

Simulation des Défauts Rotoriques dans le Moteur Asynchrone avec Prise en Compte de l'Inclinaison et de l'Ouverture des Encoches – Extension de la Fonction d'enroulement Modifiée

A. Ghoggal¹, M. Sahraoui, S. E. Zouzou, A. Aboubou.

Université Mentouri – Constantine.

E-mail: ¹ghoetudes@yahoo.fr

Résumé – Ce travail traite la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de tout les harmoniques d'espace, et avec introduction de l'inclinaison des barres et de l'effet l'ouverture des encoches dans le calcul de l'évolution linéaire de la FMM entre les extrémités de l'encoche. Le model est établi d'abord dans le cas d'un entrefer constant, puis dans l'autre cas où la machine peut présenter une excentricité du rotor. Cet objectif serait atteint en exploitant une extension en 2D de la fonction d'enroulement modifiée (MWFA). Les résultats de simulation prouvent l'efficacité du modèle et l'erreur susceptible d'être commise si on néglige l'inclinaison des barres.

Abstract -This work deals with the modelling of the induction machine with taking into account of all the space harmonics, and with introduction of the skewing bars effects and the linear rise of the MMF across the slots. The model is established initially in the case of a constant air-gap, then in the other case where the machine presents an eccentricity of the rotor. This objective would be achieved by exploiting an extension in 2D of the modified winding function approach (MWFA). The results of simulation prove the effectiveness of the model and the error likely to be made if the skew of the bars is neglected.

Mots clés – Machine asynchrone, harmonique d'espace, MWFA, cassures de barres, excentricité.

I. INTRODUCTION

LE MODELE multi enroulements, défini dans le but de mieux se rapprocher de la structure réelle du rotor à cage, suppose que celui-ci regroupe un nombre de mailles formant un enroulement polyphasé, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneau de court circuit qui les relient [1]. Une telle structure a été utilisée avec profit dans le diagnostic de la machine à induction. Plusieurs démarches ont été menées dans cet axe, et ont permis de dévoiler quelques phénomènes découlant d'un défaut, tel que l'apparition des rai de fréquences supérieures ou inférieurs à la fréquence statorique dans l'analyse spectrale des courants, couple, vitesse et puissance [2]. Quelques uns supposent une parfaite répartition de la FMM dans l'entrefer, d'autres adoptent des modèles tenant compte de la distribution réelle des différents enroulements [3], notamment avec l'implication de l'approche de fonction d'enroulement, puis, la fonction d'enroulement modifiée [4], où il est possible de déceler les phénomènes accompagnant une probable excentricité. Et récemment, l'introduction de la dimension axiale [5], [6]. Le modèle est ainsi apte à définir les inductances d'une machine

en prenant en compte l'inclinaison des encoches, et qui peut être étendue à l'étude d'autres types d'asymétries axiale, à savoir, l'excentricités axiales.

Dans ce travail, nous abordons cette dernière approche en se focalisant sur la modélisation de la machine à induction avec prise en compte de tous les harmoniques d'espaces, et en s'appuyant sur une extension en 2D de la MWFA fonction d'enroulement modifiée. Des résultats de simulations et une conclusion y' seront introduits.

II. SYSTEME D'EQUATIONS

Examinant le cas d'une machine asynchrone à m phases statoriques et N_b barres rotoriques. Rappelons ici qu'une maille rotorique est considérée comme étant une bobine à une spire, et que la cage peut être assimilée à N_b mailles rotoriques identiques. Ainsi, il est possible de parvenir au équations régissant le fonctionnement de la machine [1].

$$[U_s] = [U_{s1} \ U_{s2} \ \dots \ U_{sm}]^T. \quad (1)$$

$$[I_s] = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T. \quad (2)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ \dots \ i_{rN_b} \ i_e]^T. \quad (3)$$

Tel que :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt}. \quad (4)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}. \quad (5)$$

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]. \quad (6)$$

$$[\psi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r]. \quad (7)$$

$[R_s]$ est une matrice diagonale $m \times m$, $[L_{ss}]$ est une matrice symétrique $m \times m$, $[L_{sr}]$ est une matrice $m \times (N_b + 1)$. Tandis que $[R_r]$ et $[L_{rr}]$ sont des matrices symétriques $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$.

Ajoutons à ces équations l'équation du couple électromagnétique et l'équation mécanique.

$$C_e - C_r = J_r \frac{d\omega_r}{dt}, \quad C_e = \left(\frac{dW_{co}}{d\theta_r} \right) \Big|_{I_s, I_r = const}. \quad (8)$$

Avec pour expression de la coénergie :

$$W_{co} = \frac{1}{2} ([I_s]^T [L_{ss}] [I_s] + [I_s]^T [L_{sr}] [I_r] + [I_r]^T [L_{rr}] [I_r] + [I_r]^T [L_{rs}] [I_s]) \quad (9)$$

III. PRESENTATION EN 2D DE LA FONCTION D'ENROULEMENT MODIFIEE

Pour formuler le problème, nous faisons référence à la figure.1, qui regroupe deux masses cylindriques, l'une d'elle creuse et représente le stator, et l'autre représente le rotor, avec un entrefer qui les sépare. Soit $abcda$ un contour arbitraire défini par rapport à une référence de phase fixée sur le stator, par rapport à une référence axiale le long de l'axe de la machine, et par rapport à la position θ_r du rotor mesurée en respectant une position statorique fixe. Pour une position θ_r , et à $\varphi_0 = 0$ et $z_0 = 0$ se situent les points a et b , et à φ et z nous retrouvons c et d . a et d sont situés sur la surface interne du stator, et b et c sur la surface externe du rotor.

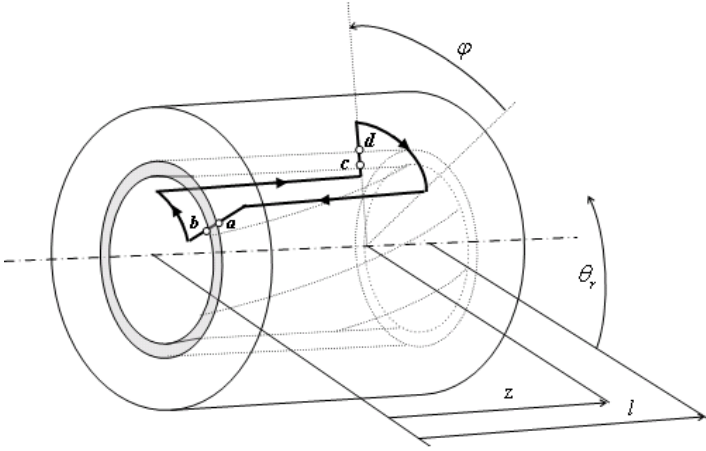


Fig. 1. Machine à induction élémentaire

Reprenons les mêmes étapes de [4] mais cette fois en faisant intervenir la dimension axiale. Ainsi, selon le théorème de Gauss, l'intégrale de la densité de flux magnétique sur la surface fermée S d'un volume cylindrique mesuré par rapport à un rayon moyen de l'entrefer r est nulle.

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0. \quad (10)$$

Sachant que $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ et que $\mathbf{H} = F/g$, \mathbf{H} est le champ magnétique, F la force magnétomotrice et g l'épaisseur de l'entrefer. Ces grandeurs sont définies à n'importe quel point de coordonnées (φ, z) , dans ce cas l'écriture de (10) devient:

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F(\varphi, z, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = 0 \quad (11)$$

l désigne la longueur effective de l'entrefer. D'un autre côté, et conformément à la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcd} \mathbf{H}(\varphi, z, \theta_r) dl = \int_{\Omega} J ds. \quad (12)$$

Ω est la surface enfermée par le contour $abcd$, et J la densité du courant. Cette expression pourra être écrite en fonction des FMM et du nombre de tours enfermés par le contour en objet et parcourus par un même courant i . Soit dans ce cas :

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) + F_{bc} + F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) + F_{da} = n(\varphi, z, \theta_r) i \quad (13)$$

$n(\varphi, z, \theta_r)$ est appelée fonction de distribution spatiale [6].

En supposant que les parties en fer ont une perméabilité infinie, nous pouvons admettre que F_{bc} et F_{da} sont nulles, ainsi, à partir de (13) on obtient :

$$F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i - F_{ab}(0,0,\theta_r). \quad (14)$$

On définissant la valeur moyenne de la fonction d'entrefer inverse $\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle$, tel que:

$$\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{l} \int_0^l g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz \right] d\varphi, \quad (15)$$

et en exploitant (11) et (13), on abouti à l'expression donnant $F_{cd}(\varphi, z, \theta_r)$ tel que:

$$F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) i dz d\varphi. \quad (16)$$

Ainsi, on parvient à l'expression donnant la fonction d'enroulement modifiée en divisant les membres de (16) par i .

$$N(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz d\varphi. \quad (17)$$

Il est à remarquer que cette nouvelle expression ne tient aucune restriction quant à l'uniformité axiale, notamment en terme d'inclinaison des encoches ou excentricité axiale.

IV. CALCUL DES INDUCTANCE

4.1 Cas Général

Limitons nous tout d'abord au cas d'une machine ne présentant aucune excentricité. La fonction g est donc constante. Soit la distribution F de la FMM dans l'entrefer due au courant i_A traversant un enroulement A quelconque, et sachant que le flux élémentaire correspondant dans l'entrefer est mesuré par rapport à un volume élémentaire de section ds et de longueur g , tel que :

$$d\phi = \mu_0 F g^{-1} ds. \quad (18)$$

Le calcul du flux total revient donc à un calcul d'intégrale double. En effectuant le changement de variable $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$, tout revient comme si on s'est référé à un repère orthonormé d'axes X et Z là où il est possible d'imaginer une représentation plane de la machine. Un choix qui, nous estimons, va nous aider à mieux concevoir et manipuler les intégrales de surface. Il est clair que x , dans ce cas, traduit bien le déplacement linéaire le long de l'arc correspondant à l'ouverture angulaire φ . De même en ce qui concerne x_r .

Sachant que N est la FMM par unité de courant, l'expression donnant le flux vu par toutes les spires d'une bobine B_j de l'enroulement B dû au courant i_A traversant la bobine A_i se réduit à :

$$\phi_{B_j A_i} = \frac{\mu_0}{g} \int_{x_{1j}}^{x_{2j}} \int_{z_{1j}(x)}^{z_{2j}(x)} N_{A_i}(x, z, x_r) n_{B_j}(x, z, x_r) i_{A_i} dz dx. \quad (19)$$

B_j peut représenter une maille rotorique comme nous allons l'adopter dans l'exemple. $n_{B_j}(x, z, x_r)$ est, en effet, définie de la manière suivante.

$$n_{B_j}(x, z, x_r) = \begin{cases} w_{B_j} & x_{1j} \langle x \langle x_{2j}, z_{1j}(x) \langle z(x) \langle z_{2j}(x). \\ 0 & \text{à l'intervalle restant} \end{cases} \quad (20)$$

Cela est dû au fait que la fonction de distribution est, dans ce cas, définie dans le plan délimité par les axes X et Z . Dans le cas courant, où on néglige l'effet de l'inclinaison des encoches, l'étude se réduit à une seule dimension pour finalement tomber sur les définitions données dans [3].

De même en ce qui concerne le flux total ψ_{BA} relatif au enroulement A et B qui tient son expression générale par intégration par rapport à toute la surface S située au voisinage de la surface interne du stator, mesurée par rapport à r . L_{BA} étant le flux ψ_{BA} par unité de courant, par conséquent, l'inductance mutuelle aura pour expression :

$$L_{BA}(x_r) = \frac{\mu_0}{g} \int_0^{2\pi} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) dz dx. \quad (21)$$

Remarquons qu'un réarrangement de (21) permet de mettre en évidence une inductance par unité de longueur faisant déjà l'objet des études de Joximovic et autres [5].

$$L_{BA}(x_r) = \int_0^l L'_{BA}(z, x_r) dz. \quad (22)$$

D'une manière semblable à [1], cette inductance est aussi fonction des inductances entre bobines des enroulements A et B tel que :

$$L_{BA}(x_r) = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \pm L_{B_j A_i}(x_r). \quad (23)$$

Le signe dans (23) est lié à la manière dont sont raccordées les bobines. Dans le cas général où la fonction g peut être variable, et dans le but de concevoir des sous-routines destinées au calcul des différentes inductances de la machine, il est possible de déduire une expression pouvant être plus facile à être traduite en algorithme. Pour cela, posons $P = g^{-1}(x, z, x_r)$ dit perméance de l'entrefer. Dans ce cas, l'équation (17) prendra la forme :

$$N_A(x, z, x_r) = n_A(x, z, x_r) - \frac{\langle P n_A \rangle}{\langle P \rangle} \quad (24)$$

Par substitution dans (21) de la fonction d'enroulement par son expression donnée par (24), on parvient à :

$$L_{BA}(x, z, x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l P \left(n_A(x, z, x_r) - \frac{\langle P n_A \rangle}{\langle P \rangle} \right) \cdot n_B(x, z, x_r) dz dx$$

Soit :

$$(25)$$

$$L_{BA}(x, z, x_r) = 2\pi r l \mu_0 \left(\langle P n_A n_B \rangle - \frac{\langle P n_A \rangle \cdot \langle P n_B \rangle}{\langle P \rangle} \right). \quad (26)$$

Et finalement on abouti à l'expression (27) qui sera la base des algorithmes adoptés [9].

$$L_{BA}(x, z, x_r) = 2\pi r l \mu_0 \left(\left(\sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \langle P n_{A_i} n_{B_j} \rangle \right) - \frac{\langle P n_A \rangle \cdot \langle P n_B \rangle}{\langle P \rangle} \right) \quad (27)$$

4.2 Machine avec rotor excentrique

Avec l'utilisation de (27), il est possible de calculer toutes les inductances de la machine dans le cas où :

$g^{-1} = g^{-1}(x, x_r)$: Le cas de la pure excentricité radiale.

$g^{-1} = g^{-1}(x, z, x_r)$: Le cas où cette excentricité se répète également le long de l'axe Z .

g^{-1} est donnée par son expression générale:

$$g^{-1}(x, z, x_r) = \frac{1}{g_0 (1 - \delta_s(z) \cos(x/r) - \delta_d(z) \cos((x - x_r)/r))}, \quad (28)$$

où δ_s et δ_d sont les degrés d'excentricité statique et dynamique qui sont fonctions de z . Une intégration numérique permet dans tout les cas de parvenir au résultat, cependant, une expression analytique de g^{-1} peut être obtenue par l'adoption d'un développement en série de fourier. Un bon résultat est atteint en s'arrêtant au troisième terme tel que :

$$g^{-1}(x, z, x_r) \approx \frac{P_0(z) + P_1(z) \cos(x/r - \rho) + P_2(z) \cos(2(x/r - \rho))}{\rho} \quad (29)$$

ρ et les coefficient P_0, P_1 et P_2 sont calculés à partir de $g_0, \delta_s(z), \delta_d(z)$ et θ_r qui sont décrits dans [7] et [8]. Il est à remarquer que pour n'importe quel enroulement A et B , l'égalité $L_{AB} = L_{BA}$ et toujours vérifiée [7], et que tous les calculs ont été effectués par rapport à un rayon moyen r de l'entrefer, tout en admettant que les variations dans le rayon de l'entrefer \mathcal{R} dues à une variation de son épaisseur g , sont négligeables devant le rayon lui-même, ce qui n'est pas le cas pour g . Cela peut être traduit comme suit :

$$\frac{R(x, z, x_r)}{g(x, z, x_r)} = \frac{r \pm \Delta R(x, z, x_r)}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \approx \frac{r}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \quad (30)$$

4.3 Inclinaison des Encoches

L'inclinaison est traduite par la définition de $z(x)$ dans (19) qui sera une combinaison d'une fonction d'un segment de droite et d'une fonction constante dans le cas des encoches uniformément inclinées, et d'une fonction décrivant la forme de l'inclinaison, notamment dans le cas des inclinaisons spiralées (spirally skewed slots) (figure.2).

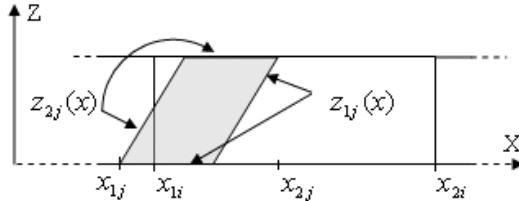


Fig. 2. Représentation de l'inclinaison des barres.

4.4 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 figure.3 montre la fonction de distribution d'une bobine Ai dans le cas de la prise en compte de l'ouverture d'encoche.

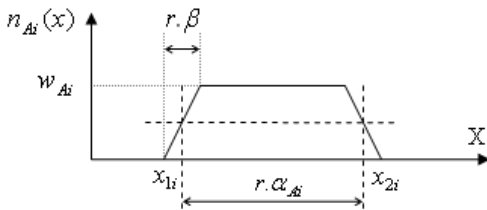


Fig.3. Fonction de distribution de la bobine Ai : Avec prise en compte de l'ouverture d'encoches.

Il est à noter qu'on vise plus particulièrement ici l'évolution linéaire de la FMM en allant d'un coté à l'autre d'une encoche ayant une ouverture de largeur β (rad):

V. RESULTATS ET COMMENTAIRES

5.1 Moteur sain

Ci-dessous les résultats de simulation du démarrage d'un moteur asynchrone triphasé à cage de 11 Kw, $p=2$, $Nb=40$ nombre de barres rotoriques, et $Ne=48$ le nombre d'encoches statoriques [10].

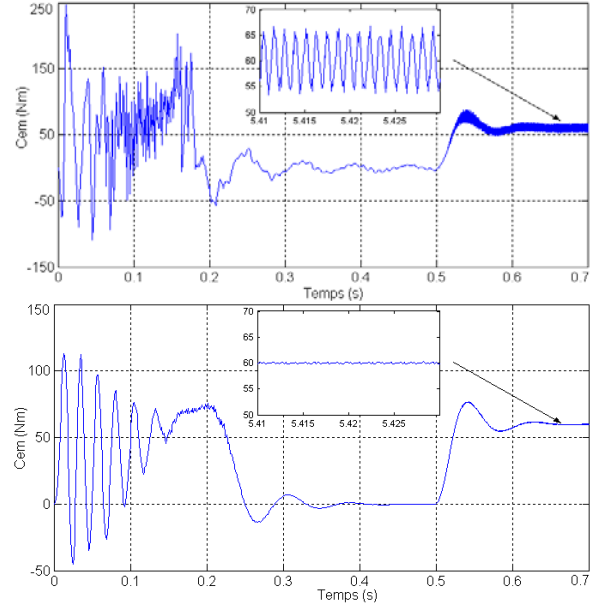


Fig. 4. Allure du couple électromagnétique pour une charge de 60Nm appliqué à 0.5s. Sans inclinaison et ouverture d'encoche, le glissement $g=4.97\%$ (haut), avec inclinaison et ouverture d'encoches, $g=5.13\%$ (bas).

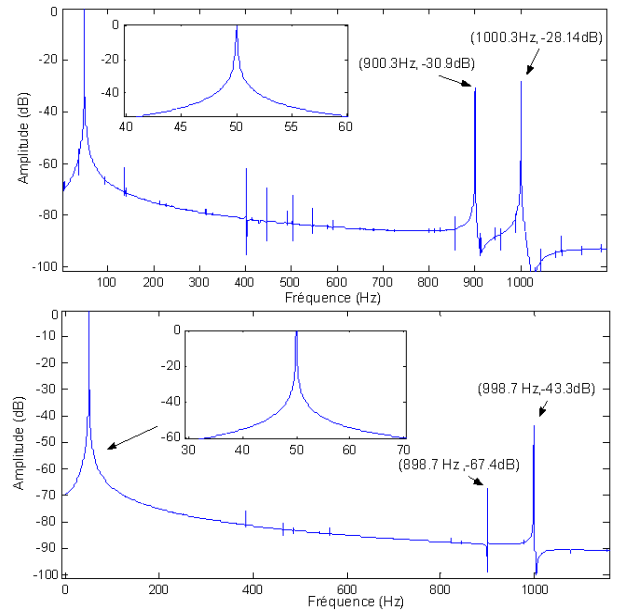


Fig. 5. Spectre correspondant du courant de la première phase statorique. Sans inclinaison et ouverture d'encoche (haut), avec inclinaison et ouverture d'encoches (bas).

La figure. 4 concerne en premier lieu, la négligence de l'effet de l'inclinaison des barres et de l'ouverture des encoches statoriques dans le calcul des inductances, et en second lieu, la prise en compte de ces effets conformément à l'analyse préétablie. Elle illustre bien le fait que l'inclinaison des barres réduit considérablement les pulsations du couple tant au régime transitoire qu'au régime permanent. Nous pouvons vérifier sur les spectres de la figure. 5 la fréquence de la fondamentale et des deux premiers harmoniques d'encoches dits « PSH » (harmoniques principaux d'encoches) de fréquences obéissant à la loi [11] :

$$f_{he} = f_s \left(k \frac{N_b}{p} (1-g) \pm n_{os} \right). \quad (31)$$

Tel que k est un entier positif, f_s la fréquence d'alimentation et n_{os} l'ordre des harmoniques d'espace. En posant $k=1$ on obtient les fréquences 898.7Hz (900.3Hz) et 998.7Hz (1000.3Hz) relatives aux PSH. L'effet de l'inclinaison et de l'ouverture des encoches est bien apparent dans l'atténuation des harmoniques d'espace.

5.2 Moteur avec une barre cassée

Dans ce qui suit, l'effet de l'inclinaison des barres et de l'ouverture des encoches est intégré dans le calcul. Dans la simulation des défauts de barres, le model du moteur sain sera utilisé tel qu'il est. Il suffit seulement de faire augmenter les résistances des barres en défaut à des valeurs pouvant refléter le degré de rupture partielle voulu. Ces considérations sont prise du fait qu'une rupture totale de barres se reproduit rarement, et il y'existent souvent des courants inter-barres [14]. Les résultats obtenus sont intéressants, du fait que toutes les raies prédites par les développements analytiques peuvent être observées dans les spectres résultants.

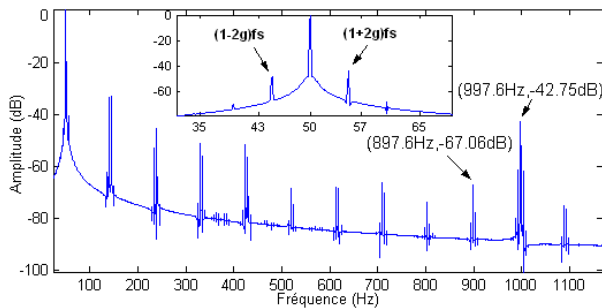


Fig. 6. Spectre correspondant du courant relatif à une charge de 60Nm ($g = 5.24\%$) et une barre cassée.

Les figures. 6 représentent les spectres du courant de la première phase statorique pour un fonctionnement sous une charge de 60Nm, avec un défaut sur une seule barre. A cette charge, on ne remarque pas un net changement au niveau des harmoniques d'encoches; en revanche, une nouvelle série d'harmoniques se manifeste clairement. On peut voir dans le zoom les raies de fréquences $f_{b1} = 47.76\text{Hz}$, $f_{b2} = 55.24\text{Hz}$, et qui obéissent à l'expression relatif aux défauts de cassure de barre [13]:

$$f_b = (1 \pm 2kg)f_s, \quad (32)$$

et une autre série obéissant à [2]:

$$f_b = \left[\frac{k}{p/2} (1-g) \pm g \right] \cdot f_s \quad (33)$$

5.3 Moteur avec rotor excentrique

Il est possible de simuler un défaut d'excentricité dynamique, en faisant tendre δ_s vers zéro, et varier δ_d . Les figures. 7 et 8 présentent le spectre du courant statorique pour un cas d'excentricité purement dynamique, ça se traduit dans le domaine fréquentiel par l'apparition d'une série d'harmoniques obéissant à l'équation [12] (Figure. 7):

$$f_{mix} = |f_s \pm kf_r| \quad (34)$$

Avec f_r la fréquence rotorique. La figure. 8 montre les fréquences additionnelles obéissant à l'équation générale donnée par [11]:

$$f_{ecc} = \left[\left(\frac{kN_b \pm n_d}{p} \right) (1-g) \pm n_{os} \right] \cdot f_s \quad (35)$$

n_d étant l'ordre de l'excentricité, $n_d = 1$ pour l'excentricité dynamique, et 0 pour l'excentricité statique. En pratique, il existe toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle combinée à l'excentricité dynamique[15]. Seule cette combinaison peut générer les harmoniques obtenus en faisant affecter à k la valeur 1 dans (34).

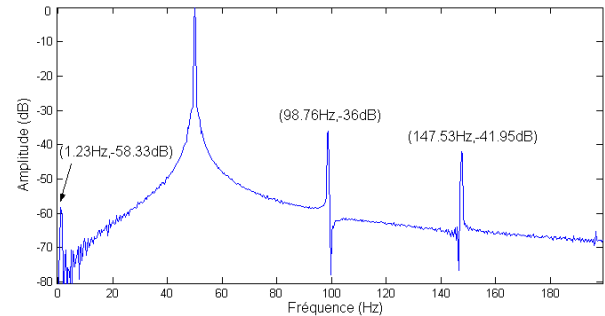


Fig. 7. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $Cr=40\text{Nm}$, $g=2.47\%$. Fréquences au voisinage de 50Hz .

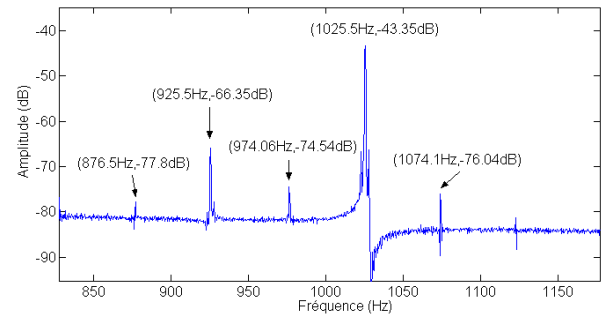


Fig. 8. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $Cr=40\text{Nm}$, $g=2.47\%$. Fréquences au voisinage des PSH.

La figure. 9 représente le spectre du courant statorique pour un fonctionnement sous 40Nm ($g=0.0245$), et avec une excentricité dynamique de 60% combinée avec un faible degré d'excentricité statique, soit $\delta_s=10\%$, ce qui peut constituer une simulation d'un cas fréquent d'excentricité dynamique. L'introduction de l'excentricité statique engendre des raies caractéristiques de l'excentricité mixte obéissant à l'équation (34). Pour $k=1$, on obtient [12]: $f_{mix1}^- = 25.61\text{Hz}$ et $f_{mix1}^+ = 74.38\text{Hz}$.

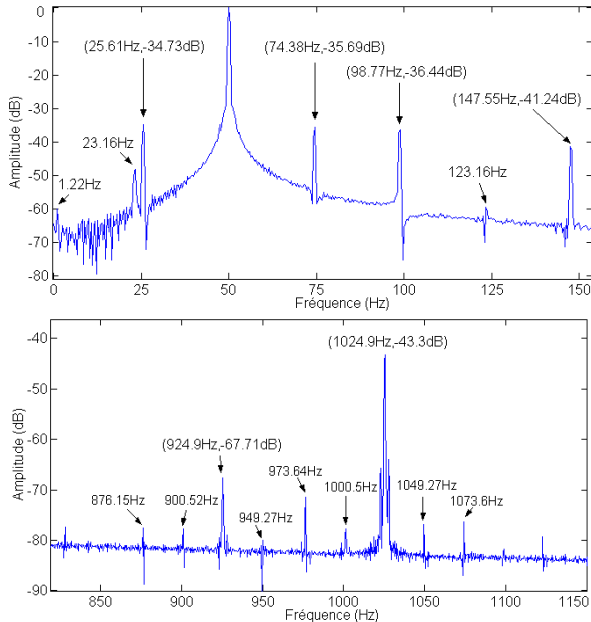


Fig. 9. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $\delta_s = 10\%$, $Cr=40\text{Nm}$. Fréquences au voisinage de 50Hz (haut), fréquences supérieures au voisinage des PSH (bas).

VI. CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons présenté les fondements de base de la notion de fonction d'enroulement modifiée avec introduction de la dimension axiale. Nous l'avons appliqué dans la modélisation de la machine à induction avec, en premier lieu, prise en compte de tous les harmoniques d'espace dus à la distribution non sinusoïdale de la FMM dans l'entrefer. Et en second lieu, la prise en compte des effets engendrés par les inclinaisons et les ouvertures que peuvent présenter les encoches de la machine. Nous avons comparé nos résultats avec ceux de Joksimovic [5],[10], une parfaite concordance a été constatée. Le modèle ainsi obtenu a montré son efficacité dans la prédiction de toutes les fréquences caractéristiques des défauts de barres avec une grande précision. Il convient aussi d'intégrer l'effet de la saturation jusqu'à maintenant négligée. C'est bien ce qui constitue les perspectives de notre travail.

ANNEXE

Paramètres du moteur utilisée: $g_0 = 0.0008\text{m}$, $r = 0.082\text{m}$, $l = 0.11\text{m}$, $w = 28$, $N_b = 40$, $N_e = 48$, $L_b = 95\text{nH}$, $L_e = 18\text{nH}$,

$R_s = 1.75\Omega$, $R_b = 31\mu\Omega$, $R_e = 2.2\mu\Omega$, $J_r = 0.0754\text{kgm}^2$, $\gamma = \pi/20\text{rad}$, $\beta = \pi/86\text{rad}$.

REFERENCES

- [1] X. Luo, Y. Liao, H.A. Toliyat, A. El-Antably, and T.A. Lipo, "Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, N°2, March/April 1995, pp.311-318.
- [2] M.E.H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, Oct, 2000, N° 5, pp. 984-993.
- [3] H. A Toliyat, T.A Lipo, "Transient analyse of induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," *IEEE Trans. Energy Conv*, vol. 10, no. 2, pp. 241-247, June 1995.
- [4] N.A. Al-Nuaim and H.A. Toliyat, "A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory," *IEEE Trans. Energy Conv*, vol. 13, no. 2, pp. 156-162, June 1998.
- [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, pp. 315-320, Sept. 1999.
- [6] G.Bossio, C.D. Angelo, J.Solsona, G. Garcia 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, pp. 144-150, Mar. 2004.
- [7] J. Faiz and I. Tabatabaei, "Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 38, no. 6, pp. 3654-3657, Nov. 2002.
- [8] S. Nandi, R.M. Bharadwaj and H.A. Toliyat, "Performance analyse of three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 392-399, Sept. 2002.
- [9] A. Ghoggal, "Diagnostic de la machine asynchrone - Modèle dédié à la détection des défauts", Mémoire de Magistère, Institut d'électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [10] 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, pp. 143-148, June 2000.
- [11] J.R. Cameron, W.T. Thomson and A.B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors", *Proceeding IEE*, Vol 133, Pt. B, N° 3, pp 155-163, May, 1986.
- [12] D.G. Dorrell, W.T. Thomson and S.Roach, "Analyse of air-gap flux, current, and vibration signals as function of combination static and dynamic air-gap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 1, January /February 1997, pp. 24-34.
- [13] W.T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Industry Applications Magazine*, july/August 2001, pp. 26-34.
- [14] E. Ritchie, X. Deng, "Dunamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults," in *Proceeding of ICEM94, B.6 Modelling and Simulation*, Paris, France, 1994, pp. 694-698.
- [15] W.T. Thomson, "On-line current monitoring to diagnose shaft misalignment in three-phase induction motor drive systems," in *Proceeding of ICEM94, D.9 Monitorage et Diagnostique*, vol. 2, Paris, France, 1994, pp. 238-243.