

# Modélisation magnétique de moteurs à aimants permanents à flux radial et flux axial de puissance inférieure à 15kW pour la traction automobile urbaine et extra-urbaine.

## Spécifications et comparatifs.

Romain MIGNOT, Didier CHAMAGNE, Frédéric DUBAS, Christophe ESPANET

Institut FEMTO-ST, UMR 6174 CNRS, Département ENERGIE, Belfort

**RÉSUMÉ** – Le présent sujet étudie la faisabilité électromécanique et technico-industrielle d'une nouvelle conception de machine à flux axial dans le but de pouvoir se positionner sur le marché concurrentiel de la traction automobile légère.

L'originalité de cette nouvelle motorisation est due à la conception de son stator en « U » et de son rotor à aimants étagés ainsi que de sa connectique d'alimentation des différents bobineaux. Afin de démontrer ses performances électromécaniques, cette nouvelle machine à flux axial est comparée à une motorisation synchrone classique à aimants permanents montés en surface faisant office de référence, ayant le même diamètre extérieur et la même polarité rotorique. La modélisation électromagnétique de chaque machine est réalisée grâce à un modèle numérique par éléments finis en 3D et optimisée par logiciel utilisant les plans d'expériences.

Un comparatif détaillé des résultats est présenté. Ce dernier permet de conclure que la motorisation à flux axial nouvellement conçue augure de perspectives industrielles intéressantes.

**Mots-clés** – Machine synchrone à flux radial, Machine synchrone à flux axial, Modélisation par éléments finis 3D, Optimisation par plans d'expériences.

### 1. INTRODUCTION

Le cahier des charges (tableau 1) impose de concevoir une motorisation à flux axial destinée à la traction automobile de puissance inférieure à 15kW. D'un point de vue industriel, la nouvelle structure doit tout d'abord être plus économique en matières premières et en temps de process que les motorisations classiques actuellement sur ce marché. Ensuite, cette nouvelle motorisation à flux axial doit favoriser la production d'un bobinage linéaire sur bobineaux afin de gagner en encombrement dans les encoches statoriques. D'un point de vue électromagnétique, les objectifs sont d'obtenir une meilleure puissance massique ainsi qu'un meilleur rendement par rapport aux motorisations classiques développant la même puissance utile.

### 2. LE CAHIER DES CHARGES

Le lien moteur/véhicule (cf. fig. 1) est un entraînement direct avec un moteur couplé à chaque roue avant. Pour chaque motorisation (7,5kW) le cahier des charges impose que le diamètre extérieur n'excède pas 230 mm pour une longueur maximale de 140 mm. La masse globale ne doit pas être supérieure à 13 kg.

Le tableau 1 résume les différentes caractéristiques du véhicule électrique utilisé. Il fait partie de la catégorie des « Quadricycle Lourds ». Il se déplace à une vitesse maximale de 110 km/h. Réglementairement, la puissance utile électrique du véhicule est limitée à 15 kW [1].

Afin de vérifier que les caractéristiques du véhicule (tableau 1) n'imposent pas d'avoir recours à une motorisation électrique d'une puissance utile supérieure à 15kW, un modèle analytique simple représentant la dynamique du véhicule a été conçu [2] et soumis au cycle Américain le plus connu (cf. fig. 2) qui est le FUDS (Federal Urban Driving Schedule) [3]. C'est, actuellement, ce cycle qui est également le plus utilisé afin d'évaluer la consommation des batteries des véhicules électriques [4].

Les points de fonctionnement du cycle FUDS associés au cahier des charges du véhicule imposent un ensemble de points de fonctionnement en couple et en puissance utiles à réaliser par la future motorisation électrique. Ces différents points de fonctionnement sont présentés sur les figures 3 et 4.

Les résultats en couple et puissance utiles instantanés montrent que la motorisation électrique (dans ces conditions bien déterminées) répondra à la réglementation régissant les quadricycles lourds.

D'autres cycles de vitesse [5] comme le FTP urban (Federal Test Procedure) ou bien l'UDDS (Urban Dynamic Driving Schedule) ont été testés. Les résultats obtenus avec ces derniers ont confirmé ceux obtenus avec le cycle FUDS.

Tableau 1. Caractéristiques techniques du véhicule

$V_{véhicule}$ : 90 km/h	Pneu : 135/70-R15	U dc batterie : 350V
$\gamma$ : Accélération sur plat : 0 à 50 km/h en 13s	$C_x$ : 0,35	$m_{véhicule}$ : 850 kg
$P_{ente}$ à 50 km/h : 11%	$S_{frontale}$ : 1,8m <sup>2</sup>	$K_{roulement}$ : 0,01

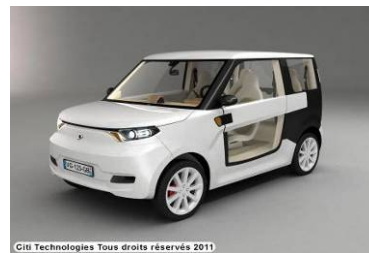


Figure 1 : Prototype Citizen\_Citi Technologie

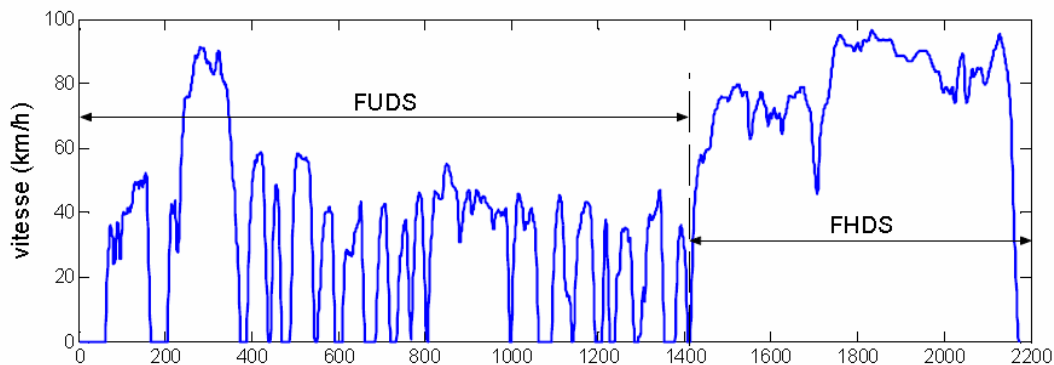


Figure 2 : Cycle Américain FUDS et FHDS de conduites urbaine et extra urbaine  
Vitesse (Km/h) en fonction du temps (s)

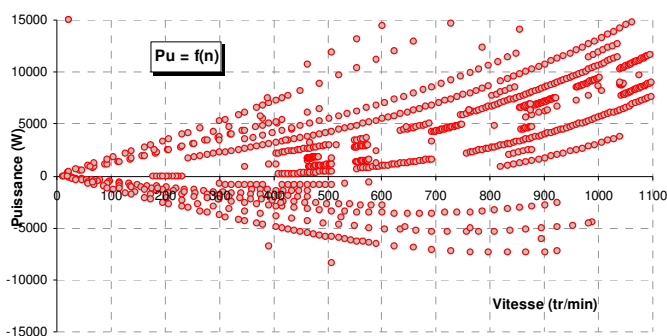


Figure 3 : Points du plan puissance/vitesse - cycle US

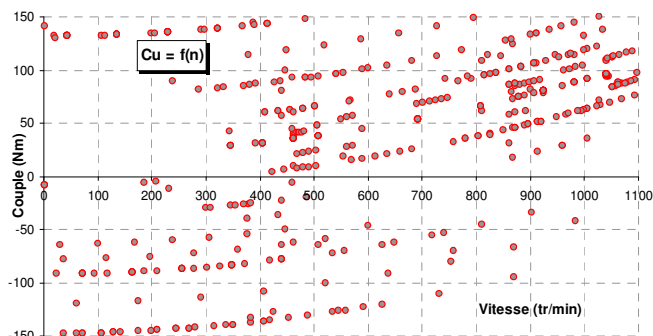


Figure 4 : Points du plan couple/vitesse - cycle US

### 3. RECHERCHE ET CHOIX DE LA NOUVELLE STRUCTURE DE LA MOTORISATION A FLUX AXIAL

En 2004, Aydin et al. [6] ont répertorié et analysé de nombreuses motorisations à flux axial. Malheureusement, aucune ne répond aux spécifications suivantes du cahier des charges, c'est-à-dire :

- un stator et un rotor avec une masse très réduite de Fer Silicium,
- des enroulements statoriques réalisables à l'aide de bobineaux indépendants.

Cette seconde spécificité du cahier des charges impose que le bobinage soit concentrique autour de chaque dent du stator. L'objectif est de réduire au maximum les pertes Joule dans les bobinages, tout en gagnant en encombrement dans l'encoche statorique. Ainsi, la motorisation devrait produire une meilleure puissance massique mais aussi un meilleur rendement que les autres machines à flux axial classiques.

Avec ces critères sélectifs, une recherche bibliographique a permis de découvrir des structures diverses et variées.

[11] avec un seul stator et un seul rotor, s'est penché sur une solution utilisant un stator bobiné une dent sur deux permettant ainsi de lisser les formes d'ondes.

[12], [8] (cf. fig. 5) et [7] (cf. fig. 6), ont utilisé des machines à stator interne afin de réduire l'ondulation de couple tout en démontrant l'attractivité poids/puissance de cette structure.

[9] et [10] (cf. fig. 7 et 8) ont conçu des structures possédant un stator avec des arceaux indépendants en forme de « U » associés à des rotors en matériau composite contenant des aimants haute énergie de forme circulaire. Ces deux articles font apparaître que cette particularité statorique possède de vrais avantages, soit : une puissance massique élevée (peu de pertes joule et de pertes fer) tout en alliant une vraie facilité de conception. Après analyse, cette dernière structure pourrait répondre plutôt favorablement aux spécifications du cahier des charges précédemment énoncées.

Finalement, à l'aide d'une classification dépendant de la direction du flux, du bobinage et du nombre d'entrefers, une structure nouvelle, peu exploitée et susceptible de fournir de bonnes performances électromagnétiques (couple massique, puissance massique, rendement) ressort de cette analyse.

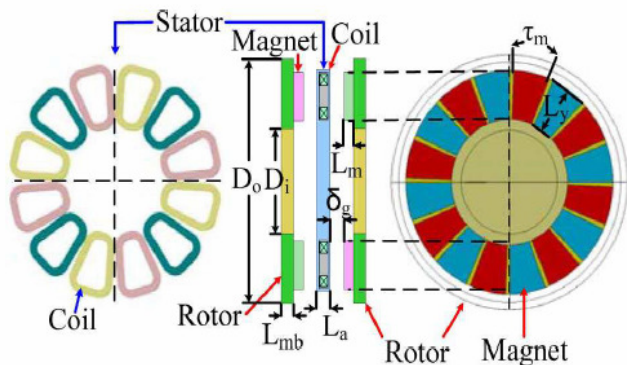


Figure 6 : Machine à flux axial un stator et deux rotors avec bobinage sur dents [7]

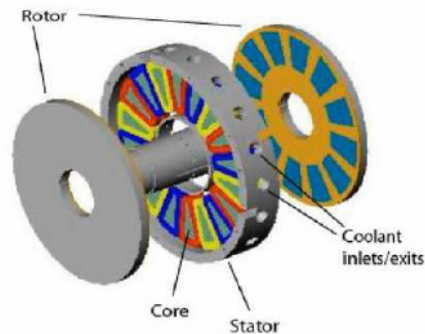


Figure 5 : Machine à flux axial un stator et deux rotors avec bobinage sur dents [8]

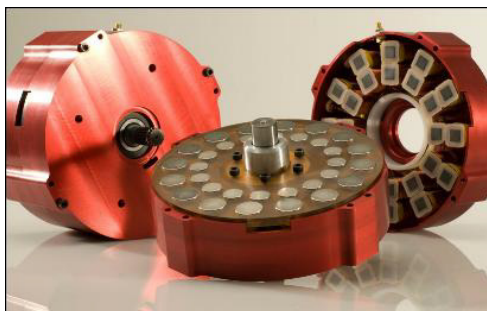


Figure 7 : Machine discoïde à flux axial et stator en « U » avec bobinage sur dents [9]

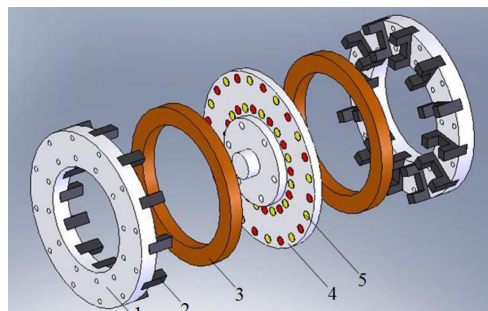


Figure 8 : Générateur discoïde à flux axial et stator en « U » avec bobinage sur dents [10]

Le choix final s'est donc centré sur la machine discoïde à double entrefer avec bobinage statorique sur arceaux indépendants. La nouvelle structure développée s'est donc inspirée des motorisations développées par [9] et [10] tout en apportant plusieurs modifications majeures présentées dans le paragraphe suivant.

#### 4. PRESENTATION DE LA MOTORISATION A FLUX AXIAL

La structure de machine combine les effets des aimants permanents de la réductance variable du rotor et des courants électriques d'alimentation. Le circuit magnétique de la structure est agencé de façon à minimiser, grâce à la réduction des trajets parcourus par les lignes de champs, les ampères-tours consommés.

##### 4.1. Géométrie de la machine

###### 4.1.1. Rotor de la machine à flux axial

Le rotor en matière composite [13] est composé de 16 paires d'aimants permanents à haute densité d'énergie ainsi que de barres ferromagnétiques. Sa particularité est d'être étagée pour deux raisons :

- la première est d'éviter les vibrations mécaniques dues aux effets réductants du rotor, ces derniers étant induits par les différences de pression magnétique des aimants lors du déplacement du rotor devant le stator ;
- la seconde est de réduire au mieux la présence des flux de fuite inter-aimants, placés sur le même circuit magnétique et entre les circuits magnétiques adjacents.

###### 4.1.2. Stator de la machine à flux axial

Le stator est composé de deux demi culasses comportant chacune 12 « U » ferromagnétiques découplés magnétiquement entre eux.

Chaque « U » supporte deux bobinages concentriques. Les « U » sont répartis régulièrement à l'intérieur de la carcasse statorique et un entrefer sépare les deux demi-culasses statoriques.

###### 4.1.3. Chemises et arceaux statoriques

À l'intérieur d'une demi-chemise statorique (cf. fig. 9) chaque circuit ferromagnétique est feuilleté et est maintenu au fond de sa chemise respective par un cerclage vissé lui-même à la chemise. Une phase électrique est constituée de 8 bobineaux en série, soit 4 par demi-chemise. La mise en série (entre chaque demi-chemise) des groupements de bobineaux appartenant à la même phase statorique s'effectue sur l'extérieur de la motorisation via une connectique spécifique. La répartition des phases dans chaque demi-chemise s'effectue de manière cyclique.

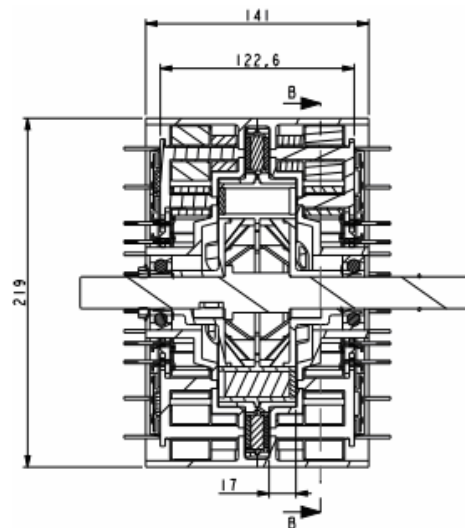


Figure 9 : Coupe axiale de la motorisation

4.2. Principe de fonctionnement

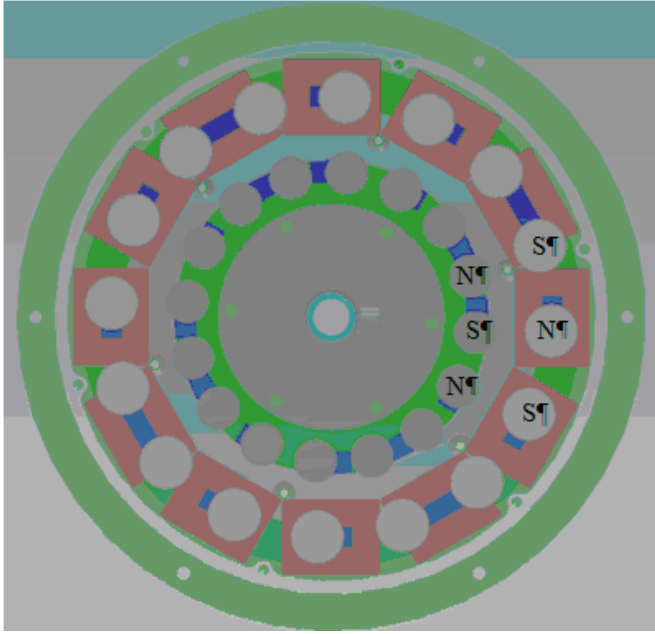


Figure 10 : Coupe axiale du rotor (16 binômes d'aimants circulaires) et du stator (12 plots en « U »)

Le principe de fonctionnement de cette machine est identique à celui d'une machine à réluctance variable hybride excitée par des aimants permanents. Le nombre de plots rotoriques est différent du nombre de plots statoriques.

En alimentant les bobines statoriques avec un système de courants triphasés équilibrés, un champ magnétique est créé. Celui-ci tourne à la vitesse angulaire :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad [\text{rad/s}] \quad (1)$$

où,  $\omega$  est la pulsation électrique des courants et  $p$  le nombre de paires de pôles statoriques.

Le champ rotorique est le champ dû aux aimants permanents seuls. À partir de la figure 10, on remarque qu'il existe, d'une part, dans la zone de l'entrefer,  $|p_r - p_s|$  zones où l'induction est maximale pour un signe du champ rotorique donné (un aimant Nord ou Sud est en vis-à-vis d'un plan statorique) et, d'autre part, que le décalage de la position rotorique par rapport aux plots statoriques est progressif.

La condition de bon fonctionnement de cette nouvelle machine vient du fait que les distributions des deux champs rotorique et statorique doivent avoir la même périodicité. La période spatiale du champ rotorique est de :

$$p_{sr} = \frac{2\pi}{|p_r - p_s|} \quad [^\circ] \quad (2)$$

Pour le stator, la période spatiale est de :

$$p_{ss} = \frac{2\pi}{p} \quad [^\circ] \quad (3)$$

Donc, la condition de bon fonctionnement impose que le nombre de paires de pôles statoriques soit de:

$$p = |p_r - p_s| \quad (4)$$

Quand le rotor tourne de  $\frac{4\pi}{P_r}$  degrés mécaniques (angle d'ouverture d'une paire d'aimants), le champ rotorique décrit une période électrique entière. Ainsi, la fréquence des courants d'alimentation de la machine est liée au nombre de plots du rotor par l'expression suivante :

$$f = \frac{P_r \cdot \Omega}{4\pi} \quad [\text{hz}] \quad (5)$$

avec  $\Omega$ , la vitesse de rotation du rotor.

La relation liant la pulsation de rotation  $\Omega$  de la machine à la pulsation électrique d'alimentation  $\omega$  est classiquement la suivante :

$$\Omega = \frac{2 \cdot \omega}{P_r} \quad [\text{hz}] \quad (6)$$

Le choix des nombres de plots statoriques et rotoriques n'est pas arbitraire. En effet, il existe des règles qui le gouvernent, de telle sorte à avoir une contribution optimale de chaque partie électromagnétique de la machine, à savoir les rangs harmoniques actifs des forces magnétomotrices statorique et rotorique. En d'autres termes, pour avoir un bon couplage il faut s'assurer que ce sont les fondamentaux de chaque paramètre qui interviennent dans la production de l'énergie convertible en couple moteur.

Les configurations possibles dans une machine de  $m$  phases doivent satisfaire la relation 3-4 pour chaque couple «  $p, P_s$  ». Il existe deux valeurs de  $P_r$  différentes, soit [14] :

$$P_r = (m-1) \cdot p \quad \text{ou} \quad P_r = (m+1) \cdot p \quad [\text{hz}] \quad (7)$$

5. MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS EN 3D DE LA MOTORISATION A FLUX AXIAL

La motorisation à flux axial étant complexe à modéliser analytiquement, il a paru important, dans un premier temps, de se doter d'un modèle numérique 3D permettant de reconstituer fidèlement la future machine prototypée. Le modèle numérique permet, entre autres :

- d'accéder à de nombreux résultats qu'un prototype physique ne peut fournir (formes et niveaux des différentes inductions dans la machine, visualisation du flux dans l'entrefer et des fuites tridimensionnelles, etc.) ;
- d'optimiser géométriquement et magnétiquement la motorisation à partir, par exemple, des plans d'expériences.

5.1. Caractéristiques magnétiques et maillage du modèle

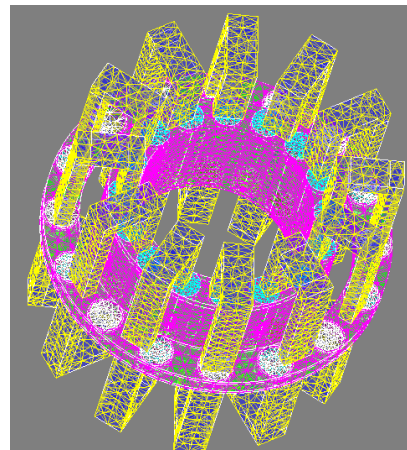


Figure 11 : Maillage du moteur à flux axial



Les caractéristiques non linéaires pour les tôles statoriques (M 330-35) sont utilisées afin de tenir compte de la saturation magnétique des matériaux. Cela permet, notamment, d'évaluer correctement la valeur du couple électromagnétique pour un niveau d'ampères-tours donné.

Pour ce qui est des aimants, la caractéristique magnétique  $B=f(H)$  est une droite de pente  $\mu_0 \cdot \mu_r$  et d'ordonnée à l'origine  $B_r(T_a)$ . La valeur de l'induction rémanente est modifiée en fonction de  $T_a$ , la valeur de la température moyenne de l'aimant lors des simulations en charge ; cela impose d'estimer (ou de supposer) la température interne de fonctionnement avant la simulation.

Concernant le maillage de la géométrie (cf. fig. 11), ce dernier doit être suffisamment fin pour obtenir une précision correcte mais ne doit pas être trop dense sous peine de ralentir fortement les calculs.

Il a donc été retenu que les culasses statoriques seraient maillées relativement grossièrement et l'entrefer bien plus finement. Afin d'automatiser le maillage, une longueur de maille « lmaille » constante dans toute la machine égale à la valeur de l'entrefer est choisie. Au niveau de l'entrefer, la maille est égale à  $ent/2$ .

## 5.2. Simulations électromagnétiques

### 5.2.1. Simulations à vide

L'objectif est d'obtenir la valeur de l'induction au niveau des emplacements importants de la machine (entrefer, rotor, arceau statorique), du flux sous un pôle, de la fém, etc. Le tracé des lignes de flux permet, quant à lui, de visualiser le passage du flux dans l'ensemble de la machine et, ainsi, de détecter les éventuelles fuites.

#### 5.2.1.1. Induction électromagnétique

En ce qui concerne l'induction, une seule simulation en magnétostatique à vide est utile (cf. fig. 12). On trace une cartographie détaillée de l'induction dans la machine sous la forme d'un dégradé de couleurs. Il est ainsi possible d'apercevoir les saturations locales du circuit magnétique. Le cas le plus défavorable est lorsque le circuit magnétique est en regard d'un aimant (cf. fig. 13).

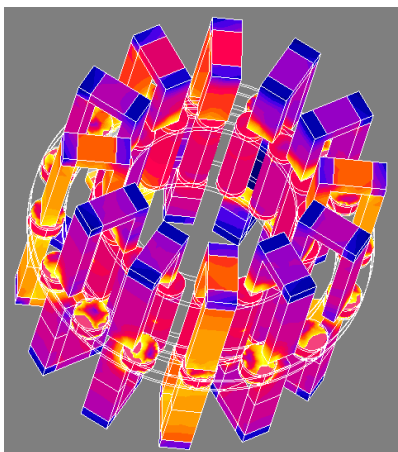


Figure 12 : Induction à vide dans le circuit ferromagnétique du moteur à flux axial

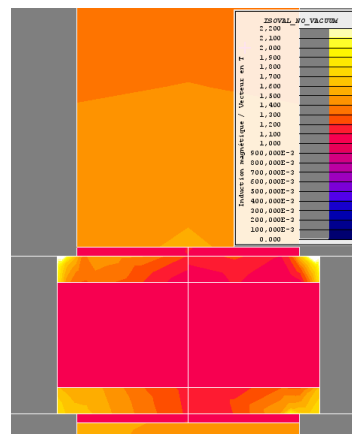


Figure 13 : Induction à vide dans un aimant du moteur à flux axial

#### 5.2.1.2. Lignes d'équiflux

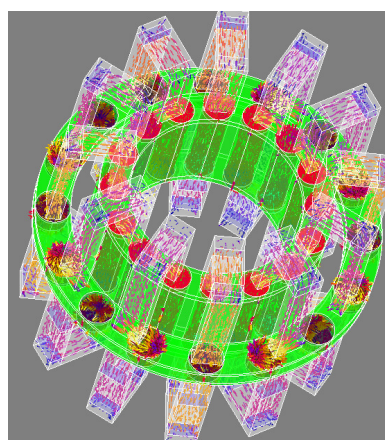


Figure 14 : Visualisation du parcours du flux

À partir des flèches représentant le parcours du flux magnétique (cf. fig. 14), il est possible de détecter certaines fuites magnétiques.

Au premier abord, les fuites principales se situeraient autour des aimants et de l'entrefer lors de la rotation du rotor.

La figure 14 montre également que chaque circuit magnétique est indépendant et que les flux principaux semblent correctement s'y concentrer.

En ce qui concerne les lignes de flux inter aimants ou inter circuits ferromagnétiques une étude spécifique ultérieure sera entreprise afin de préciser leur existence ainsi que leurs éventuels impacts sur les performances électriques de la machine ; c'est-à-dire sur les valeurs de la fém, des inductances de fuites et/ou inductances mutuelles.

### 5.2.2. Simulations en charge

L'objectif de ces simulations est d'obtenir, entre autres, la valeur moyenne du couple électromagnétique, le taux d'ondulation du couple et de voir l'influence de la désaimantation des aimants pour des valeurs élevées d'ampères-tours et de températures des aimants.

#### 5.2.2.1. Couple électromagnétique

Après avoir fixé un nombre d'ampères-tours dans les bobinages statoriques, la simulation est réalisée en magnéto-dynamique.

Le rotor tourne par rapport au stator à la valeur de température maximale que peuvent supporter les aimants (180°C).

### 5.2.2.2. Aimants en configuration d'opposition par rapport aux flux statoriques

Afin de connaître le comportement d'un aimant en situation extrême de fonctionnement, il faut tracer la composante normale de l'induction en fonction de l'angle  $\Theta_{rs}$  (angle entre le rotor et le stator) et cela au pied de l'aimant. La simulation s'effectue pour :

- la valeur maximale de la température supportable par l'aimant (donnée constructeur) afin de prendre une marge de sécurité. Dans le cas présent la température limite de fonctionnement est  $T_a = 180^\circ\text{C}$  ;
- une valeur d'intensité permettant d'obtenir deux fois le couple nominal.

## 6. PRESENTATION DE LA MOTORISATION A FLUX RADIAL

La sélection de la machine électrique de référence (cf. fig. 15) suppose de bien choisir, au préalable, la configuration du rotor [15] et, en second, la réalisation du bobinage statorique [16].

En fonction d'un nombre important de paramètres (configuration du nombre de paires de pôles entre le stator et le rotor, placement des aimants dans le rotor, types de bobinages, etc.) c'est finalement l'utilisation d'une motorisation à rotor interne avec des A.P. de haute énergie en surface associé à un bobinage concentrique autour de chaque dent qui est retenue.

Ce choix répond à la réponse à plusieurs critères technico-économique et en fonction des différents besoins du cahier des charges.

[17], [18], [19], [20], [21], [22] confirment que, à l'heure actuelle, cette structure à aimants, qui reste simple, sert fréquemment de moteur de référence dans l'optique d'une comparaison avec des moteurs innovants.

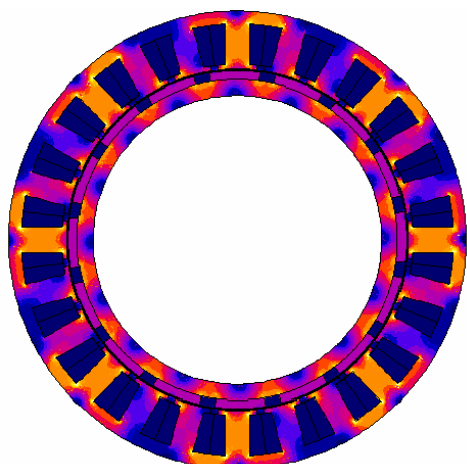


Figure 15 : Coupe longitudinale de la motorisation de référence

### 6.1. Géométrie de la machine

#### 6.1.1. Rotor de la machine à flux radial

Le choix d'utiliser des aimants de surface aboutit à confectionner un rotor avec un temps de process réduit.

Pour la polarité entre le rotor et le stator, le nombre de pôles par phase au stator sera identique à celui du rotor.

Cette solution aura l'avantage d'utiliser des fréquences statoriques assez faibles, limitant ainsi les pertes magnétiques dans le stator, mais impliquera, par contre, un fort couple de détente ainsi que des pertes supplémentaires dans les aimants.

La diminution de ces deux derniers points sera opérée en scindant en deux les aimants sur leur longueur ainsi qu'en les décalant entre eux selon un angle électrique pré-calculé. Cela aura, de plus, l'avantage d'obtenir une f.é.m. proche d'une sinusoïde (cf. fig. 16 et 19).

#### 6.1.2. Stator de la machine à flux radial

Pour le stator, une structure triphasée favorisant la production de bobines indépendantes en grande série a été recherchée. Le choix d'un bobinage sur dents séparées s'est avéré le plus adapté à cette fonction tout en permettant l'obtention d'un coefficient de remplissage dans les encoches supérieur à 50% (cf. fig. 17). L'obtention de petites têtes de bobines favorisera l'obtention d'un faible volume global de la motorisation ainsi que la diminution des pertes Joule.

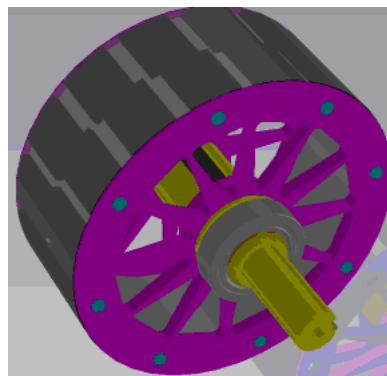


Figure 16 : Visualisation du rotor avec ses aimants découpés et décalés

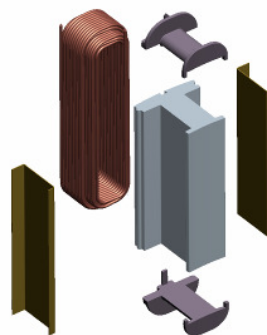


Figure 17 : Présentation de l'isolation des dents du stator

## 7. MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS EN 2D DE LA MOTORISATION A FLUX RADIAL

La figure 18 permet de distinguer les lignes d'équiflux à vide et les différentes zones d'induction dans la machine avec un aimant placé en face de la dent. Les points de mesures du niveau d'induction sont les milieux : (1) de l'isthme, (2) de la dent, (3) de la culasse statorique.

La figure 18 montre la forme de fém obtenue à vide lors du fonctionnement de la motorisation en générateur. Le décalage optimum permettant d'obtenir une fém sinusoïdale a été obtenu en sommant les deux demi-fém produites par chaque demi-aimant sur la longueur du rotor.

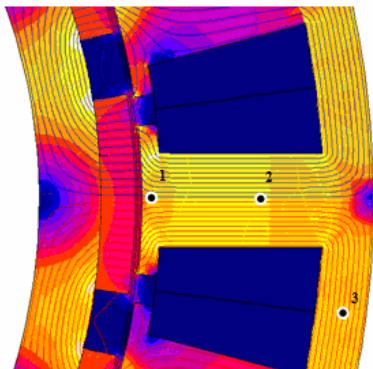


Figure 18 : Visualisation de la structure géométrique réelle du moteur afin de visualiser les différentes inductions

Les valeur et forme du couple électromagnétique ont été relevées lors d'un fonctionnement en charge pour la même température d'aimant que le moteur à flux axial.

#### 8. COMPARATIF DES DEUX MOTORISATIONS OPTIMISEES PAR PLANS D'EXPERIENCES

Afin que le comparatif entre les deux machines soit le plus cohérent possible, voici un rappel des contraintes qui ont été imposées dès le début du projet :

- répondre identiquement au cahier des charges décrit au paragraphe 2;
- avoir le même nombre de pôles rotoriques ;
- avoir la même caractéristique d'aimant.

Concernant l'optimisation de chaque machine, celle-ci se concentra sur les points suivants :

- la géométrie du circuit magnétique : l'objectif était de déterminer qu'elles pouvaient être les formes géométriques et les dimensions les plus influentes sur la production d'une fém se rapprochant d'une forme sinusoïdale ;
- la géométrie des aimants : comme pour le circuit magnétique, la recherche des formes géométriques et dimensions a été mise en œuvre afin d'améliorer la forme de la fém trouvée précédemment.

Afin de réaliser correctement l'optimisation de la machine, certains paramètres ont été imposés comme :

- le diamètre extérieur du stator ;
- les performances électromagnétiques ;
- l'épaisseur minimale d'aimant afin de ne pas démagnétiser ;
- l'épaisseur maximale d'un aimant afin qu'il soit correctement aimanté ;
- la hauteur d'entrefer : antagonisme entre les contraintes liées à la réalisation mécanique et la production d'une forte densité électromagnétique ;
- section globale d'un conducteur en cuivre : compromis entre les contraintes liées à la bobineuse [capacité de traction] et la densité de courant utile à la production du couple souhaité ;
- coefficient de remplissage d'encoche : compromis entre les contraintes liées à la bobineuse [place minimale de bobinage] et le nombre optimal de spires autour d'une dent ;

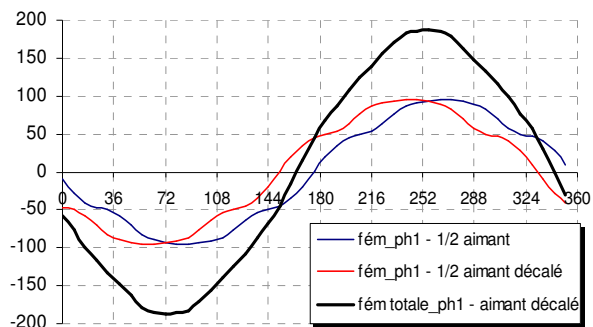


Figure 19 : Fém globale obtenue en sommant les deux demi-fém de chaque aimant

- l'épaisseur des circuits magnétiques : compromis entre les contraintes liées à la tenue mécanique et l'induction ;
- l'épaisseur du rotor : compromis entre la contrainte de tenue mécanique et le poids du rotor, la longueur axiale du moteur.

Les tableaux 2 à 4 fournissent respectivement les caractéristiques géométriques, électromagnétiques et massiques de chaque motorisation ainsi que les écarts entre chaque résultat.

##### 8.1. Les paramètres géométrique et électromagnétique de chaque machine

L'écart de 20% en volume extérieur entre les deux motorisations indique que le MFA grâce à sa configuration géométrique particulière peut délivrer le couple souhaité avec moins de volume. Par contre, afin d'arriver à un tel résultat de performance, l'épaisseur d'entrefer dans le MFA sous un pôle a été imposé à 0,3mm.

##### 8.2. Les paramètres massiques de chaque machine

Avec un gain en masse de 55% au niveau des aimants et de 46% sur l'ensemble de la masse globale afférente aux tôles statorique et rotorique, le MFA se positionne parfaitement bien d'un point de vue coût financier à la fabrication par rapport au moteur de référence.

Par contre, les sérieux gains en masse sur l'ensemble des parties actives qu'offre la structure innovante du MFA ne lui permettent pourtant pas d'avoir globalement une masse inférieure à celle du MFR.

L'analyse de l'ensemble des différentes masses composant le MFA indique que c'est celle du rotor formé en matériau composite qui se trouve être la plus contraignante. A ce titre, il semblerait donc intéressant d'étudier si d'autres matières pourraient remplacer les structures classiques en matériaux composites actuelles. En association à cette recherche fondamentale, il serait utile d'entreprendre une étude approfondie des efforts mécaniques qui s'appliquent sur le rotor. Ces résultats permettraient peut-être d'envisager une réduction de l'épaisseur actuelle du rotor, conférant ainsi au MFA un allègement de masse et, éventuellement, une diminution de longueur axiale.

L'association de ces deux derniers points permettrait certainement au MFA d'être aussi performant que le moteur de référence à flux radial tout en étant moins long et moins lourd.

Tableau 2. Caractéristiques géométriques des motorisations

Désignations	Moteur Flux Radial	Moteur Flux Axial	Écart en %
Diamètre extérieur (mm)	230	220	-4,3
Longueur extérieure (mm)	132	141	+6,8
Volume extérieur (litres)	5,5	4,64	-15,6
Épaisseur globale de l'entrefer global vue par le flux (mm)	2 × 0,6	4 × 0,3	/

Tableau 3. Caractéristiques électromagnétiques des motorisations

Désignations	Moteur Flux Radial	Moteur Flux Axial	Écart en %
Induction rémanente des aimants (T)	1,22	1,22	/
$C_{couple}$ (Nm)	73	75	+2,7
$K_i$ (Nm · A <sup>-1</sup> )	1,14	1,47	+29

Tableau 4. Masses des différentes parties actives des deux moteurs

Désignations	Moteur Flux Radial	Moteur Flux Axial	Écart en %
Masse totale des aimants (g)	670	300	-55
Masse totale _ tôles statorique + rotorique (kg)	5,94	3,3	-46,1
Masse totale du cuivre (kg)	2,5	2,5	/
Masse totale du moteur (kg)	13	13	/

## 9. COMPARATIF DES DEUX MOTORISATIONS OPTIMISEES PAR PLANS D'EXPERIENCES

En comparant entre elles les deux motorisations, les résultats démontrent que le moteur à flux axial à arceaux rivalise nettement, pour un même cahier des charges, avec un moteur à flux radial à aimants de surface. En effet, cette nouvelle motorisation, par rapport au moteur à flux radial, développe un couple électromagnétique supérieur, à la même vitesse de base, avec 21% de courant en moins.

Dans ce travail de recherche concernant cette machine à flux axial, l'étude comparative met en avant ses performances et son potentiel industriel. Que ce soit au niveau de sa structure rotorique, de l'encombrement et de l'échauffement de son stator, elle mérite très probablement un intérêt particulier afin, notamment d'optimiser la construction de la machine dans l'objectif de simplifier au maximum sa réalisation.

## 10. REFERENCES

- [1] Norme régissant la catégorie des quadricycles lourds, "Réglementation d'ordre général : 1997 24 CE et 2002 24 CE – Réglementation sur le Couple et la puissance : 2002-41 CE – Réglementation sur les masses et dimensions : 1993 93 CE".
- [2] F. Wurtz "statut et nature des processus de conception que nous utilisons en électrotechnique et possible rationalisation et automatisation" EF2005, Grenoble.
- [3] <http://www.epa.gov/otaq/sftp.htm#cycles>.
- [4] R. Kroeze and al, "Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations" Illinois University, 2011.
- [5] U.S Environmental Protection Agency, <http://www.epa.gov/nvfel/testing/dynamometer.htm>, (2010)
- [6] M. Aydin and al, "Axial Flux Permanent Magnet Disc machines; A Review" Speedam 2004.
- [7] C-C.Hwang and al, "Optimization for Reduction of Torque Ripple in an Axial Flux Permanent Magnet Machine", IEEE Transactions on Magnetics, Vol 45, n°3, Mars 2009.
- [8] P.Kurronen, "Torque Vibration Model of Axial-Flux Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine", Thèse de Doctorat de l'Université de Lappeenranta, 2003.
- [9] Y-B Jung and al, "Unique Axial Flux Motor Design Delivers Superior Torque Density" EET-2008 European Ele-Drive Conference International Advanced Mobility Forum Geneva, Switzerland, March 11 – 13, 2008.
- [10] S. Hosseini and al, "Design, Prototyping, and Analysis of a Novel Modular Permanent-Magnet Transverse Flux Disk Generator", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, n°. 4, April 2011.
- [11] F.Marignetti, and al, "Electromagnetic and Mechanical design of a Fractional-slot-windings Axial-flux PM synchronous machine with Soft Magnetic Compound Stator", IAS'06, 2006.
- [12] P.C. Coles and al, "Design and Analysis of an Axial Flux Permanent Magnet Machine", IEE Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Volume 2, pp.840-843, Mars/Avril, 2004.
- [13] M.Poirot, R.Brunel, "Enhanced Thermal Conductivity Of An Epoxy-Matrix Composite Using AlN and BN fillers", ECNP Pragues, 2010
- [14] D. Hadjidj, "Conception, optimisation et validation d'un moteur à arceaux hybride à flux transverse", thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, octobre 1999
- [15] K. Hwang, B. Kwon, "Investigation of Torque and Iron Loss Characteristics of Optimized Spoke type IPMSM Considering Motor Modeling and Motor Drive Circuit", IEE Proc. Elect. Power Appl., pp. 3667-3674, (2010).
- [16] J. Saint Michel, "Bobinage des machines tournantes", édition Techniques de l'ingénieur, 2007.
- [17] M.A.Jabbar and al, "Design and Analysis of Exterior and Interior Type High-Speed Permanent Magnet Motors", Proc. Aust. University Power Electronics Conference, pp 484-489, 2001.
- [18] M.Aydin and al, "Torque Quality and Comparison of Internal and External Rotor Axial Flux Surface-Magnet Disc Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, n°3, Juin, 2006.
- [19] H-W Cho and al, "A Design Approach to Reduce Rotor Losses in High-Speed Permanent Magnet Machine for Turbo-Compressor", IEEE Transactions on Magnetics, 2006.
- [20] A. Parviainen "Performance comparison between low speed axial-flux and radial-flux permanent magnet machine including mechanical constraints", IEEE Transactions on Magnetics, 2005.
- [21] R. Qu and al, "Performance comparison of dual-rotor Radial-flux and axial-flux permanent-magnet BLDC machines", IEEE Transactions on Magnetics, 2006.
- [22] R. Cavagnino and al, "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors", IEEE Transactions on Magnetics, 2002.