

Comparaison de Performances de Différentes Structures de Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) Polyphasées en Mode Normal et en Modes Dégradés en Vitesse Variable avec Défluxage pour des Applications Hydroliennes

Ousmane FALL^(1,2,3), Jean-Frédéric CHARPENTIER⁽²⁾, Ngac-Ky NGUYEN⁽³⁾, Paul LETELLIER⁽¹⁾

(1) Jeumont-Electric, 367 Rue de l'Industrie 59460 Jeumont

(2) Université de Lille, Centrale Lille, HEI, EA 2697 – L2EP - Arts et Métiers Paritech, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille, 8 Bd Louis XIV 59046 Lille

(3) Institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENav), BCRM Brest, 29240 Brest

RESUME—Cet article a pour objectif de caractériser différentes configurations de bobinages, de génératrices synchrones à aimants permanents déposés en surface, polyphasées pour des applications faibles vitesses et fortes puissances, associées à un multiplicateur de vitesse à faible rapport et une turbine hydrolienne à pas fixe. L'objectif est de comparer les structures polyphasées à bobinages concentrées à une structure de référence à bobinage distribué avec un pas diamétral et une encoche par pôle et par phase. L'idée est de qualifier l'influence du bobinage et de la structure polyphasée choisie, en termes de capacité de fonctionnement en défluxage en mode normal et dégradé pour un même cahier des charges relatif à une génératrice hydrolienne. L'étude concerne des machines à 5 phases régulièrement réparties et des machines à double étoiles triphasées décalées de 30°.

Mots-clés—génératrice synchrone, aimants permanents, génératrice polyphasée, fonctionnement en défaut, stratégie de commande, défluxage, applications hydroliennes, turbine à pas fixe, bobinage concentré.

1. INTRODUCTION

L'augmentation de la robustesse et la minimisation des opérations de maintenance est un défi majeur des systèmes à entraînements électriques. Le choix de l'utilisation de génératrices polyphasées (au lieu de structures à 3 phases) peut être lié à des exigences en termes de tolérance aux défauts, de qualité du couple à basse fréquence, et à la possibilité de fractionner la puissance et de diminuer ainsi les contraintes sur le dimensionnement des composants électroniques de puissance [1, 2]. Pour les énergies marines en général et l'hydrolien en particulier, un système tolérant aux défauts est requis de manière à réduire les opérations de maintenance, car ces systèmes sont particulièrement difficiles d'accès. Un retour d'expérience sur les systèmes à énergies renouvelables (l'éolien terrestre par exemple) montre que beaucoup de pannes sont liées au fonctionnement des convertisseurs [3, 4], et

conduisent après détection à une ouverture de phase. C'est pourquoi dans cet article les défauts considérés sont ceux liés à une ouverture de phase de la machine.

Dans le cadre hydrolien comme dans le cadre éolien, une stratégie de commande permettant l'écrêtage de la puissance à partir d'une valeur de courant nominal peut être utilisée pour optimiser le dimensionnement du système. Si, pour une hydrolienne, un générateur à aimants permanents est associé à une turbine à pas fixe, une stratégie de commande à maximum de couple par ampère (MTPA), qui implique une commande par défluxage en survitesse pour limiter la puissance, comme expliqué dans [5, 6] peut être implantée. Cette stratégie de commande permet de faire fonctionner le générateur dans une large plage de vitesse. Elle peut être appliquée en mode sain et en modes dégradés (la puissance de limitation et la plage de vitesse sont alors réduites pour les modes dégradés).

Dans cet article, le système est basé sur un générateur synchrone polyphasé (5 phases ou 2*3 phases) à aimants permanents associés à un multiplicateur de vitesse (de rapport environ égal à 5) et une turbine hydrolienne à pas fixe. La structure de l'ensemble convertisseur machine est montrée à la figure 1.

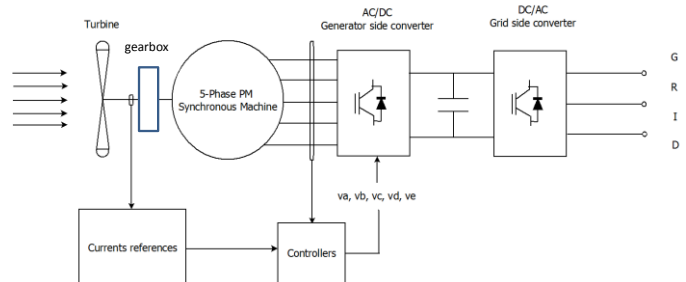


Fig. 1. Schéma général du système hydrolien.

Dans [7], il est proposé une stratégie de commande d'une machine à induction à 5 phases, qui permet un fonctionnement en mode sain et en modes dégradés (phases ouvertes). Cette stratégie a été adaptée dans [8] pour une commande à vitesse variable d'une machine à 5 phases avec MTPA et défluxage en survitesse, dont l'objectif est de maximiser le couple sur une large plage de vitesse, tant en mode sain qu'en modes dégradés.

Cependant, la caractéristique couple-vitesse d'une génératrice synchrone à aimants permanents ne dépend pas seulement de la stratégie de commande. Elle dépend fortement des caractéristiques internes de l'ensemble convertisseur-machine (formes d'ondes des forces électromotrices(FEM), valeurs des inductances propres et mutuelles du générateur et les valeurs maximales admissibles de courant et de tension dans le convertisseur et la machine). Les paramètres liés au générateur (forces électromotrices et inductances) sont fortement liés à la topologie de bobinage. Les bobinages concentrés autour des dents ont fait l'objet de plusieurs études durant ces dernières années [9-11]. Ce type de bobinage est particulièrement intéressant grâce à sa tolérance aux défauts, la faible longueur des têtes de bobines qui permet de diminuer l'encombrement de la machine et la possibilité de conduire à un faible niveau de couple de détente (bobinage à pas fractionnaires). C'est pourquoi cet article cherche à identifier des structures de bobinages concentrés qui conduiraient à des bonnes performances en mode sain et en mode dégradé en vitesse variable. L'objectif principal de l'étude est ici de comparer les caractéristiques couple-vitesse de plusieurs structures de générateurs polyphasés à bobinages concentrés en mode sain et en modes dégradés, pour les mêmes contraintes liées à la thermique et au convertisseur.

Cet article est structuré de la manière suivante : la section II est dédiée à la modélisation des machines synchrones à aimants permanents à 5 phases. Le choix du nombre d'encoches et du nombre de pôles, la méthodologie de conception et le calcul analytique des inductances et forces électromotrices des génératrices synchrones à aimants permanents, à bobinages concentrés autour des dents, sont présentés dans la section III. Des résultats sont présentés dans la section IV dans le but de comparer différentes structures à 5 phases. Dans la section V, l'analyse est étendue à une structure double étoile à 3 phases. Enfin, une conclusion est faite dans la section VI.

2. MSAP A 5 PHASES – MODELISATION ET COMMANDE

Pour établir un modèle analytique d'une MSAP, les hypothèses suivantes sont prises en compte :

- Les machines étudiées sont couplées en étoile et sont associées à des convertisseurs MLI à IGBT à « bras », comme le montre la figure 2.
- La saturation du fer n'est pas prise en compte sur le calcul des forces électromotrices et des flux.
- Le rotor est considéré comme étant à pôles lisses.
- Les phases sont régulièrement décalées.

Avec ces hypothèses, le vecteur de tension peut être décrit comme suit :

$$[v] = R_s [i] + \frac{d[\phi]}{dt} + [e] \quad (1)$$

où:

$$[v] = [v_a \ v_b \ v_c \ v_d \ v_e] \quad (2)$$

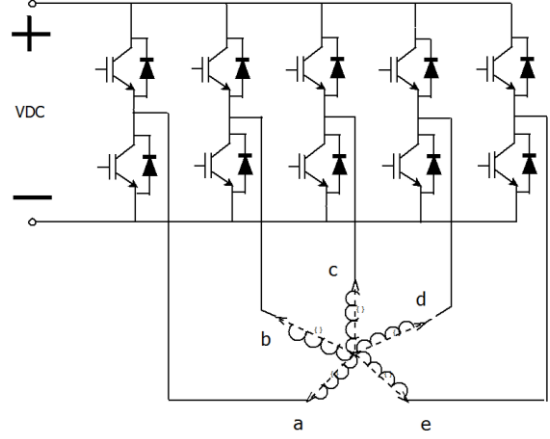


Fig. 2. Structure de l'ensemble convertisseur-machine.

- Le vecteur flux : $[\phi] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c \ \phi_d \ \phi_e]$
- Le vecteur courant : $[i] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]$
- Le vecteur FEM $[e] = [e_a \ e_b \ e_c \ e_d \ e_e]$

Dans le but de faciliter la commande, le modèle est établi dans les deux bases rotoriques obtenues après transformation de Concordia puis Park, comme expliqué dans [12, 13]. Cette modélisation permet de projeter les variables électriques des 5 phases dans deux repères tournant bidimensionnels (d_1q_1 et d_3q_3) et un repère homopolaire. Les repères obtenus après transformations peuvent être assimilés à des machines fictives. On met alors en évidence deux machines fictives bidimensionnelles (primaire et secondaire) sur lesquelles il est possible de produire un couple électromagnétique à valeur moyenne non nulle grâce au fondamental (pour la machine d_1q_1) et à l'harmonique 3 du courant (pour la machine d_3q_3), et une machine fictive homopolaire (de dimension 1).

Dans le cas d'une connexion en étoile, la machine fictive homopolaire n'est pas sollicitée. Le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction des variables dans les nouvelles bases :

$$C = C_1 + C_3 \quad (3)$$

$$C_1 = p \left((L_{d1} - L_{q1}) i_{d1} i_{q1} + \sqrt{\frac{5}{2}} \phi_1 i_{q1} \right) \quad (4)$$

$$C_3 = p \left(3(L_{d3} - L_{q3}) i_{d3} i_{q3} + 3\sqrt{\frac{5}{2}} \phi_3 i_{q3} \right) \quad (5)$$

C_1 et C_3 sont respectivement les couples produits par la machine fictive principale et celui produit par la machine fictive secondaire.

La stratégie de commande par MTPA peut être appliquée en mode normal comme en modes dégradés [14, 15]. Cependant, ces approches ne considèrent pas les contraintes liées à la tension et au courant dans le convertisseur. En survitesse, il est parfois nécessaire de faire du défluxage pour que le convertisseur puisse continuer à contrôler correctement les courants dans la machine. Dans ce cas, les expressions analytiques des courants doivent être adaptées. Dans [16] une stratégie de commande avec défluxage en survitesse pour une MSAP 5-phases a été présentée pour le mode sain. Dans [8] une stratégie de commande qui permet de faire du défluxage en mode sain et en modes dégradés a été présentée. Il est à noter que pour cette stratégie de commande si la FEM a une faible

valeur d'harmonique de rang 3, il suffit de contrôler les variables i_{dl} et i_{ql} à des valeurs constantes pour que la MTPA puisse se faire (i_{dl} va être non nul en défluxage). Par contre, si la FEM dispose d'une part significative d'harmonique de rang 3, la stratégie de commande proposée par [8] induirait une pulsation de couple en modes dégradés. En effet i_{q3} ne pourra pas être maintenu à une valeur constante si i_{dl} et i_{ql} sont déjà maintenus à des valeurs constantes ce qui produit un couple pulsatoire pour la machine fictive secondaire.

Pour résoudre ce problème au niveau de la commande, un convertisseur en pont en « H » pourrait être utilisé à la place du convertisseur à 5 « bras », pour ajouter un degré de liberté dans le calcul analytique des courants en cas de défaut (courant homopolaire non nul).

Mais une autre solution consiste de minimiser l'harmonique de rang 3 de la FEM en agissant sur les données de conception de la machine. C'est pourquoi dans cet article il est considéré que, pour toutes les machines à 5 phases étudiées, le rapport de l'ouverture des aimants sur l'ouverture de pôles est fixé à 2/3. Le choix de cette va conduire à minimiser l'harmonique de rang 3 de la FEM.

Après détermination des expressions de courants qui garantissent un couple électromagnétique constant selon le mode de fonctionnement décrit, une optimisation numérique est faite pour déterminer les valeurs de (i_{dl} , i_{ql}) qui maximisent la valeur du couple électromagnétique tout en respectant les contraintes en courant et en tension du convertisseur ($|i_{a,b,c,d,e}| < I_{max}$ et $|v_{a,b,c,d,e}| < V_{max}$). Comme décrit dans [8] cette optimisation est faite à l'aide de la fonction *fmincon* de Matlab.

Ceci permet pour un jeu de paramètre de la machine (forme d'onde de la FEM et inductances) de tracer les caractéristiques couple vitesse de l'entraînement polyphasé en mode sain et dégradé.

3. CALCUL D'INDUCTANCES ET FEM D'UNE MSAP A 5 PHASES A BOBINAGE CONCENTRE AUTOUR DES DENTS

Pour faire le choix de la topologie de bobinage, les contraintes suivantes doivent être prises en compte :

- la condition de symétrie doit être satisfaite : le nombre d'encoche par phase doit être une valeur entière. Cette valeur peut s'exprimer comme suit (Q_s étant le nombre total d'encoches et m le nombre de phases) :
 - ✓ la valeur $\frac{Q_s}{2m}$ doit être une valeur entière pour un bobinage simple couche.
 - ✓ La valeur $\frac{Q_s}{m}$ doit être une valeur entière pour un bobinage double couches.
- La valeur du coefficient de bobinage du 1^{er} harmonique doit être au moins égale à 0.95 afin de maximiser le couple volumique du générateur.
- Le plus grand commun diviseur de Q_s et p (nombre de paires de pôles) doit être relativement élevé afin d'avoir une bonne répartition des forces radiales dans la machine.
- Le plus petit commun multiple de Q_s et $2p$ doit être élevé pour minimiser le couple de détente.

Après avoir choisi la combinaison encoche/pôle, le coefficient de distribution est déterminé de façon similaire à

celle décrite dans [17] appliquée à des machines triphasées. Cette méthode est étendue pour des structures polyphasées. Pour pouvoir déterminer les caractéristiques couple-vitesse en mode sain et en modes dégradés des structures étudiées, il est nécessaire de déterminer les formes d'ondes des FEM ainsi que les valeurs des inductances propres et des mutuelles inductances. Pour être en mesure d'étudier assez rapidement plusieurs configurations, ces calculs sont faits de manière analytique puis sont validés par éléments finis. Ces validations montrent que les deux calculs suscitent des erreurs inférieures à 10%.

Les coefficients de bobinage, sont calculés par la méthode décrite dans [17] et [18].

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(6)) est déterminée par résolution d'équations de Maxwell par séparation de variables, en utilisant la méthode décrite dans [19].

$$B_r(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} R_m^{-(np-1)} \left\{ \frac{(np-1)R_m^{2np} + 2R_r^{np+1}R_m^{np-1} - (np+1)R_r^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r}[R_s^{2np} - R_r^{2np}] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r}[R_m^{2np} - R_s^{2np}(R_r/R_m)^{2np}]} \right\} \left[r^{np-1} + R_s^{2np} r^{-(np+1)} \right] \cos(np\theta) \quad (6)$$

Avec:

$$M_n = 2 \frac{B_m}{\mu_0} \beta \frac{\sin\left(\frac{n\pi\beta}{2}\right)}{\frac{n\pi\beta}{2}} \quad (7)$$

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

L'effet des encoches est pris en compte en utilisant une fonction de perméance dans l'entrefer tel que présenté dans [20].

$$B_{r_real}(r, \theta) = \tilde{\lambda}(r, \theta) B_r(r, \theta) \quad (8)$$

Avec $\tilde{\lambda}$ la perméance relative de l'entrefer.

La FEM est alors obtenue de la manière suivante :

$$e = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9)$$

$\phi(t)$ étant le flux instantané capté par une phase obtenu par intégration de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer.

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 inductances dépendent de cette combinaison [21]. 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 les valeurs des constantes de temps électriques dans les bases d_1q_1 et d_3q_3 . Ces constantes de temps doivent être compatibles avec la fréquence électrique du convertisseur afin de pouvoir contrôler les courants dans les deux bases.

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

$$L_p = L_m + L_\delta + L_s + L_{ew} + L_{tt} \quad (10)$$

Avec:

L_p : 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 [22] :

$$L_m = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_{a1}^2(\theta) d\theta \quad (11)$$

$$L_\delta = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int (F_a^2(\theta) - F_{a1}^2(\theta)) d\theta \quad (12)$$

$$L_s = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_u \quad (13)$$

$$L_{tt} = N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{tt} \quad (14)$$

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. Ils sont calculés de la manière suivante :

$$\lambda_u = k_1 \frac{h_4 - h'}{3b_3} + k_2 \left(\frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \right) + \frac{h'}{4b_4} \quad (15)$$

h' correspond à l'espacement entre les deux couches d'une même encoche.

Pour un bobinage simple couche, λ_u devient :

$$\lambda_u = \frac{h_4}{3b_3} + \frac{h_3}{b_4} + \frac{h_1}{b_1} + \frac{h_2}{b_4 - b_1} \ln \frac{b_4}{b_1} \quad (16)$$

h_1, h_4, b_1, b_4 sont les paramètres géométriques de l'encoche représenté par la figure 3. $h_2 = h_3 = b_2 = b_3 = 0$. k_1 et k_2 sont décrits comme suit :

$$k_1 = \frac{5 + 3g}{8} \quad k_2 = \frac{1 + g}{2}$$

Avec g calculé comme dans [22, 23] :

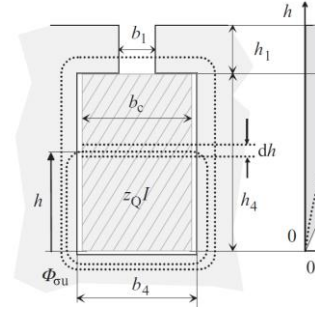


Figure 3. Schémas de l'encoche de [22].

$$g = \frac{1}{N_{slot}} \sum_{n=1}^{N_{slot}} \cos(\gamma_n) \quad (17)$$

γ_n correspond à l'angle électrique entre le courant de la phase "a" et celui de la phase logé dans la même encoche..

La mutuelle inductance entre deux phases différentes est calculée comme suit : $M_{ab} = M_{abm} + M_s$ avec :

$$M_{abm} = \frac{\mu_0 R_s L_u}{e + \frac{h_m}{\mu_r}} \int F_a(\theta) F_b(\theta) d\theta \quad (18)$$

et:

$$M_s = -N_{slot} \mu_0 L_u Z_q^2 \lambda_{MS} \quad (19)$$

λ_{MS} étant le facteur de perméance calculé à partir de [24] adapté à des structures polyphasées à bobinages concentrés autour des dents. F_a, F_b sont respectivement les fonctions de bobinage de la phase a et de la phase b.

Le terme M_{abm} représente la mutuelle inductance obtenu uniquement par l'effet de couplage dans l'entrefer. Le terme M_s 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 [24].

Les calculs des inductances propres et des mutuelles inductances permettent d'obtenir les valeurs des inductances cycliques dans les bases (d_1q_1) et (d_3q_3) en utilisant les transformations de Park et Concordia.

Pour une MSAP à pôles lisses, on a : $[L]_{odq} = [T_s][L][T_s]^t$

$$[L]_{odq} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{d1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{q1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{d3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{q3} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Avec:

$$[T_s] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

L'utilisation de ce modèle analytique permet ainsi d'obtenir très rapidement les modèles électriques (FEM et inductances) de MSAP à 5 phases à bobinage concentré autour des dents et donc de déterminer les caractéristiques couple vitesse associées.

4. COMPARAISON DES PERFORMANCES EN TERME DE CARACTERISTIQUE COUPLE-VITESSE DE MSAP A 5 PHASES

Les générateurs étudiés sont conçus avec les mêmes caractéristiques, relatives à un cahier des charges d'une hydrolienne de grande puissance. Les machines 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 rpm. Ces données correspondent à une machine de référence notée S0 à 5 phases avec 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 le tableau 1.

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 [8].

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).

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 à la tension nominale, en mode sain, à courant nominal sinusoïdal et à charge linéique constante. Pour ce point de fonctionnement à vitesse de base, une stratégie de commande à MTPA est considérée (le 1^{er} harmonique de FEM [e] et le courant [i] sont en phase).

Pour chaque structure, les caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse sont déterminées pour chaque mode de fonctionnement (mode sain et modes dégradés). Ces

caractéristiques sont données sur les figures 4 à 9. 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 obtenues avec la structure de référence S0 en mode sain.

Tableau 1. 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 du stator	1600 mm
Induction rémanente	1.05 T
Charge linéique	660 A/cm
Rapport dent/encoche	0.8
Coefficient d'ouverture des encoches	0.8
Rapport ouverture d'encoche sur ouverture de pôle	2/3

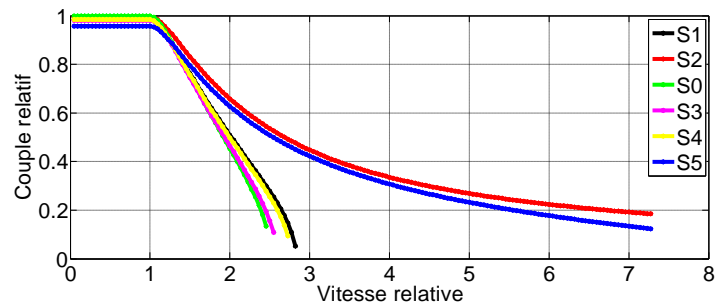


Figure 4 : caractéristiques couple-vitesse en mode sain

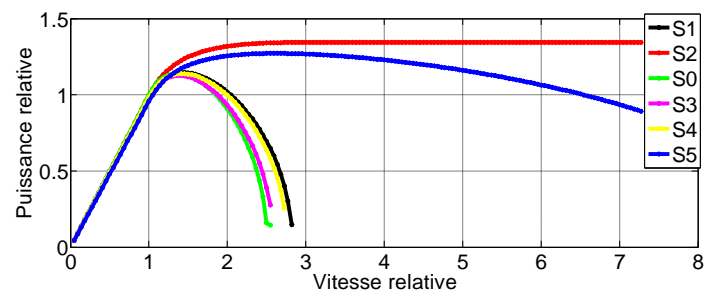


Figure 5 : caractéristiques puissance-vitesse en mode sain

Afin de pouvoir faire la comparaison de ces structures, les critères suivants ont été pris en compte 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 le tableau 2).
- La plage de vitesse de fonctionnement, notée VM dans le tableau 2 (valeur maximale de vitesse à laquelle l'énergie peut encore être extraite).
- Le facteur de puissance au point nominal (à la vitesse de base) donné sur le tableau 3 (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 lié 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 associer à une turbine hydrolienne à pas fixe de par leurs performances.

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).

Compte tenu des exigences de la turbine hydrolienne à pas fixe, les structures S2 et S5 semblent être les plus attractives. Ces structures sont caractérisées par une bonne capacité de défluxage, qui permet d'extraire l'énergie de façon efficace en survitesse, ceci même en mode dégradé, mais elles ont des facteurs de puissance relativement faible 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.

Néanmoins, il est à noter que les machines à bobinage concentré autour des dents ont la particularité d'avoir un riche contenu spectral de force magnéto motrice (FMM). Ce riche contenu spectral de FMM a pour conséquence d'augmenter le niveau de pertes par courants induits dans les aimants. Ce phénomène devra donc être considéré dans le processus de conception de la machine dans de futures investigations.

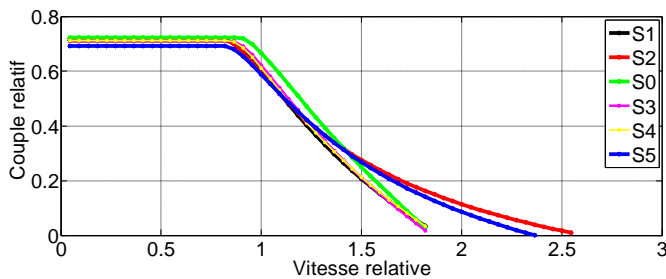


Figure 6: Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

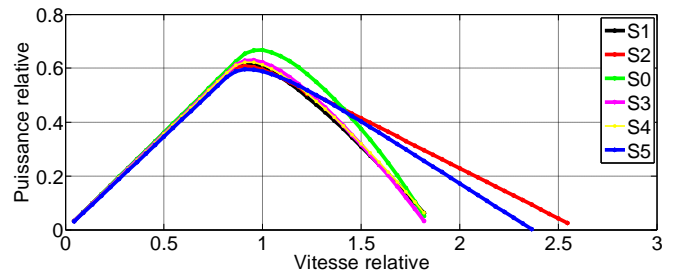


Figure 7: Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (1 phase en défaut)

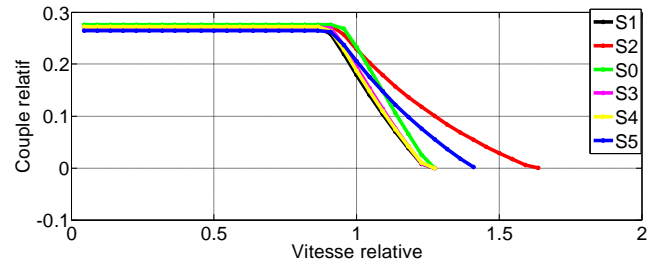


Figure 8: Caractéristique couple-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

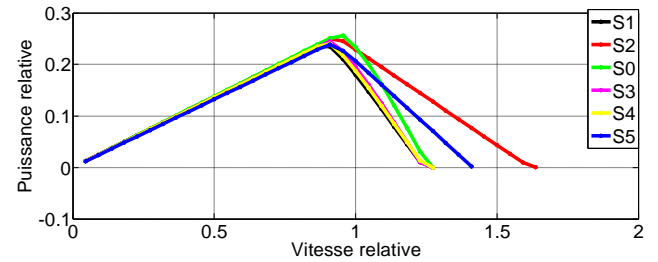


Figure 9: Caractéristique puissance-vitesse en mode dégradé (2 phases adjacentes en défaut)

TABLEAU II. 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 CMest la valeur maximale du couple à basse vitesse, ² MS : la valeur maximale de la vitesse relative, où l'énergie peut encore être extraite

TABLEAU III. Facteurs de puissance en mode sain à la vitesse de base

	S0	S1	S2	S3	S4	S5
FP	0.88	0.857	0.66	0.874	0.864	0.758

5. ETUDE D'UN CAS PARTICULIER D'UNE STRUCTURE DOUBLE ETOILE DECALEE DE 30°

L'avantage de cette structure est la simplicité de sa commande (en particulier en mode dégradé). En effet, en cas de défaut, l'étoile concernée par le défaut est automatiquement isolée. Par contre, l'inconvénient est que la moitié de la puissance initialement produite est perdue. 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[25, 26].

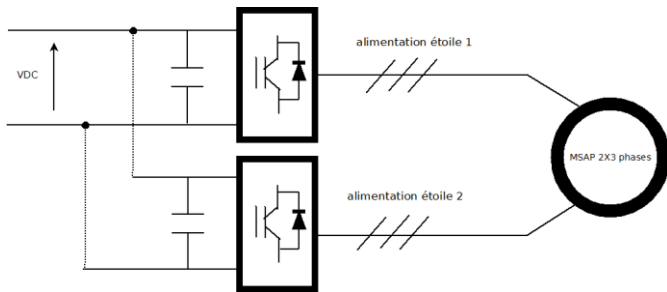


Figure 10 : Schéma d'alimentation d'une MSAP double étoile triphasée

Pour concevoir une telle machine avec un bobinage concentré autour des dents, la technique utilisée dans [17] 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 regroupés en inversant le sens de bobinage de l'une, de manière à former un système double triphasé décalé de 30° .

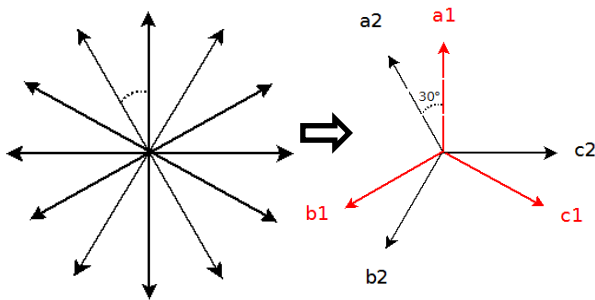


Figure 11 : Passage d'un système à 12 phases à un système double triphasé

Pour le même cahier des charges, que celui étudié précédemment pour les structures à 5 phases, 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 une périodicité de 4 et sa fonction de bobinage (Figure 12) montre bien un découplage des étoiles et des phases.

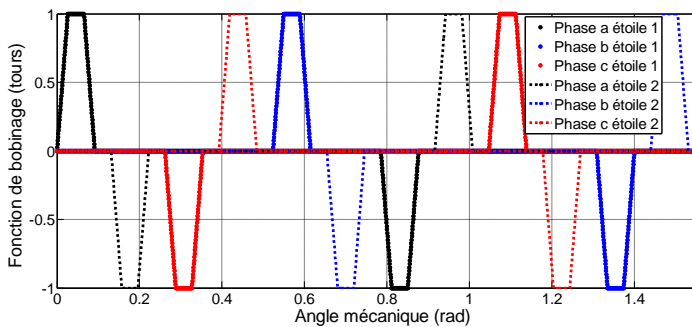


Figure 12 : Fonctions de bobinage de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles

Les inductances et les FEM sont calculées pour chaque étoile (identiques puisque qu'elles ont les mêmes fonctions de bobinage) de la même manière que pour les structures à 5 phases, sachant que dans ce cas de figure, les mutuelles sont considérées comme nulle (bobinage concentré simple couche).

Le comportement théorique de la machine en vitesse variable montre une caractéristique couple-vitesse (Figure 13) 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).

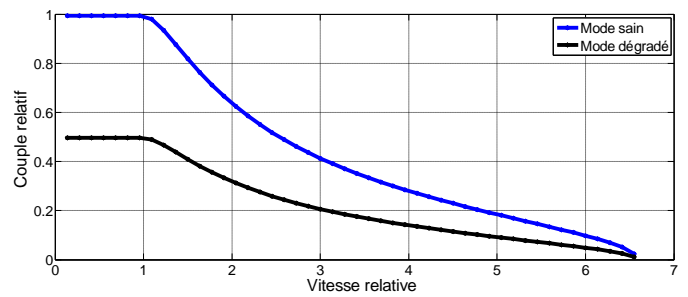


Figure 14 : Caractéristique couple-vitesse de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles

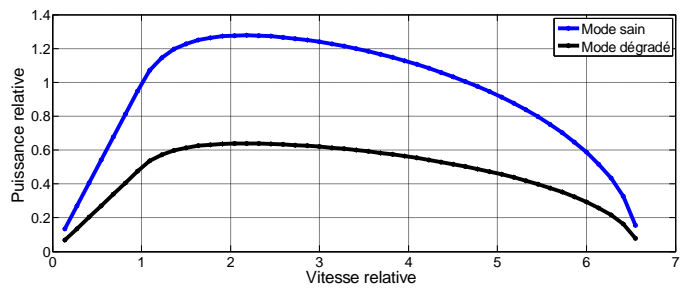


Figure 14 : Caractéristique puissance-vitesse de la structure 2X3 phases à 96 encoches et 56 pôles

On peut noter que pour une structure double triphasée est la plage de vitesse à couple constant ne se dégrade pas en mode de défaut, contrairement aux structures à 5 phases. Cependant l'apparition d'un premier défaut conduit à la perte de la moitié du couple nominal contrairement aux structures à 5 phases qui conservent une meilleure capacité d'extraction au premier défaut (1 phase ouverte). D'autre part, l'utilisation de machines à 5 phases permet de continuer à extraire de l'énergie même après l'apparition de deux défauts (2 phases ouvertes).

6. CONCLUSIONS

Cet article compare différentes configurations de bobinages concentré autour des dents de MSAP polyphasées. Le comportement en vitesse variable de générateurs à 5 phases a été étudié en mode sain et en modes dégradés. Pour cela, plusieurs structures ont été étudiées pour un même cahier des charges relatif à une génératrice à forte puissance et faible vitesse associé à une turbine hydrolienne à pas fixe. Dans ce contexte, les génératrices doivent être capables de fonctionner en modes dégradés. Les comparaisons sont basées sur un calcul analytique des paramètres de la MSAP qui influent sur son comportement en vitesse variable (formes d'onde de la, FEM et inductances). Ce calcul permet de déterminer les caractéristiques couple-vitesse de ces générateurs, en mode sain et en modes dégradés (phases ouvertes). Cette étude montre 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. Elle montre également que certaines structures de bobinages sont plus appropriées aux exigences spécifiques à un cahier des charges à large plage de variation de vitesse comme celui étudié. L'étude est étendue au cas de machines double-étoiles triphasées à bobinage concentrés, et montrent qu'un bobinage double étoile pourrait également être une solution avantageuse pour gérer les modes dégradés en vitesse variable. Néanmoins, les bobinages concentrés étudiés pour les 2 cas sont 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. C'est pourquoi les travaux futurs viseront à évaluer ces phénomènes.

7. REFERENCES.

- [1] [1] H. Jin, K. Min, Y. Jia-qiang, J. Hai-bo, and L. Dong, "Multiphase machine theory and its applications," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS.*, 2008, pp. 1-7.
- [2] [2] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1893-1909, 2008.
- [3] [3] J. Ribrant and L. M. Bertling, "Survey of Failures in Wind Power Systems With Focus on Swedish Wind Power Plants During 1997–2005," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 167-173, 2007.
- [4] [4] Y. Li and H. K. Florig, "Modeling the Operation and Maintenance Costs of a Large Scale Tidal Current Turbine Farm," in *OCEANS 2006*, 2006, pp. 1-6.
- [5] [5] Z. Zhibin, F. Sculler, J. F. Charpentier, M. El Hachemi Benbouzid, and T. Tianhao, "Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Overrated Current Speed With Flux-Weakening Strategy," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 40, pp. 536-545, 2015.
- [6] [6] S. Djebarri, J. F. Charpentier, F. Sculler, and M. Benbouzid, "A systemic design methodology of PM generators for fixed-pitch marine current turbines," in *Green Energy, 2014 International Conference on*, 2014, pp. 32-37.
- [7] [7] H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 748-756, 1998.
- [8] [8] O. Fall, J. F. Charpentier, N. Ngac-Ky, and P. Letellier, "Maximum torque per ampere control strategy of a 5-phase PM generator in healthy and faulty modes for tidal marine turbine application," in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, pp. 468-473.
- [9] [9] A. M. El-Refai, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 107-121, 2010.
- [10] [10] A. M. El-Refai, T. M. Jahns, and D. W. Novotny, "Analysis of surface permanent magnet machines with fractional-slot concentrated windings," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 34-43, 2006.
- [11] [11] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 248-253, 2002.
- [12] [12] X. Kestelyn, E. Semail, and J. Hautier, "Vectorial multi-machine modeling for a five-phase machine," *International Congress on Electrical Machines (ICEM'02)*, 2002.
- [13] [13] E. Semail, A. Bouscayrol, and J.-P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *The European Physical Journal - Applied Physics*, vol. 22, pp. 207-220, 2003.
- [14] [14] X. Kestelyn and E. Semail, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5057-5065, 2011.
- [15] [15] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 476-485, 2011.
- [16] [16] L. Lu, B. Aslan, L. Kobylansky, P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, and E. Semail, "Computation of optimal current references for flux-weakening of multi-phase synchronous machines," presented at the International Conference on Industrial Electronics Society, IECON, Montreal, QC, 2012.
- [17] [17] F. Libert and J. Soulard, "Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings," presented at the ICEM, 2004.
- [18] [18] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, 2003, pp. 333-339 vol.1.
- [19] [19] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 124-135, 1993.
- [20] [20] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 143-151, 1993.
- [21] [21] F. Sculler and E. Semail, "Inductances and Back-emf Harmonics Influence on the Torque/Speed Characteristic of Five-Phase SPM Machine," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*, 2014, pp. 1-6.
- [22] [22] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcovà, *Design of Rotating Electrical Machines*, Wiley ed., 2007.
- [23] [23] P. Ponomarev, Y. Alexandrova, I. Petrov, P. Lindh, E. Lomonova, and J. Pyrhonen, "Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 5966-5973, 2014.
- [24] [24] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Winding inductances of brushless machines with surface-mounted magnets," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, pp. WB2/2.1-WB2/2.3.
- [25] [25] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés," PhD, Lille1, 2003.
- [26] [26] N. Moubayed, *Alimentation par onduleurs de tension des machines multi-étoiles*, 1999.