



HAL
open science

Conception des machines synchro-réductantes à aimants en ferrite à flux radial et axial

Paul Akiki, Dany Prieto, Mike McClelland, Mohamed Bensetti, Jean-Claude
Vannier, Maya Hage-Hassan

► **To cite this version:**

Paul Akiki, Dany Prieto, Mike McClelland, Mohamed Bensetti, Jean-Claude Vannier, et al.. Conception des machines synchro-réductantes à aimants en ferrite à flux radial et axial. 3ème Symposium de Génie Electrique (SGE 2018), Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981833

HAL Id: hal-02981833

<https://hal.science/hal-02981833v1>

Submitted on 28 Oct 2020

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

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

Conception des machines synchro-réductantes à aimants en ferrite à flux radial et axial

Paul AKIKI¹, Maya HAGE HASSAN¹, Mohamed BENSETTI¹, Jean-Claude VANNIER¹,
Dany PRIETO², Mike McCLELLAND²

¹ GeePs | Group of electrical engineering - Paris UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Univ Paris-Sud, Sorbonne Universités,
UPMC Univ Paris 06, 3, 11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon F-91192, Gif-sur-Yvette, France

² Moteurs Leroy-Somer, 16 boulevard Marcellin Leroy 16000, Angoulême, France

RESUME – Ce papier porte sur le dimensionnement par optimisation de machines électriques pour des applications à faible vitesse de rotation (<500 rpm) et à couple élevé (200 Nm). Deux structures de machines synchro-réductantes assistées par des aimants en ferrite à flux axial et radial sont proposées. Un modèle analytique électromagnétique générique a été développé pour dimensionner les deux structures. Il permet la prise en compte des aspects magnétique, électrique et énergétique. Le modèle magnétique est non-linéaire, la saturation locale dans les ponts tangentiels au rotor est modélisée, la saillance du stator et les flux de fuites tangentielles dans les encoches sont prises en compte. Le modèle est validé expérimentalement sur la machine à flux radial. Les structures axiales et radiales sont optimisées et comparées entre elles sur la base d'un même cahier des charges à l'aide de l'algorithme NSGA-II.

Mots-clés – Machines synchro-réductantes, modélisation, optimisation, machines à flux axial, SMC

1. INTRODUCTION

Dans le but de concevoir des machines électriques pour une application à entraînement direct, nous adoptons la méthodologie de conception par optimisation. Ceci nous oblige ainsi à prêter une attention particulière au temps de calcul et à la précision des modèles. En effet, les modèles numériques basés sur les éléments finis peuvent être très précis. En revanche, ils ne sont généralement pas adaptés à des procédures de conception itératives, en raison de leur temps de calcul élevé. Dans la littérature, différents types de modèles sont proposés [1][2].

Certaines hypothèses simplificatrices sont généralement considérées telles la linéarité des matériaux [3], la non prise en compte des pertes fer au rotor [4] ou la considération d'un entrefer constant. Dans le cadre de notre étude, une approche de modélisation électromagnétique générique est proposée. Elle s'appuie sur le théorème d'Ampère et sur la loi de conservation du flux pour les structures de machines synchro-réductantes assistées par aimants en ferrite à bobinage sur dent. Les deux machines à flux radial et axial possèdent 18 dents et 16 pôles comme illustrées sur la Figure 1. Pour la machine radiale, les tôles utilisées sont du M400P-50, alors que pour la machine axiale, le stator est en tôle et le rotor est en Somaloy-700-3P (SMC) afin de réduire les pertes fer.

Le modèle magnétique tient compte des fuites tangentielles dans les encoches et de la saturation locale entre les ponts tangentiels. Il est couplé à un modèle électrique qui nous permet de calculer le facteur de puissance et la tension aux bornes du moteur. Un modèle énergétique est également développé, ceci nous permet d'avoir les pertes fer au stator et au rotor ainsi que les pertes par effet Joule.

Afin de pallier au problème de modélisation en 3D de la machine à flux axial, et d'appliquer le même modèle analytique, un modèle 2D linéarisé au sens géométrique est introduit. Une comparaison des flux entre les deux modèles est proposée afin de valider cette première étape. Par la suite, le système électromagnétique global est proposé ainsi que la comparaison du couple moyen entre le modèle Analytique (MA) et Element Finis (EF) pour les deux moteurs. Dans la dernière section le problème d'optimisation bi-objectif sera formulé et résolu par l'intermédiaire de NSGA-II [6].

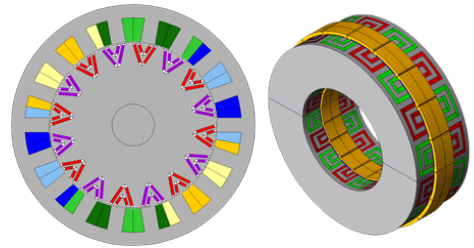
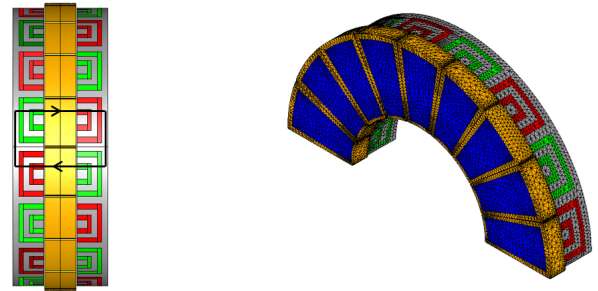


Fig. 1. Structures des machines radiale (à gauche) et axiale (à droite)

2. STRUCTURE DE LA MACHINE À FLUX AXIAL

La géométrie de la machine à flux axial est basée sur celle de la machine radiale 18/16. Ainsi, le même nombre de dents et le même nombre de pôles sont conservés. Pour réduire la quantité de cuivre et ainsi limiter les pertes par effet Joule, le bobinage concentré sur dents a été utilisé avec une structure à double rotor et simple stator (Torus). Le chemin de flux est représenté sur la Figure 2.b Les symétries de la machine permettent de modéliser le quart (2)



(a) Chemin du flux

(b) Moitié de la machine axiale

Fig. 2. Structure de la machine axiale

Le passage d'un modèle 3D à un modèle 2D linéarisé consiste à réaliser un plan de coupe de la machine par un cylindre de rayon R_{eq} et puis dérouler le cylindre pour obtenir la structure en 2D. Le passage, dit couronne – rectangle, est représenté sur la Figure. 3, ainsi que les dimensions équivalentes sont données dans les Equations (1)(2). La structure à flux axial retenue est représentée sur la Figure. 4.

$$R_{eq} = R_{moy} = (R_{ext} + R_{int})/2 \quad (1)$$

$$prof_{eq} = R_{ext} - R_{int} \quad ; \quad l_{eq} = 2\pi R_{eq} \quad (2)$$

2.1. Comparaison des modèles 3D et 2D en EF

Afin de valider le passage au modèle bidimensionnel, une comparaison des flux est proposée. On distingue deux méthodes de modélisation, la première consiste à modéliser à un seul rayon moyen. Les angles d'ouverture de dents et des pôles sont supposés constants. La deuxième consiste à prendre plusieurs rayons,

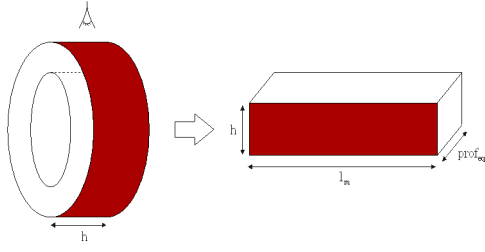


Fig. 3. Surface modélisée en 2D linéarisé

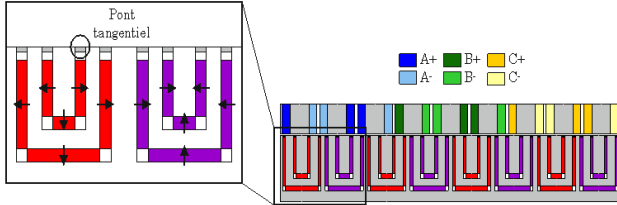


Fig. 4. Machine à flux axial en 2D linéarisé

dans ce cas on considère des angles variables [7].

La modélisation 3D et la modélisation 2D au rayon moyen sont faites en utilisant le logiciel JMAG[®]. Les principales caractéristiques de la machine M_1 étudiée sont données dans le Tableau 1. Le flux capté par la phase A pour un courant efficace de 40 A est donné sur la Figure 5. Dans le cas d'une couche, l'écart entre le modèle 3D et 2D est inférieur à 1.66%. Cependant, l'amélioration en tenant compte de plusieurs couches est inférieure à 1%. Le modèle linéarisé à une seule couche est maintenu.

Tableau 1. Machine M_1 Axiale

Caractéristiques	Valeur
Rayon extérieur : R_{ext}	140 mm
Rayon intérieur : R_{int}	80 mm
Hauteur du rotor : h_{rotor}	55 mm
Entrefier : e	1 mm
Vitesse de rotation : N	500 tr/min
Nombre de tour	40
Induction rémanente de la ferrite	0.4 T

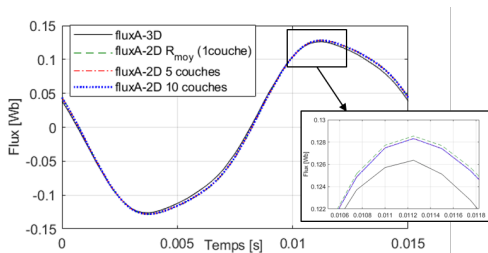


Fig. 5. Comparaison des flux captés en 3D et 2D linéarisé

Le choix des matériaux au stator et au rotor résulte d'une analyse des pertes par hystérésis P_{hyst} et par courant de Foucault P_{cf} en 3D sous JMAG[®] à basse fréquence (66.6 Hz). En utilisant le SMC Somaloy 700-3P nous avons effectivement une réduction des courants de Foucault mais à basse fréquence on a une augmentation des pertes par hystérésis au stator. Une comparaison des pertes entre les deux modèles est effectuée, l'erreur sur la valeur totale des pertes ne dépasse pas les 2%. Ceci permet de valider encore une fois l'utilisation du modèle en 2D.

3. MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Dans notre travail, la structure modélisée est à bobinage concentré sur dents avec des aimants en multi-V pour la structure radiale et multi-U pour l'axiale. Le stator est à encoches ouvertes

Tableau 2. Comparaison des pertes fer 3D/2D

	P_{hyst} (W)		P_{cf} (W)	
	3D	2D	3D	2D
Stator M400P-50	25.53	25.29	21	21.74
Rotor SMC	107.11	109.31	7.23	5.9
Stator SMC	96.81	97.06	2.38	2.59
Rotor SMC	101.38	104.36	6.99	5.62

pour faciliter l'insertion du bobinage lors de la fabrication. Les symétries permettent de considérer la moitié de la machine radiale et le quart pour l'axiale.

3.1. Système électromagnétique global

Le modèle analytique magnétique est paramétré en fonction du nombre de dents, de pôles et de barrières de flux. L'objectif est de calculer la composante normale de l'induction dans l'entrefer, à partir de laquelle les flux captés par les bobines sont déterminés. Ils seront utilisés pour évaluer les performances de la machine en termes de couple moyen, de facteur de puissance interne et de tension interne.

La Figure 6 montre le schéma général des moteurs. Un système d'équations est mis en place en appliquant le théorème d'Ampère sur les différents contours notés C_1 à C_4 . Le système non linéaire sera formé de n équations à n inconnues. Le vecteur des inconnues X (Equation 3), est composé par : B_e , B_{ap} , B_{air} et B_{pt} , qui correspondent aux inductions dans l'entrefer, les aimants permanent, dans l'air des deux côtés des aimants et dans les ponts tangentiels respectivement.

$$\underbrace{X}_{n \text{ variables}} = \begin{bmatrix} \underbrace{[B_e]}_{q \text{ variables}} & \underbrace{[B_{ap}]}_{r \text{ variables}} & \underbrace{[B_{air}]}_{s \text{ variables}} & \underbrace{[B_{pt}]}_{t \text{ variables}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Le système global regroupe à la fois le trajet du flux au rotor et au stator. La position angulaire dans l'entrefer θ varie entre 0 et 360 °elecgeom avec une discrétisation de 1 °elecgeom. 1 °elecgeom est équivalent à 2 °mécanique. A titre d'exemple, la loi d'Ampère appliquée sur le contour C_1 donne Equation 4.

$$H_e^\theta e_{tot}^\theta - H_e^{360} e_{tot}^{360} + At_s^\theta - At_s^{360} + At_r^\theta - At_r^{360} + fmm^\theta - fmm^{360} = 0 \quad (4)$$

Où H est le champ magnétique, e_{tot} la hauteur de l'entrefer. At_s et At_r sont les consommations d'Ampères-tours calculées au stator et au rotor respectivement. Sur le contour C_1 , les At_r sont déterminés sur le chemin moyen des dents rotoriques entre deux pôles (Figure 7).

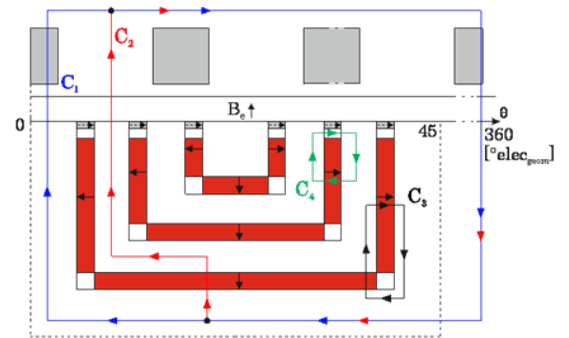


Fig. 6. Schéma général des moteurs étudiés

3.1.1. Modèle du rotor

Les flux aux limites des dents du rotor (ϕ_{dr0} , ϕ_{drf}) sont exprimés dans les Equations.5 et 6 en fonction de ϕ_e le flux dans l'entrefer, ϕ_{pt0} et ϕ_{ptf} les flux aux limites des ponts tangentiels. Chaque pôle est divisé en deux zones : $z = 1$ ou $z = 2$. Le flux

est défini de façon générale par : $\phi^{(z,dr,pol)}$ où dr est le numéro de la dent rotorique et pol le numéro du pôle avec $dr \in [1, Nbf]$ et $pol \in [1, 8]$.

Pour les dents rotoriques, entre deux pôles dr est égale à 1. Ayant ces valeurs, une interpolation linéaire est alors effectuée pour modéliser la variation de l'induction le long du chemin moyen ainsi que les consommations d'Ampères-tours At_r . Les détails du modèle magnétique complet sur la machine à flux radial et axial sont présentés dans [7].

$$\phi_{dr_0}^{(1,1,pol)} = \phi_{dr_0}^{(2,1,pol-1)} = (-1)^{pol} \phi_{bf}^{(1,1,pol)} + \phi_{dr_f}^{(1,1,pol)} - (-1)^{pol} \phi_{bf}^{(2,1,pol-1)} \quad (5)$$

$$\phi_{dr_f}^{(1,1,pol)} = \phi_{dr_f}^{(2,1,pol-1)} = \phi_e^{(1,1,pol)} + \phi_{pt_0}^{(1,1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(2,1,pol-1)} \quad (6)$$

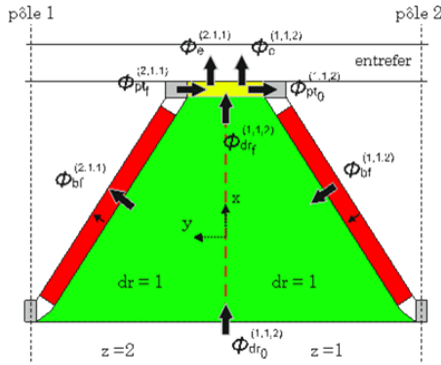


Fig. 7. Dent rotorique entre deux pôles

3.1.2. Modèle du stator

La présence des encoches au stator augmente la réluctance du chemin de flux et donc cause une diminution de l'induction dans l'entrefer. Le coefficient de Carter est utilisé souvent, il permet de considérer le stator comme étant lisse. Cependant, sous l'hypothèse que l'ouverture de l'encoche est très faible par rapport à sa hauteur [8]. Dans le cas du bobinage sur dents étudié, l'application du coefficient de Carter n'est pas possible du fait que l'ouverture d'encoche est grande Figure 8. Afin de modéliser l'effet des encoches sur la variation de l'induction d'entrefer, on utilise une approche par ligne de champ moyenne sous l'encoche [9]. Cette approche consiste à calculer un entrefer supplémentaire en dessous des encoches suivant l'Equation 7.

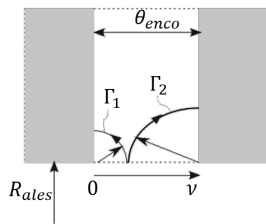


Fig. 8. Lignes de champs dans l'encoche

$$e_s(\nu) = \begin{cases} \frac{\pi}{\theta_{enco}} R_{ales} \nu (\theta_{slot} - \nu) & , \text{ sous l'encoche} \\ 0 & , \text{ sous la dent} \end{cases} \quad (7)$$

Avec R_{ales} le rayon d'alésage, θ_{enco} l'angle d'ouverture de l'encoche et ν l'angle sous l'encoche. L'induction sous la dent est donné par l'Equation 8. Les modèles de la culasse statorique, pont tangentiel, flux de fuite sont détaillés dans [7].

$$B_{ds_{e0}}^i = \frac{R_{ales}}{l_{ds}} \int_{\theta_i - \theta_{ds}/2}^{\theta_i + \theta_{ds}/2} B_e(\theta) d\theta \quad (8)$$

$$\forall i \{1, 9\}; \forall n \in \left\{ \frac{\theta_{ds}}{2}, \frac{\theta_{ds}}{2} \right\}$$

3.1.3. Grandeurs électromagnétiques

Suite à la résolution du système d'équations par la méthode de Broyden, différentes grandeurs sont déterminées tels que le flux 9, le couple moyen 10, le facteur de puissance 11 et la tension interne 12. Les flux ϕ_d et ϕ_q sont calculés en utilisant la transformation de Park.

$$\phi_A = \frac{N_{cs}}{N_{cp}} N_s \sum_{k=1}^m R_{ales} L \int_{\theta_{A-k}}^{\theta_{A+k}} B_e(\theta) d\theta + \phi_{ds_{tg}} \quad (9)$$

Où N_{cs} et N_{cp} , N_s , sont les nombres de circuits en série et en parallèle et le nombre de spires respectivement, n est le nombre de dents par phase dans la moitié du stator, L est la longueur de fer de la machine, θ_{A+} et θ_{A-} sont les positions angulaires des centres des bobines $A+$ et $A-$.

$$C_{moy} = \frac{3p}{2} (\phi_d i_{q_{int}} - \phi_q i_{d_{int}}) \quad (10)$$

$$PF_{int} = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{-\phi_d}{\phi_q} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{i_{q_{int}}}{i_{d_{int}}} \right) \right) \quad (11)$$

$$V_{int} = \omega \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2} \quad (12)$$

3.2. Modèle électrique

Un modèle électrique est proposé dans le but de déterminer le facteur de puissance et la tension aux bornes du moteur. Nous considérons le schéma électrique d'une phase donné dans la Figure 9. L'effet 3D du bobinage est pris en compte en considérant l'inductance des têtes de bobine. R_{ph} est la résistance du bobinage par phase, $L_{tb_{ph}}$ est l'inductance de fuite des têtes de bobines par phase donné dans l'Equation 13. On distingue une différence entre le rayon extérieur des têtes de bobines dans le cas de machine axial r_{radial} et axial r_{axial} Figure 10. Les équations des tensions sont données dans l'Equation 14.

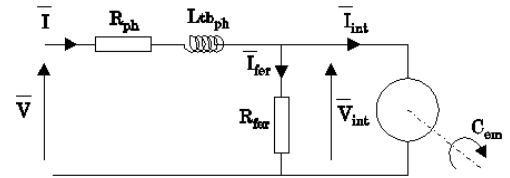
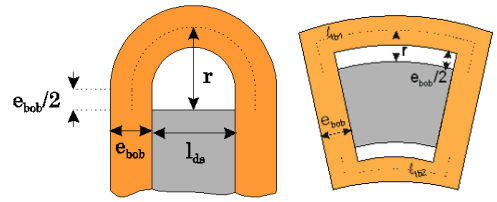


Fig. 9. Schéma électrique monophasé des deux machines



(a) Dent machine radial (b) Dent machine axial

Fig. 10. Modélisation des têtes de bobines

$$L_{tb_{ph}} = \frac{\mu_0 l_{tb} N_s^2}{2\pi} \log \left(\frac{r}{R_c} \right) \frac{N_{bobc} N_{cs}}{N_{cp}} \quad (13)$$

$$r_{radial} = R_c + \frac{e_{bob}}{2} + \frac{l_{ds}}{2}$$

$$r_{axial} = R_c + \frac{e_{bob}}{2}$$

$$\pi R_c^2 = S_{coil}$$

$$v_d = -\omega \phi_q + R_{ph} i_d - L_{ew_{ph}} \omega i_q$$

$$v_q = +\omega \phi_d + R_{ph} i_q + L_{ew_{ph}} \omega i_d \quad (14)$$

Où S_{bob} , e_{bob} , N_{bobc} et ω sont la section d'une bobine, l'épaisseur d'une bobine, le nombre de bobines par circuit et la pulsation respectivement. l_{tb} est la longueur moyenne des têtes de bobines.

3.3. Modélisation des pertes

Le calcul des pertes par effet Joule est réalisé en utilisant la résistance par phase R_{ph} et la valeur efficace du courant I_{eff} . On obtient :

$$P_{Cu} = 3R_{ph}I_{eff}^2 \quad (15)$$

Le calcul des pertes fer au stator repose sur le principe de séparation des pertes. Les pertes massiques sont données par l'Equation 16 qui utilise la décomposition en série de Fourier de l'induction.

$$P_{stator}(B, f) = k_H f B^{\alpha_{ir}} + k_{EXC} f^{\frac{3}{2}} B^{\frac{3}{2}} \quad [W/kg] \quad (16)$$

$$+ k_{EC} \sum_{k=1}^{\infty} (k f)^{\frac{3}{2}} B_k^2 \frac{\sinh(\gamma\sqrt{kf}) - \sin(\gamma\sqrt{kf})}{\cosh(\gamma\sqrt{kf}) - \cos(\gamma\sqrt{kf})}$$

Où f est la fréquence, B est l'amplitude de l'induction et B_k est l'amplitude de l'harmonique d'ordre k de l'induction. Les paramètres k_H , α_{ir} , k_f , γ et k_{EXC} ont été identifiés pour le matériau M400P-50 utilisé au stator.

La présence des encoches ouvertes ainsi que la présence des harmoniques d'espace élevés dans la force magnétomotrice du bobinage concentré sur dents engendre essentiellement des pertes par courants de Foucault au rotor. Mais, la complexité géométrique du rotor ainsi que la présence de l'induction permanente des aimants rendent le calcul analytique des pertes fer très difficile. Dans le cas de la machine radiale, les pertes fer sont proportionnelles à la longueur de la machine. Ainsi pour estimer les pertes avec un rapport de longueur, une analyse par éléments finis de plusieurs moteurs est effectuée. Nous avons retenu la structure dont les performances se rapprochent le plus de notre cahier des charges. Le modèle d'estimation est proposée dans l'Equation 17, où P_{ref} et L_{ref} sont les valeurs de pertes et longueur de la machine de référence.

$$P_{rotor} = \frac{P_{ref} l_s}{l_{ref}} \quad (17)$$

Dans le cas de la machine à flux axial, le volume de fer au rotor est essentiellement affecté par deux grandeurs géométriques : la longueur de fer $prof_{eq}$ (Equation 2) et la hauteur du rotor h_{rotor} . Suite à une analyse de sensibilité des pertes fer au rotor en fonction de ces deux paramètres, l'influence de h_{rotor} est négligeable [7]. Suite au développement de ces différents modèles, une validation numérique des machines a été effectuée, ainsi qu'une validation expérimentale sur la machine à flux axiale.

3.4. Validation numérique et expérimentale

Dans un premier temps nous présentons la validation expérimentale de la modélisation proposée sur la machine à flux radial. Les dimensions du prototype sont résumés dans le Tableau 3. La galette du rotor avec les aimants insérés et le banc expérimental sont données sur la Figure 11. La comparaison entre les mesures expérimentales et les sorties du modèle analytique (MA) est proposée sur la Figure 12. Les courbes analytiques et expérimentales se concordent. L'écart sur le couple pour un angle de courant de 0° est de 12% (110.19 N.m pour le (MA) contre 98.17 N.m pour la mesure), l'écart relevé sur la tension est de 10.7% (321.6 V pour le MA contre 290.4 V pour la mesure). Un modèle thermique de la machine radiale a été également développé ainsi une comparaison des températures a été également effectuée [7] et a permis de valider le modèle multiphysique. Une comparaison numérique de la machine à flux axial a été également effectuée [7].

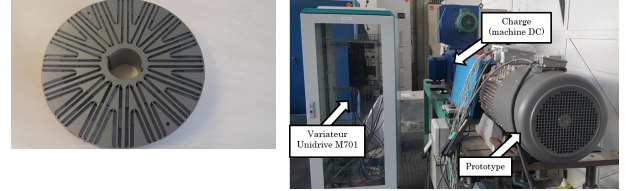
4. OPTIMISATION MULTI-OBJECTIF

Le problème d'optimisation proposé est formulé sous forme bi-objectif dans l'Equation 18 afin de réduire le coût de la machine $c(x)$ et améliorer le rendement $\mu(x)$, en tenant compte de plusieurs contraintes magnétiques, électriques et géométrique $g(x)$ pour éviter le chevauchement des barrières, (Equation 18).

Les variables d'optimisation sont quant à elles géométrique et électrique en tenant compte de la densité de courant, de l'angle de courant et du nombre de spires (Figure 13).

Tableau 3. caractéristiques du prototype

Caractéristiques	Valeur
Rayon extérieur : R_{ext}	135 mm
Rayon alésage : R_{ales}	92.5 mm
Hauteur dent stator : h_{ds}	29.5 mm
Entrefer : e	1 mm
Vitesse de rotation : N	500 tr/min
Densité de courant : J	6.5 A/mm ²
Induction rémanente de la ferrite	0.4 T



(a) Galette du rotor (b) Banc expérimental
Fig. 11. Banc de la machine à flux radial

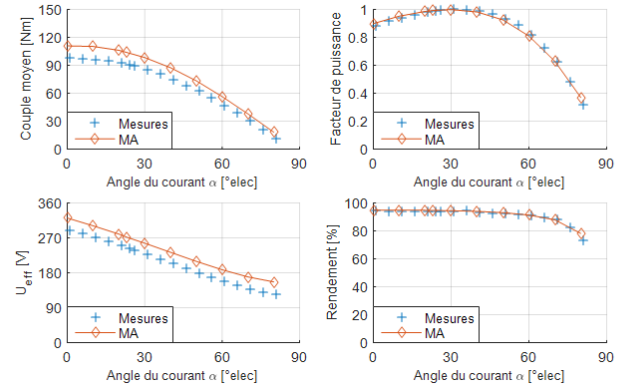


Fig. 12. Validation expérimentale : performances à $I_{eff} = 17$ A

Le résultat de l'optimisation est représenté sur la Figure 14 ainsi que les deux extrémités du front de Pareto. À iso-coût, la machine axiale C'' est capable de fournir un couple légèrement supérieur à celui de la machine radiale A' (216, 3Nm contre 210, 6Nm) avec un meilleur facteur de puissance (0, 93 contre 0, 85) et un rendement plus élevé (93, 31% contre 92, 54%).

$$\begin{cases} \underset{x}{\text{minimiser}} & c(x) \\ \underset{x}{\text{maximiser}} & \mu(x) \end{cases}$$

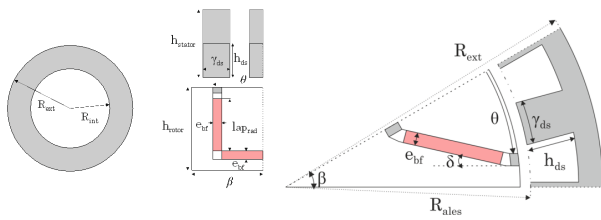
sous contraintes

$$\begin{aligned} & \text{Couple moyen} > 210 \text{ Nm} \\ & \text{Facteur de puissance} > 0.85 \\ & \text{Tension} < 365 \text{ V} \\ & \text{Courant} < 30 \text{ A} \\ & H_{ap} < H_{cJ} = 275 \text{ kA/m} \\ & g(x) < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

Par ailleurs nous avons également analysé les rapports des différents couples volumiques. Par rapport au volume des matières actives, le couple volumique passe de 16, 7kNm/m³ pour A' à environ 25kNm/m³ pour C'' soit une augmentation de 50%. Par rapport au volume des aimants, le couple volumique peut être augmenté de 20% (114, 74kNm/m³ contre 95, 72kNm/m³).

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous avons dimensionné et comparé deux machines synchro-réductantes à aimants en ferrite, l'une à flux radial et l'autre à flux axial. Un modèle générique électromagnétique a été mis en place. Il permet de déterminer le couple moyen, le fac-



(a) Machine à flux axial (b) Machine à flux radial

Fig. 13. Variables géométriques

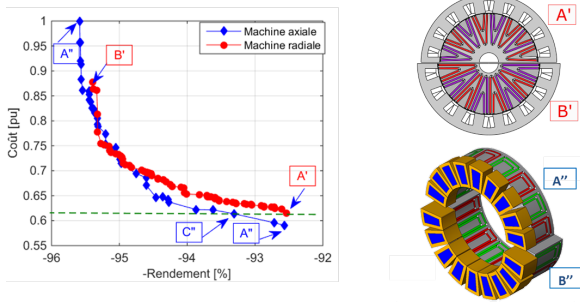


Fig. 14. Fronts de Pareto structure radiale et axiale

teur de puissance, les grandeurs électriques aux bornes des moteurs ainsi que les pertes. Ce modèle est utilisé dans un processus d'optimisation multi-objectif. Ceci a permis de dresser les fronts de Pareto des deux structures pour les comparer entre elles. la comparaison du couple volumique des deux machines a montré que la machine axiale permet d'augmenter la densité du couple de 50% par rapport au volume des matières actives et de 20% par rapport au volume des aimants.

6. RÉFÉRENCES

- [1] H. Tiegna, Y. Amara, et G. Barakat, « Overview of analytical models of permanent magnet electrical machines for analysis and design purposes », Mathematics and Computers in Simulation, vol. 90, pp. 162–177, Apr. 2013.
- [2] X. Jannot, J. C. Vannier, C. Marchand, M. Gabsi, J. Saint-Michel, et D. Sardanac, « Multiphysic Modeling of a High-Speed Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for a Multiobjective Optimal Design », IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, pp. 457–467, Jun. 2011.
- [3] P. Liang, F. Chai, L. Chen, and Y. Wang, «Analytical Prediction of No-Load Stator Iron Losses in Spoke-Type Permanent Magnet Synchronous Machines », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [4] A. L. Rodríguez, D. J. Gómez, I. Villar, A. López-de-Heredia, et I. Etxeberria-Otadui, « Improved analytical multiphysical modeling of a surface PMSM », International Conference on Electrical Machines pp. 1224–1230, 2014.
- [5] P. Akiki et al., « Non-linear analytical model for a multi-v-shape IPM with concentrated winding », XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, pp. 479-485 2016.
- [6] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, «A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : NSGA-II », IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, Apr. 2002
- [7] P. Akiki, « Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct », Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, 2017
- [8] G. Dajaku et D. Gerling, « Stator Slotting Effect on the Magnetic Field Distribution of Salient Pole Synchronous Permanent-Magnet Machines », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 9, pp. 3676–3683, Sep. 2010.
- [9] B. Gaussens, E. Hoang, O. de la Barriere, J. Saint-Michel, M. Lecrivain, et M. Gabsi, « Analytical Approach for Air-Gap Modeling of Field-Excited Flux-Switching Machine : No-Load Operation », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 9, pp. 2505–2517, Sep. 2012.