

École polytechnique de Louvain

Étude et comparaison des moteurs linéaires à réluctance variable et à commutation de flux dans le cadre de la traction ferroviaire

Auteur: **Jean-Luc TIMMERMANS**

Promoteur: **Bruno DEHEZ**

Lecteurs: **Christophe CRAEYE, Christophe DE GRÉEF**

Année académique 2019–2020

Master [120] : ingénieur civil électromécanicien

Table des matières

1	Introduction	2
1.1	Contexte	2
1.2	Revue des moteurs linéaires	2
1.2.1	Stator court ou stator long	3
1.2.2	Moteur linéaire synchrone	3
1.2.3	Moteur linéaire asynchrone	4
1.2.4	Propulsion ferroviaire en fonctionnement	5
1.3	Objectifs et plan de lecture	6
2	Outils de simulation et d’optimisation	7
3	Moteur à commutation de flux (FSPM)	9
3.1	Principe général de fonctionnement	9
3.2	État de l’art	10
3.3	Géométrie étudiée	12
3.3.1	Équations	12
3.3.2	Paramétrisation	13
3.4	Cas de référence	14
3.4.1	Dimensions	14
3.4.2	Courbes caractéristiques du moteur	16
3.5	Études paramétriques	20
3.6	Optimisations	29
3.6.1	Optimisation de la topologie de référence	29
3.6.2	Optimisation d’une topologie à dents multiples	31
4	Moteur synchrone à réluctance variable (LSynRM)	33
4.1	Principe général de fonctionnement	33
4.2	État de l’art	33
4.3	Géométrie étudiée	35
4.3.1	Équations	35
4.3.2	Paramétrisation	37
4.4	Cas de référence	38
4.4.1	Dimensions	38
4.4.2	Courbes caractéristiques du moteur	39
4.5	Étude paramétrique	42
4.6	Optimisation	46
4.6.1	Optimisation de la topologie de référence	46
4.6.2	Optimisation d’une topologie avec 3 dents centrales par module	47
5	Comparaison et discussion des résultats	49
6	Conclusion	51

1 Introduction

1.1 Contexte

Le transport des personnes et des marchandises est un des points centraux de nos sociétés actuelles. Ce secteur fait face à de nombreux défis économiques, écologiques politiques et est en constante demande d'améliorations et d'innovations. Les exigences en termes de qualité, de vitesse et de confort sont sans cesse croissantes. Dans ce mémoire, nous allons nous pencher sur l'amélioration de la traction ferroviaire par l'utilisation de moteurs électriques linéaires. Le transport ferroviaire est largement développé dans le monde et en Europe et permet le transport de grande quantité de marchandises et de personnes. Il s'agit d'un des systèmes privilégiés dans la recherche de transport plus écologique. L'utilisation de moteurs électriques linéaires peut permettre de largement améliorer ce type de transport grâce à de nombreux avantages par rapport aux moteurs circulaires classiques ou aux moteurs à combustion. Les moteurs électriques linéaires permettent de convertir l'énergie électrique directement en énergie de translation. Il n'y a donc pas de pertes d'énergie par transformation intermédiaire. Il n'y a pas non plus besoin d'engrenages intermédiaires, de vilebrequins ou d'autres composantes mécaniques qui souffrent de l'usure et nécessitent des entretiens et réparations. Dans un moteur électrique linéaire, la poussée est indépendante de l'adhésion entre les roues et le rail. Le freinage et la propulsion sont donc indépendants des conditions climatiques. La traction ferroviaire par moteurs électriques linéaires permet encore : une haute fiabilité, de faibles niveaux de bruit, pas d'émission directe de CO₂, un haut niveau d'automation, de plus courts rayons de courbure et la montée de pentes plus raides.

Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser à deux moteurs électriques linéaires en particulier : Un moteur linéaire à commutation de flux à aimant permanent et un moteur linéaire synchrone à réluctance variable. Ces deux moteurs présentent l'avantage d'être potentiellement moins coûteux que d'autres moteurs linéaires car ils ne nécessitent pas le placement d'enroulement de cuivre ou d'aimant permanent le long de la voie, ceux-ci pouvant être placés dans la partie mobile, dans le train. Ces deux moteurs seront analysés par simulation aux éléments finis ; leur performance et géométrie optimale sera recherchée par un logiciel d'optimisation et ils seront finalement comparés. La section suivante donne une vue générale des différents moteurs linéaires et de leurs utilisations actuelles dans la traction ferroviaire. Cette section permet de mieux comprendre le contexte dans lequel nous étudions ces deux moteurs ainsi que leur potentiel avantage face aux autres topologies.

1.2 Revue des moteurs linéaires

Un moteur linéaire est une machine qui peut transformer de l'énergie électrique directement en énergie mécanique de translation. Cette transformation se fait sans intermédiaire et est donc un avantage par rapport aux moteurs rotatifs conventionnels pour le transport de personnes ou d'objets. Conceptuellement, il est très simple d'obtenir un moteur linéaire. Il suffit de découper un moteur rotatif classique le long de son rayon puis de déplier et d'aplatir celui-ci.

Les principes généraux de fonctionnement des moteurs linéaires sont donc les mêmes que ceux des moteurs électriques rotatifs. On peut cependant noter immédiatement deux différences entre les moteurs linéaires et rotatifs. Premièrement la présence d'effet de bord, en effet contrairement aux moteurs circulaires une des parties du moteur aura une longueur finie. L'influence de cette longueur finie sur le champ magnétique va diminuer l'efficacité et la performance des moteurs linéaires (comme par exemple pour les moteurs à induction : [1]). La seconde différence qui est valable principalement pour la traction ferroviaire est la taille de l'entrefer. Les contraintes dynamiques et tolérance pour la traction ferroviaire sont telles que l'entrefer sera plus grand qu'avec un moteur circulaire. Dès lors, l'entrefer est généralement de l'ordre de 10 mm ou plus pour un moteur linéaire ([2], [3], [4]) contre un entrefer classique de 1 mm dans un moteur circulaire. Cette taille d'entrefer va elle aussi influencer les performances du moteur linéaire.

Dans cette section, nous allons rapidement passer en revue les principaux types de moteurs linéaires utilisables pour le transport. Comme pour les moteurs rotatifs, il existe en effet une quantité abondante de

topologies différentes mais on peut classer les moteurs en deux grands groupes selon leurs fonctionnements. Nous les classifions ici de la façon suivante :

1. Les moteurs asynchrones (ou à induction)
2. Les moteurs synchrones (qui peuvent être alimentés en DC ou AC)

1.2.1 Stator court ou stator long

Avant de décrire les différents moteurs linéaires, il faut comprendre une notion essentielle pour ce type de moteur et en particulier pour la traction ferroviaire ; celle de stator long ou stator court. Un moteur électrique est toujours constitué d'une partie mobile et d'une partie fixe. Pour les moteurs linéaires, cette partie mobile est courte et est attachée par exemple au train et la partie fixe est longue et est attachée par exemple à la voie. De plus, on a généralement une partie active et une partie réactive. La partie active contient les enroulements qui contrôlent le mouvement du train, la partie réactive ou passive peut être quant à elle constituée d'aimant permanent, électro-aimant, matériau ferromagnétique, conducteur, ...

Dès lors, on parle de stator court lorsque la partie active du moteur est la partie la plus courte c.-à-d. la partie mobile et on parle de stator long lorsque la partie active est la partie la plus longue c.-à-d. la partie fixe (sur les rails par exemple) (Figure 1). Lorsque l'on a un stator court, les bobinages et convertisseurs de fréquences seront donc placés à bord du véhicule et la partie réactive le long de la voie. Cela peut permettre (pour certaines topologies) de concevoir des parties réactives plus simples et beaucoup moins coûteuses (en matériaux ferromagnétiques par exemple). Cependant, le poids du véhicule aura tendance à augmenter pour une vitesse fixée et il faudra aussi un dispositif pour transmettre de l'énergie à la partie mobile. D'un autre côté, si l'on a un stator long le véhicule sera plus léger et il ne sera pas nécessaire de transmettre de l'énergie à celui-ci (pour la propulsion) ; cela va permettre d'atteindre des vitesses plus élevées plus facilement [2], [5]. Malheureusement, cela nécessitera alors une installation coûteuse de bobinage le long de la voie ainsi que de convertisseur pour chaque section de voie (ce qui aura l'avantage de pouvoir adapter la section de voie aux circonstances). Il faut faire attention car cette appellation peut prêter à confusion. En effet, dans ce mémoire, nous utiliserons le terme de stator pour parler de la partie fixe du moteur qui est au niveau des rails.

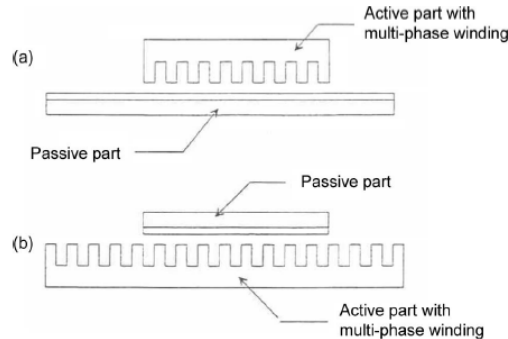


FIGURE 1 – (a) moteur à stator court (b) moteur à stator long (source : [2])

1.2.2 Moteur linéaire synchrone

Un moteur linéaire synchrone est un moteur dans lequel le mouvement mécanique est en synchronisme avec le champ magnétique. La fréquence d'alimentation est donc directement liée à la vitesse du moteur et la vitesse du moteur est égale à la vitesse du champ magnétique. Cette vitesse est appelée vitesse synchrone $v = v_s$.

Plusieurs types de moteur synchrone sont possibles. Tout d'abord, les moteurs synchrones alimentés par du courant alternatif :

Moteurs synchrones à aimant permanent. Dans ce type de moteur, la force de poussée est due à la partie électrodynamique de l'équation du couple électromagnétique. Les aimants peuvent se trouver au stator comme au rotor. Néanmoins, un moteur avec une partie longue constituée d'aimants permanents se révélera beaucoup trop cher. Un exemple de ce type de moteur est présenté à la Figure 2.

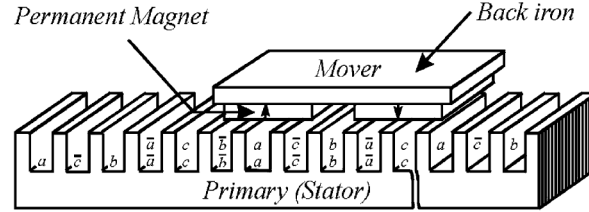


FIGURE 2 – (a) Moteur tri-phasé synchrone à aimants permanents. (source : [6])

Moteurs synchrones à réluctance variable (LSynRM). Dans ce type de moteur, la partie réactive est constituée uniquement de matériaux ferromagnétiques dont la réluctance varie en fonction de la position. Ce type de moteur a une densité de force plus faible que les moteurs à aimants permanents. La poussée dépend de la variation de réluctance entre les axes d et q (Axe de réluctance maximal et minimal). Certaines topologies vont utiliser des barrières de flux ou de l'acier laminé dans la partie réactive afin d'augmenter la différence de réluctance entre les axes d et q et ainsi obtenir de meilleures performances. Ce moteur sera examiné plus en détail dans la section 4.

Moteur à commutation de flux à aimants permanents (Flux-Switching PM motor). Un moteur à commutation de flux est une topologie particulière de moteur synchrone à aimants permanents. Les aimants permanents sont placés dans l'armature ferromagnétique de la partie active, entre les enroulements. Cette topologie est prometteuse car elle permet d'avoir une densité de forces importantes tout en ayant une partie réactive simple et peu coûteuse. Ce moteur sera analysé en détail à la section 3.

Les moteurs synchrones alimentés par du courant continu :

Moteurs pas à pas, (Stepper motor). Les moteurs stepper sont des moteurs DC sans balai où le mouvement (linéaire ici) va être divisé en un nombre fini d'étapes. Pour chaque étape, il y a une activation spécifique d'enroulement pour créer la poussée. Ce type de moteur peut contenir des aimants permanents ou être à variation de réluctance. Ces moteurs sont très précis et ne possèdent pas de capteur de position. Ils sont utilisés surtout dans l'industrie pour la haute précision et la répétabilité.

Moteurs commutés à réluctance (Switched reluctance motor). Ces moteurs ont une topologie similaire aux moteurs stepper mais ils possèdent des capteurs de position qui vont déclencher l'alimentation des bobinages.

Les moteurs synchrones ont tendance à générer en plus de la force de poussée une force normale d'attraction entre la partie mobile et la partie fixe du rotor. Cette force qui peut être à première vue, vue comme négative dans le cas d'un train à lévitation peut paradoxalement être avantageuse pour la lévitation dans le cas d'une suspension électromagnétique.

1.2.3 Moteur linéaire asynchrone

Dans un moteur linéaire à induction la partie active est constituée d'enroulements et la partie réactive est constituée d'une feuille conductrice ou en fer solide. Les enroulements vont créer un champ magnétique variable ce qui va induire des courants de Foucault (Eddy current) dans la feuille conductrice. L'interaction entre ces courants et le champ magnétique va créer une poussée via la force de Lorentz. Dans ce type de

moteurs, on peut voir l'apparition d'une force de lévitation par le même principe. Cette force de répulsion entre la partie active et réactive peut être bénéfique dans certaines applications. Elle est néanmoins surpassée par la force d'attraction lorsque la partie réactive contient une plaque fer.

La vitesse d'un moteur à induction linéaire est donnée par $v = (1 - s) \cdot v_s$ où s est le glissement et v_s est la vitesse synchrone.

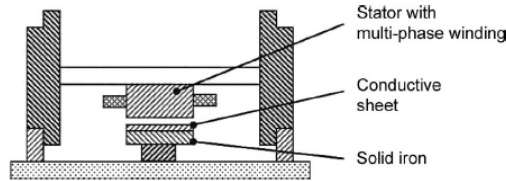


FIGURE 3 – Moteur à induction à stator court pour la traction d'un véhicule ferroviaire. (Source : [2])

Il existe une multitude de variation des topologies générales expliquées dans cette section. Ces variations peuvent par exemple impliquer :

- L'utilisation d'électroaimants au lieu d'aimants permanents
- L'utilisation d'électroaimants supraconducteurs
- Inversion de la position de la partie active et réactive
- Topologie à flux transverse ou à flux longitudinal
- Moteur à simple face ou moteur à double face

1.2.4 Propulsion ferroviaire en fonctionnement

Actuellement, il existe un certain nombre de lignes ferroviaires en activité utilisant des moteurs linéaires. L'utilisation de moteurs linéaires dans la traction ferroviaire se fera dans 2 cas différents, pour la traction de trains conventionnels sur roues (où le moteur linéaire remplacera un moteur circulaire classique avec les avantages qui vont de pair) ou pour la traction de train à lévitation (où une technologie de propulsion sans contact est essentielle). Il existe deux technologies de lévitation utilisées actuellement. La première est la suspension électromagnétique (EMS). Dans cette technologie, la suspension est obtenue par une force d'attraction magnétique. Cette force est créée par des aimants et électroaimants entre la voie et la partie mobile [7]. Cette méthode de suspension est instable et doit être contrôlée par boucle Feed-Back. La deuxième est la suspension électrodynamique (EDS). Pour cette technologie, la suspension est obtenue par une force répulsive. Des courants de Foucault sont induits dans un conducteur par un champ variable et ceux-ci génèrent un champ magnétique répulsif qui tient les deux parties éloignées l'une de l'autre. Cette méthode de suspension est stable.[7]

La Table 1 présente les principales utilisations de moteurs linéaires dans la traction ferroviaire actuellement. On peut remarquer dans ce tableau que deux technologies sont principalement utilisées actuellement, les moteurs linéaires asynchrones à stator court et les moteurs synchrones à stator long. Les moteurs à induction sont généralement utilisés pour des applications intra-urbaines à vitesse moyenne (max 100-150 km/h). Les moteurs synchrones sont eux généralement utilisés pour des applications à grande vitesse $> 400\text{km/h}$ [2] [5]. Cette plus grande vitesse est notamment due au fait que le véhicule est plus léger car les enroulements et les autres parties du système de propulsion se trouvent sur la voie et non dans le véhicule.

Technologie de propulsion	Nom	Lieu	Suspension	Mise en service
MIL, stator court (ART)	Ligne 3 Scarborough, Vancouver Skytrain	Toronto, Vancouver, Canada	roues	1985
	Détroit people mover, air-train JFK	Détroit, NY, USA	roues	1987,2003
	Kelana Jaya Line	Kuala Lumpur, Bolivie	roues	1998
	Airport express (Beijing Subway)	Pekin, Chine	roues	2008
	Everline	Yongin, Corée du Sud	roues	2013
MIL, stator court	métro linéaire japonais	Japon	roues	1990-2015
MSL, stator long (Transrapid)	Shanghai Transrapid	Shanghai, Chine	EMS	2004
MIL, stator court (HSST)	Linimo	Japon	EMS	2005
MIL	Incheon Airport Maglev	Corée du Sud	EMS	2016
MIL, stator court	Changsha Maglev Express	Changsha, Chine	EMS	2016

TABLE 1 – Systèmes ferroviaires à propulsion linéaire en activité. Source : [2], [3], [5]

1.3 Objectifs et plan de lecture

Ce mémoire a pour but d’analyser, d’optimiser et de comparer deux moteurs électriques linéaires dans le contexte de la traction ferroviaire. Pour ce faire, différents objectifs ont été réalisés et sont présentés dans différentes sections :

- La section 1 présente une remise en contexte des moteurs linéaires et de leurs utilisations.
- La section 2 présente le logiciel de simulation aux éléments finis ainsi que l’algorithme d’optimisation que nous avons utilisé pour produire nos résultats.
- Les sections 3.2 et 4.2 présentent l’analyse de la littérature des moteurs linéaires à commutation de flux et à réluctance variable.
- La section 3 présente l’analyse et l’optimisation du moteur à commutation de flux.
- La section 4 présente l’analyse et l’optimisation du moteur à réluctance variable.
- La section 5 présente la comparaison des moteurs et la discussion des résultats obtenus.
- Finalement, la conclusion est présentée dans la section 6.

2 Outils de simulation et d'optimisation

Dans ce mémoire, afin d'analyser nos moteurs linéaires, nous avons réalisé différentes simulations et optimisations. Les simulations des moteurs sont des simulations par éléments finis en deux dimensions.

Différents logiciels ont été utilisés pour réaliser nos objectifs. Tout d'abord, le logiciel *Gmsh* (Chrisophe Geuzaine, Jean-François Remalce) a été utilisé pour générer les géométries de nos moteurs ainsi que les maillages nécessaires pour les simulations aux éléments finis. Ensuite, le logiciel *GetDP* (Patrick Dular, Christophe Geuzaine) a été utilisé pour résoudre les équations magnétostatiques sur les maillages. Enfin, le logiciel *optimeed* en python (Christophe de Gréef) a été utilisé pour optimiser les dimensions de nos moteurs.

En particulier, nous avons utilisé le logiciel d'optimisation pour maximiser la force de poussée moyenne de notre moteur. Dans nos optimisations, ce logiciel utilise l'algorithme génétique NSGAIII pour générer les paramètres qui maximisent cette force. D'autres algorithmes d'optimisation sont disponibles dans le logiciel *optimeed* mais nous ne les avons pas utilisés.

Pour chaque géométrie testée par l'algorithme d'optimisation, les forces moyennes que subissent le moteur sont calculées de la façon suivante : Nous évaluons les forces que subit notre moteur sur un nombre de points finis d'un cycle complet du moteur. Un cycle complet correspond à un pas polaire statorique ou à 360 degrés électriques. Les différents points de ce cycle sont donc différentes positions de la partie mobile par rapport à la partie fixe du moteur. Pour chaque position le logiciel *GetDp* est utilisé pour résoudre le problème magnétostatique. Le potentiel vecteur A est calculé tel que :

$$B = \nabla \wedge A \quad (1)$$

Une fois le champ magnétique B connu sur tout le domaine, on utilise (toujours sur *GetDp*) le tenseur des contraintes de Maxwell pour obtenir la force que subit le moteur.

$$\sigma_{ij} = \epsilon_0 \left(E_i E_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} E^2 \right) + \frac{1}{\mu_0} \left(B_i B_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} B^2 \right) = \frac{1}{\mu_0} \left(B_i B_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} B^2 \right) \quad (2)$$

$$F = \oint_C \sigma_{ij} \cdot \vec{n} dl \quad (3)$$

Où la force F est donnée par unité d'épaisseur puisque l'on est en deux dimensions.

En plus de la force une autre donnée importante est calculée, le flux magnétique ϕ_B capturé par les enroulements. Celui-ci est calculé par intégral du potentiel vecteur A sur la surface totale de bobinage (entrant et sortant).

Par ailleurs, pour pouvoir injecter le courant adéquat pour chaque position, nous procédons par étapes. D'abord, on calcule la variation du flux magnétique ou de réluctance sur un cycle complet. Ensuite, en fonction de cette variation, on peut calculer le courant adapté à chaque position. Finalement, une fois le courant connu pour chaque position, on peut alors calculer la force sur un cycle complet avec du courant dans les enroulements.

En fonction des différentes simulations, le nombre de points sur le cycle ainsi que la taille du maillage a été adapté pour limiter le temps et la puissance de calcul requis. De même, pour les optimisations, on a adapté les gammes de paramètres ainsi que les valeurs initiales pour avoir la convergence suffisamment rapide. On a aussi parfois limité la simulation à une partie du cycle, les données manquantes pouvant être retrouvées par symétrie. On peut voir à la Figure 4 un exemple de géométrie et de maillage utilisé dans nos simulations. A la Figure 5, on peut voir un exemple de convergence obtenu dans une optimisation.

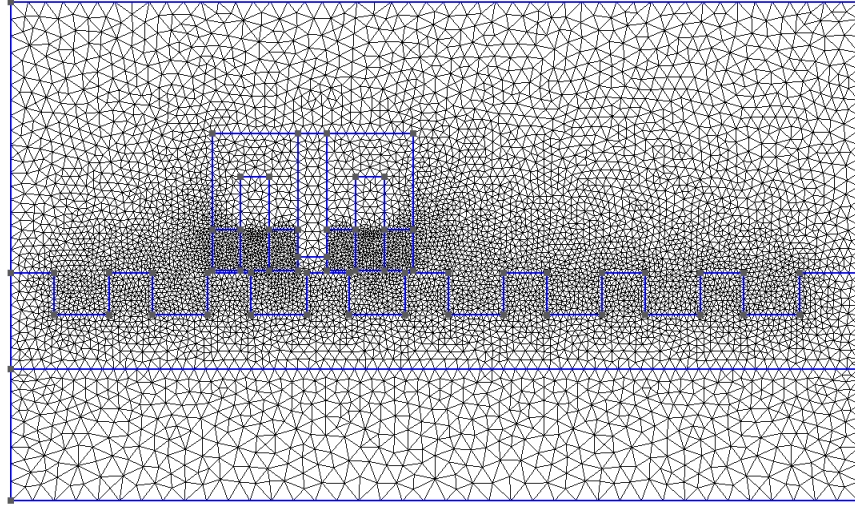


FIGURE 4 – Exemple de maillage utilisé dans nos simulations

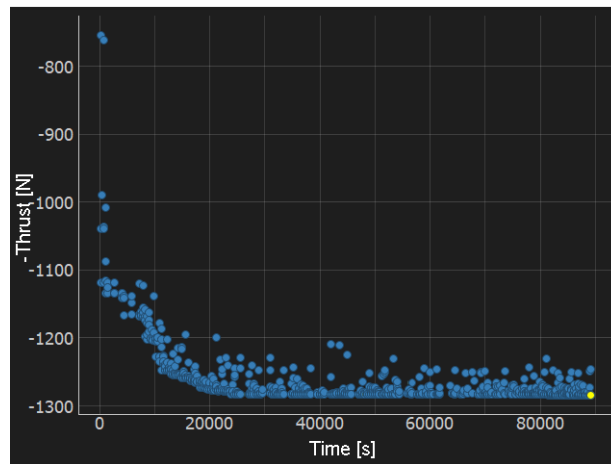


FIGURE 5 – Exemple de convergence obtenus dans nos optimisations

3 Moteur à commutation de flux (FSPM)

3.1 Principe général de fonctionnement

Comme expliqué dans l'introduction, les moteurs linéaires à commutation de flux sont des machines synchrones dont les aimants permanents et les enroulements sont tous les deux placés dans la partie mobile du moteur (Figure 6). Les moteurs à commutations de flux possèdent donc l'avantage de simplicité des moteurs à induction ou à réluctance variable, ainsi que l'avantage d'une haute densité de force des moteurs synchrones à aimant permanent.

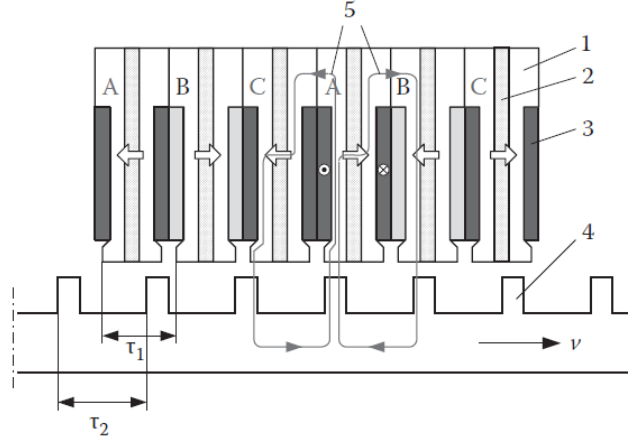


FIGURE 6 – Moteur synchrone à commutation de flux à aimants permanents. (1) armature ferromagnétique, (2) aimant permanent, (3) bobinage, (4) rail ferromagnétique passif, (5) flux magnétique de liaison (Source : [6])

Dans les moteurs à commutation de flux, la force de poussée est due à la partie électrodynamique de la force électromagnétique (Équation 4). Les aimants permanents de la partie mobiles vont exciter un flux magnétique. Le trajet de ce flux va changer en fonction de la position de la partie mobile par rapport à la partie fixe. Les enroulements vont donc être traversés par un flux changeant d'amplitude et de polarité. Ce flux changeant va induire une force contre-électromotrice dans ceux-ci. En alimentant les enroulements avec un courant approprié, on peut donc créer une force de poussée électrodynamique. Sur la Figure 7, on peut voir que la position 1 est la position du flux négatif maximum. La position 3 est quant à elle, la position du flux positif maximum. Si on alimente la position intermédiaire 2 par un courant entrant à droite et sortant à gauche, la partie mobile va subir une poussée vers la position 3. Avec un courant opposé, la partie mobile va se déplacer vers la position 1. (Source : [8])

Équation de la force électromagnétique. De gauche à droite : force de détente, force électrodynamique, force réluctante.

$$F_{em} = \frac{\partial W_{cmag,0}(x_m)}{\partial x_m} + \sum_{k=1}^n \frac{\partial \Psi_{k,0}(x_m)}{\partial x_m} i_k + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial L_{k,j}(x_m)}{\partial x_m} i_k i_j \quad (4)$$

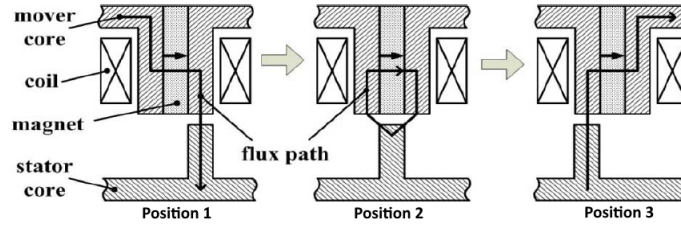


FIGURE 7 – Trajet du flux en fonction de la position. Source : [8]

3.2 État de l'art

Ces dernières années, les moteurs linéaires à commutation de flux ont suscité un regain d'attention en raison de leurs nombreux avantages et multiples possibilités d'application en particulier dans le domaine de la traction ferroviaire. De nombreuses études ont été réalisées sur le sujet et de nombreuses variations de topologie ont été investiguées. Un bref résumé de différentes avancées est présenté ci-dessous.

Une première étude [8] s'est intéressée à la fixation d'une dent auxiliaire aux extrémités du moteur dans le but de réduire la force de détente (Figure 8). La force de détente est une force parasite non négligeable dans les moteurs à commutations. Cette force est causée par l'interaction entre les saillances de la partie fixe et de la partie mobile (dus aux fentes où se trouvent les bobinages). De plus, elle est amplifiée dans les moteurs linéaires par les effets de bords causés par la taille finie de la partie mobile. L'étude montre que l'ajout de dents auxiliaires permet de réduire de manière significative la force de détente ainsi que de diminuer les effets de bords en redirigeant le flux de fuites aux extrémités. La back-emf et les inductances sont alors plus sinusoïdales et symétriques et les performances en sont améliorées.

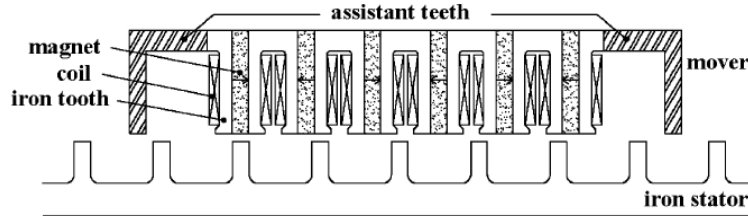


FIGURE 8 – Moteur à commutation de flux avec dents supplémentaires aux extrémités. Source : [8]

Une autre technique pour réduire l'impact des effets de bords consiste en l'augmentation du nombre de tour pour les bobinages aux extrémités afin de rendre la back-emf plus symétrique entre les phases [9]. Pour réduire la force réluctante on peut aussi incliner les aimants permanents ou le fer dans la partie mobile ou dans la partie fixe (skewing). Cette technique est largement utilisée dans les moteurs circulaires pour réduire l'impact de la force de détente. Néanmoins dans le moteur à commutation, l'inclinaison impacte directement la back-emf et donc la force de poussée du moteur. Il s'agit donc d'un compromis entre la minimisation de la force de détente, parasite et la force de poussée [9].

D'autres études [10], [11] démontrent l'intérêt d'un moteur à double côtés avec distribution asymétrique des dents pour réduire la force de détente. Cependant, il s'agit dans ces études, d'applications et de moteurs à plus petites échelles que pour la traction ferroviaire.

Une topologie largement étudiée est la topologie modulaire à barrière de flux [12], [13]. Pour cette topologie on peut partir de la construction classique et remplacer un aimant permanent sur deux par une barrière de flux (tout en veillant à ce que la polarité des aimants reste alternée). Entre 2 barrières de flux adjacentes, on a alors un module, constitué d'une armature en fer en forme de deux U entre lesquels est enfermé un

aimant permanent (Figure 9). Cette topologie a de très nombreux avantages.

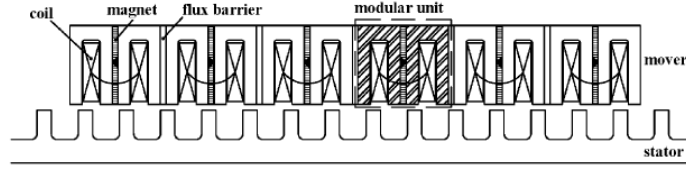


Fig. 1. Configuration of proposed PMFS linear machine.

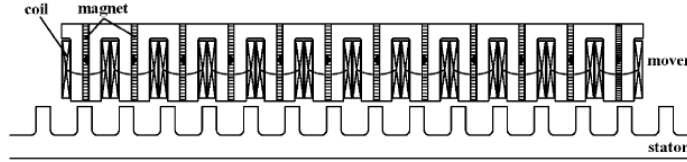


Fig. 2. Configuration of conventional PMFS linear machine.

FIGURE 9 – Fig. 1. Configuration modulaire. Fig. 2. Configuration classique. Source : [12]

Premièrement, elle permet de réduire considérablement les effets de bord. En effet, dans la configuration initiale, les phases des enroulements aux extrémités sont excitées seulement par un seul aimant permanent contre deux pour les phases internes. Cela entraîne des asymétries entre les flux qui traverse les différentes phases. La topologie à barrière de flux permet de résoudre ce problème. Chaque phase est excitée par un seul aimant permanent. Deuxièmement, cette topologie permet de diminuer considérablement les fuites de flux notamment aux extrémités supérieures du moteur. L'utilisation des aimants est alors plus efficace avec cette topologie. En effet, le ratio du flux utile sur le flux excité par les aimants permanents est supérieur. Troisièmement, cette topologie permet une amélioration de la tolérance de faute. Grâce aux barrières de flux, le couplage magnétique entre les phases est très largement réduit. Les enroulements de chaque phase sont alors isolés magnétiquement, thermiquement et physiquement. Finalement, cette géométrie permet aussi un assemblage simple et l'utilisation de bobinage préformé à insérer dans les fentes. Cela réduit les coûts et facilite la production en masse.

Du fait de ces nombreux avantages, cette géométrie a largement été investiguée notamment au niveau du placement des phases et de la largeur des barrières de flux. Une configuration améliorée a été alors proposée. On parle de configuration complémentaire et modulaire [14], [15], [16], [17] [18], [19]. Dans cette configuration, chaque phase est constituée de 2 modules dont les enroulements sont reliés en série et dont l'orientation de l'aimant permanent est opposée. De plus, ces deux modules sont décalés d'un demi pas polaire statorique par rapport au stator. Les flux capturés par les deux enroulements sont alors décalés de 0 degré électrique. Cela permet de réduire considérablement les harmoniques paires et ainsi obtenir une back-emf plus sinusoïdale et de meilleures performances. C'est ce moteur en particulier sur lequel nous allons nous concentrer dans ce chapitre. Une représentation de ce moteur est donnée dans la section suivante à la Figure 10.

D'autres études [20], [21] proposent un moteur à configuration hybride. Dans cette topologie, les aimants permanents sont accompagnés par un courant d'excitation continu. Le flux d'excitation dans l'entrefer peut alors facilement être renforcé ou affaibli. Cela permet de gagner en contrôlabilité. Cette configuration peut aussi être utilisée dans le but de remplacer les aimants aux terres rares dont le coût et la demande ne cessent d'augmenter par des aimants en ferrite avec excitation DC complémentaire.

Des études s'intéressent encore à d'autres variations de topologies comme par exemple, une géométrie sans joug pour augmenter la densité de force [22].

3.3 Géométrie étudiée

Dans ce mémoire, nous allons donc nous concentrer sur la topologie modulaire et complémentaire à barrière de flux, car comme expliqué dans la section précédente celle-ci présente de très bonnes performances et de nombreux avantages.

Notre moteur sera donc constitué de 3 phases et 6 modules séparés par des barrières de flux. Les deux modules de chaque phase seront placés de façon complémentaire et leurs bobinages seront connectés en série afin de réduire les harmoniques paires. Deux modules complémentaires seront donc espacés d'une distance $\lambda_1 = (2 + \frac{1}{2})\tau_s$.

Chaque phase sera espacée d'une distance $\lambda_2 = (5 + \frac{1}{3})\tau_s$. De cette façon, chaque phase sera décalée de 120 degrés électriques dans le but de rendre la force totale de poussée la plus constante possible. Les phases seront bien sûr alimentées par un courant sinusoïdale triphasé. Une représentation du moteur est donnée à la Figure 10.

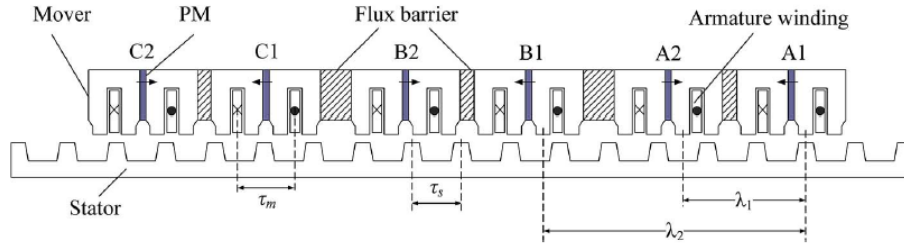


FIGURE 10 – Moteur modulaire et complémentaire à commutation de flux. Source : [16]

3.3.1 Équations

Dans les calculs ainsi que dans les simulations, nous ferons l'hypothèse que chaque module est parfaitement isolé des autres grâce aux barrières de flux. Les modules n'auront aucune influence sur les autres. Et les inductances mutuelles seront donc toutes nulles. A présent, nous pouvons réécrire l'équation de la force électromagnétique pour notre moteur.

$$F_{em} = \frac{\partial W_{cmag,0}(x_m)}{\partial x_m} + \sum_{k=1}^3 \frac{\partial \Psi_{k,0}(x_m)}{\partial x_m} i_k + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{\partial L_{k,k}(x_m)}{\partial x_m} i_k i_k \quad (5)$$

Dans un moteur à commutation de flux, la force de poussée vient de la force électrodynamique. En faisant l'hypothèse que le flux de l'aimant permanent $\Psi_{k,0}$ est une sinusoïde parfaite, on peut développer la force électrodynamique ainsi que sa moyenne pour une phase. On voit bien entendu que la moyenne est maximum lorsque le courant injecté est en phase avec la dérivée du flux des aimants permanents capturé par les enroulements.

$$F_a = \frac{\partial \Psi_{a,0}(x_m)}{\partial x_m} i_a \quad (6)$$

$$\Psi_{a,0} = \hat{\Psi}_a \sin\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right) \quad (7)$$

$$\frac{\partial \Psi_{a,0}}{\partial x_m} = \hat{\Psi}_a \cdot \frac{2\pi}{\tau_s} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right) \quad (8)$$

$$i_a = \hat{I}_a \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right) \quad (9)$$

$$F_a = \hat{\Psi}_a \hat{I}_a \frac{2\pi}{\tau_s} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right)^2 \quad (10)$$

La force moyenne étant donnée par :

$$\bar{F}_a = \hat{\Psi}_a \hat{I}_a \frac{\pi}{\tau_s} \quad (11)$$

Pour trois phases, on obtient alors simplement :

$$F_{tot}^- = 3\hat{\Psi}_a \hat{I}_a \frac{\pi}{\tau_s} \quad (12)$$

Bien sûr dans la réalité, le flux ne sera pas une sinusoïde parfaite et contiendra des harmoniques. Cependant si on refait le développement en supposant des harmoniques, on remarque que celles-ci n'influenceront pas la force moyenne. En effet, dans les équations ci-dessous, la moyenne d'un sinus ou d'un cosinus est bien nulle. Les harmoniques influenceront donc uniquement les oscillations ou ondulations autour de la force moyenne.

$$\frac{\partial \Psi_{a,0}}{\partial x} = A_1 \cos(\omega_0 x) + A_2 \cos(2\omega_0 x + \varphi_2) + A_3 \cos(3\omega_0 x + \varphi_3) + \dots \quad (13)$$

$$F_a = A_1 \hat{I}_a \cos(\omega_0 x)^2 + A_2 \hat{I}_a \frac{1}{2} (\cos(3\omega_0 x + \varphi_2) + \cos(\omega_0 x - \varphi_2)) + A_3 \hat{I}_a \frac{1}{2} (\cos(4\omega_0 x + \varphi_2) + \cos(2\omega_0 x - \varphi_2)) + \dots \quad (14)$$

$$\bar{F}_a = \frac{1}{2} A_1 \hat{I}_a \quad (15)$$

La force de détente 1^{er} terme de l'équation 5 est causée par la présence d'aimants permanents et de position préférentielle. Par définition, elle sera nulle en moyenne. Cependant, c'est cette force qui va causer les ondulations les plus importantes autour de la force moyenne. Ces fluctuations sont bien entendu non souhaitables et il faudra en tenir compte lors du design du moteur.

La force réluctante 3^e terme de l'équation 5 est causée par la maximisation des inductances. Les inductances propres $L_{k,k}$ vont varier de la même façon que le flux $\Psi_{k,0}$. Donc, puisque l'on alimente notre moteur avec un courant en phase avec la dérivée du flux, celui-ci sera aussi en phase avec la dérivée des inductances. Le terme réluctant sera donc en cosinus cube. La moyenne d'un cosinus cube étant nulle, l'impact de la force réluctante sur la force moyenne sera nulle. L'impact de la force réluctante sur les ondulations sera non nul mais négligeable par rapport à celui de la force de détente.

3.3.2 Paramétrisation

Dans la section 3.5, nous allons essayer de déterminer l'influence des paramètres géométriques principaux sur les performances de notre moteur. Dans la section 3.6 nous essayerons d'optimiser ces paramètres afin d'obtenir les meilleures performances possibles. Ces études seront réalisées par éléments finis. Pour pouvoir réaliser ces études, il nous faut donc d'abord paramétrer notre moteur.

Étant donné que notre moteur est constitué de six modules tous identiques (à l'exception de l'orientation de l'aimant) et que nous supposons que ces modules ne s'influencent pas entre eux, il est nécessaire de ne s'intéresser qu'à la paramétrisation d'un seul module. Par ailleurs, pour les simulations, nous ne simulerons qu'un seul module et nous déduirons par symétrie les résultats pour six modules. Sur la Figure 11, on peut donc voir le module composé de deux U en matériau ferromagnétique entre lesquels se trouve un aimant permanent. En dessous, on peut voir le stator en matériau ferromagnétique. La paramétrisation a été faite en s'inspirant de topologies différentes et en essayant d'inclure les différentes variations possibles. Le schéma est le plus général possible afin de bien distinguer tous les paramètres.

Une représentation du module paramétrée est donnée à la Figure 11.



3.4.1 Dimensions

14

Dimensions	Valeurs initiales [mm]
Longueur d'un module, L_{tot}	73.5
Taille de l'aimant, $e_2 L_{tot}$	10.5
Pas polaire du module, τ_m	42
Pas polaire du stator, τ_s	36
Hauteur du module, h_m	50
Entrefer, gap	1
Hauteur du stator, h_s	35
Épaisseur du module	120
$e_1 L_{tot}$	31.5
$x_5 h_m$	15.75
$x_4 h_m$	34.25
$x_2 h_s$	15
$x_1 h_s$	20
$c_3 L$	10.5
$c_2 L$	10.5
$c_1 L$	0
$s_3 \tau_s$	20.25
$s_2 \tau_s$	0
$s_1 \tau_s$	15.75
$a_1 x_4 h_m$	34.25
$a_2 x_4 h_m$	0
$a_3 x_4 h_m$	0
$d_1 c_2 L$	0
$g x_4 h_m$	5
$b_1 x_4 h_m$	0

TABLE 2 – Dimensions du module de référence

Nombre de tour par enroulement	116
Densité de courant (rms), $[A/mm^2]$	5.86
Perméabilité du fer, $\mu_{r,f}[T/(m \cdot A)]$	1000
Perméabilité de l'aimant, $\mu_{r,pm}[T/(m \cdot A)]$	1.05
Champ rémanent de l'aimant, B_r [T]	1.4
Facteur d'épaisseur (stack factor)	0.4
Facteur de remplissage en cuivre	0.95

TABLE 3 – Spécifications du moteur

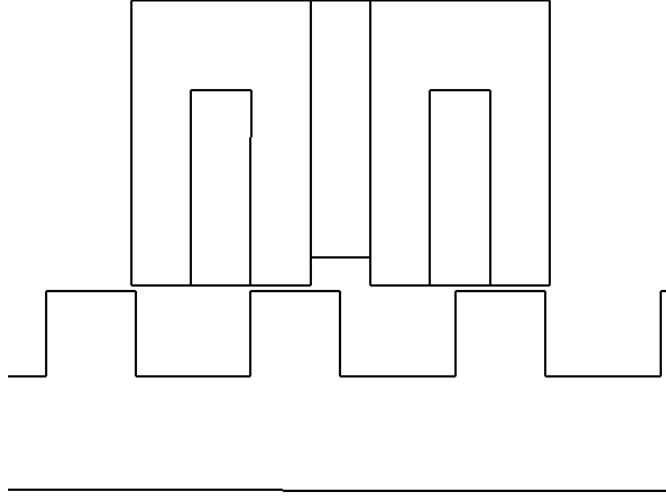


FIGURE 12 – Module de référence

3.4.2 Courbes caractéristiques du moteur

Maintenant que nous avons toutes les dimensions de ce moteur, nous allons pouvoir tracer les différentes courbes caractéristiques de celui et avoir ainsi une idée de son comportement général. Ces courbes ont été tracées par des simulations aux éléments finis d'un des modules du moteur. Avec les résultats d'un des modules, nous avons pu retrouver par symétrie les caractéristiques du moteur complet à six modules.

Pour commencer, on peut voir à la Figure 13, le flux magnétique net de l'aimant permanent qui traverse l'enroulement d'un module. A la Figure 14, on voit le flux net traversant les deux enroulements d'une phase composée de deux modules complémentaires. C'est ce flux magnétique qui va permettre la force de poussée électrodynamique du moteur (Équation 5). On peut voir à la Figure 18 ainsi qu'à la Figure 19 que l'utilisation de deux modules complémentaires permet de réduire totalement les harmoniques d'ordre pair. Il en résulte un flux très proche d'une sinusoïde avec de très faibles harmoniques. La fréquence de la fondamentale est donnée par $\frac{1}{\tau_s}$ soit 27.77 [1/m] dans notre cas de référence. Ces deux flux ainsi que les autres figures dans cette section sont représentées sur un pas polaire statorique τ_s ou 360 degrés électriques. On remarquera aussi une faible composante continue qui disparaîtra avec deux modules complémentaires.

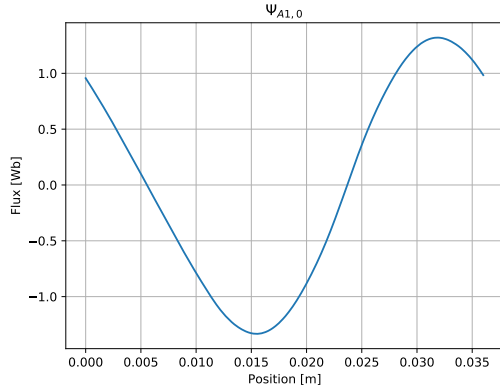


FIGURE 13 – Bobinage A1

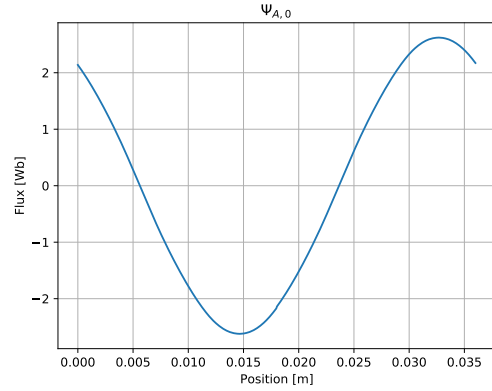


FIGURE 14 – Phase A (bobinages A1 et A2)

FIGURE 15 – Flux de l'aimant permanent capturé par les enroulements

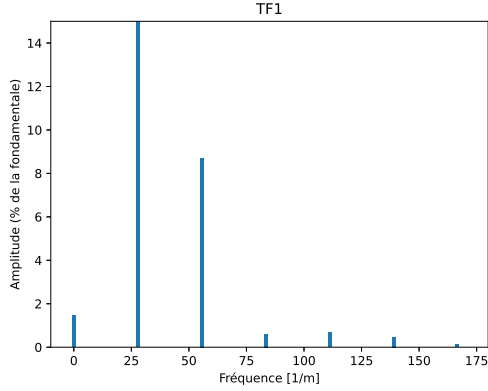


FIGURE 16 – Bobinage A1

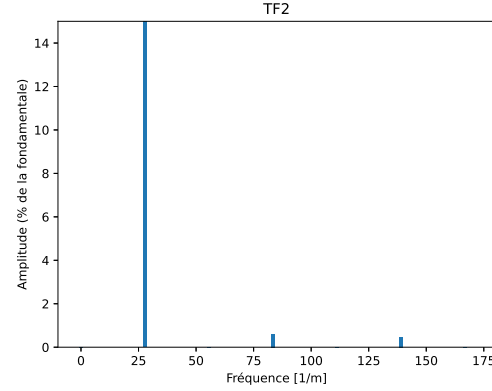


FIGURE 17 – Phase A (bobinages A1 et A2)

FIGURE 18 – Transformé de Fourier du flux capturé par les enroulements

Ordre	Amplitude % de la fondamentale A1	Ordre	Amplitude % de la fondamentale A1-A2
1	100%	1	100%
2	8.7%	2	0%
3	0.6%	3	0.6%
4	0.65%	4	0%
5	0.4%	5	0.4%
6	0.1%	6	0%

FIGURE 19 – Amplitude des Harmoniques

La Figure 20 représente la force de poussée totale qui agit sur une phase. Cette force de poussée contient toutes les contributions (électrodynamique, détente, réluctante). La Figure 21 représente uniquement la contribution de la force de détente sur une phase.

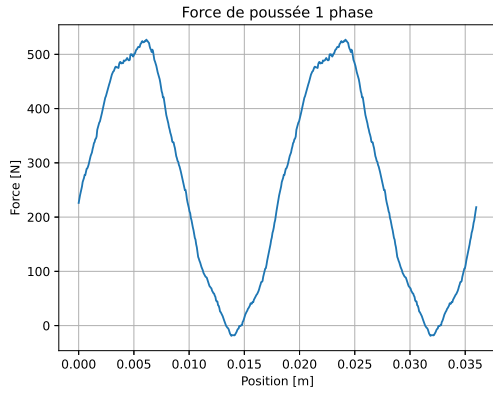


FIGURE 20 – Force de poussée d'une phase

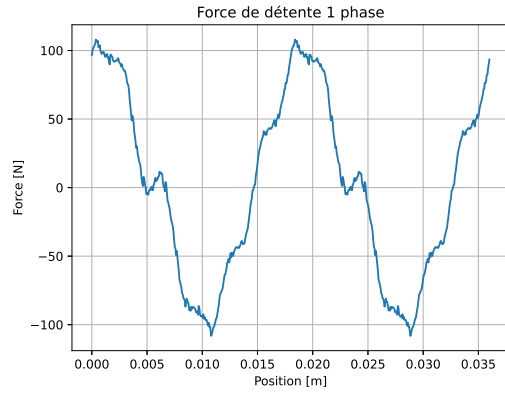


FIGURE 21 – Force de détente d'une phase

La Figure 22 est la force de poussée totale (toutes contributions comprises) qui agit sur le moteur. Sur la Figure 23 on peut voir uniquement la force de détente. Ainsi, si l'on soustrait cette force de détente à la force totale, on peut obtenir la force électrodynamique (en supposant la force réluctante négligeable). Cette force est représentée à la figure 24, toujours sur un pas polaire statorique. En comparant ces trois figures, on remarque que les fluctuations dans la force proviennent essentiellement de la force de détente. En effet lorsque l'on retire la contribution de cette force, l'amplitude des fluctuations est quatre fois inférieure !

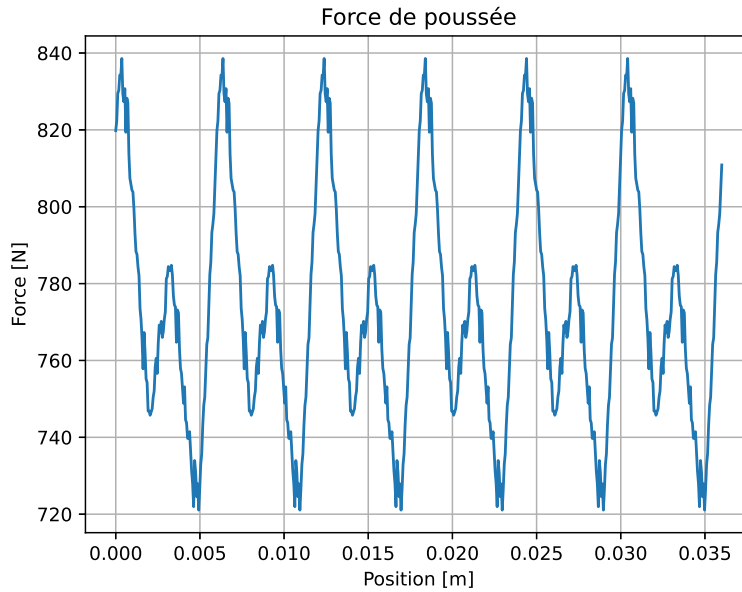


FIGURE 22 – Force de poussée du moteur

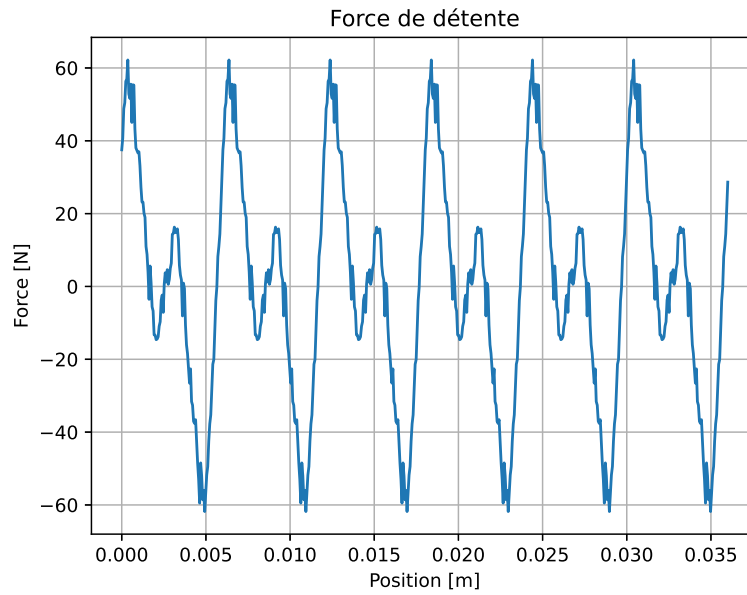


FIGURE 23 – Force de détente du moteur

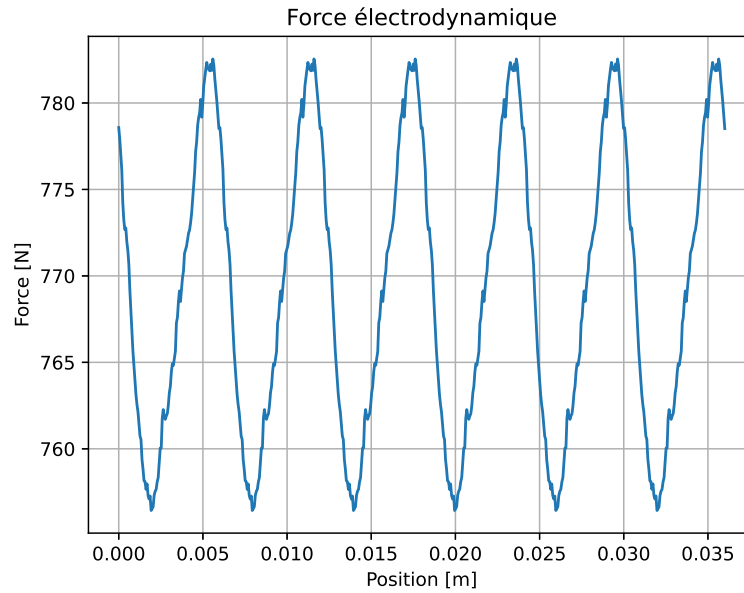


FIGURE 24 – Force électrodynamique du moteur

La Figure 25 indique la force d'attraction entre la partie mobile du moteur et le stator. Cette force est donc perpendiculaire avec la force de poussée. On remarquera que son amplitude est largement supérieure à la force de poussée. Cette force doit être prise en compte en fonction de l'usage du moteur. Cependant, elle n'est pas forcément négative et peut potentiellement être additionnée à la force de suspension dans le cas d'une suspension électromagnétique (EMS).

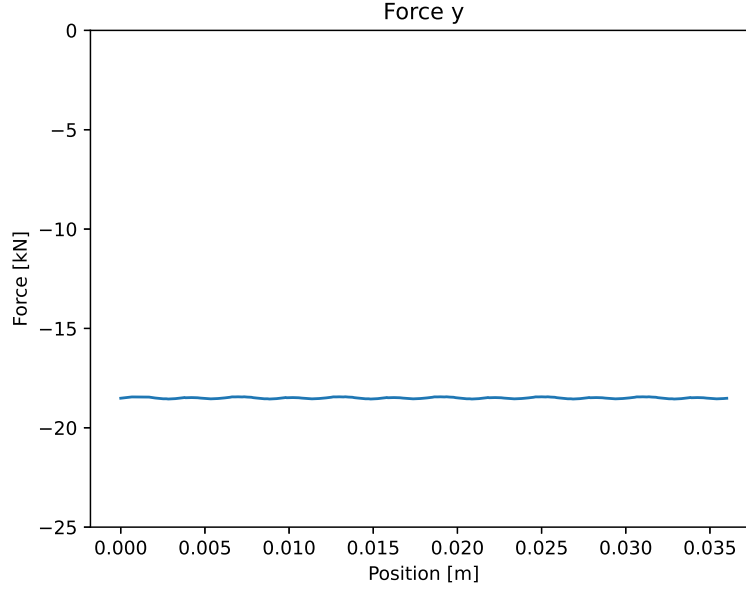


FIGURE 25 – Force d’attraction entre le moteur et le stator

La Table 4 reprend les performances de notre moteur de référence. On peut noter une différence entre la force théorique, calculé à partir de la formule 12. Cette différence est attendue car notre calcul théorique ne prend pas en compte l’influence du courant sur le flux magnétique des aimants permanents capturé et considère ce dernier comme une sinusoïde parfaite.

Force moyenne de poussée théorique (sans saturation)	838.85 [N]
Force moyenne de poussée	772.88 [N]
Fluctuation maximum	117.5 [N]
Force moyenne d’attraction	-18499.25 [N]
Fluctuation en % de la force moyenne	14%

TABLE 4 – Performance du moteur de référence

3.5 Études paramétriques

Dans cette section, nous allons étudier l’influence des dimensions principales de conception du module sur les performances du moteur. Nous évaluerons l’impact sur la force moyenne ainsi que la fluctuation ou ondulation maximale. Les ondulations seront exprimées en pourcentage de la force moyenne (Équation 16). Le but est donc de comprendre mieux l’influence des différents paramètres pour préparer au mieux l’optimisation. Dans ces études paramétriques, nous allons partir du moteur de référence et faire varier tour à tour différents paramètres en gardant toutes les autres dimensions constantes et égales à celles du moteur de référence. Sur les différents graphes, le point orange représentera le cas de référence. Parfois, on peut remarquer une légère différence entre des points qui sont censés être les mêmes entre les graphes et le cas de référence ou entre les graphes eux-mêmes. Cette différence est due à la variation de précision du maillage ou au nombre de points sur lequel la force est évaluée. En effet, la précision a été réduite par rapport au cas de référence pour réaliser ces études paramétriques en une durée acceptable.

$$Ondulation = \frac{F_{max} - F_{min}}{F_{moyen}} \quad (16)$$

Variation de l’épaisseur de l’aimant. A la Figure 27 on peut voir la variation de la Force de poussée moyenne ainsi que l’ondulation en fonction de l’épaisseur de l’aimant. On fait varier l’épaisseur de l’aimant

entre 5 et 10.5 mm. L'épaisseur de l'aimant dans le module de référence étant de 10.5 mm. On fait varier l'épaisseur de l'aimant en remplaçant l'épaisseur d'aimant par du matériau ferromagnétique de façon à conserver toutes les autres dimensions constantes. On pourrait penser, à priori, que la force moyenne allait augmenter en même temps que l'épaisseur de l'aimant. Or ce n'est pas le cas, il y a bien un maximum net pour une épaisseur d'aimant plus faible que l'épaisseur initiale. Après d'autres simulations, on remarque que cette augmentation puis diminution de la force moyenne est due à une augmentation puis une diminution de l'amplitude du flux magnétique capturé. Or, le flux est donné par les équations suivantes.

$$\phi = \oint B dS \quad [Wb] \quad (17)$$

avec

$$B = \mu H \quad [T] \quad (18)$$

Où B est le champ magnétique, ϕ le flux, H le champ magnétisant et μ la perméabilité. La variation caractéristique du champ magnétique B dans un matériau ferromagnétique est donnée à la Figure 26. On peut distinguer deux zones. Une zone linéaire où μ est constant et une zone de saturation où B n'augmente plus avec H et où μ diminue. Cette saturation explique pourquoi le flux sature mais pas pourquoi celui-ci diminue. Cette diminution du flux est due à la variation de la réluctance du matériau. La réluctance est donnée par :

$$R = \frac{F}{\phi} \quad \frac{[A]}{[Wb]} \quad (19)$$

Où F est la force magnétomotrice et R la réluctance. Pour un circuit magnétique homogène, la réluctance est alors donnée par :

$$R = \frac{l}{\mu S} \quad (20)$$

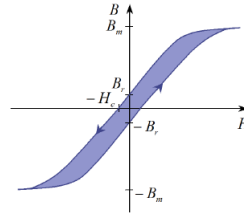


FIGURE 26 – Exemple de courbe $B=\mu H$. Source : LELEC1310, Bruno Dehez

Avec l la longueur, S la section. On voit bien que lorsque le matériau est en saturation, la réluctance augmente. Comme dans un circuit électrique lorsque une résistance augmente, le courant est redirigé dans d'autres branches, les variations de réluctance influencent les chemins du flux magnétique. On peut voir ces variations de direction pour deux épaisseurs différentes à la Figure 29. La Figure 28 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation dans un matériau totalement linéaire. On y voit bien qu'il n'y a plus de maximum prouvant que celui-ci est bien du à la saturation du matériau. On peut aussi noter qu'on obtient exactement le même phénomène si on fait varier le champ rémanent B_r de l'aimant à la place de l'épaisseur.

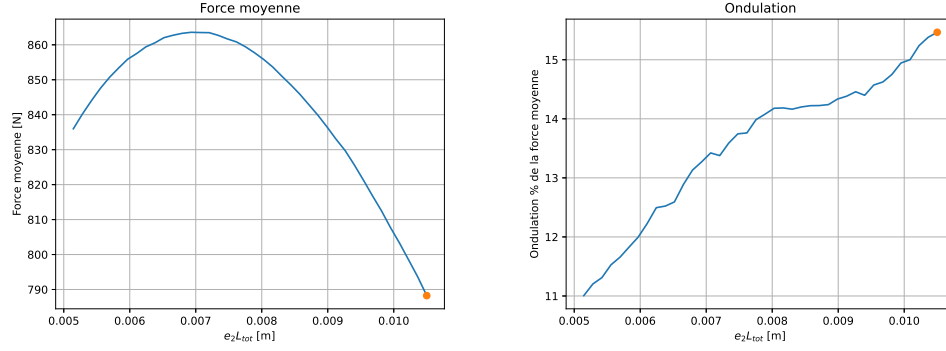


FIGURE 27 – Variation de l'épaisseur de l'aimant, matériau non linéaire

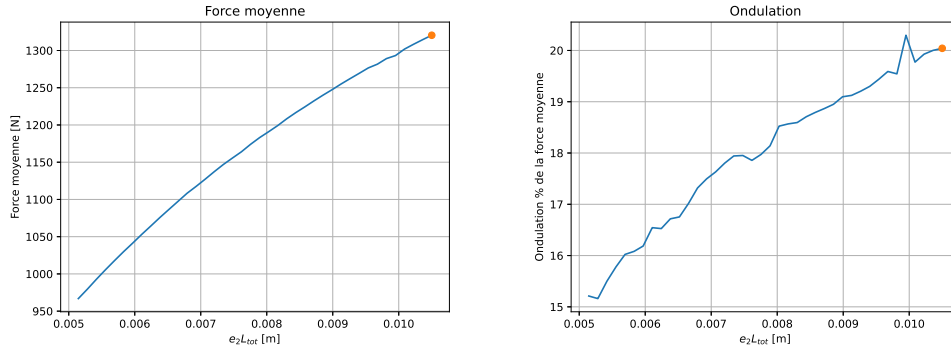


FIGURE 28 – Variation de l'épaisseur de l'aimant, matériau linéaire

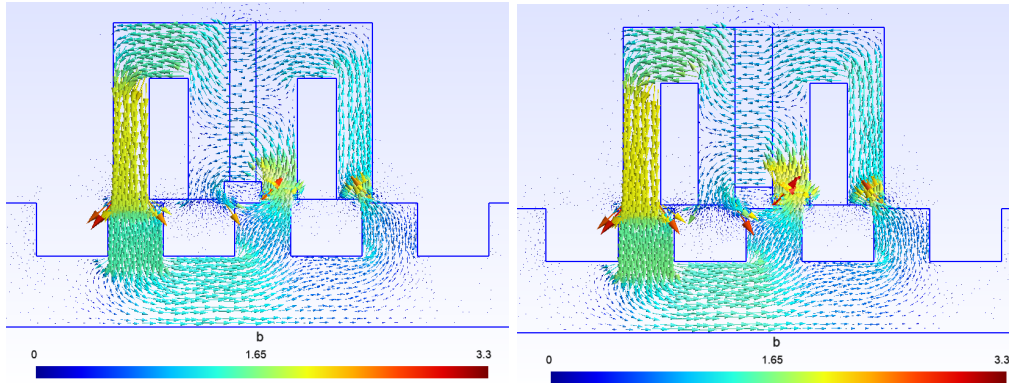


FIGURE 29 – Comparaison du champ magnétique pour deux épaisseurs d'aimants différentes

Variation de la hauteur de l'aimant permanent. La Figure 30 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la hauteur de l'aimant. On voit que plus l'aimant est grand plus la force moyenne est grande. L'amplitude de l'ondulation va elle aussi augmenter avec la taille de l'aimant.

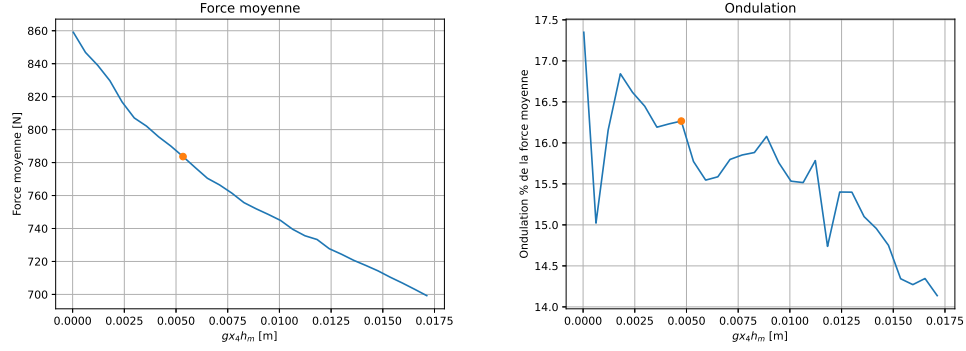


FIGURE 30 – Variation de la hauteur de l'aimant

Variation du pas polaire statorique. Les Figures 31, 32, 33 montrent la variation de la force moyenne de poussée et de l'ondulation en fonction de la variation du pas polaire statorique (le pas polaire du module et tous les autres paramètres sont constants et égaux à ceux du cas de référence). A la Figure 31, la proportion de la longueur d'une dent statorique est conservée constante ($s_1 = cst$). A la Figure 32, c'est la longueur qui est conservée constante ($s_1 \tau_s = cst$). A la Figure 33, la longueur est conservée constante et l'ouverture de fente ($c_3 L$) est différente. Pour ces trois cas, (ainsi que d'autres cas avec d'autres ouvertures ou tailles qui ne sont pas montrées ici), on remarque que l'allure des courbes est globalement la même. La force moyenne est maximale lorsque le pas polaire du module et du stator sont égaux. On remarque aussi que l'ondulation est maximale pour des pas polaires identiques. Le fait de réduire le rapport des pas polaires est une technique bien connue dans les moteurs électriques pour réduire les ondulations. En effet, lorsque les pas polaires ne sont pas identiques, on empêche la présence de position préférentielle entre le stator et le rotor. Cela permet de diminuer fortement la force de détente qui est principalement responsable des ondulations. C'est pour cette raison que le nombre de paires de pôles du stator et du rotor n'est pas égal dans les moteurs circulaires. On peut aussi noter que pour des valeurs du rapport $\frac{\tau_s}{\tau_m}$ légèrement inférieures à 1, la force moyenne est proche du maximum alors que l'ondulation a fortement chuté. Ces valeurs peuvent être un bon compromis si l'on veut maximiser la force tout en minimisant l'ondulation.

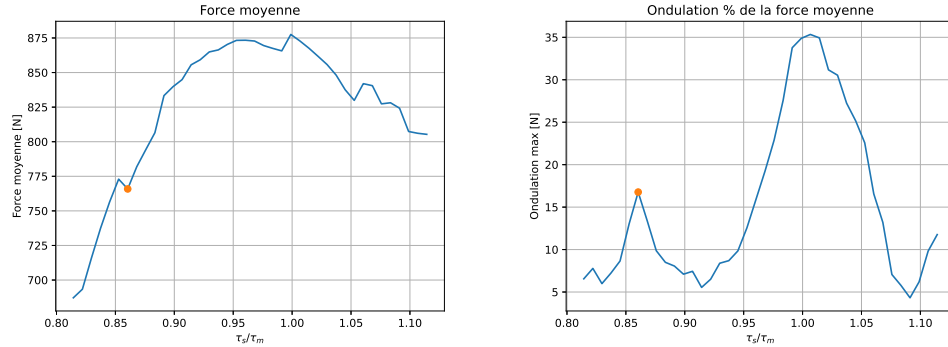


FIGURE 31 – Variation du rapport $\frac{\tau_s}{\tau_m}$ avec $s_1 = 0.4375$

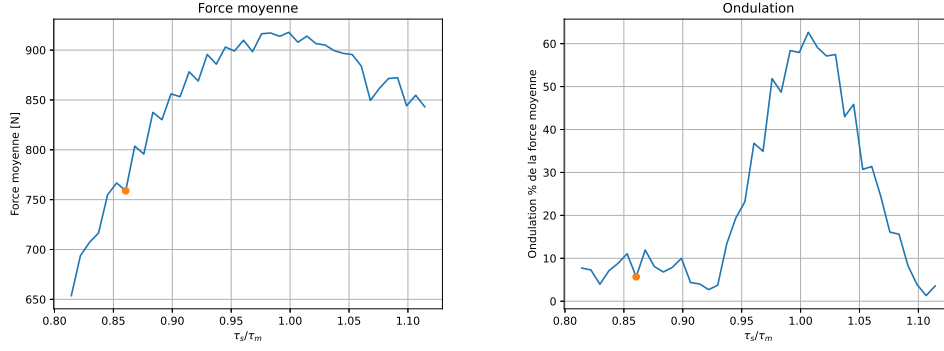


FIGURE 32 – Variation du rapport $\frac{\tau_s}{\tau_m}$ avec $s_1\tau_s = 15.75[mm]$

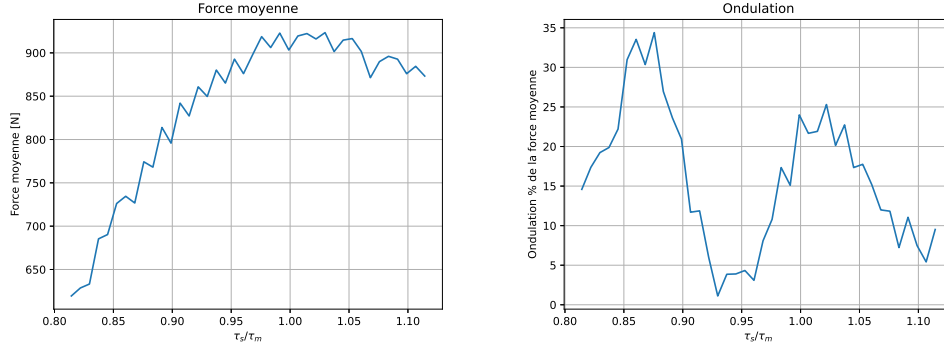


FIGURE 33 – Variation du rapport $\frac{\tau_s}{\tau_m}$ avec $s_1\tau_s = 15.75[mm]$ et $c_3L = 15.75[mm]$

Variation de la hauteur de la fente d'enroulement. La Figure 34 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la hauteur de la fente d'enroulement. On peut voir sur celle ci que la force moyenne va d'abord augmenter avec la hauteur avant de diminuer. En effet, lorsque la hauteur augmente la surface de bobinage augmente proportionnellement. La densité de courant étant constante, le courant total va augmenter ce qui va augmenter la force de poussée. Cependant, si on augmente la hauteur de la fente à hauteur totale constante, l'épaisseur de la partie ferromagnétique va diminuer. Cette diminution du fer va mener à une diminution du flux lorsque le fer sature. A partir d'une certaine proportion, l'impact sur la force de la diminution du flux va être plus important que celui de l'augmentation du courant. Cette même étude paramétrique a été réalisée pour d'autres dimensions et des valeurs optimales différentes du paramètre x_4 ont été observées. Cette proportion optimale est un compromis entre la saturation du matériau ferromagnétique et la surface d'enroulement. Elle dépend donc de multiples paramètres. On peut aussi noter que l'ondulation diminue avec l'augmentation de la force. En réalité, l'amplitude des ondulations augmente mais moins vite que la force moyenne.

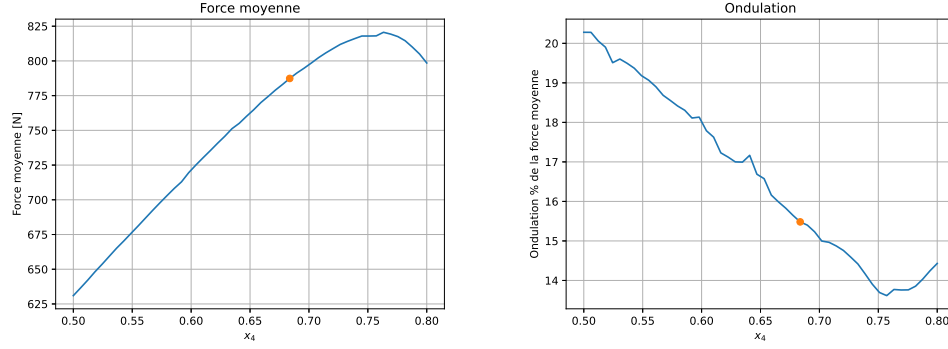


FIGURE 34 – Variation de la hauteur de la fente d'enroulement (x_4)

Variation de la hauteur du stator. La Figure 35 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de l'épaisseur $x_1 h_{stat}$ du stator pour une hauteur de dent ($x_2 h_{stat}$) constante. On peut voir que la force moyenne augmente avant de devenir constante. La Figure 36 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la hauteur des dents du stator pour une épaisseur $x_1 h_{stat}$ constante. On peut voir que la force moyenne augmente aussi avant de devenir constante. La Figure 37 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la proportion x_1 , L'épaisseur totale h_{stat} étant constante. On peut noter sur ces trois figures que les proportions du cas de référence sont optimales.

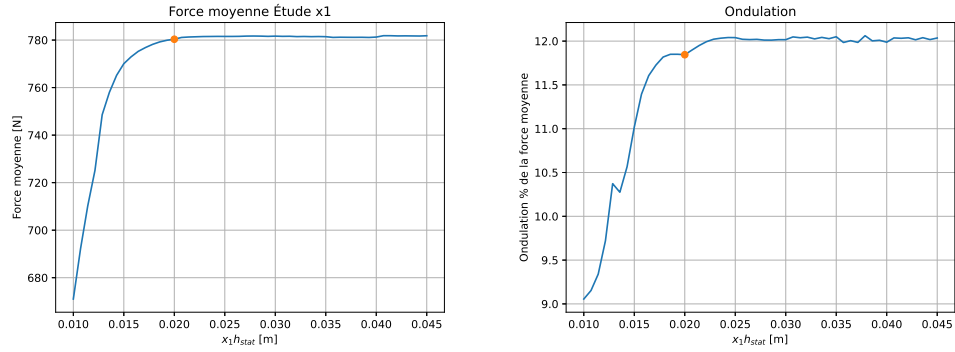


FIGURE 35 – Variation de l'épaisseur $x_1 h_{stat}$

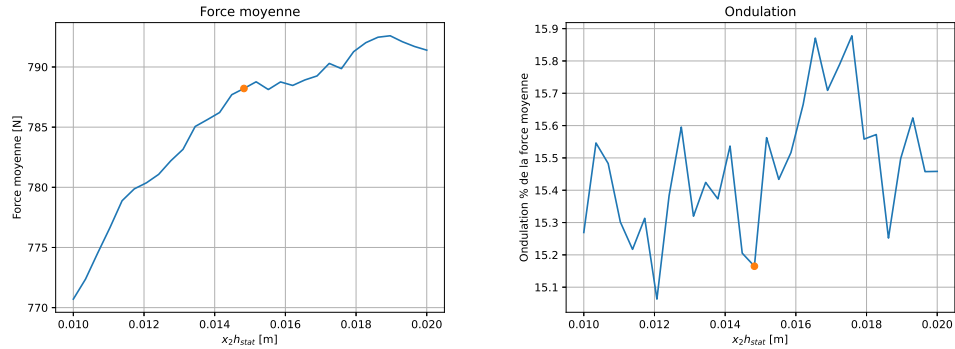


FIGURE 36 – Variation de l'épaisseur $x_2 h_{stat}$

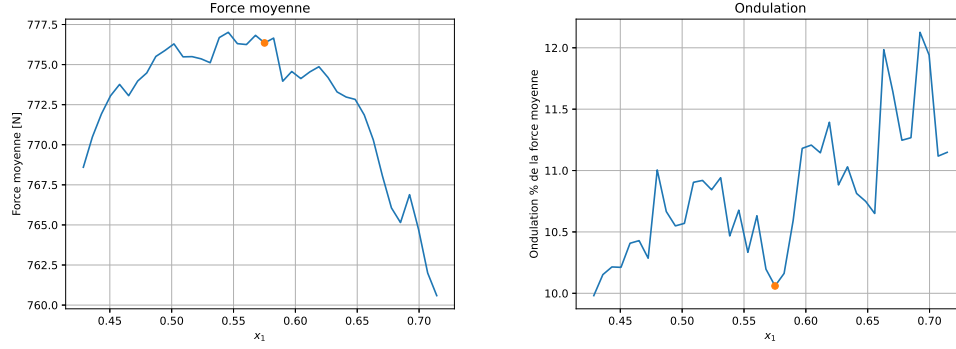


FIGURE 37 – Variation du paramètre x_1

Variation de l'ouverture de la fente. La Figure 38 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la taille de l'ouverture de la fente de l'enroulement. Une ouverture plus grande signifie plus de courant mais moins de fer. On peut voir un maximum sur la figure, néanmoins ce maximum dépend de nombreux facteurs et nous n'avons pas trouvé de relation géométrique donnant la valeur optimale de ce facteur.

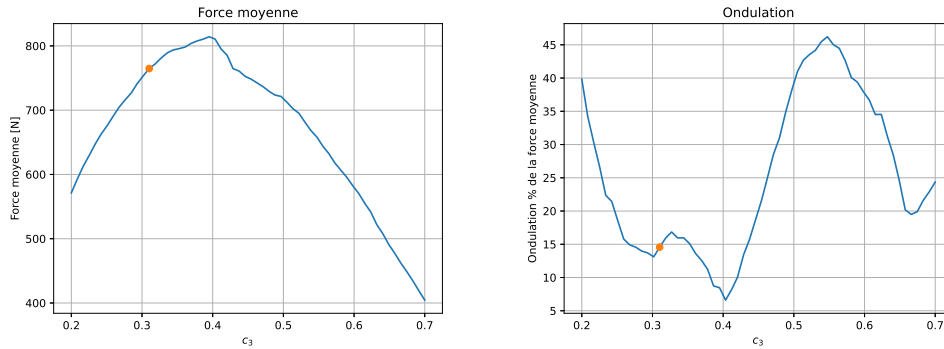


FIGURE 38 – Variation du paramètre c_3

Variation de l'épaisseur de l'entrefer. La Figure 39 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de l'épaisseur de l'entrefer. Un entrefer plus grand signifie une plus grande réluctance et donc un flux plus faible (Équation 19). La force diminue donc très fortement avec l'épaisseur de l'entrefer. C'est un résultat problématique dans le cadre de la traction ferroviaire où les entrefers ont tendance à être plus larges.

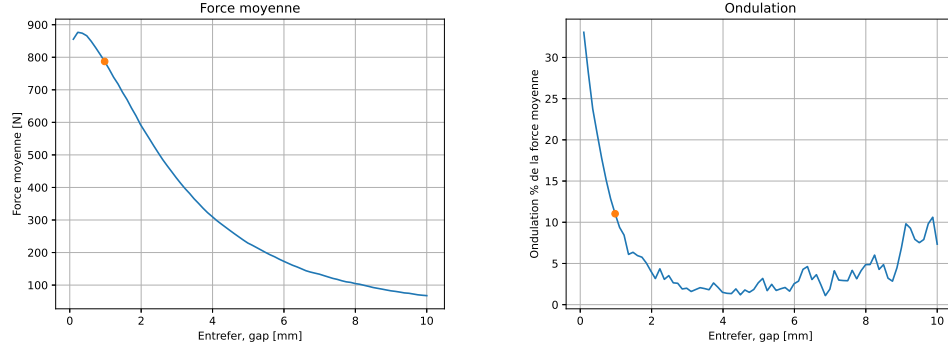


FIGURE 39 – Variation de la hauteur de l'entrefer (gap)

Variation de l'inclinaison des dents du stator. La Figure 40 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de l'angle des dents du stator. On fait varier l'angle de 0 à 25° en gardant le paramètre s_1 constant. Le but d'avoir un angle aux dents du stator est de diminuer l'ondulation. Comme on peut le voir sur le graphe, l'utilisation d'un angle ne diminue pas clairement l'ondulation et dégrade la poussée.

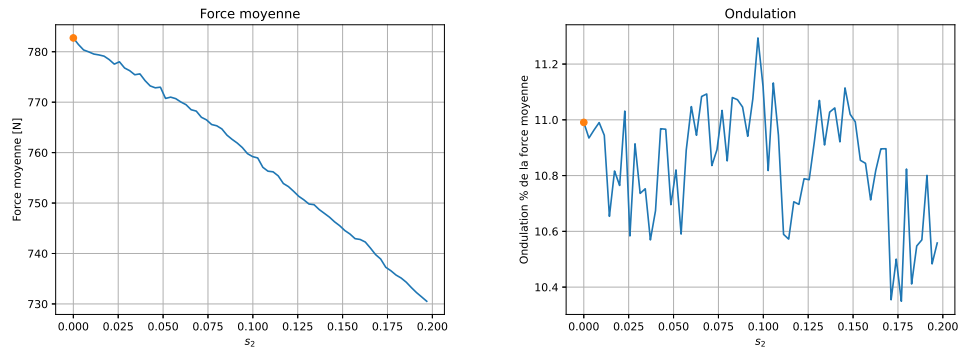


FIGURE 40 – Variation de l'inclinaison des dents du stator de 0 à 25°

Variation de la longueur des dents du stator. La Figure 41 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la longueur des dents du stator $s_1\tau_s$. On peut voir sur la figure que la longueur des dents du stator influence fortement la force moyenne et qu'il existe un optimum. D'autres études paramétriques ont été réalisées avec différents pas polaires ou différentes ouvertures de fente pour essayer de trouver une relation géométrique pour cet optimum. Aucune relation géométrique n'a pu être trouvée, l'influence du paramètre s_1 étant liée à trop d'autres paramètres. De manière générale, on peut dire que la force ne sera donc pas forcément maximum lorsque la taille des dents du stator et du module est identique.

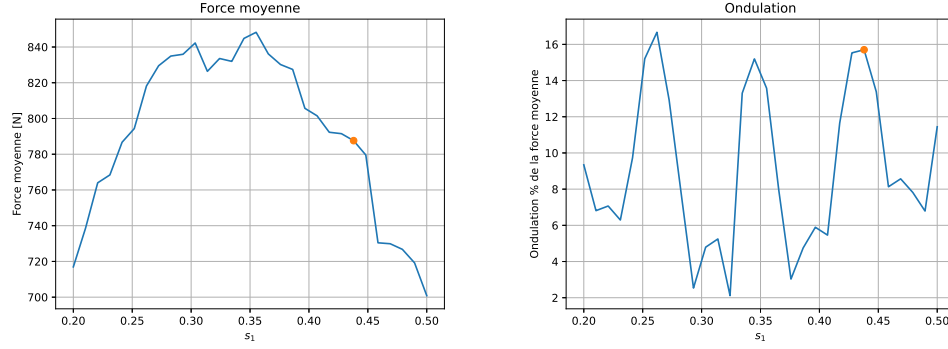


FIGURE 41 – Variation de la longueur des dents du stator (s_1)

Variation du paramètre d_1 . La Figure 42 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre d_1 . Le paramètre d_1 permet d'augmenter la surface de bobinage sans changer l'ouverture des fentes du bobinage. On peut voir sur la figure une légère augmentation de la force avant une diminution de celle-ci. On peut supposer que ce paramètre aura plus d'influence sur d'autres géométries plus massives.

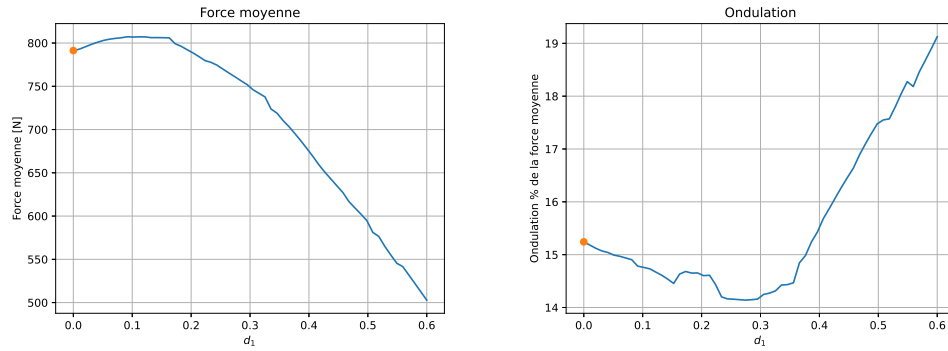


FIGURE 42 – Variation du paramètre d_1

Variation de la hauteur du pied de dent du module. La Figure 43 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la hauteur du pied de dent du module, le paramètre a_3 . La figure à été réalisée avec le paramètre d_1 égale à 0,15. Cette figure nous montre que l'augmentation de la surface du bobinage par d_1 doit se faire à une certaine hauteur pour être optimale.

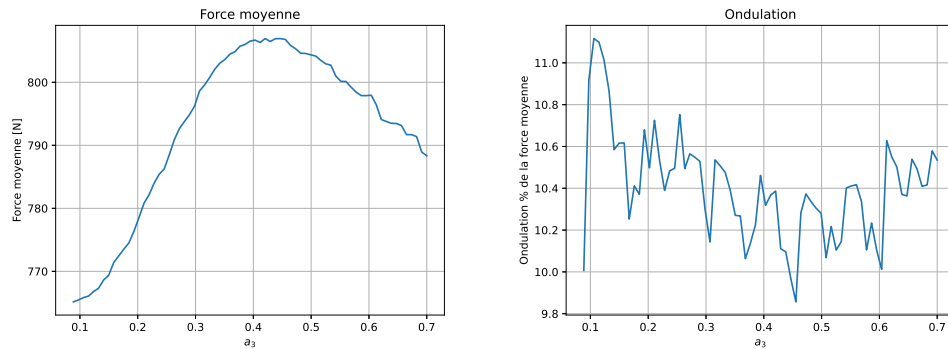


FIGURE 43 – Variation de la hauteur du pied de dent du module (a_3)

3.6 Optimisations

3.6.1 Optimisation de la topologie de référence

Dans cette section, nous allons essayer d’optimiser simultanément différents paramètres du module afin d’obtenir la force moyenne maximale pour notre moteur. Initialement, il était prévu de faire une optimisation bi-objectif entre la maximisation de la force de poussée et la minimisation de l’ondulation et ainsi obtenir un optimum de pareto. Cependant, notre puissance de calcul et notre temps étant limité, nous nous contenterons d’une optimisation mono-objective dont la convergence sera beaucoup plus rapide. Dans le même but, nous limiterons le nombre de paramètres optimisés et nous nous contenterons des plus importants. Puisque nous avons décidé de nous concentrer uniquement sur une optimisation de la force, on décide de fixer directement le rapport $\frac{\tau_s}{\tau_m}$ à 1, car ce rapport maximise la force comme nous avons pu le voir à la section précédente. De la même manière, on fixe le paramètre g à 0.

Les paramètres que nous allons optimiser sont les suivants : x_4, s_1, c_2, d_1, e_2 . Tous les autres paramètres sont identiques à ceux du moteur de référence à moins qu’ils soient directement influencés par les paramètres optimisés. Nous cherchons donc le moteur optimal pour des dimensions totales constantes. De plus, nous essayerons par optimisations successives de trouver la longueur de module qui maximise la force par unité de longueur. Cette longueur sera alors optimale par rapport aux paramètres fixés du moteur comme la hauteur. La longueur totale de nos moteurs optimisés est donnée par $\frac{179}{21}L_{tot}$. Pour $L_{tot}=73.5$ [mm], la longueur totale est donc de 0.6265 [m]. Lors des optimisations, plusieurs paramètres vont entrer en concurrence pour maximiser la force. L’augmentation de la surface de bobinage va permettre d’augmenter le courant puisque la densité de celui-ci est constante. L’augmentation de l’épaisseur du fer va elle, permettre de maximiser l’amplitude du flux magnétique de l’aimant permanent étant donnée que la saturation est prise en compte. Les paramètres qui influencent la forme du flux sont eux aussi importants. De manière générale pour maximiser la force de poussée, il faut maximiser le produit de la dérivée du flux et du courant (Équation 6).

Le tableau 5 donne les résultats des différentes optimisations. On peut voir dans celui-ci que le moteur optimisé qui a une longueur de module égale à $L_{tot,ref}$ a des performances largement supérieures au moteur de référence. La force de poussée moyenne est en effet supérieure de 60% au cas de référence. L’optimisation a donc bien un réel intérêt. On peut aussi noter que malgré le fait qu’on optimise uniquement sur la force moyenne, les ondulations restent à des niveaux largement acceptables. Les optimisations successives nous ont permis de trouver la taille du module optimal. Celle-ci est d’environ 1.25 fois celle du module de référence. En effet, on peut voir à la Figure 45 que la force par unité de longueur possède bien un maximum. Ce module de longueur optimale est représenté à la Figure 44.

Au niveau des paramètres, on peut noter différents éléments. Tout d’abord le paramètre x_4 diminue avec l’augmentation de la longueur du module. Cela semble parfaitement logique car plus le module est long plus la surface de bobinage est grande et plus la taille de la partie ferromagnétique doit augmenter pour éviter un impact néfaste de la saturation. On remarquera aussi que sauf pour les modules de grande taille le paramètre d_1 reste très faible et son impact est négligeable. On peut aussi noter que s_1 et e_2 ont tendance à augmenter avec la taille alors que c_2 diminue. Les paramètres se comportent bien de façon cohérentes avec ce que nous avons vu précédemment.

	$0.75 \cdot L_{tot,ref}$	$1 \cdot L_{tot,ref}$	$1.125 \cdot L_{tot,ref}$	$1.25 \cdot L_{tot,ref}$	$1.5 \cdot L_{tot,ref}$	$2 \cdot L_{tot,ref}$
x_4	0.811	0.799	0.792	0.778	0.741	0.699
s_1	0.331	0.345	0.352	0.353	0.355	0.364
c_1	0.061	0.053	0.058	0.058	0.052	0.040
c_2	0.254	0.231	0.223	0.225	0.219	0.222
c_3	0.431	0.487	0.496	0.491	0.509	0.515
d_1	0.031	0.028	0.006	0.066	0.062	0.139
e_2	0.087	0.094	0.090	0.090	0.096	0.106
Force de poussée moyenne [N]	856.8	1284.8	1481.6	1660.3	1984.5	2451.3
Force par unité de longueur [N/m]	1823.5	2050.8	2102.1	2120.1	2111.7	1956.3
Ondulation [N]	42.1	57.6	118.9	144.1	231.6	306.7
Ondulation %	4.9%	4.5%	8.0%	8.7%	11.7%	12.5%

TABLE 5 – Caractéristiques des moteurs optimisés

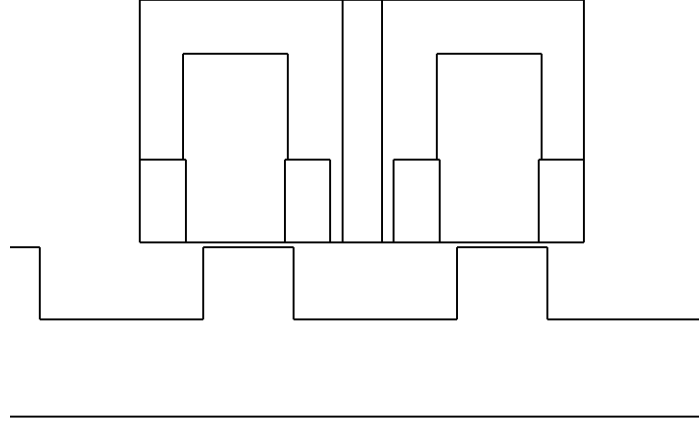


FIGURE 44 – Module du moteur à commutation de flux optimisé avec $L_{tot} = 1.25 \cdot L_{tot,ref}$

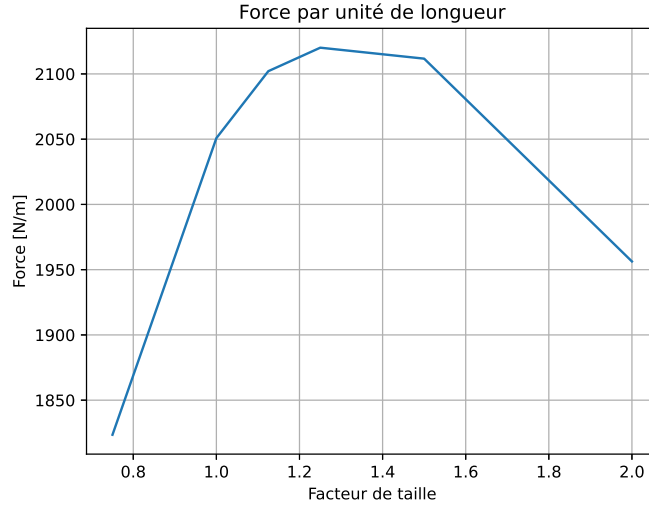


FIGURE 45 – Force par unité de longueur des moteurs à commutation de flux optimisé

3.6.2 Optimisation d’une topologie à dents multiples

On va maintenant s’intéresser à une topologie à “dents multiples” (Figure 46). L’intérêt d’une telle topologie serait potentiellement de diminuer l’importance des ondulations et de la force de détente. Le fait d’avoir des dents multiples va surtout diminuer grandement le pas polaire statorique. La réduction du pas polaire raccourcit la durée d’un cycle. Un cycle plus court peut permettre de masquer plus facilement les ondulations.

Pour ce moteur, on va optimiser les paramètres x_4, s_1, c_2, d_1 et b_2 où b_2 est le paramètre de la hauteur de dent. L’utilisation de dents multiples va rajouter des contraintes sur la géométrie et on ne pourra plus optimiser c_2 . Le pas polaire statorique est aussi modifié en conséquence, il sera ici toujours égal à $\frac{2}{3}c_2L$. Les barrières de flux entre les modules auront une épaisseur semblables au moteur précédent de façon à conserver une même longueur totale de moteur.

Les résultats des optimisations sont indiqués dans la Table 6. On remarque que les performances du moteur sont largement dégradées et qu’il n’y a pas d’amélioration au niveau de l’ondulation et ce, quelle que soit la taille. La longueur optimale de module est aux alentours de $3L_{tot,ref}$. Les performances du moteur pour cette taille sont correctes mais inférieures à celle du moteur à simple dent.

Si on compare les deux moteurs optimisés avec et sans dents multiple d’une taille de module $1.25L_{tot,ref}$, on remarque que la force du moteur à dents sera trois fois inférieure. Le pas polaire est pourtant six fois inférieur ce qui est bénéfique au niveau de la force (Équation 12). Cependant, la diminution du flux magnétique est trop importante. Le flux diminue à cause de la taille réduite des dents et à cause des fuites de flux plus importantes en raison du rapprochement des dents du stator. (Figure 47).

On peut noter que les performances du moteur à dents multiples s’améliorent sensiblement avec la taille de celui-ci. On voit que, pour de grandes tailles, la force moyenne par unité de longueur se rapproche de celle obtenue dans le moteur à commutation à simple dent. Néanmoins, elle ne sera jamais supérieure ou même égale. Et ce à cause des fuites de flux qui seront toujours plus importantes ainsi que la distance entre les aimants qui devient importante lorsque l’on agrandit le module. Dans le tableau, on remarquera que les paramètres se comportent ici aussi de façon cohérente avec la géométrie. Pour les modules qui ne sont pas les plus grands, on notera que le paramètre b_2 tend vers sa valeur minimale accordée par l’optimisation. Ce qui confirme bien que les dents multiples ne sont pas adaptées pour les plus petites dimensions.

	$1 \cdot L_{tot,ref}$	$1.25 \cdot L_{tot,ref}$	$1.5 \cdot L_{tot,ref}$	$2 \cdot L_{tot,ref}$	$3 \cdot L_{tot,ref}$	$4 \cdot L_{tot,ref}$
x_4	0.749	0.718	0.673	0.650	0.587	0.577
s_1	0.484	0.499	0.488	0.488	0.415	0.373
e_2	0.042	0.089	0.091	0.091	0.091	0.091
d_1	0.028	0.081	0.108	0.179	0.181	0.073
b_2	0.300	0.300	0.300	0.306	0.452	0.732
c_1	0.050	0.002	0.000	0.000	0.000	0.000
c_2	0.285	0.299	0.300	0.300	0.300	0.300
c_3	0.379	0.399	0.400	0.400	0.400	0.400
Force de poussée moyenne [N]	307.3	600.1	1034.3	1938.4	3279.4	4022.0
Force par unité de longueur [N/m]	490.5	766.3	1100.6	1547.0	1744.8	1604.9
Ondulation [N]	38.3	77.8	88.4	184.7	485.3	470.1
Ondulation %	12.5%	12.9%	8.54%	9.52%	14.8%	11.6%

TABLE 6 – Caractéristiques des moteurs à dents multiples optimisés

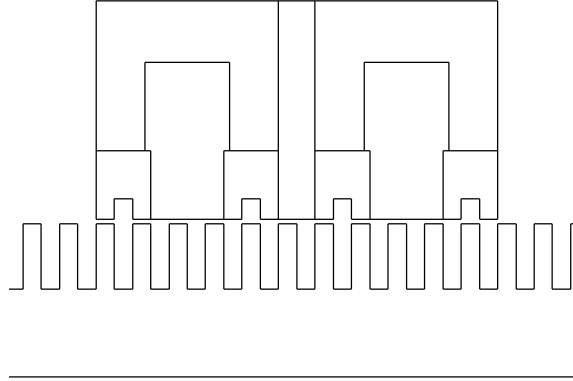


FIGURE 46 – Module du moteur à commutation de flux à dents multiples optimisé avec $L_{tot} = 1.25 \cdot L_{tot,ref}$

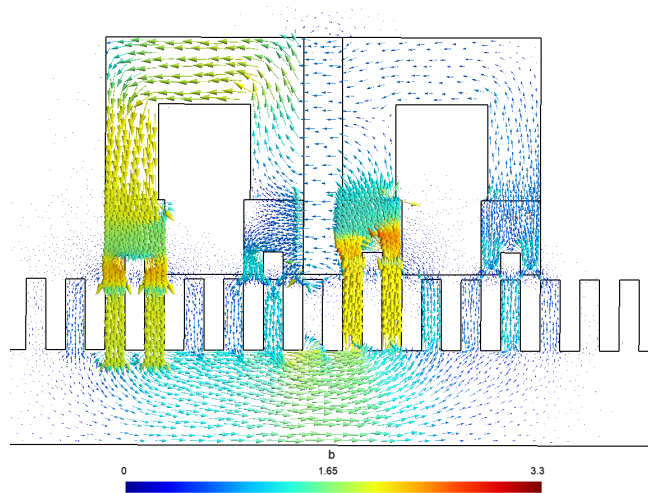


FIGURE 47 – Champs magnétique B (moteur optimisé avec $1.25 \cdot L_{tot}$)

4 Moteur synchrone à réluctance variable (LSynRM)

4.1 Principe général de fonctionnement

Comme expliqué dans l'introduction, les moteurs linéaires synchrones à réluctance variable sont des moteurs de constitution très simple. La partie active du moteur sera généralement composée d'enroulements insérés dans les fentes d'un matériau ferromagnétique. La partie réactive sera, elle, généralement composée d'un arrangement de matériaux ferromagnétiques de telle sorte que la réluctance varie en fonction de la position. Ces moteurs peuvent être à 'stator court' ou à 'stator long'. Un exemple est donné à la Figure 48.

Les avantages de ces moteurs seront un très faible coût (grâce à l'absence d'aimant permanent), une structure très simple, un recyclage facile, une résistance à un environnement à haute température ; son désavantage principal étant sa plus faible densité de force.

La force de poussée du moteur synchrone à réluctance variable se base comme son nom l'indique sur le troisième terme de la force électromagnétique, la force réluctante. Cette force réluctante provient des variations des inductances des enroulements.

Dans ce type de moteurs, la force est donc directement dépendante de la différence de réluctance entre les axes d et q ; l'axe d est l'axe de réluctance minimal et q celui de réluctance maximale. Pour l'exprimer autrement, l'axe d correspond à l'axe où le passage du flux est maximisé et l'axe q à celui où le passage du flux est minimisé. Plus la différence de réluctance entre ces deux axes sera élevée, plus la force sera élevée.

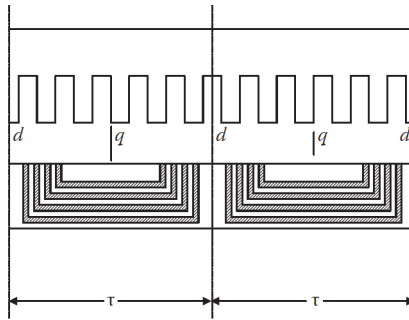


FIGURE 48 – Moteur synchrone à réluctance variable avec un stator à barrière de flux. (source : [6])

4.2 État de l'art

De manière générale, l'étude des moteurs linéaires synchrones à réluctance variable est moins répandue dans la littérature récente que celle des moteurs à commutation de flux, en particulier au niveau de la traction ferroviaire. Néanmoins, il existe quand même un certain nombre de topologies différentes.

Une des principales pistes pour améliorer les moteurs à réluctance est l'amélioration de la partie réactive. Une augmentation de la différence de la réluctance entre les axes d et q permet directement une amélioration de la poussée.

Dans une première topologie possible, la partie réactive est composée par des saillances ferromagnétiques d'une conception similaire à celle des moteurs à commutation (Figure 49). Cette topologie n'est pas beaucoup étudiée pour les moteurs synchrones en raison des performances moins bonnes qui en résulte (par comparaison aux topologies à barrières de flux par exemple). On la retrouve plus souvent dans les moteurs 'stepper' ou 'switched' dont le principe de fonctionnement est similaire au moteur à réluctance synchrone, à l'exception de l'alimentation. Les phases de ceux-ci étant alimentées en DC au lieu d'un courant alternatif sinusoïdal pour les machines synchrones. Cependant, malgré les performances inférieures qu'on lui attribue, l'utilisation

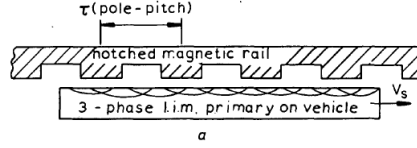


FIGURE 49 – Moteur synchrone à réluctance variable avec rail à saillance. Source : [24]

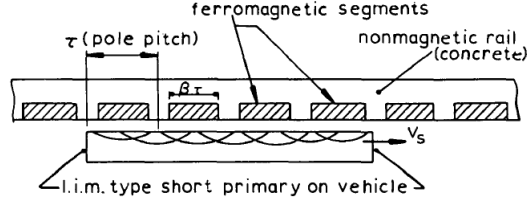


FIGURE 50 – Moteur synchrone à réluctance variable avec rail segmenté. Source : [24]

d'une telle topologie à double saillance n'est pas totalement à exclure des moteurs synchrones ; celle-ci pouvant parfois présenter des performances similaires aux autres topologies ([23]).

Certains auteurs proposent le remplacement de ce rail à saillance magnétique par un rail constitué de différents segments ou blocs ferromagnétiques espacés les uns des autres [25], [26], [24]. Cette géométrie simplifie encore la partie réactive et en diminue le coût avec des performances acceptables.(Figure 50)

La plupart des études récentes se concentre sur une même géométrie que l'on peut voir à la Figure 51. La partie active est composée d'enroulements triphasés disposés de façon symétrique dans les fentes. La partie réactive est composée de différents segments. La longueur d'un segment est égale au pas polaire de la partie active. Ces segments sont chacun composés de lamelles semi-circulaires d'acier. En plaçant bout à bout ces segments, on peut obtenir un rail de n'importe quelle taille. Ce type de moteurs comme la plupart des moteurs linéaires souffre d'effets de bord non négligeables. En effet, les fentes aux extrémités de la partie mobile ne sont qu'à moitié rempli ce qui cause des asymétries. [27], [28], [29], [30].

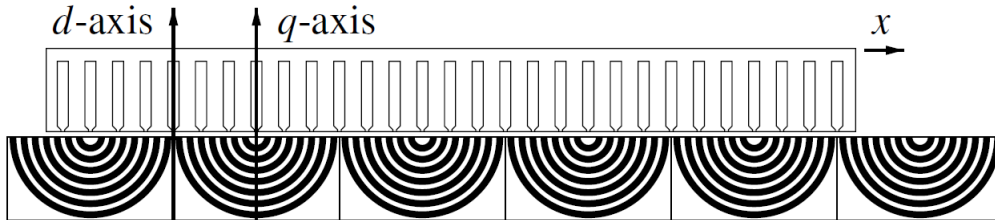


FIGURE 51 – Moteur linéaire synchrone à réluctance variable. Source : [29]

Une étude propose une amélioration de la partie passive par le principe d'égalisation des réluctances [31]. Dans la géométrie initiale, chaque couche semi-circulaire de fer a une épaisseur identique. Le flux qui passe dans les couches de rayon inférieur subit donc une réluctance plus faible que celui qui passe dans les couches de rayon supérieur. L'idée est de modifier l'épaisseur de ces couches afin que la réluctance soit équivalente dans chacune de celles-ci. Cette géométrie permet d'améliorer les performances par une diminution de réluctance de l'axe d. L'étude indique aussi que la géométrie circulaire est plus efficace que celle

rectangulaire et que la fermeture ou non des fentes des enroulements peut avoir une influence non négligeable.

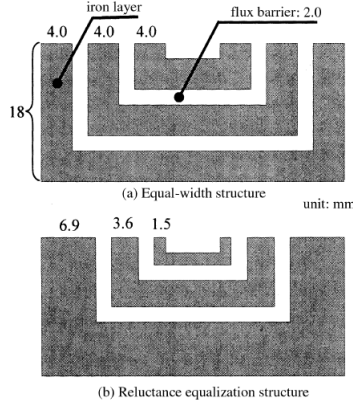


FIGURE 52 – (a) Structure classique à épaisseur égale. (b) Structure à égalisation de réluctance. Source : [31]

Finalement on notera aussi l'existence de topologie à double côtés [32] ou utilisant des matériaux supra-conducteurs [33]...

4.3 Géométrie étudiée

Dans ce mémoire, nous n'allons pas investiguer une des topologies existantes que nous avons pu voir dans la section précédente. En effet, afin de pouvoir comparer au mieux les moteurs à commutation et à réluctance variable, nous avons décidé de nous intéresser à une topologie similaire pour les deux moteurs. Notre moteur synchrone à réluctance variable aura donc une topologie modulaire à barrière de flux. Les avantages de cette géométrie étant toujours, la diminution des effets de bords et la haute tolérance de fautes. Chaque phase étant isolée magnétiquement, thermiquement et physiquement.

Notre moteur sera donc composé de six modules pour trois phases. Contrairement au moteur à commutation les modules d'une même phase ne pourront pas être complémentaires en raison de l'absence d'aimants permanents. Les modules d'une même phase auront donc une position identique par rapport au stator et seront donc décalés de 0° degré électrique. Les modules de deux phases différentes sont eux décalés de 120° degré électrique ou $1/3$ de pas polaire statorique. De cette manière, la poussée est la plus constante possible. Les barrières de flux seront d'épaisseur similaire à celle du moteur à commutation de façon à avoir un comportement et une taille de moteur similaire.

Notre moteur sera donc semblable à celui de la Figure 10 mais en remplaçant chaque module et en modifiant la position des modules complémentaires par rapport au stator.

4.3.1 Équations

A nouveau, dans les calculs ainsi que dans les simulations, nous partirons de l'hypothèse que chaque module est parfaitement isolé des autres grâce aux barrières de flux. Les modules n'auront aucune influence sur les autres et les inductances mutuelles seront donc toutes nulles. A présent, nous pouvons, encore une fois, réécrire l'équation de la force électromagnétique pour notre moteur.

$$F_{em} = \frac{\partial W_{cmag,0}(x_m)}{\partial x_m} + \sum_{k=1}^3 \frac{\partial \Psi_{k,0}(x_m)}{\partial x_m} i_k + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{\partial L_{k,k}(x_m)}{\partial x_m} i_k i_k \quad (21)$$

Dans un moteur synchrone à réluctance variable, le premier et le second terme de l'équation électromagnétique seront toujours nuls car le moteur ne contient aucun aimant permanent. La force de poussée vient donc du troisième terme appelé force de réluctance.

Étant donnée, que les phases sont parfaitement découplées, il est nécessaire de ne s'intéresser qu'à la force d'une seule phase pour obtenir la force moyenne. Si l'on suppose que le matériau ne sature pas, l'inductance propre de la phase A, $L_{a,a}$, sera alors indépendante du courant et aura la forme idéale suivante :

$$L_{a,a} = L_0 + L \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right) \quad (22)$$

et sa dérivée sera donnée par :

$$\frac{\partial L_{a,a}}{\partial x_m} = -L \frac{2\pi}{\tau_s} \sin\left(\frac{2\pi}{\tau_s} x_m\right) \quad (23)$$

On peut alors calculer que le courant qui maximise la force est donné par :

$$i_a = \hat{I} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_s} x_m + \frac{\pi}{4}\right) \quad (24)$$

ou :

$$i_a = \hat{I} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_s} x_m - \frac{\pi}{4}\right) \quad (25)$$

La force moyenne pour une phase est alors donnée par :

$$\bar{F}_a = \frac{\pi \hat{I}^2 L}{4\tau_s} \quad (26)$$

Pour trois phases, on obtient alors simplement :

$$F_{tot} = 3 \frac{\pi \hat{I}^2 L}{4\tau_s} \quad (27)$$

Néanmoins, les équations développées plus haut ne prennent pas en compte les effets de la saturation qui peuvent être très importants dans les moteurs à réluctance. En effet, lorsque la saturation est importante, le courant optimal ne sera pas celui développé plus haut.

Pour mieux comprendre les effets de la saturation, on peut développer la force dans le système dq0 grâce à la transformée de Park. Le système dq0 est généralement utilisé pour le contrôle des moteurs synchrones puisque les courants y sont constants contrairement au système triphasé.

Grâce à la transformée dq0, on peut obtenir les équations de Parks :

$$v_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \quad (28)$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \quad (29)$$

La puissance transformée en poussée sera alors donnée par :

$$P = \omega(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = Fv \quad (30)$$

On en déduit la force :

$$F = \frac{\pi}{\tau_s} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (31)$$

Avec :

$$\psi_d = L_d i_d + L_{dq} i_q \approx L_d i_d \quad (32)$$

$$\psi_q = L_q i_q + L_{dq} i_d \approx L_q i_q \quad (33)$$

On peut aussi obtenir :

$$F = \frac{\pi}{\tau_s} (i_d i_q (L_d - L_q)) \quad (34)$$

Avec :

$$i_d = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{I} \cos(\alpha) \quad (35)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{I} \sin(\alpha) \quad (36)$$

En observant l'équation 34, on remarque que la force sera maximale lorsque $i_d = i_q$. La force est donc maximale lorsque $\alpha = 45^\circ$. α correspondant au décalage entre la phase du courant et l'axe d, l'axe de réluctance minimal. On retrouve bien le résultat précédemment obtenu : Un décalage de 45° entre l'inductance maximale et le courant. Cependant, à partir d'une certaine amplitude de courant triphasé injecté $\hat{I}$, le flux direct ψ_d va saturer et ne plus augmenter contrairement au terme ψ_q ([34]). Dès lors, et selon l'équation 31, il sera alors nécessaire d'augmenter uniquement le courant en quadrature i_q pour augmenter la force. Il faudra donc changer l'angle α . Dans les moteur à réluctance synchrone l'angle α peut prendre une valeur optimale à pleine charge entre 45 et 65 degrés. Il faudra donc prendre ce paramètre en compte lors de l'optimisation de notre moteur.

Remarque : Dans les équations ci-dessus, on a obtenu les différents termes grâce à la transformée dq0 de Parks (P) de la manière suivante : $i_{dq0} = P i_{a,b,c}$, $\psi_{dq0} = P \psi_{a,b,c}$, $L_{dq0} = P L_{a,b,c} P^{-1}$.

4.3.2 Paramétrisation

De la même manière que pour le moteur à commutation, la section 4.5 et la section 4.6 seront consacrées à l'analyse paramétrique et à l'optimisation de notre moteur. Pour pouvoir réaliser ces études par éléments finis, il nous faut d'abord paramétrer notre moteur. Il est nécessaire de ne paramétrer qu'un seul module puisqu'ils sont tous identiques et qu'ils sont isolés les uns des autres. La partie mobile (au-dessus) et le stator (en-dessous) sont tous les deux constitués de matériau ferromagnétique. Le bobinage d'une phase est placé dans les deux ouvertures de la partie mobile.

La paramétrisation a été faite en s'inspirant de topologies différentes et en essayant d'inclure les différentes variations possibles. Le schéma est le plus général possible afin de bien distinguer tous les paramètres. La paramétrisation est réalisée de manière à pouvoir optimiser les proportions de notre moteur. De ce fait, tous les paramètres à l'exception des dimensions globales (L_{tot} , h_m , h_s , gap , τ_m , τ_s et L) seront toujours compris entre 0 et 1. De plus, les égalités suivantes seront toujours respectées : $x_1 + x_2 = x_4 + x_5 = a_1 + a_2 + a_3 = c_1 + c_2 = s_1 + 2s_2 + s_3 = 1$.

Une représentation du module paramétré est donnée à la Figure 53.

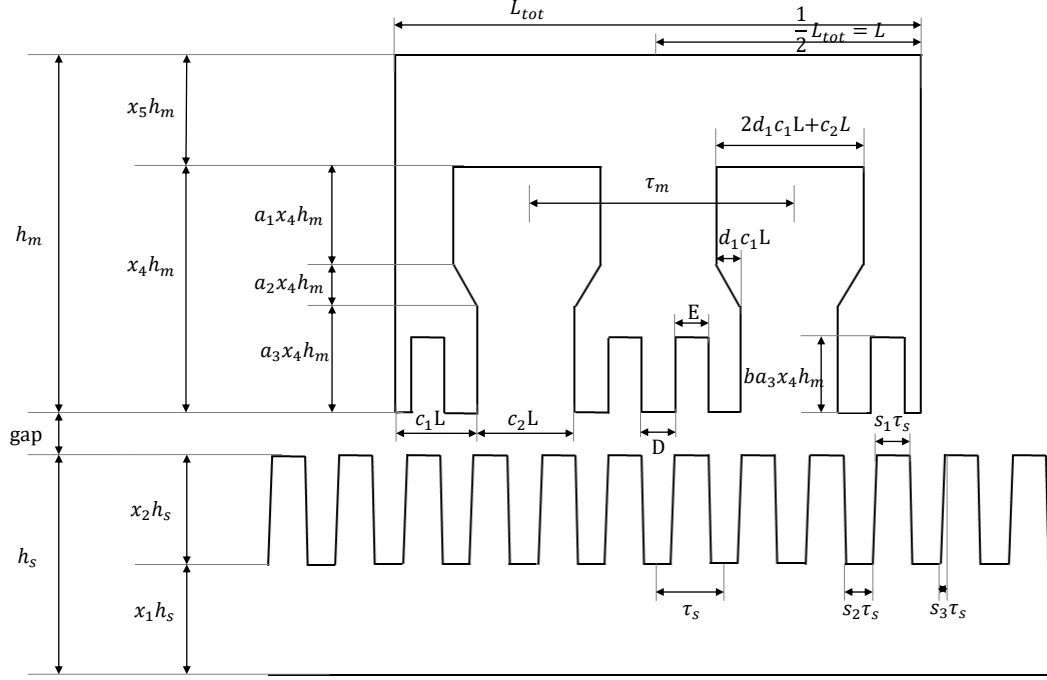


FIGURE 53 – Paramétrisation d'un des modules du moteur modulaire à réluctance variable

4.4 Cas de référence

4.4.1 Dimensions

Puisque cette topologie est inédite et qu'elle ne provient d'aucune source, les dimensions de notre moteur de référence à réluctance seront reprises de celle du moteur de référence à commutation. Bien sûr, les moteurs ayant un fonctionnement différent, certaines dimensions sont adaptées de façon logique. Les dimensions de notre moteur de référence sont données à la Table 7. Pour ce qui est des matériaux et autres spécificités celles-ci sont exactement les mêmes que précédemment et ont déjà été données à la Table 3. On peut voir une représentation de ce module de référence à la Figure 54.

Dimensions	Valeurs initiales [mm]
Longueur d'un module, L_{tot}	73.5
Pas polaire du module, τ_m	12.25
Pas polaire du stator, τ_s	12.25
Hauteur du module, h_m	50
Entrefer, gap	1
Hauteur du stator, h_s	35
Épaisseur du module	120
L	36.75
Déphasage, α	45°
$x_5 h_m$	15.75
$x_4 h_m$	34.25
$x_2 h_s$	15
$x_1 h_s$	20
$c_2 L$	18.375
$c_1 L$	9.1875
$s_3 \tau_s$	6.125
$s_2 \tau_s$	0
$s_1 \tau_s$	6.125
$a_1 x_4 h_m$	19.25
$a_2 x_4 h_m$	0
$a_3 x_4 h_m$	15
$d_1 c_1 L$	0
$ba_3 x_4 h_m$	15

TABLE 7 – Dimensions du module de référence du moteur à réluctance

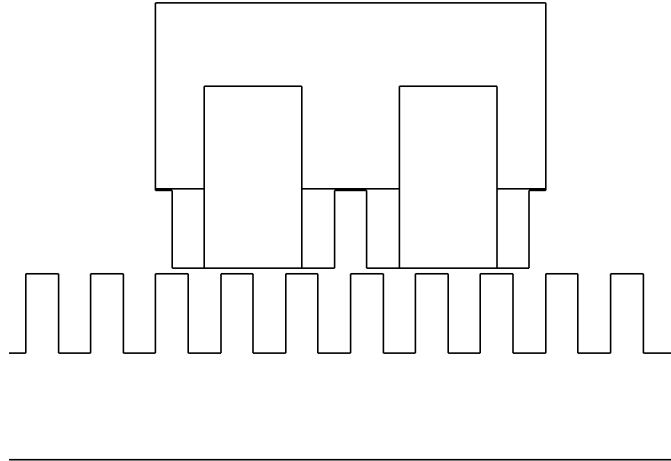


FIGURE 54 – Modules de référence du moteur à réluctance variable

4.4.2 Courbes caractéristiques du moteur

Dans cette section, nous allons tracer et commenter les courbes caractéristiques de notre moteur de référence. Pour tracer ces courbes, nous avons simulé un module par éléments finis et retrouvé les caractéristiques globales par symétrie.

Pour commencer, on peut voir à la Figure 55 l'inductance de l'enroulement d'un module en fonction de la position pour un faible courant de 1 ampère. On peut voir que cette inductance a une forme sinusoïdale semblable à celle supposée théoriquement. A la Figure 56, on peut voir l'inductance de l'enroulement d'un module pour un courant caractéristique en fonctionnement normal. On voit que la sinusoïde est largement déformée ce qui provoquera des ondulations dans la force de poussée. Les déformations sont dues à l'effet de la saturation du matériau, sans ceux-ci l'inductance serait indépendante du courant.

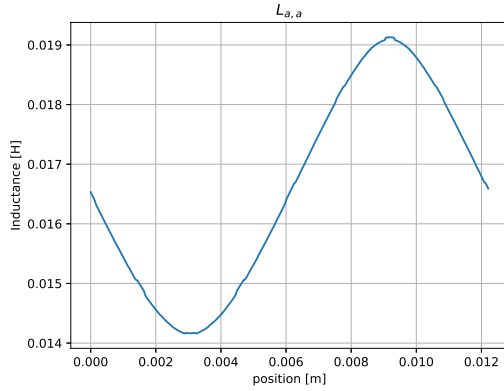


FIGURE 55 – Inductance propre d'un module avec $\hat{I} = 1[A]$

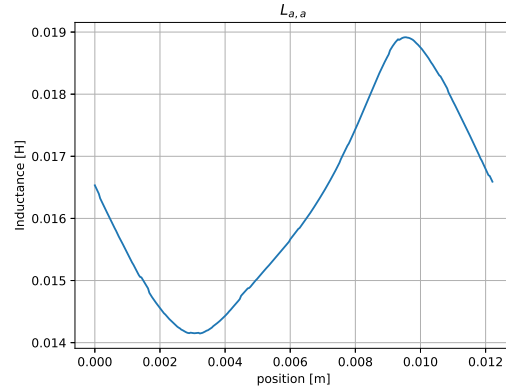


FIGURE 56 – Inductance propre d'un module en fonctionnement normal

A la Figure 57, on peut voir la force réluctante de poussée qui agit sur un module. On remarque que cette force est négative à deux moments distincts. Il ne s'agit pas d'un effet néfaste de la saturation, la courbe de la force idéale étant semblable. Ces zones de forces négatives sont bien entendu néfastes pour la force moyenne mais sont inévitables avec une alimentation sinusoïdale.

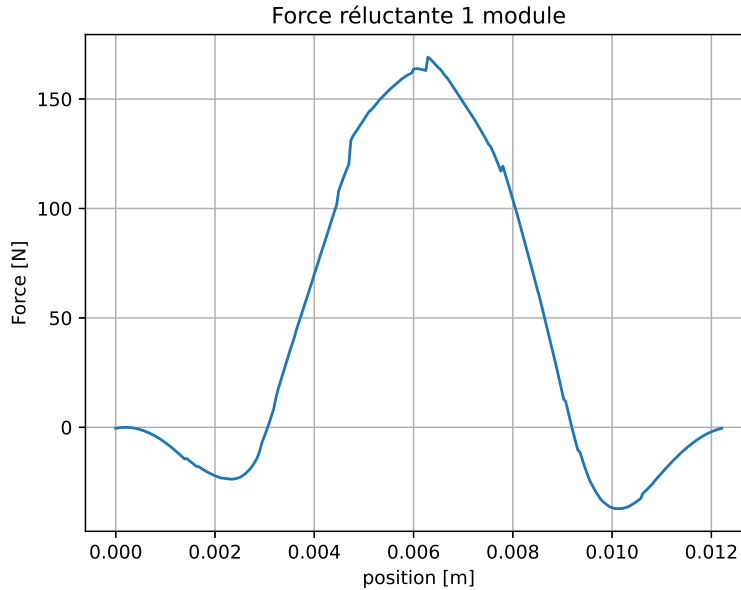


FIGURE 57 – Force réluctante 1 module

A la Figure 58, on peut voir la force de poussée totale qui agit sur le moteur. On peut noter l'importance des ondulations qui sont dues à la saturation et aux non idéalités des courbes. La force théorique étant

constante avec des inductances et une alimentation sinusoïdale.

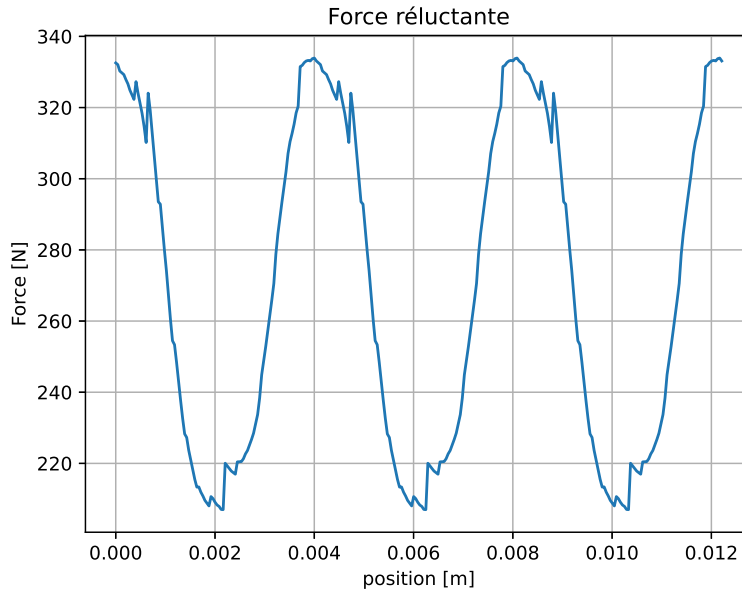


FIGURE 58 – Force réluctante 6 modules

A la Figure 59, on peut voir la force d'attraction entre la partie mobile et la partie fixe du moteur en fonction de la position.

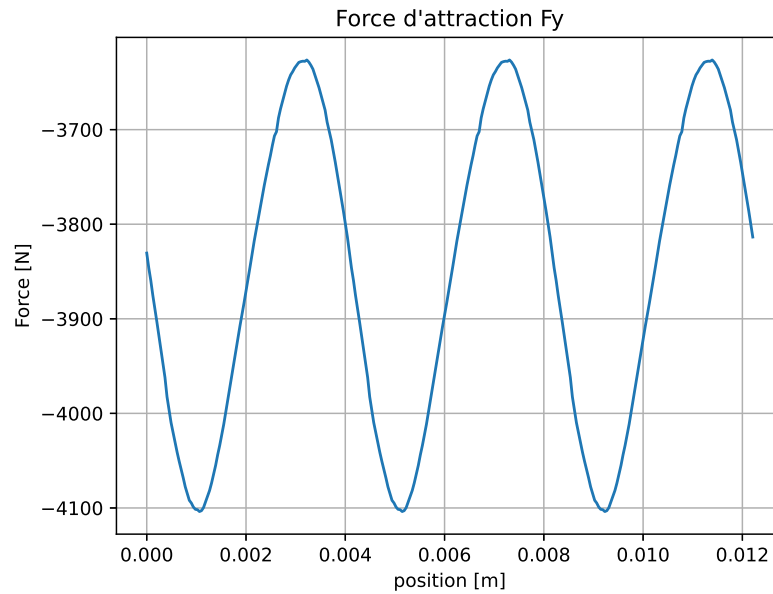


FIGURE 59 – Force d'attraction

La Table 8 présente un résumé des performances générales du moteur de référence. On remarque une différence nette entre la force théorique obtenue avec l'équation 27 et la force moyenne obtenue par simulation. Cette différence est attendue puisque l'équation théorique considère des inductances parfaitement sinusoïdales

et ne tient pas compte de la saturation. On remarque que la force moyenne d'attraction est dix fois supérieure à celle de poussée. On note finalement la grande importance des ondulations dont l'amplitude correspond à presque 50% de la force de poussée moyenne.

Force moyenne de poussée théorique (sans saturation)	308.05 [N]
Force moyenne de poussée	269.01 [N]
Fluctuation maximum	126.9 [N]
Force moyenne y	-3854.01 [N]
Fluctuation en % de la force moyenne	47%

TABLE 8 – Performance du moteur de référence

4.5 Étude paramétrique

Dans cette section, comme pour le moteur à commutation, nous allons réaliser différentes études paramétriques sur le moteur de référence afin de mieux comprendre l'influence des différents paramètres et de préparer au mieux l'étape d'optimisation. Les études paramétriques sont toutes réalisées de la même manière que dans la section 3.5 pour le moteur à commutation.

Variation de l'ouverture de la fente des enroulements. La Figure 60 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre c_2 qui correspond à l'ouverture de la fente des enroulements. On remarque sur le graphe de la force moyenne deux pics nets pour $c_2 = 0.25$ et $c_2 = 0.5$. Ces deux pics correspondent aux valeurs de c_2 pour lesquels toutes les dents de la partie mobile et de la partie fixe sont en vis-à-vis en même temps. Il s'agit donc des valeurs de c_2 pour lesquelles la taille de l'ouverture c_2L est un multiple impair de l'épaisseur d'une dent du module. Sur le graphe de l'ondulation, on remarque que les creux d'ondulation correspondent aux pics de forces et que les pics d'ondulation correspondent aux creux de force, l'amplitude absolue de l'ondulation variant peu. Dans ce cas ci, maximiser la force va donc minimiser l'amplitude des ondulations.

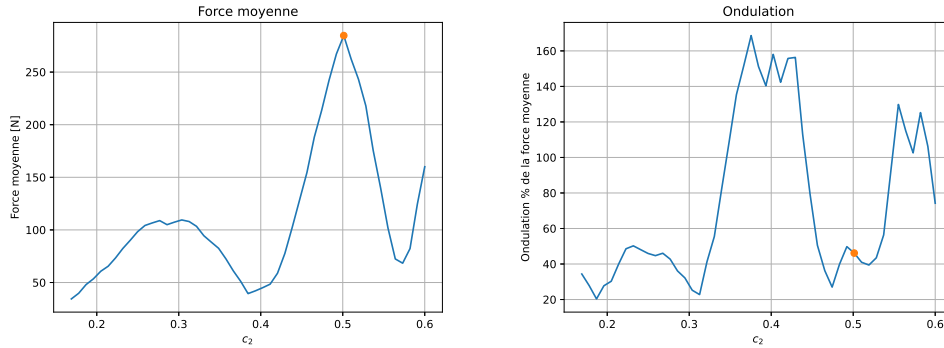


FIGURE 60 – Variation de l'ouverture de la fente des enroulements (c_2)

Variation de la hauteur de la fente d'enroulement. La Figure 61 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre x_4 . L'influence du paramètre x_4 est similaire que pour le moteur à commutation. On peut voir qu'il existe une valeur de x_4 optimale. L'augmentation du paramètre x_4 va permettre d'augmenter la surface de bobinage et donc le courant mais va diminuer la surface de fer et donc provoquer de la saturation. On peut noter que la valeur optimale du paramètre est plus élevée que pour le moteur à commutation de référence malgré le fait que la surface initiale de bobinage soit déjà plus grande; la raison étant que le flux magnétique est plus faible pour des mêmes niveaux de courant pour le moteur à réluctance et cela à cause de l'absence d'aimant permanent.

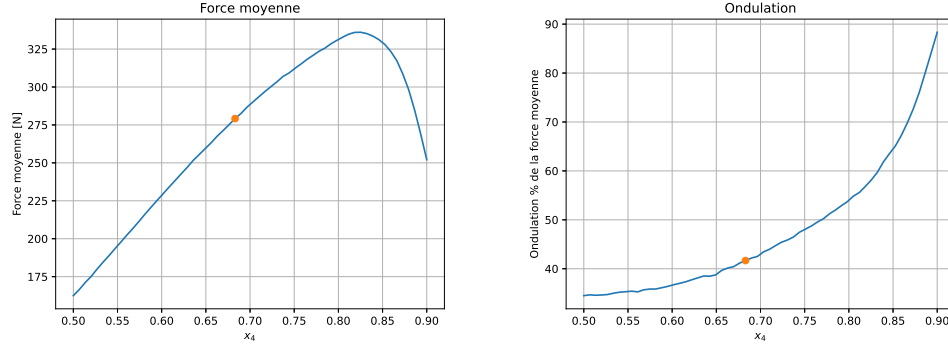


FIGURE 61 – Variation de la hauteur de la fente d'enroulement (x_4)

Variation de la longueur des dents du stator. La Figure 62 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre s_1 . On peut remarquer que la force est optimale pour une valeur de s_1 inférieure à 0.5. Étant donné que le pas polaire statorique du moteur de référence est égal à la longueur de deux dents du module. Cela signifie que la force est optimale lorsque la taille des dents du stator est inférieure à celle des dents du module. Lorsque l'on refait cette étude paramétrique pour d'autres géométries, on retombe toujours sur le même résultat : la longueur optimale des dents du stator est inférieure à celle des modules. Cet optimum est dû à de multiples facteurs dont les fuites de flux qui vont influencer la variation des inductances propres en fonction de la position.

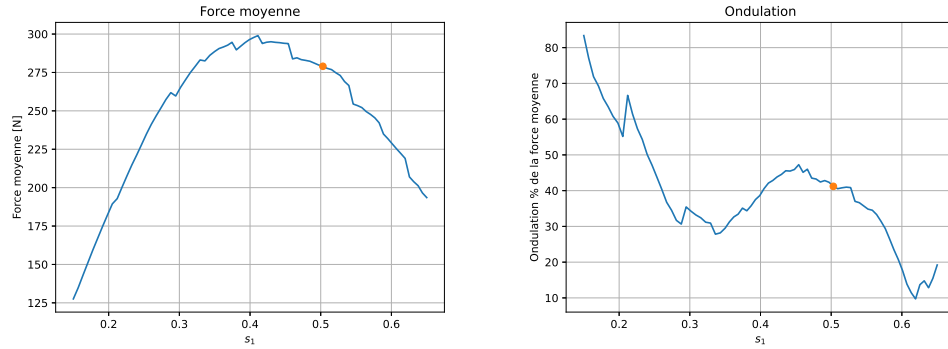


FIGURE 62 – Variation de la longueur des dents du stator (s_1)

Variation de l'inclinaison des dents du stator. La Figure 63 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de l'angle des dents du stator. On fait varier l'angle de 0 à 20° en gardant le paramètre s_1 constant. On remarque sur les graphes que l'influence de l'angle des dents du stator est très négligeable. La force moyenne et l'ondulation varient en effet très faiblement.

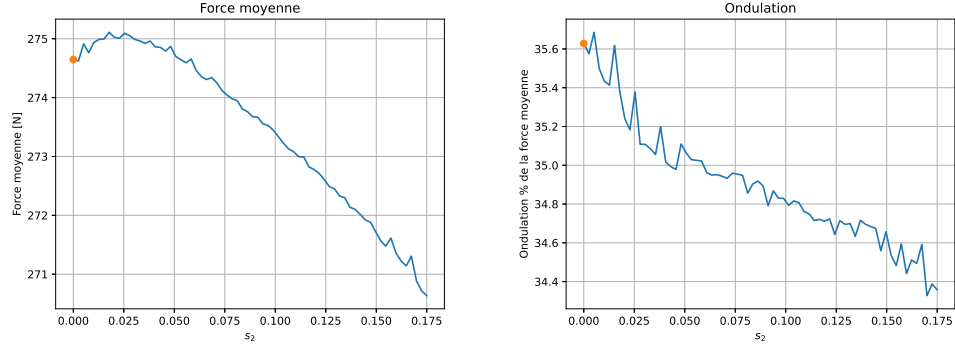


FIGURE 63 – Variation de l'angle d'inclinaison des dents du stator (s_2)

Variation de la taille de l'entrefer. La Figure 64 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la taille de l'entrefer. On peut voir que la force moyenne chute très rapidement, plus rapidement que pour le moteur à commutation de flux. Pour un entrefer de 2 mm la force moyenne est réduite de 75% contre seulement 25% dans le moteur à commutation de flux. Cette chute est assez problématique dans le cadre de la traction linéaire.

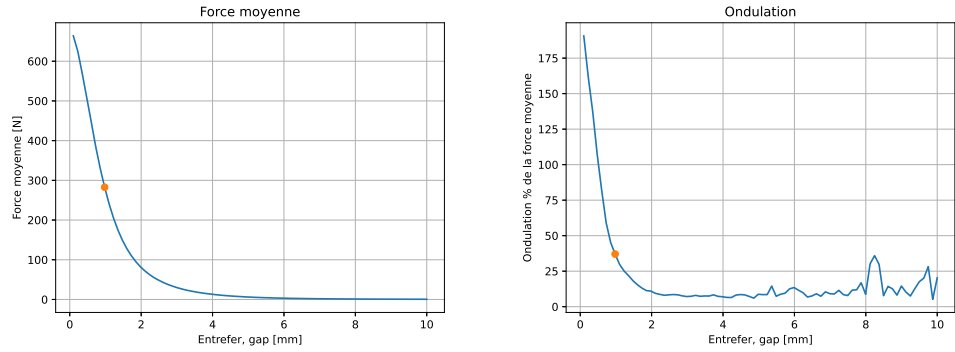


FIGURE 64 – Variation de la taille de l'entrefer, (gap)

Variation de l'angle de déphasage. La Figure 65 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de l'angle de déphasage α . La courbe théorique de la force moyenne en fonction de l'angle α est tirée de l'équation 34 et est donnée par :

$$F = \sin(2\alpha) \frac{3\pi}{4\tau_s} \hat{I} (L_d - L_q) \quad (37)$$

On peut voir que la courbe de la Figure 65 est, comme prévu, légèrement décalée par rapport à la courbe théorique. Le déphasage n'est cependant pas très grand et n'augmente presque pas avec des courants supérieurs probablement car les valeurs de L_d et L_q sont proches.

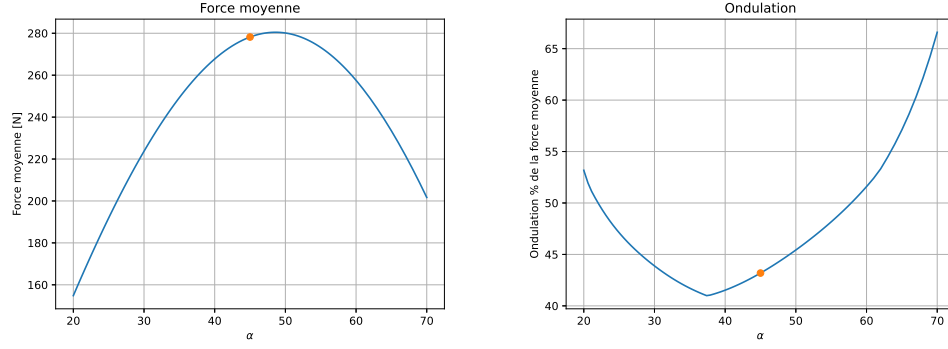


FIGURE 65 – Variation de l'angle de déphasage, α

Variation du paramètre d_1 . La Figure 66 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre d_1 avec le paramètre $b=0.35$. On peut voir que l'influence du paramètre d_1 est positive jusqu'à un certain point. Le flux magnétique étant plus faible que pour le moteur à commutation, l'importance de ce paramètre sera plus grande.

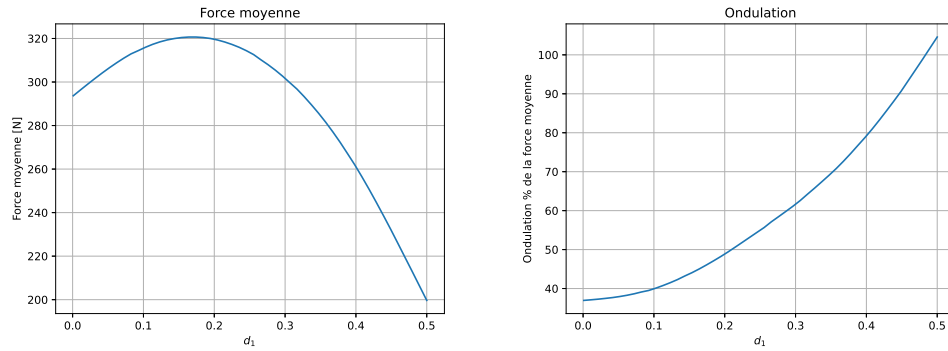


FIGURE 66 – Variation du paramètre d_1

Variation de la hauteur des dents des modules. La Figure 67 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction du paramètre b avec le paramètre $d_1 = 0.4$. La force moyenne va d'abord augmenter car on augmente la réluctance de l'axe d. Ensuite après une zone de plat, la force moyenne diminue car l'épaisseur de fer devient trop faible à certains endroits.

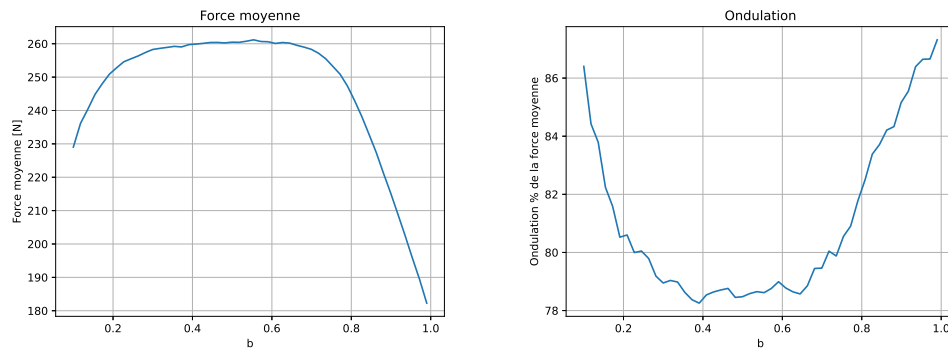


FIGURE 67 – Variation de la hauteur des dents des modules (b)

Variation de la hauteur du pied de dents des modules. La Figure 68 montre la variation de la force moyenne et de l'ondulation en fonction de la hauteur du pied de dents des modules (a_3) pour une hauteur de dents constante et un paramètre $d_1 = 0.4$. On remarque bien qu'une hauteur minimale de pieds de dents est nécessaire pour que le paramètre d_1 ne soit pas néfaste.

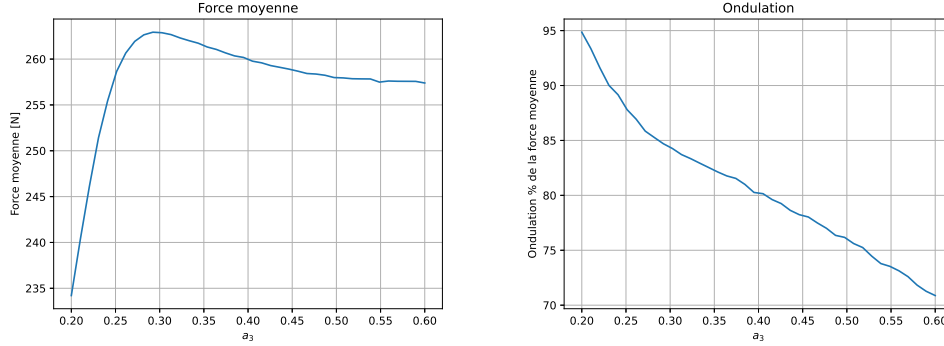


FIGURE 68 – Variation de la hauteur du pied de dents des modules (a_3)

D'autres études paramétriques ont été réalisées pour préparer l'optimisation au mieux mais ne sont pas montrées ici pour ne pas surcharger et car leurs résultats ne sont pas toujours très intéressants.

4.6 Optimisation

4.6.1 Optimisation de la topologie de référence

Dans cette section, nous allons optimiser simultanément différents paramètres de notre module afin d'améliorer les performances de notre moteur à réluctance variable. Les optimisations qui ont été réalisées sont des optimisations mono-objectives de la force de poussée moyenne avec un nombre de paramètres limités pour que le temps et la puissance de calcul nécessaire soit raisonnable.

Les paramètres que nous avons optimisés sont les suivants x_4 , s_1 , d_1 , b et le déphasage α . Comme nous l'avons vu dans la section précédente, le paramètre c_2 doit respecter une relation géométrique pour maximiser la force moyenne. Celui-ci est donc fixé à 0.5. La longueur optimale d'un module a aussi été investiguée par optimisation successive. La longueur trouvée sera alors optimale par rapport aux paramètres qui sont fixés comme la hauteur de module et de stator. Pour ce type de moteurs, les optimisations vont se comporter de manière à maximiser la force réluctante. Celle-ci est donnée par l'équation 5, on peut y remarquer l'importance du courant qui est au carré et donc de la surface de bobinage. La saturation étant prise en compte le courant influencera aussi le terme d'inductance.

Les résultats des différentes optimisations sont présentés à la Table 9. Tout d'abord, on peut noter que pour le module de même longueur que celui de référence, la force moyenne est 30% supérieure. Ce qui prouve bien une nouvelle fois l'intérêt de l'optimisation. La longueur optimale de module au niveau de la force par unité de longueur est de $2.5L_{tot,ref}$ soit 183.75 mm. Cette taille est éloignée de notre valeur de départ, ce qui semble logique puisque celle-ci est choisie de façon un peu arbitraire. On peut aussi noter que les ondulations sont très importantes pour ces moteurs optimisés. L'importance de ces ondulations augmente avec la longueur de module jusqu'à atteindre presque 100% de la force pour notre module de longueur optimale. Ces ondulations sont uniquement dues aux non idéalités des inductances et à la saturation.

Au niveau des paramètres, on remarque qu'ils se comportent de façon cohérente avec ce que l'on a vu précédemment. On peut noter l'importance non négligeable du paramètre d_1 .

Une représentation du module optimisé de longueur optimale est donnée à la Figure 69.

	$1 \cdot L_{tot,ref}$	$1.5 \cdot L_{tot,ref}$	$2 \cdot L_{tot,ref}$	$2.25 \cdot L_{tot,ref}$	$2.5 \cdot L_{tot,ref}$	$3 \cdot L_{tot,ref}$
x_4	0.823	0.756	0.715	0.683	0.668	0.628
s_1	0.405	0.404	0.374	0.409	0.387	0.380
d_1	0.109	0.164	0.180	0.156	0.150	0.125
b	0.333	0.397	0.511	0.528	0.629	0.801
α	49.0	49.3	50.4	47.7	48.9	49.1
Force de poussée moyenne [N]	402.9	846.7	1281.2	1499.0	1684.3	2000.0
Force par unité de longueur [N/m]	643.1	901.0	1022.5	1063.4	1075.3	1064.1
Ondulation [N]	240.8	683.9	1073.3	1398.3	1627.7	1983.6
Ondulation %	59.7%	80.7%	83.7%	93.3%	96.6%	99.1%

TABLE 9 – Caractéristiques des moteurs à réluctance variable optimisés

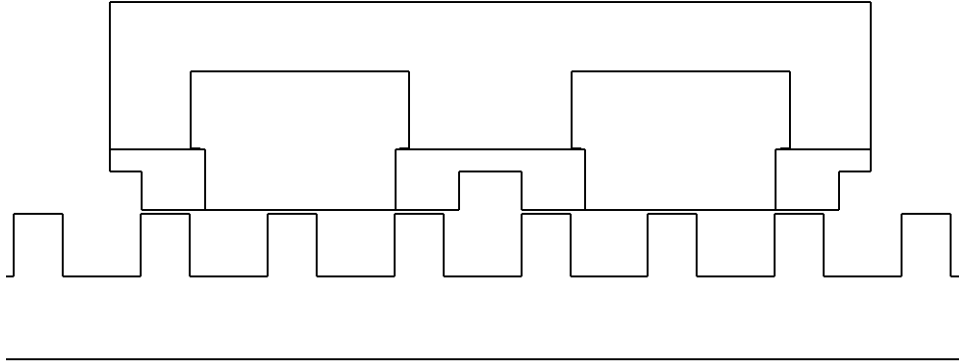


FIGURE 69 – Module du moteur à réluctance variable optimisé avec $L_{tot} = 2.5 \cdot L_{tot,ref}$

4.6.2 Optimisation d'une topologie avec 3 dents centrales par module

Nous allons maintenant étudier le comportement d'une topologie différente avec trois dents centrales. Une représentation de cette topologie est donnée à la Figure 70

Les paramètres que nous allons optimiser seront les suivants : x_4 , s_1 , d_1 , b et le déphasage α . Ce paramètre c_2 doit quant à lui toujours respecter une règle géométrique pour maximiser la force. Le paramètre est fixé ici à 0.375 qui est la valeur possible donnant les meilleurs résultats. Le pas polaire statorique sera réduit de 25% pour prendre en compte la présence d'une nouvelle dent. On va aussi encore une fois s'intéresser à la recherche d'une longueur optimale de module.

Les résultats des différentes optimisations sont donnés à la Table 10. On peut noter que les résultats en terme de force sont légèrement inférieurs mais globalement semblables à ceux avec 2 dents centrales. Au niveau des ondulations, on remarque par contre une certaine augmentation. Les résultats sont donc globalement moins bons que les précédents. La taille optimale de module est la même que pour deux dents et vaut $L_{tot} = 2.5L_{tot,ref}$. On peut finalement noter que le paramètre d_1 est encore plus important que dans le moteur à 2 dents notamment car l'ouverture c_2 est plus faible.

Une représentation du module optimisé de longueur optimale est donnée à la Figure 70.

	$1 \cdot L_{tot,ref}$	$1.5 \cdot L_{tot,ref}$	$2 \cdot L_{tot,ref}$	$2.5 \cdot L_{tot,ref}$	$3 \cdot L_{tot,ref}$
x_4	0.800	0.738	0.670	0.637	0.596
s_1	0.375	0.375	0.424	0.373	0.371
d_1	0.231	0.268	0.264	0.294	0.200
b	0.300	0.403	0.370	0.413	0.476
α	46.4	46.6	45.1	48.2	47.6
Force de poussée moyenne [N]	344.2	774.2	1231.3	1630.3	1873.3
Force de poussée par unité de lon- gueur [N/m]	549.4	823.8	982.7	1040.9	996.7
Ondulation [N]	213.1	711.2	1286.4	1956.1	2196.6
Ondulation %	61.9%	91.8%	104.4%	120%	117.2%

TABLE 10 – Caractéristiques des moteurs à réluctance variable optimisés (3 dents centrales par modules)

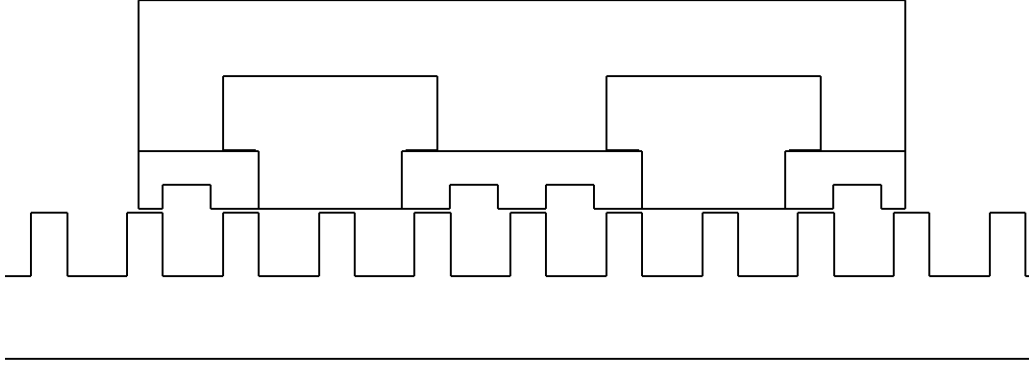


FIGURE 70 – Module du moteur à réluctance variable optimisé avec 3 dents centrales et $L_{tot} = 2.5 \cdot L_{tot,ref}$

Remarque : Dans ces comparaisons par unité de longueur ainsi que celles des autres sections, on a supposé que tous les moteurs (commutation ou réluctance) sont de tailles totales identiques. Or, si on veut être précis, en réalité il peut y avoir de légères variations entre les différentes tailles totales dues à l'épaisseur des barrières de flux qu'on a posé identiques mais qui doivent respecter des contraintes de dimensions par rapport au pas polaire statorique. Cependant et puisque l'on peut adapter la taille de chaque barrière séparément, ces différences de tailles sont très faibles et n'influencent aucunement les conclusions des résultats présentés.

5 Comparaison et discussion des résultats

Dans cette section, nous allons discuter et comparer les différents résultats obtenus. La Table 11 donne les performances des différents moteurs optimisés pour une longueur de module fixe de $L_{tot} = 73.5$ mm et de dimensions totales de 0.6225 m. On peut immédiatement noter l'intérêt de l'optimisation lorsque l'on compare les résultats optimisés et ceux de référence. Pour cette taille, le meilleur moteur tant en termes de force moyenne que d'ondulation est de loin le moteur à commutation sans dents multiples. Comme on l'a déjà remarqué précédemment, les moteurs à dents multiples n'améliorent en rien les performances mais les dégradent.

	Force moyenne [N]	Ondulation %	Taille de module
Moteur de référence à commutation	772.9	14%	$L_{tot,ref}$
Moteur à commutation optimisé	1284.8	4.5%	$L_{tot,ref}$
Moteur à commutation à dents multiples optimisé	307.3	12.5%	$L_{tot,ref}$
Moteur de référence à réluctance	269.0	47%	$L_{tot,ref}$
Moteur à réluctance optimisé	402.9	59.7%	$L_{tot,ref}$
Moteur à réluctance à 3 dents optimisé	344.2	61.9%	$L_{tot,ref}$

TABLE 11 – Résultats des moteurs de tailles de références

On a pu constater que les performances des moteurs dépendent fortement des dimensions totales et donc de la longueur de module dont nous avons cherché les optimums par optimisation successive. La Table 12 donne les meilleurs résultats obtenus pour chaque moteur. Dans cette table, les résultats sont comparés par leur force par unité de longueur. On pourrait sans différence faire cette comparaison en force par unité de surface ou de volume puisque la hauteur et largeur de tous les moteurs sont identiques. Dans cette table, on remarque à nouveau que les moteurs à commutation de flux sont supérieurs tant en force par unité de longueur qu'en amplitude des ondulations (en %).

On peut remarquer que l'augmentation de force dans les moteurs à réluctance a mené à une augmentation des ondulations en %. Il est difficile de ne pas avoir ce phénomène dans ce type de moteur. L'augmentation de la force moyenne se fait par augmentation du flux et du courant ce qui mène à la saturation. La force maximale dans ce genre de moteur sera d'ailleurs toujours avec un déphasage supérieur à 45 degrés. Cette saturation et ce déphasage au niveau du courant vont déformer les courbes des inductances et induire ces plus larges ondulations. Pour les moteurs à commutation, le problème est un peu différent puisque les ondulations proviennent principalement de la force de détente et la poussée de la force électrodynamique. Il est plus facile de les réduire sans trop affecter la force.

Néanmoins, ce n'est pas pour autant que ce type de moteur à réluctance variable doit être totalement à rejeter. On remarque que la force moyenne par unité de longueur est "seulement" deux fois inférieures au moteur à commutation. Pour certaines applications, où de large ondulations ne sont pas un problème, ce type de moteur peut être compétitif. L'avantage principal de ce type de moteur est son absence d'aimant permanent et ce pour plusieurs raisons. Premièrement, cela permet une réduction au niveau du prix car les aimants aux terres rares sont une des parties la plus coûteuse d'un moteur. Il serait intéressant de comparer le rapport force moyenne sur prix de notre moteur à commutation et à réluctance. Il se pourrait que ce second soit supérieur sur ce point. Le coût des aimants permanents limite aussi la taille des moteurs qui en contiennent car leur volume doit rester limité. Notre moteur à réluctance peut donc plus facilement avoir de grandes tailles sans en augmenter trop le prix. Deuxièmement, l'absence d'aimant permanent permet aux moteurs à réluctance d'être supérieur en termes de résistance à des environnements extrêmes. Les aimants permanents sont, en effet, une des parties les plus fragiles des moteurs. Il faut donc limiter les contraintes mécaniques sur ceux-ci. Il faudra aussi limiter l'élévation de la température pour éviter la démagnétisation de ceux-ci (température de Curie) ainsi que limiter le champ magnétique des enroulements pour la même raison. Notre moteur à commutation sera aussi forcément composé de plus de pièces ce qui en augmentera le prix et en diminuera la tenue mécanique. Finalement, le moteur à réluctance synchrone que nous avons étudié a une topologie inédite qui a été créée par symétrie sur une géométrie existante de moteur à commutation.

Il y a probablement de nombreuses manières d'améliorer celle-ci et donc de diminuer l'écart entre les forces moyennes de ces deux types de moteurs. Une première amélioration possible est au niveau du stator. En effet, la topologie à saillance que nous avons choisi pour notre moteur n'est pas réputée pour donner les meilleurs résultats pour les moteurs à réluctance. Des topologies avec des barrières de flux et des lamelles d'acier semi-circulaire, comme nous l'avons vu dans l'état de l'art peuvent permettre d'améliorer la différence de réluctance entre les axes d et q et donc la force moyenne. Il serait donc intéressant de voir si cette topologie ou d'autres sont adaptables pour notre moteur modulaire. Pour résumer, les moteurs à réluctance synchrone peuvent probablement être compétitifs dans le cadre d'application de grandes tailles, à faible coût, dans des environnements extrêmes et où de larges ondulations ne posent pas de problèmes.

	Force moyenne [N/m]	Ondulation %	Taille de module
Moteur à commutation	2120.1	8.7%	$1.25L_{tot,ref}$
Moteur à commutation à dents multiples	1744.8	14.8%	$3L_{tot,ref}$
Moteur à réluctance	1075.3	96.6%	$2.5L_{tot,ref}$
Moteur à réluctance à 3 dents	1040.9	120%	$2.5L_{tot,ref}$

TABLE 12 – Meilleurs résultats des optimisations

Dans tous les résultats obtenus, l'utilisation de dents multiples dégrade les performances au niveau de la force moyenne et des ondulations en %. Cependant, nous avons optimisé uniquement sur la force moyenne, il est peut-être possible que l'utilisation de dents multiples prouve son intérêt lors d'optimisation sur les ondulations ou d'optimisation bi-objectif. Au niveau des moteurs à commutation, il est quand même peu probable que les dents puissent apporter quelque chose. Les ondulations étant déjà très réduites dans les résultats obtenus. De plus, pour ce moteur nous avons vu d'autres moyens de réduire facilement les ondulations sans trop affecter la force moyenne comme par exemple réduire le rapport des pas polaires. Pour les moteurs à réluctance les résultats avec deux dents ou trois dents centrales sont plus proches entre-eux (comme on le voit dans la Table 12) et il peut être dès lors intéressant de les étudier par optimisation bi objectif.

En ce qui concerne l'intégration de ces moteurs pour la traction ferroviaire, le moteur à commutation semble un meilleur candidat au vu de ses résultats bien que le moteur à réluctance puisse aussi présenter certains avantages. Les deux moteurs que nous avons étudiés présentent tous les deux l'avantage d'être à "stator court" c.-à-d. d'avoir les enroulements au niveau de la partie mobile, courte. Cela permet de ne pas devoir utiliser d'énorme quantité de cuivre le long de la voie comme pour les moteurs synchrones à aimant permanent. Malheureusement, cela comporte deux désavantages. Le poids du véhicule va largement augmenter à cause des systèmes d'alimentation et convertisseurs et puisque la puissance vient du véhicule, il faut pouvoir lui fournir l'énergie contrairement aux moteurs avec les enroulements dans la voie. La transmission d'énergie peut se faire par exemple par caténaire mais cela rajoute des pièces mécaniques, des frottements et de l'usure.

Pour finir, notre moteur à commutation de flux complémentaire et modulaire semble être une topologie prometteuse pour la traction ferroviaire. Des prototypes de ce moteur ont déjà été fabriqués et les résultats concordent bien avec les performances attendues. L'étape suivante serait d'étudier l'intégration concrète de ce genre de moteur pour une application ferroviaire réelle, impliquant d'étudier différents aspects sur lesquels nous ne nous sommes pas penchés comme les contraintes mécaniques, thermiques que subit le moteur, les vitesses atteignables, la puissance nécessaire, le rendement, ... Pour notre moteur modulaire à réluctance variable synchrone, les résultats trouvés sont intéressants et nécessitent peut-être plus de recherche pour améliorer ou comparer cette topologie avec d'autres. Du fait de ces larges ondulations, la traction ferroviaire n'est probablement pas l'application qui convient le mieux pour ce type de moteur. De plus, la force moyenne diminue aussi plus rapidement avec l'augmentation de la taille l'entrefer qui est un point sensible pour ce genre d'application.

6 Conclusion

Dans ce mémoire, nous avons analysé et comparé deux moteurs électriques linéaires dans le cadre de la traction ferroviaire, un moteur linéaire à commutation de flux à aimant permanent et un moteur linéaire synchrone à réluctance variable. Ces deux moteurs ont l'avantage de pouvoir être déployés avec un coût limité pour la traction ferroviaire grâce à une partie longue, simple et peu coûteuse en matériau ferromagnétique. En particulier, pour ces deux moteurs, nous nous sommes intéressés à une topologie avec phase découplée et à barrière de flux. Cette topologie permet de diminuer les effets de bords rencontrés dans les moteurs linéaires et permet d'augmenter la tolérance de fautes du moteur. Ces deux moteurs ont été analysés par simulations 2D aux éléments finis et leur géométrie a été optimisée afin de maximiser la force de poussée moyenne avec un algorithme d'optimisation. Les différents résultats que nous avons obtenus montrent les très bonnes performances du moteur à commutation de flux tant au niveau de la densité de force que des faibles variations autour de la poussée moyenne. Ce moteur semble prometteur dans le cadre de la traction ferroviaire. En ce qui concerne le moteur à réluctance variable, les résultats indiquent de moins bonnes performances. Néanmoins, ce moteur possède d'autres avantages et nécessite des études supplémentaires. Finalement, on peut aussi noter l'importance de la simulation numérique et des algorithmes d'optimisations qui permettent d'obtenir des performances et des géométries difficilement atteignables de façon analytique. L'utilisation de ce genre de technique pour l'étude des machines électriques est déjà très largement répandue et va continuer de l'être avec l'augmentation et la démocratisation de la puissance de calculs. L'utilisation des moteurs linéaires montre de très nombreux avantages et est encore relativement peu développée. Partout où l'on utilise un moteur électrique circulaire pour faire un mouvement de translation, il peut être intéressant de se demander si celui-ci ne peut pas être remplacé par un moteur linéaire. De nombreuses études et recherches sont probablement encore à venir sur ce sujet et notamment sur les moteurs que nous avons étudiés.

Références

- [1] AH Selcuk and Hasan Kurum. Investigation of end effects in linear induction motors by using the finite-element method. *IEEE transactions on magnetics*, 44(7) :1791–1795, 2008.
- [2] Rolf Hellinger and Peter Mnich. Linear motor-powered transportation : history, present status, and future outlook. *Proceedings of the IEEE*, 97(11) :1892–1900, 2009.
- [3] Kurt Vollenwyder et al. Linear motor propulsion for urban transit. *Converter Technology & Electric Traction*, 5(010), 2006.
- [4] Ion Boldea. *Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook*. CRC press, 2017.
- [5] Alain Cassat and Vincent Bourquin. Maglev–worldwide status and technical review. *Proceedings of Electrotechnique du Futur, Belfort, France*, 2011.
- [6] Jacek Gieras. *Electric power generation transmission and distribution*, chapter 34, Linear Electric Motors, pages 679–706. CRC press, 05 2012.
- [7] Hyung-Woo Lee, Ki-Chan Kim, and Ju Lee. Review of maglev train technologies. *IEEE transactions on magnetics*, 42(7) :1917–1925, 2006.
- [8] Can-Fei Wang, Jian-Xin Shen, Yu Wang, Li-Li Wang, and Meng-Jia Jin. A new method for reduction of detent force in permanent magnet flux-switching linear motors. *IEEE Transactions on Magnetism*, 45(6) :2843–2846, 2009.
- [9] CF Wang, JX Shen, LL Wang, and K Wang. A novel permanent magnet flux-switching linear motor. In *2008 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pages 116–119. IET, 2008.
- [10] Qiang Liu, Haitao Yu, Minqiang Hu, Chunyuan Liu, Jing Zhang, Lei Huang, and Shigui Zhou. Cogging force reduction of double-sided linear flux-switching permanent magnet machine for direct drives. *IEEE transactions on magnetics*, 49(5) :2275–2278, 2013.
- [11] Cheng-Tsung Liu, Chang-Chou Hwang, Ping-Lun Li, San-Shan Hung, and Philippe Wendling. Design optimization of a double-sided hybrid excited linear flux switching pm motor with low force ripple. *IEEE Transactions on Magnetism*, 50(11) :1–4, 2014.
- [12] Meng-Jia Jin, Can-Fei Wang, Jian-Xin Shen, and Bing Xia. A modular permanent-magnet flux-switching linear machine with fault-tolerant capability. *IEEE Transactions on Magnetism*, 45(8) :3179–3186, 2009.
- [13] Lei Huang, Haitao Yu, Minqiang Hu, Shigui Zhou, and Li Hao. Fault-tolerant performance of a novel flux-switching permanent magnet linear machine based on harmonic current injection. *IEEE transactions on magnetics*, 47(10) :3224–3227, 2011.
- [14] Ruiwu Cao, Ming Cheng, Chris Mi, Wei Hua, and Wenxiang Zhao. Comparison of complementary and modular linear flux-switching motors with different mover and stator pole pitch. *IEEE transactions on magnetics*, 49(4) :1493–1504, 2012.
- [15] Ruiwu Cao, Ming Cheng, and Wei Hua. Investigation and general design principle of a new series of complementary and modular linear fspm motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12) :5436–5446, 2012.
- [16] Ruiwu Cao, Ming Cheng, Chunting Chris Mi, and Wei Hua. Influence of leading design parameters on the force performance of a complementary and modular linear flux-switching permanent-magnet motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(5) :2165–2175, 2013.
- [17] Ruiwu Cao, Ming Cheng, Chris Mi, Wei Hua, Xin Wang, and Wenxiang Zhao. Modeling of a complementary and modular linear flux-switching permanent magnet motor for urban rail transit applications. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 27(2) :489–497, 2012.
- [18] Ruiwu Cao, Ming Cheng, and Bangfu Zhang. Speed control of complementary and modular linear flux-switching permanent-magnet motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7) :4056–4064, 2015.
- [19] Bangfu Zhang, Ming Cheng, Ruiwu Cao, Yi Du, and Gan Zhang. Analysis of linear flux-switching permanent magnet motor using response surface methodology. *IEEE Transactions on Magnetism*, 50(11) :1–4, 2014.

- [20] Ruiwu Cao, Ming Cheng, Chris Mi, Wei Hua, and Wenxiang Zhao. A hybrid excitation flux-switching permanent magnet linear motor for urban rail transit. In *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 1–5. IEEE, 2011.
- [21] Chang-Chou Hwang, Ping-Lun Li, and Cheng-Tsung Liu. Design and analysis of a novel hybrid excited linear flux switching permanent magnet motor. *IEEE transactions on magnetics*, 48(11) :2969–2972, 2012.
- [22] Bangfu Zhang, Ming Cheng, Jiabin Wang, and Sa Zhu. Optimization and analysis of a yokeless linear flux-switching permanent magnet machine with high thrust density. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(11) :1–4, 2015.
- [23] Xiyun Ma, Guang-Jin Li, Zi-Qiang Zhu, Geraint Wyn Jewell, and James Green. Investigation on synchronous reluctance machines with different rotor topologies and winding configurations. *IET Electric Power Applications*, 12(1) :45–53, 2017.
- [24] I Boldea and SA Nasar. Thrust and normal forces in a segmented-secondary linear reluctance motor. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, volume 122, pages 922–924. IET, 1975.
- [25] A El-Antaby, J Edwards, G Williams, P Lindon, and P Luke. Steady-state performance characteristics of linear reluctance motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 15(6) :1440–1442, 1979.
- [26] JD Edwards and AM El-Antaby. Segmental-rotor linear reluctance motors with large airgaps. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, volume 125, pages 209–214. IET, 1978.
- [27] Gorazd Štumberger, Bojan Štumberger, Drago Dolinar, Oto Težak, and Kay Hameyer. Nonlinear model of linear synchronous reluctance motor for real time applications. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2004.
- [28] Gorazd Stumberger, Bojan Stumberger, Drago Dolinar, and Anton Hamler. Cross magnetization effect on inductances of linear synchronous reluctance motor under load conditions. *IEEE transactions on magnetics*, 37(5) :3658–3662, 2001.
- [29] Gorazd Stumberger, Bojan Stumberger, and Drago Dolinar. Analysis of cross-saturation effects in a linear synchronous reluctance motor performed by finite elements method and measurements. In *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 1907–1912. IEEE, 2006.
- [30] Gorazd Stumberger, Bojan Stumberger, and Drago Dolinar. Identification of linear synchronous reluctance motor parameters. *IEEE transactions on industry applications*, 40(5) :1317–1324, 2004.
- [31] Masayuki Sanada, Mitsutoshi Asano, Shigeo Morimoto, and Yoji Takeda. Mover design and performance analysis of linear synchronous reluctance motor with multflux barrier. *Electrical Engineering in Japan*, 138(4) :61–69, 2002.
- [32] Takeshi Ikemi, Shinya Sai, Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto, and Yoji Takeda. Fundamental investigation of lsynrm with magnetic suspension using armature winding for propulsion. In *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No. 02TH8579)*, volume 1, pages 48–53. IEEE, 2002.
- [33] K Yoshida, H Matsumoto, and M Eguchi. Optimal design of thrust force in vertical-type hts bulk lrm. *Physica C : Superconductivity*, 426 :839–847, 2005.
- [34] Mohamed N Ibrahim, Essam M Rashad, and Peter Sergeant. Steady-state analysis and stability of synchronous reluctance motors considering saturation effects. In *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, pages 345–350. IEEE, 2015.

UNIVERSITÉ CATHOLIQUE DE LOUVAIN

École polytechnique de Louvain

Rue Archimède, 1 bte L6.11.01, 1348 Louvain-la-Neuve, Belgique | www.uclouvain.be/epl