

Model dynamique et signature du défaut inter-spires intermittent dans les têtes de bobines d'une MSAP

Najla Haje Obeid, Thierry Boileau, Babak Nahid-Mobarakeh
Université de Lorraine, Vandœuvre-lès-Nancy, France

RESUME – Dans cette étude, nous nous intéressons aux défauts précoces dans les têtes de bobines d'un enroulement statorique d'une MSAP causés par les vibrations mécaniques. À la différence du défaut inter-spires modélisé par un court-circuit permanent entre les spires défectueuses, le défaut naissant dans les têtes de bobines se manifeste par un court-circuit intermittent. Dans cet article, nous présentons ce type de défaut et nous développons le système d'équations d'une MSAP en cas de défaillance. La présence de défaut introduit des perturbations dans les courants statoriques et dans les tensions de références. L'étude paramétrique présentée montre l'influence du point de fonctionnement du moteur, des paramètres de commande ainsi que des paramètres spécifiques au défaut sur la forme du courant en cas de défaut intermittent. L'étude montre que cette forme reste toujours la même et qu'elle constitue la signature de ce type de défaut. Cette affirmation est validée par les résultats théoriques et expérimentaux.

Mots-clés – défaut intermittent, défaut naissant, court-circuit inter-spires, modélisation de défaut, signature du défaut, têtes de bobines.

1. NOMENCLATURE

e_a, e_b, e_c : f.e.m des phases (a, b, c)
 e_{a2} : f.e.m de la partie en court-circuit
 ε : erreur entre la référence de courant de la phase "a" et le courant mesuré
 φ_0 : position initiale du rotor
 i_a, i_b, i_c : courants statoriques des phases (a, b, c)
 I_{A0} : valeur initiale du courant i_a
 $I_{a\text{def}}(s)$: courant i_a d'une phase en défaut dans le domaine de Laplace
 $I_{A\text{max}}$: valeur maximale de la référence de courant
 $I_{a\text{sain}}(s)$: courant i_a d'une phase saine dans le domaine de Laplace
 $i_{a\text{ref}}$: référence de courant de la phase "a"
 i_f : courant de court-circuit intermittent
 I_{f0} : valeur initial du courant i_f
 I_s : valeur seuil de i_a pour avoir un court-circuit inter-spire
 K_{ii} : gain intégral du régulateur de courant dans le plan (a, b, c)
 K_{iidq} : gain intégral du régulateur de courant dans le plan (d, q)
 K_{pi} : gain proportionnel du régulateur de courant dans le plan (a, b, c)
 K_{pidq} : gain proportionnel du régulateur de courant dans le plan (d, q)
 L_{a2} : inductance propre de la partie en court-circuit
 L_s : inductance cyclique d'une phase du stator
 M_{a1a2} : mutuelle entre la partie en court-circuit et le reste de la phase "a"
 M_{a2BC} : mutuelle entre la partie en court-circuit et les phases "b" et "c"
 μ : rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires
 ψ_f : flux maximum des aimants
 R_{a2} : résistance de la partie en court-circuit
 R_f : résistance variable de court-circuit intermittent
 $R_{f\text{-faible}}$: valeur de R_f lors du court-circuit

R_s : résistance d'une phase du stator
 σ : l'intégrale de l'erreur ε
 σ_0 : valeur initiale de σ
 $t_{cc\text{off}}$: le moment fin du court-circuit
 $t_{cc\text{on}}$: le moment début du court-circuit
 v_a, v_b, v_c : tension des phase (a, b, c)
 w : pulsation électrique
 Ω : vitesse mécanique

2. INTRODUCTION

Dans les machines tournantes, le champ de fuite dans les têtes de bobines cause des variations dans les forces électromagnétiques qui sont à la base des vibrations mécaniques des têtes de bobines [1]. Le phénomène vibratoire accélère le vieillissement et dégrade l'isolant de l'enroulement aboutissant à des défauts courts-circuits inter-spires [2, 3, 4]. Selon la dégradation de l'isolant, ces défauts naissants apparaissent d'abord de manière intermittente avant de devenir des courts-circuits inter-spires permanents [5].

Les méthodes existantes de surveillance des têtes de bobines se basent sur la mesure des vibrations [6], sur l'évaluation de la déformation causée par ces vibrations [7] ou sur le calcul des forces électromagnétiques [8, 9, 10, 11] mais elle ne fournissent pas un modèle électrique de la machine dans des conditions de défaut.

Parallèlement, beaucoup d'études ont été menées dans le but de modéliser les défauts inter-spires. Ces modélisations sont restreintes aux défauts de type court-circuit permanent [12, 13] et ne couvrent pas les défauts de type intermittent. Dans ces études, les défauts inter-spires sont modélisés par un court-circuit franc [14, 15] ou par un court-circuit non franc avec une résistance [16, 17, 18].

Dans cet article, nous commençons par présenter le modèle équivalent d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) en présence d'un défaut naissant intermittent. Il s'agit d'un modèle dynamique d'une MSAP avec un court-circuit entre les spires d'une phase qui prend en compte le phénomène d'intermittence du défaut. En se basant sur ce modèle, une étude paramétrique du comportement de la machine et en particulier du courant de la phase en défaut est analysée. Cela permet de trouver la signature du défaut étudié et d'envisager une méthode de détection adaptée. Les résultats théoriques et expérimentaux confirment la théorie proposée.

3. MODÈLE DYNAMIQUE DU DÉFAUT INTERMITTENT

Dans les machines électriques, les forces électromotrices dans les têtes de bobines créées par le champ de fuite exposent les spires à ce niveau de l'enroulement à des vibrations mécaniques ce qui affaiblit l'isolant [19]. Pour un défaut naissant au niveau des têtes de bobines, le contact entre les spires voisines et vibrantes a lieu lorsque les forces électromagnétiques sont suffisamment grandes. Ces forces dépendent de l'intensité du courant et leurs modules sont proportionnelles au carré de l'intensité du courant traversant l'enroulement. Pour un enroulement alimenté par un courant alternatif, nous estimons que les forces

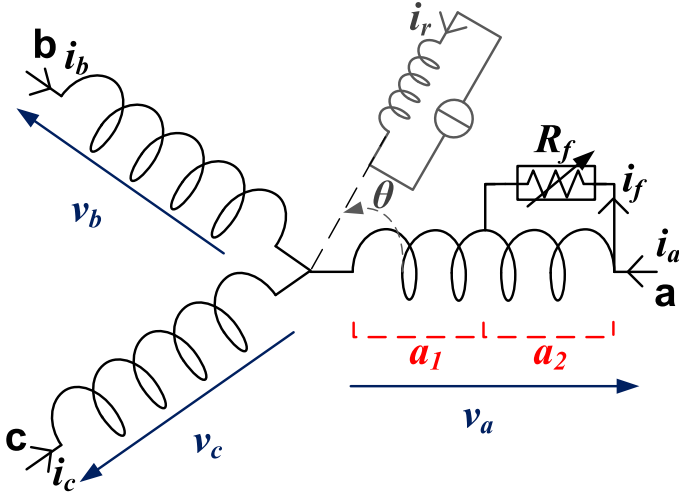


Fig. 1. Modèle équivalent de la MSAP en défaut

sont minimales lorsque le courant passe par zéro et maximales lorsque le courant atteint sa valeur crête. En se basant sur cette hypothèse, deux spires adjacentes de têtes de bobines vibrantes sont le plus proche lorsque le courant est maximal en valeur absolue. Avec le vieillissement, l'isolant de ces spires vibrantes se détériore et laisse place à des défauts inter-spires intermittents. Un contact entre les spires vibrantes peut avoir lieu si les forces électromotrices sont suffisamment grandes [20, 21]. Nous pouvons considérer un courant seuil I_s au-delà duquel le contact s'établit et par conséquent le court-circuit inter-spires apparaît. Le défaut disparaît lorsque le courant repasse en dessous de I_s sous l'effet des forces de rappel des bobinages. En se basant sur ces informations, nous concluons que l'apparition de défauts naissants dans les têtes de bobines d'un stator alimenté par des courants alternatifs est au alentour des crêtes de courants.

Le contact étant intermittent, le défaut sera modélisé par une résistance R_f admettant deux valeurs : valeur faible (notée $R_{f-faible}$) en cas de court-circuit et infini dans le cas contraire [22]. En effet, lorsque le contact entre deux spires vibrantes endommagées survient, c'est comme si la résistance R_f entre ces spires passait d'une valeur infinie à une valeur relativement faible en laissant un courant de court-circuit circuler entre ces deux spires. Lorsque ces spires s'éloignent l'une de l'autre, le courant de court-circuit s'annule et la valeur de R_f augmente. La figure 1 présente le modèle équivalent du stator d'une MSAP dans des conditions de défaut entre des spires de la phase "a".

Avant de présenter le système d'équations d'une MSAP en défaut, nous commençons par présenter dans (1) le système d'équation d'une MSAP saine :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

En présence du défaut court-circuit, le système d'équation de la machine peut se mettre sous la forme présentée dans (2).

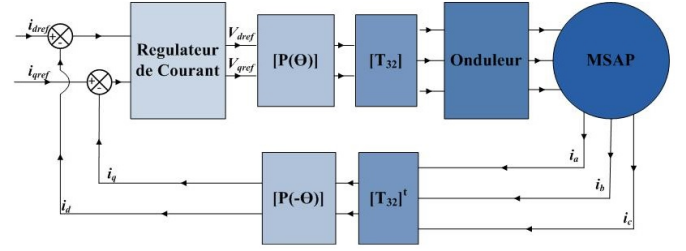


Fig. 2. Schéma bloc de commande de la MSAP

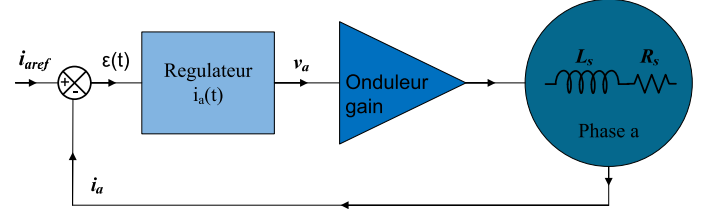


Fig. 3. Schéma bloc de la commande simplifiée de $i_a(t)$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2BC} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2BC} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2BC} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

où $[v_a \ v_b \ v_c]^t$ et $[i_a \ i_b \ i_c]^t$ sont respectivement les tensions et les courants des phases (a, b, c), R_s et L_s la résistance et l'inductance cyclique d'une phase, i_f le courant de court-circuit, R_f la résistance variable modélisant la fermeture et l'ouverture du court-circuit, R_{a2} , L_{a2} , M_{a1a2} , et M_{a2BC} la résistance, l'inductance propre de la partie court-circuitée et la mutuelle entre cette partie et les autres enroulements (figure 1).

4. MODÈLE RÉDUIT DU DÉFAUT INTERMITTENT

La place du court-circuit et le nombre de spires court-circuitées dépendent de la disposition des spires dans les têtes de bobines du stator. En effet, deux spires adjacentes ne sont pas forcément deux spires consécutives et par conséquent le nombre de spires impliquées dans le défaut naissant dépend de la façon dont le bobinage est réalisé. La fréquence d'apparition du défaut ainsi que le courant seuil d'apparition du défaut I_s dépendent de la dégradation de l'isolant.

Dans cet article nous nous intéressons à présenter l'influence du court-circuit sur les courants statoriques et en particuliers sur le courant i_a de la phase en défaut. La machine est auto-pilotée et alimentée par un onduleur de tension à MLI contrôlé en courant à l'aide des correcteurs PI. LA figure 2 présente le schéma de principe de la commande de la machine.

Pour simplifier l'étude du courant i_a , et pour la partie théorique uniquement, nous modélisons l'onduleur par un gain et nous réduisons le système d'équations de la machine à la phase "a". Cette restriction est possible parce que les phases (a, b, c) sont indépendantes dans les deux systèmes d'équations (1) et (2). Le schéma bloc de la commande du courant $i_a(t)$ peut être présenté par la figure 3.

Afin de pouvoir comparer les résultats obtenus avec la simulation théorique du système réduit et ceux mesurés sur le banc d'essai, nous avons calculé les gains du correcteur PI $K_{pi\ dq}$ et $K_{ii\ dq}$ en (d, q) et nous les avons multipliés par $\sqrt{\frac{2}{3}}$ (équation

(3) pour effectuer le passage en (a, b, c) et obtenir K_{pi} et K_{ii} utilisés dans la boucle de commande simplifiée.

$$\begin{cases} K_{pi} = \sqrt{\frac{2}{3}} K_{pi\,dq} \\ K_{ii} = \sqrt{\frac{2}{3}} K_{ii\,dq} \end{cases} \quad (3)$$

La référence de courant $i_{a\,ref}$ est choisie telle que le courant statorique i_a soit en phase avec e_a , la f.e.m de la phase "a". Ce qui est équivalent à imposer un courant $i_d = 0$ dans le repère (d, q) . Dans les équations 4 et 5 sont présentées les expressions de $i_{a\,ref}$ et de e_a .

$$i_{a\,ref}(t) = I_{Amax} \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (4)$$

$$e_a(t) = \psi_f w \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (5)$$

avec I_{Amax} la valeur maximale du courant, w la pulsation électrique, φ_0 la position initiale du rotor et ψ_f le flux maximum des aimants.

L'équation du régulateur de courant PI est donnée par (6) :

$$v_a(t) = K_{pi}\varepsilon(t) + K_{ii}\sigma(t) \quad (6)$$

avec ε et σ définis par :

$$\varepsilon(t) = i_{a\,ref} - i_a \quad (7)$$

$$\sigma(t) = \int_0^t (i_{a\,ref} - i_a) dt \quad (8)$$

Nous définissons le vecteur d'état d'une phase saine $[x_{sain}]$ par :

$$[x_{sain}] = \begin{bmatrix} i_a \\ \sigma \end{bmatrix} \quad (9)$$

et l'entrée de ce système d'état par :

$$[u] = \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (10)$$

Pour une machine saine, le système d'équations présenté dans (1) se réduit au système présenté dans (11).

$$[R_{sain}][x_{sain}] + [L_{sain}] \frac{d}{dt} [x_{sain}] + [K_{sain}][u] = 0 \quad (11)$$

avec

$$[R_{sain}] = \begin{bmatrix} R_s + K_{pi} & -K_{ii} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$[L_{sain}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$[K_{sain}] = \begin{bmatrix} -K_{pi}I_{Amax} + \psi_f w \\ -I_{Amax} \end{bmatrix} \quad (14)$$

En absence d'harmonique de f.e.m, la résolution du système d'équations (11) dans le domaine de Laplace permet de trouver $I_{a\,sain}(s)$ la transformée de Laplace du courant $i_a(t)$ donnée dans l'équation (15).

$$I_{a\,sain}(s) = \frac{I_{A0}L_s s + K_{ii}\sigma_0}{L_s s^2 + (K_{pi} + R_s) s + K_{ii}} + \frac{s \sin(\varphi_0) + w \cos(\varphi_0)}{(s^2 + w^2)} \frac{(I_{Amax}K_{pi} - \psi_f w) s + I_{Amax}K_{ii}}{L_s s^2 + (K_{pi} + R_s) s + K_{ii}} \quad (15)$$

Avec I_{A0} la valeur initial du courant i_a , σ_0 la valeur initiale de σ , R_s la résistance de la phase "a" et L_s l'inductance cyclique de l'enroulement de la phase "a".

Pour une machine en défaut, nous définissons le vecteur d'état $[x_{def}]$ regroupant le courant i_a , le courant de court-circuit i_f et σ comme indiqué dans l'équation (16).

$$[x_{def}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_f \\ \sigma \end{bmatrix} \quad (16)$$

Le système d'équations présenté dans (2) se réduit alors au système présenté dans (17).

$$[R_{def}][x_{def}] + [L_{def}] \left[\frac{d}{dt} x_{def} \right] + [K_{def}][u] = 0 \quad (17)$$

avec

$$[R_{def}] = \begin{bmatrix} R_s + K_{pi} & -R_{a2} & -K_{ii} \\ -R_{a2} & -R_{a2} + R_f & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$[L_{def}] = \begin{bmatrix} L_s & -L_{a2} - M_{a1a2} & 0 \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{a2BC} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$[K_{def}] = \begin{bmatrix} -K_{pi}I_{Amax} + \psi_f w \\ -\mu \psi_f w \\ -I_{Amax} \end{bmatrix} \quad (20)$$

La résolution du système d'équations (17) dans le domaine de Laplace fournit $I_{a\,def}(s)$ la transformée de Laplace du courant en cas de défaillance donnée dans l'équation (21).

$$I_{a\,def}(s) = \frac{I_{A0}D_3 s^2 + N_{11}s + \sigma_0 D_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} + \frac{s \sin(\varphi_0) + w \cos(\varphi_0)}{(s^2 + w^2)} \frac{N_{22}s^2 + N_{21}s + I_{Amax}D_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (21)$$

avec

$$L_{da2} = L_{a2} + M_{a1a2} \quad (22)$$

$$L_{sa2} = L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2BC} \quad (23)$$

$$D_3 = L_{a2}L_s - L_{da2}L_{sa2} \quad (24)$$

$$D_2 = L_s(R_{a2} + R_f) + L_{a2}(R_s + K_{pi}) - R_{a2}(L_{da2} + L_{sa2}) \quad (25)$$

$$D_1 = (R_s + K_{pi})(R_{a2} + R_f) - R_{a2}^2 + K_{ii}L_{a2} \quad (26)$$

$$D_0 = K_{ii}(R_{a2} + R_f) \quad (27)$$

$$N_{11} = I_{A0}(L_s R_f + L_s R_{a2} - L_{sa2} R_{a2}) - I_{f0}(R_f L_{da2} + R_{a2} M_{a1a2}) + K_{ii} L_{a2} \sigma_0 \quad (28)$$

$$N_{22} = I_{Amax} K_{pi} L_{a2} - L_{a2} \psi_f w + \mu L_{da2} \psi_f w \quad (29)$$

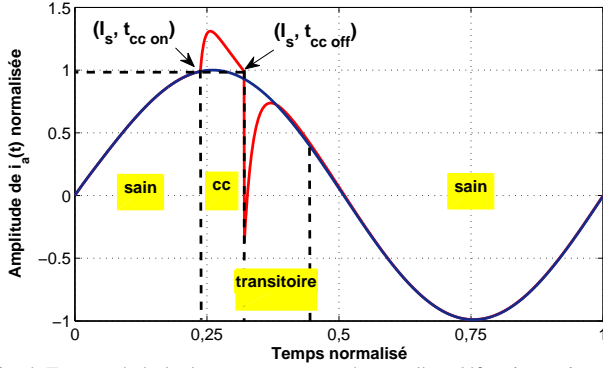


Fig. 4. Forme générale du courant i_a en présence d'un défaut intermittent

$$N_{21} = I_{Amax} K_{pi} (R_{a2} + R_f) - \psi_f w (R_{a2} + R_f - \mu R_{a2}) + I_{Amax} K_{ii} L_{a2} \quad (30)$$

Nous indiquons que R_f est la résistance variable modélisant la fermeture et l'ouverture du court-circuit, R_{a2} est la résistance de la partie court-circuitée "a2", L_{a2} est l'inductance propre de "a2", M_{a1a2} est l'inductance mutuelle entre "a2" et le reste de la phase "a", M_{a2BC} est l'inductance mutuelle entre "a2" et les phases "b" et "c", μ le rapport entre le nombre de spires contenues dans la partie en court-circuit "a2" et le nombre de spires totales contenues dans l'enroulement de la phase "a" et I_{f0} la valeur initiale du courant dans la résistance R_f .

D'après cette équation, nous remarquons que l'équation du courant en présence de défaut intermittent est affecté par plusieurs paramètres que nous pouvons diviser en deux grandes catégories. La première comporte les paramètres liés directement au défaut comme le nombre de spires en court-circuit intermittent ou la valeur initial du courant lorsque le défaut arrive. La deuxième catégorie comporte les paramètres liés à la commande de la machine, comme le point de fonctionnement et les gains du correcteur PI.

Dans la section suivante nous présentons une analyse paramétrique de ces paramètres afin d'analyser leurs impacts sur la forme du courant i_a lorsque le défaut intermittent survient.

5. SIGNATURE DU DÉFAUT INTERMITTENT

La présence du défaut modifie la forme sinusoïdale des courants statoriques. Dans la figure 4 nous présentons l'allure du courant i_a en présence d'un défaut intermittent simple (en rouge) et nous la comparons à celle d'un courant sain (en bleu). Nous remarquons trois zones distinctes dans le courant i_a : zone "cc" où il y a un court-circuit inter-spores (R_f faible), zone "transitoire" après la disparition du défaut (R_f infini) et zone "saine" avant l'apparition du défaut et après la phase transitoire. Deux déformations peuvent donc être remarquées : une première due au court-circuit et une seconde plus importante due à la disparition du court-circuit.

Pour la figure 4, si nous définissons $t_{cc\ on}$ l'instant début du court-circuit, nous pouvons supposer la continuité de la tension v_a à ce moment-là. Lorsque le court-circuit se produit, l'impédance équivalente de la phase "a" diminue introduisant une augmentation dans le courant i_a jusqu'à réaction du régulateur de courant. Maintenant, si nous définissons $t_{cc\ off}$ l'instant fin du court-circuit, et comme pour le cas de $t_{cc\ on}$, nous supposons la continuité de la tension v_a . Lorsque le court-circuit se termine, la valeur de l'impédance équivalente de la phase "a" augmente et le courant i_a chute jusqu'à réaction du régulateur de courant.

L'étude paramétrique réalisée dans cet article a pour but d'étudier l'influences des différents paramètres défaut-commande sur la forme du courant i_a présentée dans la figure 4. Dans ce qui suit, nous étudions les influences suivantes :

Tableau 1. Tableau des paramètres de la MSAP

Puissance nominale 1000 W	Nombre de pair de pôle 8
Vitesse nominale 1500 tr/min	Inductance statorique 1.8 mH
Tension de bus continu 300 V	Résistance statorique 0.26 Ω
Courant nominal 3 A	Coefficient de flux 0.119 Wb

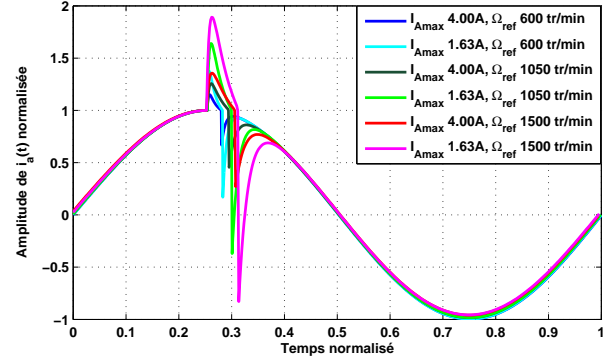


Fig. 5. Courant i_a normalisé pour différents points de fonctionnement

- point de fonctionnement comme la valeur max du courant (I_{Amax}) et la vitesse de rotation mécanique (Ω)
- gain proportionnel du régulateur de courant (K_{pi})
- nombre de spire en court-circuit intermittent (μ)
- résistance de court-circuit lorsque le contact entre les spires endommagées arrive ($R_{f-faible}$)
- valeur seuil du courant lorsque le court-circuit arrive (I_s)

Avant d'exposer les résultats obtenus, nous présentons le tableau 1 des paramètres de la machine de test utilisée durant notre étude.

5.1. Influence du point de fonctionnement sur le courant

Pour étudier l'impact de la vitesse de rotation et de l'amplitude du courant sur la forme du courant de phase en présence d'un court-circuit intermittent naissant, deux niveaux de courant différents ($I_{Amax} = 1.63 A$ et $4.00 A$) et trois vitesses de rotation différentes ($\Omega = 600 tr/min$, $1050 tr/min$ et $1500 tr/min$) ont été considérés. Nous fixons les autres paramètres K_{pi} , μ , $R_{f-faible}$ et I_s tel que $K_{pi} = 20$, $\mu = 50\%$, $R_{f-faible} = 6 Ohm$ et $I_s = I_{Amax}$. La figure 5 illustre les courants obtenus pour les six cas.

Pour faciliter la comparaison des cas étudiés, l'amplitude et le temps ont été normalisés sur la figure 5. D'après cette figure, la forme du courant est la même, mais la durée et l'amplitude des perturbations dues au défaut varient. Ces deux derniers augmentent avec l'augmentation de la vitesse et varient peu avec la valeur du courant. Nous distinguons deux points de fonctionnement extrêmes notés 1 et 2 respectivement, $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600tr/min$ correspondant à la déformation la plus petite et $I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500tr/min$ correspondant à la déformation la plus grande. Ces deux cas seront retenus pour analyser l'impact du gain K_{pi} .

5.2. Influence du gain proportionnel du régulateur de courant

Généralement, le rapport du gain du correcteur proportionnel divisé par celui du correcteur intégral $\frac{K_{pi}}{K_{ii}}$ (ou aussi $\frac{K_{pi} dq}{K_{ii} dq}$) est calculé de manière à compenser la constante de temps statorique $\frac{L_s}{R_s}$. De ce fait, nous étudions uniquement l'influence du gain proportionnel, et nous supposons que le gain intégral dépend des paramètres de la machine et du gain K_{pi} . Pour les deux cas extrêmes retenus précédemment, nous faisons varier K_{pi} pour étudier son influence sur la forme du courant d'une phase en défaut intermittent. K_{pi} prend les valeurs 12, 16 et 20 alors que

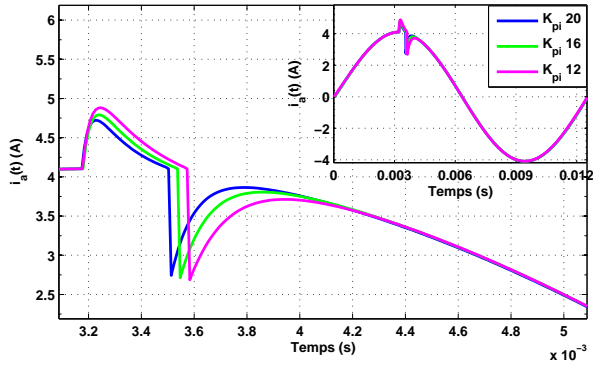


Fig. 6. Courant i_a pour différents K_{pi} , cas 1

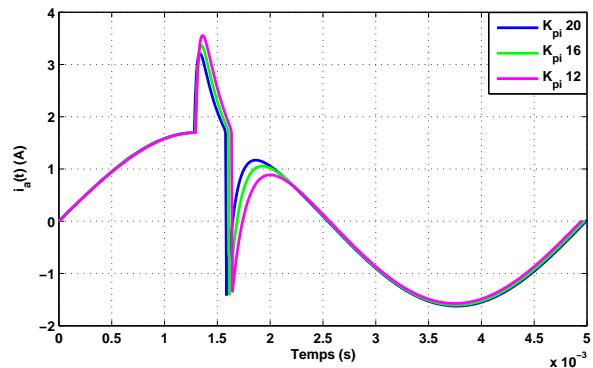


Fig. 7. Courant i_a pour différents K_{pi} , cas 2

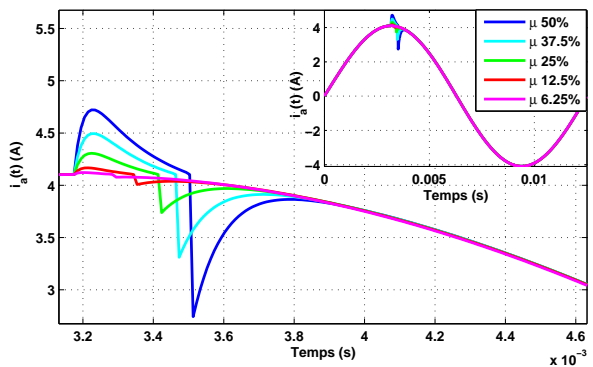


Fig. 8. Courant i_a pour différents μ , cas 1

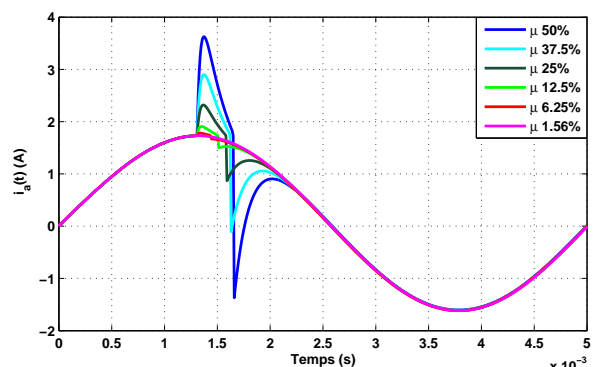


Fig. 9. Courant i_a pour différents μ , cas 2'

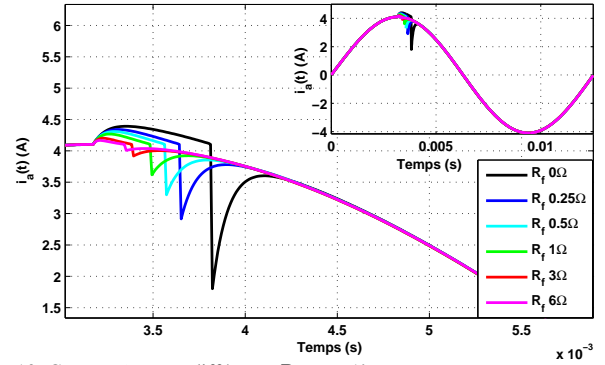


Fig. 10. Courant i_a pour différents R_f , cas 1'

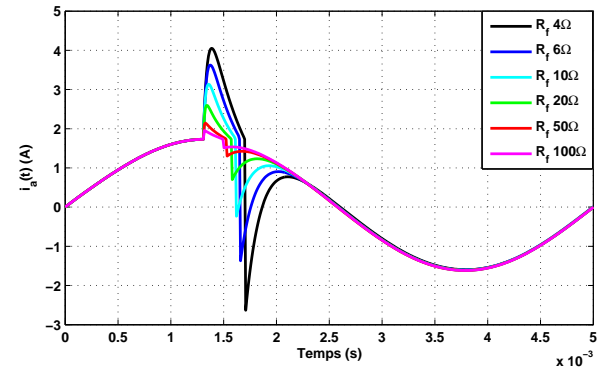


Fig. 11. Courant i_a pour différents R_f , cas 2'

$\mu = 50\%$, $R_{f-faible} = 6 \text{ Ohm}$ et $I_s = I_{Amax}$ restent fixes pour les deux points de fonctionnement étudiés.

Dans les figures 6 et 7 nous présentons les résultats obtenus pour les points de fonctionnement extrêmes 1 et 2 respectivement. Nous remarquons que la variation de K_{pi} influe sur la durée et l'amplitude de la déformation dans le courant. Plus K_{pi} est grand, plus la réponse du système est rapide. Donc lorsque K_{pi} augmente le courant rejoint plus rapidement sa référence et la déformation devient plus petite. Les figures 6 et 7 vérifient cette hypothèse. Le point de fonctionnement ayant la déformation la plus petite reste le même avec $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min}$, $K_{pi} = 20$ alors que le point de fonctionnement ayant la déformation la plus grande devient $I_{Amax} = 1.63 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min}$, $K_{pi} = 12$. Pour la suite, ces cas sont notés cas 1 et cas 2'.

5.3. Influence du nombre de spire en court-circuit

Comme nous pouvons voir dans l'équation (21), l'expression du courant i_a dans le domaine de Laplace dépend de μ , le rapport du nombre de spires en court-circuit intermittent, et des termes fonction de μ comme la résistance de la partie en court-circuit intermittent R_{a2} et les inductances propres et mutuelles L_{a2} , M_{a1a2} , M_{a2BC} de cette partie. Pour étudier l'influence de μ sur la forme du courant i_a en cas de défaut, nous conservons les cas extrêmes 1 et 2' et nous faisons varier μ avec $R_{f-faible} = 6 \text{ Ohm}$ et $I_s = I_{Amax}$. Les valeurs de μ ont été choisies d'une manière à avoir un nombre entier de spires en court-circuit pour notre machine de test qui possède 192 spires. Pour le cas 1, présenté dans la figure 8, nous faisons varier μ de 50% à 6.25% et nous constatons que pour un μ inférieur à 12.5% la déformation dans le courant due à la présence du court-circuit intermittent est presque invisible. Pour le cas 2', présenté dans la figure 9, nous faisons varier μ de 50% à 1.56% et nous constatons que la déformation devient invisible pour un μ inférieur à 6.25%. En se basant sur ces deux figures, nous constatons qu'en cas de faible valeur de μ , les perturbations dans le courant sont

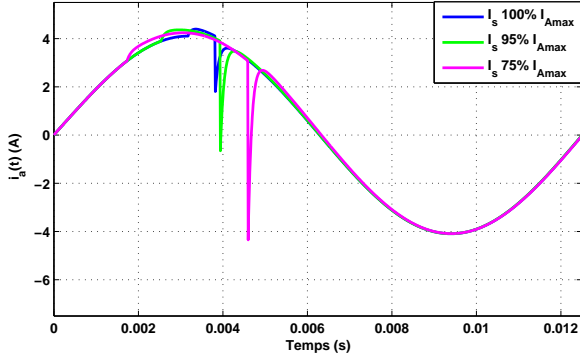


Fig. 12. Courant i_a pour différents I_s

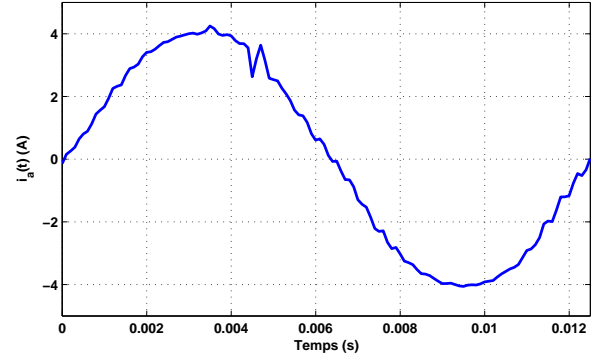


Fig. 13. Courant i_a pour l'exemple expérimental 1

plus visibles à grande vitesse et faible K_{pi} .

5.4. Influence de la résistance de court-circuit

Pour étudier l'influence de la résistance de court-circuit, nous considérons le cas 1' défini par $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 100\% I_{Amax}$ avec $\mu = 12.5\%$ et le cas 2' $I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$, $K_{pi} = 12$, $I_s = 100\% I_{Amax}$ avec $\mu = 50\%$ et nous faisons varier $R_{f-faible}$. Dans la figure 10, nous présentons i_a obtenu pour le cas 1' avec $R_{f-faible}$ qui varie entre 0 et 6 Ohm . Nous remarquons que la déformation du courant en présence du défaut qui était presque invisible pour un $R_{f-faible}$ égal à 6 Ohm devient plus grande lorsque $R_{f-faible}$ diminue et atteint son maximum pour une résistance de court-circuit nulle. Dans la figure 11, nous présentons i_a obtenu pour le cas 2' avec $R_{f-faible}$ qui varie entre 4 et 100 Ohm . Nous remarquons que la déformation du courant dépasse le seuil de déclenchement du défaut ($I_s = I_{Amax}$) pour un $R_{f-faible}$ inférieur à 6 Ohm d'où le risque d'apparition de court-circuit successifs et l'apparition d'un défaut intermittent avancé. Nous remarquons aussi que pour ce cas, la déformation dans le courant reste visible pour des valeurs de $R_{f-faible}$ proche de 100 Ohm . En se basant sur les figures 10 et 11 nous estimons que en cas de faible μ , la détection d'anomalie dans le courant i_a due à la présence d'un défaut intermittent entre les spires de ses têtes de bobines nécessite un cas avancé d'usure dans l'isolant, par contre lorsque le nombre de spires impliquées dans le défaut augmente, la détection se fait dans un état de dégradation d'isolant moins avancé.

5.5. Influence du courant seuil

Dans ce qui précède, nous avons fait l'hypothèse de l'apparition du défaut lorsque la valeur du courant de phase était maximum. Dans cette sous-section, nous nous intéressons aux effets de la baisse de cette valeur seuil. Nous étudions le cas $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$, $K_{pi} = 20$, $\mu = 12.5\%$ et $R_{f-faible} = 0$ et nous varions I_s de $100\% I_{Amax}$ à $75\% I_{Amax}$. D'après la figure 12, nous remarquons que plus la valeur seuil diminue, plus le courant i_a arrive à rejoindre sa référence durant la phase du court-circuit et plus la déformation à l'ouverture du court-circuit devient importante. Pour un courant seuil I_s égal à $75\% I_{Amax}$ l'appel du courant à l'ouverture du court-circuit dépasse les $75\% I_{Amax}$ et il y a un risque de défauts courts-circuits consécutifs. L'étude de l'influence de I_s nous a permis de définir la signature du défaut intermittent dans les courants statoriques comme étant la déformation dans le courant lors de l'ouverture du court-circuit.

D'après notre étude paramétrique, nous avons remarqué que la forme de la signature de défaut est toujours la même indépendamment du point de fonctionnement, du gain proportionnel K_{pi} , du rapport μ , de la résistance $R_{f-faible}$ et du courant seuil I_s . Ces paramètres influencent uniquement sur la durée et l'amplitude du phénomène sans en changer la forme. Pour valider ces

résultats théoriques nous présentons dans ce qui suit un résultat expérimental.

5.6. Résultat expérimental

La commande de la machine d'essai sur le banc d'essai est réalisée conformément au schéma bloc de la figure 2. La machine est auto-pilotée et alimentée par un onduleur de tension à MLI contrôlé en courant à l'aide de correcteurs PI.

Dans la figure 13, nous présentons le courant i_a de la phase en défaut pour le cas défini par $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$, $K_{pi} = 20$, $R_{f-faible} = 0$ et $\mu = 12.5\%$. Nous remarquons que la signature du défaut à l'ouverture du court-circuit a la même forme que celle obtenue avec les essais théoriques. A noter que comme il s'agit d'un courant expérimental, il contient des ondulations.

6. DÉTECTION DU DÉFAUT EN UTILISANT LES ONDE-LETTES

La signature du défaut étudiée dans cet article nous a servi pour développer une méthode de détection du défaut-intermittent naissant dans les têtes de bobines des stators. La méthode de détection se base sur le principe de détection de forme. Comme la signature du défaut garde la même forme quelle que soit la sévérité du défaut et le point de fonctionnement de la machine, les ondelettes constituent un outil performant pour la détection de la signature du défaut.

Le phénomène que nous avons montré ici sur le courant de la phase "a" de la machine, existe aussi sur les courants i_b et i_c à un degré moindre. Les courants étant des conséquences des tensions de références délivrées par les régulateurs, ces tensions contiennent la forme caractéristique de la présence du défaut intermittent qui est indépendante de la sévérité du défaut et du point de fonctionnement de la machine. Les signaux issus des régulateurs sont moins bruités que les courants, ils se prêtent donc mieux à une analyse. De plus, les régulateurs de courant d'une MSAP auto-pilotée sont la plupart du temps dans le repère (d, q) c'est pourquoi dans [23] la méthode de détection avec les ondelettes est appliquée à la tension de référence d'axe "q".

7. CONCLUSION

Pour développer des méthodes fiables de détection des défauts naissants, il est important de développer des modèles représentatifs du système défaillant. Dans ce travail, nous avons présenté le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents dans des conditions de défaut naissant. Le défaut étudié est celui qui apparaît dans les têtes de bobines au stator d'une machine synchrone à aimants permanents. Il est modélisé par un court-circuit intermittent. Ce modèle nous a permis en particulier d'étudier le courant de la phase soumise au défaut et de connaître les paramètres influençant sur la forme du courant lorsque ce type de défaut naissant survient. Grâce à une étude paramétrique, nous avons mis en évidence que la forme du cou-

rant de la phase en défaut ne dépend pas de la sévérité du défaut, ni du point de fonctionnement. Les paramètres liés au défaut et au fonctionnement influencent uniquement sur la dilatation de cette forme. Cette information constitue le résultat le plus important de ce travail, parce qu'une méthode de traitement de signal capable de reconnaître cette forme sera en mesure d'identifier avec certitude le type de défaut, mais aussi de suivre la fréquence de son apparition et ainsi pourra permettre d'anticiper une maintenance. Ce qui nous permet de conclure que la détection de ce type de défaut pourra être réalisé de façon fiable avec des ondelettes.

RÉFÉRENCES

- [1] D. Shally, M. Farrell, and K. Sullivan, "Generator end winding vibration monitoring," *43rd International Universities Power Engineering Conference*, pp. 1–5, Sept. 2008.
- [2] R. Lin, A. Laiho, A. Haavisto, and A. Arkkio, "End-winding vibrations caused by steady-state magnetic forces in an induction machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 7, pp. 2665–2674, Juillet 2010.
- [3] M. R. Bissonnette, "End-winding vibration monitoring and interpretation," *IEEE Conference Record of the International Symposium on Electrical Insulation*, pp. 285–290, Juin 2012.
- [4] J. Kapler, J. Letal, M. Sasic, and G. C. Stone, "Recent end-winding vibration problems in air-cooled turbine generators," *CIGRE*, Août 2014.
- [5] N. Haje Obeid, "Modélisation et détection d'un défaut interspires naissant dans l'enroulement statorique d'une machine synchrone à aimants permanents," *Journées JCGE 2014 - SEEDS, Saint-Louis, France*, Juin 2014.
- [6] A. Tetreault and Z. Zhengping, "End-winding vibration monitoring : Pivotal in preventing major damage on a large turbo-generator," *IEEE Electrical Insulation Conference*, pp. 1–6, Juin 2013.
- [7] H. Lang, A. Stermecki, O. Biro, and G. Ofner, "Development of a new simulation tool for computation of the synchronous generator end-winding deformations," *IEEE 39th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pp. 2750–2755, Nov. 2013.
- [8] N. Richard, F. Duffeau, A. C. Leger, and N. Szylowicz, "Computation of forces and stresses on generator end windings using a 3d finite element method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 1689 – 1692, Mai 1996.
- [9] A. Merkhouf, B. Boueri, and H. Karmaker, "Generator end windings forces and natural frequency analysis," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 1, pp. 111–114, Juin 2003.
- [10] K. C. Kim, Y. D. Lee, H W. and Chun, and J. Lee, "Analysis of electromagnetic force distribution on end winding for motor reliance," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 4072 – 4074, Oct. 2005.
- [11] S. Exnowski, "Excitability of different modes of vibration of stator end windings," *IEEE 38th Annual Conference on Industrial Electronics Society*, pp. 1781–1785, Oct. 2012.
- [12] A. Gupta, S. D. Joshi, and S. Prasad, "A new approach for estimation of statistically matched wavelet," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 5, pp. 1778–1793, Mai 2005.
- [13] L. K. Agrawal and S. Tripathi, "Study of fault detecting techniques in electrical machine," *VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering IJEECE*, vol. Vol. 1, no. 8, pp. 478–489, 2011.
- [14] G. Stone, E. Boulter, I. Culbert, and H. Dhirani, "Stator winding insulation systems in current use," *Wiley-IEEE Press*, pp. 1–111, 2004.
- [15] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, and D. Alejo, "Kalman-filter-based indicator for online interturn short circuits detection in permanent-magnet synchronous generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1921 – 1930, Mars 2015.
- [16] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc, and F. Meibody-Tabar, "Real-time detection of interturn faults in pm drives using back-emf estimation and residual analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2402–2412, Dec. 2011.
- [17] W. Tang, G. Liu, and J. Ji, "Winding turn-to-turn faults detection of five-phase fault-tolerant permanent-magnet machine based on parametric model," *IEEE 15th International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–6, Oct. 2012.
- [18] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Synchronous demodulation of control voltages for stator interturn fault detection in pmsm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5647–5654, Dec. 2013.
- [19] M. Humer, R. Vogel, and S. Kulig, "Monitoring of generator end winding vibrations," *IEEE 18th International Conference on Electrical Machines*, pp. 1–5, Sept. 2008.
- [20] Y. Liu and S. Hjarne, "Analysis of forces on coil ends of formed stator windings," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1019–1024, Oct. 2007.
- [21] M. Valavi, A. Nysveen, R. Nilssen, and T. Rolvag, "Slot harmonic effect on magnetic forces and vibration in low-speed permanent-magnet machine with concentrated windings," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 3304–3313, Sept. 2014.
- [22] H. Tao, R. Jiangjun, Z. Yujiao, H. Yuanchao, S. Mengyuan, and L. Hailong, "Magneto-structural coupling field analysis on the end winding of a multi-phase induction machine," *IEEE 6th International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications*, pp. 1–4, Juin 2012.
- [23] N. Haje Obeid, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Modeling and diagnostic of incipient inter-turn faults for a three phase permanent magnet synchronous motor using wavelet transform," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 2015*, pp. 1–8, Oct. 2015.