



**HAL**  
open science

## Optimisation bi-objectif explicite d'un multiplicateur magnétique pour l'éolien

Melaine Desvaux, Bernard Multon, Stéphane Sire, Hamid Ben Ahmed

► **To cite this version:**

Melaine Desvaux, Bernard Multon, Stéphane Sire, Hamid Ben Ahmed. Optimisation bi-objectif explicite d'un multiplicateur magnétique pour l'éolien. 14ème Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE 2017), May 2017, Arras, France. hal-01598113

**HAL Id: hal-01598113**

**<https://hal.science/hal-01598113>**

Submitted on 29 Sep 2017

**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.

# Optimisation bi-objectif explicite d'un multiplicateur magnétique pour l'éolien

<sup>1</sup>Melaine DESVAUX, <sup>1</sup>Bernard MULTON, <sup>2</sup>Stéphane SIRE, <sup>1</sup>Hamid BEN AHMED

<sup>1</sup>SATIE, ENS Rennes, Université Bretagne Loire, CNRS, 35170 Bruz, France

<sup>2</sup>IRDL, UBO, Université de Bretagne Loire, CNRS, 29200 Brest, France

*melaine.desvaux@ens-rennes.fr*

**RESUME** – Cet article présente une démarche d'optimisation bi-objective masse-rendement d'un multiplicateur magnétique pour l'éolien de forte puissance (plusieurs MW). Cette optimisation évalue les performances magnétiques du multiplicateur à partir d'un modèle magnétostatique explicite basé sur la résolution formelle des équations de Laplace et de Poisson. Ce modèle permet alors de déterminer le couple magnétique, les pertes par courants induits dans les aimants, les pertes dans les culasses et aussi dans les plots en couplant ce modèle avec un réseau de perméances. Enfin, un algorithme d'optimisation par essaims particuliers (PSO) est mis en œuvre pour optimiser la masse des parties actives et le rendement d'un multiplicateur magnétique de 6 MW.

**ABSTRACT** – This article deals with a bi-objective mass-efficiency optimization approach of a magnetic gear for high power wind turbine applications (a few MW). This optimization evaluates the magnetic performances of the magnetic gear from a magnetostatic analytical model based on Laplace's and Poisson's equation resolutions. This model permits to determine the magnetic torque, eddy current losses in magnets, iron losses in yokes and also iron losses in pole pieces by coupling this model with a permeance network. Finally, a particle swarm optimization algorithm (PSO) is implemented to optimize mass of active parts and efficiency of a 6 MW magnetic gear.

**MOTS-CLES** – Aimants permanents, couple magnétique, courants induits, masse, modèle explicite, multiplicateur magnétique, optimisation, pertes fers, rendement.

## 1. Nomenclature

$A^{(k)}$  : Potentiel vecteur dans la région k  
 $B_r^{(k)}$  : Induction radiale dans la région k [T]  
 $B_\alpha^{(k)}$  : Induction tangentielle dans la région k [T]  
 $B_{//}^{(k)}$  : Axe majeur des inductions dans la région k [T]  
 $B_{\perp}^{(k)}$  : Axe mineur des inductions dans la région k [T]  
 $G_m$  : Rapport de multiplication  
 $J^{(k)}$  : Densité de courants induits dans la région k [A/m<sup>2</sup>]  
 $J_0^{(k)}$  : Terme source des courants induits  
 $k$  : Indice de la région du multiplicateur  
 $k_h$  : Coefficient de pertes par hystérésis  
 $k_e$  : Coefficient de pertes par courants induits  
 $k_{ex}$  : Coefficient de pertes excédentaires  
 $K$  : Coefficient de fractionnement des aimants  
 $K_{int}$  : Nombre fractionnement d'un pôle de la couronne d'aimants intérieure  
 $K_{ext}$  : Nombre fractionnement d'un pôle de la couronne d'aimants extérieure  
 $L_z$  : Longueur active du multiplicateur magnétique [m]  
 $L_{min}$  : Largeur minimale d'un fractionnement d'aimant [m]  
 $M^{(k)}$  : Répartition spatiale de l'aimantation  
 $N$  : Plus grand rang harmonique pris en compte dans les régions des aimants, des culasses et des entrefers  
 $N_Q$  : Plus grand rang harmonique pris en compte dans la région des plots magnétiques  
 $p_{int}$  : Nombre de paires de pôles de la couronne d'aimants intérieure

$p_{ext}$  : Nombre de paires de pôles de la couronne d'aimants extérieure  
 $P_{Eddy}^{(k)}$  : Pertes par courants induits dans la région d'aimants k  
 $P_{Iron}^{(k)}$  : Pertes fer dans la région ferromagnétique k  
 $r$  : Coordonnée cylindrique radiale [m]  
 $P_r$  : Perméance radiale  
 $P_\alpha$  : Perméance tangentielle  
 $Q$  : Nombre de plots ferromagnétiques  
 $R_M^{(k)}$  : Rayon maximal de la région k [m]  
 $R_m^{(k)}$  : Rayon minimal de la région k [m]  
 $S_{PM}$  : Surface d'un fractionnement d'aimant [m<sup>2</sup>]  
 $T$  : Périodicité des pertes fers [s]  
 $T^{(k)}$  : Couple magnétique exercé sur la région k [Nm]  
 $U_{i,j}$  : Potentiel du point  $i, j$  du réseau de perméance  
 $\alpha$  : Coordonnée cylindrique angulaire [rad]  
 $\gamma$  : Coefficient de Steinmetz  
 $\xi_{i,j}$  : Angle de l'axe majeur des inductions du point  $i, j$  [rad]  
 $\theta^{(k)}$  : Position angulaire de la région k [rad]  
 $\theta_{i,j}^*$  : Position angulaire qui maximise les inductions au point  $i, j$  [rad]  
 $\mu^{(k)}$  : Perméabilité relative de la région k  
 $\phi_{r,i,j}$  : Source de flux radiale au point  $i, j$   
 $\phi_{\alpha,i,j}$  : Source de flux tangentielle au point  $i, j$   
 $\Omega^{(k)}$  : Vitesse de rotation mécanique du rotor k [rad/s]  
 $\sigma$  : Conductivité électrique des aimants [S]

## 2. Introduction

Dans le domaine des éoliennes multi-mégawatt, les chaînes de conversion à multiplicateur mécanique (à engrenages) sont couramment utilisées (Fig.1a) pour obtenir un coût d'investissement et une masse plus faibles que les chaînes directes (Fig.1b). En contrepartie, le multiplicateur mécanique augmente les risques de défaillance et les coûts de fonctionnement associés [1]-[2]. Dans ce contexte, une chaîne à génératrice semi-rapide et à multiplicateur magnétique [3] (Fig.1c) possède le potentiel d'obtenir un meilleur compromis masse/fiabilité. La topologie de multiplicateur magnétique la plus attractive, notamment en termes de masse et de compacité, a été proposée par Martin [4] et a fait plus récemment l'objet de nombreux travaux scientifiques et de développements dans l'équipe du Pr. Atallah [5].

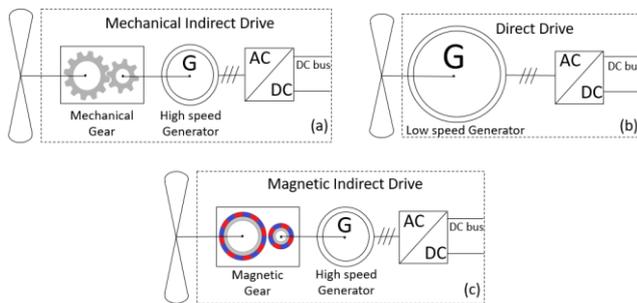
Cette topologie présentée en Fig. 2 offre des performances potentiellement élevées avec une amélioration de la densité de couple par rapport aux solutions mécaniques [6] même pour des applications à fort couple comme l'éolien de forte puissance (quelques MN.m) [7]-[8]. Cette architecture de multiplicateur est composée de trois couronnes concentriques : une couronne intérieure avec  $p_{int}$  paires de pôles associée à une culasse ferromagnétique, une couronne extérieure avec  $p_{ext}$  paires de pôles, également avec une culasse ferromagnétique, et, enfin, une couronne fixe avec  $Q$  plots ferromagnétiques intercalés entre ces deux rotors (voir Fig.2 avec  $p_{int} = 2$ ,  $p_{ext} = 7$ ,  $Q = 9$ , faibles polarités pour des raisons de clarté).

Les deux couronnes d'aimants génèrent alors chacune, dans leurs entrefers respectifs, une onde de force magnétomotrice. La couronne de plots a pour objectif de moduler les inductions des deux couronnes afin de les faire interagir sur un même rang harmonique permettant ainsi un couplage magnétique à valeur moyenne non-nulle. Pour ce faire, les trois couronnes doivent obéir à la relation (1). Nous étudions dans cet article la configuration où la couronne de plots est fixe ce qui permet d'avoir un rapport de multiplication  $G_m$  donné par (2).

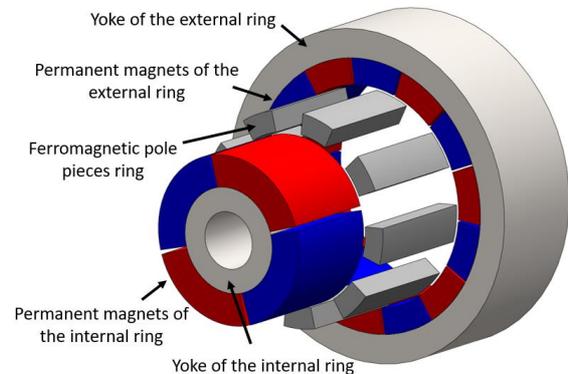
$$p_{int} + p_{ext} = Q \quad (1)$$

$$G_m = -p_{ext}/p_{int} \quad (2)$$

Afin d'évaluer la pertinence d'une telle solution, une optimisation multicritère du multiplicateur est nécessaire. Cette démarche nécessite alors de développer des modèles efficaces en termes de temps de calcul. La contribution de cet article concerne la mise en œuvre d'une démarche d'optimisation bi-objectif masse-rendement qui s'appuie sur un modèle magnétostatique explicite permettant de calculer les pertes dans les aimants ainsi que les pertes dans les tôles ferromagnétiques. Les différents modèles, ainsi que la procédure d'optimisation d'un multiplicateur magnétique destiné à une éolienne de 6 MW, sont décrits dans cet article.



**Figure 1 : Chaînes de conversion d'énergie : (a) Indirecte à multiplicateur mécanique, (b) Directe (c) Indirecte à multiplicateur magnétique**



**Figure 2 : Architecture de multiplicateur magnétique étudiée (avec de faibles polarités pour une meilleure lisibilité :  $p_{int} = 2$ ,  $p_{ext} = 7$ ,  $Q = 9$ ).**

## 3. Modèle magnétostatique explicite

Afin d'évaluer les performances magnétiques en un temps CPU acceptable, il est nécessaire de déterminer explicitement le potentiel vecteur  $A^{(k)}$  dans les différentes régions  $k$  présentées Fig.3 [9]-[10]. Nous proposons alors de résoudre formellement les équations de Maxwell (3) en 2D et en régime linéaire. La solution de ces équations s'écrit sous la forme générale (4) où  $X_0^{(k)}$ ,  $Y_0^{(k)}$ ,  $C_n^{(k)}$ ,  $D_n^{(k)}$ ,  $K_n^{(k)}$  et  $E_n^{(k)}$  sont des constantes d'intégration et  $a_n^{(k)}$  et  $b_n^{(k)}$  les solutions générales de l'équation de Poisson.

A partir des différentes conditions aux limites présentées dans [10], il est possible d'aboutir à un système matriciel d'équations Z (5) dont les constantes d'intégration sont les inconnues du problème ( $N$  et  $N_Q$  sont les nombres d'harmoniques pris en compte dans les différentes régions du système). L'inversion de cette matrice permet alors de déterminer le potentiel vecteur dans différentes régions du multiplicateur. Le couple électromagnétique peut être calculé explicitement via le tenseur de Maxwell (6) avec  $B_r^{(k)}$  et  $B_\alpha^{(k)}$  les composantes radiale et tangentielle de l'induction. Une comparaison entre le modèle explicite et un modèle éléments finis nous a permis de valider les résultats (Fig. 4).

$$\frac{\partial^2 A^{(k)}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A^{(k)}}{\partial r} + \frac{\partial^2 A^{(k)}}{\partial \alpha^2} = \left\{ \frac{1}{r} \frac{\partial M^{(k)}}{\partial \alpha} \right. \quad (3)$$

$$A^{(k)}(r, \alpha, t) = X_0^{(k)} + Y_0^{(k)} \ln \left( \frac{r}{R_M^{(k)}} \right) + \sum_{n \geq 1} \left( C_n^{(k)} \left( \frac{r}{R_M^{(k)}} \right)^n + D_n^{(k)} \left( \frac{r}{R_M^{(k)}} \right)^{-n} + a_n^{(k)} \right) \cos(n. \alpha) \quad (4)$$

$$+ \sum_{n \geq 1} \left( K_n^{(k)} \left( \frac{r}{R_M^{(k)}} \right)^n + E_n^{(k)} \left( \frac{r}{R_M^{(k)}} \right)^{-n} + b_n^{(k)} \right) \sin(n. \alpha)$$

$$Dim(Z) = (20N + (2N_Q + 2)Q)^2 \quad (5)$$

$$T^{(k)} = \frac{L_z \cdot R^2}{\mu_0} \sum_{n \geq 1} \int_0^{2\pi} B_r^{(k)}(R, \alpha) \cdot B_\alpha^{(k)}(R, \alpha) d\alpha \quad (6)$$

Dans une démarche d'optimisation d'un multiplicateur magnétique à fort couple (et donc à grand nombre de paires de pôles), cette modélisation n'est pas suffisante pour calculer les performances magnétiques en un temps acceptable. Nous avons alors proposé dans [10] une méthode de sélection des harmoniques « utiles » permettant de réduire significativement le temps CPU correspondant (divisé par 50, par rapport à une prise en compte de tous les harmoniques jusqu'au même rang maximal). Cette méthode de sélection des harmoniques prend en compte les harmoniques de rangs impairs des couronnes d'aimants, les fondamentaux des forces magnétomotrices des deux couronnes d'aimants modulées par les harmoniques de la couronne de plots (e.g. les harmoniques avec une périodicité de  $(3Q - p_{int})2\pi$ ) ainsi que le fondamental de la couronne de plots modulé par les harmoniques des couronnes d'aimants (e.g. les harmoniques avec une périodicité de  $(Q - 3p_{int})2\pi$ ) [10].

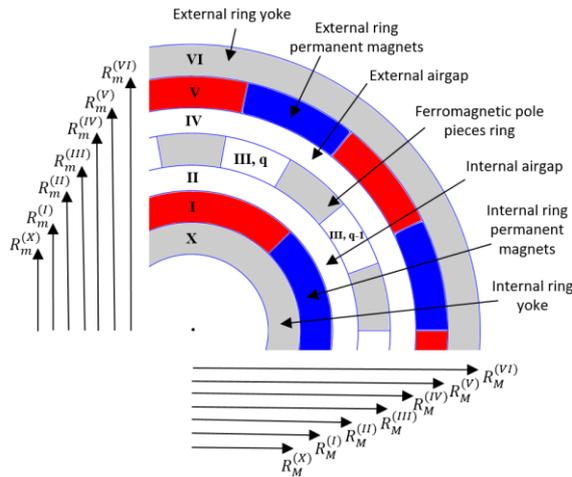


Figure 3 : Paramétrage de la géométrie défini en [10].

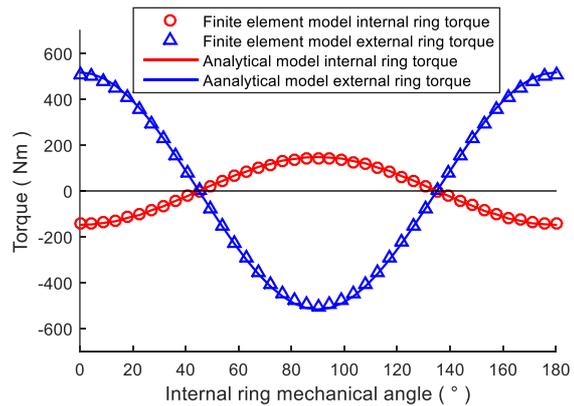


Figure 4 : Comparaison de l'évolution des valeurs moyennes des couples, en fonction de l'angle de charge, calculées à partir du modèle explicite [10] et par EF pour  $p_{int} = 2, p_{ext} = 7, Q = 9$ .

#### 4. Calcul des pertes par courants induits dans les aimants

Le calcul des pertes par courants induits est réalisé à partir du modèle explicite pour des aimants fractionnés. Le fractionnement des aimants permet de considérer que la réaction magnétique des courants induits est négligeable devant l'induction obtenue en magnétostatique [11]. Cette hypothèse simplifie le calcul des courants induits  $J^{(k)}$  (7) avec  $J_0^{(k)}$  le terme source (8) qui permet d'imposer qu'au sein d'un même aimant, le courant total axial soit nul. Les pertes magnétiques par courants induits  $P_{Eddy}^{(k)}$  sont alors données par l'équation (9). Une comparaison entre le modèle explicite magnétostatique et un modèle éléments finis magnétodynamique [12] a permis de valider l'utilisation d'un tel modèle même sans fractionner les aimants (Fig.5).

$$J^{(k)} = \sigma \cdot \Omega^{(k)} \left( \frac{\partial A^{(k)}}{\partial \theta^{(k)}} + \frac{\partial A^{(k)}}{\partial \alpha} \right) + J_0^{(k)} \quad (7)$$

$$J_0^{(k)} = -\frac{1}{S_{PM}} \int_{S_{PM}} \sigma \cdot \Omega^{(k)} \left( \frac{\partial A^{(k)}}{\partial \theta^{(k)}} + \frac{\partial A^{(k)}}{\partial \alpha} \right) dr d\alpha \quad (8)$$

$$P_{Eddy}^{(k)} = \frac{L_z}{2\pi} \int_{\theta^k=0}^{2\pi} \frac{1}{\sigma} \int_{S_{PM}} ((J^{(k)})^2 dr d\alpha) d\theta^{(k)} \quad (9)$$

Afin de réduire les pertes par courants induits dans les aimants, il est possible de faire varier leur fractionnement. En considérant que la limite de fractionnement correspond à une contrainte technologique et sachant que les pertes par courants induits diminuent lorsque le fractionnement augmente, il est possible d'imposer une même largeur angulaire d'aimants pour les deux couronnes à l'aide du coefficient de fractionnement  $K$  (10) avec  $K_{int}$  et  $K_{ext}$  le nombre de fractionnement d'un pôle de la couronne intérieure et extérieure respectivement. Il est alors possible de calculer explicitement les pertes par courants induits (exprimées en pourcentage de la puissance transmise sur la Fig. 6) en fonction du fractionnement des aimants. En effet, les bornes d'intégrations permettant de calculer les pertes magnétiques par courants induits  $P_{Eddy}^{(k)}$  (9) et le terme source  $J_0^{(k)}$  (8) dépendent du fractionnement des aimants (l'exemple des bornes d'intégration pour la couronne d'aimants intérieure est donné en (11)).

$$\begin{cases} K_{ext} = K \\ K_{int} = \left\lfloor \frac{p_{ext}}{p_{int}} + 1 \right\rfloor \cdot K \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} r \in [R_m^{(l)}, R_M^{(l)}] \\ \alpha \in \left[ \theta^{(l)}, \theta^{(l)} + \frac{2\pi}{2p_{int} \cdot K_{int}} \right] \end{cases} \quad (11)$$

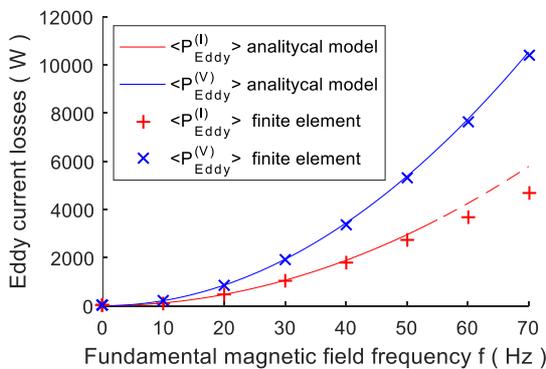


Figure 5 : Comparaison des pertes par courants induits dans les aimants calculées à partir du modèle explicite magnétostatique et à partir d'un modèle éléments finis magnétodynamique [12].

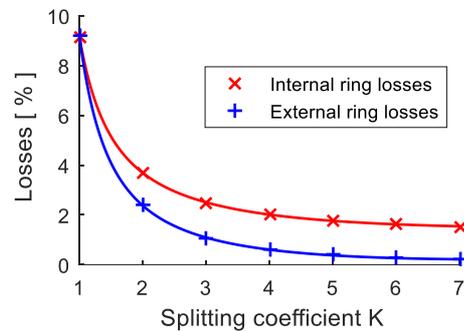


Figure 6 : Pertes par courants induits dans les aimants exprimées en pourcentage de la puissance transmise en fonction du coefficient de fractionnement des aimants  $K$  pour le multiplicateur magnétique [3] ( $p_{int} = 20$ ,  $p_{ext} = 131$ ,  $Q = 151$ ).

## 5. Calcul des pertes dans les parties ferromagnétiques

Afin d'évaluer les pertes fers dans les culasses et les plots (parties ferromagnétiques feuilletées), les axes  $B_{//}^{(k)}$  et  $B_{\perp}^{(k)}$ , des inductions, respectivement majeur et mineur, doivent être déterminés [13]. Pour cela, il est préalablement nécessaire de connaître les évolutions temporelles et spatiales de l'induction dans les parties ferromagnétiques. Le modèle magnétostatique explicite présenté dans la partie 2 permet de les déterminer directement dans les deux culasses intérieure et extérieure. En revanche, ce modèle ne permet pas de connaître les inductions dans les plots ferromagnétiques.

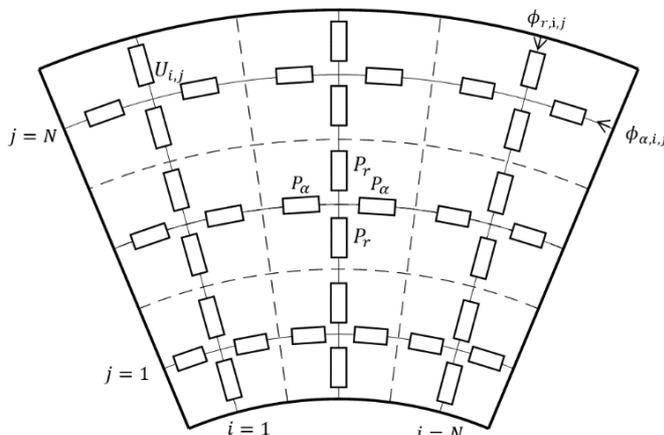


Figure 7 : Paramétrage du réseau de perméances d'une pièce polaire du multiplicateur magnétique.

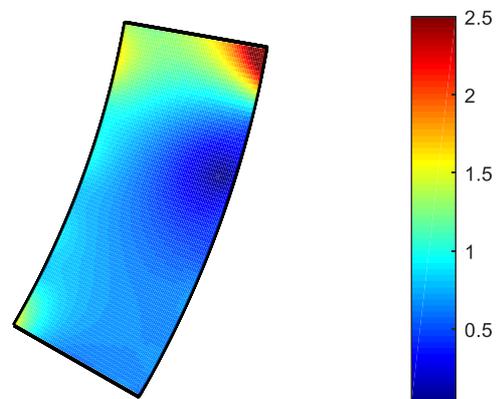


Figure 8 : Norme des inductions dans un plot obtenue à partir du réseau de perméance pour :  $p_{int} = 2$ ,  $p_{ext} = 7$ ,  $Q = 9$ .

En couplant le modèle explicite avec un réseau de perméances [14] représenté en Fig. 7, il est possible de déterminer les inductions dans un plot pour pouvoir calculer ensuite les pertes fers, via un modèle spécifique de façon découplée. Les sources de flux  $\phi_{i,j}$  sont alors calculées sur la frontière du plot à partir du modèle explicite (12). Les potentiels  $U_{i,j}$  sont, quant à eux, déterminés à partir de (13) où  $[P]_{n,n}$  correspond à la matrice de perméances et  $[\phi]_{n,1}$  correspond à la matrice de flux [15]. A partir de ces potentiels, les inductions radiales et tangentielles peuvent être déterminées en  $n$  points d'un plot avec (14), ce qui permet alors de calculer la norme des inductions dans un plot (ex. Fig. 8).

$$\begin{cases} \phi_{r,i,j} = \int B_r^{(k)} \cdot dS_{r,i,j} \\ \phi_{\alpha,i,j} = \int B_\alpha^{(k)} \cdot dS_{\alpha,i,j} \end{cases} \quad (12)$$

$$[U]_{n,1} = [P]_{n,n}^{-1} \cdot [\phi]_{n,1} \quad (13)$$

$$\begin{cases} B_{r,i,j} = (U_{i,j+1} - U_{i,j-1}) \cdot 2 \cdot P_r / S_{i,j} \\ B_{\alpha,i,j} = (U_{i+1,j} - U_{i-1,j}) \cdot 2 \cdot P_\alpha / S_{i,j} \end{cases} \quad (14)$$

Une fois les inductions connues dans toutes les régions ferromagnétiques, il faut déterminer, en différents points, les axes  $B_{//}^{(k)}$  et  $B_{\perp}^{(k)}$  pour pouvoir appliquer le modèle de calcul des pertes (voir Fig.9). Il faut alors déterminer, dans un premier temps, l'angle principal  $\beta$  pour lequel la norme de l'induction est maximale. Ensuite, l'axe majeur des inductions  $B_{//}^{(k)}$  et l'axe mineur des inductions  $B_{\perp}^{(k)}$  peuvent être obtenus à partir de (15). En chaque point des parties ferromagnétiques du multiplicateur, les pertes fer peuvent être calculés par le modèle (16) avec  $k_h$ ,  $k_e$  et  $k_{ex}$  respectivement les coefficients de pertes par hystérésis, de pertes par courants induits et de pertes excédentaires et  $\gamma$  le coefficient de Steinmetz [16].

$$\begin{cases} B_{//}^{(k)}(r, \alpha, t) = \|B^{(k)}(r, \alpha, t)\| \cdot \cos(\delta(r, \alpha, t)) \\ B_{\perp}^{(k)}(r, \alpha, t) = \|B^{(k)}(r, \alpha, t)\| \cdot \sin(\delta(r, \alpha, t)) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \frac{P_{Iron}^{(k)}}{V} = & k_h \cdot F \cdot \left( \left( \frac{\Delta B_{\perp}^{(k)}}{2} \right)^\gamma + \left( \frac{\Delta B_{//}^{(k)}}{2} \right)^\gamma \right) + \frac{k_e}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left( \left( \frac{dB_{\perp}^{(k)}}{dt} \right)^2 + \left( \frac{dB_{//}^{(k)}}{dt} \right)^2 \right) dt \\ & + \frac{k_{ex}}{8.76} \cdot \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left( \left( \frac{dB_{\perp}^{(k)}}{dt} \right)^2 + \left( \frac{dB_{//}^{(k)}}{dt} \right)^2 \right)^{3/4} dt \end{aligned} \quad (16)$$

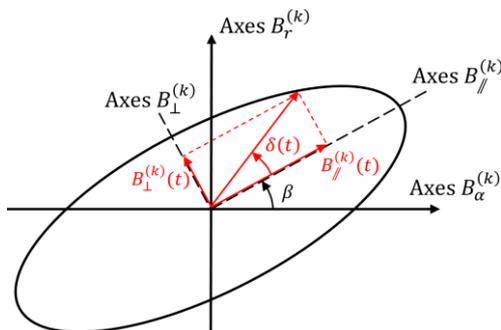


Figure 9 : Définition des différents paramètres des cycles d'induction spatiotemporels.

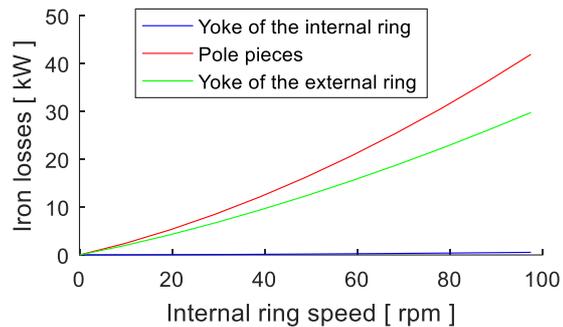


Figure 10 : Évolution des pertes fer dans les différentes parties ferromagnétiques en fonction de la vitesse de rotation de la couronne d'aimants intérieure pour le multiplicateur magnétique [3].

## 6. Procédure d'optimisation bi-objectif

### 6.1 Fonctions objectif

Les deux fonctions objectif de l'optimisation (17) sont d'une part la minimisation des pertes magnétiques (fonction objectif  $C_1$ ) et, d'autre part, celle de la masse de la partie magnétique du multiplicateur (fonction objectif  $C_2$ ). Les pertes dans les aimants  $P_{Eddy}^{(k)}$  sont calculées à partir de la relation (8) et les pertes dans les tôles  $P_{Iron}^{(k)}$  sont calculées à partir de la relation (16). La masse que l'on cherche à minimiser prend en compte la masse des culasses  $M_{yoke}$ , des aimants  $M_{PM}$  de chaque couronne d'aimants et la masse les plots  $M_{pole\ pieces}$ .

$$\begin{cases} C_1 = P_{Iron}^{(X)} + P_{Eddy}^{(I)} + Q \cdot P_{Iron}^{(III,1)} + P_{Eddy}^{(V)} + P_{Iron}^{(VI)} \\ C_2 = M_{yoke\ int} + M_{PM\ int} + M_{pole\ pieces} + M_{yoke\ ext} + M_{PM\ ext} \end{cases} \quad (17)$$

## 6.2 Variables

L'optimisation est réalisée pour différents rapports de multiplication et elle contient six variables : l'épaisseur radiale des culasses, l'épaisseur radiale des couronnes d'aimants, l'épaisseur radiale des plots ainsi que le nombre de pôles de la couronne d'aimants intérieure. Le nombre de plots est déduit du nombre de pôles avec la relation (1) et la longueur du multiplicateur est adaptée afin de transmettre le couple fourni par le cahier des charges (la déduction de la longueur est possible du fait que le calcul du couple se fait à partir d'un modèle 2-D).

## 6.3 Contraintes

Le multiplicateur magnétique est optimisé pour être intégré dans une chaîne de conversion éolienne d'une puissance nominale de 6 MW, 12,5 tr/min. Certaines dimensions du multiplicateur sont imposées par les dimensions de l'éolienne alors que d'autres dimensions, comme les entrefers, sont imposées par des contraintes d'assemblage et de faisabilité. Les différentes dimensions fixées sont présentées dans le Tableau 1. Afin de minimiser les pertes dans les aimants, nous les fractionnons jusqu'à atteindre la largeur minimale acceptable  $L_{min}$  à l'aide de la relation (18) pour toute la plage de dimensions balayée dans l'optimisation de la structure. Pour les différents coefficients nécessaires au calcul des pertes fers (voir (16)), nous utilisons les valeurs données par [17] pour un acier feuilleté M1000-65 (voir Tableau 1).

$$K = \left| \frac{2\pi \cdot R_m^{(V)}}{2 \cdot p_{ext} \cdot L_{min}} \right| \quad (18)$$

**Tableau 1. Dimensions du multiplicateur magnétique et contraintes fixées par le cahier des charges**

Symbole	Quantité	Valeur
$P_{rated}$	Puissance nominale de la turbine	6 MW
$N_{rated}$	Vitesse nominale de la turbine	12.5 tr/min
$T_{rated}$	Couple nominal de la turbine	4.6 MNm
$T_G$	Couple maximal transmissible par le multiplicateur	5.1 MNm
$D_{MG}$	Diamètre extérieur de la partie magnétique du multiplicateur	5.5 m
$\delta_{int} - \delta_{ext}$	Entrefer intérieur et extérieur du multiplicateur	5 mm
$G_m$	Rapport de multiplication du multiplicateur	$2 < G_m < 8$
$B_{rem}$	Induction rémanente de l'aimant NdFeB	1.25 T
$\sigma$	Conductivité des aimants NdFeB	0.9 MS
$L_{min}$	Largeur minimale d'un fractionnement d'aimant	10 mm
$k_h$	Hysteresis coefficient	363.78
$k_e$	Eddy current coefficient	0.167
$k_{ex}$	Excess loss coefficient	1.84
$\gamma$	Steinmetz coefficient	2
$B_{max}$	Contrainte d'induction maximale dans les parties ferromagnétiques	1.5 T
$\sigma_e$	Limite élastique	400 MPa

Etant donné que le modèle explicite est basé sur l'hypothèse de matériaux linéaires, nous imposons une valeur maximale de l'induction (ici 1,5 T) dans les culasses ainsi que dans les plots. La norme de l'induction  $\|B^{(k)}(r, \alpha, t)\|$  doit alors rester inférieure à cette limite qui est fixée à ( $\|B^{(k)}(r, \alpha, t)\| < B_{max}$ ). D'autre part, un modèle mécanique de la structure porteuse de la couronne de plots, étudié précédemment et publié dans [18], permet d'imposer que le déplacement radial  $\varepsilon_r^{(III,q)}(r, \alpha, t)$  de cette structure peu rigide reste inférieur 10% de l'entrefer pour chaque plots ( $\varepsilon_r^{(III,q)}(r, \alpha, t) < 0.1 * \delta_{int}$ ) et que la contrainte normale  $\sigma_{zz}^{(III,q)}$  reste en tout point inférieure à 2/3 de la limite élastique du matériau  $\sigma_e$  ( $\sigma_{zz}^{(III,q)}(r, \alpha, t) < 2/3 * \sigma_e$ ).

## 6.4 Algorithme

La Fig. 11 décrit la procédure de l'optimisation bi-objectif. Le début de cette procédure consiste à calculer les performances magnétiques du multiplicateur pour un ensemble de paramètres initial à partir du modèle explicite [10]. La longueur du multiplicateur est calculée à partir de la valeur de couple obtenue (par unité de longueur). Cela permet alors d'en déduire la masse active du multiplicateur. Les différentes pertes ainsi que les inductions dans les tôles ferromagnétiques sont aussi déduites du modèle explicite avec les formules données en partie 4 et partie 5. Pour compléter cette procédure, un algorithme d'optimisation par essais particulaires (PSO) est utilisé [19]. Cette optimisation est réalisée à quatre reprises pour quatre rapport de multiplication différents avec 50 itérations contenant chacune 100 particules.

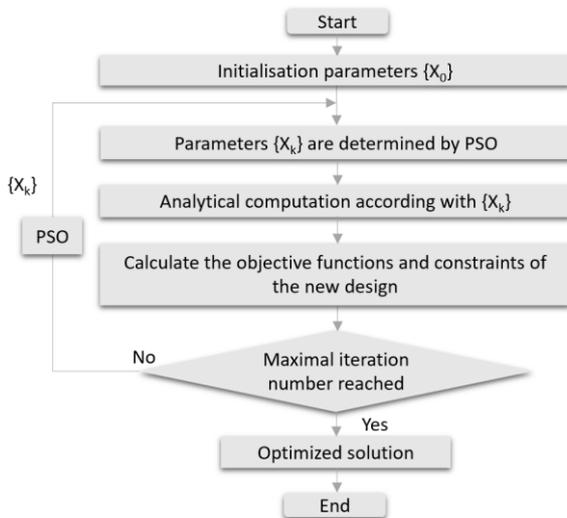


Figure 11 : Procédure d'optimisation utilisant la méthode d'optimisation par essaim particulaires (PSO)

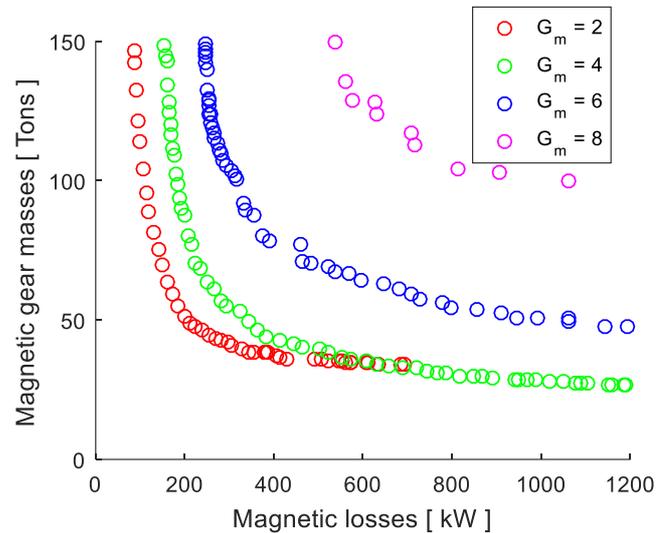


Figure 12 : Fronts de Pareto obtenues pour différentes valeurs  $G_m$  du rapport de multiplication dans le plan pertes-masse active.

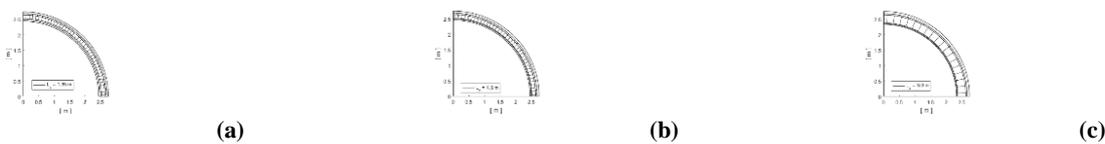
## 6.5 Résultats

Les résultats de l'optimisation bi-objectif décrite ci-dessus sont visibles sur les figures 12 à 15. La Fig. 12 correspond aux fronts de Pareto obtenus pour les quatre rapports de multiplication dans le plan des objectifs pertes – masse. Ainsi, ces figures montrent tout d'abord le caractère contradictoire des objectifs. On peut définir un compromis correspondant à un rendement de 95 % (soit 300 kW de pertes) pour les trois rapports de multiplication. Ces configurations compromis correspondent à une masse de 42 tonnes pour  $G_m = 2$ , une masse de 54 tonnes pour  $G_m = 4$  et une masse de 105 tonnes pour  $G_m = 6$ . Les dimensions de ces trois multiplicateurs magnétiques sont alors visibles en Fig. 13. Pour un rapport de 8, les performances des diverses configurations Pareto sont très faibles. En effet, les deux configurations extrêmes du front de la figure 12 donnent une masse minimale de plus de 100 tonnes et des pertes minimales de 550 kW.

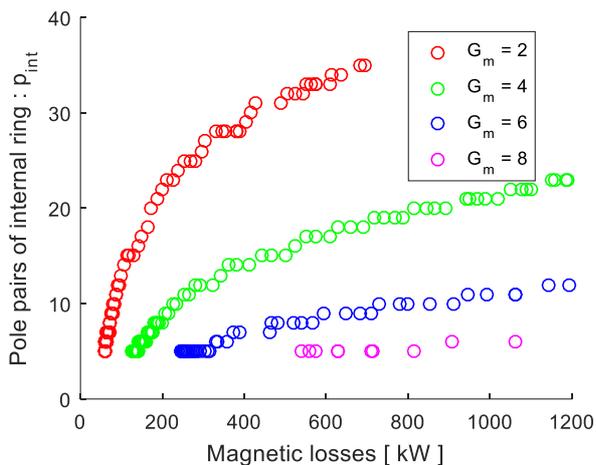
La Fig. 12 permet également de mettre en évidence que plus le rapport de multiplication est élevé et plus la masse et les pertes sont importantes. En effet, pour un même couple et une même vitesse d'entrée, un rapport de multiplication élevé entraîne une augmentation des différentes fréquences magnétiques et donc celle des pertes magnétiques. Notons que ce résultat est largement dû au fait que les épaisseurs de tôles et la largeur minimale des aimants sont maintenues constantes, ce qui nous semble constituer des contraintes réalistes. D'autre part, un rapport de multiplication élevé nécessite une différence de polarité importante entre les différents couronnes ce qui diminue la qualité du couplage magnétique entre les couronnes d'aimants et par conséquent la pression magnétique générée. Cette diminution nécessitera alors –à même configuration magnétique- d'augmenter la longueur du multiplicateur pour transmettre le couple d'entrée impactant ainsi directement la masse du système.

Les Fig. 14 et 15 correspondent aux résultats des trois fronts de Pareto de la Fig. 12, présentés cette fois dans les plans polarité-pertes (Fig. 14) et longueur-pertes (Fig. 15). On observe alors que les pertes augmentent proportionnellement à la polarité du multiplicateur et inversement proportionnellement à la longueur du multiplicateur. Etant donné que les deux objectifs de l'optimisation (masse et pertes) sont contradictoires, l'évolution de la masse en fonction de la longueur et de la polarité est inversée par rapport à la façon dont évolue les pertes en fonction de ces deux paramètres. Le fait d'avoir une polarité faible permet un plus fort fractionnement des aimants (voir relation (18)) ce qui permet de réduire les pertes par courant induits dans les aimants (qui est la principale source de pertes magnétiques). Le fait d'avoir une structure très allongée permet –pour un couple d'entrée donné- d'avoir de très faibles dimensions radiales des aimants ce qui permet aussi de réduire leurs pertes.

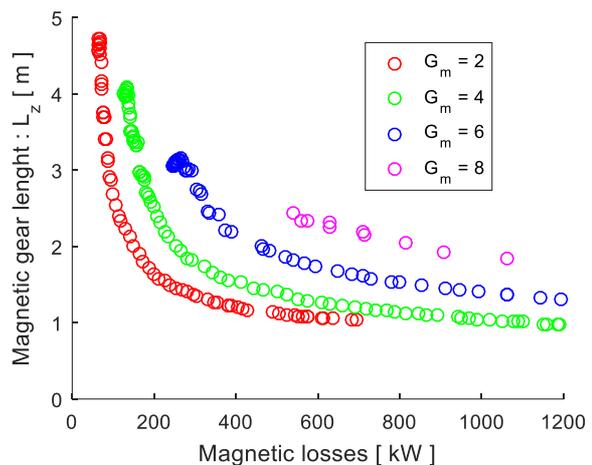
Les résultats de cette optimisation montrent qu'il est préférable de minimiser le rapport de multiplication. Cependant, dans le contexte d'une chaîne de conversion complète {multiplicateur + génératrice}, la masse de la génératrice sera d'autant plus faible que le rapport de multiplication sera élevé [20]. Un compromis doit donc être trouvé. Une telle optimisation nécessite d'effectuer le même travail pour la génératrice. Pour obtenir un premier résultat, considérons la loi d'évolution simplifiée de la masse d'une génératrice à aimants fournie dans [20]. Si on couple cette loi aux résultats obtenus pour  $G_m = 4$  (avec un rendement de 90% du multiplicateur), on observe que la masse des parties actives de l'ensemble {multiplicateur + génératrice} est inférieure à la masse d'une génératrice en chaîne directe (pour une chaîne de conversion de mêmes caractéristiques : 6 MW, 12.5 tr/min).



**Figure 13 : Dimensions des multiplicateurs magnétiques pour les trois rapports de multiplication permettant d'avoir un rendement de 95 % avec une masse de : (a) 42 tonnes pour  $G_m = 2$ , (b) 54 tonnes pour  $G_m = 4$  et (c) 105 tonnes pour  $G_m = 6$ .**



**Figure 14 : Fronts de Pareto obtenues pour les 4 rapports de multiplication  $G_m$  dans le plan pertes-polarité de la couronne intérieure.**



**Figure 15 : Fronts de Pareto obtenues pour les 4 rapports de multiplication  $G_m$  dans le plan pertes-longueur du multiplicateur.**

## 7. Conclusion

Cet article présente une démarche d'optimisation bi-objectif (pertes – masse active) d'un multiplicateur magnétique pour l'éolien de forte puissance (plusieurs MW). Pour cela, nous avons mis au point une méthode de calcul rapide des champs (en 2D et en linéaire) à partir de laquelle peuvent être déterminés le couple, les pertes fers dans les parties ferromagnétiques ainsi que celles par courants induits dans les aimants fractionnés. La méthode est fondée sur un modèle magnétostatique explicite, lui-même couplé à un modèle basé sur un réseau de perméances pour le calcul des champs dans les plots, permet de remonter aux pertes dans cette région. Ensuite, un algorithme d'optimisation par essais particuliers a été utilisé pour optimiser un multiplicateur magnétique de 6 MW 12,5 rpm. Les résultats de cette optimisation mettent bien en évidence que les deux objectifs masse et pertes sont contradictoires, dans un contexte de contraintes industrielles réalistes (notamment en ce qui concerne les épaisseurs de tôle et le fractionnement des aimants). Aussi, l'optimisation permet de choisir des compromis entre les deux objectifs avec notamment un multiplicateur à rapport 4 adapté à une éolienne de 6 MW (voir Tableau 1). Ce multiplicateur aurait une masse active de 54 tonnes et un rendement de 95 %. A l'issue d'une première évaluation sommaire, ce multiplicateur pourrait permettre d'avoir une masse de l'ensemble {multiplicateur + génératrice} inférieure à celle d'une génératrice directe [20].

En perspective de ces travaux, nous intégrerons, à cette démarche d'optimisation, la génératrice de la chaîne de conversion afin de déterminer un rapport de multiplication optimal minimisant, dans un premier temps, la masse active de l'ensemble {multiplicateur + génératrice}. Dans un second temps, nous considérerons les structures mécaniques porteuses du multiplicateur et de la génératrice afin de déterminer un nouvel optimum du système global {structure porteuse + parties magnétiquement actives} ce qui permettra d'évaluer l'éventuelle nécessité de considérer ce couplage complexe mécanique/magnétique dans les futures optimisations de systèmes électromécaniques. Ces divers développements sont en cours.

## 8. Remerciements

Les auteurs remercient l'entreprise Jeumont Electric pour son soutien à ces travaux et pour les différentes discussions de travail, en particulier D. Laloy et A. Fasquelle.

## Références

- [1] J. Keller, Y. Guo, and L. Sethuraman, "Gearbox Reliability Collaborative Investigation of Gearbox Motion and High-Speed-Shaft Loads," *NREL, Tech. Rep. TP-5000-65321*, 2016.
- [2] W. Teng, X. Ding, X. Zhang, Y. Liu, and Z. Ma, "Multi-fault detection and failure analysis of wind turbine gearbox using complex wavelet transform," *Renew. Energy*, vol. 93, pp. 591–598, 2016.
- [3] M. Desvaux, R. L. G. Latimier, B. Multon, H. Ben Ahmed, and S. Sire, "Design and optimization of magnetic gears with arrangement and mechanical constraints for wind turbine applications," in *2016 11th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2016*, 2016.
- [4] T. B. Martin, "Magnetic transmission," *Pat. US3378710*, 1968.
- [5] K. Atallah, S. D. Calverley, and D. Howe, "Design, analysis and realisation of a high-performance magnetic gear," *IEE Proc - Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 2, pp. 135–143, 2004.
- [6] E. Gouda, S. Mezani, L. Baghli, and A. Rezzoug, "Comparative study between mechanical and magnetic planetary gears," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 2, pp. 439–450, 2011.
- [7] D. Matt, J. Jac, and N. Ziegler, "Design of a Mean Power Wind Conversion Chain with a Magnetic Speed Multiplier," in *Chap. 10 of InTech book "Advances in Wind Power*, 2012, pp. 247–266.
- [8] A. Penzkofer and K. Atallah, "Magnetic Gears for High Torque Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, 2014.
- [9] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Analytical computation of the magnetic field distribution in a magnetic gear," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 7, pp. 2611–2621, 2010.
- [10] M. Desvaux, B. Traullé, R. L. G. Latimier, S. Sire, B. Multon, and H. Ben Ahmed, "Computation Time Analysis of the Magnetic Gear Analytical Model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 5, 2017.
- [11] O. de la Barrière, S. Hlioui, H. Ben Ahmed, and M. Gabsi, "An analytical model for the computation of no-load eddy current losses in the rotor of a permanent magnet synchronous machine," vol. 52, no. 6, 2013.
- [12] M. Desvaux, R. Le Goff Latimier, H. Ben Ahmed, B. Multon, and S. Sire, "Modélisation des pertes dans les aimants des multiplicateurs magnétiques pour l'éolien," in *Symposium de Génie Électrique (SGE 2016)*, 2016.
- [13] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green, and A. C. Smith, "Estimating Rotational Iron Losses in an Induction Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 6, pp. 3527–3533, 2003.
- [14] V. Ostović, "Dynamics of Saturated Electric Machines," in *New York Springer-Verlag*, 1989.
- [15] H. W. Derbas, J. M. Williams, a C. Koenig, and S. D. Pekarek, "A comparison of nodal- and mesh-based magnetic equivalent circuit models A Comparison of Nodal- and Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Models," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 2, pp. 388–396, 2009.
- [16] F. Deng, "An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1391–1395, 1999.
- [17] M. Fratila, A. Benabou, A. Tounzi, and M. Dessoude, "Calculation of Iron Losses in Solid Rotor Induction Machine Using FEM," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 2–5, 2014.
- [18] M. Desvaux, B. Multon, H. Ben Ahmed, and S. Sire, "Magneto-mechanical sizing of magnetic gear laminated pole pieces for Wind Turbine Applications," in *International Conference on Wind Energy Harvesting 2017 (Winercost'2017), Coimbra, Portugal - 20 and 21 April, Accepted*.
- [19] J. Aubry, H. Ben Ahmed, and B. Multon, "Sizing optimization methodology of a surface permanent magnet machine-converter system over a torque-speed operating profile: Application to a wave energy converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2116–2125, 2012.
- [20] M. Desvaux, B. Multon, H. Ben Ahmed, and D. Laloy, "Gear Ratio Optimization of a Full Magnetic Indirect Drive Chain for Wind Turbine Applications," in *2012 12th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2012*, 2017.