

Etude vibro-acoustique de machines synchrones à aimants à bobinage dentaire

M. FAKAM, M. HECQUET, V. LANFRANCHI*, P. BROCHET, A. RANDRIA**

Université Lille Nord de France - L2EP- Ecole centrale de Lille, Villeneuve d'Ascq, France,

mathias.fakam@ec-lille.fr; michel.hecquet@ec-lille.fr

(1) LEC- UTC, Centre de recherche de Royallieu, Université de Compiègne, France.

(2) Alstom-Transport, Ornans, France.

RESUME – Cet article présente des résultats de simulations vibro-acoustique pour une machine à bobinage dentaire 10 pôles / 12 encoches équipée d'un rotor SPM (Surface Permanent Magnet). La machine répond à un cahier des charges type traction électrique. L'analyse du bruit d'origine électromagnétique, qui est pertinente pour des basses vitesses, devient une étape nécessaire dès la conception. Dans un premier temps, cet article justifie l'orientation vers l'usage des machines à bobinage dentaire. Ensuite, il détaille les méthodes d'analyse utilisées pour la détermination du bruit. La première méthode consiste à réaliser par éléments finis le calcul électromagnétique couplée à un module de calcul analytique mécano-acoustique, et la deuxième méthode réalise des calculs électromagnétiques via un Modèle à Constantes Localisées (MCL) couplé au même module mécano-acoustique. Une première validation est présentée dans le but d'évaluer la capacité du MCL à proposer un modèle comportemental satisfaisant, nécessaire à l'étude vibro-acoustique.

ABSTRACT – This paper presents results of vibro-acoustic simulations for a 10 poles / 12 slots machine with concentrated winding equipped with a rotor SPM (Surface Permanent Magnet). The machine is design for a railway application. The analysis of the electromagnetic noise, which is relevant for the low speeds, becomes a necessary step from the design. First of all, this paper presents some advantages in the use of concentrated winding. Then, it details the methods of analysis used for the determination of the noise. The first one consists to use the finite elements in order to perform electromagnetic computations, and coupled it with a mechanic-acoustic analytical model. The second method realizes electromagnetic computations through a Lumped Parameter Magnetic Circuit Model coupled with the same mechanic-acoustic analytical model. A first validation is performed with the aim of estimate the capability of the Lumped Magnetic Circuit Model to propose a good behavioral model.

Mots-clés – Modèles à constantes localisées, réseau de perméances, machine à bobinage dentaire, forces radiales.

Nomenclature

D_{sh}	Diamètre de l'arbre
R_{sy}	Rayon de la culasse stator (sy en indice), Rayon interne du stator (si en indice)
l_{rb}	Distance entre paliers
E	Module d'Young dans la direction radiale
M	Poids du stator
Δ_m	Augmentation de la masse du cylindre statorique due au bobinage et aux dents
$P_{m\omega}$	Pression surfacique de l'ordre spatiale m à la pulsation ω
K	Coefficient de foisonnement stator (sf en indice), Coefficient de correction (m en indice)
h	Epaisseur

Introduction

Les machines électriques qui opèrent à vitesses variables sont susceptibles de générer des vibrations, qui peuvent être néfastes pour l'environnement et la machine elle-même. Cependant, le niveau d'émission

sonore devient un indice majeur de la qualité des machines. De ce fait, la prise en compte du bruit et des vibrations dès le stade de la conception devient indispensable pour les constructeurs de machines électriques. Il existe plusieurs outils et méthodes d'analyses qui permettent d'étudier les phénomènes couplés. La résolution par la Méthode des Eléments Finis (MEF) en magnéto dynamique, incluant le couplage avec un circuit électrique est la plus en vue. Néanmoins, dans le cas de ce couplage fort, les résolutions des modèles électromagnétique et vibro-acoustique restent difficile et avec des temps d'exécution relativement longs. Ceux-ci rendraient la mise en place d'une structure d'optimisation pratiquement impossible. Dans le but de résoudre ce problème, un Modèle multi-physique à Constantes Localisées (MCL de type réseau de perméances) a été développé [15].

Au niveau des choix de moteurs dédiés 'traction', les moteurs à aimants permanents présentent un couple massique intéressant avec de bons rendements. Plusieurs domaines d'application tels que la propulsion de navire, la génération d'électricité via des éoliennes et la traction ferroviaire utilise ce genre de machines. Les nouveaux matériaux utilisés dans la fabrication des machines électriques (aimants permanents) ainsi que les nouvelles techniques d'alimentation et de pilotage rendent possible la réduction du volume avec des performances énergétiques élevées. Malheureusement, ces deux paramètres causent très souvent des problèmes quant au niveau de bruit rayonné [13].

Après de nombreuses applications reposant sur un bobinage réparti et toujours dans un souci de maximiser les performances énergétiques pour un volume et un poids réduits, de nombreux articles parus ces 2 dernières années, montrent un regain d'intérêt pour des bobines dentaires. Mais peut-on assurer un niveau acoustique raisonnable en conservant les mêmes performances ?

Pour cela, cet article se propose de faire un bilan rapide sur l'intérêt du bobinage dentaire, ensuite de mettre en place une modélisation semi analytique afin de déterminer les efforts radiaux dans l'entrefer et d'en déduire le niveau de nuisance sonore.

1. Challenges : la MSAP à bobinage dentaire.

Le bobinage dentaire ou concentré (Concentrated Winding) possède certains avantages considérables par rapport au bobinage distribué (Distributed Winding). Cette topologie se présente comme une solution technologique en totale rupture avec l'état de l'art dans le secteur ferroviaire, qui répond aux spécifications suivantes : rendement élevé, faible maintenance, et faible bruit rayonné, tout ceci avec un coup de production réduit. Le tableau ci-dessous récapitule les principaux facteurs qui orientent vers le choix de la structure CW.

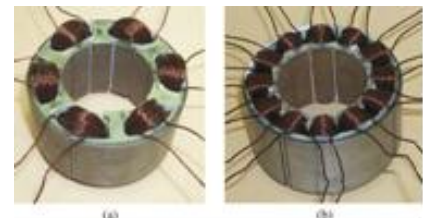
	DW	CW
Coefficient de remplissage	35%-55% (-)	50%-75% (+)
Volume tête de bobine	Important (-)	Réduit (+)
Coût de fabrication	Elevé (-)	Réduit (+)
Tolérance aux fautes	Faible (-)	Elevé (+)
Inductance de fuites	Faible	Elevé
Couplage mutuel phase-phase	Elevé	Faible
FEM à vide	Perturbé (-)	Sinusoidale (+)
Isolation	Elevée (-)	Réduite (+)
Contenu harmonique induction entrefer	Moyen (+)	Très riche (-)
Contenu en sous harmoniques induction entrefer	Inexistant (+)	Elevé (-)

Table 1. Comparaison DW et CW [4]

Bobinage Distribué (DW)



Bobinage dentaire (CW)
Simple et Double couche



Avec les avancées réalisées en électronique de puissance, le bobinage dentaire redevient donc une piste crédible dans la lutte pour la réduction des coûts de fabrication. Le principal inconvénient de cette topologie est le riche contenu harmonique qui cause des pertes importantes, surtout dans les aimants. [6] montre que les pertes dans les aimants augmentent fortement en comparaison avec des machines à aimants permanents

équipées de bobinage distribué. Cependant, avec un choix judicieux de découpe des aimants permanents (radial et axial), ce qui peut d'ailleurs s'avérer nécessaire, il est possible de réduire considérablement ces pertes. Dans notre cas, l'orientation se limitera à l'étude du bruit. Les paragraphes suivants traitent donc de la modélisation des machines à bobinage dentaire équipées d'un rotor à aimants permanents montés en surface.

2. Modèle multi-physiques

Le calcul du bruit et des vibrations dans les machines électriques requiert de mettre en place des modèles complexes pluridisciplinaires capables d'estimer le niveau sonore en fonction des paramètres géométriques et de l'alimentation. En accord avec [2], [3], [5], nous supposons que le bruit d'origine électromagnétique est provoqué par les efforts radiaux qui s'appliquent sur la paroi interne du stator. Le stator est donc considéré ici comme le principal émetteur de vibration de la machine.

Le modèle est composé principalement de trois parties [5]: électromagnétique, mécanique et acoustique. La structure de ce modèle est présentée sur la figure 1. La partie électromagnétique du modèle détermine l'induction et les forces radiales fonction du temps et de l'espace dans l'entrefer, qui sont à l'origine des vibrations du stator. Les vibrations du stator sont déterminées en utilisant un modèle mécanique qui, premièrement calcule les modes propres de la structure mécanique et leurs fréquences associées, et ensuite détermine la réponse mécanique aux sollicitations des efforts radiaux dans l'entrefer. Le modèle acoustique, qui est la dernière étape dans l'estimation du bruit, calcule le niveau sonore global et audible, en fonction des conditions atmosphériques de l'environnement et de la géométrie de la partie rayonnante de la machine.

Le modèle présenté pourra alors être utilisé dans une routine d'optimisation afin de définir la machine la plus silencieuse pour un encombrement et une stratégie d'alimentation donnés.

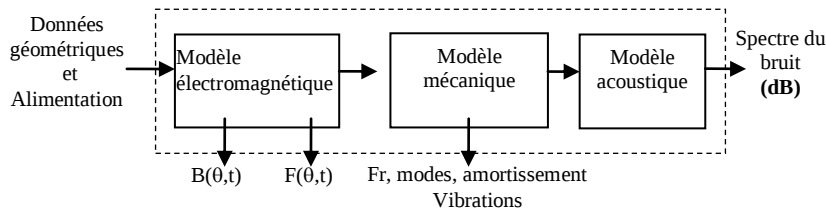


Figure 1. Modèle multi-physique d'une machine électrique

3. Développement d'un modèle à constantes localisées

3.1 Généralités et objectifs

Notre objectif étant d'estimer au mieux l'induction dans l'entrefer pour une large gamme de machines à aimants (IPM ou SPM en CW) [14], nous avons choisi un modèle à constantes localisées de type Réseau de Perméances (RdP) pour la partie magnétique couplée à un circuit électrique. Différentes possibilités existent, de la méthode des éléments finis en statique ou dynamique avec un couplage circuit, à l'utilisation de méthodes analytiques reposant sur l'estimation du potentiel vecteur dans l'entrefer par la résolution des équations de Maxwell couplées à un schéma électrique [18].

Bien que les temps de calculs deviennent un peu plus importants que lors d'une modélisation analytique (surtout dans le cas du couplage avec le convertisseur), l'avantage de ces modèles à constantes localisées est la possibilité d'intégrer de nombreux phénomènes: saturation locale, mouvement, différentes configurations de bobinages ayant une discrétisation ou une représentation complète de celui-ci [9-10]. Ainsi, l'estimation du champ dans l'entrefer est précise ainsi que son contenu harmonique [7] [12] [15] qui est un point essentiel afin d'estimer au mieux les efforts magnétiques source de bruit.

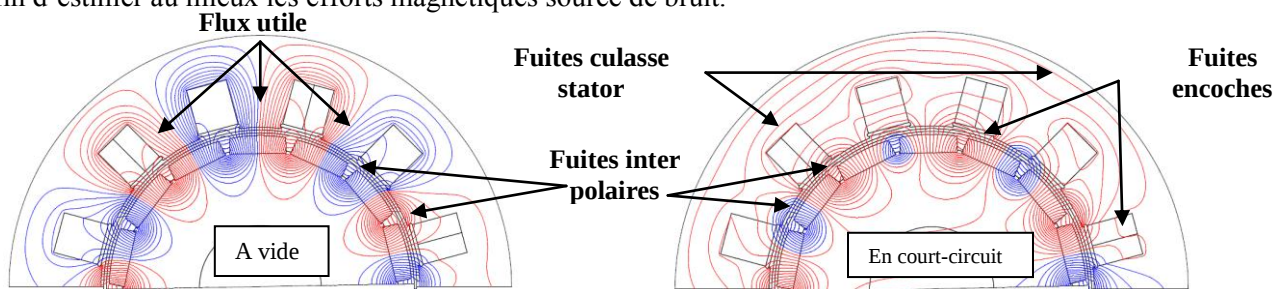
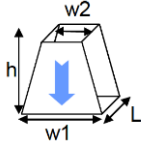
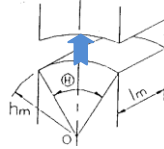


Figure 2. Lignes de flux Machine CW-SPM 14 pôles 12 encoches

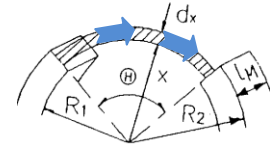
Les perméances des principaux tubes de flux sont calculées via les formes géométriques suivantes [2] :



$$p = \mu l \frac{(w_2 - w_1)}{h} \frac{1}{\log\left(\frac{w_2}{w_1}\right)}$$

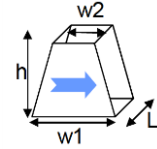


$$p = \mu \frac{Lm\Theta}{\log\left(1 + \frac{g}{hm}\right)}$$



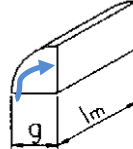
$$p = \mu \frac{Lm}{\Theta} \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Flux utile (dents)



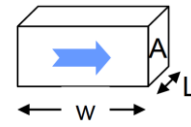
$$p = \mu l \frac{h}{(w_2 - w_1)} \log\left(\frac{w_2}{w_1}\right)$$

Flux entrefer (dessus aimants)



$$p = 0.52 \mu L m$$

fuites inter polaire



$$p = \mu \frac{A}{L}$$

Figure 3. Quelques perméances des principaux tubes de flux

Une bonne estimation des flux de fuites peut aussi être envisagée en fonction de la discrétisation du Réseau de Perméances. Pour cela, une étude par éléments finis permettra de connaître les différents tubes de flux pour différents points de fonctionnement. Ce type de modèle, qui peut être facilement couplé à d'autres modèles comme un modèle électrique ou thermique, n'est dédié qu'à une structure. Il nous faudra construire des topologies supplémentaires pour les machines IPM. Ces modèles seront exploités indépendamment dans une boucle d'optimisation.

L'utilisation de modèles de type schéma équivalent (type Behn Eschenburg pour une MS) aura pour avantage d'être rapide mais pour inconvénients de placer des hypothèses fortes comme l'étude au sens du 1er harmonique, mais aussi la détermination des inductances qui ne prend pas en compte les états de saturations locales.

3.2 Prise en compte du mouvement et de la saturation

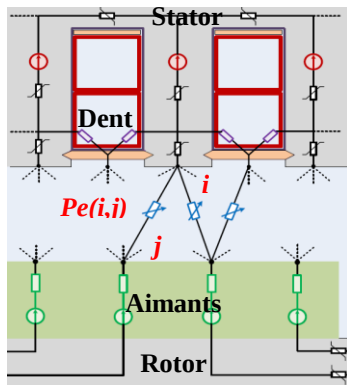
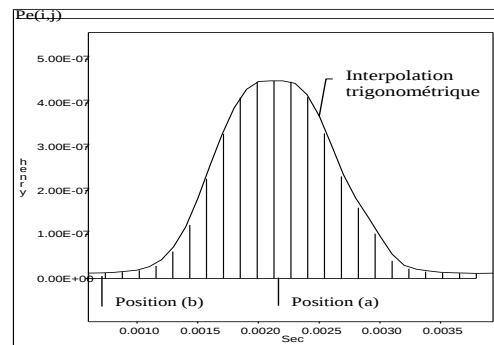
Dans l'étude des machines électriques, la modélisation de l'entrefer est l'une des parties les plus délicates. En effet, l'essentiel des échanges d'énergies ayant lieu dans l'entrefer, la validité des simulations dépend de la finesse avec laquelle cette partie est modélisée.

Il faut prendre en considération la modification des tubes de flux entre le stator et le rotor selon le passage des pôles rotor devant les dents stator. Si on fait l'hypothèse que la géométrie des tubes de flux ne dépend pas de l'état de saturation des griffes et des dents stator, alors on peut définir, pour chacune des deux zones de la machine, une perméance $P(i,j)$ reliant chaque dent rotor j à chaque dent stator i et fonction de la position relative entre le stator et le rotor figure 4 [12] [15].

Dans le cas où la machine est saturée, le réseau de perméances donne des valeurs de flux correctes mais selon la discrétisation choisie, son parcours sera légèrement différent. Notamment, si la dent stator a une saturation locale au niveau du pied d'encoche, cet effet est lissé par le tube de flux.

La loi d'évolution de cette perméance dite d'entrefer, peut être évaluée de différentes façons soit par relation mathématique, par « forme géométrique » ou alors par des calculs éléments finis en magnétostatique pour différentes positions stator/rotor. Ces calculs, très répétitifs, peuvent être réalisés par une procédure adéquate. Nous obtenons alors la courbe de la figure 5.

Plus récemment, plusieurs papiers ont présenté différentes techniques [11] en vue de minimiser ce temps de calcul. Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser l'équivalent d'une bande de roulement. Dans ce cas, toutes les perméances sont constantes et le rotor associé à une partie de l'entrefer tourne ou « passe » d'un nœud à l'autre.

Figure 4. Perméance d'entrefer $Pe(i,j)$ Figure 5. Evolution de la perméance d'entrefer $Pe(i,j)$

La discrétisation doit être relativement fine : 1 nœud tous les degrés par exemple afin d'éviter trop d'erreurs numériques. Nous avons ainsi repris une partie de l'outil développé par [7] [12] et adapté en vue d'intégrer cette bande de roulement (BdR). Le détail de la discrétisation est présenté sur la figure 6.

L'entrefer est divisé en trois parties d'épaisseur égale. Les connexions dans l'entrefer sont automatisées et généralisées. Les nœuds dans les interfaces de l'entrefer sont identifiés par leur numéro, leur rayon (distance du centre de la machine) et l'angle qu'ils font avec l'axe du repère. Ce processus se décompose en trois étapes :

- **Connexions stator – BdR** : elles sont indépendantes du mouvement. Sous un pas dentaire, chaque nœud stator est connecté via une perméance non saturable avec tous les nœuds externes de la bande de roulement situés en dessous du pas dentaire.
- **Connexions BdR – rotor** : elles sont aussi indépendantes du mouvement. Sur un pas polaire, chaque nœud rotor est connecté via une perméance non saturable avec tous les nœuds internes de la bande de roulement situés au-dessus du pas polaire.
- **BdR** : les nœuds externes de la bande de roulement sont invariants avec le mouvement. La troisième dimension des nœuds internes (angle avec la référence) varie avec le mouvement. A chaque pas de calcul, la routine calcule l'angle pour tous ces nœuds, et génèrent des connexions adéquates avec les nœuds externes de la bande de roulement.

Une fois la matrice magnétique établie à chaque pas de calcul, la résolution se fait comme décrit par ROISSE dans sa thèse [7]. Il existe un couplage électromagnétique fort: résolution simultanée des équations électrique et magnétique.

En ce qui concerne l'effet de saturation, l'avantage dans ce cas est de pouvoir placer directement la courbe $b(h)$ dans la détermination des perméances de circuit. Ainsi, chaque perméance intègre la courbe $B(h)$ par une approximation au sens des moindres carrés. Pour la résolution du système d'équations non-linéaire, Newton-Raphson permet une convergence rapide sur le point de fonctionnement.

La discrétisation du réseau est importante si l'on souhaite visualiser des phénomènes locaux : effet de saturation locale.

3.3 Couplage avec le circuit électrique et le convertisseur

Placer au niveau du réseau de perméances, les sources de force magnétomotrice vont permettre d'établir une relation avec le courant dans l'encoche (figure ci-dessous). Les flux dans les dents permettent d'estimer la force électromotrice. Les lois classiques (Ampère et Hopkinson) nous donnent un système d'équations électrique et magnétique couplées. Le couplage entre ces 2 modèles électriques et magnétiques est réalisé par un gyrateur [9] avec un coefficient de transformation égale à 'Ns' : le nombre de spires dans l'encoche considérée.

De nombreux exemples ont déjà été traités avec ces modèles couplés sur le cas de machines asynchrones et synchrones à rotor bobiné et à aimants (avec un bobinage classique) et montre un intérêt pour ces machines à bobinage dentaire.

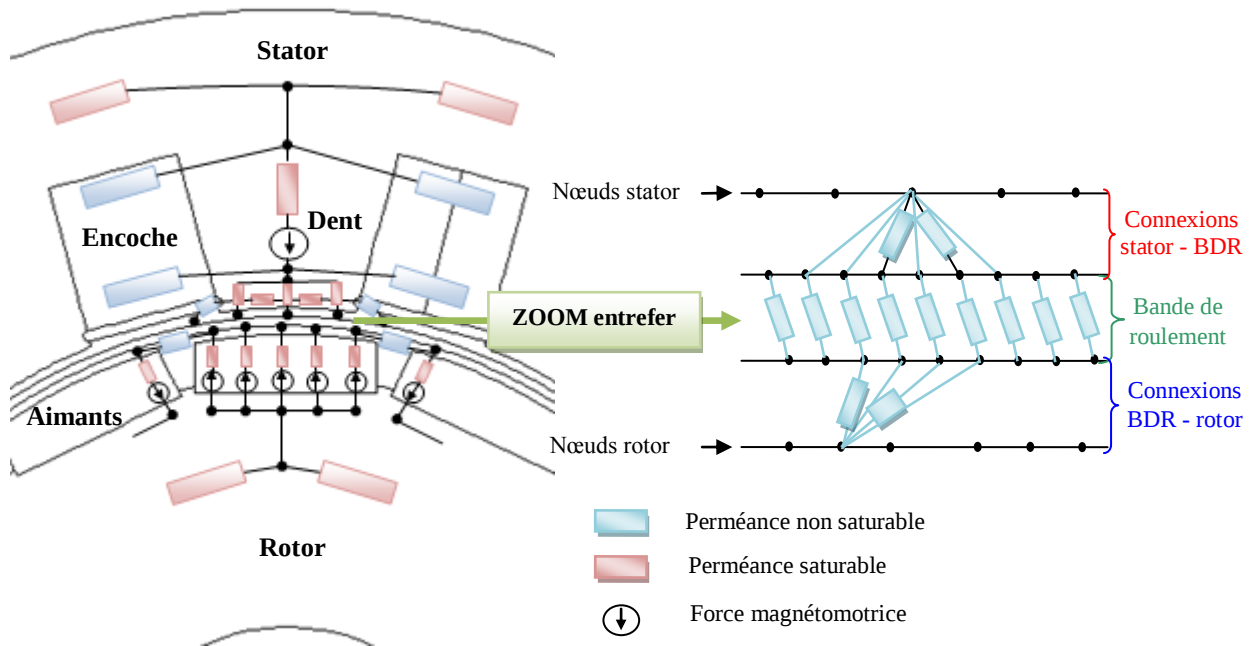


Figure 6. Discretisation par RdP d'une machine CW-SPM, Bande de roulement

3.4 Résultats de simulations à vide (avec une comparaison E.F.)

La machine modélisée est une 10 pôles/12encoches. Le réseau de perméances réalisé est celui présenté à la figure 6. La discrétisation dans l'entrefer est de 1 nœud pour 2 degrés avec une interpolation cubique entre chaque point afin d'obtenir l'induction radiale dans l'entrefer $B(t, \theta)$.

Dans le but de valider la résolution, une machine identique a été modélisée en éléments Finis. Les résultats sont les suivants :

- **Les harmoniques $\mu = 5, 15$ et 25** , sont créés par les aimants permanents ($\mu = \pm kp$, k entier impair et p nombre de paires de pôles). Le Réseau de Perméances (RdP) génère des alternances brusques de flux entre les pôles positifs et négatifs, accentuant les harmoniques 15 et 25. Une discrétisation plus fine de l'entrefer permet de résoudre ce problème. Néanmoins, l'harmonique 5, principalement à l'origine de l'ordre 2 (figure 8) de la pression dans l'entrefer, est calculé avec une précision correcte.
- **Les harmoniques $\mu_k = 7$ et 17** , sont créés par l'interaction entre les aimants et les encoches statoriques ($\mu_k = k_1 Q_s \pm k_2 p$, k_1 entier, k_2 entier impair, Q_s nombre d'encoches et p nombre de paires de pôles). Dans le Réseau de Perméances (RdP), la discrétisation du pas dentaire n'est pas assez fine pour reproduire fidèlement l'harmonique 17. Néanmoins, l'harmonique 7, principalement à l'origine de l'ordre 2 (figure 8) de la pression dans l'entrefer, est calculé avec une précision correcte.

Les harmoniques 5 et 7, étant principalement à l'origine de l'ordre de plus bas des efforts radiaux dans l'entrefer, l'ordre 2 [16], sont bien déterminés. La discrétisation (1 nœud pour 2 degrés) paraît donc suffisante pour cette machine.

Induction radiale FFT2
expressions des principales raies

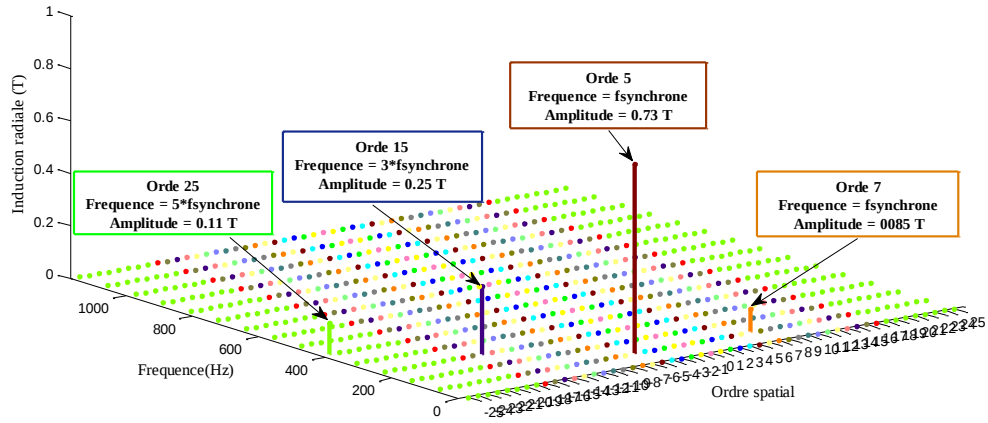


Figure 7-a. FFT induction radiale dans l'entrefer, Rdp CW-SPM, à vide.

Induction radiale FFT2
expression des principales raies

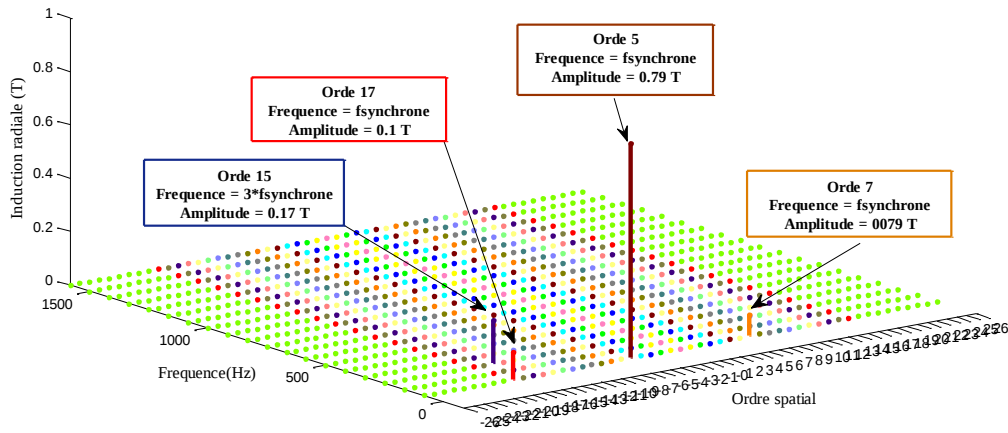


Figure 7-b. FFT induction radiale dans l'entrefer, E.F. CW-SPM, à vide.

4. Analyse vibro-acoustique

4.1 Pression magnétique dans l'entrefer

Dans un premier temps, des analyses par EF ont permis de valider le calcul de l'induction radiale dans l'entrefer en fonction du temps et de l'espace. Les figures 8 présentent le spectre de la pression radiale électromagnétique dans l'entrefer $p(\theta, t)$, fonction de l'induction radiale dans l'entrefer $b_r(\theta, t)$ dont l'expression est :

$$p(\theta, t) = \frac{b_r^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (1)$$

L'ordre et la fréquence des raies de ces pressions peuvent être déduits lors de la conception suivant des équations données par les références [2] [14].

Le processus d'identification des principales raies d'efforts radiaux dans l'entrefer est présenté dans les références suivantes [2] [14] :

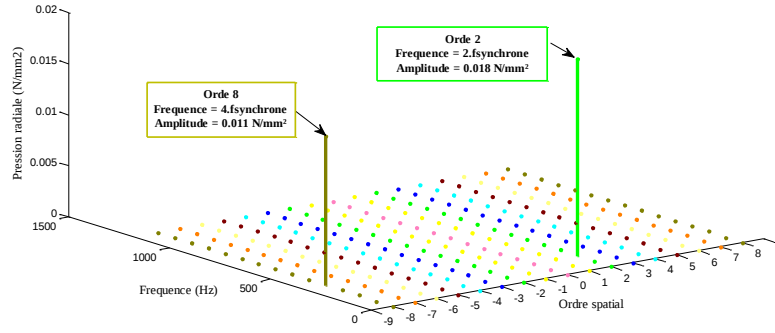


Figure 8-a. FFT effort radiaux dans l'entrefer, RdP. CW-SPM, à vide.

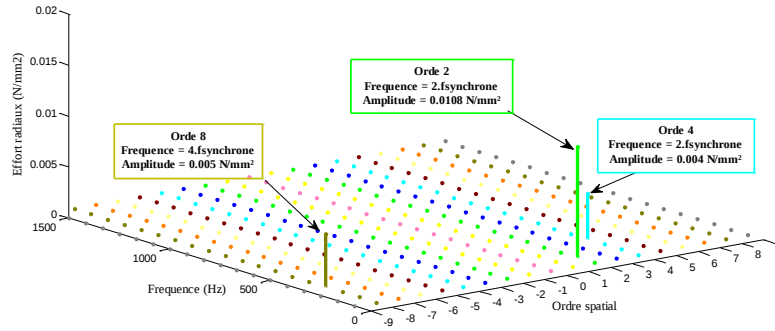


Figure 8-b. FFT effort radiaux dans l'entrefer, E.F. CW-SPM, à vide.

- L'ordre 2**, créé par les harmoniques 5 et 7, et d'amplitude $p_2 = \frac{b_{\mu=5} \cdot b_{\mu_k=7}}{4\mu_0} \bar{\Lambda}_0$ ($\bar{\Lambda}_0 < 1$). C'est l'ordre le plus bas des efforts radiaux dans l'entrefer. Le mode mécanique 2 ayant la fréquence propre la basse faible, et l'amortissement le plus faible, l'ordre 2 des efforts électromagnétiques est donc le plus dangereux sur le plan acoustique. La résolution par RdP est donc qualitativement correcte, malgré le manque de précision pour le calcul des amplitudes.
- L'ordre 8**, créé par les harmoniques 15 et 7, et d'amplitude $p_8 = \frac{b_{\mu=15} \cdot b_{\mu_k=7}}{4\mu_0} \bar{\Lambda}_k$ ($\bar{\Lambda}_k < 1$).
- L'ordre 4**, créé par les harmoniques 15 et 19, et d'amplitude $p_4 = \frac{b_{\mu=15} \cdot b_{\mu_k=19}}{4\mu_0} \bar{\Lambda}_k$ ($\bar{\Lambda}_k < 1$). Il n'est pas déterminé par le RdP car la discrétisation du stator (alternance dents-encoches) ne nous permet pas d'observer l'harmonique 19, qui est une interaction entre les aimants et les encoches permanents ($\mu_k = k_1 Q_s \pm k_2 p$, k_1 entier, k_2 entier impair, Q_s nombre d'encoche et p nombres de paires de pôles).

4.2 Fréquence et mode de flexion du système mécanique

Les modèles mécanique et acoustique des machines électriques qui sont utilisés sont validés par des mesures expérimentales [2] [3] [5]. Ces modèles ont été aussi recalés grâce aux expérimentations sur des machines asynchrones de même gabarit. Pour un mode mécanique m , la fréquence naturelle de flexion est donnée par les expressions suivantes (F_1 est la fréquence naturelle du premier mode de flexion du rotor):

$$F_0 = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{E_s}{\rho_s \cdot K_{fs} \cdot \Delta_m}} \quad (m=0) \quad F_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3\pi E_r D_{sh}^4}{4I_{rb}^3 M}} \quad (m=1) \quad F_m = K_m F_0 \frac{h}{2\sqrt{3}a} \frac{m(m^2-1)}{\sqrt{m^2+1}} \quad (m>1) \quad (2)$$

Les déformations statiques causées par des sollicitations sinusoïdales des efforts dans l'entrefer peuvent alors être calculées. Le déplacement statique lié à l'ordre m des efforts dans l'entrefer est donné par:

$$Y_{0\omega}^s = P_{0\omega} \frac{R_{sy} \cdot R_{si}}{E_c h_{sy}} \quad (m=0) \quad Y_{1\omega}^s = P_{1\omega} \frac{4R_{si}^3 L_r}{3E_{sh} D_{sh}^4} \quad (m=1) \quad Y_{m\omega}^s = P_{m\omega} \frac{12R_{si}^3 R_{sy}}{E_s h_{sy}^3 (m^2-1)^2} \quad (m>1) \quad (3)$$

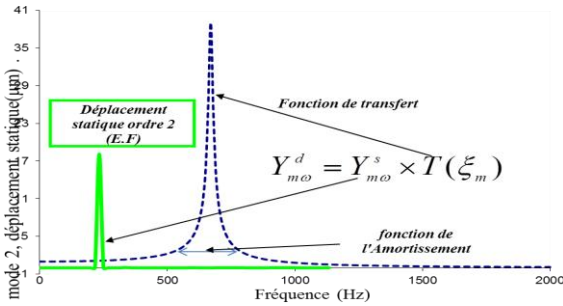
$Y_{1\omega}^s$, qui est le déplacement du stator, sera utilisé pour calculer le niveau sonore rayonné par le stator [17]. Les déplacements dynamiques ou vibrations, qui prennent en compte les effets de résonance, sont calculés comme suit:

$$Y_{m\omega}^d = Y_{m\omega}^s \left[\left(1 - \frac{f^2}{f_m^2} \right)^2 + 4 \frac{\xi_m^2 f^2}{f_m^2} \right]^{-1/2} \quad (4)$$

Où ξ_m est le coefficient d'amortissement associé au mode mécanique m de fréquence propre f_m . Comme première approximation, ξ_m peut être calculé en utilisant des lois empiriques définies par [5]

$$2\pi\xi_m = 2.76 \times 10^{-5} f_m + 0.062 \quad (5)$$

Une fois les pressions dans l'entrefer calculées, la réponse mécanique de la structure excitée (les vibrations) est calculée et une estimation du bruit rayonné est donnée. Le tableau 2 présente les résultats du calcul des modes et fréquences naturelles de la carcasse stator.



Mode	Fréquence de résonance (Hz)	Coefficient d'amortissement (%)
(0,0)	4673.55	3.096
(1,0)	269.42	1.105
(2,0)	689.06	1.289
(3,0)	1740.81	1.751
(4,0)	2938.95	2.277

Figure 9: Illustration calcul déplacements dynamiques

Table 2: Mode et fréquences de résonance de la carcasse stator.

La figure 9 illustre le calcul des déplacements dynamiques, ou vibrations, de la carcasse stator. Si la vitesse augmente, à vide, les efforts d'ordre 2 entreront en résonance avec le mode mécanique 2 à 689.06 Hz.

4.3 Calcul du niveau sonore

La puissance sonore rayonnée par les vibrations du mode m à la fréquence f peut être écrite comme une fonction de la fréquence et de l'amplitude des vibrations [5].

$$W_m(f) = \frac{1}{2} \rho_0 c_0 S_c \sigma_m(f) < \overline{v_{mw}^2(Y_{m\omega}^d)} > \quad (6)$$

Où S_c est la surface externe du stator, ρ_0 la densité de l'air, c_0 la vitesse du son dans l'air et σ_m le coefficient de radiation modal approximé en utilisant l'expression d'une sphère pulsante dans l'encombrement stator [15]. Le niveau de puissance sonore globale est finalement obtenu par:

$$L_{wA} = 10 \log_{10} \left(\sum_f 10^{0.1(L_w(f) + \Delta L_A(f))} \right) \quad \text{with} \quad L_w(f) = 10 \log_{10} \left(\sum_m W_m(f) / W_0 \right), \quad W_0 = 10^{-12} W \quad (7)$$

où la pondération $\Delta L_A(f)$ est une fonction de la sensibilité de l'oreille humaine.

Pour exemple, le niveau de bruit obtenu pour cette machine à vide à la vitesse considérée (table 3). On retrouve une bonne concordance dans les différents spectres acoustiques, la force d'ordre 2 étant la principale source de bruit dans ce cas.

	RdP	EF
L_{wrA} (dBA)	68	63

Table 3: Niveau global de nuisance sonore

5. Conclusion

Dans cet article, il a été présenté une étude sur le bruit d'origine électromagnétique rayonné par une machine à bobinage dentaire 10 pôles /12 encoches équipée d'un rotor à aimants permanents. Cette étude

passer par l'analyse des forces radiales appliquées aux dents statoriques. Une première validation à vide a été proposée. La modélisation par réseau de perméances présente un bon compromis entre rapidité (schémas équivalents) et précision (code éléments finis) des modèles. De plus le cahier des charges de la traction ferroviaire impose une parfaite visibilité des interactions magnétiques locales et globales lors des phases de démarrage et freinage, c'est-à-dire durant l'état saturé des machines. Pour l'étude vibro-acoustique, un modèle comportemental, qui renseigne sur l'effet d'encoche ou de saturation est primordial. Ceci justifie donc notre orientation vers ce type de modélisation.

La première étape de la modélisation consiste à identifier, grâce aux éléments finis, tous les chemins possibles des lignes de flux. Ces chemins seront modélisés par des perméances saturables et non saturables. Une bande de roulement est intégrée dans l'entrefer dans le but de prendre en compte le mouvement, tout en garantissant des temps de calculs raisonnables.

Une comparaison avec des résultats obtenus par éléments finis montre que, du niveau de la discrétisation du réseau de perméances, notamment les lignes de flux de fuites, dépend la qualité de l'estimation de l'induction dans l'entrefer. En effet, les fuites inter polaires et les fuites dans les têtes d'encoches sont très importantes dans ce type de machines. Notre réseau de perméance nous donne néanmoins des résultats qualitatifs satisfaisants.

Dans les travaux futurs, des simulations à vitesse variable à vide et en charge seront réalisées et validées. Nous mettrons ensuite en place des alimentations sinus et à découpage, et étudierons le comportement vibro-acoustique de ce type de machine à basse et moyenne vitesses.

Références

- [1] Jacek. F. Gieras, Mitchell. Wing, « Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications ». *Second edition, revised and expanded*. Marcel Dekker, 2002.
- [2] Jacek. F. Gieras, Chong Wang, Joseph Cho Lai, « Noise of Polyphase Electric Motors ». CRC, Taylor & Francis Group, 2005.
- [3] P. L. Timar, « Noise and Vibration of Electrical Machines », *Studies in electrical and electronic engineering 34*. Elsevier, 1989.
- [4] A. EL-Refaie, « Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines : Opportunities and Challenges », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Jan 2010, vol 57, n° 1, pp: 107-121.
- [5] Jean Le Besnerais, « Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines - low-noise design rules and multi-objective optimization ». *Thèse du Laboratoire d'Electricité et d'Electronique de Puissance de Lille*, Ecole Centrale de Lille, Nov. 2008
- [6] MAI Hoang Cong Minh, « Conception optimale d'une motorisation électrique pour application à un véhicule hybride léger ». *Thèse du laboratoire Franche-Comté Electronique, Mécanique, Thermique et Optique (FEMTO-ST)*, Université de Franche Comté, Octobre 2011.
- [7] Hervé Roisse, « Contribution à la Modélisation des Systèmes Electrotechniques par la Méthode des Réseaux de Perméances Couplés. Application aux Machines Synchrones à Aimants Permanents ». *PhD Thesis*, Université des Sciences et des Technologies de Lille, France, Janvier. 1998.
- [8] Ait-Hammouda, A. « Predimensionnement et etude de sensibilité vibro-acoustique de machines courant alternatif et vitesse variable ». *PhD Thesis*, Université des Sciences et des Technologies de Lille, France, Mars, 2005.
- [9] Michel Hecquet, « Contribution à la Modélisation des Systèmes Electrotechniques par la Méthode des Schémas Equivalents Magnétiques. Applications à l'Alternateur automobile ». *PhD Thesis*, Université des Sciences et des Technologies de Lille, France, Janvier, 1995.
- [10] V. Ostovic, « Dynamics of saturated electric machines ». Edition Springer-Verlag, 1989.
- [11] Jagadeesh K. Tangudu, Thomas M. Jahns, Ayman EL-Refaie, Z.Q. Zhu, « Lumped Parameter Magnetic Circuit Model for Fractional-Slot Concentrated-Winding Interior Permanent Magnet Machines ». *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*
- [12] Nicolas Bracikowski, Michel Hecquet, Pascal Brochet, Shirinskii, « Multi-physics modeling of a permanent magnet synchronous machine by using lumped models ». *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 11-2011 (à paraître).
- [13] R. Romary, J. F. Brudny, B. Cassoret, J. P. Lecoq, « Machines AC: Conséquences de nouvelles conceptions sur le bruit d'origine magnétique ». *La revue 3EI*, Vol 64, pp 61. Mars 2011.
- [14] Mathias Fakam, D. Verbeke, M. Hecquet, V. Lanfranchi, P. Brochet, A. Randria, « Electromagnetic Noise Comparison between 'SPM' and 'IPM' Concentrated Winding Synchronous Machine », *ISEF2011, Portugal*, Septembre 2011.
- [15] Nicolas Bracikowski, Michel Hecquet, Pascal Brochet, « Optimisation multi-objectif sous contraintes multi-physiques d'une machine synchrone à aimants permanents utilisant des modèles à constantes localisées ». *EF2011, Belfort*, Décembre 2011.
- [16] Z.Q. Zhu, Z.P. Xia, L. J. Wu and G.W. Jewell, « Influence of Slot and Pole Number Combination on Radial Force and Vibration Modes in Fractional Slot PM Brushless Machines Having Single and Double Layer Winding », *ECCE 2009*, pp : 3443 - 3449.
- [17] Maliti, K. « Modelling and analysis of magnetic noise in squirrel-cage induction motors », *PhD thesis*, Stockholm, 2000.
- [18] Dubas F., « Conception d'un moteur rapide à aimants pour l'entraînement de compresseurs de piles à combustible », *thèse doctorat Université de Franche-Comté*, année 2006.