

Surveillance du désalignement d'un moteur asynchrone par analyse du vecteur d'espace courant

Pierre GRANJON¹, Michelle VIEIRA¹, Sophie SIEG-ZIEBA²

¹GIPSA-lab, Département Images et Signal, 961 rue de la Houille Blanche, 38402 Saint Martin d'Hères cedex

²CETIM, BP 80067, 60304 Senlis

pierre.granjon@gipsa-lab.inpg.fr, michelle.vieira@gipsa-lab.inpg.fr, sophie.sieg-zieba@cetim.fr

Résumé – Les progrès technologiques de ces dernières années ont permis la généralisation des actionneurs électromécaniques à base de machine asynchrone dans les systèmes de grande taille. Cet article présente une nouvelle méthode de surveillance de tels actionneurs par analyse de leurs courants d'alimentation. La méthode proposée repose sur un modèle théorique de signature des défauts mécaniques dans les courants, spécialement développé pour ce travail. Les traitements prennent également en compte la nature multicomposante (triphase) des grandeurs électriques à analyser. Les excellentes performances obtenues par cette approche sont illustrées à l'aide de données expérimentales.

Abstract – Recent advances have allowed the widespread use of electromechanical actuators with asynchronous machine in large systems. This article presents a new method of monitoring such actuators by analyzing their current supply. The proposed method is based on a theoretical signature model of mechanical defects in currents, specially developed for this work. The method also takes into account the three-phase nature of electrical quantities. The excellent performances achieved by this approach are illustrated with experimental data.

1. Introduction

L'ensemble des progrès et des innovations technologiques de ces dernières années a permis la généralisation de l'emploi des actionneurs électromécaniques dans les systèmes de grande taille, que ce soit dans le secteur de l'industrie, de l'énergie, des transports, du bâtiment, ou encore dans celui de la santé. En effet, ces systèmes sont en général moins coûteux, plus performants et plus souples d'utilisation que les systèmes mécaniques ou hydrauliques qu'ils remplacent. De plus, ces actionneurs sont le plus souvent constitués d'une machine asynchrone du fait de sa robustesse, son moindre coût, et de ses bonnes performances. Pour des considérations économiques ainsi que de sûreté de fonctionnement et de personnes, il est important de réaliser une surveillance performante de ce genre d'actionneurs. Un objectif ambitieux est de réaliser cette tâche de surveillance uniquement à l'aide des grandeurs électriques d'alimentation de la machine, et plus particulièrement des courants statoriques. En effet, le but est d'éliminer les capteurs mécaniques coûteux et fragiles classiquement employés pour ce genre de tâche, alors que les courants statoriques sont le plus souvent déjà mesurés et disponibles dans les organes de commande tels que les variateurs.

Afin d'atteindre cet objectif, on doit surmonter deux problèmes majeurs :

- modéliser théoriquement le lien entre les effets mécaniques dus aux défauts et les grandeurs électriques mesurées afin de pouvoir

diagnostiquer correctement les défauts d'origine mécaniques,

- prendre en compte la nature triphasée et donc multicomposante des grandeurs électriques traitées, très peu souvent considérée dans les approches classiques basées sur l'analyse d'une unique grandeur de phase.

Cet article se propose d'aborder les deux problèmes précédents et d'y apporter une première solution. La partie suivante a pour but de déterminer un modèle de la signature des défauts mécaniques dans les courants statoriques, tout en tenant compte de leur nature triphasée. Des traitements sont ensuite proposés dans la partie trois afin de détecter efficacement la présence de ces signatures dans le système triphasé de courants statoriques. Les résultats obtenus à l'aide d'un banc expérimental viennent illustrer les excellentes performances des traitements proposés dans la partie quatre. Enfin, la dernière partie viendra conclure ce travail de recherche, et proposer plusieurs pistes qu'il reste à explorer.

2. Signature des défauts mécaniques dans les courants

L'objectif de cette partie est d'établir la signature des défauts mécaniques dans les courants statoriques de la machine asynchrone surveillée. La dynamique des phénomènes mécaniques étant bien plus lente que celle des phénomènes électriques, la machine peut dans notre cas être considérée en régime électrique permanent. De plus, on se place dans le cas le plus courant où la machine est

triphasee et câblée en étoile. Bien que parfois rencontré en pratique, le cas du câblage en triangle ne sera pas considéré dans cet article. La grandeur électrique à considérer est donc le système triphasé formé par les trois courants statoriques de la machine. Cette grandeur a une nature multicomposante, qui est le plus souvent ignorée par les méthodes classiques de surveillance des machines tournantes. En effet, ces méthodes sont basées sur l'analyse d'un courant de phase indépendamment des autres. Une part importante de l'information contenue dans la grandeur triphasée, souvent cruciale pour le diagnostic, est ainsi ignorée. Le paragraphe suivant présente une méthode simple permettant de transformer le système triphasé de courants statoriques initial en une grandeur monocomposante à valeurs complexes équivalente.

2.1 Grandeurs triphasées

Une manière efficace de concentrer les informations contenues dans un système triphasé est de calculer son « vecteur d'espace ». Cette grandeur à valeurs complexes et dépendante du temps, est issue des composantes symétriques initialement proposées par Stokvis [1] puis Fortescue [2] dans le but d'analyser une grandeur triphasée sinusoïdale pure. Plus tard, Ku [3] puis Lyon [4] généralisèrent ce concept en l'appliquant à des données dépendantes du temps, quelle que soit leur forme d'onde. Cette transformation appliquée à un système triphasé de courants $i_1(t)$, $i_2(t)$ et $i_3(t)$, s'exprime sous la forme matricielle inversible suivante :

$$\begin{pmatrix} i_d(t) \\ i_i(t) \\ i_0(t) \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{pmatrix} \quad (1)$$

où $a = e^{j2\pi/3}$.

Par analogie avec les composantes symétriques de Stokvis-Fortescue, les courants transformés $i_d(t)$, $i_i(t)$ et $i_0(t)$ sont respectivement dénommés composante directe, indirecte et homopolaire instantanées, et forment ensemble les composantes symétriques instantanées.

La nature particulière des grandeurs électriques analysées pour cette application permet plusieurs simplifications de l'équation (1). Tout d'abord, les courants statoriques étant des grandeurs à valeurs réelles, les composantes directe $i_d(t)$ et indirecte $i_i(t)$ instantanées sont complexes conjuguées l'une de l'autre, et sont donc complètement équivalentes. De plus, la machine étant supposée câblée en étoile, la somme des trois courants statoriques est nulle et la composante homopolaire instantanée $i_0(t)$ est nulle pour tout t . Sous ces hypothèses, toute l'information portée par le système triphasé original est contenue dans la seule composante directe instantanée $i_d(t)$. Dans la suite cette composante, également appelée « vecteur d'espace »,

est notée $i(t)$ et calculée par la relation suivante issue de l'équation (1) :

$$i(t) = \frac{2}{3} [i_1(t) + ai_2(t) + a^2i_3(t)], \quad (2)$$

où $a = e^{j2\pi/3}$.

On peut finalement remarquer que sous les hypothèses précédentes, l'équation (2) transforme une grandeur tridimensionnelle à valeurs réelles $i_1(t)$, $i_2(t)$ et $i_3(t)$ en une grandeur monodimensionnelle à valeurs complexes $i(t)$ totalement équivalente.

Afin de mieux comprendre la différence entre les courants de phase de la machine et le vecteur d'espace obtenu dans les mêmes conditions de fonctionnement, la figure 1 représente les densités spectrales de puissance (DSP) de ces différentes grandeurs mesurées lors d'une même expérimentation pour une machine asynchrone alimentée à la fréquence de 45.05Hz. Sur cette figure, les trois premières DSP sont celles de chaque courant de phase, alors que la dernière est celle du vecteur d'espace courant.

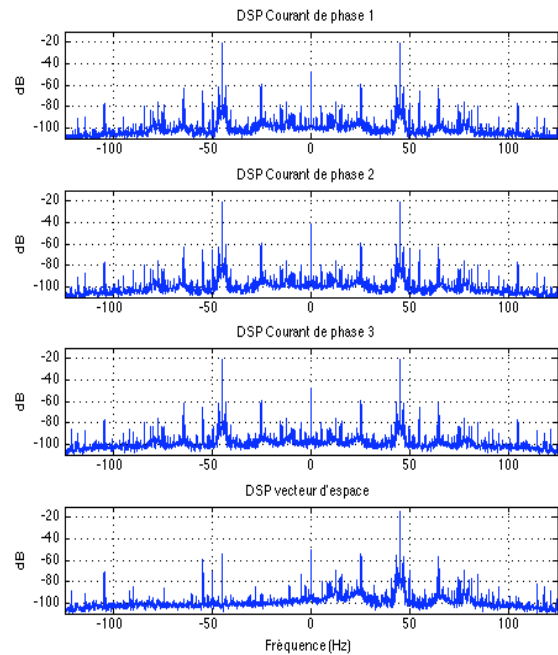


Figure 1 : Densités spectrales de puissance des trois courants de phase et du vecteur d'espace correspondant.

On note la présence prépondérante du fondamental à +45.05Hz dans chaque DSP. De plus, les courants de phase étant à valeurs réelles, leur DSP est paire et présente une redondance d'informations entre les fréquences positives et négatives. Ceci n'est plus le cas pour le vecteur d'espace. En effet, on retrouve bien le fondamental dans sa DSP, mais uniquement dans les fréquences positives. Les fréquences négatives sont donc libérées et portent une information différente, qui peut être utilisée par exemple pour détecter et localiser efficacement un déséquilibre dans

les courants statoriques [5]. On note également une grande similarité entre les DSP des trois courants de phase, ce qui est un argument important en faveur de la fusion de ces trois courants en une seule grandeur qu'est le vecteur d'espace.

L'emploi du vecteur d'espace par rapport à une seule grandeur de phase présente donc plusieurs avantages :

- le vecteur d'espace est une grandeur à une seule composante, et peut donc être facilement analysée par des outils classiques de traitement du signal,
- le vecteur d'espace fusionne les trois grandeurs de phase et contient toute l'information portée par le système triphasé à analyser.

Dans la suite, cette grandeur sera toujours employée afin de représenter le système triphasé de courants statoriques de la machine à surveiller.

2.2 Signature des défauts mécaniques dans le vecteur d'espace

Une machine asynchrone fonctionnant en moteur peut subir divers types de défauts mécaniques : roulements détériorés, déséquilibre mécanique, désalignement, ... Ces défauts provoquent en général l'apparition de deux phénomènes mécaniques particuliers :

- des variations périodiques du couple mécanique de charge de la machine,
- des excentricités mécaniques du rotor.

Dans le cas d'un défaut, le couple mécanique de charge $\Gamma(t)$ est donc modélisé par la relation :

$$\Gamma(t) = \Gamma_0 [1 + \varepsilon_\Gamma(t)], \text{ avec } |\varepsilon_\Gamma(t)| \ll 1, \quad (3)$$

où les faibles variations de couple $\varepsilon_\Gamma(t)$ engendrées par le défaut sont supposées centrées. De la même manière, l'expression de la perméance d'entrefer à la position angulaire θ en cas de défaut est donnée par :

$$\Lambda(t, \theta) = \Lambda_0 [1 + \varepsilon_\Lambda(t, \theta)] \text{ avec } |\varepsilon_\Lambda(t, \theta)| \ll 1, \quad (4)$$

où les faibles variations de perméance $\varepsilon_\Lambda(t, \theta)$ sont dues aux excentricités mécaniques du rotor engendrées par le défaut.

Afin de pouvoir détecter efficacement ce type de défauts à l'aide des courants statoriques, il est nécessaire de déterminer la signature de ces deux phénomènes mécaniques dans les courants. L'objectif de cette partie est donc d'établir un modèle qualitatif du vecteur d'espace courant en présence de défauts mécaniques, et plus particulièrement autour du fondamental statorique. Dans ce but, nous allons employer pour le vecteur d'espace l'approche par force magnétomotrice et perméance d'entrefer déjà employée dans [6] pour un seul courant de phase.

Dans la suite, on se place sous l'approximation du 1^{er} harmonique suivant laquelle les grandeurs magnétiques et électriques de la machine sont considérées comme purement sinusoïdales. De plus, les enroulements de la machine sont à p paires de pôles, et son alimentation est un système de tensions triphasé équilibré de fréquence f_s .

Dans ces conditions, le vecteur d'espace de la force magnétomotrice (FMM) statorique générée uniquement par l'alimentation de la machine est donné par :

$$F_S(t, \theta) = F_S e^{j(2\pi f_s t - p\theta)}, \quad (5)$$

où F_S est un nombre complexe constant.

Cette FMM induit un système de courants triphasé équilibré au rotor, générant lui-même une FMM rotorique. On montre [6] que dans le cas de variations de couple du type de l'équation (3), la FMM rotorique devient :

$$F_R(t, \theta) = F_R e^{j\left(2\pi f_s t + \frac{p\Gamma_0}{J} \int_{t_0}^t \int_{\theta_0}^{\theta} \varepsilon_\Gamma(u) du dv - p\theta\right)}, \quad (6)$$

où F_R est un nombre complexe constant et J est l'inertie totale du système mécanique formé par l'arbre de l'entraînement. L'équation (6) montre clairement l'effet des variations de couple mécanique, qui modulent en phase la FMM rotorique. En effet, on obtient une exponentielle complexe de fréquence instantanée variable, ces variations étant engendrées par les variations de couple $\varepsilon_\Gamma(t)$ définies en (3), et inversement proportionnelles à l'inertie mécanique J du système.

La FMM totale $F(t, \theta)$ présente dans la machine est définie comme la somme des deux grandeurs données par les équations (5) et (6) :

$$F(t, \theta) = F_S e^{j(2\pi f_s t - p\theta)} + F_R e^{j\left(2\pi f_s t + \frac{p\Gamma_0}{J} \int_{t_0}^t \int_{\theta_0}^{\theta} \varepsilon_\Gamma(u) du dv - p\theta\right)}. \quad (7)$$

Le champ magnétique radial $B(t, \theta)$ dans l'entrefer de la machine s'exprime comme le produit de la FMM totale donnée en (7) par la perméance magnétique d'entrefer définie en (4). On obtient donc :

$$B(t, \theta) = B_S [1 + \varepsilon_\Lambda(t, \theta)] e^{j(2\pi f_s t - p\theta)} + B_R [1 + \varepsilon_\Lambda(t, \theta)] e^{j\left(2\pi f_s t + \frac{p\Gamma_0}{J} \int_{t_0}^t \int_{\theta_0}^{\theta} \varepsilon_\Gamma(u) du dv - p\theta\right)}. \quad (8)$$

Le champ magnétique dans l'entrefer est la somme de deux exponentielles complexes. La première, représentant le champ magnétique créé par le stator, est modulée uniquement en amplitude par les variations de la perméance magnétique d'entrefer. La seconde, représentant le champ rotorique, est une exponentielle complexe de plus faible amplitude, modulée à la fois en amplitude et en phase.

On obtient le flux statorique par intégration du champ magnétique total (8) sur la position angulaire θ , où les bornes d'intégration dépendent de la structure des enroulements de la machine. Cette intégration n'agissant pas sur la variable temporelle t , le flux va conserver les mêmes caractéristiques fréquentielles que le champ magnétique précédent, et seules les amplitudes des différentes composantes seront modifiées. On peut donc

écrire la forme générale du flux magnétique vu par le stator de la manière suivante :

$$\Phi(t) = \Phi_S [1 + \varepsilon_\lambda(t)] e^{j2\pi f_s t} + \Phi_R [1 + \varepsilon_\lambda(t)] e^{j\left(2\pi f_s t + \frac{p\Gamma_0}{J} \int_{t_0}^t \int_{\Gamma} \varepsilon_\Gamma(u) du dv\right)}, \quad (9)$$

où Φ_S et Φ_R sont des constantes complexes. Une fois encore, on retrouve la somme de deux exponentielles complexes, l'une modulée uniquement en amplitude, et l'autre modulée en amplitude et en phase.

Le vecteur d'espace courant statorique $i(t)$ est finalement obtenu en utilisant l'équation électrique de la machine :

$$i(t) = \frac{v(t)}{R_S} - \frac{1}{R_S} \frac{d\Phi(t)}{dt}, \quad (10)$$

où $v(t)$ est le vecteur d'espace des tensions d'alimentation et R_S est la résistance statorique de la machine.

En reportant l'équation (9) dans (10) et en utilisant l'hypothèse selon laquelle les variations de couple sont faibles et centrées, on obtient l'expression approchée suivante pour $i(t)$:

$$i(t) \approx I_V e^{j2\pi f_s t} + I_{\Phi_S} (1 + m_a(t)) e^{j2\pi f_s t} + I_{\Phi_R} (1 + m_a(t)) e^{j(2\pi f_s t + m_p(t))} \quad (11)$$

où - I_V , I_{Φ_S} et I_{Φ_R} sont des constantes complexes,

- la modulation d'amplitude $m_a(t) = \varepsilon_\lambda(t) + \frac{j}{2\pi f_s} \frac{d\varepsilon_\lambda(t)}{dt}$

est fonction des excentricités mécaniques du rotor,

- la modulation de phase $m_p(t) = \frac{p\Gamma_0}{J} \int_{t_0}^t \int_{\Gamma} \varepsilon_\Gamma(u) du dv$

est fonction des variations du couple de charge.

Le vecteur d'espace courant $i(t)$ est donc formé par la somme de trois exponentielles complexes d'origine physique et de caractéristiques différentes. La première exponentielle complexe est due à l'alimentation de la machine. Elle a une amplitude $|I_V|$ très importante, une fréquence f_s , et n'est modulée ni en amplitude ni en phase. Elle ne porte donc aucune information sur la présence éventuelle d'un défaut mécanique. La seconde exponentielle complexe est induite par le flux généré par le stator. Son amplitude $|I_{\Phi_S}|$ est bien moins importante que la précédente, et sa fréquence est également de f_s . Cette exponentielle complexe est modulée en amplitude uniquement en cas d'excentricités du rotor (terme $m_a(t)$), et est donc sensible à la présence d'excentricités mécaniques. La troisième et dernière exponentielle complexe est induite par le flux généré par le rotor. Son amplitude $|I_{\Phi_R}|$ est la plus faible, mais augmente avec la charge mécanique. De plus, elle est modulée à la fois en

amplitude et en phase. En effet, tout comme le terme précédent, les excentricités du rotor provoquent une modulation de son amplitude. Par contre, les variations du couple mécanique engendrent également une modulation de sa phase (terme $m_p(t)$), et donc une fréquence instantanée variable autour de la fréquence d'alimentation f_s . Cette dernière composante est donc sensible à la fois aux d'excentricités mécaniques et aux variations de couple de charge.

La conclusion de cette étude qualitative est que la majeure partie des défauts mécaniques que l'on souhaite détecter vont provoquer de faibles modulations d'amplitude et de fréquence dans les courants statoriques et dans le vecteur d'espace correspondant. Il est donc naturel de se tourner vers les techniques de démodulation d'amplitude et de fréquence développées dans le domaine du traitement du signal afin d'élaborer des détecteurs efficaces de ce genre de phénomènes. Le principe de ces traitements ainsi qu'une réflexion sur leur implantation temps-réel sont exposés dans la partie suivante.

3. Techniques de démodulation

Les grandeurs électriques d'une machine asynchrone sont constituées d'un grand nombre de composantes sinusoïdales d'origines diverses (électromagnétique, mécanique, ...) comme l'illustre la figure 1. Comme l'a montré la partie précédente, les signatures de la plupart des défauts mécaniques dans ces signaux sont des modulations d'amplitude et/ou de fréquence autour de certaines de ces composantes. L'obtention de fonctions de modulation physiquement interprétables n'est possible que si elles sont issues de la démodulation d'une seule composante, qui sera dans notre cas celle prépondérante de fréquence f_s , la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone.

La technique de démodulation la plus classique est basée sur la détermination du signal analytique des grandeurs électriques à analyser. Ce signal analytique est généralement obtenu par un filtrage passe-bande réel de largeur de bande B centré sur f_s dont la réponse en fréquence théorique est présentée à la figure 2, suivi d'une transformation de Hilbert. Cette méthode permet d'associer à un signal réel, un signal complexe (le signal analytique) contenant uniquement des composantes de fréquences positives. Cependant, cette première approche suppose deux opérations de filtrage consécutives.

La technique de démodulation proposée dans cet article est basée sur un filtrage passe-bande à réponse impulsionnelle finie (RIF) complexe des grandeurs électriques, permettant de fusionner les deux opérations précédentes en une seule. La réponse en fréquence théorique de ce filtre complexe est présentée à la figure 2 pour une largeur de bande passante B centrée sur la fréquence d'alimentation f_s . Elle peut être utilisée indifféremment sur un signal à valeurs réelles ou complexe et, étant basée sur un simple filtre RIF, elle est aisément implantable en temps-réel. De plus, ces deux techniques de

démodulation donnent des résultats tout à fait équivalents comme cela a été montré dans [7]. Ceci est confirmé par la figure 3 représentant la DSP du module du signal analytique d'une phase du courant statorique obtenu par ces deux approches. Ces deux techniques de démodulation étant équivalentes, seule la seconde, basée sur un unique filtre à réponse impulsionnelle complexe, sera utilisée dans la suite de cet article.

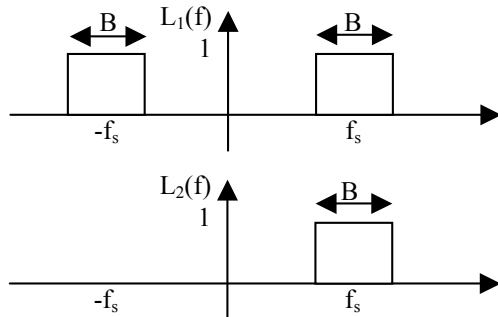


Figure 2 : Réponses en fréquence théoriques des filtres à réponse impulsionnelle réelle $L_1(f)$ et complexe $L_2(f)$.

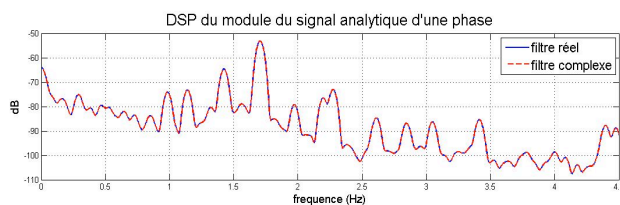


Figure 3 : DSP du module du signal analytique d'un courant de phase obtenu par les deux approches proposées.

Il faut enfin remarquer que le modèle sous-jacent du signal analytique $\hat{i}(t)$ sur lequel sont basées les deux techniques de démodulation exposées est le suivant :

$$\hat{i}(t) = \text{FMA}(t) \times e^{j\text{FMP}(t)}, \quad (12)$$

où les fonctions de modulation d'amplitude $\text{FMA}(t)$ et de phase $\text{FMP}(t)$ sont respectivement le module et la phase du signal analytique $\hat{i}(t)$. On peut également en déduire la fonction de modulation de fréquence $\text{FMF}(t)$ qui est, à une constante multiplicative près, la dérivée de $\text{FMP}(t)$:

$$\text{FMF}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\text{FMP}(t)}{dt}, \quad (13)$$

Ce modèle est différent de celui du vecteur d'espace développé dans la partie 2 et résumé par l'équation (11). En présence d'un défaut, il n'y aura donc pas équivalence entre, d'une part, les modulations d'amplitude $m_a(t)$ dues aux excentricités mécaniques et les modulations de phase $m_p(t)$ dues aux variations de couple mécanique et, d'autre part, les fonctions de modulation $\text{FMA}(t)$ et $\text{FMP}(t)$ obtenues par démodulation. Ainsi, les fonctions de modulation obtenues à partir du signal analytique dépendront à la fois de $m_a(t)$ et $m_p(t)$. Ces modulations physiquement liées aux défauts mécaniques ne seront donc

pas directement accessibles par la technique de démodulation proposée.

4. Résultats expérimentaux

4.1 Contexte pratique

Dans le cadre d'une étude dirigée par le CETIM sur la faisabilité de la surveillance d'une chaîne cinématique de levage à partir des courants statoriques [8], un démonstrateur a été développé permettant de simuler différents types de défaillances (désalignements, usure d'engrenages, jeu de roulements, mou de câble ...). Il est principalement composé de 2 treuils de levage POTAIN de 22 kW chacun sur châssis bridés au sol (voir la figure 4) : le treuil A instrumenté fonctionne comme un treuil de levage et le treuil B applique une charge définie. La figure 5 présente en détails le treuil A composé d'un moteur asynchrone, d'un frein, d'une ligne d'arbre avec accouplement et d'un réducteur à trois trains planétaires situé à l'intérieur du tambour.

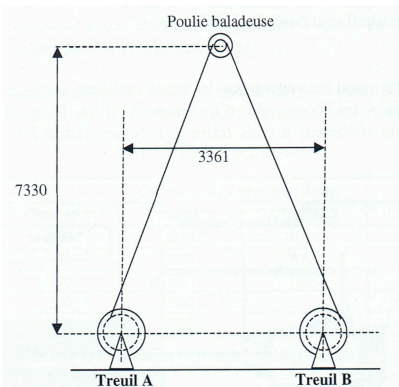


Figure 4 : Schéma de la chaîne cinématique de levage.

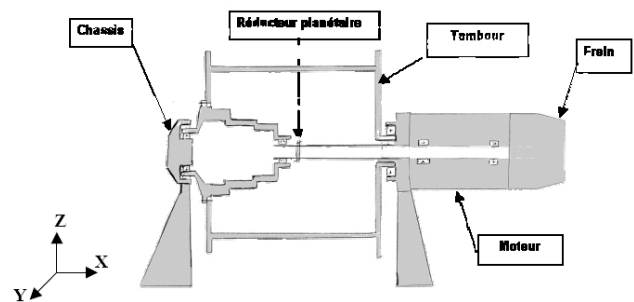


Figure 5 : Composition du treuil A instrumenté.

Dans cet article, seul le désalignement d'arbre est envisagé. Ce défaut a été réalisé en inclinant d'un angle de 0.75° (pour un angle de 0.5° maximum toléré en service par le fabricant) l'axe du moteur par rapport à celui du réducteur au moyen d'une cale pentée insérée entre le flasque du moteur et le corps de palier du tambour.

Les 3 phases du courant statorique sont mesurées lors du fonctionnement du démonstrateur en régime stationnaire dans les cas sans et avec désalignement en montée de charge. La consigne de fréquence de rotation du moteur du treuil A est de 23 Hz et celle de charge du treuil B est de 2000 daN, ce qui résulte en une fréquence fondamentale

statorique de 45.05 Hz. Etant donné le rapport de réduction du tambour, la fréquence de rotation du tambour est de 0.29 Hz.

4.2 Résultats et interprétations

Les résultats expérimentaux présentés dans ce paragraphe ont été obtenus en appliquant la technique de démodulation décrite dans la partie 3 aux courants mesurés dans les conditions expérimentales exposées au paragraphe précédent. On rappelle ici que le traitement appliqué permet d'estimer les fonctions de modulation d'amplitude $FMA(t)$ et de fréquence $FMF(t)$ du fondamental des courants statoriques. Les performances obtenues seront illustrées en analysant les contenus spectraux de ces deux grandeurs, c'est à dire leurs densités spectrales de puissance (DSP).

Le premier point abordé dans ce paragraphe concerne la comparaison des résultats obtenus en appliquant le traitement proposé à un courant de phase et au vecteur d'espace courant. Les DSP des fonctions de modulation obtenues dans ce cas sont représentées à la figure 6. On remarque que les résultats sont tout à fait similaires, sauf pour une composante de fréquence 9.88 Hz qui apparaît dans les fonctions de modulations obtenues à partir d'un courant de phase, et non dans celles obtenues à partir du vecteur d'espace.

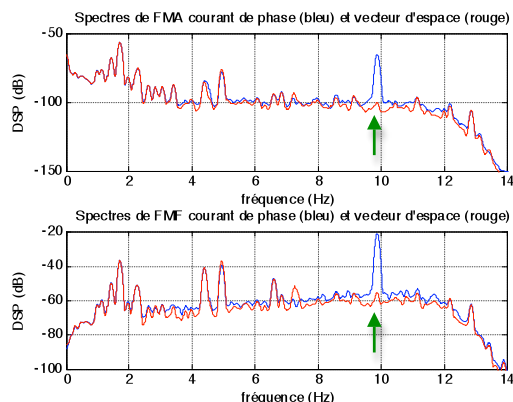


Figure 6 : DSP des FMA (haut) et FMF (bas) d'un des courants de phase (bleu) et du vecteur d'espace (rouge).

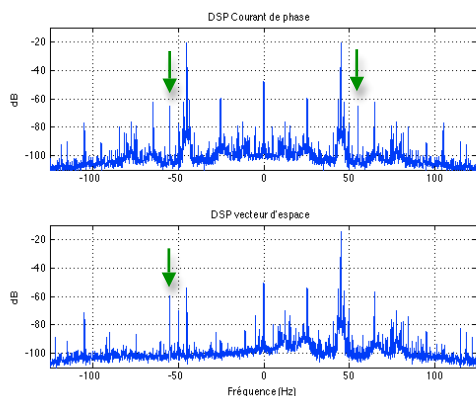


Figure 7 : DSP d'un courant de phase (haut) et du vecteur d'espace courant (bas).

La figure 7, représentant la DSP d'un courant de phase ainsi que celle du vecteur d'espace permet de comprendre l'origine de ce phénomène. En effet, on remarque sur la DSP des courants de phase qu'une composante de fréquence 55 Hz est présente dans ce signal dans les fréquences positives et négatives (voir flèches). Cette composante est vue par le traitement proposé comme une raie latérale de modulation du fondamental statorique de fréquence 45.05 Hz, et apparaît donc dans les fonctions de modulation correspondantes (bleues) de la figure 6 à une fréquence légèrement inférieure à 10 Hz. Par contre, la DSP du vecteur d'espace ne comporte plus la composante de fréquence positive à +55 Hz, mais uniquement celle de fréquence négative à -55 Hz (ceci est également visible sur les DSP de la figure 1). Le fondamental statorique étant situé dans les fréquences positives, il n'est plus pollué par cette composante, ce qui n'engendre donc plus aucun phénomène parasite dans les fonctions de modulation issues du vecteur d'espace, comme le montre la figure 6 (voir flèches). On peut donc en conclure qu'un des apports du vecteur d'espace est de limiter les composantes de fréquence positive (resp. négatives) au domaine des fréquences positives (resp. négatives) uniquement, et d'éliminer la redondance visible dans les DSP des courants de phase. Dans la suite, seul le vecteur d'espace sera donc utilisé afin de détecter un éventuel défaut mécanique dans la machine surveillée.

Le second point illustré dans ce paragraphe est l'étude des performances du traitement proposé pour la détection de désalignement d'une machine asynchrone. La figure 8 représente le contenu spectral de la fonction de modulation d'amplitude du fondamental statorique calculée à partir du vecteur d'espace, alors que la figure 9 représente la DSP de sa fonction de modulation de fréquence. Les résultats obtenus dans le cas sain sont en bleu, ceux obtenus en présence de désalignement sont en rouge. On note clairement sur ces deux graphiques l'apparition, lors d'un désalignement, de modulations d'amplitude et de fréquence à 2 et 4 fois la fréquence de rotation du tambour (0.58 Hz et 1.16 Hz). Ce constat est en parfait accord avec les résultats existants sur le diagnostic des machines tournantes. En effet, des études théoriques [9] et expérimentales [10, 11] confirment qu'un désalignement engendre l'apparition de phénomènes mécaniques aux premiers multiples pairs de la fréquence de rotation de la charge mécanique.

Enfin, divers critères de désalignements peuvent être élaborés à partir de ces résultats. On peut par exemple mesurer l'augmentation de la puissance des fonctions de modulation d'amplitude $FMA(t)$ et de fréquence $FMF(t)$ dans une bande de fréquence liée au défaut dont on veut surveiller l'apparition. Dans notre cas, on note une augmentation de puissance de ces deux grandeurs de respectivement 80% et 120% après désalignement dans la bande 0.25 Hz - 1.25 Hz contenant les harmoniques 2 et 4 de la fréquence de rotation du tambour. Cette mesure constitue donc un détecteur de défaut efficace, et aisément implantable en temps-réel.

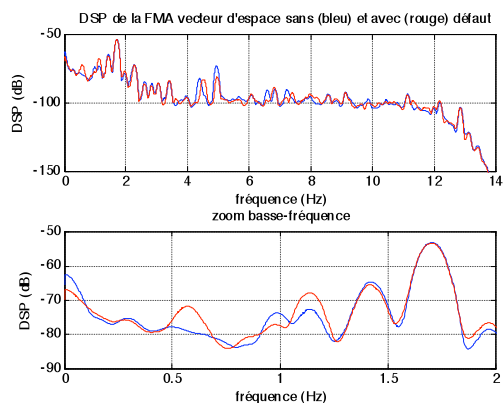


Figure 8 : DSP de la fonction de modulation d'amplitude du fondamental sans (bleu) et avec (rouge) défaut.

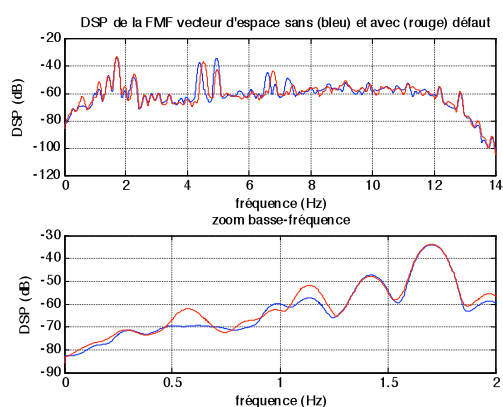


Figure 9 : DSP de la fonction de modulation de fréquence du fondamental sans (bleu) et avec (rouge) défaut.

5. Conclusions et perspectives

Une nouvelle méthode de surveillance d'un actionneur électromécanique par analyse et traitement des courants d'alimentation a été présentée dans cet article. La démarche proposée, basée sur la démodulation du fondamental du vecteur d'espace courant, aboutit à un traitement aisément implantable en temps-réel, dont les bonnes performances ont été illustrées à l'aide de données expérimentales. Les deux innovations majeures de ce travail de recherche sont les suivantes :

- le développement d'un modèle théorique qualitatif des signatures des défauts mécaniques de type excentricités rotoriques et variations de couple dans les courants d'alimentation de la machine,
- la prise en compte de la nature triphasée et donc multicomposante des grandeurs électriques, à la fois dans le modèle précédent et dans le traitement proposé à l'aide de la notion de vecteur d'espace.

Les résultats obtenus ont montré que le fait de prendre en compte les trois courants de phase par l'intermédiaire du vecteur d'espace courant plutôt qu'un seul courant de phase présente plusieurs avantages importants :

- le vecteur d'espace fusionne les trois grandeurs de phase en une grandeur monocomposante

contenant toute l'information portée par le système triphasé original.

- le vecteur d'espace contraint les composantes de fréquence positive (resp. négatives) à rester uniquement dans le domaine des fréquences positives (resp. négatives), et élimine donc la redondance d'information présente dans les DSP des courants de phase qui sont paires.

Toutefois, cet article n'a montré la validité pratique de cette approche que dans le cas d'un désalignement mécanique. Il reste donc à valider cette démarche pour d'autres types de défauts mécaniques.

Références

- [1] L. G. Stokvis. *Analysis of unbalanced three-phase systems*. Electrical world, 1915, vol. 65 pp 1111-1115.
- [2] C. L. Fortescue. *Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks*. AIEE Transactions, 1918, vol. 37, part II, pp 1027-1140.
- [3] Y. H. Ku. *Transient Analysis of A-C Machinery*. AIEE Transactions, 1929, vol. 48, pp 707-715.
- [4] W. Lyon. *Transient Analysis of Alternating-Current Machinery*. New York: Wiley, 1954.
- [5] P. Granjon. *Complex-Valued Signal Processing for Condition Monitoring*. Proceedings of the 5th Int. Conf. on Condition Monitoring, July 2008, Edinburgh, Scotland.
- [6] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, G. Rostaing. *Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, vol. 55, no. 4, pp. 1813-1822.
- [7] A. Reilly, G. Frazer et B. Boashash. *Analytic Signal Generation – Tips and Traps*. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 42, no. 11, 1994.
- [8] S. Sieg-Zieba et E. Tructin. *Handling systems condition monitoring using vibrations and motor current*. Condition monitoring, Edinburgh, 2008
- [9] M. Xu and R. D. Marangoni. *Vibration analysis of a motor-flexible coupling-rotor system subject to misalignment and unbalance, Part I: theoretical model and analysis*. Journal of Sound and Vibrations, 1994, vol. 176, no. 5, pp. 663-679.
- [10] M. Xu and R. D. Marangoni. *Vibration analysis of a motor-flexible coupling-rotor system subject to misalignment and unbalance, Part II: experimental validation*. Journal of Sound and Vibrations, 1994, vol. 76, no. 5, pp. 681-691.
- [11] A. Boulenger et C. Pachaud. *Analyse vibratoire en maintenance – Surveillance et diagnostic des machines*. Dunod, 2007.