HAL
open science

Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisées

Eulalie Fleurot, Franck Scuiller, Jean-Frederic Charpentier

To cite this version:

Eulalie Fleurot, Franck Scuiller, Jean-Frederic Charpentier. Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisées. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981852

HAL Id: hal-02981852

https://hal.science/hal-02981852v1

Submitted on 28 Oct 2020

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

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

Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisées

Eulalie FLEUROT, Franck SCUILLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER
Institut de Recherche de l'Ecole Navale

RESUME –Cet article décrit un modèle analytique de pré dimensionnement adapté à des machines synchrones à aimants déposés sectorisées au stator. Un calcul du champ d'entrefer par séparation de variables et l'introduction d'une fonction de perméance intégrant l'effet de la sectorisation permettent d'estimer l'induction à vide, la force électromotrice à vide et le couple de détente. Les résultats issus de ce modèle analytique sont comparés à ceux issus de calcul numérique par éléments finis à des fins de validation, notamment pour déterminer la sensibilité et la validité de ce modèle lorsque la largeur de la sectorisation varie.

Mots-clés—Modèle analytique, machines à aimants, dimensionnement, machines sectrorisées.

1. INTRODUCTION

Dans cet article, les machines synchrones à aimants sectorisées ont un stator consistant en l'association de plusieurs modules magnétiquement indépendants, séparés par des barrières de flux, appelées gaps. Une telle topologie simplifie grandement le procédé de fabrication (et a donc déjà été mis en œuvre sur de grands générateurs éoliens) et permet d'envisager une maintenance corrective simplifiée visant à remplacer les modules en défaut. En corollaire, une meilleure aptitude à fonctionner en régime dégradé est également attendue, en raison de la séparation physique (magnétique et électrique) des bobines de phases. L'augmentation du nombre de phases, favorisant la fiabilité fonctionnelle et améliorant la qualité du couple, est également facilitée. La compacité de la machine pourrait être améliorée par l'augmentation de la surface disponible pour la réfrigération [1]. En référence à des machines conventionnelles, la sectorisation peut améliorer ou dégrader les performances vibratoires et la qualité de couple. Cet article vise à développer un modèle analytique pour estimer ces performances, dans le cadre d'une machine triphasée à bobine dentaire concentré, à une encoche par pole et par phase, et fonctionnant avec dix pôles.

2. CADRE DE L'ETUDE

Les machines étudiées sont des machines avec un stator sectorisé comme le montre la figure 1. Le stator est composé de plusieurs secteurs magnétiquement isolés, séparés par un entrefer orthoradial appelé gap dans la suite du document. Un secteur peut comporter une ou plusieurs bobines de phases. Cette étude est restreinte au cas où un secteur comporte une bobine et deux encoches, comme proposé dans [2] et illustré en figure 1. L'ensemble des machines étudiées sont caractérisées par les paramètres communs suivants donnés dans le tableau 1.

Tableau 1. Paramètres communs des machines d'étude.

Nombre d'encoches	12
Courant efficace (A)	7,34
Nombre de conducteurs par phase	132
Nombre de pôles	10
Rayon externe du stator (mm)	50
Rayon interne du stator (mm)	28,5
Hauteur de la culasse du stator (mm)	3,7
Perméabilité relative des tôles	5000
Ouverture d'encoches (mm)	2
Hauteur des ouvertures d'encoches (mm)	2
Largeur de la partie haute des encoches (mm)	16
Longueur axiale de la machine (mm)	50
Rayon externe du rotor (mm)	27,5
Longueur de l'entrefer (mm)	1
Hauteur des aimants (mm)	3
Induction rémanente des aimants (T)	1,2
Perméabilité relative des aimants	1,05

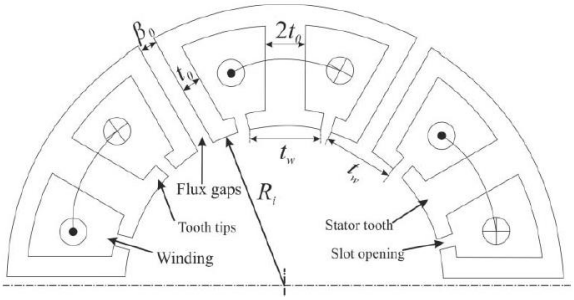


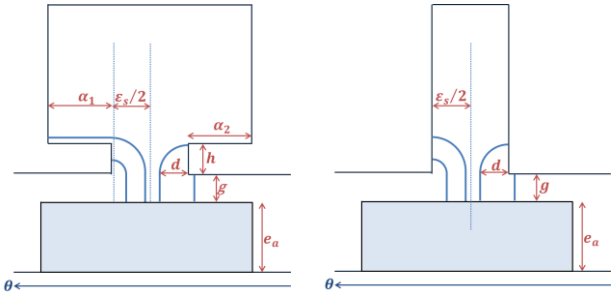
Fig. 1. Stator de la machine par secteurs proposée par Zhu.

3. METHODOLOGIE DE CALCUL

3.1. *Calcul de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer*

Le modèle analytique développé pour les machines par secteurs est basé sur les modèles déjà existants utilisés pour les machines à aimants déposés [3]. Ces modèles sont basés sur la résolution de l'équation de la magnétostatique par séparation de variables dans un entrefer magnétique supposé lisse (entrefer d'épaisseur constante). L'introduction d'une fonction de perméance permet alors de tenir compte des variations de la longueur de l'entrefer due aux ouvertures d'encoches [4]. Classiquement, dans l'hypothèse d'une aimantation purement radiale, la variation de perméance est estimée en supposant que

les lignes de flux forment des arcs de cercle au niveau d'une encoche comme le montre la figure 2.



(a) encoche avec becs (b) encoche droite

Fig. 2. Lignes de flux pour une aimantation radiale [3].

L'objectif de l'étude est d'évaluer dans quelle mesure assimiler les gaps à des encoches droites de grande profondeur radiale permet d'estimer analytiquement l'induction d'entrefer créée par le rotor, et quelles sont les limites de validité de cette hypothèse. L'induction calculée est alors égale au produit de l'induction avec l'hypothèse d'un entrefer constant $B_{/R\text{-}smooth}$ [5] par la fonction de perméance $\lambda(\theta)$, cette dernière intégrant les variations de perméance liées aux encoches et aux gaps comme le montre l'équation (1). Sa variation se fait selon θ, la position angulaire sur la circonférence de la machine.

$$\lambda(\theta) = \frac{g + {}^{e_a}/_{\mu_a}}{g + {}^{e_a}/_{\mu_a} + d(\theta).{}^{\pi}/_{2}} \qquad (1)$$

avec :
- e_a l'épaisseur des aimants ;
- μ_a la perméabilité relative des aimants ;
- g la largeur de l'entrefer mécanique ;
- $d(\theta)$ la variation d'entrefer.

En notant ε_s l'ouverture des encoches et β_0 la largeur des gaps, on a $d(\theta)$ qui varie de 0 à $\varepsilon_s/2$ dans les encoches et de 0 à $\beta_0/2$ dans les gaps. En dehors des ouvertures $d(\theta)$ vaut 0.

La figure 3 présente la forme d'onde de la fonction de perméance pour une machine avec des gaps de 4mm de largeur.

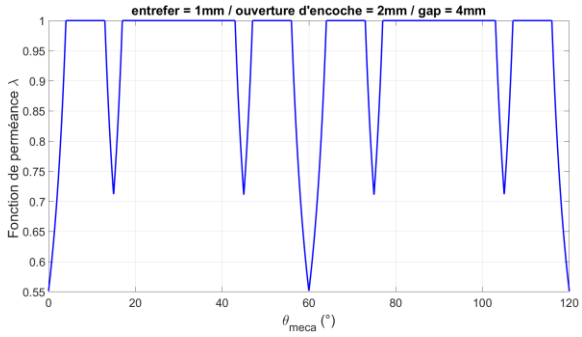
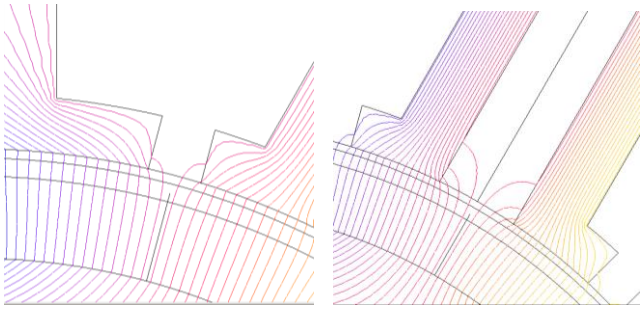


Fig. 3. Fonction de perméance pour une machine avec de gaps de 4mm.

Ces estimations analytiques seront validées numériquement par le logiciel de calcul par éléments finis Flux2D. Les modélisations numériques permettent également de valider l'hypothèse sur la forme circulaire des lignes de flux magnétiques dans les ouvertures d'encoches et les gaps, comme le montre la figure 4 pour une machine avec des gaps de 4mm.

La figure 5 présente un résultat de comparaison des calculs effectués entre la méthode proposée et la méthode des Éléments Finis 2D, pour l'induction due au rotor dans l'entrefer. La machine choisie a des gaps de 4mm de largeur.



(a) ouverture d'encoche (b) gap

Fig. 4. Lignes de flux pour une aimantation radiale sous Flux2D pour une machine avec gaps de 4mm.

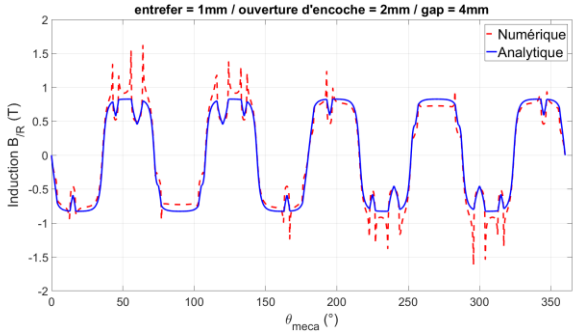


Fig. 5. Signaux $B_{/R}$ déterminés numériquement et analytiquement pour des gaps de 4mm.

Pour ce choix de paramètres, les variations d'induction dues aux ouvertures d'encoches et aux gaps sont ainsi bien modélisées sous forme analytique, et la différence de largeur des ouvertures d'encoches et des gaps est bien notable.

3.2. *Calcul du couple de détente*

Le couple de détente peut être analytiquement estimé à partir du calcul de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer, en évaluant les pressions magnétiques s'exerçant sur les dents et les gaps comme présenté dans [3]. Il s'agit en fait de sommer les forces s'exerçant sur les parois des N_s encoches et des N_g gaps comme le montre l'équation (2).

$$C_d(\theta) = \frac{L}{2\mu_0}.\left[\sum_{1}^{N_s}\left\{\int_{\frac{\varepsilon_s}{2}}^{\varepsilon_s} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta - \int_{0}^{\frac{\varepsilon_s}{2}} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta\right\} + \sum_{1}^{N_g}\left\{\int_{\frac{\beta_0}{2}}^{\beta_0} B_{/R}^2(\theta).(R_s + d(\theta).d\theta) - \int_{0}^{\frac{\beta_0}{2}} B_{/R}^2(\theta).\left(R_s + d(\theta)\right).d\theta\right\}\right] \qquad (2)$$

Avec R_s le rayon d'alésage du stator, L la longueur axiale de la machine

Il est à noter que le couple de détente est une donnée relativement difficile à estimer en numérique. Le développeur du logiciel Flux2D a néanmoins publié des instructions afin d'obtenir le meilleur signal possible [6].

La figure 6 présente une comparaison du calcul numérique (par EF2D) et analytique (par la méthode proposée) pour la même machine que pour la figure 5.

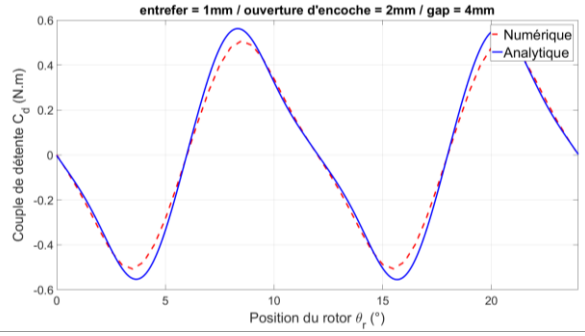


Fig. 6. Couple de détente calculé par approche analytique et numérique pour des gaps de 4mm.

Les deux signaux présentent approximativement la même forme et la même amplitude, le modèle analytique proposé fonctionne bien pour la machine étudiée. Pour une meilleure comparaison la figure 7 donne les décompositions en série de Fourier des deux signaux sur 12°, ce qui correspond à leur période.

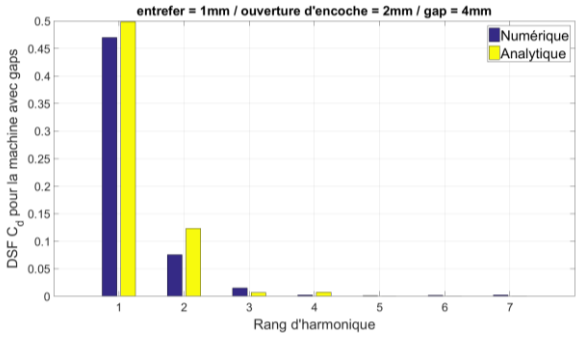


Fig. 7. DSF des signaux C_d déterminés numériquement et analytiquement.

Les encoches et les gaps ont des périodicités spatiales différentes, respectivement 6° et 12°. La largeur des gaps aura donc une influence sur la périodicité du couple de détente en fonction de la prédominance entre encoches et gaps, ainsi que sur la proportion des harmoniques 1 et 2 de leur décomposition spectrale.

3.3. *Calcul des forces électromotrices et du couple*

La connaissance de l'induction créée par le rotor dans l'entrefer va également permettre d'évaluer le flux magnétique à vide, et ainsi la force électromotrice (FEM).

Il existe plusieurs méthodes afin de déterminer analytiquement la force électromotrice. Nous avons choisi d'utiliser directement l'induction créée par le rotor au niveau de la surface du stator par estimation du flux coupé par les conducteurs ramenés dans les ouvertures d'encoches [7]. La force électromotrice est alors estimée par l'équation (3).

$$E_i(\theta_r) = R_s.L.\Omega \int_{\theta=0}^{2\pi} dc_i(\theta).B_{/R}(\theta,\theta_r)\,d\theta \qquad (3)$$

avec $\theta_r = \Omega t$ la position du rotor, où Ω est la vitesse de la machine, et $dc_i(\theta)$ la fonction de répartition du bobinage de la $i$ème phase.

Le signal de la fonction de perméance étendue ne permet pas de retranscrire les variations globales du niveau d'induction dues à la présence des gaps sur la force électromotrice. En effet seules les inductions en face des encoches ou entre les deux encoches contenant une bobine (bobinage concentré) sont utilisées pour le calcul de la FEM. La diminution globale des flux et niveaux d'induction liée à la présence des gaps n'est alors pas prise en compte par l'introduction de la fonction de perméance.

Afin de prendre en compte l'atténuation des flux polaires rotoriques liée aux gaps dans le calcul de la FEM, la méthode présentée par Matagne dans [8] est utilisée. Cette méthode est basée sur l'introduction de coefficients d'homogénéisation des encoches et des gaps afin de définir un nouvel entrefer lisse lors du calcul de l'induction. Afin de prendre en compte à la fois les encoches et les gaps sectorisant le stator, trois coefficients de ce type sont utilisés, deux pour les encoches et un pour les gaps. En effet la géométrie de la machine fait que les encoches n'ont pas le même pas dentaire d'un côté et de l'autre comme le montre la figure 8. Les équations (4a), (4b) et (4c) donnent les trois reluctances de surface associées ($R_{e_{ss}}$ pour les demi-encoches au voisinage d'une encoche, $R_{e_{sg}}$ pour les demi-encoches au voisinage d'un gap et R_{e_g} pour les gaps). Tandis que les équations (5a), (5b) et (5c) donnent les valeurs des nouveaux entrefers correspondants.

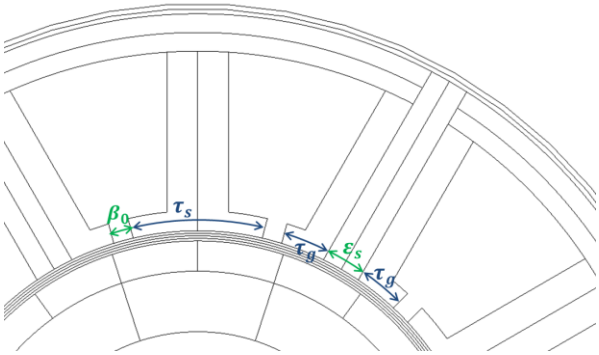


Fig. 8. Mise en évidence des paramètres géométriques nécessaires à la détermination des coefficients d'homogénéisation.

$$R_{e_{ss}} = \frac{\tau_s}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\ln\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right) + \left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\ln\left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_s}\right)\right] \qquad (4a)$$

$$R_{e_{sg}} = \frac{\tau_g}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\ln\left(1+\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right) + \left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\ln\left(1-\frac{\varepsilon_s}{\tau_g}\right)\right] \qquad (4b)$$

$$R_{e_g} = \frac{\tau_g}{2\pi\mu_0}\left[\left(1+\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\ln\left(1+\frac{\beta_0}{\tau_g}\right) + \left(1-\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\ln\left(1-\frac{\beta_0}{\tau_g}\right)\right] \qquad (4c)$$

$$G_{ss} = g + \mu_0 R_{e_{ss}} \qquad (5a)$$

$$G_{sg} = g + \mu_0 R_{e_{sg}} \qquad (5b)$$

$$G_g = g + \mu_0 R_{e_g} \qquad (5c)$$

Ici τ_s correspond au pas dentaire en entre deux encoches, et $\tau_g$le pas dentaire entre une encoche et un gap consécutifs. Le nouvel entrefer G à introduire dans le calcul de l'induction va être déterminé en moyennant ces coefficients en fonction de la proportion entre les largeurs d'encoches et de gaps, comme le présente l'équation (6).

$$G = G_{ss}.\frac{\varepsilon_s/2}{\varepsilon_s+\beta_0} + G_{sg}.\frac{\varepsilon_s/2}{\varepsilon_s+\beta_0} + G_g.\frac{\beta_0}{\varepsilon_s+\beta_0} \qquad (6)$$

La connaissance de cette induction au niveau de l'entrefer va permettre d'obtenir la FEM par la méthode présentée précédemment. Les forces électromotrices présentées seront alors déterminées pour une vitesse mécanique de 1 rd/s (que l'on nomme dans ce document « FEM élémentaire »). La comparaison entre le modèle analytique et la simulation numérique, pour un entrefer de 1mm et un gap de 4mm, est

présentée figure 9. Les résultats présentés correspondent à la force électromotrice d'une phase à la vitesse mécanique d'1 rad/s.

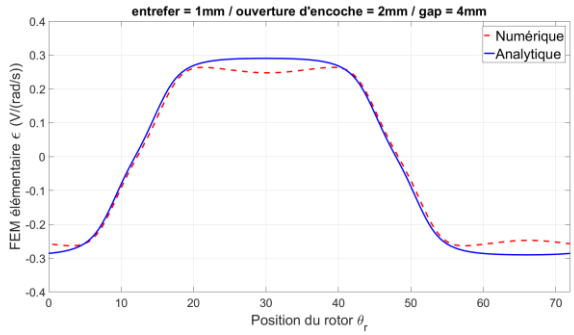


Fig. 9. FEM élémentaire d'une phase (à 1 rad/s) déterminée numériquement et analytiquement pour des gaps de 4mm.

Le calcul analytique permet d'obtenir une forme et une amplitude de la FEM comparable à celle obtenue numériquement. La connaissance de la FEM donne ensuite accès au couple électromagnétique C_{em} par l'équation (7)

$$C_{em}(\theta_r) = \sum_{i=1}^{m} \frac{E_i(\theta_r).I_i(\theta_r)}{\Omega} \qquad (7)$$

$E_i(\theta_r)$ et $I_i(\theta_r)$ sont les les forces éléctromotrices et les courants associés à la *i*ème phase, et *m* est le nombre de phases.

L'addition de ce couple électromagnétique au couple de détente C_d permet d'évaluer le couple total de la machine *C*. Les résultats sont présentés par les figures 10 et 12. Le couple électromagnétique est alors calculé avec l'hypothèse d'une alimentation des phases par des courants sinusoïdaux correspondants aux valeurs nominales du tableau 1.

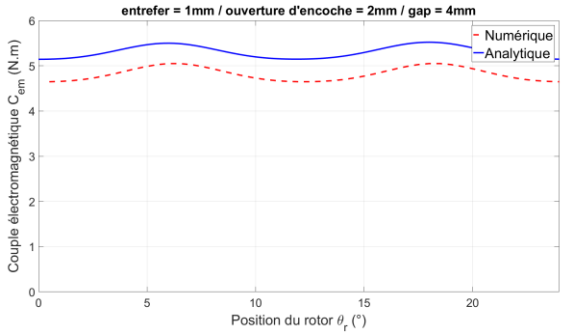


Fig. 10. Couples électromagnétiques numérique et analytique pour β_0=4mm.

Pour le cas traité le modèle analytique surestime d'approximativement 10% le couple électromagnétique moyen. En revanche l'estimation de la forme et de l'amplitude semble très correcte comme le montre les décompositions en série de Fourier (DSF) des signaux données par la figure 11 de la partie alternative des signaux de la figure 10.

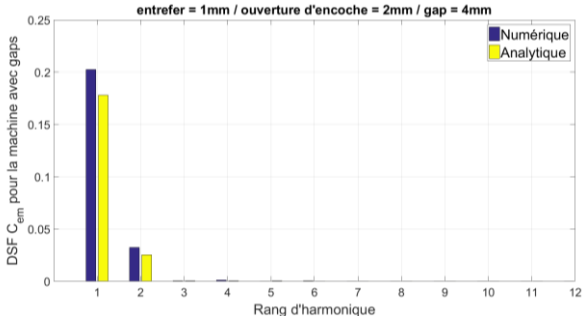


Fig. 11. DSF des couples électromagnétiques numérique et analytique.

La figure 12 compare l'addition des signaux de couple de détente et de couple électromagnétique analytiques, autrement dit le couple total de la machine, avec le couple total numérique (toujours pour un gap de 4mm).

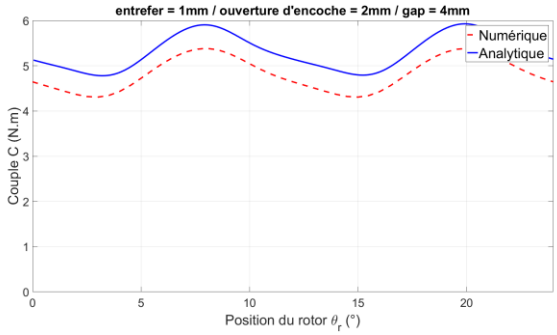


Fig. 12. Couples numérique et analytique pour des gaps de 4mm.

Comme attendu on retrouve la même différence au niveau des valeurs moyennes de couple entre les deux modèles. On peut noter qu'au niveau de l'oscillation du couple, les modèles analytique et numérique permettent d'aboutir à des résultats très similaires (formes et amplitudes). Le modèle analytique semble ainsi être adapté à une utilisation de pré dimensionnement de MSAP sectorisées, du moins pour des paramètres proches du jeu de dimensions étudié.

4. Influence de la largeur des gaps

Pour les modèles développés (induction rotorique, couple de détente, force électromotrice), une étude d'évolution paramétrique est menée afin de déterminer leur validité et leurs limites. L'influence de la largeur des gaps d'air dans le stator β_0 va ainsi être étudiée. Les paramètres géométriques communs aux machines étudiées sont donnés dans le tableau 1.

La figure 13 montre les fonctions de perméance pour différentes valeurs de gaps (1, 2, 4 et 6mm) avec un entrefer de 1mm.

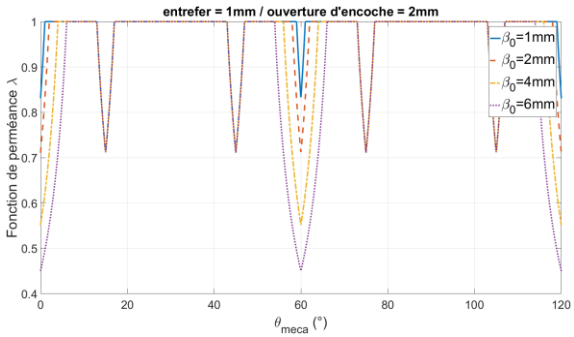


Fig. 13. Fonction de perméance pour différentes largeurs de gaps.

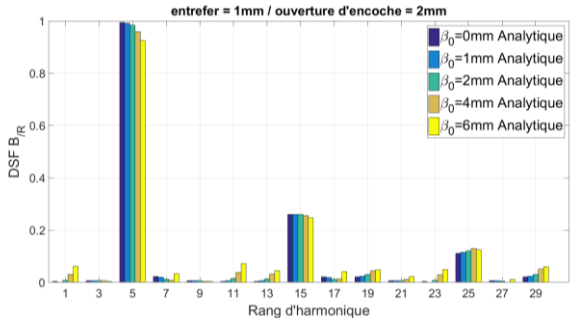
Cette fonction sera associée à l'induction rotorique et permettra de faire varier les modèles développés en fonction de la largeur du gap.

4.1. *Induction créée par le rotor*

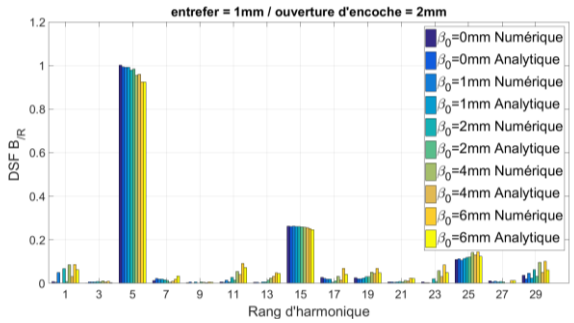
L'onde de l'induction magnétique créée par le rotor est simple à déterminer sous l'hypothèse d'un entrefer lisse, et dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents [3,5]. De même pour la fonction de perméance, qui modélise l'allongement des lignes de champ (figure 13). Le modèle analytique développé offre ainsi une bonne estimation de l'induction rotorique pour les différentes largeurs de gaps et longueurs d'entrefer.

Les figures 14a et 14b donnent les décompositions en série de Fourier des signaux d'inductions $B_{/R}$ pour une position du

rotor θ_r à 60° (positon de l'axe du nord par rapport à l'axe de la bobine *1-1'*). La figure 14a montre l'évolution des amplitudes des différents rangs d'harmoniques en fonction de la largeur des gaps, estimées par le modèle analytique avec la fonction de perméance étendue. Tandis que la validation grâce à l'environnement Flux2D est présentée figure 14b.



(a) Comparaison en fonction de la largeur de gaps.



(b) Comparaison des modèles analytiques et numériques.

Fig. 14. DSF de l'induction créée par les aimants avec utilisation de la fonction de perméance étendue, pour différentes largeurs de gaps.

Pour chacune des valeurs de β_0 choisies, le modèle analytique permet d'obtenir une bonne estimation des harmoniques principaux de $B_{/R}$ (5 et ses multiples impairs). En effet pour les harmoniques 5 et 15 le modèle donne une différence inférieure à 2% par rapport au numérique. Les harmoniques 1 et 11 (résultant de la modulation de l'harmonique 5 de l'induction rotorique avec l'harmonique 6 de perméance, non nul dès que le gap existe), présents en numérique dès l'introduction d'un gap, n'apparaissent en analytique que pour les plus grands gaps (apparait pour 4mm et se rapproche progressivement du numérique en augmentant la largeur du gap).

L'analyse spectrale permet donc d'évaluer l'influence de la largeur des gaps sur l'amplitude de l'harmonique de travail (h=5) notamment. En effet l'augmentation de la largeur de la sectorisation entraine une diminution de cet harmonique.

4.2. *Couple de détente*

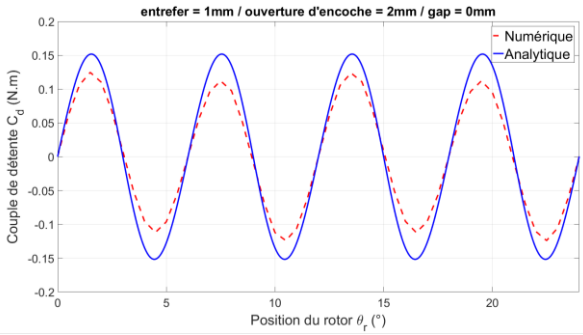


Fig. 15. Couples de détente analytique et numérique de la machine sans gaps.

La figure 15 montre le couple de détente dans le cas de référence, autrement dit dans le cas d'une machine sans gaps, et pour un entrefer de 1mm, ce qui valide le modèle utilisant la fonction de perméance pour une machine « classique » non sectorisée.

4.2.1. *Cas des machines à larges gaps*

Pour l'étude du couple de détente sur des machines à larges gaps, deux largeurs de gaps seront traitées, β_0=4mm et β_0=6mm. L'ouverture totale engendrée par les encoches et les gaps au niveau de l'interface stator/entrefer est ici importante. En effet pour les gaps de 4mm de largeur cela représente plus d'un quart de la machine, et pour les gaps de 6mm près d'un tiers (13,4% et 20,1% uniquement pour les gaps).

Les figures 6 et 16 présentent les couples de détente pour ces deux largeurs de gaps, et obtenus par les approches numérique et analytique.

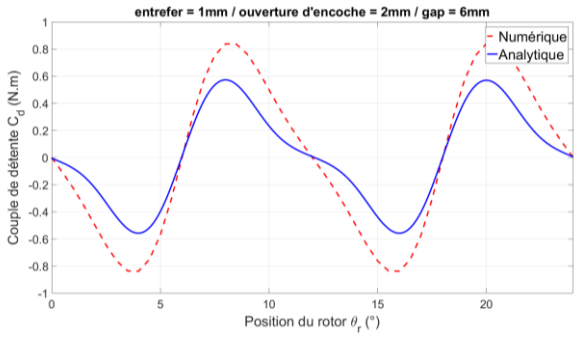


Fig. 16. Couples de détente numérique et analytique pour une largeur de gap de 6mm.

Pour ces deux grandes largeurs de gaps le modèle analytique donne des résultats assez proches du numérique. Pour s'en assurer la figure 17 présente la décomposition du couple de détente en ces deux composantes : la contribution des encoches uniquement, et la contribution des gaps. Pour effectuer cette étude nous avons considéré deux structures élémentaires : une structure où les encoches ont été éliminées (remplies de matériau magnétique doux), et une structure sans gaps (où les gaps ont été remplis de matériau magnétique doux) comme représenté à la figure 18.

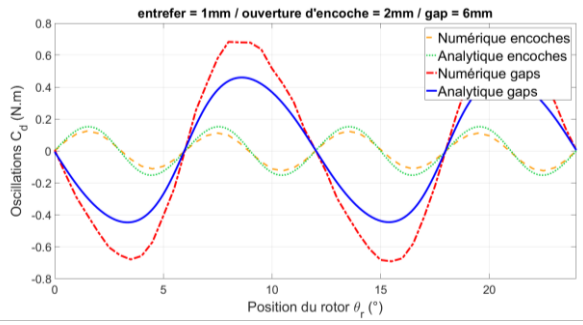
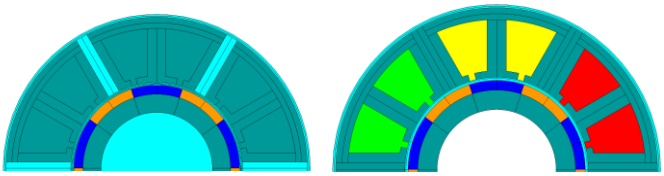


Fig. 17. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 6mm : contribution des encoches et des gaps.



(a) Machine sans encoches (b) Machine sans gaps

Fig. 18. Structures élementaires d'étude sous Flux2D.

Le couple de détente obtenu par simulation d'une machine sans gap valide la contribution des encoches dans le couple de détente analytique. Il en est de même pour la contribution des gaps. Il est à noter que les deux formes d'ondes analytiques et numériques sont similaires pour les cas sans encoches et sans gaps bien que les amplitudes ne soient pas exactement les mêmes (c'est déjà le cas pour la structure sans gaps (β_0=0mm) présentée à la figure 15).

La simulation numérique d'une structure avec les mêmes dimensions au niveau de l'entrefer avec un unique gap (et sans encoches) représentée à la figure 19, permet de déterminer numériquement la contribution d'un gap au couple de détente.

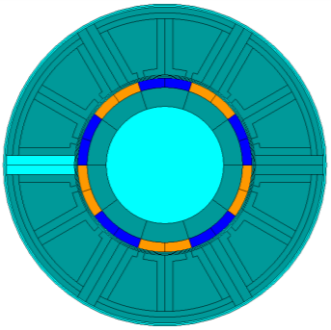


Fig. 19. Représentation sous Flux2D d'une machine avec un seul gap de 6mm.

La comparaison avec le calcul analytique sur un seul gap (figure 19), permet de valider l'hypothèse qui consiste à considérer ce large gap comme une encoche.

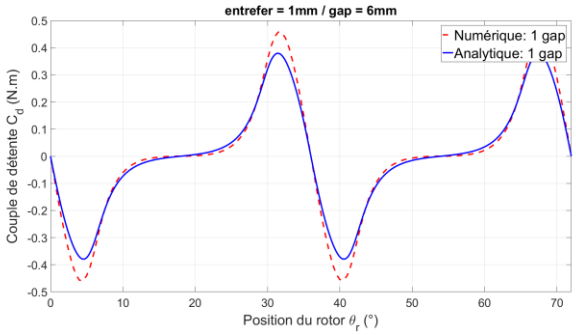


Fig. 20. Contributions d'un seul gap aux couples de détente analytique et numérique de la machine pour un gap de 6mm.

4.2.2. Cas des machines à gaps étroits

L'étude du couple de détente généré par une MSAP sectorisée à gaps étroits se base sur deux largeurs de gaps, β_0=1mm et β_0=2mm. Les figures 21 et 22 présentent les couples de détente obtenus par les approches numérique et analytique, pour ces deux largeurs de gaps.

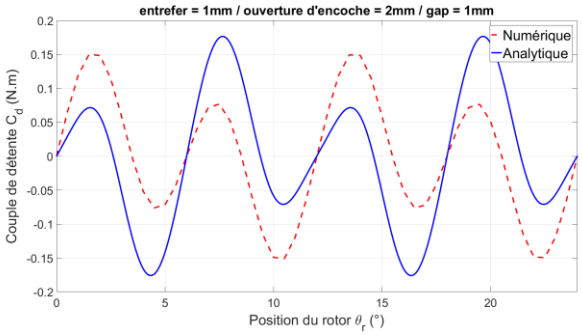


Fig. 21. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 1mm.

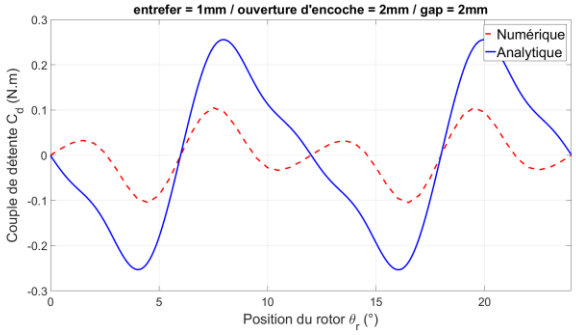


Fig. 22. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 2mm de largeur.

Dans le cas d'insertion de gaps étroits, le couple de détente analytique est très différent de celui obtenu par le modèle numérique, en amplitude et en forme. Afin de comprendre pourquoi, la figure 23 présente la décomposition des couples de détentes analytique et numérique avec la contribution des encoches et des gaps pris séparément.

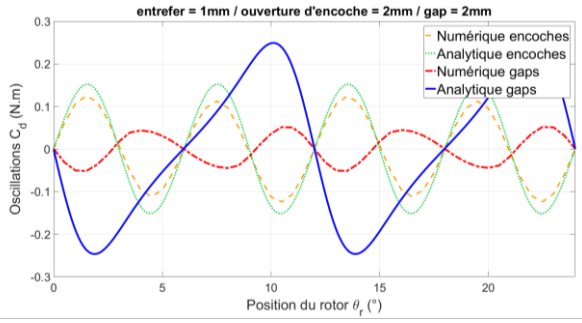


Fig. 23. Couples de détente numérique et analytique pour des gaps de 2mm : contribution des encoches et des gaps.

Le couple de détente dû aux encoches uniquement est bien modélisé par le modèle analytique puisqu'il est similaire au couple de détente numérique correspondant à une simulation d'une machine avec encoches sans gaps. En revanche les deux modèles divergent très fortement dans le cas d'une machine sans encoches, comprenant uniquement six gaps. L'effet des gaps sur le couple de détente n'est donc pas correctement pris en compte.

La visualisation des lignes de champ dans l'environnement numérique Flux2D permet d'identifier la raison de ces différences. Comme le montre la figure 24, lorsque la zone interpolaire est alignée avec un gap (partie encadrée sur la figure 24), une grande partie des lignes de champ correspondant au flux interpolaire des deux pôles passe à travers les gaps. Or le modèle analytique développé se base sur l'hypothèse que le flux magnétique n'est présent dans les gaps que sur une profondeur radiale du gap équivalente à une demi-largeur (β_0/2). On fait de plus l'hypothèse que les lignes de champs suivent un trajet circulaire canalisées dans les dents limitant le gap comme montré à la figure 2. Sur la figure 24, la pression magnétique s'exerçant sur les parois radiales du gap semble peu dépendre de l'induction d'entrefer au niveau de l'ouverture du gap. Or l'estimation analytique du couple de détente présuppose que la pression magnétique dépend exclusivement de l'induction à l'ouverture d'encoche. Ces hypothèses ne sont pas vérifiées dans le cadre des gaps étroits comme le montre la figure 24.

Par contre, dans le cas des larges gaps, ces phénomènes de traversées de flux sont minimisés par la barrière de flux que constitue le gap, ce qui est conforme aux hypothèses de l'utilisation de la fonction de perméance.

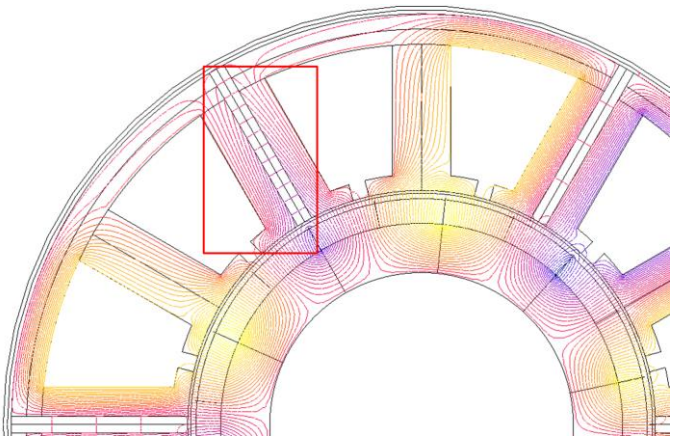
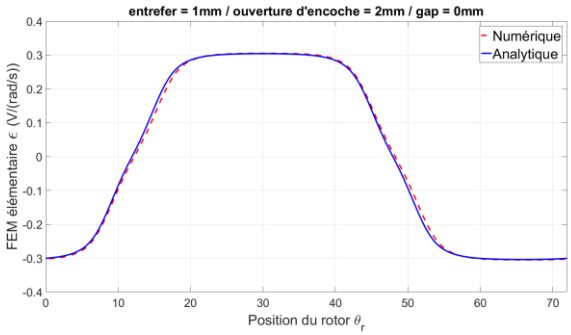


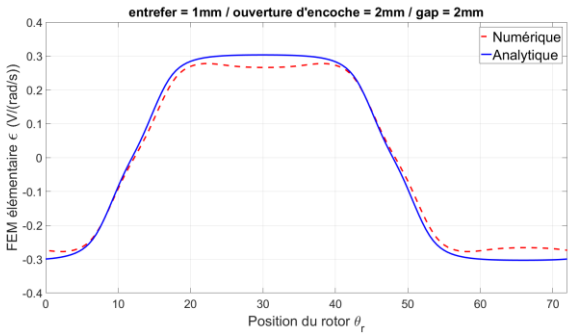
Fig. 24. Visualisation des lignes de champ sous Flux2D pour la MSAP avec un entrefer de 1mm et des gaps de 2mm.

Un perfectionnement du modèle analytique avec la prise en compte de ces phénomènes, constitue une piste d'exploration pour de futurs travaux afin d'obtenir une contribution plus réaliste des gaps au couple de détente.

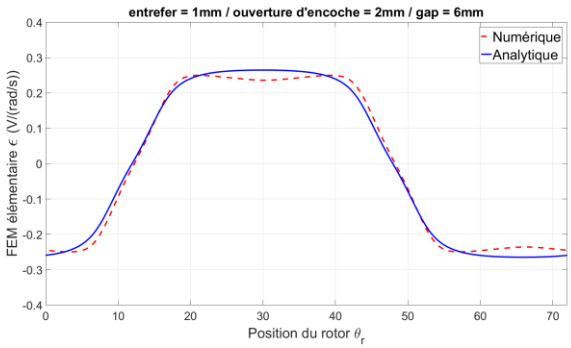
4.3. Forces électromotrices



(a) Sans gap



(b) Largeur de gap de 2mm

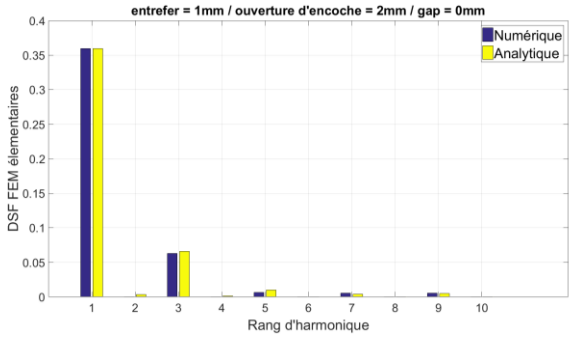


(c) Largeur de gap de 6mm

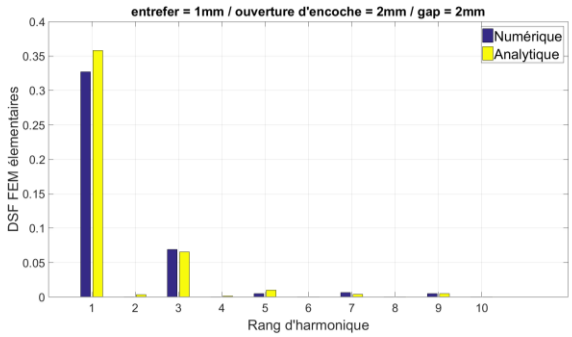
Fig. 25. Force électromotrice d'une phase à 1rd/s.

Les figures 25a, 25b et 25c présentent les formes d'ondes des FEM élémentaires de machines présentant des gaps de 0, 2 et 6mm calculées numériquement et par la méthode analytique présentée à la partie 3 (la FEM correspondant à un gap de 4mm a été présentée à la figure 9 pour illustration de la méthode). On constate que l'amplitude des FEM pour les MSAP sectorisées étudiées est bien estimée par le modèle analytique. La forme particulière induite par l'introduction de gaps (creux au centre du palier) n'est néanmoins pas modélisée par le modèle analytique utilisant le coefficient d'homogénéisation.

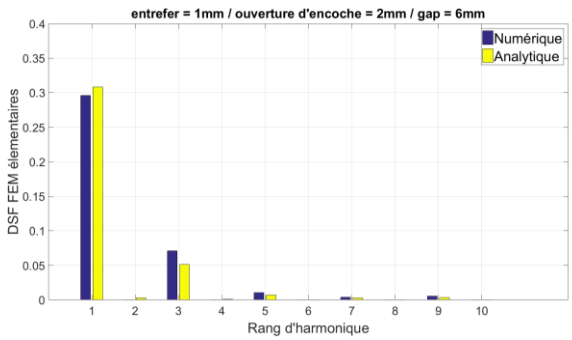
Cependant les analyses spectrales (figures 26a, 26b et 26c) montrent que le modèle analytique permet d'estimer correctement (moins de 10% de différence) l'amplitude du fondamental.



(a) Sans gap



(b) Largeur de gap de 2mm



(c) Largeur de gap de 6mm

Fig. 26. Analyse spectrale des force électromotrices d'une phase à 1rd/s.

On peut cependant noter que l'augmentation de la largeur du gap engendre une diminution de l'harmonique fondamental, tandis que l'harmonique 3 reste quasiment constant quel que soit la valeur de β_0.

5. Conclusions

Un modèle analytique est proposé permettant d'estimer les performances liées au champ crée par le rotor pour des machines à aimant dont le circuit magnétique statorique est sectorisé (les secteurs étant séparés par des gaps). Ce modèle

permet le calcul du champ crée par le rotor, de la force électromotrice et du couple de détente. Il a été validé par comparaison avec des calculs par éléments finis 2D et peut être utilisé à des fins de pré dimensionnement pour les machines à larges gaps. On constate cependant que ce modèle n'est plus valable lorsque l'on est en présence de gaps étroits, dans des configurations ou les flux magnétiques interpolaires tendent à traverser les gaps. Dans ce cas l'utilisation de ce modèle ne permet pas de calculer correctement certaines grandeurs, comme par exemple le couple de détente. La prise en compte des phénomènes électromagnétiques constatés dans le cas des gaps étroits constitue une piste de futurs développements pour des travaux de modélisation analytique de ces machines non conventionnelles.

6. REFERENCES

[1] Guang Jin Li, Bo Ren, Zi Qiang Zhu, « Design Guidelines for Fractional Slot Multi-Phase Modular Permanent Magnet Machines », IET Electric PowerApplications, Vol. 11, ISSN 1751-8660, July 2017, pp. 1023-1031.

[2] Guang Jin Lin, Zi Qiang Zhu, Martin Foster and Dave Stone, « Comparative studies of modular and unequal tooth PM machines either with or without tooth tips », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No 7, July 2014.

[3] Amuliu Bogdan Proca, Ali Keyhani, Ahmed El-Antably, Wenzhe Lu and Min Dai, «Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No 3, September 2003, pp. 386-391.

[4] Z. Q. Zhu and D. Howe, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part III: effect of stator slotting », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No 1, January 1993, pp. 143-151.

[5] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte and B. Ackermann, « Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I: open-circuit field », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No 1, January 1993, pp. 124-135.

[6] Cedrat News News n°67, « Cogging torque computation and meshing for radial electrical mototr in Flux », February 2015, 2 pages.

[7] J.F Charpentier, , « Contribution à la modélisation analytique des systèmes électromagnétiques basse fréquence au sein de leur environnement en vue de leur conception », Mémoire d'HDR, Université de Bretagne Occidentale, 2010, pp. 41-42. (téléchargeable à https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01208366/, dernière consultation 23/04/18).

[8] E. Matagne « Slot effect on the air-gap reluctance Carter-like calculation suitable for electric machines with large air-gap or surface-mounted permanent magnets », Electromotion vol. 15, no 4,2008, pp. 171-176.