



Science Arts & Métiers (SAM)

is an open access repository that collects the work of Arts et Métiers Institute of Technology researchers and makes it freely available over the web where possible.

This is an author-deposited version published in: <https://sam.ensam.eu>
Handle ID: <http://hdl.handle.net/10985/8537>

To cite this version :

Hussein ZHR, Eric SEMAIL, Franck SCUILLER - Paramètres clés pour la conception d'une machine pentaphasée à aimants à double polarité - In: SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE'14) : EF-EPF-MGE, France, 2014-07 - Paramètres clés pour la conception d'une machine pentaphasée à aimants à double polarité - 2014

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository

Administrator : scienceouverte@ensam.eu



Paramètres clés pour la conception d'une machine pentaphasée à aimants à double polarité

Hussein ZAHR^{1,2}, Franck SCUILLER², Eric SEMAIL¹

¹Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, Arts et Metiers Paristech, Lille, 8 Bd Louis XIV 59043

²Institut de Recherche de l'Ecole Navale, Ecole Navale, CC600, 29240 BREST Cedex 9

RESUME – Les systèmes de propulsion automobile ou navale nécessitent des entraînements électromécaniques compacts. Lorsque le diamètre alloué à la machine est faible, la mise en œuvre d'une solution à grand nombre de pôles est difficile, ce qui interdit l'entraînement direct. Concevoir une machine intrinsèquement apte à fonctionner tant en basse vitesse qu'à haute vitesse permettrait de supprimer le réducteur mécanique généralement mis en œuvre. Dans le cadre de cette problématique, cet article analyse les propriétés d'une machine synchrone pentaphasée à aimants déposées équipée d'un bobinage concentré générant à la fois p paires et $3p$ paires de pôles. Conçue pour être pilotée en commutation électronique de pôles, cette machine à cinq phases, équivalente à un ensemble de deux machines diphasées équivalentes (de type machine dq), présente la particularité suivante : les deux machines diphasées décrivant son comportement électromagnétique ont la même constante de temps et tout particulièrement des amplitudes comparables de la force électromotrice.

Mots-clés—Machines polyphasees, bobinage diametral, bobinage concentre, double polarite, force electromotrice, pertes cuivre, pertes dans les aimants.

1. INTRODUCTION

De nos jours, les machines polyphasées sont largement utilisées dans le domaine de propulsion marine et automobile. Pour ces applications, on cherche à avoir une propulsion fiable, pour garantir le fonctionnement du propulseur en mode dégradé, et une propulsion compacte, vu le volume limité consacré au propulseur. Les machines polyphasées peuvent permettre de satisfaire ces exigences, tout en présentant d'autres avantages[1][2][3] : fractionnement de puissance sur un grand nombre de phases (réduisant les contraintes sur l'électronique de puissance) et aptitude à produire un couple significatif à partir d'autres harmoniques de la force électromotrice si la bobinage est adapté, ce dernier point favorise la compacité [2]. Ces avantages, en comparaison aux machines triphasées, justifient le choix des machines polyphasées pour les futurs systèmes de propulsion électrique. La conception de la machine est alors orientée sur l'adaptation de deux critères principaux : la distribution de bobinage et la géométrie de la couche d'aimants [2][4]. Ces paramètres influencent également la commande, effectuée dans une base de découplage électromagnétique. Le passage vers cette base suppose l'utilisation de la décomposition multimachine revenant à considérer une machine polyphasée comme un

ensemble de machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées tournant à la même vitesse[5][6], les harmoniques d'espace se distribuant sur les différentes machines fictives et chaque machine fictive étant associée à une inductance cyclique qui détermine sa constante de temps électrique. Parmi les machines fictives obtenues par cette décomposition, celles qui ont une constante de temps faible ont également une force électromotrice faible et ne sont donc pas capables de produire un couple significatif. De plus, l'alimentation de la machine par onduleur de tension piloté en modulation de largeur d'impulsion (MLI) peut engendrer des courants parasites d'amplitude d'autant plus grande que la constante de temps (en d'autre terme l'inductance cyclique associée) est faible[2][7]. L'objectif sera alors de rechercher une machine dont les inductances cycliques sont du même ordre. Or, pour un circuit magnétique donné, ces valeurs dépendent principalement de la distribution de bobinage. Les bobinages classiques ne permettent pas d'avoir des inductances cycliques du même ordre. C'est par exemple le cas de la machine 20 encoches/4 pôles/5 phases notée (20/4/5) étudiée dans [8]. Pour cela, il faut examiner des nouveaux bobinages à pas fractionnaire [8][10][11] dont certains, comme les bobinages concentrés autour de dents, sont en outre susceptibles de simplifier le procédé de fabrication. Or ces derniers peuvent présenter des coefficients de bobinage importants non seulement pour le premier harmonique mais aussi pour d'autres harmoniques, notamment le troisième particulièrement intéressant pour une machine pentaphasée. Il est alors possible, en choisissant correctement le rotor, d'obtenir une force électromotrice d'amplitude comparable dans les deux machines fictives d'une machine pentaphasée connectée en étoile. On arrive alors à réduire les courants parasites lors de l'alimentation des deux machines et à obtenir deux machines dont les potentialités de production de couple sont équivalentes. Cet aspect permet alors de booster, c'est-à-dire à augmenter de façon temporaire, le couple notamment à basse vitesse en exploitant l'harmonique de rang 3. La structure 20 encoches/8 pôles/5 phases (notée 20/8/5) est un exemple de machine de ce type que nous étudions dans cet article en la comparant à une machine plus classique au niveau de la structure de bobinage à 1 encoche par pôle et par phase. Pour la machine 20/8/5, on va essayer d'adapter la couche d'aimants pour obtenir la performance désirée. Cette comparaison est établie au niveau de constante de temps dans la section 2. Dans la section 3, on va comparer la forme d'onde

pour les deux forces électromotrices ainsi que le contenu harmonique de chacune. Le couple électromagnétique produit par ces deux machines sera étudiée dans la section 4. Le Tableau 1 donne les caractéristiques des circuits magnétiques des deux machines pentaphasées étudiées, devant répondre au cahier des charges d'un propulseur électrique naval.

Tableau 1 : Dimensions électromagnétiques principales deux machines pentaphasées étudiées

Machine	20/4/5	20/8/5
Point de base	9kW @ 3000tr/min	
Longueur active	280mm	
Diamètre extérieur	140mm	
Épaisseur culasse stator	7.8mm	
Profondeur encoche	6.4mm	
Entrefer	1mm	
Hauteur d'aimants	3mm	
Épaisseur culasse rotor	7.8mm	
Largeurs de dent sur pas dentaire	0.54	
Coefficient de remplissage des encoches	0.5	0.8

2. CONSTANTES DE TEMPS DES MACHINES FICTIVES

En comparaison avec les bobinages distribués, les bobinages concentrés à pas dentaires (ou encore autour de dent) permettent en général de réduire les coûts de fabrication et de réalisation (volume de tête de bobines faible) [8]. De plus, si les encoches sont ouvertes, pour des raisons pratiques, le bobinage concentré permet d'augmenter le coefficient de remplissage des encoches en comparaison à un bobinage diamétral. Dans cette partie, on calculera la matrice d'inductance des deux machines. Cette matrice est la somme de la matrice d'inductance statorique d'entrefer et de la matrice d'inductance de fuite. La transformation de Concordia permet de calculer les inductances des machines fictives qui sont en fait les valeurs propres de la matrice inductance. Ces inductances doivent être du même ordre de grandeur pour satisfaire le critère relatif à l'égalité de constantes de temps électriques. Le calcul de ces inductances nécessite une modélisation matricielle du bobinage. Cette modélisation prend en compte la distribution des conducteurs de chaque phase dans les encoches et la forme de la force magnétomotrice produite par chaque phase.

2.1. Modélisation matricielle de bobinage

Une modélisation matricielle du bobinage est proposée dans [10]. Deux outils pour caractériser le bobinage sont introduits dans cette partie : la matrice de distribution de bobinage, noté D , attribuant aux conducteurs d'encoche une phase et la matrice de fonction de bobinage, noté W , correspondant à une discrétisation de la fonction de bobinage de chaque phase. Pour ces deux matrices, le nombre de lignes est le nombre d'encoches (N_s) et le nombre de colonnes est le nombre de phases (N). Selon [10], le calcul des inductances à

partir de ces matrices est possible sous les hypothèses suivantes :

- les lignes de champ qui traversent l'entrefer sont supposées radiales,
- l'entrefer magnétique est lisse (perméabilité magnétique des aimants est égale 1),
- La longueur magnétique est significativement plus grande que le diamètre (hypothèse de calcul 2D).

La Figure 1 représente la distribution des conducteurs dans chaque machine.

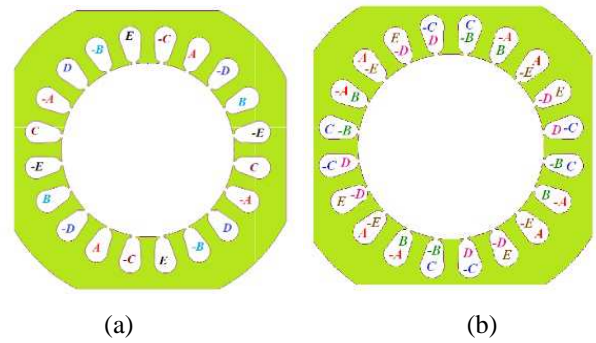


Figure 1 Distribution des conducteurs : (a) machine 20/4/5, (b) machine 20/8/5

Dans les deux machines, les motifs de bobinage se répètent d'une façon périodique après chaque paire de pôle, donc pour simplifier la taille des matrices, il suffit de les représenter sur une dimension $N_s' \times N$ avec N_s' est le nombre réduit des encoches. Ce nombre est donné par la relation suivante (où p désigne le nombre de paires de pôles et $pgcd$ le plus grand commun diviseur) :

$$N_s' = \frac{N_s}{pgcd(N_s, p)} \quad (1)$$

La matrice de fonction de bobinage et la matrice de distribution de chaque machine sont données dans le Tableau 2 (en format réduit, c'est-à-dire sur N_s' encoches) :

Tableau 2 : Matrices de distribution et de fonction de bobinage (forme réduite)

	Machine 20/4/5	Machine 20/8/5
D	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$

W	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 \\ 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 \\ 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \\ -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \end{pmatrix}$
-----	---	--

La modélisation matricielle de bobinage est nécessaire pour déterminer la matrice des inductances de la machine et, par suite, les constantes des temps électrique des machines fictives. Dans la section suivante, on calculera les matrices d'inductance, un calcul numérique aussi sera présenté pour valider les résultats.

2.2. Matrice d'inductance

Cette matrice regroupe l'inductance propre qui représente le flux capté par la phase alimentée et les mutuelles qui représentent les flux captés par les phases non alimentées. L'effet de reluctance variable pouvant être négligée pour une machine à aimants déposés, cette matrice ne dépend pas de la position rotorique et elle est donnée par (2) :

$$M_n = \begin{pmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & M_1 & L \end{pmatrix} \quad (2)$$

Cette matrice est symétrique et circulaire, d'où la possibilité d'appliquer la décomposition multimachine sur les deux machines. Les constantes de temps associées aux machines fictives sont calculées en diagonalisant la matrice M_n à l'aide de la transformation de Concordia sur la matrice d'inductance. Par conséquent, la matrice d'inductance se caractérise dans la base de découplage par 3 inductances propres:

$$M_n^c = \begin{pmatrix} L_h & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_p \end{pmatrix} \quad (3)$$

L_h est l'inductance de la machine homopolaire monophasée, L_p et L_s sont respectivement les inductances des machines fictives primaire et secondaire. La matrice M_n peut être vue comme la somme de deux matrices : l'une est la matrice d'inductance

d'entrefer, qui représente les lignes de champ résultant de l'alimentation d'une phase et qui passe dans l'entrefer ; l'autre est la matrice d'inductance de fuite, qui représente les lignes rebouclant dans le fer de stator. La matrice M_n est donc donnée par (4) :

$$M_n = M_n^e + M_n^f \quad (4)$$

La matrice d'inductance de l'entrefer peut être calculée en utilisant la matrice de fonction de bobinage comme suit :

$$M_n^e = \mu_0 n_{cd}^2 \frac{2\pi L_m R_s}{N_s g_e} W^t W \quad (5)$$

Compte tenu la distribution des conducteurs dans la machine 20/4/5 (à une encoche correspond une et une seule phase), la matrice d'inductance de fuite est diagonale, en d'autres termes, le modèle suppose qu'il n'existe pas de flux mutuel de fuites. Ce n'est pas le cas de la machine (20/8/5) où le bobinage est à double couche. Par conséquent, la matrice d'inductance de fuite comporte des termes mutuels non nuls. Selon l'approche analytique proposée par [10][12], cette matrice s'exprime selon la relation (6) :

$$M_n^f = \mu_0 n_{cd}^2 L_m \left(\frac{p_s}{3(R_s + b_s + p_s)\delta_s} + \frac{b_s}{R_s w_s} \right) D^t D \quad (6)$$

Les différents paramètres introduits dans le calcul sont définies dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Notations utilisées lors du calcul des inductances

symbole	Libellé
L_m	Longueur active
R_s	Rayon statroïque
b_s	Epaisseur de bec d'encoche
p_s	Profondeur d'encoche
δ_s	Pas d'encoche
w_s	Ouverture d'encoche
g_e	Entrefer magnetique
n_{cd}	Nombre de conducteurs par encoche

L'utilisation de cette approche permet d'évaluer analytiquement la matrice M_n . Le Tableau 4 reporte les estimations obtenues pour les deux machines considérées. Les résistances des machines fictives sont égales par définition. Pour la machine à bobinage fractionnaire, il apparaît que l'objectif consistant à égaliser les constantes de temps des deux machines fictives est atteint : L_p et L_s sont très proches (ce qui n'est pas le cas avec le bobinage diamétral). La valeur nulle pour l'inductance homopolaire L_h ne pose pas de problème si la machine est couplée en étoile afin d'interdire le développement de courants homopolaires. Ces résultats sont confirmés par le calcul numérique (code de calcul élément finis *Maxwell*) : le modèle analytique surestime les valeurs des inductances mais

avec une proportion pratiquement identique pour chaque terme (de l'ordre de 20 à 25%).

Tableau 4 : Estimation des inductances pour les deux machines

	Machine 20/4/5			Machine 20/8/5		
	ANA	NUM	Erreur	ANA	NUM	Erreur
$L(mH)$	0.0312	0.0263	15%	0.0056	0.0045	20%
$M_1(mH)$	0.0062	0.0050	19.3%	-0.0016	-0.0011	30%
$M_2(mH)$	-0.0185	-0.0151	18.3%	-0.0012	-0.0009	25%
L_p	0.0659	0.0538	18.3%	0.0067	0.0053	20%
L_s	0.0107	0.0089	16.8%	0.0074	0.0057	23%
L_h	0.0075	0.0061	18.67 %	0	5E-4	-----

Après la validation du premier critère de conception, il reste à modifier les caractéristiques géométriques de la couche d'aimants de sorte à rendre les machines fictives primaire et secondaire composant la machine 20/8/5 aptes à fournir un couple comparable.

3. COUCHE D'AIMANTS ET FORCE ELECTROMOTRICE

Le passage du bobinage distribué à pas diamétral au bobinage concentré à pas fractionnaire en conservant la couche d'aimants pleins radiaux ne permet pas d'augmenter suffisamment la contribution de la machine secondaire dans le couple relativement à la machine principale; même si, avec le bobinage fractionnaire choisi, le facteur de bobinage de l'harmonique 3 est supérieur à celui de l'harmonique 1. Pour augmenter le rapport d'amplitude entre la force électromotrice secondaire et la force électromotrice principale, il faut modifier la couche d'aimants. Pour cette étude, il est choisi de conserver la direction radiale de l'aimantation et d'insérer des lacunes (trous). Les Figure 2 et Figure 3 représentent respectivement les circuits magnétiques et le bobinage des machines 20/4/5 et 20/8/5 : les machines possèdent le même volume d'aimant mais celui-ci est distribué avec une segmentation particulière pour la machine 20/8/5.

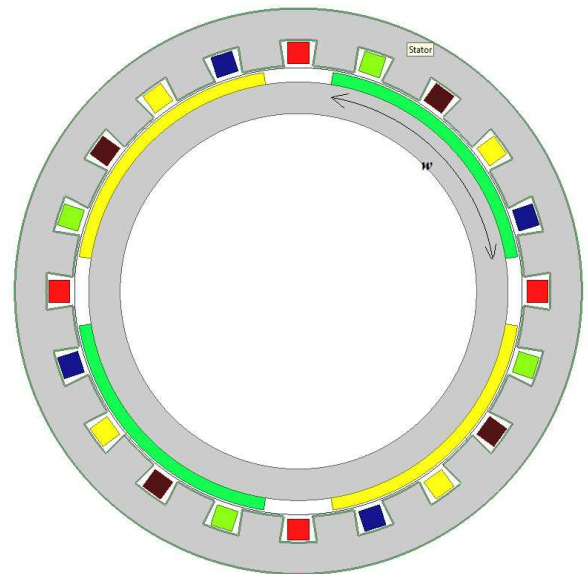


Figure 2 Bobinage et circuit magnétique de la machine 20/4/5 (avec $w=0.8 \tau_p$)

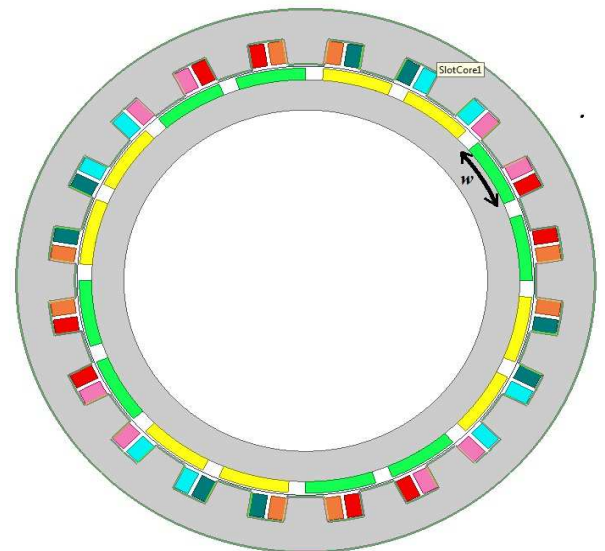
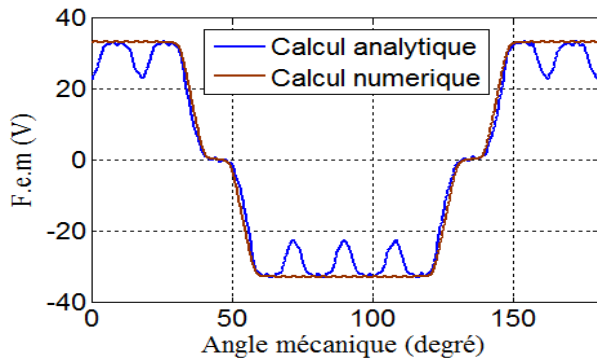


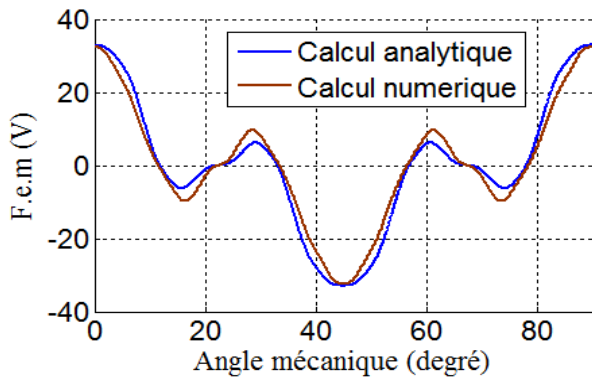
Figure 3 Bobinage et circuit magnétique de la machine 20/8/5 (avec $w=0.4 \tau_p$, deux aimants par pôle)

Les aimants utilisés pour la machine 20/4/5 sont des aimants déposés avec une largeur de 80% du pas polaire, ce qui nous permet de réduire le couple de détente, en supprimant l'harmonique 5 de l'induction rotorique. Pour la machine 20/8/5, on conserve le même volume d'aimants, mais en introduisant des lacunes et en utilisant deux aimants par pôle chacun de largeur égal à 40% du pas polaire, ce choix favorisant le développement de l'harmonique 3 dans l'induction d'entrefer due aux aimants. Ensuite, la force électromotrice est calculée par une méthode analytique. La force électromotrice est le résultat du filtrage de l'induction rotorique par le bobinage. Pour cela, un harmonique de rang h

de la force électromotrice a une amplitude, en général, proportionnelle au produit de l'harmonique de rang h du champ rotorique par le coefficient de bobinage de cet harmonique. Les résultats sont validés par le calcul numérique. Les résultats pour les deux machines sont donnés par les Figure 4 et Figure 5.

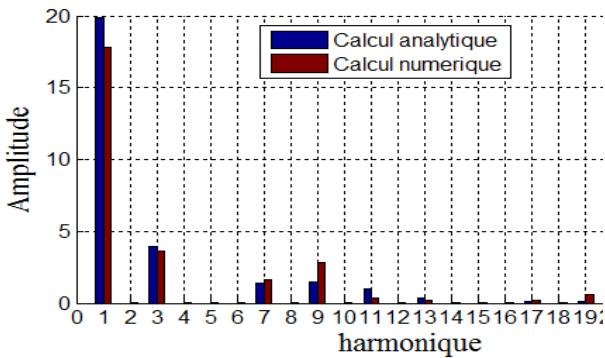


(a) Machine 20/4/5

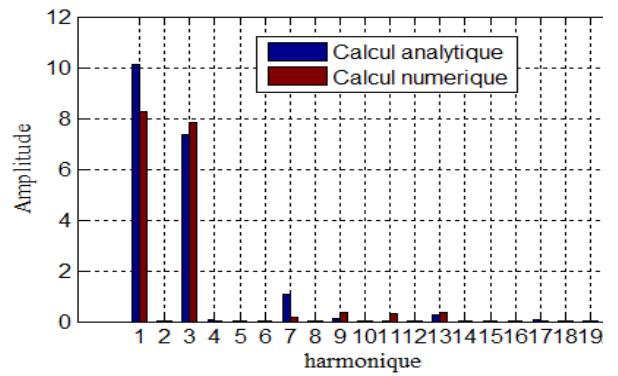


(b) Machine 20/8/5

Figure 4 : Formes d'onde analytiques et numériques des forces électromotrices à vide (3000tr/min)



(a) Machine 20/4/5



(b) Machine 20/8/5

Figure 5 : Spectres analytiques et numériques des forces électromotrices à vide (3000tr/min)

La Figure 5-a montre la décomposition spectrale de la force électromotrice de la machine 20/4/5. L'effet d'encoche, non pris en compte dans le calcul analytique, apparaît dans le calcul numérique. Cette non prise en compte se traduit par une surestimation de l'harmonique 1 et une sous-estimation de l'harmonique 9. La force électromotrice et la constante de temps électrique de la machine secondaire sont faibles devant celles de la machine principale, ce qui montre la faible aptitude de la machine secondaire à contribuer au couple. Cet inconvénient est supprimé pour la machine 20/8/5 à bobinage concentré : le facteur de bobinage de l'harmonique 3 (0.951) est supérieur à celui de l'harmonique 1 (0.588), ce qui permet à la machine secondaire, de présenter une force électromotrice d'amplitude très proche de celle de la machine principale. Ce point est illustré par la Figure 5-b. La machine 20/8/5 satisfait alors les deux critères de conception déjà définies. Dans la prochaine section, on va présenter le calcul de couple électromagnétique de deux machines.

4. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique est le résultat de l'interaction de deux excitations : l'excitation de bobinage par le courant et l'excitation rotorique par les aimants. Dans la machine polyphasée, c'est la somme de la contribution des couples produits par chaque machine fictive. Chaque machine fictive est sensible à une famille d'harmonique d'espace. Dans le cas de la machine pentaphasée, la machine fictive principale est sensible à la famille de rang $p(5k \pm 1)$ et la machine secondaire à celle contenant les harmoniques $p(5k \pm 3)$. En injectant dans chaque machine l'harmonique de courant convenable (p pour la machine principale et $3p$ pour la machine secondaire), il est possible d'obtenir un couple électromagnétique moyen non nul, présentant autour de cette valeur moyenne des fluctuations d'amplitude dépendant du contenu harmonique des forces électromotrices de chaque machine fictive. Pour réduire ce couple pulsatoire, on a cherché à adapter la combinaison aimants/bobinage. Dans cette partie, on va calculer le couple électromagnétique pour les deux machines 20/4/5 et 20/8/5 en comparant, pour les deux machines, le niveau de densité de courant nécessaire pour obtenir le couple moyen désiré. Notons que le point de fonctionnement de base des deux machines est de $9kW/3000tr/min$. Ce point de base est atteint par application de la stratégie de commande à couple maximal

et à pertes Joules minimales. Dans la machine 20/4/5, seule la machine fictive principale est alimentée, compte tenu de la faible valeur de la force électromotrice de la machine secondaire (il faudrait appliquer une densité de courant considérable pour obtenir le couple désiré). Par contre, pour la machine 20/8/5, il est possible d'alimenter soit la machine primaire seule, soit la machine secondaire seule, soit les machines primaire et secondaire simultanément.

4.1. Couple de détente.

Le couple de détente correspond au couple fourni par la machine à vide. Ce couple présente une valeur moyenne nulle et l'ondulation dépend notamment des paramètres suivants : l'ouverture d'encoche, la disposition des aimants sur un pôle et le rapport du nombre d'encoches sur le nombre des pôles. Sa période est donnée par [13] (où $ppcm$ désigne le plus petit multiple commun) :

$$T_d = ppcm(N_s, p) \quad (9)$$

Le couple de détente est estimé pour les deux machines à l'aide du code de calcul par éléments finis *Maxwell*. La Figure 6 représente le couple calculé pour les deux machines. L'ondulation de couple de détente dans la machine 20/8/5 est plus faible que celle dans 20/4/5. Cette réduction s'explique par l'introduction de trous dans chaque pôle ayant un effet semblable à celui d'une segmentation et qui conduit à une diminution du couple de détente [14].

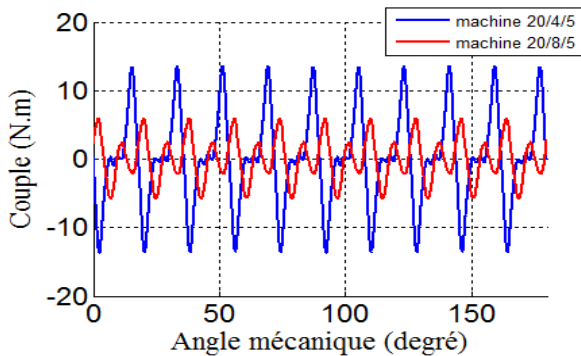


Figure 6 : Calcul numérique du couple de détente

4.2. Couple en charge

Le couple électromagnétique est donné par le produit scalaire de la force électromotrice et du courant divisé par la vitesse mécanique :

$$C_{em} = \frac{\vec{E} \cdot \vec{i}}{\Omega} \quad (10)$$

La stratégie de commande à couple maximal est appliquée. Le couple électromagnétique moyen maximal fourni par la machine est donné par :

$$(C_{em})_{max} = \frac{5}{2} \left(\frac{E_1 I_1 + E_3 I_3}{\Omega} \right) \quad (11)$$

E_1 et E_3 sont respectivement les amplitudes maximales de l'harmonique 1 et 3 de la force électromotrice, I_1 et I_3 sont les amplitudes maximales de l'harmonique 1 et 3 du courant statorique. A partir des amplitudes des forces électromotrices calculées analytiquement et numériquement, on peut calculer l'amplitude des courants nécessaires pour obtenir le couple moyen désiré. En tenant compte des coefficients de remplissage respectifs pour les deux machines (50% pour 20/4/5 et 80% pour 20/8/5), les densités de courant peuvent être estimées. Elles sont consignées dans le tableau (4) :

Tableau 5 Calcul des densités de courant (A/mm^2)

	Machine 20/4/5	Machine 20/8/5		
	Alim h1	Alim h1	Alim h3	Alim h1 h3
ANA	4.55	5.58	7.7	4.52
NUM	5.1	6.81	7.18	5.03

Le Tableau 5 montre que l'alimentation au premier et au troisième harmonique de courant de la machine 20/8/5 permet d'obtenir le couple requis avec pratiquement la même valeur de densité de courant (environ $4.5A/mm^2$ analytiquement et $5A/mm^2$ numériquement). Pour ces valeurs de densité de courant, on va calculer le couple électromagnétique en fonction de l'angle mécanique. Ce couple est calculé analytiquement puis par éléments finis : les Figure 7, Figure 8 et Figure 9 représentent les formes d'onde de couple électromagnétique ainsi que les contenus harmoniques obtenus pour les deux machines. Les contenus harmoniques correspondants sont donnés par les Figure 10, Figure 11 et Figure 12.

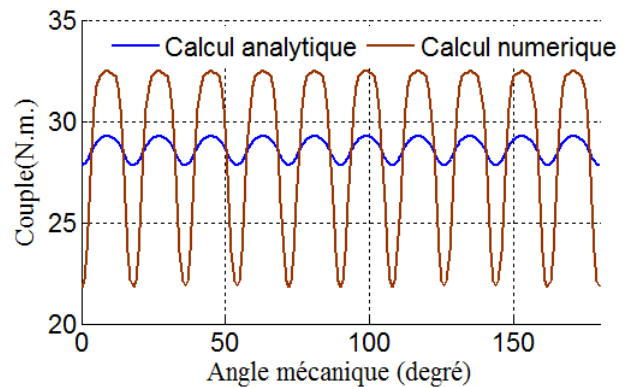


Figure 7 : Estimations analytique et numérique du couple électromagnétique de la machine 20/4/5

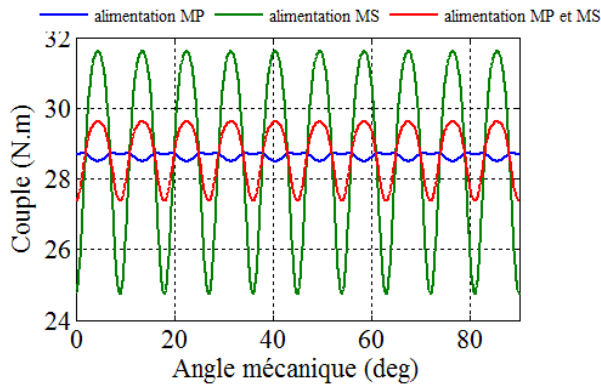


Figure 8 : Estimation analytique du couple électromagnétique pour la machine 20/8/5

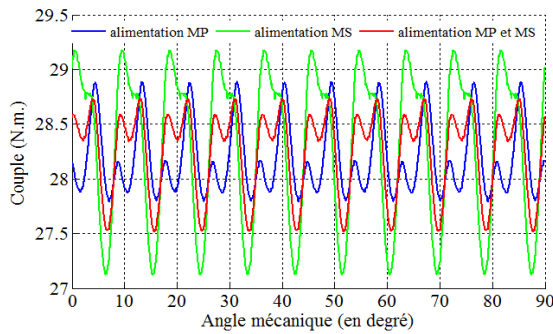


Figure 9 : Estimation numérique du couple électromagnétique pour la machine 20/8/5

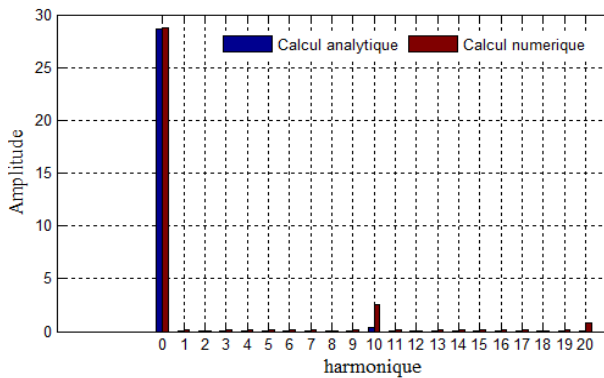


Figure 10 : Contenu harmonique du couple électromagnétique de la machine 20/4/5

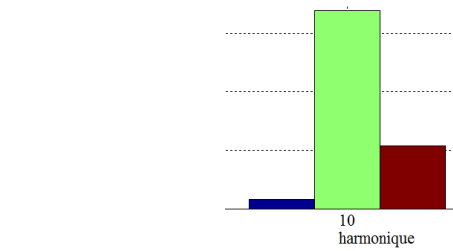
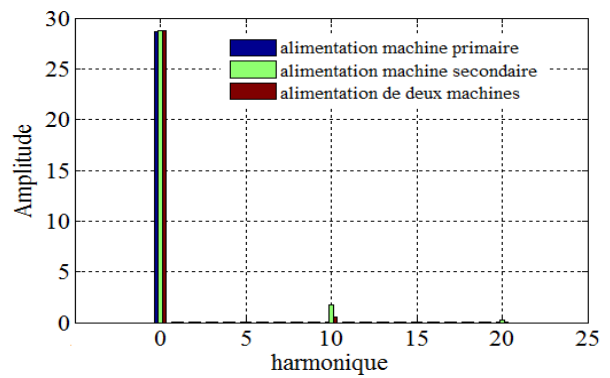


Figure 11 : Contenu harmonique du couple électromagnétique de la machine 20/8/5 (estimation analytique)

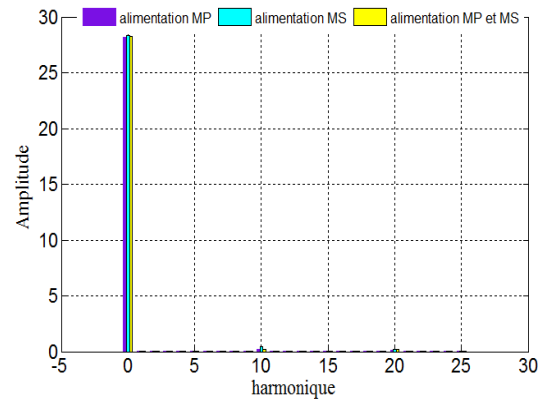


Figure 12 : Contenu harmonique du couple électromagnétique de la machine 20/8/5 (estimation numérique)

Tableau 6 : Ondulations de couple pour les deux machines

	Machine 20/4/5	Machine 20/8/5		
	Alim h1	Alim h1	Alim h3	Alim h1 h3
ANA	±2.4%	±1%	±12%	±3.9%
NUM	±18.7%	±1.88%	±3.6%	±2.1%

Le Tableau 6 résume les ondulations de couple électromagnétique obtenues pour les deux machines, selon les estimations analytique et numériques. L'ondulation de couple est définie comme la différence entre le couple maximal et le couple minimal rapporté au couple moyen (égal dans tous les cas au couple de base de 28.6Nm). Alimentée au 1^{er} harmonique, la machine 20/8/5 présente un couple pulsatoire

d'amplitude inférieur à celui de la machine 20/4/5 (quelque soit la méthode de calcul considérée). Pour la machine 20/8/5, si la commande en harmoniques 1 et 3 est appliquée, l'ondulation de couple est à peine augmentée (selon l'estimation numérique) alors que la densité de courant nécessaire à l'obtention du couple moyen est réduite (cf. tableau 4). Relativement à la machine 20/4/5, cette commande des deux machines fictives pour la machine 20/8/5 améliore la qualité du couple pour le même rapport couple moyen sur courant efficace. En pratique, la qualité du couple produit par la machine 20/8/5 devrait être encore meilleure dans la mesure où elle présente un couple de détente significativement plus faible que celui de la 20/4/5 (cf. partie 4.1). Cette dernière propriété est très importante pour un système de propulsion navale pouvant être amenée à évoluer à basse vitesse.

5. CONCLUSION

Cet article examine les propriétés électromagnétiques d'une machine à cinq phases conçue pour être pilotée en commutation électronique de pôles : pour les deux machines fictives diphasées composant la machine réelle, l'objectif est d'obtenir deux inductances cycliques égales et deux forces électromotrices sinusoïdales comparables. Il est montré que l'association du bobinage fractionnaire concentré choisi avec une couche d'aimants présentant une lacune de largeur particulière au centre du pôle permet d'atteindre ce double objectif. D'après les simulations numériques (réalisées sur un cahier de charges de propulseur naval devant produire 9kW à 3000tr/min), il apparaît que la machine 20/8/5 à bobinage concentré fractionnaire présente un couple de détente plus faible que la machine de référence 20/4/5 à bobinage diamétral. De plus, en alimentant simultanément les machines principales et secondaires, pour une densité de courant donnée, la machine 20/8/5 peut fournir la même valeur moyenne de couple que la machine 20/4/5 mais avec des ondulations réduites et un bobinage plus simple notamment au niveau des têtes de bobines.

6. REFERENCES

[1] E. Levi, « Multiphase electric machines for variable-speed applications », *Industrial electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.5, pp.1893-1909, 2008.

[2] F. Scuiller, E. Semail, J. F. Charpentier, « Multi-criteria-based design approach of multi-phase permanent magnet low-speed synchronous machines ». *IET Electr. Power appl.*, 2009, Vol.3, Iss.2, pp.102-110.

[3] L. Parsa, « On advantage of multi-phase machines », *Proc. IEEE-ICON 2005 annual meeting*, 6-10 November 2005.

[4] F. Scuiller, "Magnet Shape Optimization to Reduce Pulsating Torque for a Five-Phase Permanent-Magnet Low-Speed Machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.50, no.4, pp.1.9, April 2014

[5] E.Semail, X.Kestelyn, «Modélisation multi-machines d'une machine synchrone polyphasée ». Dans *EF'2001(Electrotechnique du Futur)*, Nancy (France), 14-15 novembre2001. (document),I.2

[6] X. Kestelyn, E. Semail, « Modélisation vectorielle et commande de machines polyphasées à pôles lisses alimentées par onduleur de tension » Chapitre 5 de l'ouvrage « Commandes d'actionneurs électriques synchrones et spéciaux », *Traité EGEM, série génie électrique*, éditions Hermes.

[7] X. Kestelyn, E. Semail, « Alimentation polyphasée par onduleur de tension », chapitre 8 du traité « Commande rapprochée de convertisseurs statiques » aux éditions Hermes, *Traité EGEM, Série Génie Electrique*, 33 pages, septembre 2009.

[8] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multimachine pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasées ». Thèse de l'Université de Lille 1, Décembre 2003.

[9] A.M. El-Refaie, « Fractinnal-Slot concentrated windings synchronous permanent magnet machines : opportunities and challenges », *Industrial electronics, IEEE Transactions on*, vol.5, no.1, pp.107-121, Jan .2010

[10] F. Scuiller, E. Semail, J. F. Charpentier, « General modeling of the windings for multi-phase ac machines ». *The European Physical Journal, Applied Physics* 50, 31102 , 2010.

[11] L. Alberti, N. Bianchi , «Theory and Design of Fractionnal slot multilayer windings», *IEEE Trans on Industrial applications*, Vol.49, NO.2, March/april 2013.

[12] A. Foggia, *Techniques de l'ingénieur D3440*, 1 (1999)

[13] Z.Q.Zhu, D.Howe, « Influence of design parametrs on cogging torque in permanent magnet machines ». *IEEE Transcations on Energy Conversion*, 15(4): 407-412, December 2000.C.1, C.4

[14] R.Lateb, N.Takorabet, F. Meibody-Tabar, «Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface mouted permanent – magnet motors ». *IEEE Trans.on magnetics*.Vol.42, NO.3, March 2006