

**Outils de caractérisation des
topologies de Machines
Synchrones à Aimants Per
manents (MSAP) polyphasées
à pôles lisses en modes sain
et dégradés**

INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de traiter l'impact des caractéristiques internes des MSAP polyphasées à bobinages concentrés autour des dents sur les performances de ces machines lorsqu'elles suivent les stratégies de commande définies dans le chapitre précédent. Il est alors nécessaire de faire le lien entre les paramètres de la machine (paramètres dimensionnels, topologie de bobinage) et les caractéristiques couple-vitesse que l'on peut obtenir en mode sain et dégradé pour un ensemble convertisseur/machine donné. Ce chapitre va donc exposer un certain nombre d'outils de modélisation rapides qui permettent de calculer les performances d'une machine selon les stratégies de commande définies précédemment. Ces méthodes reposent sur des calculs analytiques qui offrent la possibilité de mettre en œuvre de manière rapide des méthodes de dimensionnement systématique des paramètres de la machine comme les méthodes basées sur l'optimisation [81]. Ces outils pourront être dans un second temps utilisés pour déterminer des jeux de paramètres qui permettront de répondre à des cahiers de charges de systèmes tolérants aux défauts opérant sur une grande plage de vitesse comme les systèmes hydroliens. Une première partie de ce chapitre est donc consacrée aux techniques de bobinage. Une autre partie présentera les modèles qui permettent à partir des paramètres des MSAP de déterminer le comportement en vitesse variable des machines en mode sain et en modes dégradés. Enfin lors d'une dernière partie nous présenterons des outils pour estimer d'autres critères de performance qui peuvent être des contraintes de dimensionnement comme les pertes dans les aimants ou les forces radiales.

I-Bobinage des Machines Synchrones à Aimants Permanents polyphasées

Le principe d'une MSAP est basé sur l'interaction entre le champ magnétique créé par le stator, via l'alimentation en courant des enroulements, et celui créé par le rotor, à travers les aimants permanents. Pour de telles machines où le bobinage est uniquement du côté du stator, la fonction de ce bobinage est de créer un champ magnétique tournant quand une alimentation contrôlée en courant est appliquée aux différentes phases au stator. Pour cela, les conducteurs doivent être logés dans les encoches de manière à ce que les enroulements des phases produisent des flux magnétiques, régulièrement déphasés d'un angle électrique égal à $(2\pi/m)$.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces bobinages. Afin de réaliser un bobinage adapté et équilibré, il convient que des règles de symétrie soient respectées. Dans ce cas le remplissage des encoches conduit à un système m-phasé dont les phases sont régulièrement décalées d'un angle de $(2\pi/m)$ électrique. Le mode de connexion des conducteurs d'une même phase détermine alors le type de bobinage.

Les catégories de bobinage peuvent être classifiées selon leurs structures et la disposition des conducteurs dans les encoches, comme l'illustre la Figure 54 tirée de [40] et [82].

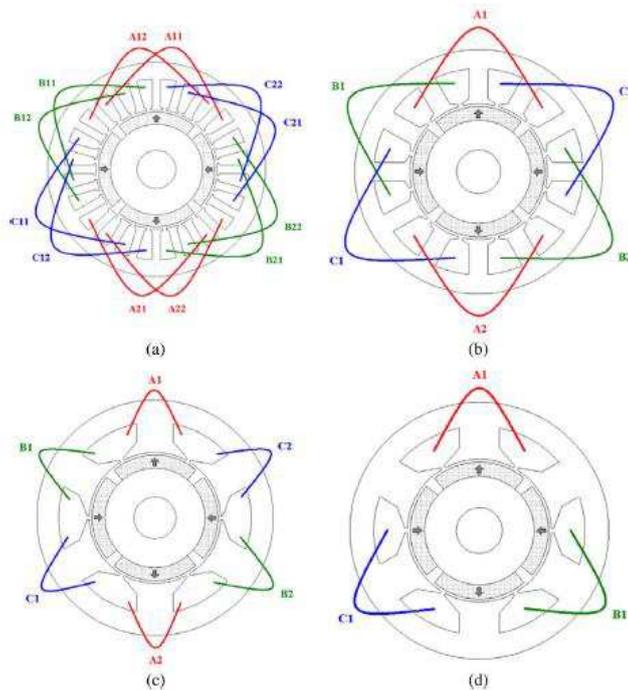


Figure 54: Classification de bobinages suivant leur disposition [40, 82].

(a): bobinage croisé distribué ; (b): bobinage croisé concentré ; (c): bobinage concentré autour des dents double couches ; (d): bobinage concentré autour des dents simple couche.

Avec les bobinages croisés (à pas entiers), il est plus aisé d'allonger le pas de bobine au pas polaire. Mais étant donné que les bobines sont logées dans des encoches non adjacentes, la longueur des têtes de bobines devient alors importante. Contrairement au bobinage concentré autour des dents où les encoches d'une même bobine sont adjacentes.

I-1-Bobinage à pas entier

I-1-1-Généralités

Le bobinage à pas entier consiste à distribuer les conducteurs d'une même phase dans les encoches du stator de telle sorte que la force magnéto motrice (FMM) créée par une phase lorsqu'elle est alimentée par un courant alternatif (sinusoïdale avec éventuellement des harmoniques dans le cas polyphasée), soit d'une onde tournante avec le moins d'harmoniques non désirables possible (celles qui ne contribuent pas à la production de couple électromagnétique). Il est à noter que la périodicité de ce type de bobinage correspond à une paire de pôles et que le nombre d'encoche par pôle et par phase défini par l'équation (3.1) doit être entier. Ainsi, plus les bobines sont distribuées (qui impose une valeur de q élevée), plus les harmoniques parasites de la FMM sont éliminées.

$$q = \frac{Q_s}{2pm} \quad (3.1)$$

Q_s étant le nombre total d'encoches, p le nombre de paires de pôles et m le nombre de phases.

I-1-2-Exemples pour 1 encoche/pôle/phase

Pour construire un tel bobinage à 1 encoche/pôle/phase il faut d'abord définir le nombre de phases souhaité, analyser le système souhaité en sortie (par exemple une structure à 5 phases régulièrement réparties ou à 2X3 phases), puis disposer les conducteurs de phases en accord avec ce système. Dans notre cas, où les structures prises en compte sont celles à 5 phases régulièrement réparties (déphasage de $2\pi/5$ électrique entre les FEM), celles à 2X3 phases en phase (pour chaque étoile, les FEM des phases sont décalées de $2\pi/3$ électrique et les deux étoiles sont en phases) et celles à 2X3 phases décalées (pour chaque étoile, les FEM des phases sont décalées de $2\pi/3$ électrique et les deux étoiles sont décalées de $\pi/6$).

La construction d'un système à 2X3 phases en phase se construit de la même manière qu'un système triphasé classique, avec le motif représenté par la Figure 55. Mais pour faire la distinction entre les deux étoiles, il faut répartir arbitrairement les conducteurs qui vont représenter chaque étoile. Pour construire un système à 5 phases, le motif à suivre est celui représenté par la Figure 56. La construction d'un système 2X3 phases peut se faire soit en considérant le motif de base de la Figure 57, soit en prenant en compte un système à 12 phases, puis les phases qui se situent sur le même axe (en opposition de phase) sont regroupés en inversant le sens de bobinage de l'une, de manière à former un système double triphasé décalé de 30° électrique.

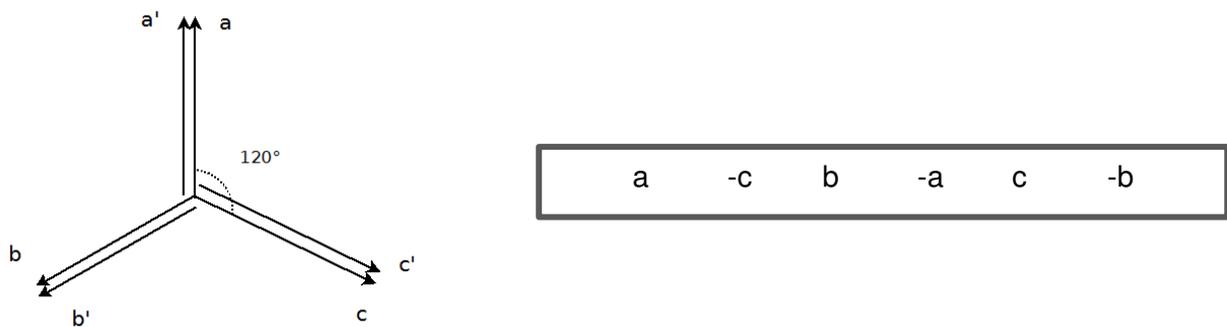


Figure 55: Représentation d'un système 2X3 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

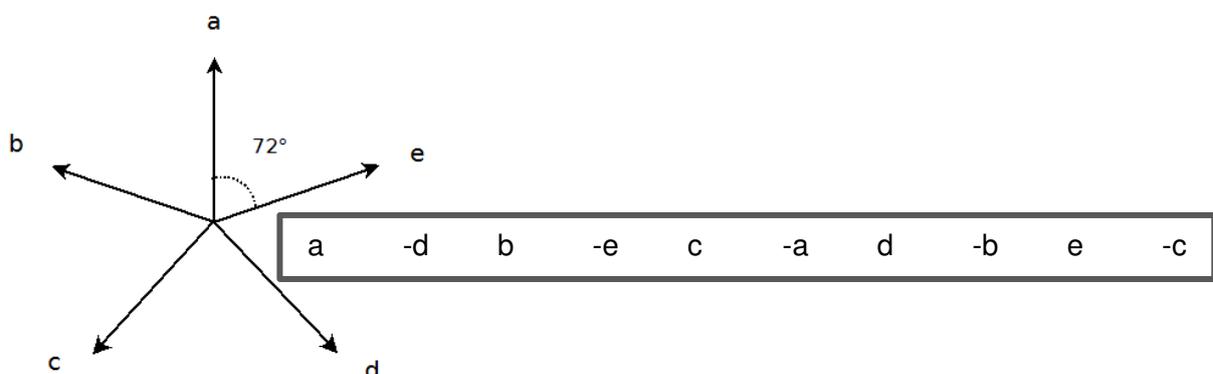


Figure 56: Représentation d'un système 5 phases et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

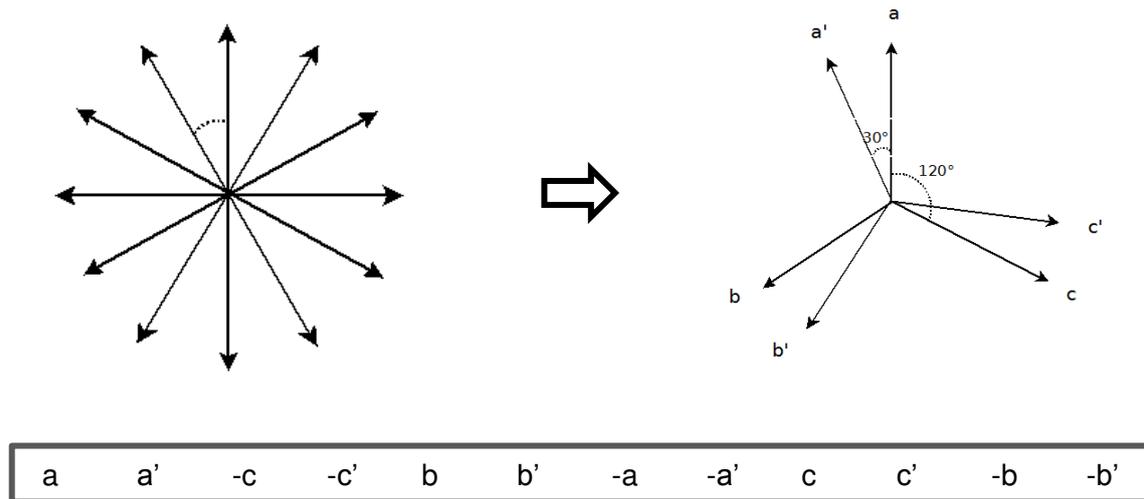


Figure 57: Représentation d'un système 2X3 phases décalées de 30°, et motif de base correspondant pour un bobinage à 1 encoche/pôle/phase.

Un bobinage à pas entier est très avantageux en termes de filtrage des harmoniques de FMM (surtout s'il repose sur un nombre élevé d'encoche/pôle/phase), cependant il présente des inconvénients : la longueur des têtes de bobines est importante et les conducteurs de plusieurs phases s'entrecroisent ce qui peut favoriser la propagation d'un défaut d'une phase à l'autre (en cas de sur échauffement d'une phase par exemple). Dans la mesure où une tolérance aux défauts et la compacité est visée dans cette étude, l'option d'un bobinage à pas entier n'est pas considérée et l'étude est donc axée sur les bobinages concentrés autour des dents à pas fractionnaires.

I-2-Bobinage à pas fractionnaire

I-2-1-Généralités et caractéristiques

Pour un tel bobinage, le nombre d'encoche par pôle et par phase est fractionnaire, et est représenté par l'équation (3.2).

$$q = \frac{Q_s}{2pm} = \frac{z}{n} \quad (3.2)$$

z et n étant les plus petits entiers possibles.

Pour un bobinage entier, la périodicité du bobinage est égale à une paire de pôle (qui est alors la période du fondamental de la FMM dans l'entrefer), alors que dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire, la période du bobinage statorique couvre un certain nombre de pôles. Contrairement au bobinage entier où il est requis une bonne distribution (q élevée) qui impose un nombre élevé d'encoche, il y a moins de contrainte à ce niveau pour un bobinage à pas fractionnaire. Pour un nombre fixe d'encoches, il y a alors plus de possibilité de produire un bobinage fractionnaire équilibré qu'un bobinage à pas entier [82, 83].

Dans cette étude, on s'intéresse à un cas particulier de bobinage à pas fractionnaire, à savoir le bobinage concentré autour des dents. Ce type de bobinage présente des avantages en termes de compacité car la longueur de têtes de bobines est réduite comme le montre les exemples de la Figure 58. Les bobinages concentrés fractionnaires sont également caractérisés par des niveaux de couple de détente faibles. Les aspects liés à la tolérance aux défauts, et aux capacités de défluxage peuvent également être améliorées par ce type de bobinage [40]. Ces bobinages concentrés présentent également des avantages de mise en œuvre car ils sont plus faciles à fabriquer et permettent de mieux remplir les encoches.

Il est possible de construire des bobinages concentrés à simple couche ou à double couche. Cependant le bobinage concentré double couche est souvent privilégié dans la littérature dans la mesure où il conduit souvent à un contenu harmonique de FMM plus pauvre que celui à simple couche (en particulier pour les machines triphasées).

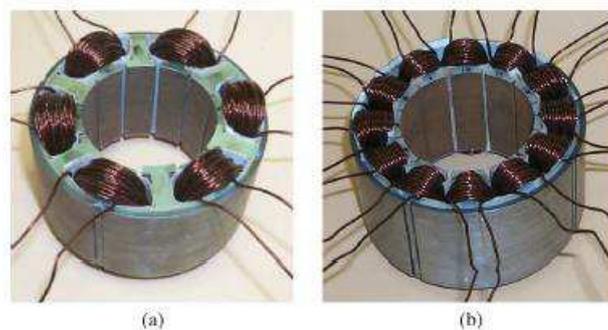


Figure 58: (a) Bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, simple couche; (b) bobinage d'une machine à 12 encoches, 10 pôles, double couches [40, 82].

Dans notre cas, la construction d'un tel bobinage se fait en tenant compte des motifs de base représentés par les Figure 55, Figure 56 et Figure 57, en suivant une méthodologie proche de celle décrite dans [84] pour les structures triphasées. En effet, cette méthode consiste à trouver la « meilleure » structure de bobinage concentré autour des dents, en termes de valeur de coefficient de bobinage du fondamental de la FEM, connaissant le nombre d'encoches et le nombre de pôles. La combinaison encoche/pôle doit également satisfaire un certain nombre de règles de symétrie et de faisabilité.

I-2-2-Règles de symétrie et faisabilité

La construction d'un bobinage concentré autour des dents nécessite de satisfaire des règles de symétrie et de faisabilité comme expliqué dans [82] et [83]. En effet, il faut que la combinaison encoche/pôle soit choisie de manière à satisfaire toutes ces contraintes.

- La première condition de symétrie d'un tel bobinage impose que chaque phase occupe un nombre entier d'encoches. Ce qui se traduit par le fait que $(Q_s/2m) \in \mathbb{N}$ pour un bobinage simple couche et que $(Q_s/m) \in \mathbb{N}$ pour un bobinage double couche.
- Pour définir la deuxième condition de symétrie, il faut introduire la notion de nombre de périodes de bobinage sur le tour de la machine qui s'exprime par $t = PGCD(Q_s, p)$. Il est alors possible de déterminer le nombre d'encoche qui

correspond à une période spatiale du bobinage [82] $Q'_s = (Q_s/t)$. On peut alors construire le diagramme vectoriel en tension pour le fondamental appelé « star of slots » dans la littérature anglo-saxonne [82, 83, 85-90]. Pour la construction de ce dernier il faut définir l'angle de déphasage électrique entre deux encoches par l'équation (3.3).

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{Q_s} \times p \quad (3.3)$$

Ensuite, le vecteur associé à la première encoche est placé arbitrairement puis on incrémente de α_u pour placer le vecteur associé à l'encoche suivante, et ainsi de suite. S'il arrive que les vecteurs de deux encoches différentes se trouvent à la même position, on les superpose. Le nombre de couches obtenus correspond alors à la valeur t . La Figure 59 tirée de [82] nous sert d'exemple.

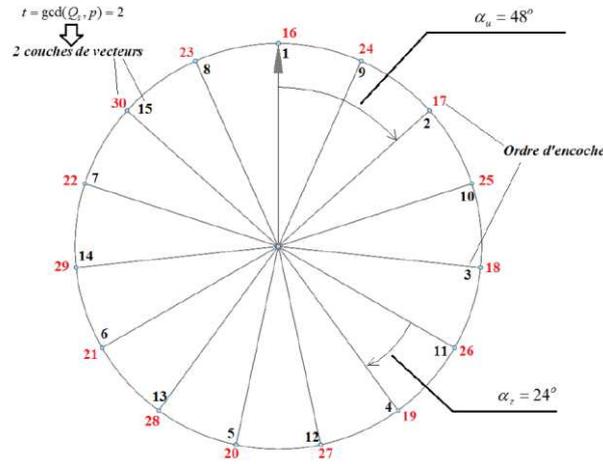


Figure 59: Diagramme vectoriel en tension pour un bobinage 3-phases à pas fractionnaire à 30 encoches et 8 pôles [82].

Ce diagramme vectoriel en tension fait apparaître l'angle $\alpha_z = (2\pi/Q'_s) = (2\pi/Q_s) \times t$ qui correspond à l'angle entre deux vecteurs adjacents sur le diagramme, la condition de symétrie consiste à dire que les phases sont spatialement consécutives. Mathématiquement, cela revient à dire que le déphasage électrique entre deux phases, qui est un multiple de $(2\pi/m)$ modulo 2π , doit être un multiple entier de l'angle α_z . Ainsi, $2\pi/m$ doit être un multiple de l'angle α_z .

$$\frac{\alpha_{ph}}{\alpha_z} = \frac{Q_s}{m \times t} \in \mathbb{N} \quad (3.4)$$

La construction d'un bobinage concentré à pas fractionnaire repose sur le choix de la combinaison d'encoches/pôles, qui prend en compte ces règles de symétrie et de faisabilité. Mais ce choix est basé également sur des performances électromagnétiques de la machine.

I-2-3-Construction d'un bobinage concentré autour des dents

Nous avons opté pour la construction de bobinages concentrés autour des dents qui correspondent à des coefficients de bobinage du fondamental de la force électro motrice proches de 1, afin de rentabiliser au mieux la masse d'aimants en alimentation sinusoïdale. Dans ce cas il est possible d'utiliser la règle décrite dans [84] et [91] qui permet de déterminer un bobinage donnant un coefficient de bobinage d'harmonique 1 élevé pour une combinaison encoche/pôle fixée.

Ainsi, pour une combinaison encoche/pôle, après vérification de la faisabilité du bobinage pour un nombre de phases connus, une exploration est faite sur le bobinage concentré double couche qui convient. Si l'on veut construire un bobinage concentré simple couche, on le détermine à partir du bobinage concentré à double couche correspondant. Ainsi, les étapes suivantes sont à suivre [83, 84] :

- Calcul du nombre d'encoches par pôle et par phase grâce à l'équation (3.2), on fait correspondre la fraction qui vaut $q = \frac{z}{n}$, à $z \times "1"$ et $(n - z) \times "0"$
- Distribution des " n " chiffres composés de "0" et de "1" en veillant à bien répartir les "1" parmi les "0"
- Détermination du schéma de bobinage à partir des motifs de base définis aux Figure 55, Figure 56 et Figure 57. En effet, cela consiste à répéter " Q_s/z " fois les " n " chiffres obtenus précédemment et les placer au-dessus du motif de base. Ensuite les "1" représentent les encoches et la phase obtenues en dessous de chacun de ces "1" occupera l'encoche correspondant. Ce qui permettra d'obtenir la distribution des phases dans la 1^{ère} couche.
- La deuxième couche est obtenue en inversant la 1^{ère} (les conducteurs allers deviennent des conducteurs retours et vice versa) et en la décalant d'une encoche.

A titre d'exemple, nous allons étudier le cas d'une machine 5-phases à 15 encoches et 12 pôles sur laquelle on cherche à appliquer un bobinage concentré double couche. On a :

- $q = \frac{1}{4} \rightarrow \begin{matrix} 1 \times "1" \\ 3 \times "0" \end{matrix}$ ce qui correspond à la répartition de la Figure 60.

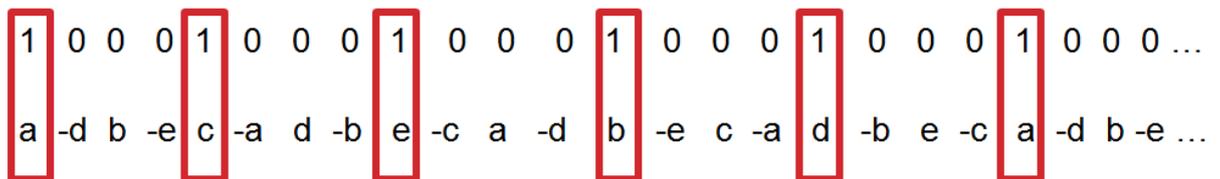


Figure 60: Répartition des conducteurs logés dans les encoches selon le motif de base d'un bobinage à 5 phases à 15 encoches et 12 pôles

- Le bobinage obtenu sur une période de Q_s encoches est représenté par la Figure 61.

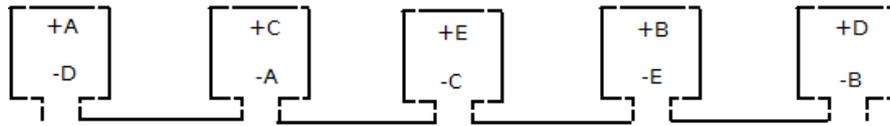


Figure 61: Bobinage à 5 phases d'une machine à 15 encoches et 12 pôles.

Dans le cas d'un bobinage concentré autour des dents simple couche, une fois que les conditions de symétrie relatives (section I-2-2) à ce type de bobinage sont étudiées, il est construit à partir du bobinage double couche, comme expliqué dans [88] et illustré par la Figure 62 pour une structure triphasée. Le principe est de conserver le décalage spatial entre les phases et de supprimer une couche du bobinage.

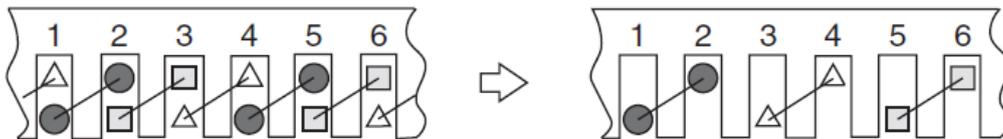


Figure 62: Cas faisables ou non de passage du bobinage concentré double couches au bobinage concentré simple couche, tirée de [88].

Une fois que le schéma de bobinage est connu, il est alors possible de déterminer des caractéristiques électriques de la machine qui permettraient de la qualifier et la comparer à d'autres structures.

II-Outil de caractérisation des bobinages

La caractérisation des bobinages permet de faire le choix de la « meilleure » structure de MSAP pour un cahier des charges donné. Les premiers critères pris en compte pour les caractériser sont les valeurs des coefficients de bobinage et les formes d'ondes des FMM et leurs contenus spectraux.

II-1-Calcul des coefficients de bobinage

Le bobinage du stator d'une MSAP peut être considéré comme un filtre du flux magnétique créé par les aimants permanents du rotor. Pour une MSAP où le nombre de phases et la topologie du convertisseur sont connus, les harmoniques de FEM qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique non nul sont clairement identifiés. Il est alors possible de définir une stratégie d'alimentation qui consiste à alimenter la machine par un courant contenant uniquement un certain nombre de ces harmoniques identifiés. Dans ce cas le bobinage idéal serait celui qui filtre tous les harmoniques autres que ceux désirés. Il est à noter que la majeure partie du couple électromagnétique étant, sauf cas très particuliers, produite par l'interaction du fondamental de la FEM avec le fondamental du courant, on cherchera en général à obtenir en priorité un coefficient de bobinage fondamental proche de 1.

Pour les structures triphasées de type double étoile, seul le fondamental est susceptible de produire un couple électromagnétique, dans un fonctionnement classique avec les deux étoiles qui fonctionnent de manière indépendante.

Pour une machine 5-phases, comme mentionné dans le chapitre 2, les harmoniques les plus importants sont le fondamental et éventuellement l'harmonique de rang 3 selon la stratégie de commande en mode dégradé envisagé.

Dans le cas d'un bobinage régulier, le facteur de bobinage est calculé en faisant le produit du facteur de distribution, du facteur de raccourcissement (dans le cas d'un bobinage double couche avec un pas de raccourcissement), du facteur de filtrage des encoches et du facteur d'inclinaison des encoches (si tel est le cas). Néanmoins, dans le cas d'un bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire, il n'est plus possible d'appliquer cette méthode. C'est pourquoi pour un tel bobinage, le diagramme vectoriel en tension est utilisé pour déterminer le facteur de bobinage [82-85, 88].

Le tracé de ce diagramme se fait en suivant les règles expliquées dans la section 1-2-2. Chaque encoche est alors associée à un vecteur, le calcul consiste à identifier les encoches occupées par une phase (la phase « a » par exemple), puis calculer le coefficient de bobinage de chaque harmonique [82] grâce à la relation exprimée par l'équation (3.5).

$$(\xi_w)_\nu = \frac{1}{Z} \sum_{\rho=1}^Z \cos(\alpha_\rho) \quad (3.5)$$

ν étant le rang de bobinage, ρ le numéro du vecteur qui représente l'encoche et α_ρ l'angle entre l'axe de symétrie des Z vecteurs qui représentent la même phase et le vecteur numéroté ρ .

Il est à noter que pour un bobinage double couche, si une encoche contient deux conducteurs de la même phase, cette dernière est comptée deux fois.

Une autre méthode équivalente de calcul consiste à considérer les vecteurs dans le plan complexe comme appliquée dans [84] pour un bobinage à 3-phases, mais cette méthode peut être adaptée quel que soit le nombre de phases.

Si on prend en guise d'exemple la structure à 5-phases à 15 encoches et 14 pôles, dont le schéma de bobinage et le diagramme vectoriel en tension sont représentés par la Figure 63 tiré de [82], le calcul des coefficients de bobinage de la composante fondamentale et de l'harmonique 3 donnent :

$$(\xi_w)_1 = \frac{1}{6} \times [\cos(\alpha_1) + 2\cos(\alpha_2) + 2\cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_1)] = 0,98 \quad (3.6)$$

$$(\xi_w)_3 = \frac{1}{3} \times [\cos(\alpha'_1) + 2\cos(\alpha'_2)] = \frac{1}{3} \times [\cos(3 \times \alpha_1) + 2\cos(3 \times \alpha_2)] = 0,83 \quad (3.7)$$

Le calcul des coefficients de bobinage dans le plan complexe revient quant à lui à calculer la norme de la résultante de la somme vectorielle des vecteurs affectés par les encoches qu'occupe la même phase (phase A par exemple). Ce qui conduirait aux équations (3.8) et (3.9) pour les calculs du fondamental et de l'harmonique 3.

$$(\xi_w)_1 = \left| e^{j0} + 2e^{j\alpha_z} - 2e^{j8\alpha_z} - e^{j9\alpha_z} \right| = 0,98 \quad (3.8)$$

$$(\xi_w)_3 = \left| e^{j0} + 2e^{j3\alpha_z} - 2e^{j24\alpha_z} - e^{j27\alpha_z} \right| = \left| e^{j0} + 2e^{j3\alpha_z} - 2e^{j9\alpha_z} - e^{j12\alpha_z} \right| = 0,83 \quad (3.9)$$

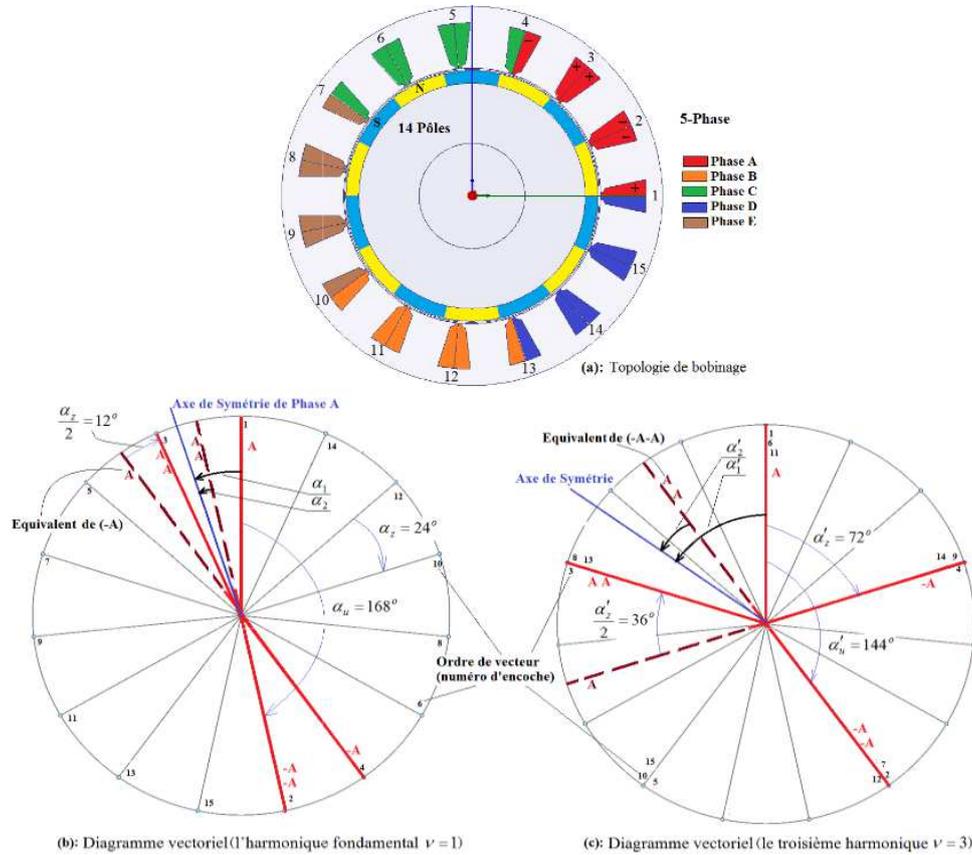


Figure 63: Topologie de bobinage d'une machine à 15 encoches et 14 pôles et diagramme vectoriel en tension du fondamental et de l'harmonique 3, figure tirée de [82].

Ce calcul peut être généralisé pour toutes les harmoniques (rang d'harmonique h) en considérant le diagramme vectoriel correspondant à un nombre de paires de pôles relatif à l'harmonique de valeur $(h \times p)$. Dans ce cas, le déphasage entre deux vecteurs qui représentent deux encoches consécutives est multiplié par le rang de l'harmonique.

II-2-Calcul analytique des FEMs

Le calcul analytique des forces électro motrices est rendu possible grâce au calcul des coefficients de bobinage de chaque harmonique. Les coefficients de bobinage, sont calculés par la méthode décrite dans la section II-1 et dans [84] et [92].

Les FEM sont déterminés à partir du calcul de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants. L'expression de cette composante (équation(3.10)) est déterminée par résolution des équations de Maxwell en magnétostatique 2D par séparation de variables, en utilisant la méthode décrite dans [93]. Cette méthode suppose que l'on se ramène à une machine équivalente sans encoches ou les conducteurs sont ramenés à la surface du stator au niveau des ouvertures d'encoches. On a alors :

$$B_r(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} R_m^{-(np-1)} \left\{ \frac{(np-1)R_m^{2np} + 2R_r^{np+1}R_m^{np-1} - (np+1)R_r^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r}[R_s^{2np} - R_r^{2np}] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r}[R_m^{2np} - R_s^{2np}(R_r/R_m)^{2np}]} \right\} \left[r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)} \right] \cos(np\theta) \quad (3.10)$$

Avec:

$$M_n = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \beta \frac{\sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right)}{\frac{n\pi\beta}{2}} \quad (3.11)$$

p : nombre de paires de pôles

R_s : rayon d'alésage

R_m : rayon externe des aimants

R_r : rayon du rotor

μ_r : perméabilité relative des aimants

μ_0 : perméabilité de l'air

B_m : induction rémanente des aimants

β : rapport ouverture d'aimant sur ouverture de pôle

La FEM est alors obtenue de la manière suivante :

$$e(t) = - \sum_n (\xi_w)_n \frac{d\phi_n(t)}{dt} \quad (3.12)$$

$\phi_n(t)$ étant l'harmonique de rang n du flux instantané capté par un bobinage théorique d'ouverture polaire. Elle est obtenue par intégration de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer (équation (3.13)).

$$\phi_n = L_u R_s \int_0^{\frac{\pi}{p}} (B_r(R_s, \theta))_n d\theta \quad (3.13)$$

A des fins de validation une machine à 150 encoches et 140 pôles a été prise comme exemple et a été également simulée par une méthode des EF 2D. Les résultats de simulation numérique correspondant sont donnés à la Figure 64 et les données caractéristiques de la machine sont répertoriées dans la Table 6.

Table 6: Caractéristiques électromécaniques de la MSAP à 150 encoches et 140 pôles servant d'exemple de validation.

Nombre d'encoches	150
Nombre de pôles	140
Hauteur des aimants	6.6 mm
Rapport arc polaire sur pas polaire	2/3
Diamètre d'alésage	2826 mm
Longueur utile	807 mm
Pourcentage de fermeture des encoches	10 %
Profondeur des encoches	67,2 mm
Rapport dent / encoche	0.5
Epaisseur de l'entrefer	5 mm
Epaisseur de culasse (rotor et stator)	10 mm

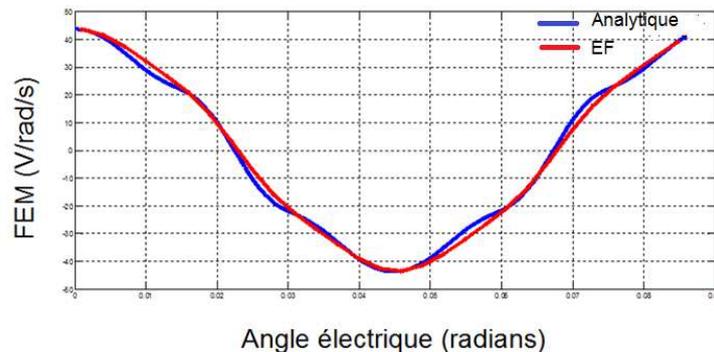


Figure 64: Calcul de la FEM à 1 rad/s par EF et de manière analytique pour la machine à 150 encoches et 140 pôles

II-3-Calcul du couple

Etant donné que les MSAP étudiées sont à pôles lisses, le couple de la machine est considéré comme la somme du couple électromagnétique et du couple de détente (couple de saillance négligeable pour une machine à pôles lisses).

$$C = C_{em} + C_d \quad (3.14)$$

Le couple électromagnétique est lié à l'interaction entre le champ magnétique créé par les aimants du rotor et celui créé par le bobinage du stator. Il s'exprime par la relation (3.15) dans la base naturelle.

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^m e_i i_i \quad (3.15)$$

Le terme i_i dépendra du type d'alimentation (convertisseur) du nombre de phases (par exemple pour une MSAP à 5 phases selon que l'on cherche à exploiter ou pas, l'harmonique de rang 3).

Le couple de détente lui est calculé à vide, puisqu'il résulte de l'interaction entre les aimants permanents et les encoches du stator [51, 94-98]. Il est susceptible d'engendrer des

vibrations et des bruits qui peuvent être gênants. Il est lié à la tendance des pôles du rotor à s'aligner dans des positions stables en face des dents du stator [99]. Il peut être calculé par exemple de deux manières à partir de la connaissance du champ magnétique dans la machine :

- Intégration du tenseur de Maxwell [99]
- Dérivée de la coénergie magnétique dans l'entrefer par rapport à la position du rotor [100-102]. C'est cette dernière méthode que nous allons utiliser.

Les paramètres qui influencent le niveau de couple de détente sont répertoriés dans [97]. Ces paramètres sont :

- La disposition et de l'ouverture des aimants
- L'inclinaison et de l'ouverture des encoches
- La combinaison encoche/pôle choisie, puisque la période du couple de détente dépend du plus petit commun multiple de ces deux grandeurs [101, 102]. On a alors :

$$C_d(\alpha) = -\frac{\partial W(\alpha)_{\text{entrefer}}}{\partial \alpha} \quad (3.16)$$

Avec : W la coénergie dans l'entrefer

$$W(\alpha)_{\text{entrefer}} = \frac{1}{2\mu_0} \int \lambda^2(\theta) F_m^2(\theta, \alpha) dV \quad (3.17)$$

λ étant la fonction de perméance (sa méthode de détermination est expliquée en annexe 2), F_m la force magnétomotrice créée par les aimants dans l'entrefer et α l'angle de rotation du rotor.

$$\lambda(\theta) = \frac{\mu_0}{e} \tilde{\lambda}(\theta) \quad (3.18)$$

$$F_m(\theta, \alpha) = \frac{\mu_0}{e} B_r(\theta, \alpha) \quad (3.19)$$

Après développement, le couple de détente s'exprime par l'équation (3.20) [101, 102].

$$C_d(\alpha) = \frac{L_u \pi}{4\mu_0} (R_s^2 - R_m^2) \sum_{n=0}^{\infty} n N_L \tilde{\lambda}_{anN_L} B_{anN_L} \sin(n N_L \alpha) \quad (3.20)$$

R_s : Rayon d'alésage

$\tilde{\lambda}_{anN_L}, B_{anN_L}$: Coefficients de Fourier des termes en cosinus de la perméance relative et de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer

N_L : Plus petit commun multiple entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles

Appliqué à une MSAP, cette formule analytique permet d'estimer la valeur du couple de détente et de choisir les valeurs des paramètres qui influent sur la qualité de couple.

II-4-calcul d'inductances d'une MSAP à bobinage concentré autour des dents

Pour pouvoir déterminer les caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés des structures étudiées comme expliqué dans le chapitre précédent, il est nécessaire de déterminer les formes d'ondes des FEM comme indiqué au paragraphe II.2 ainsi que les valeurs des inductances propres et des mutuelles inductances. Pour être en

mesure d'étudier assez rapidement plusieurs configurations, ces calculs d'inductances sont également faits de manière analytique puis sont validés par éléments finis. Ces validations données en annexe 3 montrent que les deux calculs suscitent des erreurs inférieures à 10%.

Pour les machines à aimants permanents, la combinaison encoche/pôle a un fort impact sur la caractéristique couple vitesse. Ceci est dû au fait que les harmoniques des FEM et les valeurs des inductances dépendent de cette combinaison [103]. La connaissance des valeurs d'inductances est alors nécessaire afin de pouvoir comparer plusieurs structures de bobinages concentrés autour des dents. Ces valeurs permettent également d'évaluer directement les valeurs des inductances cycliques et donc des constantes de temps électriques dans les bases d_1q_1 et d_3q_3 ou les courants doivent être contrôlés (comme expliqué au chapitre II). Ces constantes de temps doivent être compatibles avec la fréquence électrique du convertisseur afin de pouvoir régler les régulateurs et contrôler de manière efficace les courants dans les deux bases.

Le calcul analytique des inductances propres est fait de la manière suivante :

$$L = L_m + L_\delta + L_s + L_{ew} + L_{tt} \quad (3.21)$$

Avec:

L : inductance propre d'une phase

L_m : inductance magnétisante

L_δ : inductance de fuite d'entrefer

L_s : inductance de fuite d'encoche

L_{ew} : inductance de fuite des têtes de bobines

L_{tt} : inductance de fuite des becs

Les inductances de fuites sont calculées par la méthode présentée dans [83] :

$$L_m = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_{a1}^2(\theta) d\theta \quad (3.22)$$

$$L_\delta = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int (F_a^2(\theta) - F_{a1}^2(\theta)) d\theta \quad (3.23)$$

$$L_s = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_u \quad (3.24)$$

$$L_{tt} = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{tt} \quad (3.25)$$

F_a est la fonction de bobinage de la phase "a" et F_{a1} le fondamental de F_a . N_{slot} est le nombre d'encoches par phase, Z_q est le nombre de conducteurs par encoche et par phase, L_u est la longueur active de la machine. e est la valeur de l'entrefer mécanique, h_m la hauteur d'aimants et $\delta = e + h_m$ est l'entrefer magnétique.

λ_u est le facteur de fuite d'encoche et λ_{tt} est le facteur de fuite des becs. Son calcul est détaillé en annexe 4.

La mutuelle inductance entre deux phases différentes i et j est calculée comme suit :

$M_{ij} = M_{ijm} + M_{s-ij}$ avec :

$$M_{ijm} = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_i(\theta) F_j(\theta) d\theta \quad (3.26)$$

et:

$$M_{s-ij} = -N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{MS-ij} \quad (3.27)$$

λ_{MS-ij} étant le facteur de perméance calculé à partir de [104] adapté à des structures polyphasées à bobinages concentrés autour des dents selon le nombre de phases (voir annexe 5). F_i, F_j sont respectivement les fonctions de bobinage de la phase i et de la phase j .

Le terme M_{ijm} représente la mutuelle inductance obtenu uniquement par l'effet de couplage dans l'entrefer. Le terme M_{s-ij} représente la mutuelle inductance due à l'effet de couplage de phases logées dans une même encoche. C'est pourquoi ce terme est utilisé seulement pour les bobinages double couche et des phases partageant les mêmes encoches [104].

Les calculs des inductances propres et des mutuelles inductances permettent d'obtenir les valeurs des inductances cycliques dans les bases (d_1q_1) et éventuellement (d_3q_3) si la structure est à 5 phases, en utilisant les transformations de Park et Concordia comme expliqué au chapitre II.

Ainsi pour une MSAP à pôles lisses, on a : $[L]_{odq} = [T_{mm}] [L_s^m] [T_{mm}]^t$ qui représentent les inductances dans les bases fictives, selon le nombre de phases de la machine.

L'utilisation de ce modèle analytique et la connaissance des FEM permettent ainsi d'obtenir très rapidement les modèles électriques de MSAP à 5 phases à bobinage concentré autour des dents et donc de déterminer les caractéristiques couple-vitesse associées selon les méthodes détaillées au chapitre II.

III-Etudes de cas [105, 106]

Nous avons voulu évaluer l'impact de la topologie des bobinages concentrés sur le comportement en vitesse variable des MSAP pour des machines lentes de forte puissance. Pour cela, cette étude est faite sur plusieurs structures de MSAP à 5 phases en vue de faire une comparaison entre elles, puis sur un exemple de structure à 2X3 phases.

III-1- Comparaison de structures de bobinage de machines 5 phases pour un fonctionnement à vitesse variable en mode sain et dégradé

Les machines étudiées correspondent aux mêmes caractéristiques, relatives à un cahier des charges d'une hydrolienne de grande puissance associée à un multiplicateur de rapport

inférieur à 10. Ce cahier des charges est également très proche de celui d'un moteur de propulsion d'un navire hybride à architecture de propulsion parallèle permettant un renforcement de la puissance propulsive conventionnelle de la machine thermique par une machine électrique à puissance constante au de-là de la vitesse de base (mode « boost »). Ces applications nécessitent de fonctionner à puissance constante sur une plage de vitesse assez large au-delà de la vitesse de base et d'envisager des fonctionnements en mode dégradés. Les machines étudiées ont toutes un nombre de pôles autour de 60, une puissance nominale de $1,05 MW$ et l'entraînement est caractérisé par une vitesse de base de 105 tr/mn. Ces données correspondent à une machine de référence notée « S0 ». Cette machine de référence à 5 phases a un bobinage distribué à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase. Les paramètres électromécaniques communs pour les machines étudiées sont rapportés sur la Table 7.

Pour ces spécifications communes, une comparaison est faite entre différentes structures de MSAP à 5 phases à bobinage concentré autour des dents. Pour chacune des structures, le calcul des inductances et de la FEM permet d'évaluer leurs caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés (une et deux phases adjacentes en défaut) selon la méthode décrite dans le chapitre II.

Les structures à 5 phases étudiées sont les suivantes :

- S1 : structure à 60 encoches et 58 pôles à bobinage concentré double couche (structure 1 notée S1).
- S2 : structure à 60 encoches et 54 pôles à bobinage concentré simple couche (structure 2, notée S2).
- S3 : structure à 60 encoches et 54 pôles à bobinage concentré double couche (structure 3 notée S3).
- S4 : structure à 60 encoches et 56 pôles à bobinage concentré double couche (structure 4 notée S4).
- S5 : structure à 45 encoches et 54 pôles à bobinage concentré double couche (structure 5 notée S5).

Ces structures ont été choisies car elles sont caractérisées par des facteurs de bobinage fondamentaux supérieur à 0.95.

Les comportements en vitesse variable de ces structures à 5 phases sont comparés au comportement de la machine de référence à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase (structure à 300 encoches, 60 pôles, simple couche : structure 0 notée S0). Pour chaque structure, le nombre de conducteurs par encoche est calculé de façon à ce que la tension en charge à la vitesse de base, soit égale pour toutes les machines à une même tension de référence maximale (liée à la tension du bus DC du convertisseur), en mode sain, à courant nominal sinusoïdal et à charge linéique constante. Pour ce point de fonctionnement à vitesse de base (et aux vitesses inférieures) en mode sain, une stratégie de commande à MTPA est considérée (le 1^{er} harmonique de la FEM par phase, et le courant de phase, sont en phase ($i_{d1}=0$)).

Pour chaque structure, les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse sont déterminées pour chaque mode de fonctionnement (mode sain et modes dégradés) selon la méthode décrite dans le chapitre II. Ces caractéristiques sont données sur les Figure 65 à Figure 70. Les valeurs des puissances, couples et vitesses sont données en per unit (p.u).

Ces valeurs en p.u. sont obtenues par normalisation des valeurs réelles par rapport à celles obtenus avec la structure de référence S0 en mode sain.

Table 7: Paramètres communs des structures étudiées

Vitesse de base	105 rpm
Densité de courant	4,6 A/mm ²
Coefficient de remplissage	0,4
Longueur utile	562 mm
Valeur d'entrefer	5 mm
Hauteur d'aimants	15 mm
Diamètre d'alésage	1600 mm
Induction rémanente	1,05 T
Charge linéique	660 A/cm
Rapport dent/encoche	0,5
Coefficient d'ouverture des encoches	0,8
Rapport ouverture d'encoche sur ouverture de pôle	2/3

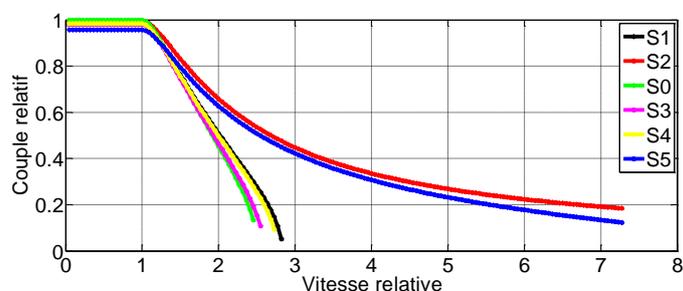


Figure 65: caractéristiques couple-vitesse en mode sain

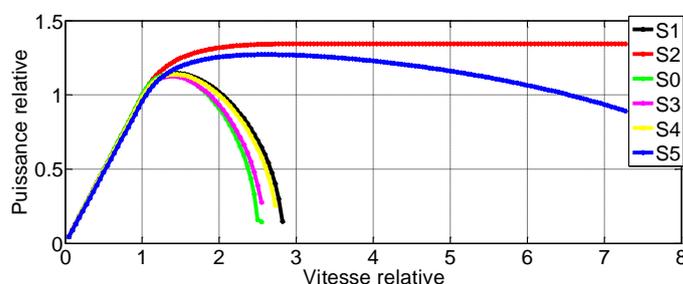


Figure 66: caractéristiques puissance-vitesse en mode sain

Afin de pouvoir faire la comparaison de ces structures, les critères suivants ont été déterminés en mode sain et en modes dégradés :

- La valeur du couple maximal (en p.u) en mode sain et en modes dégradés (cette valeur est notée CM dans la Table 8).
- La plage de vitesse de fonctionnement, notée VM dans la Table 8 (valeur maximale de vitesse à laquelle la machine peut encore être contrôlée).
- Le facteur de puissance au point nominal (à la vitesse de base) donné sur la Table 9 (FP).

Les résultats obtenus en mode sain et en modes dégradés en matière de couple maximal, montrent qu'en basse vitesse, la différence obtenue entre les valeurs maximales des couples produits est liée au fait que le coefficient de bobinage du fondamental diffère d'une structure à l'autre. Les résultats montrent que la structure S5 conduit à une plus petite valeur de couple maximal que les 4 autres structures. La zone de défluxage est caractérisée par les

valeurs relatives des inductances. Par exemple, les structures S2 et S5 ont plus de capacité de défluxage en mode sain et en modes dégradés que les autres structures. Elles sont en mesure de fonctionner sur une large plage de vitesse même en mode dégradé. Ainsi, il serait envisageable de les utiliser pour des applications nécessitant de fonctionner à puissance constante sur une plage de vitesse assez large au-delà de la vitesse de base.

Cependant, ces structures ont une valeur de facteur de puissance relativement faible à la vitesse de base. Ce qui conduirait à sur dimensionner le convertisseur auquel ils seront associés. Ce phénomène est particulièrement significatif pour la structure S2, qui est caractérisée un facteur de puissance à vitesse de base inférieur à 0,7. Les structures S1 et S4 ont également plus de capacité de défluxage que la structure de référence S0 en mode sain (mais moins que S2 et S5) et ont des facteurs de puissance plus élevé (0,852 et 0,864 respectivement).

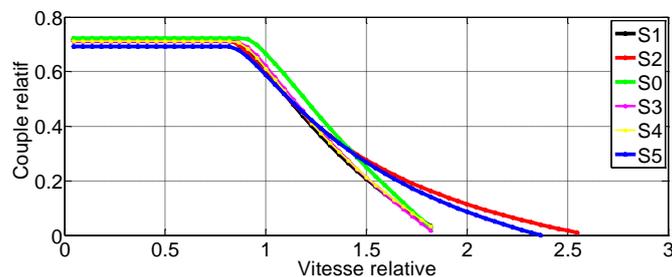


Figure 67:Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

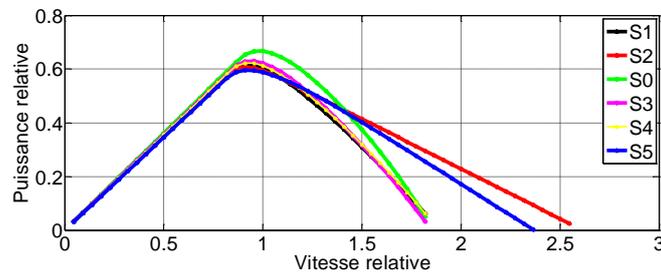


Figure 68:Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

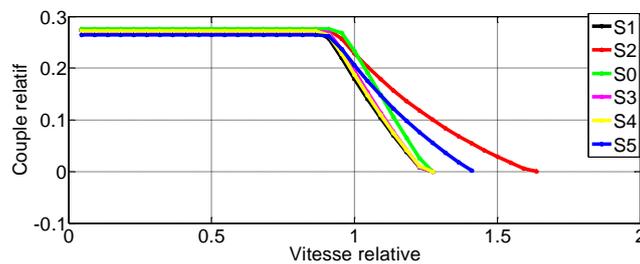


Figure 69 : Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

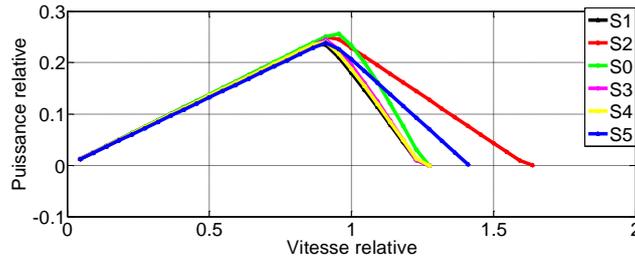


Figure 70: Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

Table 8: Valeurs des couples et des plages de vitesses (en p.u.)

	Healthy mode		1 phase opened		2 phases opened	
	CM ¹	VM ²	CM ¹	VM ²	CM ¹	VM ²
S0	1	2,54	0,72	1,83	0,276	1,27
S1	0,982	2,9	0,71	1,85	0,272	1,27
S2	0,987	>7	0,72	2,57	0,274	1,63
S3	0,975	2,65	0,71	1,86	0,271	1,27
S4	0,98	2,81	0,71	1,88	0,272	1,27
S5	0,951	>7	0,69	2,37	0,264	1,41

¹ CM est la valeur maximale du couple à basse vitesse, ² VM : la valeur maximale de la vitesse relative, où l'énergie peut encore être extraite

Table 9: Facteurs de puissance en mode sain à la vitesse de base et des réactances associées aux machines fictives primaire et secondaire en p.u

	S0	S1	S2	S3	S4	S5
FP	0,88	0,857	0,66	0,874	0,864	0,758
X _{sync1} (p.u)	0,6	0,62	1,2	0,6	0,6	0,9
X _{sync2} (p.u)	0,4	0,58	1,2	0,49	0,53	0,86

Compte tenu des exigences des applications précitées, les structures S2 et S5 semblent être les plus attractives. Ces structures sont caractérisées par une bonne capacité de défluxage, en survitesse, ceci même en mode dégradé, mais elles ont des facteurs de puissance relativement faibles à la vitesse de base. Leur utilisation conduirait alors à un surdimensionnement du convertisseur auquel elles seront associées. Les structures S1, S3 et S4 ont moins de capacité de défluxage, mais ont des facteurs de puissance plus élevés.

III-2- Etude d'une structure triphasée à double étoile décalée

L'avantage de cette structure est la simplicité de sa commande (en particulier en mode dégradé). En effet, en cas de défaut, on considère que l'étoile concernée par le défaut est automatiquement isolée. Par contre, l'inconvénient est que la puissance initialement produite est réduite de moitié. Comme dit dans le chapitre II pour concevoir une telle structure, il faudra veiller à avoir le moins de couplage possible entre les deux étoiles afin d'éviter les courants parasites [34, 107].

Pour concevoir une telle machine avec un bobinage concentré autour des dents, la technique utilisé dans [84] a été appliquée pour une machine à 12 phases régulièrement réparties. Puis les phases qui se situent sur le même axe (en opposition de phase) sont regroupées en inversant le sens de bobinage de l'une, de manière à former un système double triphasé décalé de 30°. Ce principe est illustré par la Figure 71.

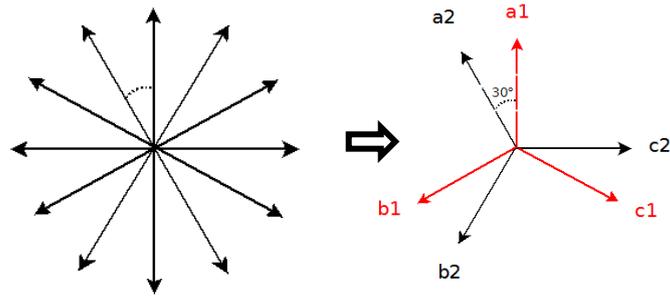


Figure 71: Passage d'un système à 12 phases à un système double triphasé

Pour le même cahier des charges, que celui étudié précédemment pour les structures à 5 phases, donc avec les mêmes caractéristiques que celles répertoriées dans la Table 7, on a choisi d'étudier une MSAP à 96 encoches et 56 pôles, en bobinage concentré simple couche, afin de minimiser les mutuelles inductances entre phases et entre étoiles. Cette structure a la particularité d'avoir 4 périodes de bobinage sur un tour, et les fonctions de bobinage des phases (Figure 72) montrent bien un découplage des étoiles et des phases.

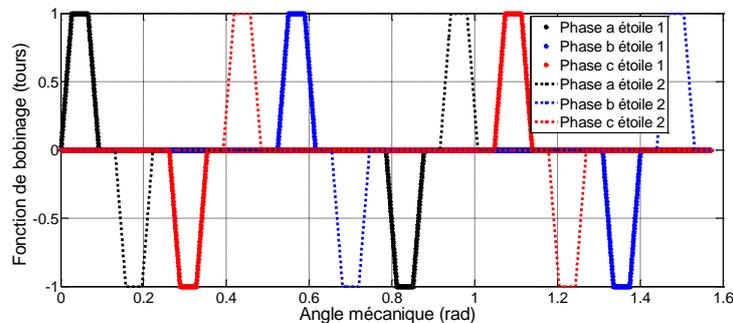


Figure 72: Fonctions de bobinage de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles

Les inductances et les FEM sont calculées pour chaque étoile (elles sont identiques pour les deux étoiles puisque qu'elles ont les mêmes fonctions de bobinage) de la manière décrite dans la partie II de ce chapitre.

Le comportement théorique de la machine en vitesse variable montre une caractéristique couple-vitesse (Figure 73 et Figure 74) en mode sain semblable aux structures à 5 phases, avec une forte capacité de défluxage (valeur maximale de la vitesse relative égale à 6,6), mais avec un facteur de puissance relativement peu élevé (0,779). Cette structure se caractérise par

$$\frac{L_{sync} I_{max}}{\phi} = 0,67$$

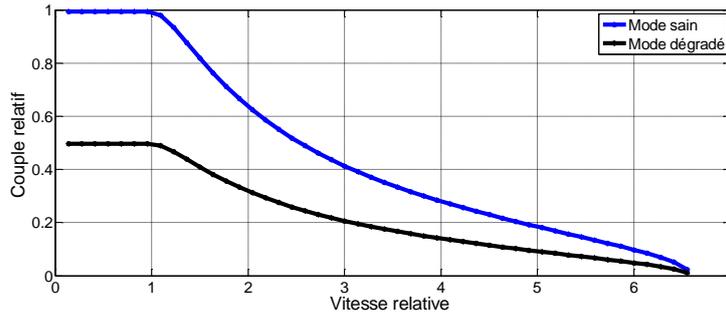


Figure 73: Caractéristique couple-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

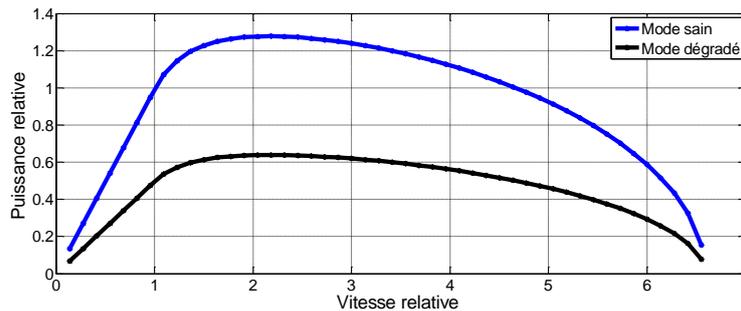


Figure 74: Caractéristique puissance-vitesse d'une structure 2X3 phases décalées à 96 encoches et 56 pôles.

Néanmoins, pour les machines à 5 phases et à 2X3 phases, les bobinages concentrés étudiés peuvent être caractérisés par un contenu spectral de FMM qui peut provoquer des vibrations liées aux forces radiales et l'augmentation des pertes par courants induits dans les aimants. L'évaluation qualitative de ces phénomènes est traitée dans la section suivante.

IV-Détermination d'autres critères de performance des MSAP à pôles lisses

IV-1-Influence de la géométrie de la machine sur les pertes par courant induit dans les aimants

Les pertes dans les aimants résultent de la variation du champ dans le matériau qui provoque des courants induits. Cette variation peut être due à la variation au niveau du rotor du champ créé par les courants statoriques (et donc à la nature de Force Magnétomotrice du Stator). Elle peut également être due à la variation de la perméance lors de la rotation du rotor qui provoque des fluctuations du champ créé par les aimants (effets d'encoche).

Ces pertes liées à l'encoche sont d'autant plus importantes que la vitesse de rotation est élevée. Elles dépendent des paramètres autres que la topologie de bobinage tels que le nombre d'encoches, le coefficient d'ouverture des encoches, la taille de l'entrefer, le niveau de saturation.

La partie des pertes liées à la force magnétomotrice créée par les courants au stator est directement liée à la topologie du bobinage. Ainsi les bobinages concentrés autour des dents

à pas fractionnaire, génèrent des champs tournants asynchrones, par rapport à la vitesse de rotation du rotor. Certains de ces champs tournants tournent à une vitesse inférieure à celle du rotor, et constituent les sous harmoniques d'espaces.

L'existence de ces champs tournant peut être déduite de l'analyse spectrale de la FMM. La FMM est liée à la topologie du bobinage et à la nature des courants qui le parcourent. Dans le cas des bobinages concentrés autour des dents à pas fractionnaire, les fonctions de bobinages (ou de distribution de conducteurs) contiennent en plus des harmoniques de rangs proportionnels au nombre de paires de pôles, des harmoniques de rangs fractionnaires. Ceci est dû au fait que la période spatiale du bobinage est supérieure à une paire de pôles. Leurs fréquences spatiales peuvent être alors inférieures au nombre de paires de pôles de la machine.

En plus de ces harmoniques d'espaces, viennent s'ajouter les harmoniques de temps qui sont liées la présence d'harmoniques de courants différents du fondamental. Ces harmoniques peuvent provenir soit d'une injection de courant visant à augmenter le couple électromagnétique (comme c'est le cas pour une machine à 5-phases), soit des courants parasites résultant d'imperfection liée à la commande (par exemple les harmoniques liées à la modulation de largeur d'impulsion des interrupteurs du convertisseur).

Ces phénomènes, génèrent des pertes rotoriques susceptibles de chauffer les aimants et de détériorer leurs performances. En effet chaque type d'aimant a un comportement spécifique par rapport à l'augmentation de la température. Par exemple les aimants de type Néodyme-fer-bore qui sont très employés en raison de leur haut niveau d'énergie magnétique peuvent se désaimanter s'ils s'échauffent. Donc suivant le type d'aimant dont on dispose au rotor, il faudra veiller à choisir le bobinage et la stratégie alimentation, de façon à ce que les pertes dans les aimants induites par les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice, ne conduisent pas à des échauffements susceptibles de dégrader ses propriétés magnétiques.

Certains auteurs proposent un calcul analytique des courants induits dans les aimants et donc du niveau de pertes [108-113] ou encore un calcul par éléments finis en magnétodynamique [114]. D'autres dissocient les pertes liées à l'effet des encoches [115, 116] et celles liées aux harmoniques nocifs de la force magnéto motrice [109, 117]. Il est cependant à noter que si un calcul séparé des pertes par composantes (par exemple pour l'encoche et chaque composante de la FMM) donne des indications qualitatives, ce type de calcul ne suffit pas pour estimer par superposition correctement les pertes. En effet les pertes par courant de Foucault évoluent au carré des courants induits et n'ont donc pas un comportement linéaire par rapport aux sources qui les créent.

Au cours de la partie suivante nous allons nous intéresser essentiellement à la caractérisation d'un bobinage vis-à-vis des pertes dans les aimants, dues aux harmoniques de FMM qui sont directement en relation avec les topologies de bobinage et les stratégies d'alimentation. Pour évaluer au moins qualitativement ces pertes liées aux harmoniques de FMM, il faut être capable de déterminer la force magnétomotrice dans l'entrefer, créée par l'alimentation des phases au stator.

IV-1-1- Analyse qualitative contenu harmonique de la FMM en mode sain et dégradés

La FMM est déterminée à partir de la combinaison encoche / pôle, du nombre de phases et de la forme d'ondes des courants de phases. La fonction de bobinage exprimée par l'équation (3.28) [82], est d'abord déterminée à partir du schéma de bobinage. Les fonctions de bobinage obtenues auront une valeur moyenne nulle et seront décalées entre elles de $2\pi/m$ modulo 2π . Ainsi, comme décrit dans [82], ce décalage doit correspondre à un nombre fini d'encoches comme l'illustre l'équation (3.29), appelé indice de circularité (i_c) dans [99].

$$F_k = \sum_{f_s=1}^{\infty} A_{f_s} \cos[f_s(\theta - \theta_k) - \psi_{f_s}] \quad (3.28)$$

F_k : fonction de bobinage de la phase k ; A_{f_s} : amplitude maximale de l'harmonique de fonction de bobinage de fréquence spatiale f_s ; θ : la position angulaire dans l'entrefer ; θ_k : décalage spatial entre la fonction de bobinage de la phase k et celle de la phase 0 ; ψ_{f_s} : phase spatiale de l'harmonique f_s .

$$\theta_k = k \frac{2\pi}{Q_s} i_c = k \frac{2\pi}{m \cdot p} \text{mod} \left(\frac{2\pi}{p} \right) \quad (3.29)$$

Le terme θ_k peut alors s'écrire sous la forme suivante d'après [82]:

$$\theta_k = k \left(\frac{2\pi}{m \cdot p} + Y \frac{2\pi}{p} \right) = k \frac{2\pi}{Q_s} i_c \Rightarrow i_c = \frac{Q_s}{m \cdot p} + \frac{Y \cdot Q_s}{p} = \frac{Q_s}{m} \left(\frac{1 + Y \cdot m}{p} \right) \quad (3.30)$$

i_c est l'indice de circularité, qui peut également s'écrire sous la forme : $i_c = 2q \cdot (1 + Y \cdot m)$

Avec Y le plus petit entier qui rend i_c entier. Dans le cas d'un bobinage à pas entier, Y est nulle. Y est nulle également dans le cas d'un bobinage fractionnaire à $1/2$ encoche par pôle et par phase ($q = 0.5$).

La force magnéto motrice est alors calculée comme la somme des produits des fonctions de bobinage et des courants relatifs à chaque phase dont l'expression est donnée à l'équation (24).

$$FMM = \sum_{k=0}^{m-1} F_k i_k \quad (3.31)$$

Avec i_k le courant qui alimente la phase k . Ce courant peut être sinusoïdal ou contenir des harmoniques (c'est le cas, par exemple, lorsque l'on utilise une stratégie d'injection d'harmonique 3 de courant pour une machine 5-phases).

$$i_k = \cos \left[h \left(\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right) - \varphi'_h \right] \quad (3.32)$$

Si l'on considère l'instant $t=0$ on a alors une expression de force magnétomotrice représentée par l'équation (3.33).

$$FMM = \sum_{f_s=0}^{\infty} \sum_{k=1}^m A_{f_s} \cos \left[\left(f_s \cdot \left(\theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \right) - \psi_{f_s} \right) \right] \times \cos \left[h \cdot (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} - \varphi'_h \right] \Rightarrow$$

$$FMM = \sum_{f_s=0}^{\infty} \frac{A_{f_s}}{2} \sum_{k=1}^m \left[\begin{aligned} &\cos \left[f_s \cdot \theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) + h \right] - \psi_{f_s} - \varphi'_h \right] \\ &+ \cos \left[f_s \cdot \theta - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m} \cdot \left[f_s \cdot \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) - h \right] - \psi_{f_s} - \varphi'_h \right] \end{aligned} \right] \quad (3.33)$$

L'équation (3.33) permet de déterminer les harmoniques spatiaux susceptibles d'être présents dans la force magnétomotrice. Pour cela, il faut que le terme $\frac{f_s}{m} \left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right) \pm h$ soit un entier noté c dans [82]. Or d'après l'équation (3.30), le terme $\left(\frac{1+Y \cdot m}{p} \right)$ doit être une valeur entière. L'association de ces deux conditions conduit à une unique condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'un harmonique spatial de fréquence spatiale f_s pour une injection d'un courant d'harmonique de rang h . Cette condition est représentée par l'équation (3.34).

$$f_s = \frac{p \cdot (c \cdot m \pm h)}{1 + Y \cdot m} \quad (3.34)$$

Cette expression dépend de l'harmonique de courant injecté h , du nombre de phases m et de la combinaison encoche/pôle (représentée par p et Y dans cette expression). Ainsi dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire, où Y peut ne pas être nul, il peut y avoir des harmoniques de rang fractionnaire ($\frac{f_s}{p} \notin \mathbb{N}$). On peut noter que les bobinages fractionnaires

à $q=0.5$ pour lequel Y est nul ont la particularité d'avoir un contenu spectral de FMM dépourvu d'harmoniques de rang fractionnaire, comme un bobinage à pas entier. Ce qui a un impact positif sur le niveau des pertes rotoriques du aux harmoniques de FMM.

L'équation (3.34) montre également l'avantage d'un nombre de phase élevé en termes de pertes rotoriques. En effet, les pertes rotoriques sont liées à une circulation de courants indésirables dans le rotor (aimants ou culasse). Cette circulation de courant provient en partie, du fait que si on considère la variation de la FMM en fonction du temps, les harmoniques d'espaces, hormis l'harmonique de rang p , tournent à des vitesses différentes

de celle du rotor (dans le même sens ou dans le sens inverse) [109, 110]. La vitesse relative d'un harmonique ν par rapport au rotor est exprimé par l'équation (3.35), d'après les références [109, 110].

$$\omega_{\nu} = 2\pi f \left(\frac{\text{sgn}}{\nu} - \frac{1}{p} \right) \quad (3.35)$$

Avec :

$\text{sgn} = +1$ si l'harmonique tourne dans le même sens que le rotor

$\text{sgn} = -1$ si l'harmonique tourne dans le inverse par rapport au rotor

f étant la fréquence électrique du courant fondamental

La profondeur de pénétration de ce courant de circulation est inversement proportionnelle à la fréquence du signal de l'harmonique d'espace qui induit ce courant. Or si on analyse

l'équation (3.34), $\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{p \cdot (c \cdot m \pm h)}{1 + Y \cdot m} = \frac{p \cdot c}{Y}$, Y étant la plus petite valeur possible,

l'augmentation du nombre de phases favorise à l'augmentation de la fréquence de l'harmonique spatial, et donc à un effet positif sur les pertes rotoriques.

Des exemples ont été pris sur des structures de machines à bobinage concentré autour des dents, où une analyse spectrale sera faite.

IV-1-1 A) Exemples d'analyse des FMM de structures en mode sain

Ce calcul a été appliqué à des structures de base à 5-phases, à bobinage concentré autour des dents, de types double couches.

- Structure double couches à 15 encoches et 12 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1 ^{ère} couche	+A	+C	+E	+B	+D	+A	+C	+E	+B	+D	+A	+C	+E	+B	+D
2 ^e couche	-D	-A	-C	-E	-B	-D	-A	-C	-E	-B	-D	-A	-C	-E	-B

- Caractérisation de la FMM :
 - Alimentation avec un courant sinusoïdal

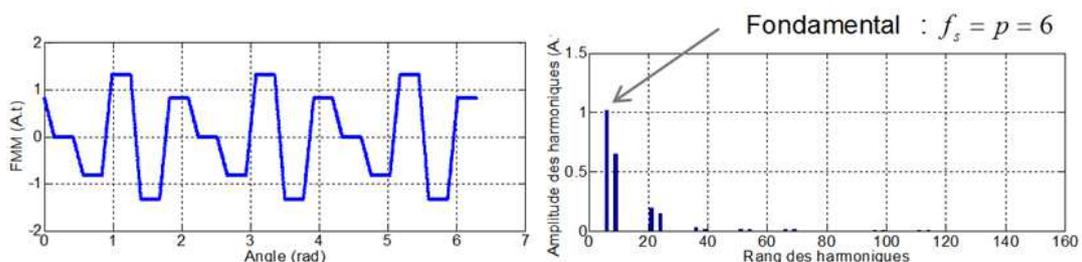


Figure 75:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles sans injection de courant d'harmonique 3

- Alimentation avec un courant sinusoïdal + h3 :

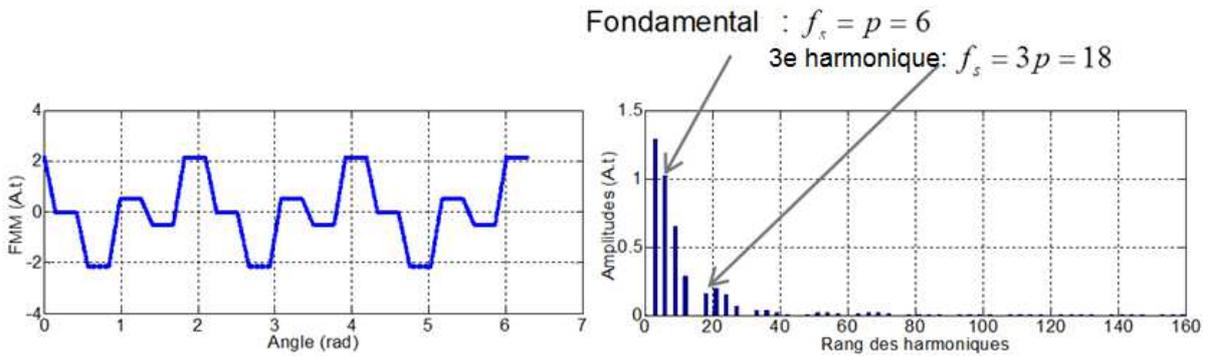


Figure 76:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 12 pôles avec injection de courant d'harmonique 3

- Structure double couches à 15 encoches et 14 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1 ^{ère} couche	+A	-A	+A	+C	-C	+C	+E	-E	+E	+B	-B	+B	+D	-D	+D
2 ^e couche	-D	-A	+A	-A	-C	+C	-C	-E	+E	-E	-B	+B	-B	-D	+D

- Caractérisation de la FMM
 - Alimentation avec un courant sinusoïdal

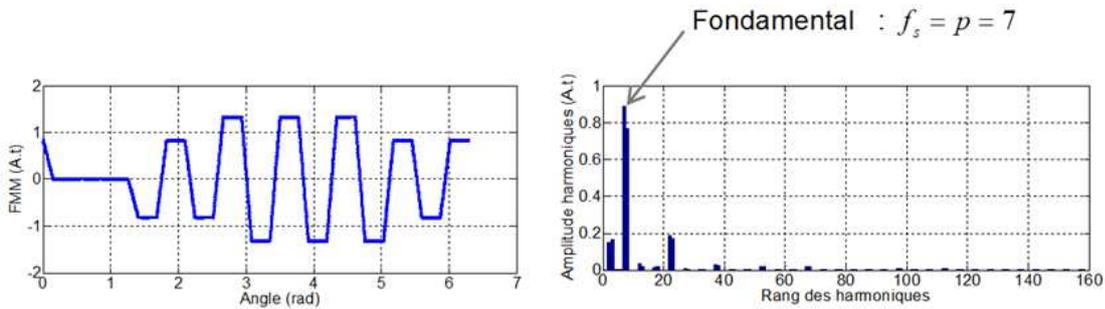


Figure 77:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles sans injection de courant d'harmonique 3

- Alimentation avec un courant sinusoïdal + h3

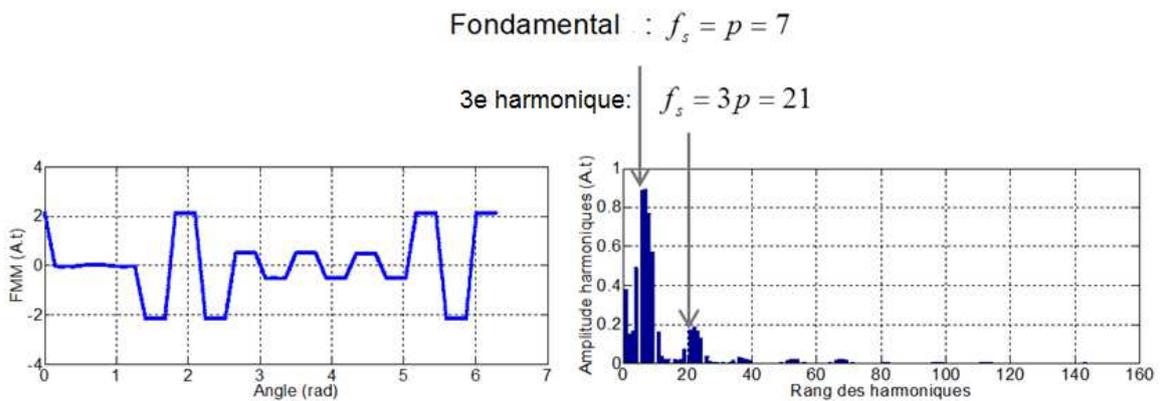


Figure 78:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 15 encoches et 14 pôles avec injection de courant d'harmonique 3

Pour des structures triphasées double étoile en phase l'alimentation en courant considérée est purement sinusoïdale. A titre d'exemple la structure à 18 encoches et 12 pôles a l'avantage d'avoir un nombre d'encoches par pôle et par phase égale à $q = 1/2$. En effet, ces structures ont la particularités d'être dépourvus d'harmoniques de rang fractionnaires, comme démontré dans [82].

- Structure à double couches à 18 encoches et 12 pôles
 - Distribution des phases dans les encoches

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C															
2 ^e couche	-C	-A	-B															

- Caractérisation de la FMM

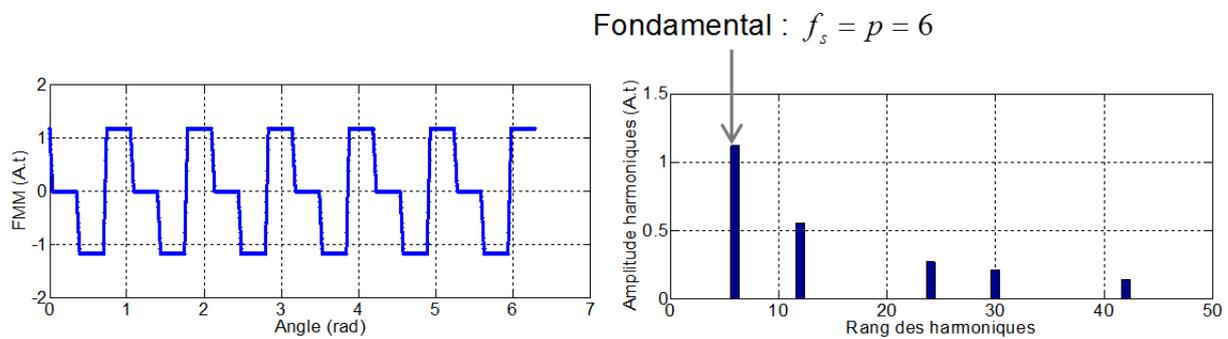


Figure 79:Caractérisation de la FMM en mode sain de la structure à 18 encoches et 12 pôles

Cette étude sur la caractérisation des forces magnéto motrices montre d'une part l'influence de l'injection d'un courant d'harmonique 3 sur le contenu harmonique de la FMM sur le MSAP à 5-phases. En effet, le but de l'injection d'harmonique 3 étant d'augmenter la valeur du couple électromagnétique en exploitant la machine fictive secondaire (cf chapitre II), il est néanmoins important de prendre en compte son influence sur le la FMM et donc le niveau de pertes dans les aimants permanents.

Pour chacune de ces structures, on peut identifier les harmoniques « utiles » de la FMM, c'est-à-dire, ceux qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique. Ces harmoniques sont identifiées par celles à une fréquence spatiale égale à p et éventuellement celles de fréquence spatiale égale à $3p$ dans le cas d'une injection d'harmonique de rang 3 de courant. En dehors de ces harmoniques, toutes les autres raies que l'on retrouve sur le spectre de FMM sont nocives et engendrent des pertes rotoriques.

Les harmoniques fractionnaires sont ceux pour lesquels $\frac{f_s}{p} \notin \mathbb{N}$.

Cette analyse en mode sain permet d'élaborer un premier critère de sélection en vue de minimiser les pertes rotoriques. Cependant il est intéressant de voir le comportement des FMM en modes dégradés si on applique les stratégies de commande définies dans le chapitre II.

IV-1-1-B) Analyse des FMM en mode de défaut.

Pour une MSAP à 5-phases fonctionnant en modes dégradés une analyse directe du contenu harmonique de la FMM à un instant donné est insuffisante. En effet, comme expliqué au chapitre II, le principe de la commande en modes dégradés consiste à contrôler à des valeurs constantes, les courants dans les bases fictives qui sont susceptibles de produire un couple électromagnétique de valeur moyenne non nulle. Cela revient à garder constant, l'harmonique de champ tournant correspondant à la fréquence spatiale $f_s = p$ dans le cas d'une association avec un convertisseur en pont et éventuellement celle correspondant à la fréquence spatiale $f_s = 3p$ si on utilise des ponts en « H » comme expliqué au chapitre II. Le reste du contenu harmonique des courants est alors une conséquence de cette alimentation. Dans ce cas, la perte d'une ou plusieurs phases conduit à un contenu harmonique de la FMM qui peut varier dans le temps.

En guise d'exemple, si on prend la structure à 15 encoches et 12 pôles, le fonctionnement en mode normal montre des harmoniques de FMM d'amplitudes constantes dans le temps, notamment la présence d'harmoniques de fréquences spatiales 6, 9, 21, 24 et suivants pour une alimentation sans injection de courant d'harmonique 3. Par contre, en mode dégradé de type une phase en défaut, avec une machine associée à un convertisseur à bras, il est impossible de caractériser la FMM par un contenu spectral fixe dans la mesure où la stratégie de commande vise à garder constant l'amplitude de l'harmonique de fréquence spatiale égale à 6 mais pas les autres. Il y aura donc apparition d'autres harmoniques qui vont varier dans le temps. Ceci est lié au fait que le champ magnétique de la machine fictive secondaire n'est pas contrôlé. Donc des harmoniques de fréquences spatiales 3, 12, 18, 27 apparaissent et varient dans le temps. Ceci est illustré par la Figure 80.

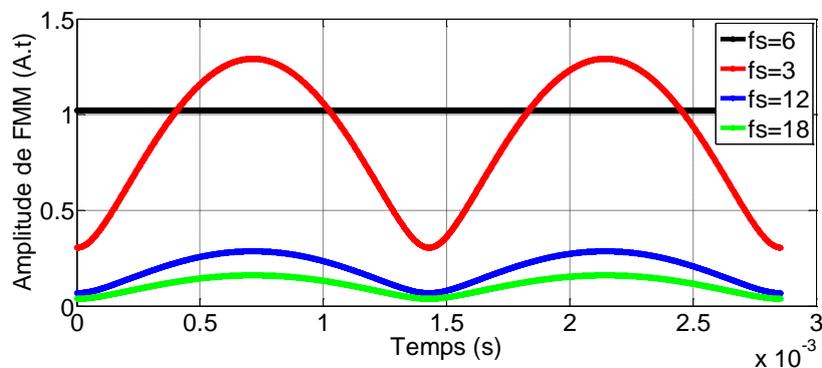


Figure 80: Amplitude des harmoniques de FMM en fonction du temps en mode une phase en défaut, pour une structure à 15 encoches et 12 pôles

Pour une alimentation de courant avec injection d'harmonique de rang 3 en défaut tel que décrite au paragraphe III-2-3-2 du chapitre II, on note la présence des fréquences spatiales suivantes : 3, 6, 9, 12, 18, 21, 24, 27 etc. Mais, contrairement au cas précédent, en mode dégradé de type une phase en défaut, les harmoniques restent constants. Il est même possible de retrouver un contenu spectral de FMM équivalent au mode sain en contrôlant le champ magnétique de la machine secondaire à une valeur nulle. Le contenu harmonique qui le caractérise dans ce cas est similaire à celui de la Figure 75.

Dans le cas d'une machine double étoile, on a traité l'exemple d'une structure 2X3 phases, en phases, à 18 encoches et 12 pôles. Les caractéristiques en termes de FMM, donc les

niveaux de pertes dans les aimants, seront différents suivant la disposition (répartition des bobines entre les deux étoiles) des deux étoiles dans les encoches. Pour analyser le comportement des harmoniques d'espaces vis-à-vis de la disposition des deux étoiles en mode dégradé, on a étudié la variation du spectre de la FMM de la machine en mode dégradé (1 étoile non alimentée) en fonction du temps pour plusieurs configurations possibles. Dans chacun des cas, on considère que c'est l'étoile a', b', c' qui est en défaut et isolé. Ces cas sont illustrés par les Figure 81, Figure 82 et Figure 83.

- 1^{er} cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A	-B	-C	-A'	-B'

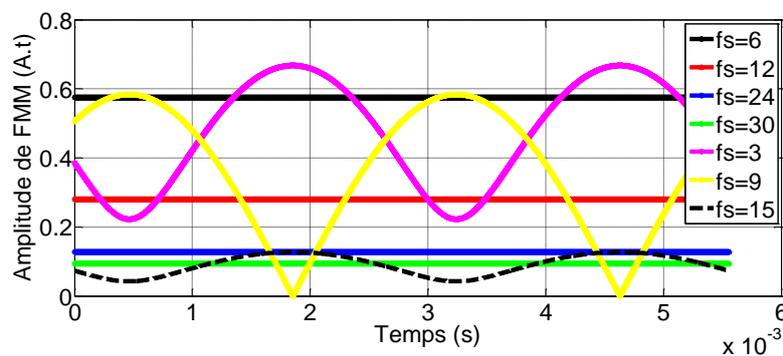


Figure 81: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°1

- 2^e cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B	+C	+A	+B	+C	+A	+B	+C	+A'	+B'	+C'	+A'	+B'	+C'	+A'	+B'	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B	-C	-A	-B	-C	-A	-B	-C	-A'	-B'	-C'	-A'	-B'	-C'	-A'	-B'

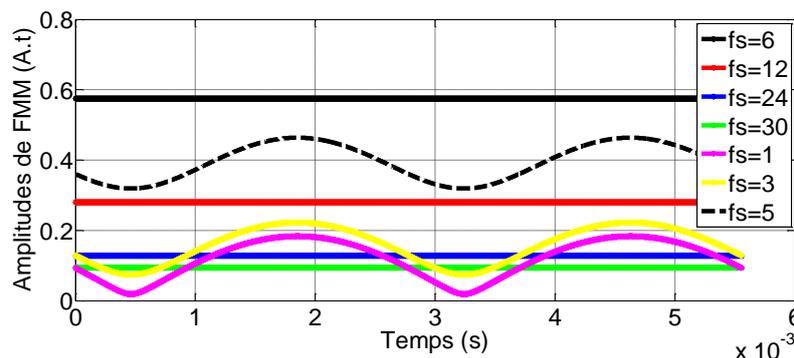


Figure 82: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2

- 3^e cas :

Numéros d'encoches	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 ^{ère} couche	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'	+A	+B'	+C	+A'	+B	+C'
2 ^e couche	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B	-C'	-A	-B'	-C	-A'	-B

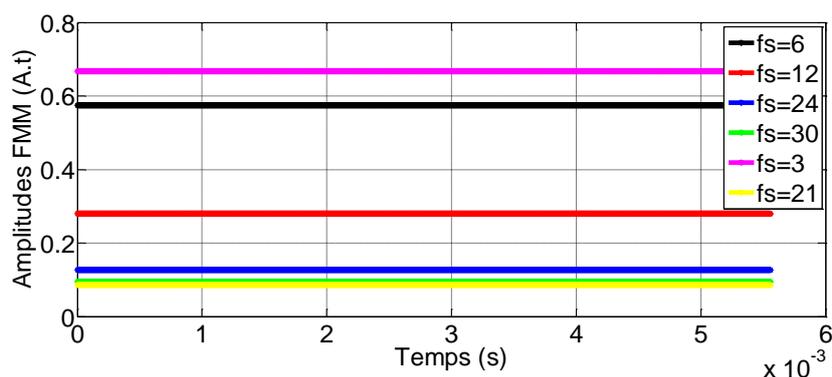


Figure 83: Variation en fonction du temps d'harmoniques d'espaces d'une machine à 18 encoches et 12 pôles fonctionnant au cas de défaut N°2

Cette étude montre que selon la disposition des deux étoiles, les harmoniques d'espaces ne se comportent pas de la même façon en cas de perte d'une étoile. En effet, la disposition des deux étoiles n'a pas d'impact sur le fonctionnement en mode sain. Cependant, en mode dégradé, elle a un impact significatif dans la mesure où elle définit la distribution des bobines de l'étoile restante. Le niveau des pertes rotoriques est lié à la variation de flux au rotor. Donc, tous les harmoniques, hormis ceux de fréquence spatiale égale à p induisent des pertes rotoriques dû au fait qu'elles ne tournent pas à la même vitesse que le rotor. En plus de cette différence de vitesse, peut s'ajouter une variation en amplitude des harmoniques (comme le montrent les Figure 81 et Figure 82), et les pertes rotoriques seront susceptibles d'être plus élevées.

On constate donc que si une analyse analytique et/ou qualitative à partir du contenu spectral de la FMM peut être fait en mode normal et dans certains modes dégradés avec les méthodes présentées dans la littérature (comme par exemple dans [37]), l'analyse de certains cas liés à des comportements dégradés semble plus délicate. En effet dans certains cas les contenus des FMM varient dans le temps. Bien que nous ayons mis en évidence ces phénomènes, le développement d'une méthode d'analyse rapide qui nous permettrait de qualifier de manière analytique les effets des bobinages en mode dégradé dans les cas où le spectre de la FMM varie a dépassé le cadre du travail présenté dans cette thèse et constituera une piste intéressante pour des travaux futurs.

Il est cependant à noter que bien que ce type de méthodes n'aient pas pu être développées pendant ce travail de thèse, il est toujours possible de disposer d'une évaluation des pertes par un calcul par éléments 2D (EF 2D) afin d'avoir un outil de caractérisation de ces niveaux de pertes dans les aimants comme expliqué en annexe 6.

IV-2-Evaluation qualitative des forces radiales

Dans le cas de machines à bobinage à nombre d'encoches par pôles et par phase fractionnaire, des répartitions déséquilibrées des pressions radiales s'exerçant entre le rotor et le stator peuvent exciter des modes de déformation mécaniques et provoquer des vibrations et des nuisances sonores. Ces phénomènes sont des aspects critiques pour leur intégration dans des applications où un certain niveau de discrétion acoustique est requis. Il est donc important de pouvoir évaluer la répartition des forces radiales s'exerçant sur la

machine. Certains auteurs proposent des calculs analytiques de ces forces radiales [118-120]. De manière simplifiée, nous avons développé un outil pour déterminer la distribution de la pression radiale sur la périphérie du rotor, par la méthode décrite dans [82]. Ceci nous permet de distinguer, selon la structure de bobinage, les structures qui sont susceptibles d'engendrer des efforts magnétiques néfastes conduisant à l'excitation des modes de déformation. Pour cela, on caractérise la pression radiale en fonction du temps et de la position angulaire par l'équation 26.

$$\sigma(\theta,t) = \frac{[B_n(\theta,t)]^2 - [B_t(\theta,t)]^2}{2\mu_0} \approx \frac{[B_n(\theta,t)]^2}{2\mu_0} = \frac{[(B_r(\theta,t))_{stator} + (B_r(\theta,t))_{rotor}]^2}{2\mu_0}$$

$$\sigma(\theta,t) \approx \frac{1}{2\mu_0} \cdot [\tilde{\lambda}_s \cdot FMM(\theta,t) + (B_r(\theta,t))_{rotor}]^2 \quad (3.36)$$

Avec $\tilde{\lambda}_s$ la perméance par unité de surface et $(B_r(\theta,t))_{rotor}$ l'induction magnétique créée par le rotor dans l'entrefer.

Si on reprend les exemples traités précédemment, les distributions des efforts magnétiques sont illustrées par les Figure 84, Figure 85 et Figure 86.

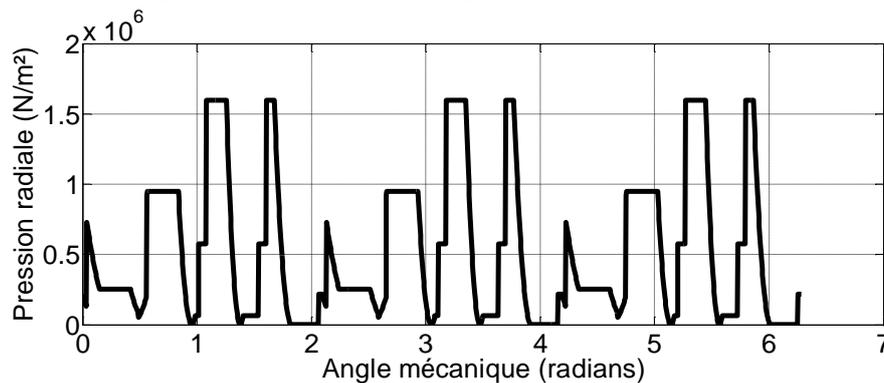


Figure 84: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 12 pôles

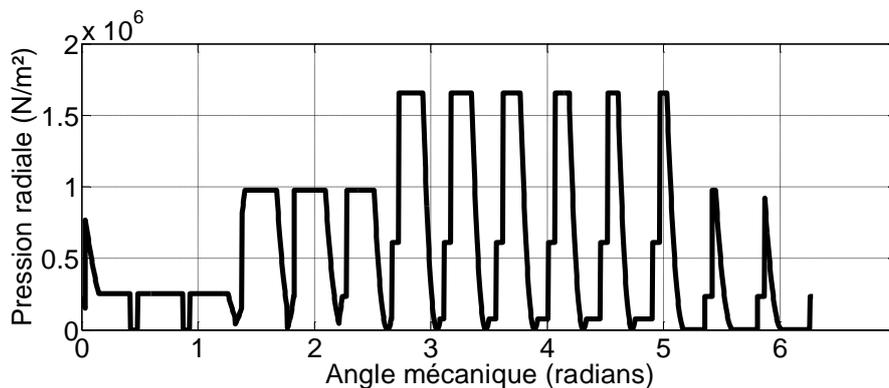


Figure 85: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 15 encoches et 14 pôles

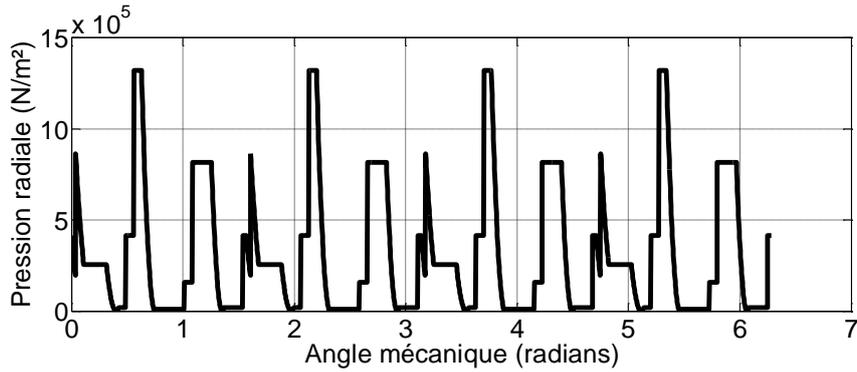


Figure 86: Répartition de la pression radiale en mode sain à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles

L'analyse de ces figures montre que la répartition de la pression radiale varie beaucoup selon la combinaison encoche/pôle choisie. En effet, l'exemple de la structure à 5-phases à 15 encoches et 14 pôles montre une asymétrie de cette pression magnétique contrairement aux autres exemples où l'effort est relativement bien réparti sur la périphérie du rotor. Cette mauvaise répartition est susceptible de créer une force unidirectionnelle et donc de déformer les tôles ferromagnétiques du rotor et du stator.

Pour mieux répartir la force radiale, on a intérêt d'augmenter sa fréquence spatiale, donc avoir un mode de vibration élevé, afin de réduire la réponse mécanique et le bruit acoustique [82, 121, 122]. Pour assurer une discrétion acoustique et des forces radiales déséquilibrées, il faut vérifier l'absence de mode de vibration d'ordre faible (0, 1, 2 ou 3). Ces modes de vibration sont illustrés par la Figure 87.

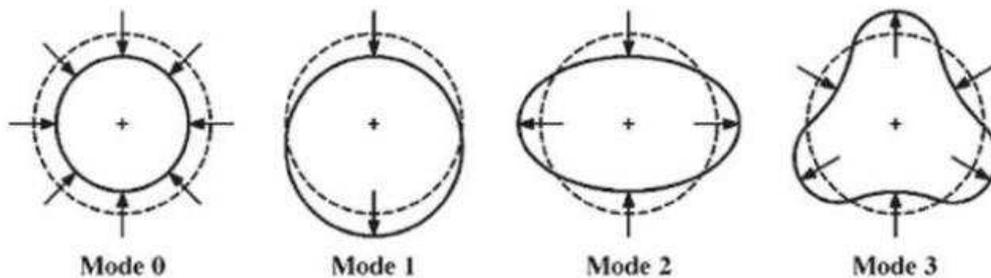


Figure 87: Formes de modes de vibration[119]

Ainsi, à partir de la topologie de bobinage, il est possible de déterminer le mode de vibration en mode sain. Plus la période spatiale des efforts sera grande, plus la machine sera susceptible de présenter les modes de vibrations décrits à la Figure 87. En d'autres termes on a intérêt à choisir des machines avec une périodicité (fréquence spatiale) de bobinage assez élevée pour éviter la présence de modes de vibration d'ordre faible.

Par contre, cette analyse ne prend pas en compte les modes dégradés. Pour ce faire, il va falloir considérer les stratégies de commande élaborées pour ces modes puis analyser le résultat de l'équation (3.36) dans ces conditions. Un exemple est pris sur la structure à 20 encoches et 12 pôles et la répartition de la force radiale en mode dégradé avec une phase en défaut est représentée par la Figure 88, après application des courants susceptibles de garder le couple électromagnétique constant.

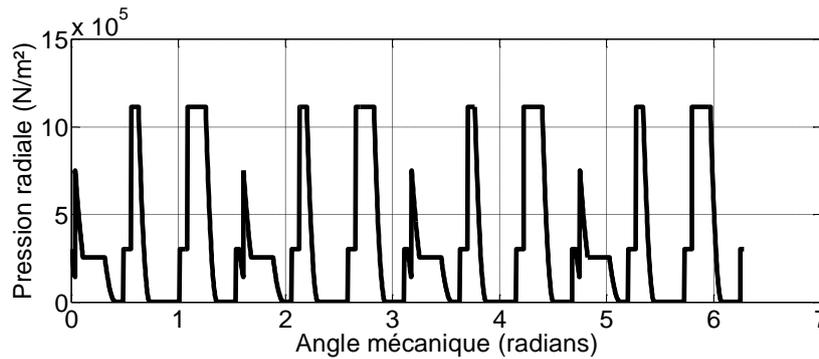


Figure 88: Répartition de la pression radiale en mode dégradé de type 1 phase en défaut à un instant donné pour une MSAP à bobinage concentré double couche à 20 encoches et 12 pôles

Cette répartition de la force radiale en mode dégradé montre une similitude avec celle en mode sain. En effet, ceci est lié au fait que la stratégie de commande adoptée vise à garder constant le champ tournant fondamental qui constitue l'essentiel de l'induction créée par le stator. Ce qui permet de garder alors la symétrie du point de vue magnétique malgré la perte de phase.

V-Conclusion

Ce chapitre a présenté des outils analytiques d'analyse et de modélisation qui permettent d'évaluer l'impact des caractéristiques internes (bobinages, dimensions) des machines électriques polyphasées et double étoile à aimants permanents déposés en surface à bobinages concentré sur leur comportement en vitesse variable. Nous avons ainsi mis en place un outil simple de génération de bobinages concentré performants pour des bobinages polyphasés. Cet outil est complété par un outil de calcul analytique des modèles électriques des machines (FEM et inductances) en fonction de leur bobinage et de leurs dimensions. Ceci permet de tracer pour une configuration dimensionnelle donnée les caractéristiques couple vitesse associée à une stratégie d'alimentation en mode sain et en modes dégradés. Ces outils ont été mis en œuvre sur des cas d'étude relatifs à des machines 5 phases et à double étoile triphasées correspondant à des cahiers des charges de machines basse vitesse de forte puissance devant fonctionner sur une large plage de vitesse. Cette étude de cas a montré que le choix de la combinaison encoche/pôle de la MSAP a une forte influence sur sa caractéristique couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés. Des approches préliminaires d'analyse des comportements parasites (pertes dans les aimants et efforts radiaux déséquilibrés) de ce type de machine sont également proposées. Elles reposent sur une analyse analytique couplée à une approche numérique. L'utilisation de ces outils sur des exemples montre que des travaux restent à mener pour qualifier l'influence du fonctionnement en mode dégradé sur les pertes et les forces radiales qui s'exercent sur la machine. L'ensemble de ces outils constitue un environnement qui pourra lors de travaux futurs être mis en œuvre pour effectuer des travaux de dimensionnement systématique pour un cahier des charges donné.

Au cours du chapitre suivant, nous allons utiliser une partie de ces outils afin d'évaluer l'influence des stratégies de bobinage de machines polyphasées sur les performances globales en termes de production d'énergie d'un système hydrolien à pas fixe dans son environnement dans une approche systémique en considérant la possibilité d'un fonctionnement en défaut de longue durée.