

Diagnostic des entraînements électriques : détection de courts-circuits statoriques dans la machine asynchrone par identification paramétrique

Emmanuel SCHAEFFER¹, Éric LE CARPENTIER¹, El Hadi ZAÏM², Luc LORON³

¹IRCyN, UMR CNRS 6597, 1 rue de la Noë, BP 92101, 44321 Nantes cedex 03, France

²LARGE-GE44, Bd de l'Université, BP 406, 44602 Saint-Nazaire cedex, France

³Laboratoire d'Electromécanique UTC, BP 20529, Compiègne cedex, France

Emmanuel.Schaeffer@ircyn.prd.fr, Eric.Lecarpentier@ircyn.prd.fr

Zaim@large.crttsn.univ-nantes.fr, Luc.Loron@utc.fr

Résumé – Nous nous intéressons dans cet article à la détection de courts-circuits d'un nombre très faible de spires dans les machines asynchrones utilisées pour les applications à vitesse variable. Nous proposons pour cela une modification du modèle usuel de Park en introduisant un paramètre électrique supplémentaire dont le suivi permet de caractériser l'importance du défaut. Les paramètres du modèle sont estimés par la méthode d'erreur de prédiction sur le modèle d'erreur de sortie. Nous testons cette approche sur des enregistrements expérimentaux réalisés avec une machine spécialement rebobinée afin de permettre des courts-circuits réalistes et réversibles. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode proposée.

Abstract – This paper is concerned by the short-circuit detection in the stator of induction machines used for variable speed drives. We propose to modify the well-known Park model by introducing an additional electrical parameter which supervision allows to detect faults. For this, the model parameters are estimated by means of a prediction error method for an output error model. We test our approach with experimental measurements obtained thanks to a specifically designed motor, which allows to simulate stator short-circuits. The results show the effectiveness of the proposed method.

1 Problématique et contraintes

L'utilisation de la machine asynchrone a été pendant longtemps restreinte aux applications à vitesse constante. Des applications comme le pompage offshore ont d'ailleurs motivé les premiers travaux sur le diagnostic de ces machines [4, 6, 8]. Puis les progrès de l'électronique de puissance et de la commande ont permis d'utiliser la machine asynchrone dans la plupart des applications industrielles à vitesse variable (traction, robotique, machine outils,...). Cependant, l'interface de puissance de la chaîne d'asservissement (l'onduleur) et les conditions d'utilisations souvent très sévères (vibration, humidité, couple transitoire important) mettent les bobinages à rude épreuve. Les courts-circuits statoriques sont ainsi une des principales causes de défaillance des entraînements électriques [1].

Nous nous intéressons donc à la détection précoce de courts-circuits d'un nombre très faible de spires dans les machines utilisées en vitesse variable. En effet, un court-circuit de quelques spires est quasiment indétectable par les commandes industrielles actuelles et modifie très peu les performances dynamiques de l'asservissement. Par contre, le courant circulant dans ces spires est de dix à vingt fois supérieur au courant nominal de la machine, et l'échauffement anormal qui s'ensuit risque rapidement d'entraîner une destruction en cascade des isolants statoriques, et donc l'arrêt inopportun du cœur même du processus industriel.

Parmi les différentes approches possibles, nous proposons de détecter les courts-circuits par le suivi des paramètres estimés d'un modèle de la machine. Les contraintes de cette approche sont multiples. Tout d'abord, il faut répertorier les signaux utilisables. On peut distinguer les signaux toujours disponibles (ceux déjà utilisés par la commande, comme les courants), les signaux parfois disponibles (la position) et les signaux à éviter comme la mesure des tensions et des flux, car ils nécessiteraient l'ajout de capteurs supplémentaires. De plus, notre objectif étant de surveiller la machine pendant son fonctionnement, il faut aussi tenir compte des profils demandés de vitesse ou de couple de la machine, c'est à dire de l'excitation du système à identifier. Par contre, l'urgence de la détection n'est pas une contrainte en soi. Les méthodes en ligne ou hors ligne sont donc envisageables. Enfin, il faut trouver un modèle de la machine adapté au diagnostic, c'est à dire susceptible de mettre en évidence un défaut mais suffisamment simple pour rester identifiable. Dans [7], nous avons utilisé le modèle classique de Park pour vérifier la faisabilité de notre approche. Nous proposons ici de modifier ce modèle en introduisant un paramètre électrique supplémentaire permettant de caractériser le défaut.

La partie 2 de l'article présente ainsi le système expérimental et les procédures d'acquisition. Dans les parties 3 et 4, nous détaillons le modèle proposé et son identification. Enfin, les résultats sont analysés en partie 5.

2 Système expérimental et procédures d'acquisition

Pour nos expérimentations, nous avons utilisé une machine asynchrone de 1,5 kW spécialement rebobinée avec des prises intermédiaires permettant de réaliser des courts-circuits entre spires d'une même phase. Le nombre n_s de spires en court-circuit peut varier de 0,7 % à 35 % du nombre total de spires par phase avec une progression sensiblement géométrique : $n_s \in [0, 2, 4, 8, 16, 22, 46, 92]$.

La machine est alimentée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion. Une commande vectorielle standard permet d'asservir son couple électromagnétique et de réguler le module du flux rotorique. La vitesse est mesurée par un codeur incrémental 1024 points et les signaux sont échantillonnés à 1 kHz.

Pour les acquisitions, nous avons défini le protocole d'excitation suivant : le couple de consigne est maintenu constant pendant 0.2 s et son module est choisi au hasard dans $[0, T_n]$, où T_n est le couple nominal de la machine. Le signe de la consigne est modifié pour maintenir la vitesse de la machine dans la plage désirée. De plus, tous les enregistrements ont été faits à température constante.

3 Modèle entrée/sortie dédié à la détection de court-circuit

3.1 Les données disponibles

La transformation de Concordia T_{23} permet de passer d'une représentation triphasée de la machine et des différents signaux électriques à une représentation diphasée équivalente. On pose alors :

$$i_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad u_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

où i_{sx} et u_{sx} , avec $x \in \{a, b, c\}$, sont les courants et les tensions des phases de la machine. On est alors amené à manipuler des vecteurs tournants que l'on peut projeter dans différents repères :

$$\begin{cases} y = P(p\delta) i_{\alpha\beta} \\ u = P(p\delta) u_{\alpha\beta} \end{cases} \quad P = \begin{bmatrix} \cos(p\delta) & -\sin(p\delta) \\ \sin(p\delta) & \cos(p\delta) \end{bmatrix} \quad (2)$$

où $p\delta$ est l'angle repérant le repère de projection, et p le nombre de paires de pôles de la machine. La transformation consistant à projeter les signaux dans un repère tournant à $w_x = p\dot{\delta}$ a pour effet de translater leur spectre fréquentiel de $(\frac{w_x}{2\pi})$. La figure 1 montre ainsi un exemple d'acquisitions de y et u obtenues dans le repère statorique ; alors que la figure 2 montre la première composante de y obtenue dans le repère rotorique tournant à $w_m = p\dot{\theta}$, θ étant la position du rotor.

3.2 Modèle d'état continu

3.2.1 Modélisation classique

On note ϕ le vecteur flux rotorique projeté dans le repère d'écriture, w_s la pulsation des grandeurs statoriques

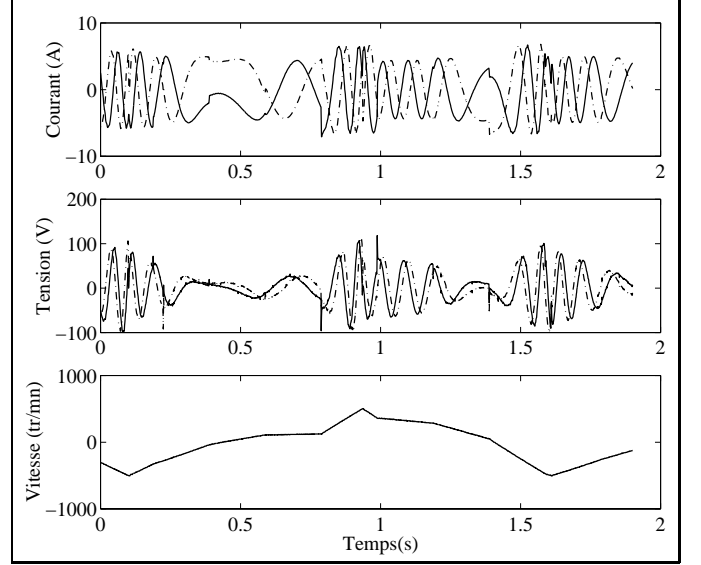


FIG. 1 – Exemple d'enregistrement expérimental : y , u , et vitesse mécanique

et X le vecteur d'état. La transformation de Park permet d'obtenir la représentation d'état classique suivante [2] :

$$\begin{cases} \dot{X}^T = [y^T \phi^T] \\ \dot{X} = A(w_x, w_m) X + B u \\ y = C X \end{cases} \quad (3)$$

où les matrices $A(w_x, w_m)$, B , C sont données par :

$$A(w_x, w_m) = \begin{bmatrix} -a & w_x & cd & w_m c \\ -w_x & -a & -w_m c & cd \\ b & 0 & -d & (w_x - w_m) \\ 0 & b & (w_m - w_x) & -d \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = [1 \quad 0] \quad (5)$$

et où les coefficients a , b , c et d s'écrivent en fonctions de la résistance statorique R_s , de l'inductance magnétisante L_s , de la constante de temps rotorique T_r et du coefficient de dispersion σ selon :

$$\begin{cases} a = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & b = \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r} \\ c = \frac{1}{\sigma L_s} & d = \frac{1}{T_r} \end{cases} \quad (6)$$

3.2.2 Modèle à cinq paramètres

Le modèle proposé reprend la représentation d'état précédente en modifiant simplement l'équation d'observation. En notant U le vecteur des entrées et $\lambda_0 = [a \ b \ c \ d \ \alpha]$ le vecteur des cinq paramètres électriques, la nouvelle représentation d'état devient :

$$\begin{cases} U^T = [u^T w_m w_s w_x] \\ \dot{X} = F_c(X, U, \lambda_0) = A(\lambda_0, w_x, w_m) X + B(\lambda_0) u \\ y = G_c(X, U, \lambda_0) = C X + \underbrace{\alpha w_s \frac{u}{|u|^2}}_{i_f} \end{cases} \quad (7)$$

La modification proposée ajoute un degré de liberté permettant d'expliquer en partie l'influence d'un défaut sur le comportement entrée/sortie de la machine. Le courant i_f est ainsi de même phase que la tension et d'amplitude proportionnelle à la pulsation statorique. Pour une machine sans défaut, la puissance électrique $P_f = u^T i_f$ peut globalement être interprétée comme les pertes autres que les pertes joules.

3.2.3 Observabilité du modèle

Les paramètres du modèle proposé sont-ils estimables ? Une façon de répondre à cette question est de poser le problème de l'observabilité du modèle étendu non linéaire suivant :

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} X \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\dot{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} F_c(X, U, \lambda_0) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$y = G_c(X, U, \lambda_0) \quad (10)$$

En utilisant la méthode proposée par [5] nous avons vérifié que le modèle continu étendu précédent est bien observable dans les conditions d'essai, c'est à dire que :

$$\text{rang} \left[\frac{\partial y}{\partial \tilde{X}}, \frac{\partial \dot{y}}{\partial \tilde{X}}, \dots, \frac{\partial y^{(4)}}{\partial \tilde{X}} \right]^T = \dim(\tilde{X}) \quad (11)$$

3.3 Discrétisation de la représentation d'état

Pour des raisons de simplicité, la dérivation est obtenue par transformation d'Euler :

$$\dot{X}(k t_e) \approx \frac{X_{k+1} - X_k}{t_e} \quad (12)$$

où t_e est la période d'échantillonnage. On obtient alors une représentation d'état discrète et déterministe. Une façon simple de tenir compte du bruit est d'utiliser la méthode de l'erreur de sortie [3]. La représentation d'état discrète s'écrit ainsi :

$$\begin{cases} X_{k+1} = F_k(X_k, U_k, \lambda_0) \\ y_k = G_k(X_k, U_k, \lambda_0) + e_k \end{cases} \quad (13)$$

où e_k est un bruit blanc circulaire.

4 Identification des paramètres du modèle

4.1 Méthode

Nous utilisons le repère rotorique comme repère de projection. Son intérêt est d'obtenir des signaux de pulsation plus faible et une matrice A simple, avec le coefficient w_m lentement variable en raison de l'inertie des parties tournantes. L'estimation $\hat{\lambda}$ de λ_0 est obtenue par la méthode d'erreur de prédiction sur le modèle d'erreur de sortie. Cette méthode n'est finalement que la minimisation du carré de l'erreur de sortie entre le signal estimé et le signal mesuré. Celle-ci est réalisée par la méthode de Gauss-Newton.

4.2 Validation

Pour chaque enregistrement, la méthode de l'erreur de prédiction trouve un vecteur de paramètres estimés $\hat{\lambda}$. Pour valider cette estimation, on peut comparer les sorties mesurées et reconstruites, comme le montre la figure 2. Lorsque la machine est saine, on vérifie la bonne correspondance entre les deux signaux. Pour un enregistrement correspondant à 46 spires en court-circuit, une différence apparaît clairement. Le modèle ne parvient pas ici à expliquer complètement les effets induits par le défaut.

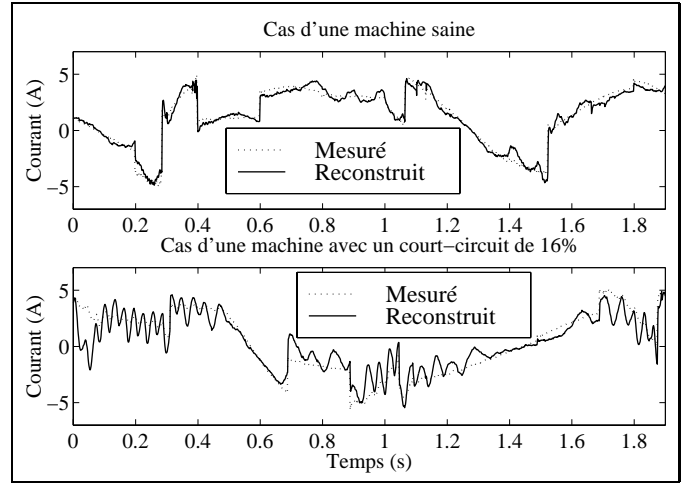


FIG. 2 – Courant mesurés et reconstruits dans le repère rotorique

5 Analyse des résultats

5.1 Évolution des paramètres estimés

Afin d'étudier l'évolution des paramètres en fonction du nombre n_s de spires en court-circuit, une série de 10 enregistrements est réalisée pour chaque n_s . Chaque enregistrement de la série est ensuite analysé, produisant ainsi une famille de vecteurs de paramètres S_{n_s} . La table 1 donne la moyenne et l'écart-type pour chaque S_{n_s} et permet de vérifier la bonne répétabilité des estimations à n_s fixé.

TAB. 1 – Moyennes et écarts-types (10 essais)

n_s	R_s	L_s	T_r	σ	α
0	4.07 ± 0.10	0.364 ± 0.009	0.153 ± 0.006	0.107 ± 0.005	0.05 ± 0.02
4	4.10 ± 0.10	0.367 ± 0.007	0.154 ± 0.006	0.108 ± 0.004	0.10 ± 0.04
8	4.04 ± 0.11	0.367 ± 0.005	0.151 ± 0.005	0.109 ± 0.008	0.21 ± 0.04
16	4.13 ± 0.14	0.362 ± 0.005	0.155 ± 0.004	0.123 ± 0.010	0.29 ± 0.03
22	4.13 ± 0.09	0.357 ± 0.006	0.151 ± 0.004	0.120 ± 0.012	0.39 ± 0.05
46	4.06 ± 0.20	0.343 ± 0.007	0.159 ± 0.014	0.176 ± 0.030	0.54 ± 0.07
92	4.42 ± 0.33	0.319 ± 0.019	0.144 ± 0.057	0.307 ± 0.082	0.81 ± 0.12

La figure 3 montre l'évolution de la moyenne des paramètres en fonction de n_s . Les trois premiers paramètres (R_s , L_s et T_r) sont très peu sensibles aux courts-circuits. Le paramètre σ est plus sensible, mais n'évolue de façon significative que pour des courts-circuits supérieurs à 22 spires (8 % du nombre total de spires par phase). Par contre, l'évolution du paramètre α est assez remarquable et permet véritablement de mettre en évidence un défaut. La figure 4 donne en effet la projection sur un même axe de la famille des α de la machine saine et de la famille des α obtenus pour différents n_s . Pour des courts-circuits supérieurs à 8 spires (3 %), les deux familles se distinguent très nettement.

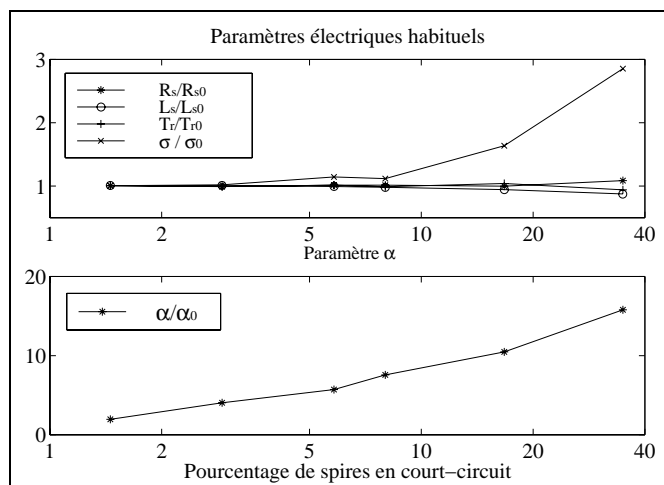


FIG. 3 – Évolution des paramètres estimés en fonction du pourcentage de spires en court-circuit

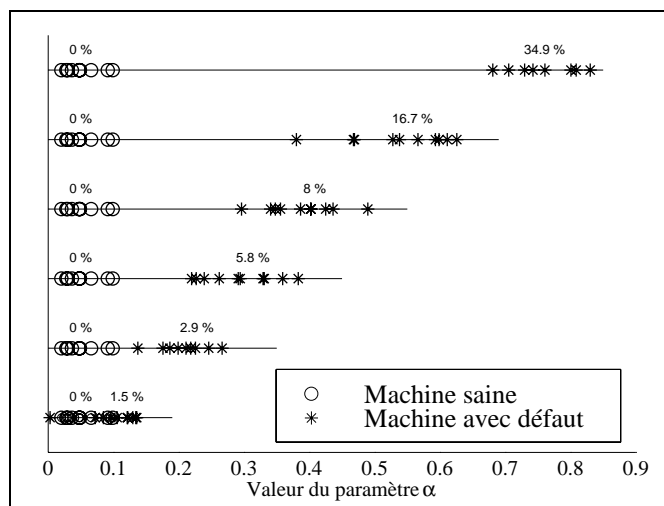


FIG. 4 – Projection sur un même axe du paramètre α

5.2 Interprétation physique

Dans les conditions d'enregistrement, l'évolution importante du paramètre α ne peut pas être expliquée par une évolution de la température. En fait, les courts-circuits modifient d'autant plus le comportement de la machine que la fréquence des grandeurs statoriques est élevée (loi

de l'induction). Cette modification du comportement entrée/sortie se traduit entre autre par des pertes dissipatives supplémentaires. Le paramètre α permet finalement au modèle de consommer une puissance de façon similaire (c'est à dire en fonction de la fréquence des courants statoriques). Quant à l'évolution du paramètre σ , elle peut s'expliquer par une modification du comportement inductif de la machine.

6 Conclusion et perspectives

Avec une approche du diagnostic de la machine par identification paramétrique, la recherche de modèles dédiés est certainement l'étape la plus délicate. Nous avons ainsi proposé un modèle à cinq paramètres suffisamment simple pour être identifiable dans des conditions d'utilisation industrielle de la machine, mais dont l'évolution d'un paramètre permet de détecter un nombre très faible de spires en court-circuit. De plus, son évolution uniforme semble permettre de quantifier l'importance du défaut et de sa dynamique, ces deux informations étant indispensables à la mise en place d'une maintenance prédictive. Il reste cependant à étudier l'influence sur le modèle des autres défauts possibles, et notamment des courts-circuits entre phases. De plus, il serait très intéressant de s'affranchir de la mesure de la position θ .

Références

- [1] B.A. Lloyd, J. Penman, H.G. Sedding and W.T. Fink. Detection and location of interturn short circuits in the stator winding of operating motors. *IEEE Winter Power Meeting*, february 1994.
- [2] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer-Verlag, 1985.
- [3] L. Ljung. *System Identification : theory for the user*. Prentice Hall, 1987.
- [4] J. Penman and A. Stavrou. Broken rotor bars : their effect on the transient performance of induction machines. *IEE Proceeding - Elect. Power Appl.*, 143(6) : 449, november 1996.
- [5] R. Herman and A.J. Krener. Nonlinear Controllability and Observability. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 22(5) : 728–740, 1977.
- [6] T.G. Habetler and R. Schoen. Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 31(4) : 900–906, July-August 1995.
- [7] E. Schaeffer, E. Le Carpentier and M.E. Zaïm. Failure detection in induction machine by means of parametric identification. In *Computational Engineering in Systems Applications*, 1998.
- [8] S. Williamson and K Mirzoian. Analysis of cage induction motors with stator winding faults. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 1838-1843, 1985.