HAL
open science

Détermination et diagnostic des modulations des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations de couple

Baptiste Trajin, Jérémi Regnier, Jean Faucher

To cite this version:

Baptiste Trajin, Jérémi Regnier, Jean Faucher. Détermination et diagnostic des modulations des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations de couple. Symposium de Génie Électrique 2014, Jul 2014, Cachan, France. hal-02100301v2

HAL Id: hal-02100301

https://hal.science/hal-02100301v2

Submitted on 18 Sep 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Détermination et diagnostic des modulations des courants statoriques d'une machine asynchrone en présence d'oscillations de couple

Baptiste TRAJIN[1], Jérémi REGNIER[2,3], Jean FAUCHER[2,3]

[1]Université de Toulouse; INP; ENI de Tarbes, LGP, 47 avenue d'Azereix, BP1629, 65019 Tarbes Cedex

[2]Université de Toulouse; INP, UPS; LAPLACE; ENSEEIHT, 2 rue Camichel, F-31071 Toulouse Cedex 7

[3]CNRS; LAPLACE; F-31071 Toulouse Cedex 7

RÉSUMÉ – Cet article présente une modélisation de la machine asynchrone permettant le diagnostic des modulations des courants statoriques dans le cas d'oscillations du couple de charge. Le modèle proposé est établi en régime permanent pour un système en boucle ouverte. Les composantes oscillatoires du couple de charge entraînent l'apparition de modulations d'amplitude et de modulations de phase sur les courants d'alimentation de la machine. Les caractéristiques de ces modulations dépendent des paramètres électriques et mécaniques, du point de fonctionnement de l'entraînement, de la fréquence des oscillations de couple. Un modèle analytique de l'entraînement, basé sur le modèle d'état linéaire dans le domaine fréquentiel est proposée afin de prédire les composantes spectrales des courants statoriques. Le modèle proposé est validé par des mesures expérimentales.

Mots-clés – Modulations, Entraînement asynchrone, Oscillations de couple, Modèle d'état fréquentiel.

1. INTRODUCTION

Les entraînements électriques à base de machine asynchrone sont largement utilisés dans les applications industrielles en raison de leur faible coût, de leurs performances et de leur robustesse. Cependant, des modes de fonctionnement dégradés peuvent apparaître durant la vie de la machine [1, 2]. Afin d'accroître la productivité et la sûreté des entraînements électromécaniques, des méthodes de surveillance et de diagnostic ont été étudiées. Classiquement, ces méthodes sont basées sur une surveillance vibratoire. La détection et la surveillance peuvent être basés sur l'analyse de grandeurs électriques telles que les courants de phase moteur, souvent déjà mesurés pour des application de contrôle-commande [3, 4, 5, 6].
Dans le cas d'oscillations de couple de charge, des harmoniques de modulation de fréquence $f_s \pm f_d$ avec f_s la fréquence d'alimentation de la machine et f_d la fréquence principale caractéristique du défaut, apparaissent dans les spectres de courant. Plusieurs travaux traitent de la détection et du diagnostic des modulations en régime permanent ou transitoire [7, 8, 9]. Dans cet article, nous considérons des oscillations du couple de charge qui peuvent être engendrées par des défauts d'engrenage ou de boite de vitesse, des défauts de roulements ou encore balourds mécaniques.

Cet article propose une modélisation de l'entraînement asynchrone dans le domaine fréquentiel permettant de prédire analytiquement et d'étudier les signatures des défauts sur les courants statoriques. La paragraphe 2 présente la construction d'un signal complexe reflétant les caractéristiques de modulation des courants statoriques réels. Par ailleurs, un indicateur vectoriel est introduit afin de caractériser les modulations extraites. La modélisation d'état de l'entraînement asynchrone en présence de défauts mécaniques est présentée dans le paragraphe 3. Celle-ci est exprimée dans le domaine fréquentiel en régime permanent et en boucle ouverte afin de caractériser les composantes spectrales dues aux défauts mécaniques. Enfin, dans le paragraphe 4, l'indicateur vectoriel précédemment construit est associé au modèle développé dans le paragraphe 3 et validé sur des résultats expérimentaux.

2. DIAGNOSTIC DES MODULATIONS SUR LES COURANTS STATORIQUES

2.1. Construction d'un signal complexe associé aux courants statoriques

Dans le cadre du diagnostic des modulations des courants statoriques, il est nécessaire de construire un signal complexe associé aux signaux réels. Classiquement, la transformée de Hilbert est utilisée [10, 11, 12, 13]. Cependant, cette transformée est limitée par les conditions du théorème de Bedrosian et le diagnostic de modulations rapides, c'est-à-dire lorsque la fréquence de modulation est supérieure à la fréquence fondamentale, est impossible car conduisant à une mauvaise interprétation de la fréquence et du type des modulations [7]. Dans le cadre des systèmes électriques triphasés équilibrés, la transformée de Concordia (1), dans le référentiel statorique fixe, peut être avantageusement utilisée pour construire un signal complexe associé à deux signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ ayant la même amplitude et la même fréquence instantanées mais déphasés de $-\frac{2\pi}{3}$.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{2}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} \tag{1}$$

En effet, comme les composantes sur les axes α et β sont en quadrature, il devient possible de construire le signal complexe $z_{TC}(t)$ (2) [7, 8].

$$z_{TC}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(x_\alpha(t) + jx_\beta(t)\right) \tag{2}$$

Ainsi, l'amplitude instantanée représentative des modulations d'amplitude $AI(t)$ (3) et la fréquence instantanée $FI(t)$ (4) relative aux modulations de phase peuvent être extraites sans perte d'information.

$$AI(t) \simeq |z_{TC}(t)| \tag{3}$$

$$FI(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}(arg(z_{TC}(t))}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

2.2. *Indicateur vectoriel*

Considérons un système de trois signaux réels représentant trois courants statoriques triphasés équilibrés modulés en amplitude (AM) et en phase (PM) à la même fréquence (5).

$$\begin{aligned} i_k(t) = \quad & I_{123}\left[1+\alpha\cos(2\pi f_d t+\phi_{am})\right] \\ & \times\cos\left(2\pi f_s t+\phi_k+\beta\sin(2\pi f_d t+\phi_{pm})\right) \end{aligned} \tag{5}$$

avec :

- I_{123} l'amplitude fondamentale,
- α l'indice de modulation d'amplitude,
- β l'indice de modulation de phase,
- f_d la fréquence de modulation,
- f_s la fréquence fondamentale,
- ϕ_{am} le déphasage de la modulation d'amplitude,
- ϕ_{pm} le déphasage de la modulation de phase,
- $\phi_k = -(k-1)\frac{2\pi}{3}$, $k \in [1;3]$

L'amplitude instantanée et la fréquence instantanée liées aux courants (5) s'expriment respectivement selon (6) et (7).

$$AI(t) = I_{123}\left[1+\alpha\cos(2\pi f_d t+\phi_{am})\right] \tag{6}$$

$$FI(t) = f_s + f_d\beta\cos(2\pi f_d t+\phi_{pm}) \tag{7}$$

L'indicateur vectoriel $\tilde{G}$ est défini selon (37) avec I l'amplitude fondamentale des courants statoriques, α et β les indices de modulation respectivement d'amplitude et de phase et f_d la fréquence des modulations. La phase de ce vecteur permet de diagnostiquer la modulation prédominante : la modulation d'amplitude (respectivement de phase) est prédominante si la phase de $\tilde{G}$ est inférieure (respectivement supérieure) à $\frac{\pi}{4}$ comme le montre la figure 1. De plus, le module de $\tilde{G}$ rend compte de la puissance des modulations.

$$\tilde{G} = I_{123}\alpha + jf_d\beta \tag{8}$$

3. Modélisation de l'entraînement asynchrone en présence d'oscillations du couple de charge

De manière à modéliser les composantes du courant statorique en présence d'oscillations du couple de charge, nous allons utiliser un modèle de l'entraînement asynchrone en régime permanent et en boucle ouverte basé sur le modèle d'état de la machine. Le couple de charge sera alors considéré comme une donnée d'entrée connue.

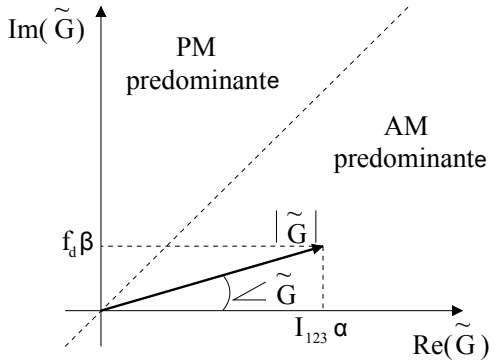

Fig. 1. Construction géométrique de l'indicateur vectoriel $\tilde{G}$

3.1. *Modèle d'état de la machine asynchrone dans le domaine fréquentiel*

Dans cet article, nous considérerons le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère de Concordia, avec les tensions d'alimentations comme variable d'entrée, les flux rotoriques comme variables d'état [14] et les courants statoriques comme variables d'état et de sortie [15, 16]. De plus, de nombreuses études ont démontré la faisabilité de la détection et le diagnostic des oscillations du couple de charge par analyse des courants statoriques [7, 17]. La transformée de Concordia permet d'exprimer des variables en quadrature dans un repère fixe par rapport au stator. L'approximation au premier harmonique donne l'expression (9) avec $A(t)$ la matrice dynamique, B la matrice d'entrée, U le vecteur d'entrée et $X(t)$ le vecteur d'état.

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) = & \underbrace{\begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega(t) \\ 0 & a_1 & -a_3\omega(t) & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega(t) \\ 0 & a_4 & \omega(t) & a_5 \end{pmatrix}}_{A(t)} \underbrace{\begin{pmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \\ \phi_{r\alpha}(t) \\ \phi_{r\beta}(t) \end{pmatrix}}_{X(t)} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{pmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{pmatrix}}_{U(t)} \end{aligned} \tag{9}$$

avec :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma T_r M_{sr}},$$

$$a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}}, \quad a_4 = \frac{M_{sr}}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

$$\omega(t) = n_p\Omega_{mech}(t)$$

où :

- L_s est l'inductance cyclique statorique,
- L_r est l'inductance cyclique rotorique,
- $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ est la constante de temps électrique statorique i.e. l'inductance cyclique statorique divisée par la résistance statorique,
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique rotorique i.e. l'inductance cyclique rotorique divisée par la résistance rotorique,
- M_{sr} est l'inductance mutuelle stator-rotor

– σ est le coefficient de fuite,
– n_p est le nombre de paires de pôles de la machine,
– $\Omega_{mech}(t)$ est la vitesse de rotation mécanique.

Dans ce modèle, la pulsation électrique $\omega(t)$ est une entrée interne. Elle s'obtient par l'interaction du couple électromagnétique $\Gamma_{em}(t)$ et du couple de charge $\Gamma_{ch}(t)$ au travers de la fonction de transfert mécanique. Par ailleurs, le couple électromagnétique est obtenu par interaction entre les variables d'état : les courants statoriques et les flux rotoriques (10). De manière simplifiée, les système mécanique est modélisé par une inertie J_{mas} et des frottements visqueux f_{mas} conduisant à l'équation mécanique (11).

$$\Gamma_{em}(t) = n_p \frac{M_{sr}}{L_r}(\phi_{r\alpha}(t) i_{s\beta}(t) - \phi_{r\beta}(t) i_{s\alpha}(t)) \tag{10}$$

$$J_{mas}\frac{\mathrm{d}\Omega_{mech}(t)}{\mathrm{d}t} + f_{mas}\Omega_{mech}(t) = \Gamma_{em}(t) - \Gamma_{ch}(t) \tag{11}$$

3.2. *Modèle d'état dans le domaine fréquentiel*

En régime permanent, le modèle d'état de la machine asynchrone peut être exprimé dans le domaine fréquentiel afin de déterminer les composantes oscillatoires des courants statoriques. Dans ce cas, les produits entre variables temporelles deviennent des produits de convolution entre variables fréquentielles ($*$). Le modèle d'état se met alors sous la forme (12) avec ν la fréquence. Le couple électromagnétique s'exprime selon (13) et l'équation différentielle mécanique devient (14).

$$(2\pi j\nu)X(\nu) = A(\nu) * \underbrace{\begin{pmatrix} I_{s\alpha}(\nu) \\ I_{s\beta}(\nu) \\ \Phi_{r\alpha}(\nu) \\ \Phi_{r\beta}(\nu) \end{pmatrix}}_{X(\nu)} + B\begin{pmatrix} V_{s\alpha}(\nu) \\ V_{s\beta}(\nu) \end{pmatrix} \tag{12}$$

$$\Gamma_{em}(\nu) = n_p \frac{M_{sr}}{L_r}(\Phi_{r\alpha}(\nu) * I_{s\beta}(\nu) - \Phi_{r\beta}(\nu) * I_{s\alpha}(\nu)) \tag{13}$$

$$(2\pi j\nu J_{asm} + f_{asm})\Omega_{mech}(\nu) = \Gamma_{em}(\nu) - \Gamma_{ch}(\nu) \tag{14}$$

3.3. *Modèles des variables d'entrée et des variables d'état*

Afin de résoudre le système d'état et d'extraire les composantes fréquentielles des courants statoriques, on considérera que les tensions d'alimentation sont en quadrature dans le repère de Concordia, parfaitement sinusoïdales de fréquence f_s et d'amplitude $V_{\alpha\beta}$ (15).

$$\begin{cases} V_{s\alpha}(\nu) = \dfrac{V_{\alpha\beta}}{2}\left[\delta(\nu - f_s) + \delta(\nu + f_s)\right] \\ V_{s\beta}(\nu) = \dfrac{V_{\alpha\beta}}{2j}\left[\delta(\nu - f_s) - \delta(\nu + f_s)\right] \end{cases} \tag{15}$$

Le couple de charge, considéré comme une donnée d'entrée est modélisé comme une constante Γ_0 plus une oscillation de fréquence f_{osc} et d'amplitude Γ_{osc} (16).

$$\Gamma_{load}(\nu) = \Gamma_0\delta(\nu) + \frac{\Gamma_{osc}}{2}\left[\delta(\nu - f_{osc}) + \delta(\nu + f_{osc})\right] \tag{16}$$

On considérera de plus que le couple électromagnétique s'exprime également comme une constante $\Gamma_{em,0}$ plus une composante oscillante [18] de fréquence f_{osc}, d'amplitude complexe Γ_d dans le domaine fréquentiel (17). On notera que $\bar{\Gamma}_d$ représente le complexe conjugué de Γ_d.

$$\Gamma_{em}(\nu) = \Gamma_{em,0}\delta(\nu) + \frac{1}{2}\left[\Gamma_d\delta(\nu - f_{osc}) + \bar{\Gamma}_d\delta(\nu + f_{osc})\right] \tag{17}$$

A partir des expressions (16) et (17), ainsi que de l'équation mécanique dans le domaine fréquentiel (14), il vient que la vitesse de rotation mécanique s'exprime également comme une constante Ω_0 plus une oscillation de fréquence f_{osc} et d'amplitude complexe Ω_{osc} (18).

$$\Omega_{mech}(\nu) = \Omega_0\delta(\nu) + \frac{1}{2}\left[\Omega_{osc}\delta(\nu - f_{osc}) + \bar{\Omega}_{osc}\delta(\nu + f_{osc})\right] \tag{18}$$

Concernant les variables d'état, il est démontré dans [6, 17, 18] que des composantes de fréquences $f_s \pm f_{osc}$ apparaissent sur les courants statoriques (19)-(20). Un comportement fréquentiel similaire peut être supposé concernant les flux rotoriques [6, 19] (21)-(22).

$$\begin{aligned} I_{s\alpha}(\nu) = & \frac{I_{\alpha\beta}}{2}\left[e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s) + e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s)\right] \\ & + \frac{1}{2}\left[I^+ e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s - f_{osc}) + \bar{I}^+ e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s + f_{osc})\right] \\ & + \frac{1}{2}\left[I^- e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s + f_{osc}) + \bar{I}^- e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s - f_{osc})\right] \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned} I_{s\beta}(\nu) = & \frac{I_{\alpha\beta}}{2j}\left[e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s) - e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s)\right] \\ & + \frac{1}{2j}\left[I^+ e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s - f_{osc}) - \bar{I}^+ e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s + f_{osc})\right] \\ & + \frac{1}{2j}\left[I^- e^{j\psi_i}\delta(\nu - f_s + f_{osc}) - \bar{I}^- e^{-j\psi_i}\delta(\nu + f_s - f_{osc})\right] \end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{r\alpha}(\nu) = & \frac{\Phi_{\alpha\beta}}{2}\left[e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s) + e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s)\right] \\ & + \frac{1}{2}\left[\Phi^+ e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s - f_{osc}) + \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s + f_{osc})\right] \\ & + \frac{1}{2}\left[\Phi^- e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s + f_{osc}) + \bar{\Phi}^- e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s - f_{osc})\right] \end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{r\beta}(\nu) = & \frac{\Phi_{\alpha\beta}}{2j}\left[e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s) - e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s)\right] \\ & + \frac{1}{2j}\left[\Phi^+ e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s - f_{osc}) - \bar{\Phi}^+ e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s + f_{osc})\right] \\ & + \frac{1}{2j}\left[\Phi^- e^{j\psi_\phi}\delta(\nu - f_s + f_{osc}) - \bar{\Phi}^- e^{-j\psi_\phi}\delta(\nu + f_s - f_{osc})\right] \end{aligned} \tag{22}$$

avec :
– $I_{\alpha\beta}$ l'amplitude des courants statoriques dans le repère de

Concordia,
- ψ_i le déphasage entre les courants et les tensions statoriques,
- I^+ l'amplitude complexe de la composante fréquentielle des courants statoriques à $f_s + f_{osc}$,
- I^- l'amplitude complexe de la composante fréquentielle des courants statoriques à $f_s - f_{osc}$,
- $\Phi_{\alpha\beta}$ l'amplitude des flux rotoriques dans le repère de Concordia,
- ψ_ϕ le déphasage entre les flux rotoriques et les tensions statoriques,
- Φ^+ l'amplitude complexe de la composante fréquentielle des flux rotoriques à $f_s + f_{osc}$,
- Φ^- l'amplitude complexe de la composante fréquentielle des flux rotoriques à $f_s - f_{osc}$.

3.4. *Composantes fondamentales*

Comme le montre l'expression (9), les composantes fondamentales des variables d'état dépendent de la vitesse de rotation mécanique et donc du couple de charge moyen Γ_0. Ainsi, pour un point de fonctionnement donné, le glissement g de la machine est déterminé à partir de l'équation mécanique de l'entraînement en régime permanent (23) avec $\omega_s = 2\pi f_s$ la pulsation électrique de synchronisme. Le couple électromagnétique moyen est estimé via les paramètres électriques de la machine et les tensions d'alimentation (24) [20, 21].

$$\Gamma_{em,0} - \Gamma_0 = f_{mas}\frac{\omega_s}{n_p}(1-g) \tag{23}$$

$$\Gamma_{em,0} = \frac{n_p V_{\alpha\beta}^2 R_r' g}{(1-g)\omega_s\left[(R_s g + R_r')^2 + \mathcal{N}_s^2 g^2 \omega_s^2\right]} \tag{24}$$

avec :
- $\mathcal{N}_s = \mathfrak{l}_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 \mathfrak{l}_r$,
- $R_r' = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r$,
- $\mathfrak{l}_s = L_s - M_{sr}$,
- $\mathfrak{l}_r = L_r - M_{sr}$,
- $V_{123} = \frac{V_{\alpha\beta}}{\sqrt{3}}$.

La vitesse de rotation mécanique moyenne $\Omega_0 = \frac{1-g}{n_p}\omega_s$ est donc obtenue à partir de (23) et (24), en considérant $\omega_0 = (1-g)\omega_s$. Les composantes fondamentales des variables d'état en régime permanent sont obtenue à partir de (25), avec I_4 la matrice identité de dimension 4 et $F(\nu)$ la matrice des fonctions de transfert dans le domaine fréquentiel. L'amplitude et le déphasage des composantes fondamentales de fréquence f_s s'expriment dans le repère de Concordia selon (26).

$$F(\nu) = I_4((2\pi j\nu)I_4 - A(\nu))^{-1}B \tag{25}$$

$$\begin{cases} I_{\alpha\beta} = |F_{[1,1]}(f_s) - jF_{[1,2]}(f_s)|V_{\alpha\beta} \\ \psi_i = \angle(F_{[1,1]}(f_s) - jF_{[1,2]}(f_s)) \\ \Phi_{\alpha\beta} = |F_{[3,1]}(f_s) - jF_{[3,2]}(f_s)|V_{\alpha\beta} \\ \psi_\phi = \angle(F_{[3,1]}(f_s) - jF_{[3,2]}(f_s)) \end{cases} \tag{26}$$

3.5. *Harmoniques de défaut dues aux oscillations de couple*

Les oscillations de la vitesse de rotation mécanique sont obtenues à partir de (16), (17) et de la fonction de transfert mécanique (14). Ainsi, l'expression de Ω_{osc} est donnée en (27). La vitesse de rotation complète $\Omega_{mech}(\nu)$ et la pulsation électriques $\omega(\nu)$ en découlent.

$$\Omega_{osc} = \frac{\Gamma_d - \Gamma_{osc}}{2j\pi f_{osc} J_{mas} + f_{mas}} \tag{27}$$

Concernant les courants statoriques et les flux rotorique, il est nécessaire de calculer les composantes de fréquence $f_s \pm f_{osc}$. Notons que les composantes de modulation secondaire de fréquence $\pm f_s \pm 2f_{osc}$ seront négligées dans le calcul des produis de convolution. En identifiant les composantes latérales au fondamental dans les équations du système d'état, il vient (28). Les amplitudes complexes des composantes latérales I^+, I^-, Φ^+ et Φ^- peuvent alors être exprimées en fonction des caractéristiques de l'entraînement, du point de fonctionnement et des oscillations de la vitesse de rotation mécanique.

$$\begin{cases} j\pi I^+ e^{j\psi_i}(f_s + f_{osc}) = \frac{a_1}{2} I^+ e^{j\psi_i} + \frac{a_2}{2}\Phi^+ e^{j\psi_\phi} \\ \qquad + \frac{a_3 n_p e^{j\psi_\phi}}{2j}\left(\Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc}\Phi_{\alpha\beta}}{2}\right) \\ j\pi I^- e^{j\psi_i}(f_s - f_{osc}) = \frac{a_1}{2} I^- e^{j\psi_i} + \frac{a_2}{2}\Phi^- e^{j\psi_\phi} \\ \qquad + \frac{a_3 n_p e^{j\psi_\phi}}{2j}\left(\Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc}\Phi_{\alpha\beta}}{2}\right) \\ j\pi \Phi^+ e^{j\psi_\phi}(f_s + f_{osc}) = \frac{a_4}{2} I^+ e^{j\psi_i} + \frac{a_5}{2}\Phi^+ e^{j\psi_\phi} \\ \qquad - \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j}\left(\Omega_0 \Phi^+ + \frac{\Omega_{osc}\Phi_{\alpha\beta}}{2}\right) \\ j\pi \Phi^- e^{j\psi_\phi}(f_s - f_{osc}) = \frac{a_4}{2} I^- e^{j\psi_i} + \frac{a_5}{2}\Phi^- e^{j\psi_\phi} \\ \qquad - \frac{n_p e^{j\psi_\phi}}{2j}\left(\Omega_0 \Phi^- + \frac{\bar{\Omega}_{osc}\Phi_{\alpha\beta}}{2}\right) \end{cases} \tag{28}$$

En considérant les expressions complètes des courants statoriques et des flux rotoriques, ainsi que l'expression du couple électromagnétique (13), la composante de ce couple de fréquence f_{osc} et d'amplitude complexe Γ_d est déterminée (29). De plus cette expression peut être simplifiée sous la forme (30) avec Z le complexe donné en (31).

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}\Gamma_d = \; & \frac{n_p M_{sr}}{2jL_r}\Big[\Phi_{\alpha\beta}\left(I^+ e^{j(\psi_i - \psi_\psi)} - \bar{I}^- e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}\right) \\ & + I_{\alpha\beta}\left(\bar{\Phi}^- e^{j(\psi_i - \psi_\phi)} - \Phi^+ e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}\right)\Big] \end{aligned} \tag{29}$$

$$\Gamma_d = \Gamma_{osc}\frac{Z}{Z-1} \tag{30}$$

$$Z = \frac{\Phi_{\alpha\beta} n_p^2 M_{sr}}{2jL_r}\frac{1}{2j\pi f_{osc} J_{asm} + f_{asm}}\left[\frac{N_{z1}}{\bar{D}_-} - \frac{N_{z2}}{D_+}\right] \tag{31}$$

avec :

$$\begin{cases} N_{z1} = \Phi_{\alpha\beta}(2\pi(f_s - f_{osc})a_3 - j(a_2 + a_5a_3)) \\ \quad +I_{\alpha\beta}(2\pi(f_s - f_{osc}) - j(a_1 + a_3a_4))e^{j(\psi_i - \psi_\phi)} \\ N_{z2} = \Phi_{\alpha\beta}(2\pi(f_s + f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5a_3)) \\ \quad +I_{\alpha\beta}(2\pi(f_s + f_{osc}) + j(a_1 + a_3a_4))e^{j(\psi_\phi - \psi_i)} \\ D_+ = [2\pi(f_s + f_{osc})]^2 - 2\pi(f_s + f_{osc})\omega_0 - a_1a_5 + a_2a_4 \\ \quad +j(2\pi(a_1 + a_5)(f_s + f_{osc}) - \omega_0(a_4a_3 + a_1) \\ D_- = [2\pi(f_s - f_{osc})]^2 - 2\pi(f_s - f_{osc})\omega_0 - a_1a_5 + a_2a_4 \\ \quad +j(2\pi(a_1 + a_5)(f_s - f_{osc}) - \omega_0(a_4a_3 + a_1) \end{cases}$$

La vitesse de rotation mécanique est alors ré-exprimée par (27). Finalement, les composantes dues aux oscillations du couple de charge sont obtenues en (32).

$$\begin{cases} I^+ = & -\dfrac{e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}}{2}\dfrac{N_{I^+}}{D_+} \\ I^- = & -\dfrac{e^{j(\psi_\phi - \psi_i)}}{2}\dfrac{N_{I^-}}{D_-} \\ \Phi^+ = & \dfrac{1}{2}\dfrac{N_{\Phi^+}}{D_+} \\ \Phi^- = & \dfrac{1}{2}\dfrac{N_{\Phi^-}}{D_-} \end{cases} \tag{32}$$

avec :

$$\begin{cases} N_{I^+} = & n_p\Omega_{osc}\Phi_{\alpha\beta}[2\pi(f_s + f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5a_3)] \\ N_{I^-} = & n_p\bar{\Omega}_{osc}\Phi_{\alpha\beta}[2\pi(f_s - f_{osc})a_3 + j(a_2 + a_5a_3)] \\ N_{\Phi^+} = & n_p\Omega_{osc}\Phi_{\alpha\beta}(2\pi(f_s + f_{osc}) + j(a_1 + a_3a_4)) \\ N_{\Phi^-} = & n_p\bar{\Omega}_{osc}\Phi_{\alpha\beta}(2\pi(f_s - f_{osc}) + j(a_1 + a_3a_4)) \end{cases}$$

Nous pouvons remarquer dans (31) et (32) que les paramètres de la fonction de transfert mécanique interviennent de manière indépendante des paramètres électrique. Dans ce cas, il est possible de modéliser la partie mécanique de l'entraînement indépendamment de la machine électrique et la fonction de transfert mécanique résultante peut être directement incluse dans les expressions de I^+, I^-, Φ^+ et Φ^-.

4. Diagnostic des modulations en présence d'oscillations du couple de charge

4.1. *Indicateur vectoriel en cas d'oscillations du couple de charge*

En utilisant l'expression des courants statoriques dans le domaine fréquentiel (19) et (20), on obtient directement l'expression de $z_{TC}(\nu)\sqrt{\frac{2}{3}}I_{s\alpha}(\nu) + jI_{s\beta}(\nu)$, puis par inversion de la transformée de Fourier, son expression temporelle (33).

$$z_{TC}(t) = \left[I_{123} + \sqrt{\tfrac{2}{3}}\left(I^+e^{j2\pi f_{osc}t} + I^-e^{-j2\pi f_{osc}t}\right)\right] \times e^{j(2\pi f_s t + \psi_i)} \tag{33}$$

L'amplitude et la fréquence instantanées (34) et (35) sont alors extraites de l'expression de $z_{TC}(t)$ à partir des définitions (3) et (4). Un approximation au premier ordre est effectuée dans les développement limités [7].

$$AI_{z_{TC}}(t) \simeq I_{123} + \sqrt{\frac{2}{3}}|I^+ + \bar{I}^-|\cos(2\pi f_{osc}t + \angle(I^+ + \bar{I}^-)) \tag{34}$$

$$FI_{z_{TC}}(t) \simeq f_s + \frac{f_{osc}}{I_{123}}\sqrt{\frac{2}{3}}|I^+ - \bar{I}^-|\cos(2\pi f_{osc}t + \angle(I^+ - \bar{I}^-)) \tag{35}$$

Les indices de modulations d'amplitude α et de phase β sont exprimés (36). Il es découle directement l'expression de l'indicateur vectoriel $\tilde{G}$ (37).

$$\begin{cases} \alpha = \dfrac{1}{I_{123}}\sqrt{\dfrac{2}{3}}|I^+ + \bar{I}^-| \\ \beta = \dfrac{1}{I_{123}}\sqrt{\dfrac{2}{3}}|I^+ - \bar{I}^-| \end{cases} \tag{36}$$

$$\tilde{G} = \sqrt{\frac{2}{3}}|I^+ + \bar{I}^-| + j\frac{f_{osc}}{I_{\alpha\beta}}|I^+ - \bar{I}^-| \tag{37}$$

4.2. *Résultats expérimentaux*

4.2.1. *Banc d'essais*

Les mesures ont été effectuées sur un banc expérimental composé d'une machine asynchrone triphasée *Leroy-Somer* $LS132S$, $230/400V$, $5.5kW$, à deux paires de pôles. La machine est alimentée par un onduleur triphasé à MLI en boucle ouverte, piloté par une loi à V/F constant. La charge mécanique est assurée par une machine à courant continu à excitation séparée. Le courant dans l'induit de la MCC de charge est piloté par une charge active contrôlée en courant. Ainsi, en utilisant une référence appropriée, un couple mécanique composé d'une constante et d'une oscillation de fréquence et d'amplitude déterminée peut être imposé à la machine asynchrone. Le couple mécanique, la vitesse de rotation de l'entraînement, les courants et les tensions statoriques de la machine asynchrone sont enregistrés de manière synchrone à une fréquence d'échantillonnage de $6.4kHz$ et avec une précision de 24 bits. Les opérations de traitement des signaux sont effectuées hors ligne par Matlab.

4.2.2. *Analyse des courants statoriques*

Lors de cette étude, la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone est fixée à $f_s = 50Hz$ et le couple de charge est constant de valeur $\Gamma_0 = 15N.m$. Des oscillations du couple de charge de fréquences $f_{osc} = 5$, 20 et $120Hz$ sont imposées séparément. Pour chaque fréquence d'oscillation du couple de charge, l'amplitude des oscillations prend les valeurs $\Gamma_{osc} = 0.4$, 2, 4 et $8N.m$. Enfin, pour chaque condition expérimentale, six mesures différentes sont réalisées afin de valider la reproductibilité des résultats.

L'indicateur vectoriel $\tilde{G}$ est extrait à partir des mesures de courants expérimentales et est représenté pour une fréquence d'oscillation de $f_{osc} = 5Hz$ en figure 2, $f_{osc} = 20Hz$ en figure 3 et $f_{osc} = 120Hz$ en figure 4. De plus, sur les différentes figures, la position théorique de l'indicateur vectoriel $\tilde{G}$, extraite du modèle proposé, est superposée avec les résultats expérimentaux. Enfin, la diagonale du plan d'argument $\pi/4$ est représentée.

Il apparaît clairement sur les figures résultats 2 à 4 que les ré-

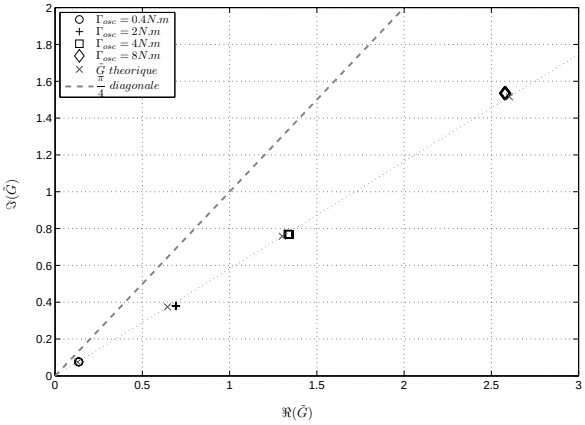

Fig. 2. Indicateur vectoriel $\tilde{G}$ en cas d'oscillations du couple de charge - Résultats théoriques et résultats expérimentaux pour $f_{osc} = 5Hz$

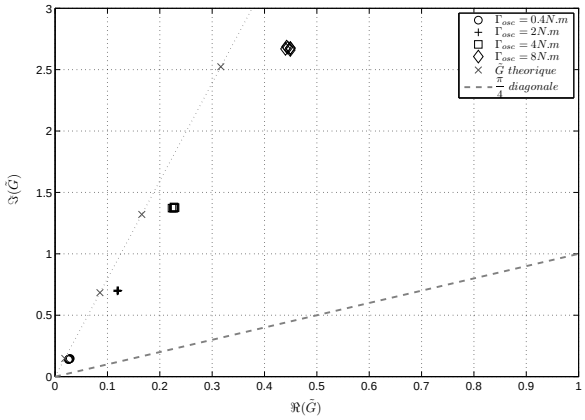

Fig. 3. Vecteur complexe $\tilde{G}$ en cas d'oscillations du couple de charge - Résultats théoriques et résultats expérimentaux pour $f_{osc} = 20Hz$

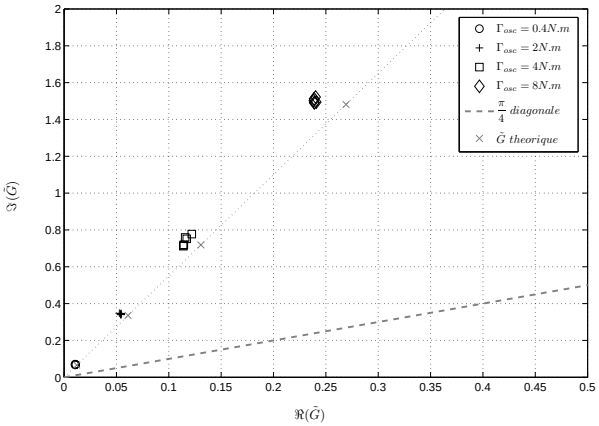

Fig. 4. Vecteur complexe $\tilde{G}$ en cas d'oscillations du couple de charge - Résultats théoriques et résultats expérimentaux pour $f_{osc} = 120Hz$

sultats théoriques et expérimentaux sont concordants. En effet, les valeurs l'indicateurs vectoriel $\tilde{G}$ obtenues à partir des relevés expérimentaux et du modèle proposé au paragraphe 3 sont proches, à la fois en amplitude et en argument. On note en figure 2 que les modulations d'amplitude sont prédominantes pour une fréquence d'oscillation du couple de charge de $5Hz$. A contrario, pour une fréquence d'oscillation de $20Hz$ et de $120Hz$ (voir figures 3 et 4), les modulations de phase sont prédominantes. De plus, il apparaît clairement que pour une fréquence d'oscillation fixe, le module du vecteur $\tilde{G}$ est proportionnel à l'amplitude des oscillations du couple de charge.

5. Conclusion

Dans cet article, nous avons proposé une nouvelle approche analytique pour prédire les modulations des courants statoriques d'une machine asynchrone soumise à des oscillations du couple de charge. Pour cela, le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère de Concordia a été exprimé dans le référentiel fréquentiel permettant alors de déterminer l'expression analytique des composantes latérales au fondamental, souvent utilisées pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques. Cette approche conduit à la caractérisation des composantes de modulation afin de construire des indicateurs de diagnostic des oscillations de couple de charge.

A partir de la connaissance des paramètres électriques d'une machine asynchrone et de l'entraînement mécanique associé, l'amplitude et le déphasage des composantes latérales au fondamental en cas d'oscillations du couple de charge ont pu être modélisés analytiquement. Cette approche analytique est donc adaptable à n'importe quel entraînement asynchrone et peut alors servir à dimensionner un schéma de détection et de diagnostic. De plus, le modèle proposé a permis de définir un indicateur vectoriel traduisant les caractéristiques des modulations (type et puissance) engendrées par les oscillations de couple.

Le modèle proposé a été validé par des mesures expérimentales sur un entraînement asynchrone et a montré que les oscillations du couple de charge entraînaient des modulations d'amplitude et de phase dont les puissances dépendent du point de fonctionnement, de la fréquence et de l'amplitude des oscillations de couple.

6. Références

[1] S. Nandi et H. A. Toliyat, *Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines - a review*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 719-729, Dec. 2005.

[2] R. Casimir et al., *Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts*, Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 8, n. 2, pp. 287-330, 2005.

[3] R. R. Obaid et T. G. Habetler, *Current-based algorithm for mechanical fault detection in induction motors with arbitrary load conditions*, Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1347-1351, Oct. 2003.

[4] B. Akin, U. Orguner, H. A. Toliyat et M. Rayner, *Phase-Sensitive Detection of Motor Fault Signatures in the Presence of Noise*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 6, pp. 2539-2550, Juin 2006.

[5] S. H. Kia, H. Henao et G. A. Capolino, *A Modeling Approach for Gearbox Monitoring Using Stator Current Signature in Induction Machines*, Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1-6, Oct. 2008.

[6] B. Trajin, J. Regnier et J. Faucher, *Comparison between stator current and estimated mechanical speed for the detection of bearing wear in asynchronous drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, pp. 4700-4709, Nov. 2009.

[7] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier et J. Faucher, *Hilbert versus Concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 23, no. 8, pp. 2648-2657, Nov. 2009.

[8] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier et J. Faucher, *Space vector analysis for the diagnosis of high frequency amplitude and phase modulations in induction motor stator current*, 5th International Conference on Condition Monitoring and Machinery Failure Prevention Technologies, pp. 1423-1431, Juil. 2008.

[9] M. Blodt, M. Chabert, J. Faucher et B. Dagues, *Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 1881-1888, Mai 2005.

[10] B. Picinbono, *On instantaneous amplitude and phase signal*, IEEE Transactions on signal processing, vol. 45, no. 3, pp. 552-560, Mars 1997.

[11] B. Boashash, *Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal - Part 1 : Fundamentals*, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, pp. 520-538, Apr. 1992.

[12] B. Boashash, *Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal - Part 2 : Algorithms and applications*, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, pp. 540-568, Apr. 1992.

[13] P. Flandrin, *Time-frequency, time-scale analysis*, Academic press, San Diego, 1999.

[14] M. Cuibus, V. Bostan, S. Ambrosii, C. Ilas et R. Magureanu, *Luenberger, Kalman and Neural Network Observers for Sensorless Induction Motor Control*, 3rd International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 3, pp. 1256-1261, Aug. 2000.

[15] P. Vas, *Electrical Machines and Drives - A space-vector theory approach*, Oxford Science Publications, Oxford, 1992.

[16] D. C. White et H. H. Woodson, *Electromechanical energy conversion*, Wiley, New-York, 1959.

[17] M. Blodt, J. Regnier et J. Faucher, *Distinguishing Load Torque Oscillations and Eccentricity Faults in Induction Motors Using Stator Current Wigner Distributions*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 6, pp. 1991-2000, Nov-Dec. 2009.

[18] A. Bellini, F. Immovilli, R. Rubini et C. Tassoni, *Diagnosis of Bearing Faults of Induction Machines by Vibration or Current Signals : A Critical Comparison*, IEEE 2008 Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1-8, Oct. 2008.

[19] B. Trajin, J. Regnier et J. Faucher, *Detection of Bearing Faults in Asynchronous Motors using Luenberger Speed Observer*, IEEE Industrial Electronics Society Conference, pp. 3073-3078, Nov. 2008.

[20] P. Vas, *Vector Control of AC machines*, Oxford Science Publications, Oxford, 1990.

[21] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer, Berlin, 1997.