



Études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents à partir d'un dispositif de type électroaimant

Patrice Koffi Chetangny, Frédéric Dubas, Sossou Houndedako, Antoine Vianou, Christophe Espanet

► To cite this version:

Patrice Koffi Chetangny, Frédéric Dubas, Sossou Houndedako, Antoine Vianou, Christophe Espanet. Études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents à partir d'un dispositif de type électroaimant. Symposium de Génie Électrique 2014, Jul 2014, Cachan, France. <hal-01065249>

HAL Id: hal-01065249

<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01065249>

Submitted on 18 Sep 2014

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.

Études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents à partir d'un dispositif de type électroaimant

P.K. Chetangny^{1,2}, F. Dubas¹, S. Houndedako², A. Vianou² et C. Espanet¹

¹Institut Femto-ST, Université de Franche-Comté

²Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi, Université d'Abomey-Calavi

RESUME — La tendance actuelle dans les transports électriques (e.g., la traction ferroviaire, les véhicules électriques et/ou hybrides électriques) ou encore dans les grandes éoliennes à attaque directe est d'utiliser des machines synchrones à aimants permanents (APs) utilisant des terres rares pour leurs grandes performances massiques. Toutefois, un inconvénient majeur de ces machines est l'existence de pertes pouvant être importantes dans les APs, notamment lorsque le bobinage est concentrique autour des dents. Ces pertes sont à l'origine d'une dégradation du rendement, mais elles peuvent aussi être à l'origine d'échauffements excessifs des APs, avec des risques de désaimantation d'une part et des risques de décollement d'autre part. Afin de mieux appréhender les différents phénomènes physiques qui interviennent dans ces pertes, nous avons considéré un électroaimant en forme de U à armature plate, dans lequel sont insérés des APs. Dans cet article, nous décrivons tout d'abord ce dispositif expérimental, puis nous présentons des modèles numériques par éléments finis (EF) en 2D/3D permettant d'évaluer les différents paramètres influençant les pertes dans les APs. Nous proposons ensuite une approche de modélisation (semi-)analytique 3D ayant des temps de réponse faibles. Cette approche est finalement confrontée aux modèles numériques.

Mots-clés — *Électroaimant, pertes, aimants permanents, modélisation, numérique, (semi-)analytique*

1. INTRODUCTION

Les APs présentent un intérêt pour la magnétisation de circuits magnétiques du fait de l'absence des pertes Joule existants dans le circuit d'excitation. Dans le cas de l'utilisation des terres rares (i.e., Nd-Fe-B ou Sm-Co), les APs sont particulièrement avantageux dans la mesure où ils permettent d'atteindre des rendements et des compacités particulièrement élevés pour les machines synchrones à APs. Toutefois ces APs possèdent également des inconvénients : ils sont coûteux, ils possèdent une température limite de fonctionnement, des risques de désaimantation. Les causes de désaimantation irréversible sont l'application d'un champ démagnétisant excessif et/ou une température élevée. En général, bien avant la température de Curie, on observe des pertes d'aimantation partielles mais non réversibles. Les pertes dans les APs d'une machine synchrone sont essentiellement dues aux courants de Foucault créés par la variation de l'induction [1]. Les

différentes origines des variations d'induction dans les APs sont : l'effet de réductance du stator (i.e., harmoniques spatiales de dentures) d'une part et la forme d'onde de la force magnétomotrice (i.e., harmoniques spatiales de la distribution des bobines et harmoniques temporelles de la forme d'onde des courants d'alimentation) d'autre part [2]-[14]. Ces pertes provoquent une augmentation de la température de l'aimant dont elles peuvent modifier les propriétés et en provoquer la démagnétisation [15]-[18]. Les pertes par courants de Foucault sont calculées sous l'hypothèse que les lois de comportement électriques et magnétiques de l'AP sont linéaires : conductivité électrique σ et perméabilité magnétique relative μ_{ra} constantes [2].

Dans le présent travail, nous considérons un dispositif expérimental simple, i.e., un électroaimant, permettant d'analyser expérimentalement les pertes par courants de Foucault dans des APs et ainsi de valider différents modèles numérique et (semi-)analytique. Plus précisément, dans la première partie, nous décrivons le dispositif expérimental considéré, puis, dans une deuxième partie, nous présentons les résultats du calcul des pertes dans le dispositif expérimental : d'abord avec une approche de modélisation (semi-)analytique 3D puis avec un calcul numérique par éléments finis en 2D/3D [19].

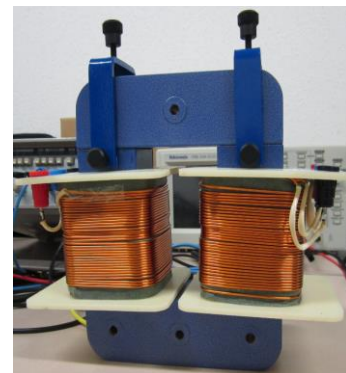


Fig.1. Dispositif expérimental d'étude des courants de Foucault.

2. DIMENSIONNEMENT D'UN DISPOSITIF EXPERIMENTAL

Le dispositif expérimental est présenté sur les Fig. 1 et 2. Il s'agit d'un électroaimant en forme de U à armature plate contenant deux APs. Les Tableaux 1 et 2 donnent les caractéristiques principales des éléments constitutifs de l'électroaimant. Il est composé de deux bobines, couplées en parallèle et alimentées en courant sinusoïdal de fréquence fixe ou variable, pour faire varier le flux magnétique dans les APs. L'usage de deux bobines permet de limiter les fuites. Par ailleurs le niveau d'induction magnétique choisi est faible et le circuit magnétique est feuilleté afin de limiter les pertes fer. On notera que des essais sont en cours et seront présentés dans de futures études. À titre indicatif, deux essais sont effectués pour mesurer les pertes dans les APs : un essai avec le dispositif sans les APs afin de caractériser le circuit magnétique (i.e., les pertes fer) et un deuxième avec le dispositif avec les APs afin de déterminer les pertes par courants de Foucault dans les APs. Toutefois, dans ce papier, nous nous limitons à des calculs théoriques qui sont présentés dans les paragraphes suivants.

3. MISE EN EQUATION DES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT DANS LES APs

a) Circuit équivalent magnétique (CEM) :

La méthode semi-analytique utilisée est celle du CEM non-linéaire (i.e., réseau de réluctances ou de perméances). Les hypothèses de cette modélisation sont :

- 2D (i.e., les effets de bords sont négligés) ;
- La conductivité électrique dans les APs est négligée (i.e., non prise en compte de la réaction d'induit dans les APs) ;
- Les fuites proches des APs et des bobines sont négligées ;
- L'induction magnétique est normale à la surface des APs (i.e., seule la composante selon Oy est considérée).

Le CEM est constitué de 8 réluctances, à savoir 2 réluctances linéaires (i.e., 3 et 7) et 6 réluctances non-linéaires (cf. Fig. 2). Les effets de saturation dans le CEM sont prises en compte à l'aide de la caractéristique $B(H)$ des tôles du circuit magnétique représentée Fig. 3.

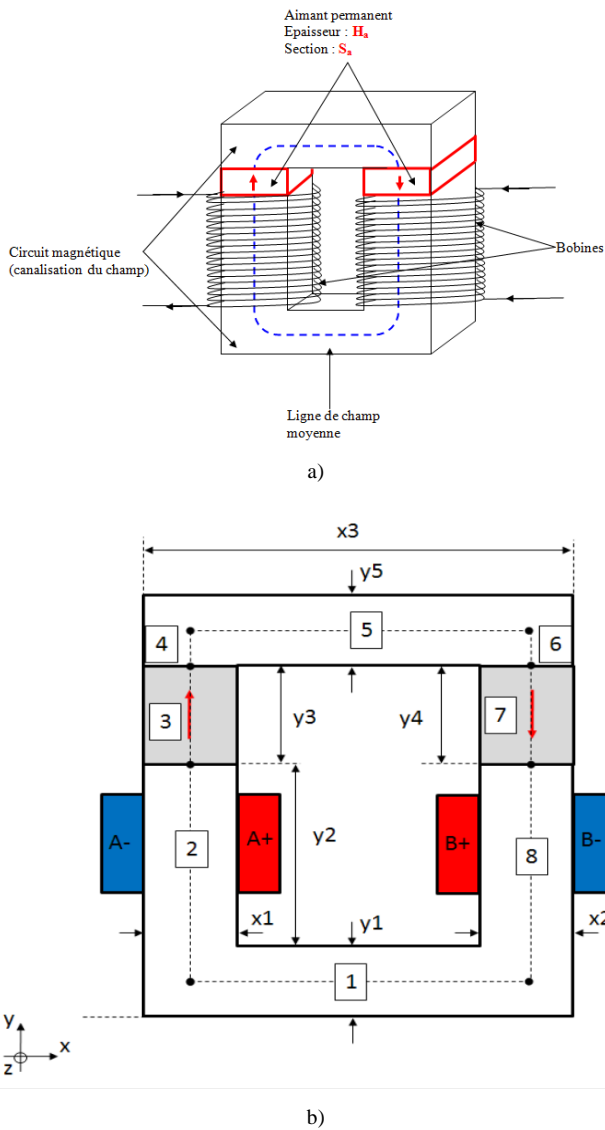


Fig.2. Électroaimant : a) Schéma d'étude et b) Circuit équivalent magnétique (CEM).

Tableau 1. Caractéristiques des éléments constitutifs de l'électroaimant.

Induction rémanente de l'AP, B_{ra} [T]	Perméabilité relative de l'AP, μ_{ra} [-]	Résistivité électrique de l'AP, ρ_{ra} [$\Omega.m$]	Valeur RMS du courant, nxI_l [A]	Fréquence du courant, f [kHz]	Type d'aimant
1.1	1.0446	0.16×10^{-5}	250×12	0-20	Nd-Fe-B

Tableau 2. Paramètres géométriques de l'électroaimant.

Prof [mm]	x1, x2 [mm]	x3 [mm]	y1, y5 [mm]	y2 [mm]	y3, y4 [mm]
43	43	150	43	104	10

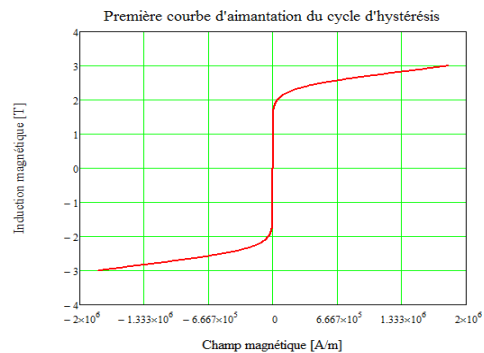


Fig.3. Courbe de première aimantation (CEM).

La caractéristique est modélisée par la fonction de Marrocco (i.e., à champ faible). Les coefficients d'interpolation (i.e., k_1 , k_2 , k_3 et k_4) sont déterminés à partir de la méthode des moindres carrés suivant les données du constructeur. La fonction de perméabilité relative est définie par :

$$\mu_{ri}(B_i) = \frac{B_i}{\mu_0 \cdot H_i(B_i)} \quad (1)$$

$$H_i(B_i) = \frac{B_i}{\mu_0} \cdot \left[\frac{b_i^{2k_3} \cdot (k_2 - k_1)}{b_i^{2k_3} + k_4} + k_1 \right] \quad (2)$$

avec $b_i = B_i/1T$ et i l'indice des réductances $i \neq \{3, 7\}$ (cf. Fig. 2a.)

Le flux de mailles $\psi_t(t)$ est déterminé à partir d'une méthode numérique non-linéaire, dite du gradient conjugué, en résolvant :

$$FMM_t(t) - S_c \cdot \mathfrak{R}_t[\psi_t(t)] \cdot S_c^T \cdot \psi_t(t) = 0 \quad (3)$$

où $FMM_t(t)$ représente le vecteur de force magnétomotrice (1x1) due aux APs et aux courants d'excitation des bobines, S_c la matrice de connexion (1x8) permettant de faire le lien entre les flux de mailles et les flux de branches et qui est définie par :

$$S_c = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad (4)$$

et $\mathfrak{R}_t[\psi_t(t)]$ la matrice diagonale de réductances (8x8) exprimée par :

$$\mathfrak{R}_t[\psi_t(t)] = \frac{l}{\mu_{ri}(B_i) \cdot S} \quad (5)$$

$$l = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & l_8 \end{bmatrix} \text{ et } S = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & S_8 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Les flux de branches et les inductions magnétiques sont

déterminés par :

$$\phi_i(t) = S_c^T \cdot \psi_t(t) \quad (7)$$

$$B_i(t) = S^{-1} \cdot \phi_i(t) \quad (8)$$

En utilisant le circuit équivalent magnétique (CEM) non-linéaire et en appliquant la transformée de Fourier rapide, l'induction magnétique dans les APs (i.e., $i = 3$ et 7) est donnée par :

$$B_{A_i}(t) = \sum_{uh=1,2,3,\dots}^{U_{\max}} HB_{A_{iuh}} \cdot \cos(uh \cdot \omega \cdot t - \varphi B_{A_{iuh}}) \quad (9)$$

$$HB_{A_{iuh}} = \frac{2}{\sqrt{2} \cdot U_{\max}} \cdot \left| \text{cfft}(B_{A_i})_{uh} \right| \quad (10)$$

$$\varphi B_{A_{iuh}} = \arg\left(\left| \text{cfft}(B_{A_i})_{uh} \right|\right) \quad (11)$$

où uh représente l'harmonique temporelle, U_{\max} le nombre d'harmonique maximal de la série de Fourier, $HB_{A_{iuh}}$ & $\varphi B_{A_{iuh}}$ respectivement l'amplitude et le déphasage harmonique de l'induction magnétique dans les APs, et $\omega = 2\pi \cdot f$ la pulsation électrique.

On notera que la modélisation par série de Fourier des inductions magnétiques dans les APs permet de prendre une forme quelconque de l'induction. La présence d'harmonique d'induction magnétique est liée à la forme d'onde du courant d'alimentation d'une part et au niveau de saturation magnétique d'autre part. Les allures du courant d'excitation et de l'induction dans les APs sont présentées en Fig. 4.

b) Pertes 3D par courants de Foucault dans les APs :

Les pertes par courants de Foucault dans les APs sont calculées en considérant les lignes de courants de Foucault dans l'AP comme indiqué sur la Fig. 5 (un chemin rectangulaire de largeur x et de longueur y). On considérera qu'il n'existe qu'une seule boucle rectangulaire de courant par AP ou par segment d'AP. On notera que cette hypothèse n'est pas toujours vraie dans une machine électrique : dans ce cas le nombre de boucles est lié à la longueur d'onde du champ tournant relativement à la largeur et la profondeur des aimants.. La méthode utilisée est basée sur la détermination de la résistance équivalente d'un AP à partir des paramètres géométriques. Le calcul analytique des pertes dans les APs est développé à résistance limitée (i.e. l'effet de peau est négligé), contrairement aux EF 2D et 3D où l'on considère le champ de

réaction d'induit créé par les courants de Foucault circulant dans les APs.

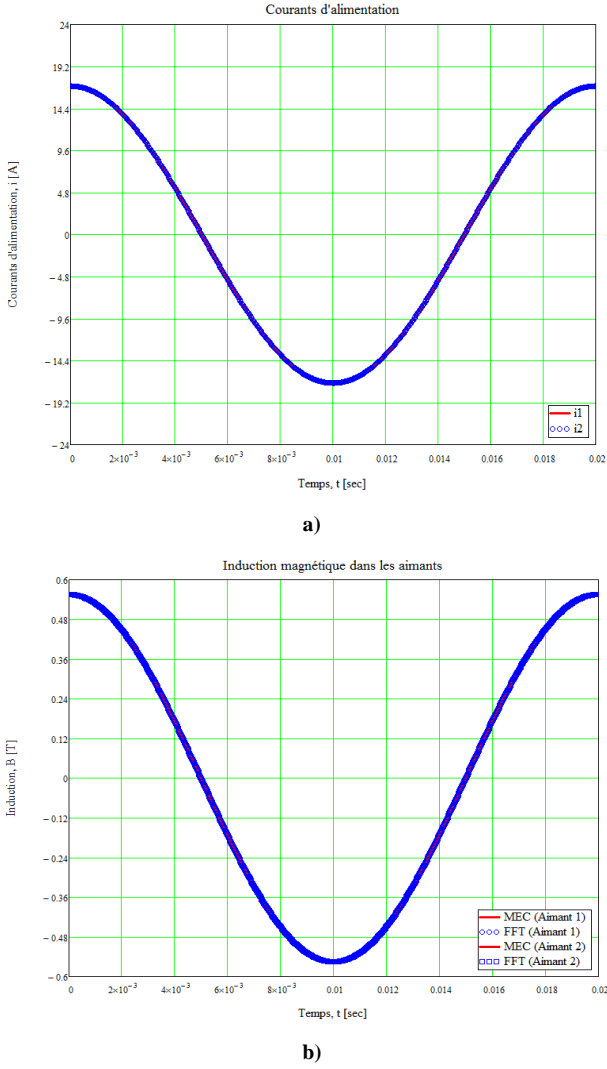


Fig.4. Forme d'onde : a) courant d'excitation b) induction magnétique dans les APs.

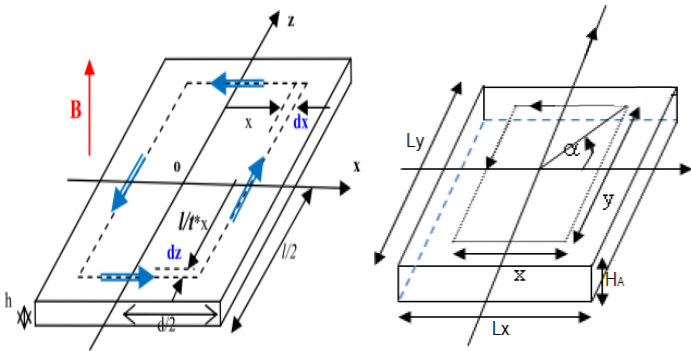


Fig.5. Courants de Foucault en 3D dans un AP en forme rectangulaire [8].

Les pertes instantanées par courants de Foucault dans les APs sont définies par :

$$p_{A_i}(x, t) = \frac{E_{A_i}(x, t)^2}{R_A(x)} \quad (12)$$

où $E_{A_i}(x, t)$ représente la force électromotrice induite par la variation du flux dans les APs donnée par :

$$E_{A_i}(x, t) = - \frac{\partial \phi_{A_i}(x, t)}{\partial t} \quad (13)$$

$\phi_{A_i}(x, t)$ le flux dans l'AP traversant une reluctance défini par :

$$\phi_{A_i}(x, t) = B_{A_i}(t) \cdot S(x) \quad (14)$$

$$S(x) = 4 \cdot \frac{Ly}{Lx} \cdot x^2 \quad (15)$$

et $R_A(x)$ la résistance équivalente d'un AP exprimée par :

$$\begin{aligned} R_A(x) &= \rho_A \cdot \frac{L_A}{S_A} = 4 \cdot \frac{\rho_A}{H_A} \cdot \left(\frac{x}{dy} + \frac{y}{dx} \right) \\ &= 4 \cdot \frac{\rho_A}{H_A} \cdot \frac{(Lx^2 + Ly^2)}{Ly \cdot Lx} \cdot \frac{x}{dx} \end{aligned} \quad (16)$$

Les pertes moyennes par courants de Foucault dans un AP s'expriment par :

$$P_{A_i} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{Lx/2} \int_0^T p_{A_i}(x, t) \cdot dx \cdot dt \quad (17)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot K_{Fouc} \cdot \sum_{uh=1, 2, 3, \dots}^{U_{max}} (uh \cdot \omega)^2 \cdot HB_{A_{uh}}^2$$

$$K_{Fouc} = \frac{1}{16} \cdot \frac{H_A}{\rho_A} \cdot \frac{(Ly \cdot Lx)^3}{(Lx^2 + Ly^2)} \quad (18)$$

Et finalement les pertes moyennes totales par courants de Foucault dans les APs sont données par :

$$P_{A_{tot}} = P_{A_3} + P_{A_7} = 2 \cdot P_{A_3} \quad (19)$$

4. CALCUL NUMERIQUE DES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT DANS LES APs

Comme expliqué plus haut, le calcul numérique 2D/3D des pertes dans les APs est effectué en prenant l'effet de peau dans les APs (résolution en régime harmonique). Le modèle EF 2D/3D du dispositif expérimental est présenté Fig. 6.

La Fig. 7 représente le maillage du dispositif expérimental sous les EF 3D. On notera qu'il est nécessaire d'adapter au mieux le maillage à la physique du problème et au temps de calcul. En effet, la finesse du maillage dépend des contraintes géométriques (maillage d'une région très mince par exemple), mais également des contraintes physiques du problème (variation importante de la perméabilité dans un élément, épaisseur de peau...). En règle générale, les éléments doivent être d'autant plus petits que la variable d'état varie rapidement [19]. Pour mailler l'épaisseur de peau, nous avons utilisé des éléments de type rectangulaires ou hexaédriques, i.e., le mailleur réglé (2D) et un mailleur extrusif à base réglée (3D). Le reste du dispositif est maillé avec le mailleur automatique. Les discrétisations affectées aux points sont résumées dans le Tableau 3. Pour gagner du temps de calcul, deux symétries ont été exploitées, réduisant ainsi le modèle 3D au quart du modèle, tandis que celui en 2D a été réduit de moitié.

La Fig. 8 représente les distributions d'induction en 2D/3D dans l'électroaimant. On peut constater que les densités de flux sont très proches en 2D/3D, ce qui signifie que les effets 3D affectent peu la distribution du champ. Il faut noter que ces résultats ont été obtenus avec des APs non aimantés se comportant comme un entrefer de perméabilité relative égale à celui des APs.

Les Figs. 9 et 10 représentent les pertes par courants de Foucault dans les APs/. Les résultats numérique sont obtenus par des simulations en régime sinusoïdal forcé et les pertes sont tracées en fonction de la fréquence f . Nous traçons sur la même figure les résultats obtenus par le modèle semi-analytique en 3D à résistance limitée.

La Fig. 11 montre les lignes de champ en 2D ; ceci permet d'apprécier les fuites magnétiques et de vérifier la validité de l'hypothèse d'inexistence de fuites.

Le Fig. 12 présente la densité de courant dans les APs pour $f = 20$ kHz et 50 Hz. On peut remarquer l'influence de l'effet de peau pour des fréquences élevées. Par ailleurs nous pouvons également constater que les lignes de courant ne suivent pas vraiment un chemin rectangulaire comme nous l'avions supposé ; les lignes suivent plutôt des ellipses concentriques. Cela peut expliquer les différences obtenues au

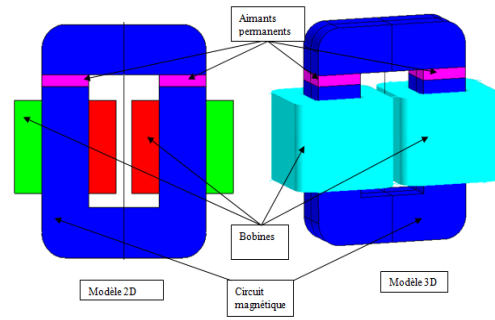


Fig. 6. Modèle EF 2D/3D du dispositif expérimental.

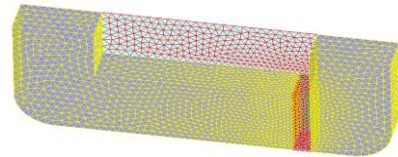


Fig. 7. Maillage du dispositif expérimental.

Tableau 3. Discrétisation points pour maillage.

LARGE [mm]	MEDIUM [mm]	SMALL [mm]
10	5	2.5
boite infini	circuit magnétique	aimant

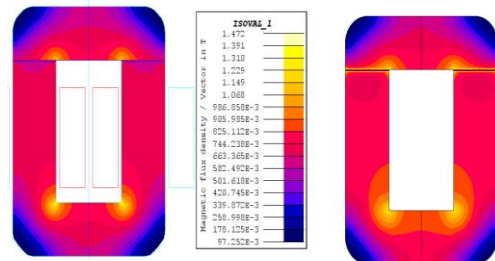


Fig. 8. Induction en 2D (à gauche) et en 3D (droite) [19].

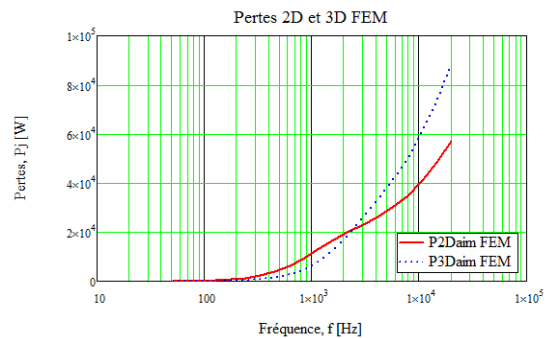


Fig. 9. Pertes 2D et 3D EF.

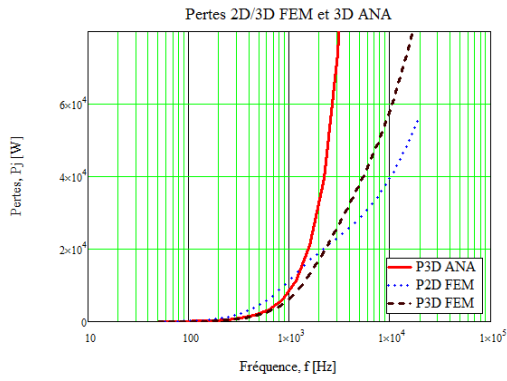


Fig. 10. Comparaison des pertes 2D, 3D EF et 3D ANA.

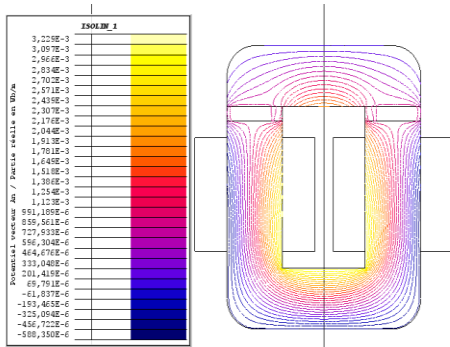


Fig. 11. Lignes du potentiel vecteur en 2D.

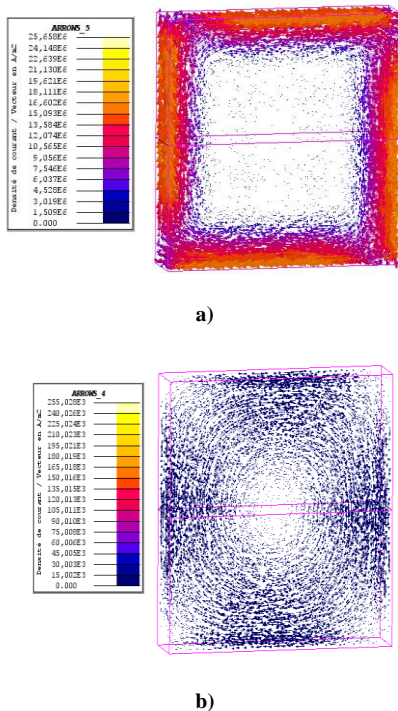


Fig. 12. Flèches de la densité de courant : a) 20 kHz et b) 50 Hz.

niveau du calcul des pertes dans les APs. Pour expliquer les différences constatées au niveau des pertes, nous avons relevé l'induction magnétique dans les APs à trois différents points (i.e., points 1, 2 et 3) ainsi qu'un chemin au centre de l'AP ainsi comme présenté sur la Fig. 13. Les composantes normales (i.e., suivant l'axe y) en 2D/3D sur les points sont comparées avec celle obtenue avec le CEM. Cette comparaison est représentée sur la Fig. 14. On remarque bien des écarts au niveau de l'induction magnétique dans les APs pour les modèles EF 2D/3D et semi-analytique 3D. Ceci explique principalement les différences observées au niveau des pertes EF 2D/3D et semi-analytique 3D.

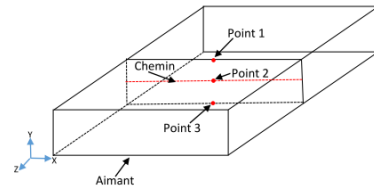


Fig. 13. Points et chemin de mesure en 2D/3D de l'induction magnétique dans les APs.

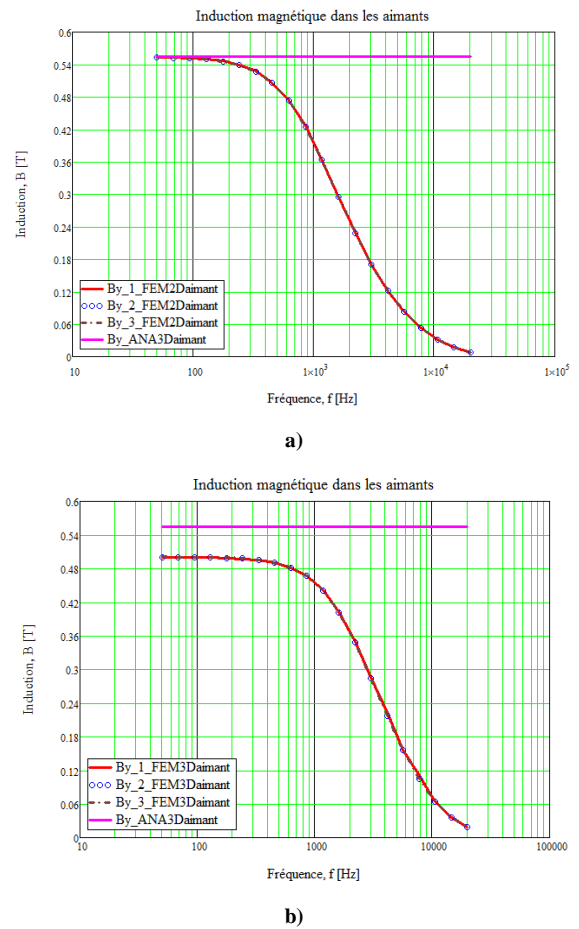


Fig. 14. Composantes normales sur les différents points : a) 2D/3D ANA et b) 3D/3D ANA.

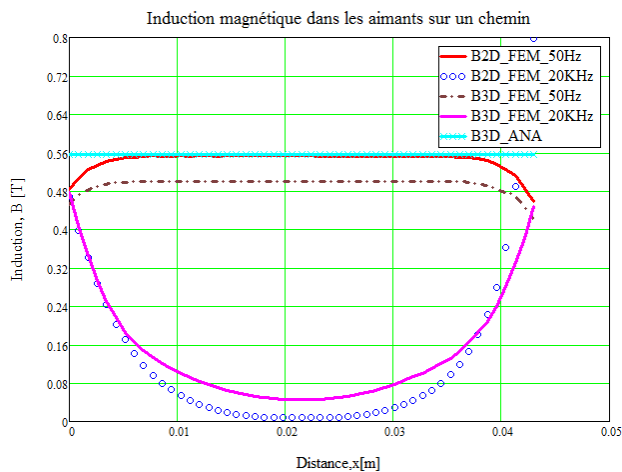


Fig. 15. Composantes normales en 2D/3D EF et 3D ANA sur le chemin à $f = 50$ Hz et 20 kHz.

La Fig. 15 représente les composantes normales en 2D/3D EF et 3D ANA sur le chemin [cf. Fig. 13] à différentes fréquences, i.e., $f = 50$ Hz et 20 kHz. Dans le modèle semi-analytique, nous avons fait l'hypothèse selon laquelle l'induction était normale à la surface de l'AP et constante comme montré sur la figure, ce qui n'est pas vrai à toutes fréquences. Pour les fréquences élevées cette hypothèse n'est plus vérifiée puisque l'effet de peau commence à se prononcer. On constate qu'au centre de l'AP la valeur de l'induction pour les modèles EF est plus faible que sur les bords pour les fréquences élevées tandis qu'elle est quasiment la même pour les fréquences faibles. Ceci vient confirmer que l'effet de peau est assez prononcé pour les fréquences élevées, ce qui provoque logiquement une divergence des pertes calculées en EF 2D/3D et de celles calculées en 3D semi-analytique.

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous proposons de calculer les pertes magnétiques créées par les courants de Foucault dans les APs. À cet effet, pour mieux appréhender les différents phénomènes physiques qui interviennent dans les pertes dans les APs, nous avons étudié un électroaimant en forme de U à armature plate, dans lequel sont insérés des APs. Ce dispositif nous permet d'aborder de façon pragmatique le problème des pertes dans les APs. L'un des problèmes qui se posent est la séparation de ces pertes avec les autres pertes qui ont lieu dans le dispositif. En effet, il n'est pas aisé de trouver le ratio pertes fer/pertes APs puisque les deux ont lieu simultanément dans le dispositif et évoluent différemment en fonction de la fréquence. Ce travail permet donc de comprendre et d'étudier séparément les différents effets des divers paramètres sur les pertes. La modélisation en 3D apporte un plus car elle permet d'analyser les phénomènes dans un cas très proche du cas réel. Nous pourrions par exemple étudier l'effet des harmoniques spatio-temporelles sur les pertes dans les APs d'une machine électrique. Quoi qu'il en soit, en comparant les résultats obtenus analytiquement et numériquement nous constatons une certaine cohérence pour les basses fréquences jusqu'à une certaine valeur mais les résultats divergent pour les fréquences

plus élevées. Cela signifie qu'il faut revoir certaines hypothèses émises lors du calcul notamment le chemin des courants de Foucault, l'inexistence de fuites, la prise en compte de la conductivité électrique dans les APs, l'existence de l'effet de peau, et la variation de l'induction magnétique dans les APs. Ce sont autant de pistes à explorer pour de futurs travaux.

6. REFERENCES

- [1] A. Benabou, S. Georges, S. Clenet, "Permanent magnet modeling for dynamic applications", *Journal of magnetism and magnetic material*, Vol. 320, No 6, pp. 830-835, 2008
- [2] H. Polinder, and M.J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No. 3, 1999
- [3] Y. Wang, "Analyse et mesure des pertes dans les rotors des machines synchrones", Thèse de doctorat, Supélec, 2005
- [4] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimisation of segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine", *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 25, pp. 381-387, 2010.
- [5] J. Klotzl, M. Pyc and, and D. Gerling, "Permanent Magnet Loss Reduction in PM Machines using Analytical and FEM Calculation", *SPEEDAM*, 2010.
- [6] A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Analytical Estimation of Rotor Loss Due to Stator Slotting of Synchronous PM Machines", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 66, 2010.
- [7] M. Mirzaei, A. Binder, B. Funieru, and M. Susie, "Analytical Calculation of Induced EddyCurrents Losses in the Magnet of Surface Mounted PM Machine with Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effets", *IEEE Trans. on Magn.* 2011.
- [8] A. Bettayeb, X. Jannot, and J.-C. Vannier, "Calculation of Rotor Magnet Eddy-Current Losses for High Speed IPMSM", *ICEM*, 2010.
- [9] H. Polinder, and M.J. Hoeijmakers, "Eddy-current Losses in the Permanent Magnets of a PM Machine", *IEMDC*, 1997.
- [10] K.J. Binns, M.S.N. Al-Din et, and P.J. Lisboa, "Use of canned rotors in high-field permanent magnet machines", in *Proc. IEE-B Electr. Power Appl.*, Vol 139, No 5, pp. 471-476, 1992.
- [11] F. Dubas, and C. Espanet, "Semi-analytical solution of 2-D rotor Eddy-current losses due to the slotting effect in SMPMM", *COMPUMAG*, 2009.
- [12] M. Bork, R. Blissenbach, and G. Henneberger, "Identification of the loss distribution in a transverse flux machine", *ICEM*, 1998.
- [13] Z.Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Improved analytical modeling of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface mounted permanent magnets", in *Proc. IEE Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 6, pp. 641-650, 2004.
- [14] F. Dubas, C. Espanet, and A. Miraoui, "Field diffusion equation in high-speed surface mounted permanent magnet motors, parasitic eddy-current losses", *ELECTROMOTION*, 2005.
- [15] F. Deng, "Commutation-caused eddy-current losses in permanent magnet brushless direct current motors", *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 33, No. 5, pp. 4310-4318, 1997.
- [16] F. Deng, and T.W. Nehl, "Analytical modelling of eddy current losses caused pulse width modulation switching in permanent magnet brushless direct current motors", *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 34, No. 5, pp. 3726-3728, 1998.
- [17] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, and D.A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 6, pp. 1612-1618, 2000.
- [18] J.D. Ede, K. Atallah, G.W. Jewell, J.B. Wang, and D. Howe, "Effect of axial segmentation of permanent magnets on rotor loss of modular brushless machines", *IEEE IAS*, Vol. 3, pp. 1703-1708, 2004.
- [19] FLUX2D and FLUX3D, "Manuel d'utilisation", Version 10.4, www.cedrat.com.