

Commande sans capteur mécanique d'une MSAP pentaphasée en modes sain et dégradé

Ihab ASSOUN^{1,4}, Lahoucine IDKHAJINE¹, Eric MONMASSON¹,

Babak NAHID-MOBARAKEH², Farid MEIBODY-TABAR³, Nicolas PACAULT⁴,

¹ CY Cergy Paris Université, Laboratoire SATIE, 5 Mail Gay Lussac, 95031 Cergy Pontoise, France

Université de Lorraine, ² GREEN, ³ LEMTA, 2 avenue de la Forêt de Haye, 54000 Nancy, France

⁴ WATT & WELL – SAS, 129 Avenue de Paris, 91300 Massy, France

RESUME - Dans cet article, nous nous intéressons au développement d'un contrôle sans capteur de position pour un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) pentaphasé pour une application spatiale exigeant une tolérance aux défauts. La position du rotor et sa vitesse de rotation, indispensables pour le contrôle vectoriel des courants statoriques, sont estimées grâce à un filtre de Kalman étendu FKE basé sur un modèle mathématique du moteur et implémenté dans le repère rotorique. En cas de perte de l'alimentation d'une phase de la machine, une reconfiguration des contrôleurs et du FKE est effectuée pour garantir la continuité de service et garder des performances acceptables du contrôle. Cet objectif a été validé dans un premier temps par des simulations fonctionnelles à l'aide l'outil Matlab/Simulink et les résultats obtenus sont présentés..

Mots-clés— *Machine synchrone à aimants permanents MSAP, Commande sans capteur mécanique, observateur d'état, Filtre de Kalman Etendu FKE, Commande Tolérante aux défauts FTC, fiabilité des systèmes, Contrôle vectoriel.*

1. INTRODUCTION

Les machines synchrones à aimants permanents MSAP sont de plus en plus utilisées dans le secteur aérospace grâce aux multiples avantages qu'elles proposent. En effet, ces machines se distinguent par rapport aux machines à courant continu et à induction par leur haute densité de puissance, leur bon rendement et leur léger poids/petite taille pour le même couple développé [1]. Cette émergence ne serait pas possible avant les avancées technologiques réalisées sur le plan des semi-conducteurs et de processeurs numériques qui ont autorisé la conception des convertisseurs de puissance de hautes performances.

Pour l'industrie aérospace la fiabilité et la stabilité des systèmes sont des éléments essentiels étant donné qu'une panne sur un propulseur ou un autre équipement peut être très coûteuse. L'amélioration de la fiabilité des machines électriques est très demandée et est assurée par plusieurs moyens. Certaines de ces méthodes s'appuient sur la redondance des fonctions [2] ou le surdimensionnement des composants pour établir une commande en boucle ouverte, ce qui entraîne forcément une augmentation de volume et des coûts additionnels. D'autres méthodes sophistiquées et plus efficaces proposent de s'affranchir des parties matérielles les plus susceptibles de présenter des pannes, à cause de leurs technologies et leur emplacement dans le système, pour les remplacer par de nouvelles techniques. Les capteurs de position sont des éléments réduisant la fiabilité des systèmes de contrôle

[3]. Cependant, les informations fournies par ces capteurs sont nécessaires pour le contrôle. La position rotorique est utile pour le contrôle vectoriel des courants statoriques et la vitesse de sortie permet la commande en boucle fermée de la machine.

Plusieurs solutions ont été proposées pour la commande sans capteur de position selon la gamme de vitesse et la variabilité de la consigne. Pour les moyennes et hautes vitesses nous trouvons des estimateurs basés sur le modèle de la machine comme le Filtre de Kalman Etendu [4]-[5] et des observateurs à mode glissant [6], et pour les vitesses les plus basses où les variables électriques sont faibles, des méthodes consistant à traquer la saillance du rotor telles que l'injection des signaux Haute Fréquence [7] et des méthodes d'excitation transitoire [8]. Ces méthodes exploitent des quantités connues ou facilement mesurables pour reconstruire les quantités non-disponibles ou difficilement mesurables, et apportent une commodité et un potentiel d'application important pour les applications fonctionnant dans des environnements sévères, comme le cas pour notre application où l'arbre se trouve dans un boîtier entièrement fermé.

En outre, les machines MSAP polyphasées (nombre de phases supérieur à 3) offrent la possibilité de continuer à fonctionner après une apparition d'un défaut sur l'alimentation d'une phase [9]. Les défauts électriques des Machines à Aimants Permanent peuvent être classés sommairement en défauts de court-circuit, défauts de déséquilibre résistif et défauts de phase ouverte [10]. Ce dernier type peut être causé par une défaillance d'un enroulement statorique, par une défaillance mécanique du connecteur de borne ou par une interruption d'onduleur ouvert. Partant du principe d'avoir un système de Détection et Isolation de défaut (FDI) intégré et qui permet en un temps réduit d'ouvrir les interrupteurs de la phase défaillante et ainsi protéger la source de tension continue, plusieurs types de défaut peuvent être ramenés au cas de perte d'un bras d'onduleur.

Ayant davantage de degrés de liberté liés au nombre de phases supplémentaires, ces machines polyphasées permettent avec le changement des alimentations des phases saines de rééquilibrer les courants statoriques et ainsi minimiser les conséquences défavorables engendrées par la phase en défaut.

La contribution principale de ce travail est d'assurer la continuité de service, en cas de présence d'un défaut simple, d'un moteur polyphasé sans changement au niveau matériel et tout en se basant sur un FKE pour la détermination de la vitesse

et position mécaniques. Le schéma de contrôle peut se présenter comme dans la Figure 1.

La partie puissance se compose de la machine pentaphasée liée à une charge mécanique dont le couple est approximé par une fonction polynomiale du 2^e degré. Le stator est alimenté par un onduleur de tension sinusoïdale. La commande comporte un premier étage de mise en forme de la consigne de vitesse, pour respecter les contraintes imposées par le matériel expérimental suivie d'un contrôleur de vitesse de type Proportionnel Intégral Proportionnel (P-PI) [11] utilisant la vitesse fournie par l'estimateur FKE. Le bloc de commande de courant contrôle les courants statoriques, dans le repère rotorique tournant, à différentes consignes selon le mode de fonctionnement du système (sain/dégradé).

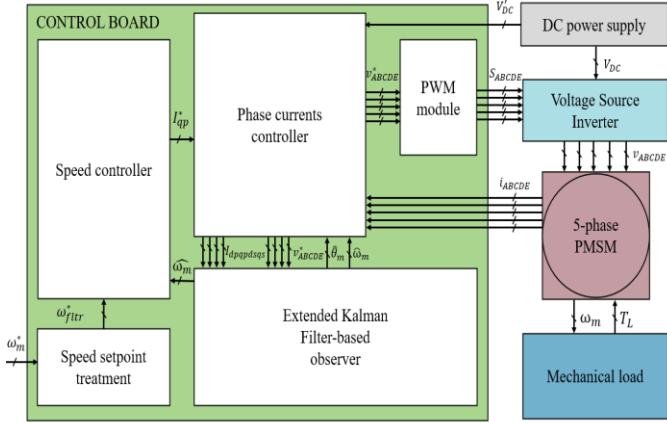


Fig. 1. Schéma bloc général du contrôle

La première section de cet article présente la modélisation de la machine pentaphasée et détaille le développement de l'observateur d'état basé sur un Filtre de Kalman Étendu pour la commande en mode sain. Dans la deuxième section nous exposons un modèle de la machine dégradée en cas d'ouverture de phase pour pouvoir ensuite la commander sans capteur mécanique.

2. CONTROLE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE SAIN

2.1. Modèle dynamique de la MSAP en mode sain

Le système à contrôler est une un Moteur Synchrone à Aimants Permanents pentaphasé. Ses équations de mailles vérifiées au niveau du stator sont données par :

$$v_{ABCDE} = R_s \cdot i_{ABCDE} + L \cdot \frac{d}{dt}(i_{ABCDE}) + e_{ABCDE} \quad (1)$$

Où i_{ABCDE} , v_{ABCDE} , et e_{ABCDE} sont respectivement les courants statoriques, les tensions statoriques simples et les forces électromotrices vues par les phases du moteur. R_s est la résistance d'un bobinage et L la matrice d'inductance supposée invariable dans le temps et définie par :

$$L = \begin{pmatrix} L_0 & M_{12} & M_{13} & M_{13} & M_{12} \\ M_{12} & L_0 & M_{12} & M_{13} & M_{13} \\ M_{13} & M_{12} & L_0 & M_{12} & M_{13} \\ M_{13} & M_{13} & M_{12} & L_0 & M_{12} \\ M_{12} & M_{13} & M_{13} & M_{12} & L_0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Les forces électromotrices, en mode normal, sont retrouvées à partir de la variation du flux rotorique et exprimées par :

$$e_{ABCDE} = \frac{d\varphi_{ABCDE}}{dt} \quad (3)$$

$$= -\Psi_{pm1} \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_m) \\ \sin(\theta_m - \delta) \\ \sin(\theta_m - 2\delta) \\ \sin(\theta_m + 2\delta) \\ \sin(\theta_m + \delta) \end{bmatrix} - 3 \cdot \Psi_{pm3} \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(3\theta_m) \\ \sin(3\theta_m - 3\delta) \\ \sin(3\theta_m - \delta) \\ \sin(3\theta_m + \delta) \\ \sin(3\theta_m + 3\delta) \end{bmatrix}$$

Ψ_{pm1} et Ψ_{pm3} sont les composantes fondamentale et harmonique d'ordre 3 du flux rotorique permanent, ω_m est la vitesse mécanique angulaire de la MSAP et δ est égal à $2\pi/5$.

Dans un souci de réduction de la complexité des équations (relative aux non-linéarités et couplages) et pour utiliser des contrôleurs de courant plus simples, ces machines sont modélisées dans un repère tournant lié au rotor. Le nouvel espace est constitué de deux plans définis respectivement par les axes (d_p, q_p) et (d_s, q_s). Les composantes homopolaires (h) liées au neutre sont nulles.

Le passage du repère pentaphasé au repère diphasé rotorique se fait en respectant l'équation :

$$i_{dqh} = [T_{ParkH}] \cdot [T_{ClarkeH}] \cdot i_{ABCDE} \quad (4)$$

Où la transformation de Clarke généralisée est donnée par :

$$[T_{ClarkeH}] = \frac{2}{5} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & \cos(\delta) & \cos(2\delta) & \cos(3\delta) & \cos(4\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\delta) & \sin(3\delta) & \sin(4\delta) \\ 1 & \cos(2\delta) & \cos(\delta) & \cos(\delta) & \cos(2\delta) \\ 0 & \sin(2\delta) & \sin(-\delta) & \sin(\delta) & \sin(-2\delta) \end{pmatrix} \quad (5)$$

Et la rotation de la composante fondamentale et de l'harmonique du 3^e ordre s'exprime ainsi :

$$[T_{ParkH}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & +\sin(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(3\theta) & -\sin(3\theta) \\ 0 & 0 & 0 & +\sin(3\theta) & \cos(3\theta) \end{pmatrix} \quad (6)$$

Les équations électriques de la MSAP dans le référentiel d-q deviennent :

$$\begin{cases} v_{dp} = R_s \cdot i_{dp} + L_p \cdot \frac{di_{dp}}{dt} - \omega \cdot L_{qp} \cdot i_{qp} \\ v_{qp} = R_s \cdot i_{qp} + L_p \cdot \frac{di_{qp}}{dt} + \omega \cdot (L_{dp} \cdot i_{dp} + \Psi_{pm1}) \\ v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + 3\omega \cdot L_{qs} \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} - 3\omega \cdot (L_{ds} \cdot i_{ds} + \Psi_{pm3}) \end{cases} \quad (7)$$

Où i_{dp} , i_{qp} , i_{ds} , i_{qs} , v_{dp} , v_{qp} , v_{ds} , v_{qs} , L_{dp} , L_{qp} , L_{ds} et L_{qs} représentent respectivement les courants, tensions et inductances statoriques primaires et secondaires dans le repère rotorique et R_s est la valeur de résistance d'une phase. Le repère lié à la machine secondaire tourne à la fréquence électrique triplée dans le sens opposé à celui du repère de la machine primaire.

Dans le cas d'un rotor à aimants montés en surface les inductances des axes d et q sont identiques et données par :

$$\begin{cases} L_{dp} = L_{qp} = L_0 + 2 \cdot M_{12} \cdot \cos(\delta) + 2 \cdot M_{13} \cdot \cos(2\delta) \\ L_{dp} = L_{qp} = L_0 + 2 \cdot M_{12} \cdot \cos(2\delta) + 2 \cdot M_{13} \cdot \cos(\delta) \end{cases} \quad (8)$$

L'expression générale du couple électromécanique est donnée par la dérivée de l'énergie magnétique emmagasinée (appelée co-énergie) par rapport à l'angle électrique :

$$T_{em} = \frac{d}{d\theta}(W_{co}) = p \left(\frac{1}{2} \cdot [i_{ABCDE}]^t \cdot \frac{d[L]}{d\theta_e} \cdot [i_{ABCDE}] + [i_{ABCDE}]^t \cdot \omega \cdot e_{ABCDE} \right) \quad (9)$$

En exploitant les relations (3),(5),(6),(7) et (9), nous retrouvons l'expression du couple électromécanique (10) figurant dans l'équation du mouvement mécanique (11) par :

$$T_{em} = \frac{5}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{pm1} \cdot i_{qp} + 3 \cdot \Psi_{pm3} \cdot i_{qs}) \quad (10)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_u - T_L = (T_{em} - T_{st} - T_{vsc} + T_{cog}) - T_L \quad (11)$$

T_{tot} , T_{st} , T_{vsc} , T_{cog} et T_L représentent respectivement le couple mécanique total, Le couple de frottement statique, le couple de frottement visqueux, le couple de cogging et le couple de charge. p est le nombre de paires de pôles du rotor.

En raison de la propriété (8), seul le couple synchrone est présent dans l'expression finale du couple mécanique, le couple réductant étant nul.

2.2. Modèle d'espace d'état continu de la machine saine

Pour pouvoir appliquer le filtre de Kalman pour estimer les quantités non-accessibles du système, il est nécessaire d'exprimer le problème sous forme d'espace d'état. Le modèle de la machine dans le repère rotorique peut être présenté comme dans le système (12) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) + v(t) \\ y = h(x) + w(t) \end{cases} \quad (12)$$

Nous sélectionnons le vecteur d'état (13), le vecteur d'entrée (14) et le vecteur de sortie (15). La quantité visée par l'observateur est la vitesse ω .

$$x = [i_{dp} \ i_{qp} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \omega]^T; \quad (13)$$

$$u = [v_{dp} \ v_{qp} \ v_{ds} \ v_{qs}]^T; \quad (14)$$

$$y = [i_{dp} \ i_{qp} \ i_{ds} \ i_{qs}]^T \quad (15)$$

Les vecteurs $v(t)$ et $w(t)$ représentent respectivement l'incertitude sur le modèle de la machine ayant une matrice de covariance Q et le bruit de mesure ayant comme matrice de covariance R .

En supposant que l'inertie du rotor est infinie (16), c'est-à-dire que la dynamique de vitesse au sein de chaque cycle de contrôle est considérée lente par rapport à la dynamique des autres variables [5]. Cette hypothèse nous permet d'éliminer tous les paramètres liés aux couples de charge de frottements, de l'équation mécanique, et ainsi simplifier considérablement l'algorithme.

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \\ \frac{d\omega_m}{dt} = 0 \end{cases} \quad (16)$$

Enfin le modèle d'état non-linéaire est explicité par les matrices $f(x, u)$ et $h(x)$:

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{dp}} \cdot i_{dp} + \frac{L_{qp}}{L_{dp}} \cdot \omega \cdot i_{qp} + \frac{1}{L_{dp}} \cdot v_{dp} \\ -\frac{R_s}{L_{qp}} \cdot i_{qp} + \frac{L_{dp}}{L_{qp}} \cdot \omega \cdot i_{dp} - \frac{\Psi_{pm1}}{L_{qp}} \cdot \omega + \frac{1}{L_{qp}} \cdot v_{qp} \\ -\frac{R_s}{L_{ds}} \cdot i_{ds} - 3 \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \cdot \omega \cdot i_{qs} + \frac{1}{L_{ds}} \cdot v_{ds} \\ -\frac{R_s}{L_{qs}} \cdot i_{qs} - 3 \frac{L_{ds}}{L_{qs}} \cdot \omega \cdot i_{ds} + \frac{3\Psi_{pm3}}{L_{qs}} \cdot \omega + \frac{1}{L_{qs}} \cdot v_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} i_{dp} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & i_{qp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & i_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & i_{qs} & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

2.3. Modèle d'espace d'état discret de la machine saine

Après une linéarisation et une discrétisation des relations, le système à temps discret peut être exprimé, sous la forme générale suivante :

$$\begin{cases} x[k] = F_d(x[k], u[k]) + v[k] \\ y[k] = H_d(x) + w[k] \end{cases} \quad (19)$$

2.4. Observateur d'état de la MSAP en mode sain

En employant le Filtre de Kalman Etendu aux systèmes non-linéaires, l'estimation de la vitesse devient possible à partir des tensions pentaphasées de référence et des mesures des courants de phases. L'algorithme du FKE consiste en trois étapes principales.

a. Prédiction :

Dans un premier temps une estimation a priori du vecteur d'état est faite en utilisant seulement les valeurs précédentes, sans prendre en considération les mesures. Dans l'expression ci-dessous T_s représente le pas d'échantillonnage.

$$\hat{x}[k+1] = f_d(\hat{x}[k], u[k]) \quad (20)$$

b. Calcul du gain de Kalman :

La covariance d'erreur *a priori*, dont les termes doivent être diminués grâce à l'algorithme, est donnée par :

$$\tilde{P}[k+1] = [F_d[k] \cdot \tilde{P}[k] \cdot F_d^T[k]] + Q \quad (21)$$

Où $F_d[k]$ et $H_d[k]$ représentent les matrices Jacobiennes de transition et d'observation, respectivement. Ces matrices sont obtenues :

$$F_d[k] = \left. \frac{\partial f_d}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}[k]} \quad H_d[k] = \left. \frac{\partial h_d}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}[k]} \quad (22)$$

Le gain de Kalman optimal est calculé à partir de la relation :

$$K[k+1] = \tilde{P}[k+1] \cdot H^T \cdot [H \cdot \tilde{P}[k+1] \cdot H^T + R]^{-1} \quad (23)$$

La matrice d'estimation *a posteriori* de la covariance d'erreur peut être mise à jour de la manière suivante :

$$\hat{P}[k+1] = \tilde{P}[k+1] - K[k+1] \cdot H \cdot \tilde{P}[k+1] \quad (24)$$

c. Innovation :

Dans cette étape on corrige l'estimation du vecteur d'état a priori en exploitant les mesures à l'instant $k+1$.

$$\tilde{y}[k+1] = H_d[k] \cdot \hat{x}[k+1] \quad (25)$$

L'innovation se manifeste par l'ajout de l'écart entre les mesures réelle des sorties et leurs estimations multiplié par le gain de Kalman calculé auparavant.

$$\hat{x}[k+1] = \hat{x}[k+1] + K[k+1] \cdot [y[k+1] - \tilde{y}[k+1]] \quad (26)$$

La matrice de covariance d'incertitude du modèle Q , la matrice de covariance du bruit de mesure R en plus de la matrice de covariance d'erreur P ont un impact important sur la stabilité et la convergence du filtre de Kalman, ce qui fait de leur

initialisation une étape critique dans développement du filtre [12]. Souvent ces matrices sont choisies diagonales pour réduire le nombre de termes à calculer, et sont initialisées empiriquement. Pour nos paramètres, les matrices qui donnent de bonnes performances statiques et dynamiques sont :

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Et comme toutes les variables du vecteur d'état sont nulles au démarrage, on initialise $P_0 = 0_{5,5}$. La Figure 2 synthétise la structure interne du FKE.

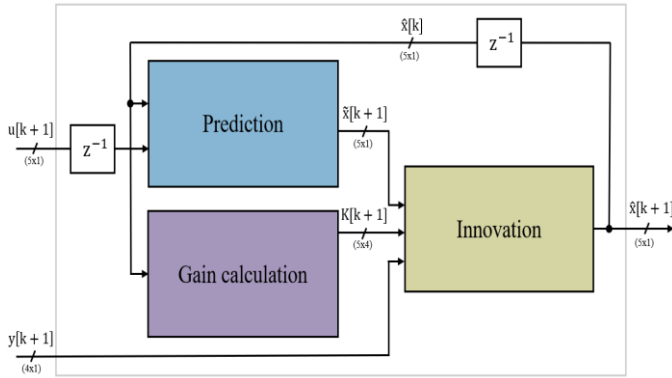


Fig. 2. Schéma bloc du FKE implémenté

2.5. Résultats de simulation

Dans cette partie, les résultats de simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink sont présentés pour un profil de vitesse variable allant jusqu'à 56700RPM.

Le test consiste en un contrôle en boucle fermée de la vitesse de la machine en utilisant les quantités estimées (vitesse et angle rotorique) pour les régulateurs de vitesse mécanique et des courants statoriques. Les courants statoriques dans le repère d-q sont commandés à l'aide de quatre régulateurs PI (avec découplage des axes). La référence du courant quadratique de la machine principale est générée par le régulateur de vitesse, les autres courants du même repères ont pour référence "0". La position rotorique est déduite de la vitesse mécanique estimée selon l'équation (16).

Dans ces tests, la fréquence d'échantillonnage est de 40kHz, le pas de simulation est fixé à 40ns. La tension du bus continu est fixée à 110V. Le rotor de la machine dispose d'une seule paire de pôles magnétiques. Il en résulte, avec les paramètres cités, les réponses illustrées par la Figure 3.

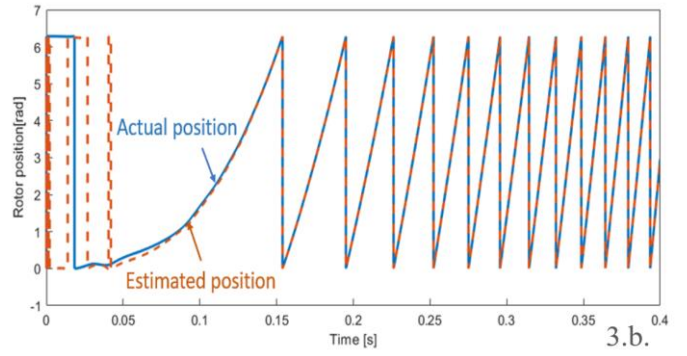
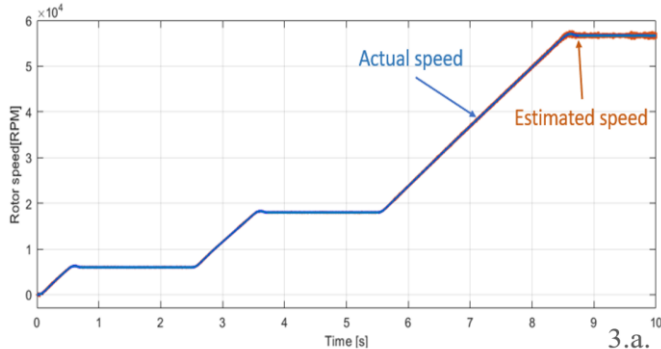


Fig. 3. Vitesse (a) et Position du rotor (b) en mode sain

On remarque que la vitesse mécanique estimée suit étroitement la vitesse réelle de la machine qui elle-même suit sa trajectoire de référence. Les moyennes des erreurs d'estimation s'annulent peu après le démarrage. Ces résultats de simulation prouvent l'efficacité du filtre pour la commande en vitesse d'une Machine Synchronisée AP polyphasée.

3. CONTROLE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE EN DEFAUT

3.1. Principe de tolérance au défaut d'une phase ouverte

En cas d'ouverture d'une phase de la machine due à un défaut sur un bras de l'onduleur alimentant la machine, les courants statoriques perdent leur symétrie essentielle afin de pouvoir maintenir un couple mécanique non-pulsatoire. Ainsi pour imposer des courants symétriques malgré la phase ouverte, une nouvelle matrice de Clarke plus adaptée est requise [13].

En vue de retrouver le même couple mécanique que celui développé par les 5 phases saines, les courants restant devront produire la même Force Magnétomotrice (FMM) [14]. L'objectif donc est de retrouver de nouvelles consignes de courant optimales appliquer aux bobinages de moteur.

L'harmonique d'ordre 3 représente, pour notre machine de test, un taux inférieur à 1% des forces électromotrices (formes d'ondes quasi-sinusoïdales), ainsi, pour simplifier le calcul, nous proposons pour ce mode de fonctionnement un modèle considérant seulement les valeurs fondamentales.

3.2. Nouvelles transformations de repère

Plusieurs travaux ont été menés afin de développer de nouvelles matrices de changement de base optimales, pour pouvoir commander les machines polyphasées en mode dégradé dans un repère diphasé tournant tout en assurant des performances acceptables [13]-[14]-[15].

La matrice de transformation développée par [15] a pour objectif de donner lieu à un modèle découplé de la machine. Sur la base de ce modèle, il nous a été possible d'effectuer un contrôle vectoriel du champ magnétique statorique à l'aide de contrôleurs pour l'entraînement du moteur pentaphasé. Cette matrice s'exprime, en cas de défaut sur la phase-A par :

$$T_{Clarke_F} = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} \cos(\delta) - 1 & \cos(2\delta) - 1 & \cos(2\delta) - 1 & \cos(\delta) - 1 \\ \sin(\delta) & \sin(2\delta) & -\sin(2\delta) & -\sin(\delta) \\ -\sin(2\delta) & \sin(\delta) & -\sin(\delta) & \sin(2\delta) \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (29)$$

La rotation de Park des composantes fondamentales des courants en cas de défaut simple, est réduite à :

$$T_{park_F} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (30)$$

3.3. Modèle dynamique de la MSAP en mode dégradé

La phase présentant la panne étant exclue, la force électromotrice la concernant est négligée, par conséquent, la première ligne dans (3) est supprimée.

En négligeant la ligne et la colonne liées au courant homopolaire, la matrice d'inductance après la transformation de Clarke est diagonale à éléments non-dépendant de la position.

$$L_{dqhf} = [T_{Clark_F}] \cdot L_{bcde} \cdot [T_{Clark_F}^{-1}] = \begin{pmatrix} L_{dp} & 0 & 0 & M_{dh} \\ 0 & L_{qp} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \\ M_{hd} & 0 & 0 & L_h \end{pmatrix} \quad (31)$$

La matrice L_{bcde} est une matrice de dimensions (4x4) comportant les inductances propres et mutuelles des phases saines.

Finalement, les équations des tensions de phases dans le repère synchrone sont données par :

$$\begin{cases} v_{dp} = R_s \cdot i_{dp} + L_{dp} \cdot \frac{di_{dp}}{dt} - L_{qp} \cdot \omega \cdot i_{qp} \\ v_{qp} = R_s \cdot i_{qp} + L_{qp} \cdot \frac{di_{qp}}{dt} + L_{dp} \cdot \omega \cdot i_{dp} + \Psi_{pm1} \cdot \omega \\ v_z = R_s \cdot i_z + L_z \cdot \frac{di_z}{dt} \end{cases} \quad (32)$$

L'avantage de ce modèle, par rapport aux modèle déjà proposés dans la littérature, réside dans ses coefficients constants dans le temps. De plus, étant donné que les inductances L_{dp} et L_{qp} sont égales dans le mode sain comme dans le mode dégradé, les gains des contrôleurs de courant de la machine fondamentale restent les mêmes dans les deux modes de fonctionnement.

La commande vectorielle de la machine dégradée en appliquant des consignes de courant constantes simplifie la conception du contrôleur de courant.

$$i_{dp}^* = i_z^* = 0 \quad ; \quad i_{qp}^* = cst \quad (33)$$

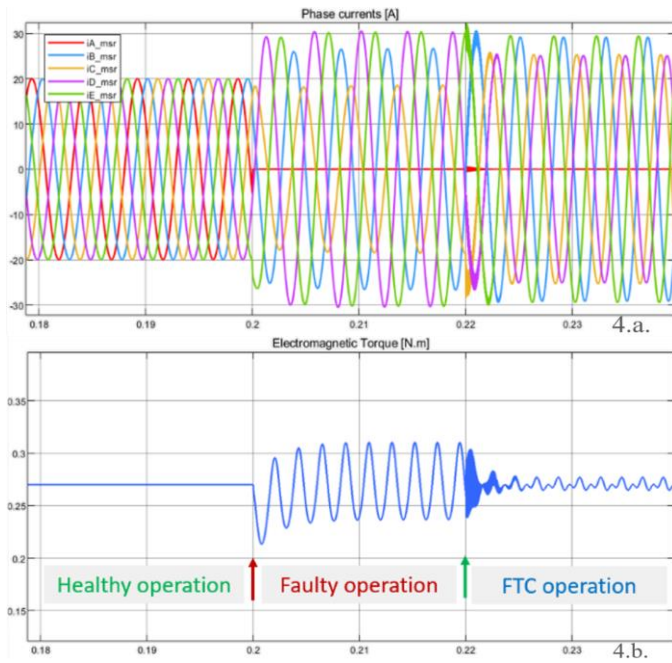


Fig. 4. : Forme de courants statorique dans les différents modes

À la suite de l'apparition du défaut d'ouverture de la phase-A à l'instant (0.2s), les courants pentaphasés ne sont plus contrôlés avec les contrôleurs du mode sain, cela donne un couple mécanique fortement perturbé comme l'illustre la Figure 4.b.

Les régulateurs basés sur les nouvelles transformations prennent le relais, à l'instant (0.22s), et imposent des nouvelles formes de courant (Figure 4.a) qui réduisent considérablement les ondulations de couple mécanique et assurent un contrôle à performances acceptables.

Il est possible également d'avoir des courants de phases équilibrés ayant la même amplitude. Seulement, il faut dans ce cas imposer au courant i_z une consigne sinusoïdale dépendante de la consigne constante imposée au courant i_{qp} [13]. Nous n'avons pas préféré cette solution car elle demande des correcteurs de bande passante très large afin de pouvoir suivre les références variables.

3.4. Observateur d'état de la MSAP en mode dégradé

Pour ce nouveau mode, les composantes de la machine secondaire sont remplacées par la composante z liée au repère synchrone. Les nouveaux vecteurs d'état, d'entrée et de sortie sont donnés par :

$$x = [i_{dp} \quad i_{qp} \quad i_z \quad \omega]^T ; \quad (34)$$

$$u = [v_{dp} \quad v_{qp} \quad v_z]^T ; \quad (35)$$

$$y = [i_{dp} \quad i_{qp} \quad i_z]^T \quad (36)$$

Cela conduit à l'obtention modèle d'espace d'état continu suivant :

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{dp}} \cdot i_{dp} + \omega \cdot \frac{L_{qp}}{L_{dp}} \cdot i_{qp} + \frac{1}{L_{dp}} \cdot v_{dp} \\ -\frac{R_s}{L_{qp}} \cdot i_{qp} - \omega \cdot \frac{L_{dp}}{L_{qp}} \cdot i_{dp} - \omega \cdot \frac{\Psi_{pm1}}{L_{qp}} + \frac{1}{L_{qp}} \cdot v_{qp} \\ -\frac{R_s}{L_z} \cdot i_z + \frac{1}{L_z} \cdot v_z \\ 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} i_{dp} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & i_{qp} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & i_z & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

3.5. Résultats de simulation

Un réglage par « essai et erreur » des matrices de covariance permet de retrouver des performances très proches du mode sain et qui sont donnés dans la Figure 5.

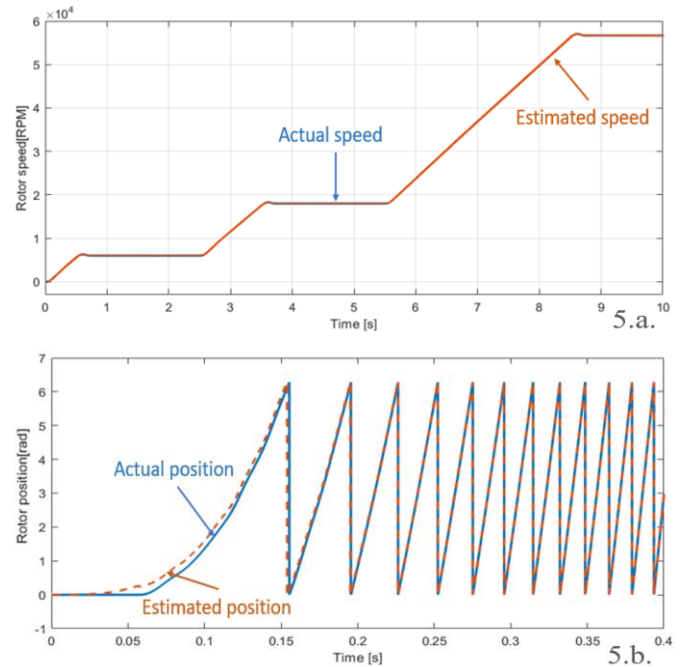


Fig. 5. Vitesses (a) et Position du rotor (b) en mode dégradé

On remarque une très bonne poursuite en régime permanent. L'erreur d'estimation observée au démarrage est corrigée et le système retrouve sa trajectoire correcte rapidement.

4. CONCLUSION

Le but principal de cet article a été d'évaluer la performance de la combinaison d'une stratégie de contrôle tolérant aux défauts avec la commande sans capteur d'une MSAP pentaphasée en haute vitesse pour une application aérospatiale. Le modèle de la machine dans chaque mode de fonctionnement a été présenté ainsi que la représentation d'espace d'état. Les courants de phases de la machine ont été contrôlés dans le repère tournant d-q à l'aide du contrôle vectoriel en utilisant des régulateurs PI simples. L'utilisation du Filtre de Kalman Etendu s'est montrée très efficace pour estimer la vitesse du rotor et fermer réaliser un contrôle de vitesse sans capteur en boucle fermée.

Les résultats obtenus par simulation sous Matlab/Simulink montrent des performances optimales et encourageantes pour les tests expérimentaux qui seront réalisés sur un banc de test pentaphasé et les algorithmes seront implémentés sur un circuit FPGA. De plus, nous prévoyons d'élargir la gestion des défauts à toutes les phases et améliorer les algorithmes pour atteindre une reconfiguration automatisée des contrôleurs et de l'observateur d'état.

5. NOMENCLATURE

FDI	Fault Detection and Isolation
FEM	Force Electromotrice
FKE	Filtre de Kalman Etendu
FMM	Force Magnétomotrice
FPGA	Field Programmable Gate Array
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
*	Référence d'un signal
~	Variable prédite dite estimée <i>a priori</i>
^	Variable corrigée dite estimée <i>a posteriori</i>
dqh	Composantes dans le repère « $d_p-q_p-d_s-q_s-h$ »
H	Healthy, paramètre lié au mode sain
F	Faulty, paramètre lié au mode dégradé
p	Paramètre lié à la machine fictive Principale
s	Paramètre lié à la machine fictive Secondaire
z	Composante sur l'axe additionnel z
h	Composante sur l'axe homopolaire h
m	Variable mécanique
L_0	Inductance propre d'une phase statorique [H]
M_{12}	Mutuelle entre deux phases consécutives [H]
M_{13}	Mutuelle entre deux phases non-consécutives [H]
T_w, T_{em}	Couples utile et électromécanique [N.m]
T_{st}, T_{vsc}	Couples de frottements sec et visqueux [N.m]
T_L, T_{cog}	Couple de charge et couple de crantage [N.m]
J	Moment d'inertie total [kg.m ²]

6. REFERENCES

- [1] A. A. Alfehaid, «Sensorless Speed Control of PMSM Using Extended High-Gain Observers», American Control Conference (ACC) Philadelphia, pp. 2576-2581, USA, Jul 2019.
- [2] M. Salehifar, R. Salehi Arashloo, M. Moreno-Eguilaz, V. Sala and L. Romeral: «Fault tolerant operation of a five phase converter for PMSM drives», 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), California, pp. 1177-1184, 2013.
- [3] F. Betin, G.A. Capolino, B. Casadei, et al.: «Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques», IEEE Ind. Electron. Mag. pp. 43-55, Jun 2014.
- [4] L. Idkhajine, E. Monmasson, A. Maaalouf: «Fully FPGA-based sensorless control for synchronous AC drive using an extended Kalman filter», IEEE Trans. Ind. Electron., 59, (10), pp. 3908-3915, 2012.
- [5] S. Bolognani, L. Tubiana and M. Zigliotto: «Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives» in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 6, pp. 1741-1747, December. 2003.
- [6] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak and F. M'Sahli: «Mixed model-based and signal-based approach for open-switches fault diagnostic in sensorless speed vector controlled induction motor drive using sliding mode observer» in IET Power Electronics, vol. 12, no. 5, pp. 1149-1159, 2019.
- [7] A. Messali, M. Ghanes, M. Koteich and M. A. Hamida «A Robust observer of rotor position and speed for IPMSM HFI sensorless drives» in 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), pp. 90-95, Finland, Sep 2018.
- [8] P. Landsmann and R. Kennel, «Saliency-based sensorless predictive torque control with reduced torque ripple» in IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 27, no. 10, pp. 4311-4320, Oct 2012.
- [9] M. Trabelsi, E. Semail and N. K. Nguyen: «Experimental Investigation of Inverter Open-Circuit Fault Diagnosis for Biharmonic Five-Phase Permanent Magnet Drive», in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 1, pp. 339-351, March 2018.
- [10] M. Cheng, J. Hang, and J. Zhang: «Overview of fault diagnosis theory and method for permanent magnet machine» in Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 1, no. 1, pp. 21-36, December 2015.
- [11] M-W. Naouar, A. Naassani, E.Monmasson, and I. Slama Belkhdja: «FPGA based speed control of synchronous machine using a P-PI controller» in IEEE International Symposium on Industrial Electronics pp. 1527-1532, Montreal, Quebec, July 2006.
- [12] P. Vas: «Sensorless vector and direct torque control», Monographs in electrical and electronic engineering, Oxford University Press, chapter 4, pp. 480-491, Oxford, 1998.
- [13] M. Priestley, M. Farshadnia and J. E. Fletcher «FOC Transformation for Single Open-Phase Faults in the Five-Phase Open-End Winding Topology », in IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 67 no. 2, pp. 842-851, Feb 2019.
- [14] L. Parsa and H. A. Toliyat «Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications», in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 4, pp. 1546-1552, July 2007.
- [15] B. Tian, G. Mirzaeva, Q. An, L. Sun and D. Semenov: «Fault-Tolerant Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Industry Applications» in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 4, pp. 3943-3952, August 2018.