entre la précision des résultats et complexité du système.

III.3.2 Application de la MRR pour l'étude du MIL

Afin de pouvoir adapter la MRR à notre MIL, des hypothèses simplificatrices s'imposent.

III.3.2.1 Hypothèses simplificatrices

Nous adopterons les hypothèses suivantes :

- Les pertes magnétiques et par courants de Foucault sont négligeables ;
- La tension appliquée sera considérée comme idéale (une commutation parfaite) ;
- Le matériau sera considéré comme homogène ;
- Le feuilletage du circuit magnétique permet de considérer le flux traversant chaque zone comme unidirectionnel et normale à sa section ;
- L'effet d'hystérésis est négligeable.

L'étude du MIL par la MRR permet de représenter chaque zone par une seule reluctance magnétique (figure III.7). C'est la méthode des réseaux de reluctances unidirectionnelle.

III.3.2.2 Le circuit magnétique équivalent

Chaque tube de flux reflète une des trajectoires possibles des principales lignes de champ, qui est modélisée par une reluctance dont la valeur dépend de la nature, des dimensions géométriques et de l'état de saturation du matériau ferromagnétique étudié.

Dans les machines électriques à entrefer, le champ magnétique d'une bobine se décompose en deux composantes :

- La composante transversale passe par l'entrefer et crée les reluctances mutuelles entre les deux primaires et le secondaire ;
- La composante tangentielle du champ se renferme à la limite d'un seul noyau, et ne traversant pas l'entrefer, elle conditionne les réluctances des encoches et représente le champ de dispersion comme montré sur figure III.5.

La symétrie de la machine permet de réduire le nombre de mailles à moitié.

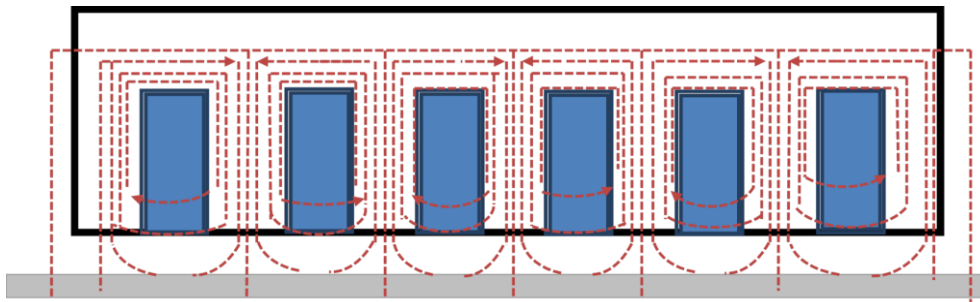


Figure III.5 Le champ magnétique d'un seul primaire d'un MIL

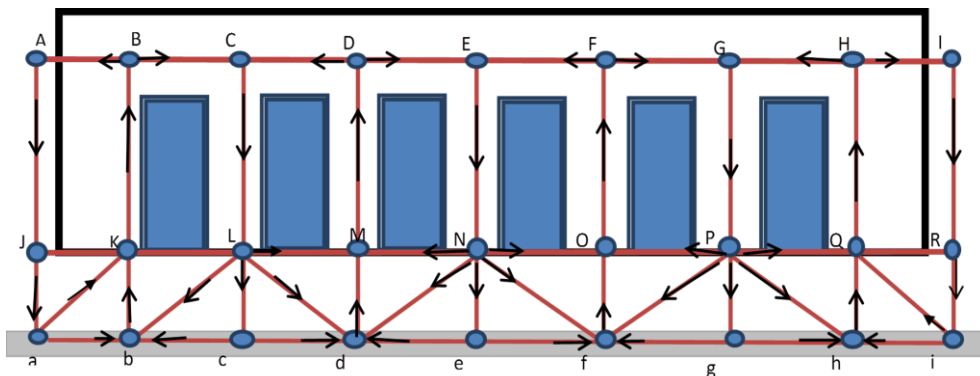


Figure III.6 Schémas simplifié des lignes de champ d'un MIL

Chapitre III : La modélisation d'un (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

Une maille d'un primaire est composée de la réluctance d'encoche \mathcal{R}_E , de culasses \mathcal{R}_C , des deux pôles voisins \mathcal{R}_p , et une source de force magnétomotrice au niveau du primaire représentant le courant total de la bobine.

Une maille du secondaire est composée de la réluctance \mathcal{R}_s . Une maille de l'entrefer est composée de deux réluctances d'entrefer $\mathcal{R}_e, \mathcal{R}_E$ et la réluctance d'extrémité \mathcal{R}_{f0} . La consultation de la figure III.7 peut expliquer clairement cette composition de réseau.

Les réluctances de toutes les parties magnétiques ainsi calculés, nous obtenons le réseau de réluctances de la MIL de la figure III.7.

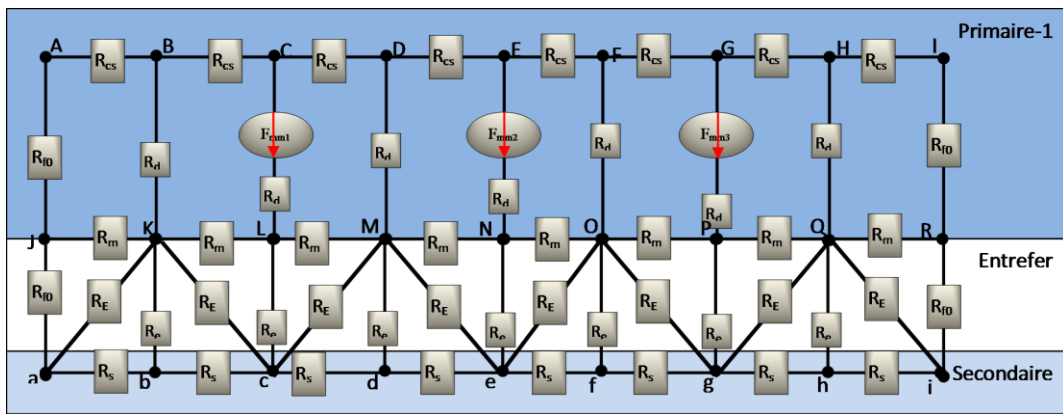


Figure III.7 Un réseau partiel équivalent du circuit magnétique d'un MIL

En écrivant les équations de toutes les mailles, nous obtenons un système d'équations algébriques linéaires dont les inconnues sont les flux et les courants. Sous sa forme matricielle, le système d'équations s'écrira :

$$[F] = [\mathcal{R}] \cdot [\Phi] \tag{III.11}$$

Où

$[F]$: Est la matrice des forces magnétomotrices.

$[\mathcal{R}]$: Est la matrice des réluctances du circuit magnétique.

$[\Phi]$: Est la matrice des flux circulant dans les mailles.

Une maille par exemple du primaire-1 (BCLKB) est composée de la réluctance d'encoche de la branche LK, une réluctance de culasses de la branche BC, les réluctances des deux pôles voisins des branches BK et CL, et une source de force magnétomotrice f_{mm1} .

La maille d'entrefer KLcbK contient la réluctance d'encoche de la branche KL, les deux réluctances d'entrefers des branches Kb et Lc, la réluctance mutuelle d'entrefer de branche Kc et la réluctance de secondaire de la branche bc.

III.3.2.3 calcul des paramètres du circuit équivalent

III.3.2.3.1 La réductance des parties ferromagnétiques

Le circuit magnétique du MIL est constitué des dents et des culasses juste dans les deux parties de primaire et d'une plaque en aluminium qui représente le secondaire. A partir de l'équation III.10 et pour chaque partie ayant une longueur L , une hauteur l , et une épaisseur h , et en prenant en considération le coefficient de foisonnement k_f dû au feuilletage de la tôle magnétique, la réductance aura la forme :

$$R_{mag} = \frac{l}{k_f \mu L h} \quad (\text{III.12})$$

III.3.2.3.2 Calcul des réductances des encoches du primaire

Comme pour les parties magnétiques, les encoches ont une forme rectiligne et leur réductance sera calculée à partir de la longueur moyenne.

Le flux de dispersion produit par les conducteurs et se refermant à l'intérieur de l'encoche traverse l'isolant, le cuivre du conducteur et l'air comme montré sur la figure III.8.

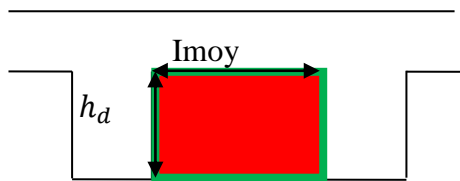


Figure III.8 Réductance d'encoche du primaire

Etant donné que l'isolant et le cuivre sont des matériaux amagnétiques, leur perméabilité est égale à celle de l'air. Nous considérerons alors que les lignes de flux traversent une encoche vide dont la réductance sera :

$$R_E = \frac{l_{moy}}{k_f \mu_0 S_d} \quad (\text{III.13})$$

III.3.2.3.3 Réductances des régions d'air

Les réductances des régions d'air peuvent être classifiées dans deux grandes catégories: réductances d'entrefer et réductances des extrémités. Les réductances d'entrefer relient les dents du primaire au secondaire. Les réductances des extrémités apparaissent à l'entrées et à la sorties du primaire.

A. Calcul de la réductance d'entrefer

La modélisation de l'entrefer est d'une importance cruciale, puisque c'est le lieu de conversion de l'énergie. Cependant les lignes de flux de l'entrefer ne suivent pas des chemins

Chapitre III : La modélisation d'un (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

prédéterminés comme dans le cas du matériau ferromagnétique. La longueur du tube de flux et sa section sont difficiles à estimer.

Le calcul de la reluctance d'entrefer est fait pour le cas d'une seule primaire et pour une position donnée comme nous montre la figure III.9.

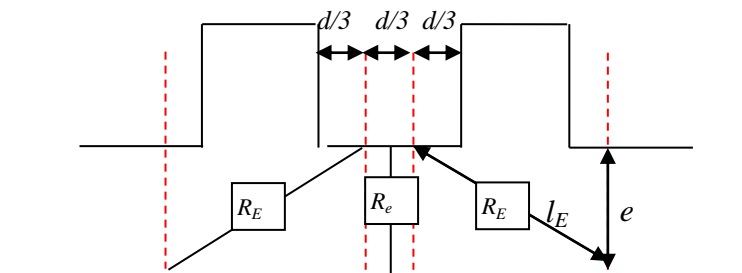


Figure III.9 Les reluctances d'entrefer

Les reluctances d'entrefer sont définies par :

$$R_e = \frac{e}{\mu_0 \cdot S_e} \quad (\text{III} .14)$$

$$R_E = \frac{l_E}{\mu_0 \cdot S_E} \quad (\text{III} .15)$$

B. Calcul de la reluctance d'extrémité

La méthode MRR permet de prendre en compte l'effet d'extrémité de longueur finie. Toutefois, il faut quand même prendre en compte de l'effet d'extrémité de largeur finie et les fuites de flux d'extrémité pour que le calcul soit suffisamment précis. Le calcul des reluctances des extrémités (d'entrer et de sortir) et dépend de la section extérieure S_{ex} estimée occupée par le flux de fuites d'extrémités comme nous montre la figure III.10.

$$S_{ex} = H * l * L_a \quad (\text{III} .16)$$

$$R_f = \frac{l}{\mu_0 \cdot S_{ex}} \quad (\text{III} .17)$$

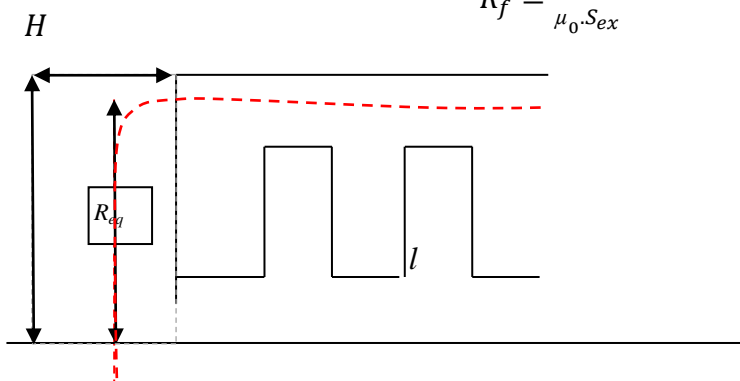


Figure III .10 La reluctance d'extrémité

III .3.2.4 Les forces magnétomotrices

Dans le MIL, le bobinage traversé par les courants alternatifs est concentrique autour des pôles des primaires, ainsi les F_{mm} sont placées dans la branche de chaque pôle du primaire en série avec les reluctances de ces pôles. Les valeurs des F_{mm} sont le produit entre le nombre de spires et le courant de chaque phase et sont données par l'expression :

$$F_{mm} = Ni(t) \quad (\text{III.18})$$

III.3.2.5 Résolution du système par la Méthode de Gauss-Seidel

A chaque degré de saturation, le système d'équation (III.11) précédant est un système algébrique linéaire. Pour sa résolution plusieurs méthodes sont disponibles parmi lesquelles, la méthode de GAUSS-SEIDEL. C'est une méthode itérative simple, facile à mettre en œuvre, ayant une convergence rapide et une bonne précision. La résolution de ce système permet de calculer le flux principal nécessaire pour la résolution de l'équation différentielle du MIL et la détermination du courant de phase.

➤ *Prise en considération du mouvement.*

La modélisation des moteurs électrique par la MRR pose toujours le problème du référentiel par rapport auquel le réseau de reluctances est établi lors du mouvement. En effet si le circuit équivalent du stator est fixe, celui du rotor et de l'entrefer sont mobiles même s'ils restent pratiquement invariants dans leur constitution. Les reluctances d'entrefer varient en fonction du mouvement (la géométrie de l'entrefer) et leurs liens avec le stator et le rotor changent en conséquence. Nous aurons une nouvelle disposition du réseau de reluctances à chaque fois. C'est une sorte de « bande de glissement » sur laquelle les reluctances se lient et se dissocient par rapport au rotor.

Dans notre cas, ce problème est complètement résolu car la reluctance de l'entrefer de la MIL ne dépend pas du mouvement des deux primaires, il dépend de la section de l'entrefer qui est toujours constante.

III.3.2.6 Résolution du système d'équation du MIL par la méthode de NEWTORAPHSON

Le système électromagnétique composé des équations différentielles des bobines et l'équation de la force, étant un système non linéaire, nous avons opté pour la méthode de NEWTON RAPHSON pour sa résolution. C'est une méthode numérique basée sur le principe de « prédiction-corrrection » de la solution. Elle a l'avantage d'avoir une convergence quadratique.

Chapitre III : La modélisation d'un (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

L'algorithme global de calcul est représenté par l'organigramme III.11 suivant :

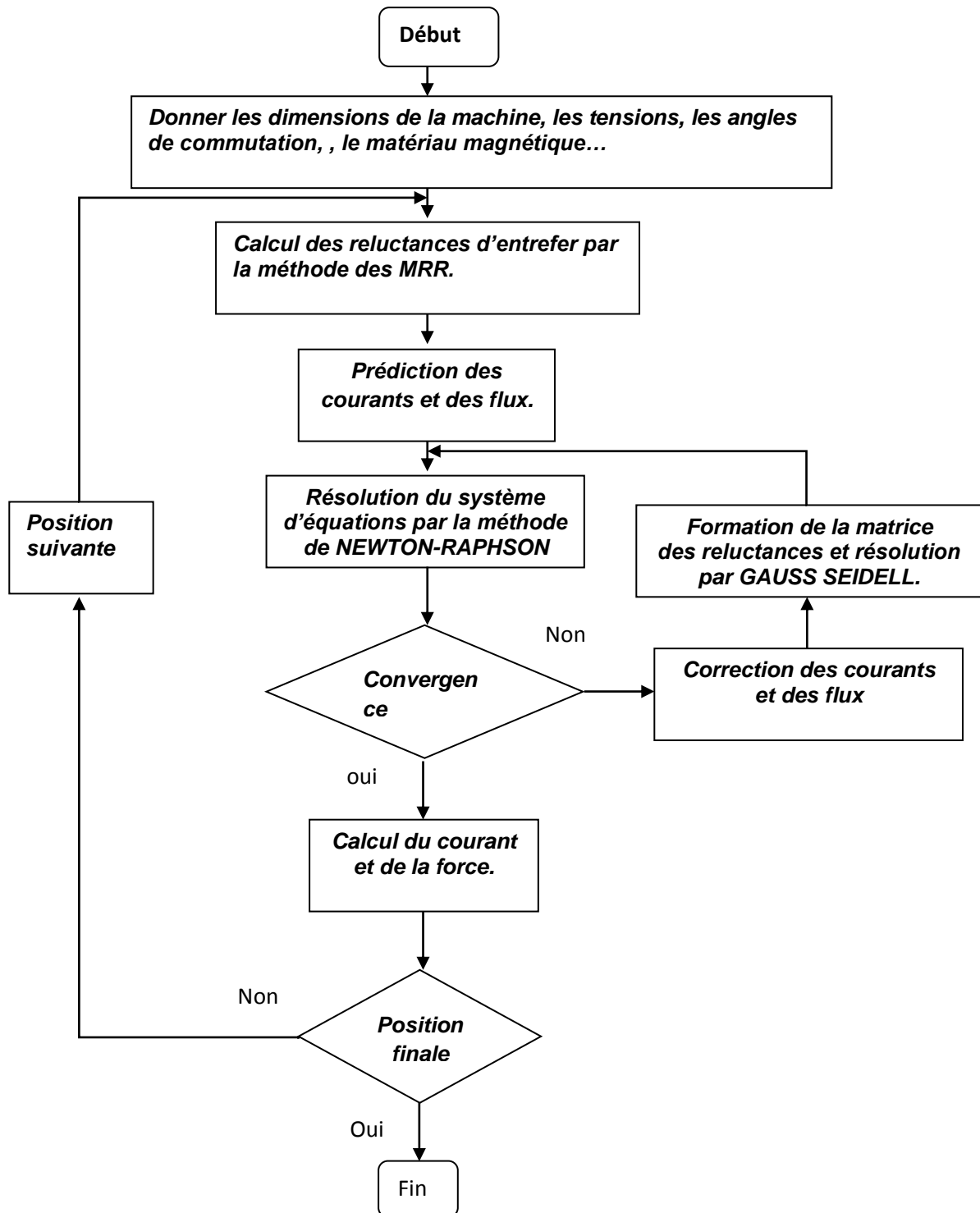


Figure III.11 Organigramme Résolution du système d'équations représentant le MIL.

III.3.2.7 Simulations et discussions

En premier lieu nous avons choisi un MIL de base ayant les dimensions mentionnées dans la partie III.2.1.

III.3.2.7.1 Reluctances d'entrefer du MIL

Les premières simulations ont données les reluctances d'entrefer en fonction de position (a) des deux primaires et en fonction de la variation d'entrefer (b) représentées par les figures suivantes :

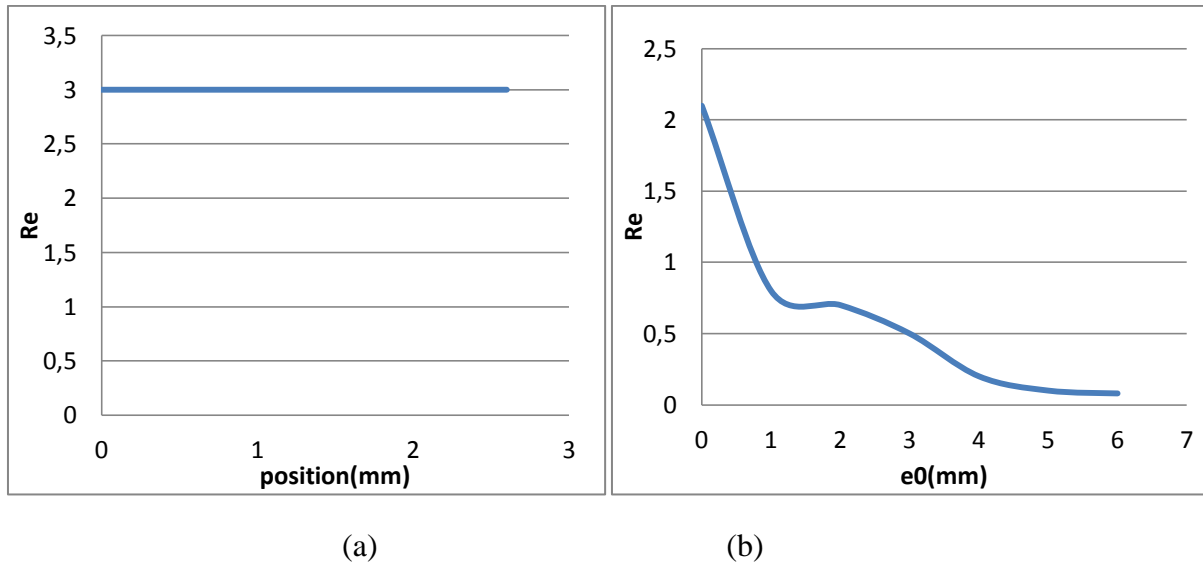


Figure III.12 Reluctance d'entrefer

L'allure de la figure III.12 (a) montre que la valeur de la reluctance d'entrefer est constante. C'est-à-dire que la valeur de la reluctance d'entrefer ne varie pas en fonction du positions des deux primaire par à porte au secondaire. Pour la figure III.12 (b) on remarque que la valeur de la reluctance d'entrefer est décroissante malgré que la valeur de l'entrefer et croissent .Donc d'après ces deux résultats, on peut dire que la reluctance d'entrefer dépend initialement des paramètres géométriques d'entrefer.

III.3.2.7.2 Calcule de l'induction magnétique

La tension d'alimentation est imposée par trois circuits extérieurs sur les 3 phases. Les deux primaires sont alimentés par la même tension au niveau de l'ordre et de l'amplitude des phases. Cela permet de renforcer l'induction dans le moteur par rapport au moteur à un seul primaire. La différence principale entre le moteur linéaire et le moteur traditionnel est la longueur finie du circuit magnétique et électrique dans la direction du mouvement de la MIL. Dans ce modèle, le mouvement du champ magnétique est selon la direction X. Le flux à l'entrée et à la sortie du moteur sont différents.

La figure III.13 présente l'amplitude de l'induction dans l'entrefer. La distribution de l'amplitude de l'induction dans l'entrefer permet de mettre en évidence l'effet d'extrémité longitudinal : l'induction dans l'entrefer n'est pas uniforme et l'induction à la sortie du moteur est plus grande que l'induction à l'entrée. Dans le cas d'une machine électrique rotatif, l'amplitude de l'induction dans l'entrefer est uniforme. Les valeurs sommets de courbe correspondent les positions des sept dents du primaire. La différence entre ces valeurs permet mettre évidence du bobinage concentré.

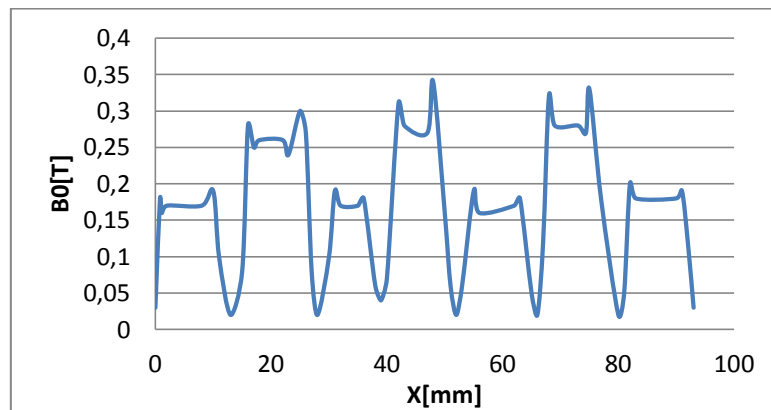


Figure III.13 Amplitude de l'induction dans l'entrefer

III.3.2.8 Calcul de la force de poussée

Le grand avantage du moteur à induction linéaire est de générer directement une force de déplacement, sans la présence d'un système intermédiaire. L'alimentation des deux primaires simultanément va créer un champ glissant selon la direction X. Des courants de Foucault sont induits dans le secondaire. L'interaction entre le champ magnétique du secondaire et le champ des deux primaires génère la force de poussée.

III.3.2.8.1 Influence des propriétés géométriques et physiques

A. Influence de l'entrefer

Pour le dispositif de référence (figure III.14), on fait varier l'entrefer de 1 mm à 14 mm en gardant les autres paramètres constants, en calculant pour chaque entrefer la valeur de la force générée.

La Figure (III.14) présente l'évolution de la force de poussée en fonction de l'entrefer.

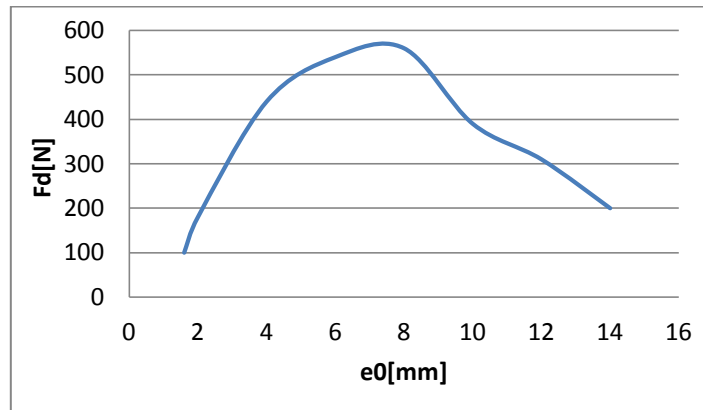


Figure III.14 Force en fonction de la variation de l'entrefer

Le bobinage est alimenté par une tension triphasée alternative fréquence fixe. Tout d'abord, la force augmente avec l'entrefer puis diminue. C'est-à-dire qu'il y a un entrefer permettant d'avoir la force maximale par la même source d'alimentation. Cet entrefer est intéressant lors de la construction d'une machine électrique. Quand l'entrefer tend vers l'infini, la force de poussé tend vers zéro. La force passe par un maximum pour un entrefer d'environ 8 mm, La force suivant l'axe Y (F_y) est nulle.

B. Influence de la perméabilité magnétique relative

La Figure (III.15) présente l'évolution de la force de poussé pour les différentes valeurs de la perméabilité magnétique relative du matériau de la culasse, variant de 500 à 10000.

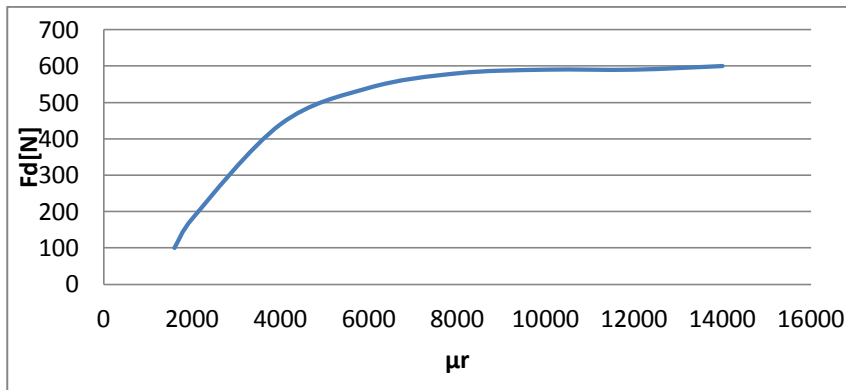


Figure III.15 Force en fonction de la perméabilité magnétique relative

La figure (III.15) représente l'allure de la force en fonction des perméabilités magnétiques de la culasse du moteur. Nous constatons que la force croît progressivement jusqu'à atteindre approximativement la valeur de 600 N puis elle se stabilise à partir de cette dernière, car les perméabilités magnétiques relatives considérées servent seulement à canaliser les lignes de champ magnétique et n'interviennent pas directement dans le calcul de force qui est évaluée seulement dans la plaque conductrice.

C. Influence de l'épaisseur de l'induit

Pour voir l'influence de l'épaisseur de l'induit sur la force magnétique on fait varier l'épaisseur de l'induit de 0.5mm à 15mm, en gardant les autres paramètres constants, en calculant pour chaque épaisseur la valeur de la force générée. Nous avons obtenu le résultat suivant dans la figure (III.16).

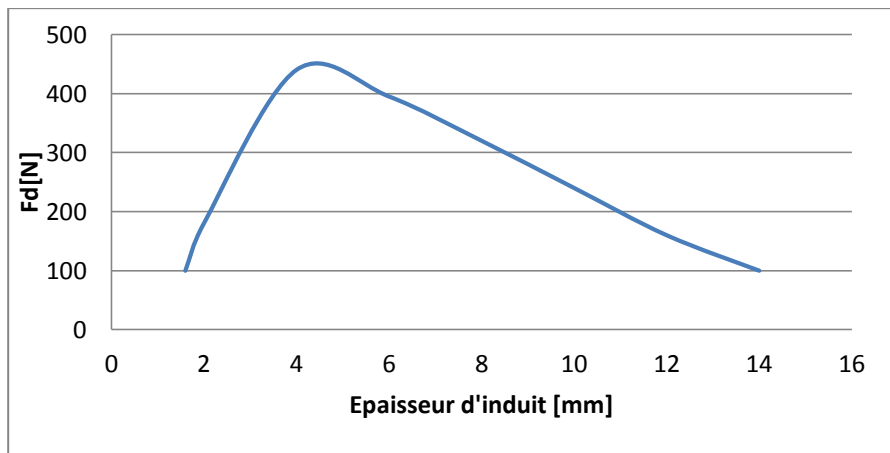


Figure III.16 Force de poussée en fonction de l'épaisseur de l'induit

Tout d'abord, la force augmente avec l'épaisseur de l'induit puis diminue. Quand l'épaisseur augmente au-delà de 4mm, la force de poussée continue à décroître. C'est-à-dire qu'il y a une épaisseur permettant d'avoir la force maximale par la même source d'alimentation.

D. Influence de la largeur des dents

Pour voir l'influence de la largeur des dents sur la force, on prend le dispositif représenté par la figure (III.17) en gardant toutes les autres propriétés constantes, on fait varier la largeur des dents de 1mm à 14 mm et on calcule la force magnétique pour chaque valeur. La figure (III.17) représente la variation de la force magnétique en fonction de la largeur des dents.

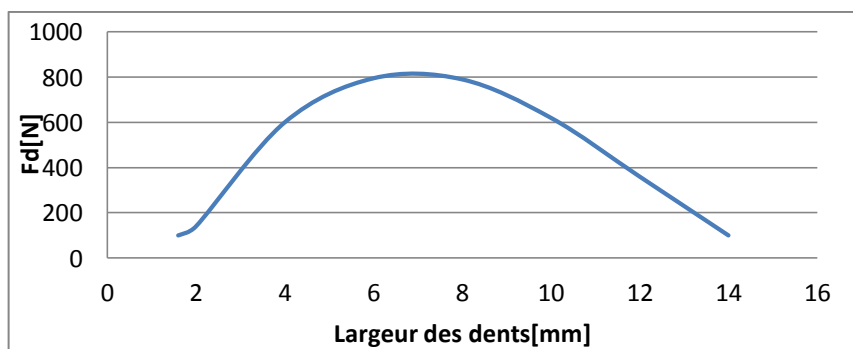


Figure III.17 Force de poussée en fonction de la largeur des dents

Chapitre III : La modélisation d'un (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR)

Nous constatons que la variation de la largeur des dents a un effet important sur la valeur de la force magnétique. On remarque que la force augmente avec l'augmentation de la largeur des dents jusqu'à une valeur maximal pour une largeur de 7,9 mm, ensuite elle commence à décroître.

E. Influence de la conductivité de l'induit

Pour voir l'influence du matériau de l'induit sur la force magnétique, on fait varier la conductivité électrique de l'induit du dispositif étudié en utilisant des matériaux différents (l'aluminium, le cuivre, le fer et l'acier) et on relève la force magnétique. La figure (III.18) représente la valeur de la force magnétique pour des différents matériaux de l'induit.

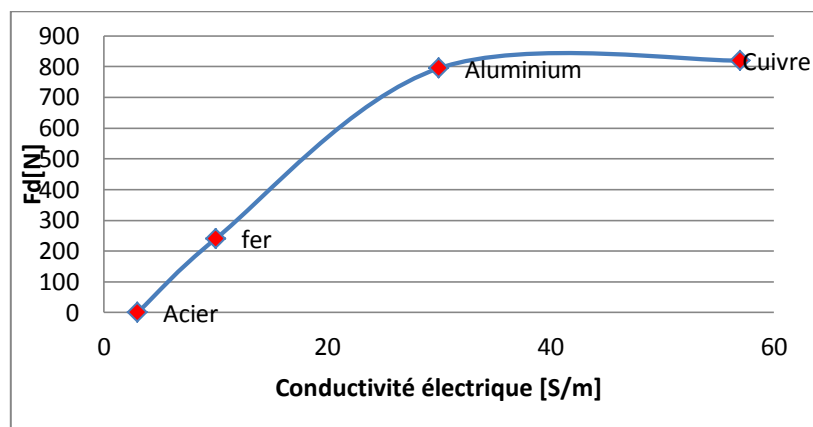


Figure III.18 Force de poussée en fonction du matériau de l'induit

On constate que la valeur de la force magnétique obtenue augmente avec la conductivité électrique. Pour les deux matériaux (le fer et l'acier), la force est trop faible par rapport à celles obtenue avec l'aluminium et le cuivre qui sont beaucoup plus intéressante, cela est dû à la différence des caractéristiques (la conductivité électrique et la perméabilité magnétique relative de ces matériaux).

III.4 Conclusion

Cette partie a été principalement consacrée à l'évaluation de la force électromagnétique engendrée par un moteur linéaire à induction par la méthode de réseaux des perméances. Le but de l'étude est d'évaluer aussi l'influence de quelques paramètres tels que la perméabilité magnétique, l'épaisseur de l'entrefer, la largeur des dents, l'épaisseur et la conductivité de l'induit sur la force électromagnétique calculée par la méthode de Lorentz. En examinant les différents résultats que nous avons obtenus, nous constatons qu'ils sont très significatifs.

L'étude nous a permis de montrer que l'augmentation de la perméabilité relative augmente et la conductivité du matériau de l'induit augmente, la force augmente jusqu'à une valeur maximal où elle se stabilise, par contre avec l'augmentation de la largeur des dents, l'entrefer et l'épaisseur de l'induit, au début la force augmente jusqu'à une valeur maximal puis elle commence à diminuer progressivement.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'importance et l'intérêt des moteurs à induction linéaire dans l'industrie ne sont plus à démontrer et leurs applications ne cessent d'augmenter depuis l'avènement de l'électronique de puissance. Des qualités telles qu'un cout de fabrication réduit, une simplicité de construction, une absence d'un système intermédiaire de transmission et d'autres avantages ont fait de ce moteur une alternative de choix dans le domaine des machines électrique. Afin de pallier aux exigences du marché des MIL les concepteurs doivent passer par une étape, devenue très importante de nos jour ; la modélisation.

Dans le premier chapitre, nous avons introduit, un état d'art sur l'historique de développement et d'application des moteurs linéaires depuis les premières inventions de la machine électrique. Cette introduction nous a montrée l'importance de la machine dans le monde industriel. Ensuite, nous avons présenté les différentes structures et classement des moteurs linéaires. Parmi les différentes structures possibles du moteur linéaire à induction, nous avons choisis pour notre étude un moteur à induction linéaire double primaire. Les principes de bases de ce moteur, Le principe de fonctionnement du MIL est présenté et les inconvénients du moteur sont identifiés pour être intégrés dans le procès d'optimisation.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté brièvement les différentes méthodologies (analytique et numérique) de modélisation et de conception utilisés. Nous avons choisi la méthode de réseaux des reluctances pour notre étude, pour prendre en considération les effets d'extrémités de longueur et de largeur par la variation de la conductivité du secondaire.

Au troisième chapitre, nous avons établi en premier lieu un modèle 2D du MIL basé sur la méthode des réseaux de reluctances pour le calcul du champ magnétique dans le MIL. Cette méthode consiste en un maillage grossier du moteur en zones magnétiques dans lesquelles on suppose que le flux est normal à la section. Ces zones sont représentées par toutes les dents, les culasses, les encoches du primaire, les zones de l'entrefer délimitées par les axes des dents et les extrémités de moteur.

L'analogie magnétique-électrique nous a permis d'écrire toutes les équations des mailles du circuit magnétique du MRV. Nous avons utilisé la méthode de Newton-Raphson pour résoudre ce système d'équations non linéaire. C'est une méthode ayant une convergence quadratique et qui permet de résoudre en même temps les équations du champ et celle du courant présentant ainsi un minimum d'erreur.

En conclusion, nous pouvons dire que nous avons élaboré une méthode très simples qui

peut être utilisée par les constructeurs qui ont un niveau moins important en théorie des machines dans le but de concevoir un moteur à induction linéaire robuste, économique et moins coûteux qui répond au développement global du transport ferroviaire.

Bibliographie

- [1] ZEHDEN, New Improvement in Electric Traction Apparatus, U.S. Patent n° 88145, 04/06/1902.
- [2] J. F. Gieras, Linear Induction Drives, Oxford Science Publications, 1994.
- [3] Bernard Multon et Jean Bonal, les entraînements électromécaniques directs : Diversités, contraintes et solutions. CEMD'99, ENS de Cachan SEE, France.
- [4] Lilia El Amraoui, conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à reluctance variable, thèse de doctorat, université de Lille.2002.
- [5] Y. Sakamoto, T. Kashiwagi, T. Sasakawa and N. Fujii, Linear Eddy Current Brake for Railway Vehicles Using Dynamic Braking, Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, ICEM2008, Vilamoura, Portugal, Sep. 2008.
- [6] H. Lee, K. Kim and J. Lee, Review of Maglev Train Technologies, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 7, July 2006.
- [7] ModelHSST-100 (Linimo) <http://www.nsharyo.co.jp/>
- [8] Shanghai Maglev Transportation Development Co., Ltd official Website: <http://www.smtdc.com/en/index.asp>
- [9] Maglev Transport, website: <http://www.maglevtransport.com>
- [10] HitachRail.com:www.hitachirail.com/products/rv/linear/features/index_2.html.
- [11] W. Xu, J. Zhu, Y. Zhang, D. G. Dorrell and Y. Guo, Electromagnetic Optimal Design of a Linear Induction Motor in Linear Metro, IECON 2010, 36th annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, 7-10 Nov. 2010.
- [12] Machines (ICEM 2010), Roma, Italia, 6-8 Sept. 2010.
- [13] B. Luc Quin ET O. Pironneau, introduction au calcul scientifique, collections mathématiques appliquées pour la maitrise, Masson, Paris, 1996.
- [14] O. C. Zienkiewicz et R. L. Taylor, la méthode des éléments finis: Formulation de base et problèmes linéaires, Afnor, Paris, 1991.

- [15] A-BOUZIDI. Etude du Contrôle Non Destructif par Courants de Foucault Pulsés en utilisant les Circuits Electromagnétiques Couplés. Université de Bejaia 2012.
- [16] B.MAUCHE. Elaboration de modèles par les Grandeurs Electromagnétiques Couplées. Application au Contrôle et à l'Evaluation Non Destructif par Courant de Foucault. Université FERHAT ABBASS – SETIF. 2007.
- [17] N. Hulin et M. Hulin, Equations de Maxwell, ondes électromagnétiques, tome3, Edition Ediscienne, Paris, 1996.
- [18] H .Mohellebi, modèle analytico-numérique de calcul des courants de Foucault dans des dispositifs axisymétriques, Mémoire de Magister, Université de Tizi-ouzou 1996.
- [19] E. Amzallag, N. Picolli, Electromagnétisme, Tome3, Edition Ediscienne, Paris, 1996.
- [20] J. C. Sabonnadiere, J. L. Colomb, Calcul des champs électromagnétiques, Technique de l'ingénieur, D 3020, traite de génie électrique, 2003.
- [21] F. Hocini, M. Abdellah, M. Zaouia, H.Mohellbi, Modèle De Couplage électromagnétique, CNEA 04, Sidi Bel-abbes, 24 ET 25 Mai 2004.
- [22] P.P. Silvester and R. L. Ferrari, Finite Elements Method For Electrical Engineers, Cambridge University press, 2nd Edition, 1990, Reprinted 1991.
- [23] Y. Amara, « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride ».: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2001.
- [24] L. Vido, « Etude d'actionneurs électriques a double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones »: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2004.
- [25] A. Takorabet, Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques.: Thèse de Doctorat, SATIE, ENS Cachan, 2008.
- [26] S. Hlioui, Étude d'une machine synchrone à double excitation contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal.: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2008.

[27] H. Lee, K. Kim and J. Lee, Review of Maglev Train Technologies, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 7, July 2006.

[28] Khouane Boulanouar, 'Etude et commende d'un moteur synchrone linéaire a aimants'' Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Magister En Automatique Université Aboubekr Belkaid Tlemcen 2012

[29] S. Chevailler, "Comparative Study and Selection Criteria of Linear Motors", thèse de doctorat, EPFL, 2006.

[30] J.GONG. Pascal BROCHET « Modélisation et Conception Optimale d'un Moteur Linéaire à Induction Pour Système de Traction Ferroviaire »these de le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) , Lille, France, tel-00663812, version 1 - 27 Jan 2012

[31] BEKADDOUR BENATIA Mostefa « Méthodologie de la Conception et de la commande d'un Moteur à Induction Linéaire (MIL) »université Djilali liabesde Sidi-Bel-Abbès 2018

[32] Faiz, J.; Jafari, H.; "modelling of single-sided linear induction motor", Magnetics Conference, 1999. Digest of INTERMAG 99. 1999 IEEE International, May 18-21, 1999 Pages: AS19 - AS19.

[33] Wikipedia: http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_motor

[34] DJEMAI Hicham; DROUCHE Ali ; « Moteur Linéaire pour Train à lévitation Magnétique » Université Abderrahmane mira-Bejaia-2015.

[35] N. Boules, "Design optimization [of permanent magnet DC motors," IEEE Trans. Ind. Applications, vol. 26, no. 4, pp. 786-792 , July/August 1990.

[36] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors, part I : open-circuit field," IEEE Trans. Magn., vol. 29, no. 1, pp. 124-135, January 1993.

[37] J. Azzouzi, G. Barakat, and B. Dakyo, "Quasi-3D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent magnet synchronous machine," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 4, pp. 746-752, Dec. 2005.

- [38] M. Amrhein and P. T. Krein, "Induction Machine Modeling Approach Based on 3-D Magnetic Equivalent Circuit Framework," *IEEE Trans on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 339 - 347, June 2010.
- [39] M. L. Bash, J. M. Williams, and S. D. Pekarek, "Incorporating Motion in Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuits," *IEEE Transaction on Energie Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 329-338, June 2010. [93] T. K. Hoang, D. H. Kang, and J. Y. Lee, "Comparisons between various designs of transverse flux linear motor in terms of thrust force and normal force," *IEEE Trans. Magn*, vol. 46, no. 10, pp. 3795-3801, October 2010.
- [40] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Permanent magnet synchronous machine design for hybrid traction applications: Impact of magnetic laminations materials," in *ISIE2010, Bari, ITALIE, 2010*.
- [41] A. A. Abdel-Razek, J. L. Coulomb, M. Feliachi, and J. C. Sabonadière, "The calculation of electromagnetic torque in saturated electric machines with combined numerical and analytical solution of the field equations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17, no. 6, pp. 3250- 3252, November 1981. [68] Z. J. Liu, C. Bi, H. C. Tan, and T. S. Low, "A combined numerical and analytical approach for magnetic field analysis of permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn*, vol. 31, pp. 1372–1375, 1995.
- [42] H. Gholizad, M. Mirsalim, and M. Mirzayee, Dynamic analysis of highly saturated switched reluctance motors using coupled magnetic equivalent circuit and the analytical solution. Aachen , Germany: 6th International Conference on Computational Electromagnetics, CEM 2006, 4-6 April 2006.
- [43] J. Wang, G. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1986-2000, May 1999. [61] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Exact analytical method for magnetic field computation in the air gap of cylindrical electrical machines considering slotting effects," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 4, pp. 1092-1099, April 2010.
- [44] A. Bellara, H. Bali, R. Belfkira, Y. Amara, and G. Barakat, "Analytical Prediction of Open-Circuit Eddy-Current Loss in Series Double Excitation Synchronous Machines," *IEEE Transaction on magnetic*, vol. 47, no. 9, pp. 2261- 2268 , Septembre 2011. Bibliographie 127

[45] V. Ostovic, "Dynamics of Saturated Electric Machines," New York Springer-Verlag, 1989.

[46] M. Hecquet, Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l'alternateur automobile.: Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille (USTL), 1995.

[47] L. Albert, Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile.: Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Juin 2004.

[48] M. Rakotovo, Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffes dans le domaine automobile.: Thèse de doctorat de l'École Normale Supérieure de Cachan (ENS Cachan), juin 1996.

[49] D. A. Philips, "Coupling finite elements and magnetic networks in magnetostatics," International Journal for Numerical Methods in Engineering, vol. 35, no. 10, pp. 1991 - 2002, 1992.

[50] P. Dular, J. Gyselinck, and T. Henneron F. Piriou, "Dual Finite Element Formulations for Lumped Reluctances Coupling," IEEE Transaction on Magnetics, vol. 41, no. 5, pp. 1396-1943, May 2005.

[51] D. H. Im and J. P. Hong, "Magnetic field analysis of permanent magnet motor using 3 dimensional equivalent magnetic circuit network method," KIEE, vol. 43, no. 9, pp. 1432-1439, 1994. [82] J. Hur, S. B. Yoon, D. Y. Hwang, and D. S. Hyun, "Analysis of PMLSM using three dimensional equivalent magnetic circuit network method," IEEE Trans. Magn., vol. 33, no. 5, pp. 4143-4145, September 1997.

[52] Thai Phuong Do, Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réluctances : modèles, méthodes et outils.: Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), mars 2010.

[53] Michel Hecquet, "Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques," Université des sciences et technologies de Lille, HdR 2006.

[54] H. Ghoizad, M. Mirsalim, M. Mirzayee, and W. Cheng, "Coupled magnetic equivalent circuits and the analytical solution in the air-gap of squirrel cage induction machines," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 25, pp. 749– 754, 2007.