

Modèle Mathématique Dédie a la Simulation des Courts-Circuits Entre Spires des Enroulements Statoriques dans les Moteurs à Induction

M. Sahraoui A. Ghoggal, A. Aboubou, S. E. Zouzou
 Université Mohamed Khider
 B P.145, Biskra 07000- Algérie.

Résumé : Cet article est consacré au développement d'un modèle mathématique permettant de simuler le fonctionnement d'un moteur à induction sous un défaut statorique, et en particulier les courts-circuits entre spires d'une même phase statorique. L'élaboration des équations est basée le modèle multi-enroulement. Toutes les inductances sont calculées grâce une forme étendue en 2D de la théorie de la fonction d'enroulement modifiée (MWFA). Cette dernière va nous permettre de prendre en compte l'inclinaison des barres avec une première tentative d'introduire l'ouverture des encoches dans le calcul de la FMM résultante entre les extrémités de l'encoche. Et ces bien ce qui constitue la particularité de ce travail. Signalons qu'à la différence de [9] et [dévanea], ce model peut être étendu à l'étude des défauts statorique en présence d'excentricité.

Mots clés : Diagnostics, Défauts statoriques, Machines Asynchrones, Courant Statorique, Court-circuit.

1. Introduction

Le moteur asynchrone triphasé à cage est le type des moteurs électriques le plus utilisé dans l'industrie, à cause de sa grande robustesse et sont faible coût. Malgré ces avantages, un certains nombre de contraintes de natures très différentes (thermiques, électriques ou mécaniques) peuvent réduire sa durée de vie en faisant apparaître des pannes au niveau du stator ou du rotor [1], [2], ce qui provoque des arrêts imprévus et par conséquent des pertes économiques considérables. Donc, il est très important de détecter un défaut d'une manière précoce avant qu'il ne conduise à une défaillance totale, c'est l'objectif du diagnostic.

Une étude [3] faite sur les pannes de machines asynchrones, a montrée que près de 40% sont liées aux roulements, 38% sont concentrées au niveau du stator et 10% au niveau du rotor, le reste (12%) touche d'autres parties de la machine (fig. 1).

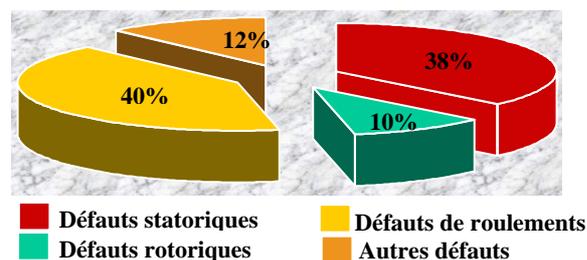


Fig. 1 : Distribution des défauts dans les différentes parties des moteurs asynchrones

Selon cette étude, il est clair que les défauts statoriques sont les plus rencontrés dans l'industrie. C'est pour cette raison que nous nous sommes concentrés sur ce type de défaut. Selon [3], on peut classer les défauts statoriques comme suit :

- Court-circuit entre spires d'une bobine ;
- Court-circuit entre bobines d'une même phase ;
- Court circuit entre phases ;

- Court-circuit entre phase et la terre ;
- Déconnexion d'une phase statorique.

L'étude et la mise au point des méthodes de diagnostic des moteurs asynchrones nécessitent l'aménagement d'un environnement expérimental riche. En effet, les méthodes élaborées doivent être testées pour diverses conditions de fonctionnement et pour des machines de caractéristiques différentes ce qui est rarement possible en pratique ; c'est pour cette raison que la modélisation et la simulation des machines électriques constituent une étape primordiale en matière de prévention de pannes. Elles facilitent la compréhension du fonctionnement défectueux et la vérification, sur un prototype virtuel, des algorithmes de détection des défauts. Elles nous permettent aussi, de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Il est important donc, de synthétiser un modèle adapté au problème à traiter (défauts statoriques), décrivant le comportement de la machine d'une façon la plus fine possible.

Dans ce présent travail, l'étude des défauts statoriques faite par [4] sera étendue en tenant compte de effet de l'inclinaison des barres et les ouvertures d'encoches, et cela par une extension en 2D de la MWFA, les expressions des inductances issus de cette technique s'avèrent moins compliquée à être traduites en algorithme que celles obtenues à partir de l'expression de l'inductance par unité de longueur donné dans [5].

2. Systeme d'Equations

Supposons que la cage rotorique est un ensemble des mailles reliée entre elles électriquement et couplées magnétiquement, on peut aboutir aux équations des tensions tel que :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt}, \quad (1)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}, \quad (2)$$

avec:

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r], \quad (3)$$

$$[\psi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r]. \quad (4)$$

$[U_s]$ est le vecteur des tensions statoriques, $[I_s]$ et $[I_r]$ sont les vecteurs des courants statoriques et rotoriques. m est le nombre de phases statoriques et N_b le nombre de barres rotoriques.

$[R_s]$ est une matrice diagonale de dimension m ;

$[L_{ss}]$ est une matrice symétrique de dimension $m \times m$;

$[L_{sr}]$ est une matrice de $m \times (N_b + 1)$;

$[R_r]$ and $[L_{rr}]$ sont des matrices de $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$.

A ces équations s'ajoute l'équation mécanique

$$C_e - C_r = J_r \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

$$\text{avec: } C_e = \left(\frac{dW_{co}}{d\theta_r} \right)_{(I_s, I_r = \text{constant})} \quad (6)$$

$$\text{et } W_{co} = \frac{1}{2} ([I_s]^T [L_{ss}] [I_s] + [I_s]^T [L_{sr}] [I_r] + [I_r]^T [L_{rr}] [I_r] + [I_r]^T [L_{rs}] [I_s]), \quad (7)$$

où : W_{co} est la coénergie, C_e est le couple électromagnétique, C_r est le couple résistant, J_r le moment d'inertie et ω_r est la vitesse de rotation mécanique.

3. Calcul des Inductances

A. Cas générale

Toutes les inductances du système ainsi obtenu, sont calculées en utilisant la fonction d'enroulement [7]. Donc, dans le cas d'une uniformité de l'entrefer, l'inductance entre deux bobines A_i et B_j quelconques dans n'importe quelle machine (supposons que la perméabilité de circuit magnétique est infinie) peut être calculer par l'expression suivante [6] :

$$L_{B_i A_j}(x_r) = \frac{\mu_0}{g_0} \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{A_i}(x, z, x_r) n_{B_j}(x, z, x_r) dz dx \quad (8)$$

où : l : la longueur axiale de l'entrefer ;

r : le rayon moyen de l'entrefer ;

g_0 : l'épaisseur de l'entrefer.

Sachant que : $N_{A_i}(x, z, x_r)$ est la fonction d'enroulement de la bobine A_i de l'enroulement A, $B_j(x, z, x_r)$ est la fonction de distribution spatiale de la bobine B_j [7].

De la même manière que dans [8], et selon le type de connexion entre les bobines, l'inductance est obtenue par la somme de toutes les inductances mutuelles entre les p et q bobines des enroulements A et B respectivement :

$$L_{BA}(x_r) = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \pm L_{B_j A_i}(x_r) \quad (9)$$

A.1. Introduction de l'inclinaison de barres rotoriques

Maintenant, lorsqu'il y a une asymétrie axiale, due à une inclinaison des barres rotoriques, et selon la Fig.2, l'inductance mutuelle entre la bobine A_i et la maille rotorique r_j , sera donnée par l'expression suivante :

$$L_{A_i r_j}(x_r) = \frac{\mu_0}{g_0} \int_{x_{1j}}^{x_{2j}} \int_{z_{1j}(x)}^{z_{2j}(x)} N_{A_i}(x, z, x_r) n_{r_j}(x, z, x_r) i_{A_i} dz dx. \quad (10)$$

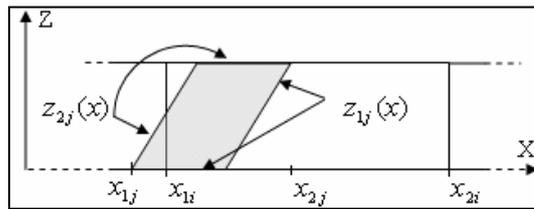


Fig. 2. Representation de l'inclinaison

L'inclinaison des barres est traduite par la définition des bornes d'intégration z_{1j} et z_{2j} qui seront déduites tout en faisant référence à la figure 2, ces considérations permettent de définir la fonction de distribution de la manière suivante

$$n_{r_j}(x, z, x_r) = \begin{cases} 1 & x_{1j} < x < x_{2j} , z_{1j}(x) < z(x) < z_{2j}(x) \\ 0 & \text{dans le reste de l'intervalle} \end{cases} \quad (11)$$

Notons que les inductances propres et les inductances mutuelles entre les enroulements de la même armature ne s'affectent pas par l'effet de l'inclinaison des barres [5]

A.2. Introduction des ouvertures d'encoches

Examinons le cas d'un enroulement A placé dans des encoches qui, selon le cas, peuvent présenter une ouverture de largeur β dans la simple configuration considérée. La Fig.3 montre la fonction de distribution d'une bobine A_i de l'enroulement A dans les deux cas, sans et avec introduction de l'ouverture de l'encoche dans le calcul de la FMM [5].

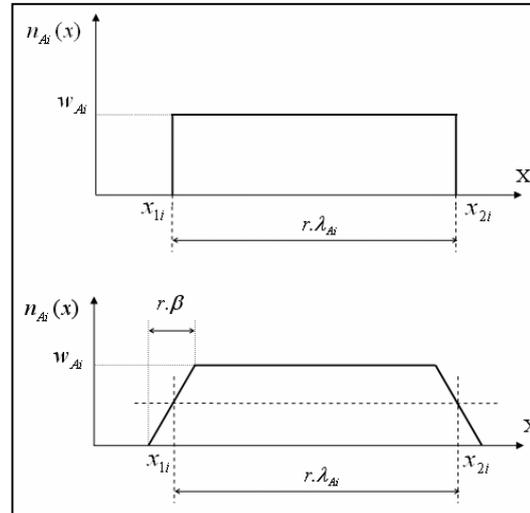


Fig.3 : Fonction de distribution de la bobine statorique A_i . (a) sans introduction de l'ouverture de l'encoche. (b) avec introduction de l'ouverture de l'encoche.

Il est à noter qu'on ne traite pas l'effet des encoches dans le sens propre, mais on vise plus particulièrement ici l'évolution linéaire de la FMM en allant d'un côté à l'autre d'une encoche ayant une ouverture de largeur β (rad):

A.3. Résultats de simulation

Le moteur étudié dans ce travail est de 11kW et 4 pôles dont les paramètres sont présentés dans l'Annexe. Le modèle mathématique obtenu ainsi que les différentes expressions des inductances sont implémentées sous l'environnement MATLAB, ce qui nous a permis de visualiser les inductances mutuelles entre les trois phases statoriques et la première maille rotorique (Fig. 4).

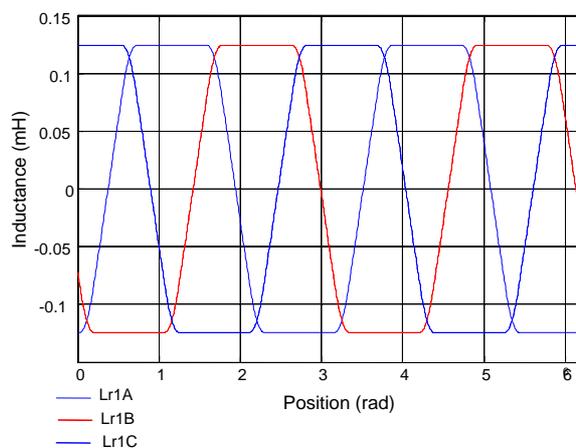


Fig. 4 : Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et la maille r_1 rotorique

Et afin de bien distinguer l'effet de l'inclinaison des barres et le ouvertures d'encoches sur les inductances mutuelles, nous avons visualisé l'inductance L_{r1A} et sa dérivée dL_{r1A} dans le même graphe sans et avec inclinaison des barres et ouverture d'encoches (Fig.5 et Fig.6),

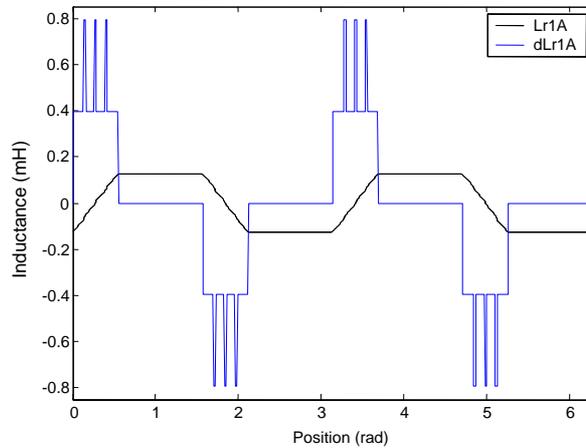


Fig.5 : Inductance mutuelle entre la phase A statorique et la maille r1 rotorique ainsi que sa dérivée sans inclinaison de barres ni ouverture d'encoches.

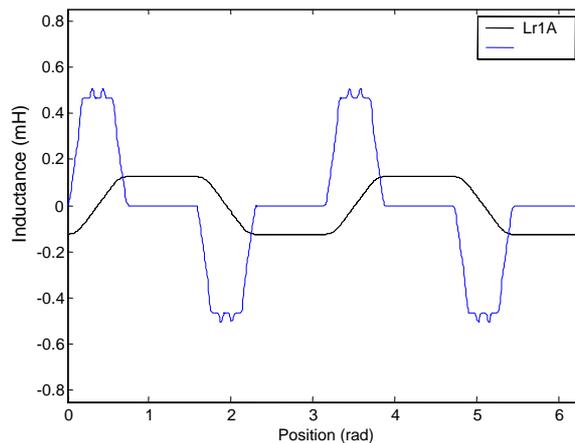


Fig.6 : Inductance mutuelle entre la phase A statorique et la maille r1 rotorique ainsi que sa dérivée avec inclinaison de barres et ouverture d'encoches.

La visualisation de la dérivée de l'inductance mutuelle, nous permet d'avoir une idée sur la qualité du passage de la maille rotorique sous le champ de l'enroulement statorique.

B. Cas de court-circuit entre spires

Soit le simple exemple élémentaire d'une bobine $A' - X'$ à cinq spires occupant deux encoches tel que présente la Fig.7. Lorsqu'un court-circuit apparaît entre les points de contact a_1 et a_2 on obtient quatre spires en série et une spire additionnelle court-circuitée indépendante. Il en résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase, donc un affaïssement de la FMM résultante, ainsi que la création d'une nouvelle maille court-circuitée couplée magnétiquement avec les circuits statoriques et rotoriques de la machine [4], [9].

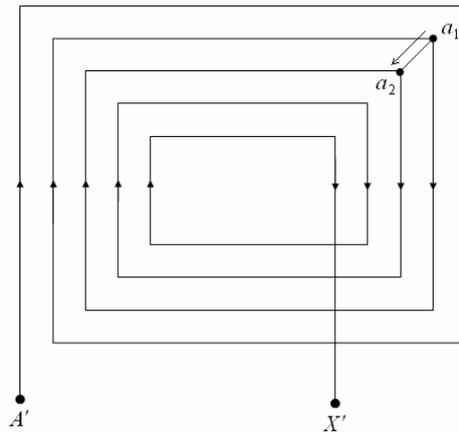


Fig. 7 : Représentation élémentaire d'un court-circuit entre spires.

De ce fait, l'élaboration d'un autre circuit équivalent, représentant les phases statoriques en présence d'un court-circuit entre spires, s'avère impérative. La Fig.8 représente le schéma électrique statorique équivalent du nouveau système avec deux branches additionnelles **sd** relative aux spires court-circuitées et **scontact** relative à la branche de court-circuit.

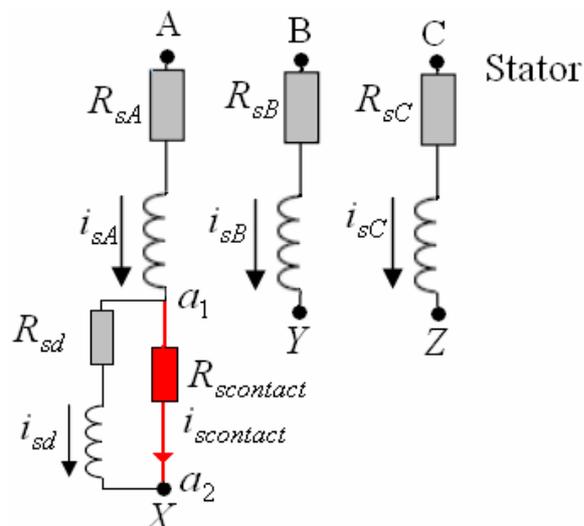


Fig. 8: Représentation d'un circuit statorique avec spires court-circuitées entre spires

\mathbf{R}_{sd} représente la résistance effective de la branche court-circuitée, et elle est généralement petite, tandis que $\mathbf{R}_{scontact}$ est la résistance de la branche de court-circuit qui doit être très grande dans l'état sain. La simulation du court-circuit brusque consiste à faire annuler en un instant t_{cc} la résistance $\mathbf{R}_{scontact}$. Il est à rappeler que la maille court-circuitée résultante est couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine, ce qui impose le calcul des nouvelles inductances toujours selon les notions préétablies. Aucun couplage ne sera envisagé avec la branche *scontact* en raison de son caractère non inductif.

Quand au model mathématique, et partant de la formulation de base relative au système d'équations différentielles donnée par les équations (1) et (2), on parvient à une extension des vecteurs tension et courant tel que :

$$[U_s] = [u_{sA} \ u_{sB} \ u_{sC} \ u_{sd} \ u_{scontact}]^T \quad (13)$$

$$[I_s] = [i_{sA} \ i_{sB} \ i_{sC} \ i_{sd} \ i_{scontact}]^T. \quad (14)$$

Et par conséquent, la réinitialisation des matrices inductances et résistances en tenant compte des branches nouvellement introduites s'impose.

B.1. Application au moteur étudié

Considérant le cas d'un court-circuit qui touche 50% des spires de la première bobine de la phase A, soit 14 spires de la bobine placée dans les encoches 1 et 15 respectivement. La résistance de la maille court-circuitée sera dans ce cas $\frac{r_s}{16}$, et $\frac{15}{16} \cdot r_s$ pour la nouvelle résistance de la phase A. La

fig.9 met en évidence les nouvelles inductances mutuelles entre les enroulements constituant le circuit statorique et la première maille rotorique. Il est clair que le défaut simulé influe seulement sur les inductances de la phase en défaut.

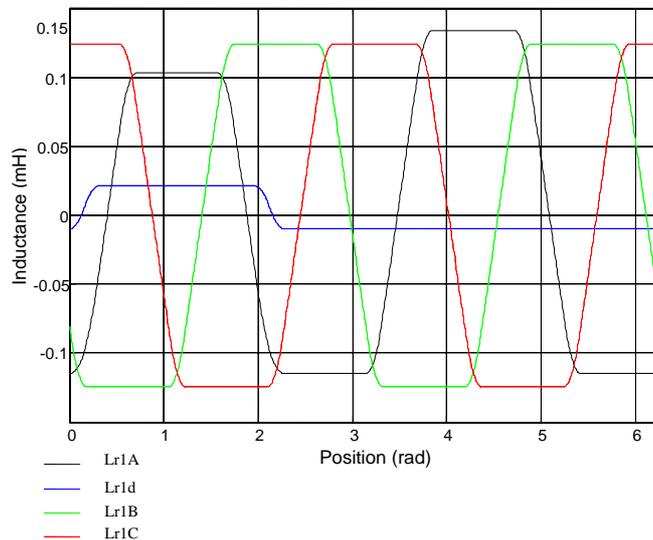


Fig. 9 : Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et la maille **r1** rotorique.

La Fig.10 représente les courants i_{sA} et i_{sd} du moteur (en pleine charge). Avant l'apparition du défaut, les deux courants i_{sA} et i_{sd} sont égaux et ont la même phase. A l'instant **tcc=0.8s**, on annule la résistance $R_{scontact}$ pour simuler le défaut de court-circuit. Cette manœuvre va réduire la résistance de la phase A qui devient **$15 \cdot r_s/16$** , tandis que la résistance des spires court-circuitées est **$r_s/16$** . Par conséquent, on remarque une petite augmentation dans le courant i_{sA} accompagnée par un brusque et grand accroissement du courant i_{sd} ; ce dernier devient en opposition de phase par rapport à i_{sA} . Le fort courant i_{sd} entraîne une élévation excessive de la température ce qui détruit facilement le bobinage statorique (Fig 11).

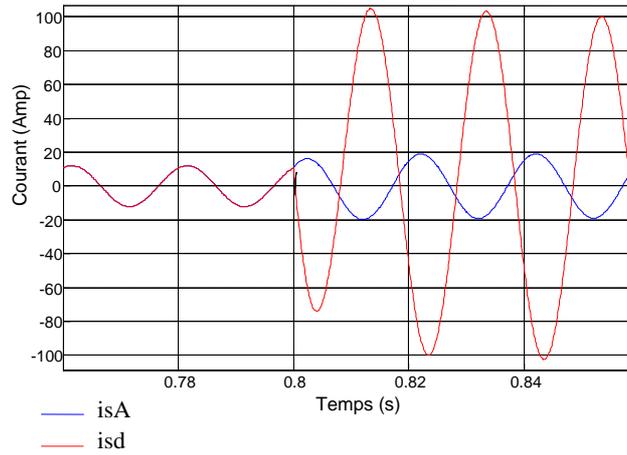


Fig. 10 : Les courants dans la phase A et les spires court-circuitées

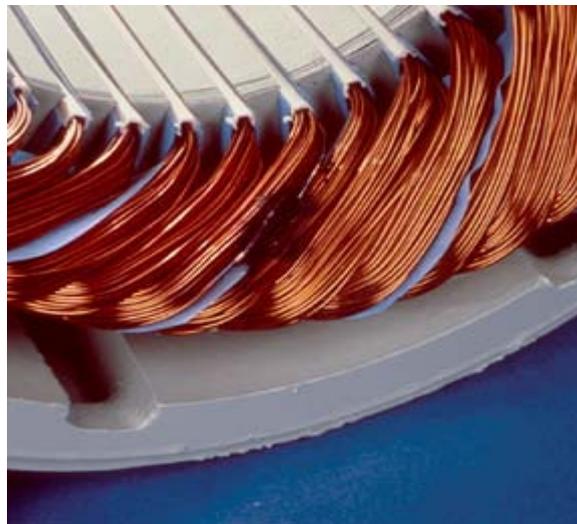


Fig. 11 : Conséquences d'un court-circuit entre spires d'une bobine de l'enroulement statoriques

Les spires court-circuitées vont créer leur propre FMM mais en opposition de phase avec celui de l'enroulement A ; ceci est la deuxième cause de la diminution de la FMM résultante en plus de la réduction du nombre effectif de spires de la phase A.

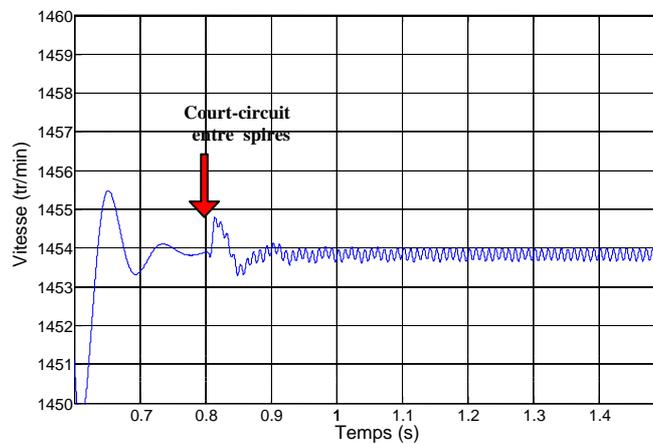


Fig. 12 : La vitesse de rotation pour un moteur avec un court-circuit entre spires (à l'instant tcc = 0.8 s)

Parmi les grandes conséquences d'un court-circuit entre spires, on site l'apparition d'une séquence négative du courant dans les enroulements statoriques. L'interaction de cette dernière avec les courants rotoriques produit des pulsations dans le couple à deux fois la fréquence fondamentale [10]. Ces pulsations créent des battements dans la vitesse (Fig. 12). Le stator voit ces battements comme des variations dans le flux principal. Par conséquent, des composantes spectrales à 150 Hz appaues dans les courants statoriques, ainsi qu'un accroissement de l'amplitude des harmoniques principales d'encoche (Fig. 13).

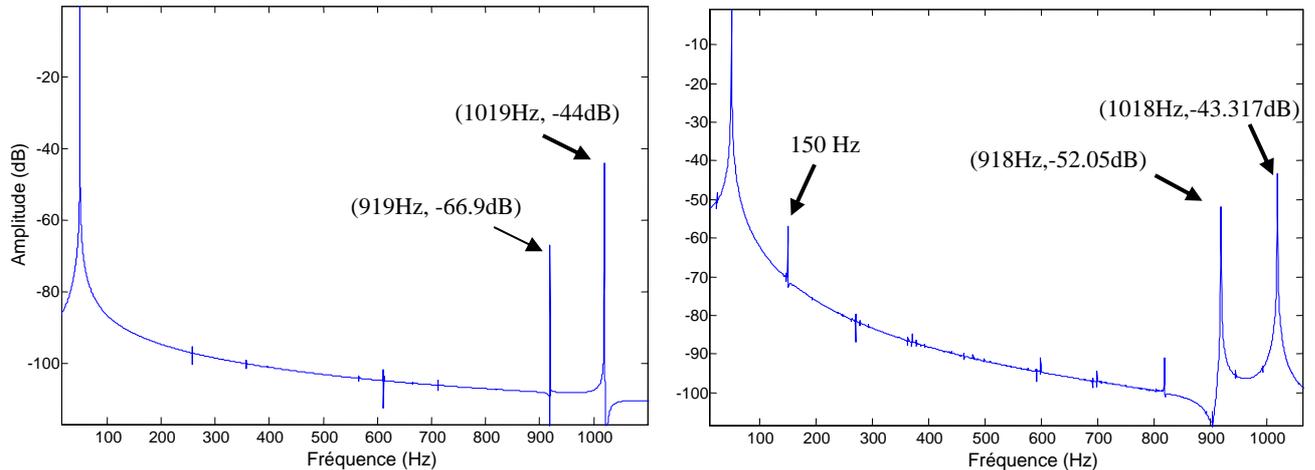


Fig. 13 : Spectre du courant de la phase A pour un moteur à l'état sain (à gauche), et un moteur avec des spires court-circuitées (à droite).

4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce travail un modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé à cage capable de simuler les défauts statoriques tels que les courts-circuits entre spires d'une même phase. Le modèle est établi en tenant compte de l'inclinaison des barres rotoriques et les ouvertures d'encoches. Nous avons vus que le calcul des inductances a été fait par une extension en 2D de la MWFA ce qui représente l'apport des auteurs de ce travail. La modélisation d'un défaut de court-circuit a été Elargissement étudiée. Des tests de simulation sur un moteur de 11 kW ont mets en évidence les conséquences dangereuses des courts-circuits entre spires d'une enroulement statorique sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine. Nous avons aussi démontrés et illustrés que l'apparition d'un défaut de court-circuit entre spires, engendrera une composante fréquentielle à 150 Hz et augmentera l'amplitude des harmoniques principales d'encoche ; ce qui peut être utilisé pour détecter de tels défauts

Annexe

➤ Paramètre du moteur utilisé

- | | | |
|--------------------------|------------------------------|---------------------------------|
| - $g_0 = 0.0008\text{m}$ | - $L_e = 18\text{nH}$ | - $N_e = 48$ |
| - $r = 0.082\text{ m}$ | - $R_s = 1.75\Omega$ | - $L_b = 95\text{nH}$ |
| - $l = 0.11\text{m}$ | - $R_b = 31\mu\Omega$ | - $\gamma = \pi / 20\text{rad}$ |
| - $w = 28$ | - $R_e = 2.2\mu\Omega$ | - $\beta = \pi / 86\text{rad}$ |
| - $N_b = 40$ | - $J_T = 0.0754\text{kgm}^2$ | |

Références

- [1] : A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No 4, July/August 1992, pp. 921-937.
- [2] : Y. Han, Y. H. Song, "Condition Monitoring Techniques for Electrical Equipment – A Literature Survey", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 4-13.
- [3] : W. T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", *IEEE Industry Application Magazine*, July/August 2001, pp. 26-34.
- [4] : V. Devanneau, B.Dagues, J.Faucher, and G.Barakat, "An accurate model of squirrel cage induction machine under stator faults," *IMACS 2003. Published by Elsevier B.V.*, 2003, pp. 377-391.
- [5] : M. G. Joksimovic, D. M. Durovic and A. B. Obradovic, "Skew and linear rise of MMF across slot modeling-Winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, September 1999, pp. 315-320.
- [6] : A. Ghoggal, "....." Mémoire de Magistère, Université de Batna, Mai 2005.
- [7] : G.Bossio, C.D. Angelo, J.Solsona, G. García and MI. Valla, "A 2-D Model of the induction machine : Extension of the modified winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, March 2004, pp. 144-150
- [8] : X. Luo, Y. Liao, H.A. Toliyat, A. El-Antably, and T.A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31,no. 2 ,March/April 1995, pp. 311-318.
- [9] : M. G. Joksimovic, D. M. Durovic, J. Penman and N. Arthur, "Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-Winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, June 2000, pp. 143-148.
- [10] : Jhon S. Hsu, "Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31,no. 5 ,September/October 1995, pp. 1016-1021.