

Observateur à mode glissant d'ordre 2 pour la machine asynchrone sans capteur mécanique

S. SOLVAR^{1,2}, V. LE³, M. GHANES¹, J-P. BARBOT¹, G. SANTOMENNA²

¹ECS, ENSEA, 6 avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise Cedex,

²GS Maintenance, 16 rue Henri Schneider, 77430 Champagne sur Seine,

³Département d'Automatique, Supélec 3 rue Joliot-Curie 91192, Gif sur Yvette.

ghanes@ensea.fr

Résumé—Cet article présente un observateur à mode glissant du second ordre pour un moteur asynchrone sans capteur mécanique. Cet observateur converge en un temps fini et est robuste vis à vis des variations de paramètres. En utilisant Matlab/Simulink, les résultats de simulations montrent les performances de l'observateur proposé. De plus au travers d'une application industrielle, l'intérêt technologique de la méthode proposée ainsi que les difficultés liées aux calculs en temps réel sont mis en évidence.

Mots-clés—Moteur asynchrone, Sans capteur, Observateur, Mode glissant, Super twisting

I. INTRODUCTION

De nos jours, les moteurs asynchrones (*MA*s) ont remplacés les moteurs à courant continu dans le milieu industriel. Il existe de nombreuses méthodes dédiées à la commande des moteurs asynchrones. Ces méthodes se distinguent grâce aux performances moteur quelles offrent, mais aussi par le coût de l'implémentation. A ce jour la méthode la plus simple reste incontestablement, celle en U/F. C'est une commande scalaire classique, qui impose une relation constante entre la tension stator et la fréquence. Elle est généralement utilisée sans capteur de vitesse. Cependant, cette commande n'est pas très efficace en terme de réponse de couple et de vitesse, car le couple et le flux ne sont pas mesurés [8]. En revanche, avec une commande vectorielle, courant et flux sont contrôlés. Cette commande offre de bonnes performances moteur durant les phases transitoire et permanente. Cependant la commande vectorielle nécessite la connaissance de la vitesse mécanique ainsi que du flux. Pour ces raisons, ces dernières années ont vu naître un intérêt grandissant du monde industriel à l'égard des "variateurs hautes performances pour moteur asynchrone sans capteur" en raison de leurs nombreux avantages, tels que: le faible coût, une maintenance réduite, une grande fiabilité, etc... La commande sans capteur contribue à la réduction des coûts, et résout bon nombre de problèmes de mise en oeuvre rencontrés : manque d'espace, environnement sévère. Les efforts actuels ont pour principal objectif : d'améliorer les perfor-

mances des observateurs à faible vitesse [16], et de développer un observateur robuste vis à vis des perturbations et des variations de paramètres.

Plusieurs méthodes ont été développées afin d'estimer la vitesse et le flux des moteurs asynchrones, tel que: l'observateur de Luenberger [1] et le filtre de Kalman [14], l'observateur à grand gain et l'observateur adaptatif [6], [16], les techniques basées sur les réseaux de neurones et les injections de signaux [7], et l'observateur à mode glissant [15], etc... Comparativement à d'autres observateurs la technique des modes glissants dispose d'avantages indéniables tels que la robustesse vis à vis des perturbations externes et internes (variations des paramètres) quand le régime glissant est établi. Cependant l'effet de "Chattering" qui est inhérent dans la technique à mode glissant classique est souvent un frein aux applications pratiques. Un mode glissant d'ordre supérieur [3] est une des solutions qui permet de ne pas compromettre la robustesse tout en garantissant une estimation en temps fini. Dans cette article, un nouvel observateur à mode glissant d'ordre 2 sans capteur de vitesse est proposé afin d'estimer le flux et la vitesse du moteur asynchrone soumis à des couples de charge inconnus. Dans un premier temps, l'observateur est développé en temps continu, puis le travail montre la faisabilité de l'observateur qui consiste à obtenir une version en temps discret de l'observateur afin de pouvoir l'implémenter expérimentalement dans le cadre d'une application industrielle réelle. Dans cette application, l'observateur proposé est sur-échantillonné en vue de surmonter les difficultés dues à une acquisition trop lente des données.

Cet article est organisé de la manière suivante : les parties II et III rappellent respectivement le modèle du moteur asynchrone et l'étude de son observabilité sans capteur mécanique. Par la suite, dans la partie IV l'observateur à mode glissant d'ordre 2 proposé est développé pour le moteur asynchrone sans capteur mécanique. Dans les parties V et VI, les résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés afin de confirmer les bonnes performances

de l'observateur à mode glissant d'ordre 2. A la fin, une conclusion est donnée dans la partie VII pour illustrer le travail effectué.

II. MODÈLE PER-UNIT DU MOTEUR ASYNCHRONE

Afin de réaliser l'observateur proposé pour une application industrielle, le modèle du moteur asynchrone donné par [9] dans le repère fixe (α, β) est réécrit avec des équations en Per-Unit (pu) suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \gamma \cdot x_1 + \theta \cdot (b \cdot x_3 + c \cdot x_5 x_4) + \xi \cdot v_1 \\ \dot{x}_2 = \gamma \cdot x_2 + \theta \cdot (b \cdot x_4 - c \cdot x_5 x_3) + \xi \cdot v_2 \\ \dot{x}_3 = a \cdot x_1 - b \cdot x_3 - c \cdot x_5 \cdot x_4 \\ \dot{x}_4 = a \cdot x_2 - b \cdot x_4 + c \cdot x_5 \cdot x_3 \\ \dot{x}_5 = h \cdot (x_3 \cdot x_2 - x_4 \cdot x_1) - d \cdot x_5 - e \cdot T_l \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{avec : } x_1 &= \frac{i_{s\alpha}}{I_{ref}}, \quad x_2 = \frac{i_{s\beta}}{I_{ref}}, \quad x_3 = \frac{\omega_{ref} \cdot \phi_{r\alpha}}{V_{ref}}, \\ x_4 &= \frac{\omega_{ref} \cdot \phi_{r\beta}}{V_{ref}}, \quad x_5 = \frac{p \cdot \Omega}{\omega_{ref}}, \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}, \\ \gamma &= \frac{R_s \cdot L_r^2 + R_r \cdot M_{sr}^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}, \\ a &= \frac{M_{sr} \cdot I_{ref} \cdot \omega_{ref}}{T_r \cdot V_{ref}}, \quad b = \frac{1}{T_r}, \quad c = \omega_{ref}, \\ d &= \frac{f_v}{J}, \quad e = \frac{p}{J \cdot \omega_{ref}}, \quad h = \frac{p^2 \cdot M_{sr} \cdot I_{ref} \cdot V_{ref}}{J \cdot \omega_{ref}^2 \cdot L_r}, \\ \theta &= \frac{K \cdot V_{ref}}{I_{ref} \cdot \omega_{ref}}, \quad \xi = \frac{V_{ref}}{\sigma \cdot L_s \cdot I_{ref}} \text{ et} \end{aligned}$$

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, v_1, v_2, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \Omega$ sont respectivement les courants statoriques, les tensions statoriques, les flux rotoriques, et la vitesse. I_{ref}, V_{ref} sont les valeurs maximales des courants et tensions statoriques. ω_{ref} est la pulsation statorique nominale. R_s et R_r sont les résistances statorique et rotorique. L_s et L_r sont les résistances statorique et rotorique. M_{sr} est l'inductance mutuelle. p est le nombre de paire de pôles. J est l'inertie du moteur et f_v le coefficient de frottement visqueux. T_l est le couple de charge. Pour des raisons d'homogénéité, les résultats de simulation et expérimentaux seront exprimés en Per-Unit.

III. OBSERVABILITE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Il est démontré dans ([10],[16]) que l'observabilité du moteur asynchrone ne peut être établie dans le cas particulier où le flux $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$, et la vitesse Ω sont constants, et ce, même en utilisant des dérivées du courant (de la mesure) d'ordre supérieur. Ceci est une condition suffisante et nécessaire pour perdre l'observabilité. Ce cas concret correspond à l'interprétation physique suivante :

1) Quand les flux sont constants ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$), ou de façon équivalente, la pulsation statorique est nulle ($\omega_s = 0$), cela suppose que : $p\Omega + \frac{R_r T_r}{p\phi_d^2} = \omega_s = 0$, ou : $T_{em} = -K\Omega$ où T_{em} est le couple électromagnétique, $K = \frac{p^2 \phi_d^2}{R_r}$

et $\phi_d^2 = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}$.

2) Si la vitesse du moteur est constante; ainsi $T_{em} =$

$$(f_v \Omega + T_l) = -K\Omega.$$

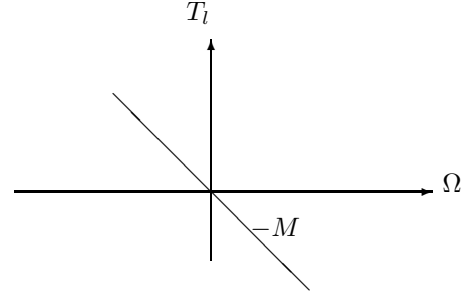


Fig. 1. Unobservability curve in the map (T_l, ω) .

Cette dernière équation définit la **droite d'inobservabilité** dans le plan (T_l, Ω) avec $M = \frac{p^2 \phi_d^2}{R_r} + f_v$ (Fig. 1). Il est clair que l'observabilité est perdue graduellement lorsqu'on s'approche de la droite d'inobservabilité.

IV. CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR A MODE GLISSANT DU SECOND ORDRE

A. Rappels sur les observateurs à mode glissant

La technique des modes glissants a été utilisée dans la synthèse d'observateurs pour de nombreuses applications [2], [11], [13].

En considérant un système :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f(x_1, \dots, x_2) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2)$$

Pour ce même système, un observateur à mode glissant d'ordre 2 est conçu de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \tilde{x}_2 + \lambda_1 \cdot |x_1 - \hat{x}_1|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \alpha_1 \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = E_1 \cdot [\tilde{x}_3 + \lambda_2 \cdot |\tilde{x}_2 - \hat{x}_2|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2 - \hat{x}_2)] \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_n = E_{n-2} \cdot \alpha_{n-1} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{n-1} - \hat{x}_{n-1}) \\ \dot{\hat{x}}_n = E_{n-1} \cdot [\tilde{\theta} + \lambda_n \cdot |\tilde{x}_n - \hat{x}_n|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_n - \hat{x}_n)] \\ \dot{\hat{\theta}} = E_{n-1} \cdot \alpha_n \cdot \text{sign}(\tilde{x}_n - \hat{x}_n) \end{cases} \quad (3)$$

avec $E_i = 1$ si $\tilde{x}_i - \hat{x}_i = 0$, $E_i = 0$ sinon.

B. Application au moteur asynchrone

B.1 Observateur à temps continu

Soit le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_2 = x_2 \\ z_3 = b \cdot x_3 + c \cdot x_5 x_4 \\ z_4 = b \cdot x_4 - c \cdot x_5 x_3 \\ z_5 = \dot{z}_3 \\ z_6 = \dot{z}_4 \end{cases} \quad (4)$$

En partant du modèle de la machine asynchrone (1) et le changement de variable (4), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = -\gamma \cdot z_1 + \theta \cdot z_3 + \xi \cdot v_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\gamma \cdot z_2 + \theta \cdot z_4 + \xi \cdot v_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 = z_5 \\ \dot{\hat{z}}_4 = z_6 \\ \dot{\hat{z}}_5 = z_7 \\ \dot{\hat{z}}_6 = z_8 \end{cases} \quad (5)$$

Maintenant en appliquant l'observateur à mode glissant d'ordre 2 (3) rappelé dans la section (IV-A) pour le système (5) nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \theta \cdot \tilde{z}_3 - \gamma \cdot z_1 + \xi \cdot v_1 + \lambda_1 \cdot |e_1|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_3 = \alpha_1 \cdot \text{sign}(e_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 = \theta \cdot \tilde{z}_4 - \gamma \cdot z_2 + \xi \cdot v_2 + \lambda_2 \cdot |e_2|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_2) \\ \dot{\hat{z}}_4 = \alpha_2 \cdot \text{sign}(e_2) \\ \dot{\hat{z}}_3 = E_1 \cdot E_2 \cdot (\tilde{z}_5 + \lambda_3 \cdot |e_3|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_3)) \\ \dot{\hat{z}}_5 = E_1 \cdot E_2 \cdot \alpha_3 \cdot \text{sign}(e_3) \\ \dot{\hat{z}}_4 = E_1 \cdot E_2 \cdot (\tilde{z}_6 + \lambda_4 \cdot |e_4|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_4)) \\ \dot{\hat{z}}_6 = E_1 \cdot E_2 \cdot \alpha_4 \cdot \text{sign}(e_4) \\ \dot{\hat{z}}_5 = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot (\tilde{z}_7 + \lambda_5 \cdot |e_5|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_5)) \\ \dot{\hat{z}}_7 = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot \alpha_5 \cdot \text{sign}(e_5) \\ \dot{\hat{z}}_6 = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot (\tilde{z}_8 + \lambda_3 \cdot |e_6|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_6)) \\ \dot{\hat{z}}_8 = E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot \alpha_6 \cdot \text{sign}(e_6) \end{cases} \quad (6)$$

avec $E_i = 1$ si $e_i = \tilde{z}_i - \hat{z}_i = 0$ ou 0 sinon.

Les fonctions E_i assurent que les prochaines étapes sont activées qu'après avoir obtenu la convergence des étapes précédentes.

En choisissant les gains α_i, λ_i de l'algorithme Super twisting [2], [11], [12] par exemple : $\alpha_1 > z_{5max}$, $\lambda_1 > 4 \cdot z_{5max} \cdot \frac{\alpha_1 + z_{5max}}{\alpha_1 - z_{5max}}$, on a $e_1 = e_2 = \dots = e_6 = 0$, i.e. $\hat{z}_1 = z_1, \hat{z}_2 = z_2, \dots, \hat{z}_6 = z_6$ après un temps fini T.

Afin de déterminer la vitesse estimée et le flux, les équations (4) sont résolues de la manière suivante.

On a $z_3 = b \cdot x_3 + c \cdot x_5 \cdot x_4$, i.e.

$$x_3 = \frac{1}{b} \cdot (z_3 - c \cdot x_5 \cdot x_4) \quad (7)$$

De plus nous avons $x_4 = \frac{1}{b} \cdot (z_4 + c \cdot x_5 \cdot x_3)$. Si on remplace x_3 par l'équation (7) on obtient :

$$x_4 = \frac{z_4 + \frac{c}{b} \cdot z_3 \cdot x_5}{b + \frac{c^2 \cdot x_5^2}{b}} \quad (8)$$

De la même manière nous obtenons :

$$x_3 = \frac{z_3 - \frac{c}{b} \cdot z_4 \cdot x_5}{b + \frac{c^2 \cdot x_5^2}{b}} \quad (9)$$

Si nous dérivons l'équation (7) nous obtenons :

$$z_5 = b \cdot (-z_3 + a \cdot x_1) + c \cdot \dot{x}_5 \cdot x_4 + c \cdot x_5 \cdot (-z_4 + a \cdot x_2) \quad (10)$$

De la même manière nous avons :

$$z_6 = b \cdot (-z_4 + a \cdot x_2) - c \cdot \dot{x}_5 \cdot x_3 - c \cdot x_5 \cdot (-z_3 + a \cdot x_1) \quad (11)$$

Nous avons donc 4 équations (8-11) avec 4 inconnus x_3, x_4, x_5 et \dot{x}_5 . En résolvant ces équations nous pouvons alors déterminer la vitesse estimée ainsi que les flux rotoriques. Pour estimer la vitesse du rotor nous pouvons ajouter l'hypothèse suivante : La vitesse est constante comparativement aux variations du courant stator. Partant de cette hypothèse et de l'équation(4) on peut estimer la vitesse et le flux rotorique.

$$\hat{x}_5 = \frac{\hat{z}_5 + b \cdot \hat{z}_3 - b \cdot a \cdot \hat{z}_1}{-c \cdot z_4 + c \cdot a \cdot \hat{z}_2}, \quad (12)$$

$$\hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{\hat{z}_3 - \frac{c \cdot \hat{x}_5 \cdot \hat{z}_4}{b}}{b + \frac{c^2 \cdot \hat{x}_5^2}{b}}, \quad (13)$$

$$\hat{\phi}_{r\beta} = \frac{\hat{z}_4 + \frac{c \cdot \hat{x}_5 \cdot \hat{z}_3}{b}}{b + \frac{c^2 \cdot \hat{x}_5^2}{b}}. \quad (14)$$

L'observateur proposé possède un autre avantage, en effet il n'est pas nécessaire de connaître le couple de charge pour estimer la vitesse du moteur.

B.2 Observateur à temps discret

Pour une application industrielle en temps réel, une version discrétisée de l'observateur est proposée. La méthode explicite d'Euler est choisie pour transformer un observateur à temps continu en observateur à temps discret. Cela est dû à la simplicité de calcul. Néanmoins, afin d'obtenir la précision requise, la discrétisation est employée n fois par période d'acquisition de données T_e , ainsi l'erreur due à la discrétisation est de $nO((\frac{T_e}{n})^2)$ au lieu de $O((T_e)^2)$. Cette méthode est détaillée par la suite dans (16).

En appliquant la méthode explicite d'Euler à l'observateur IV-B.1, l'observateur discret obtenu est :

$$\begin{cases} \hat{z}_1(k) = \hat{z}_1(k-1) + T_e \cdot (\theta \cdot \tilde{z}_3(k-1) - \gamma \cdot z_1(k-1) + \xi \cdot v_1(k-1) + \lambda_1 \cdot |e_1(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_1(k-1))) \\ \tilde{z}_3(k) = \tilde{z}_3(k-1) + T_e \cdot \alpha_1 \cdot \text{sign}(e_1(k-1)) \\ \hat{z}_2(k) = \hat{z}_2(k-1) + T_e \cdot (\theta \cdot \tilde{z}_4(k-1) - \gamma \cdot z_2(k-1) + \xi \cdot v_2(k-1) + \lambda_2 \cdot |e_2(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_2(k-1))) \\ \tilde{z}_4(k) = \tilde{z}_4(k-1) + T_e \cdot \alpha_2 \cdot \text{sign}(e_2(k-1)) \\ \hat{z}_3(k) = \tilde{z}_3(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot (\tilde{z}_5(k-1) + \lambda_3 \cdot |e_3(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_3(k-1))) \\ \tilde{z}_5(k) = \tilde{z}_5(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot \alpha_3 \cdot \text{sign}(e_3(k-1)) \\ \hat{z}_4(k) = \tilde{z}_4(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot (\tilde{z}_6(k-1) + \lambda_4 \cdot |e_4(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_4(k-1))) \\ \tilde{z}_6(k) = \tilde{z}_6(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot \alpha_4 \cdot \text{sign}(e_4(k-1)) \\ \hat{z}_5(k) = \tilde{z}_5(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot (\tilde{z}_7(k-1) + \lambda_5 \cdot |e_5(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_5(k-1))) \\ \tilde{z}_7(k) = \tilde{z}_7(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot \alpha_5 \cdot \text{sign}(e_5(k-1)) \\ \hat{z}_6(k) = \tilde{z}_6(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot (\tilde{z}_8(k-1) + \lambda_3 \cdot |e_6(k-1)|^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sign}(e_6(k-1))) \\ \tilde{z}_8(k) = \tilde{z}_8(k-1) + T_e \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot E_3 \cdot E_4 \cdot \alpha_6 \cdot \text{sign}(e_6(k-1)) \end{cases} \quad (15)$$

avec $E_i = 1$ si $e_i = \tilde{z}_i - \hat{z}_i = 0$ ou 0 sinon.

Pour obtenir une bonne approximation de cet observateur discret, on doit employer un pas d'échantillonnage suffisamment petit, et cela nécessite un DSP rapide.

Dans l'application industrielle réalisée chez GS Maintenance, la fréquence de fonctionnement du DSP est seulement de 150MHz , et ne permet donc pas de travailler avec un pas d'échantillonnage suffisamment faible. Ainsi dans cette expérience une technique de sur-échantillonnage est proposée selon la procédure suivante : $T_{e-new} = \frac{T_e}{n}$ avec T_e la durée d'acquisition des données, T_{e-new} est le nouveau pas de calcul, n étant le nombre de sur-échantillonnage.

Pour le système $\dot{X} = f(X)$:

Un Euler explicite sur un pas d'échantillonnage T_e donne :

$$X(kT_e + T_e) = X(kT_e) + T_e \cdot f(X(kT_e)) + O(T_e)^2.$$

Pour un pas d'échantillonnage $T_{e-new} = \frac{T_e}{n}$, Euler explicite donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} X(kT_e + \frac{T_e}{n}) = X(kT_e) + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e)) + O(\frac{T_e}{n})^2 \\ X(kT_e + 2\frac{T_e}{n}) = X(kT_e) + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e)) \\ \quad + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e + \frac{T_e}{n})) \\ \quad + 2O(\frac{T_e}{n})^2 \\ \dots \\ X(kT_e + T_e) = X(kT_e) + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e)) \\ \quad + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e + \frac{T_e}{n})) + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e + 2\frac{T_e}{n})) \\ \quad + \dots + \frac{T_e}{n} \cdot f(X(kT_e + (n-1)\frac{T_e}{n})) \\ \quad + nO(\frac{T_e}{n})^2 \end{array} \right. \quad (16)$$

On peut remarquer ainsi que l'erreur est $O(T_e)^2$ pour un Euler simple alors que pour un Euler avec sur-échantillonnage l'erreur est de $nO(\frac{T_e}{n})^2$, ce qui réduit de n l'erreur de discrétisation.

Par ailleurs pour réduire le temps de calcul on utilise une table "racine carré" pré-calculée.

V. RESULTATS DE SIMULATION

Afin de vérifier l'efficacité de l'observateur proposé, une simulation a été réalisée sous Matlab/Simulink. La période d'échantillonnage employée est $T_e = 10^{-4}\text{s}$. Les résultats de simulation sont divisés en 2 parties : d'une part, l'observateur est testé sous conditions nominales (paramètres identifiés), et d'autre part avec des variations des paramètres (tests de robustesses). Les figures(2,3) illustrent la vitesse estimée ainsi que le flux rotorique. Ces résultats montrent de bonnes performances de l'observateur à mode glissant du second ordre. L'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée est très faible (0,5% environ). Une erreur est survenue au moment du changement rapide de sens de la vitesse, ceci est dû au fait que nous n'avons pas tenu compte de l'hypothèse de vitesse constante. Dans la pratique ce problème n'apparaît pas du fait de l'inertie du système. Les figures (4,5,6,7,8,9) démontrent la robustesse de l'observateur proposé par rapport aux variations des paramètres. Dans ces simulations, les variations

$\pm 50\%$ de R_s , $\pm 50\%$ de R_r , $+20\%$ de L_s , $+20\%$ de L_r sont prises en compte. Les résultats de simulation montrent que l'observateur est insensible aux variations de R_r , L_s et L_r . Il existe seulement une petite erreur (1% environ) dans le cas de $\pm 50\%$ de R_s .

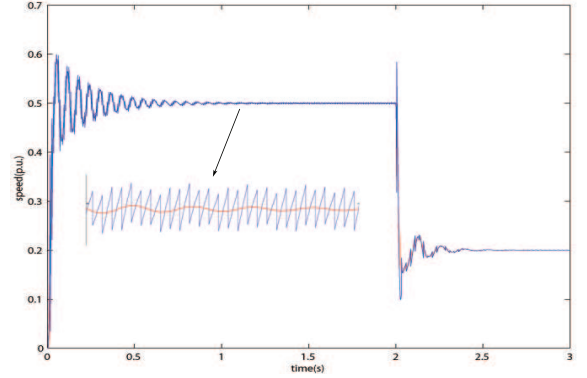


Fig. 2. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge).

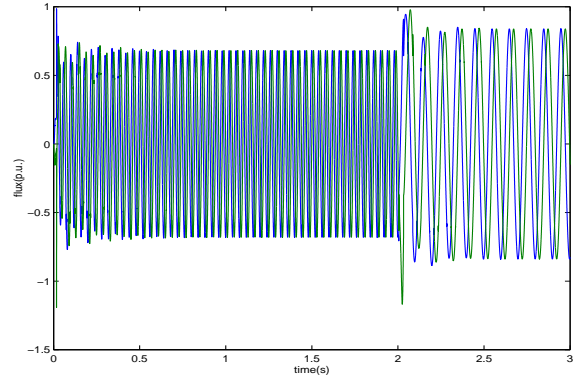


Fig. 3. Flux estimé en simulation.

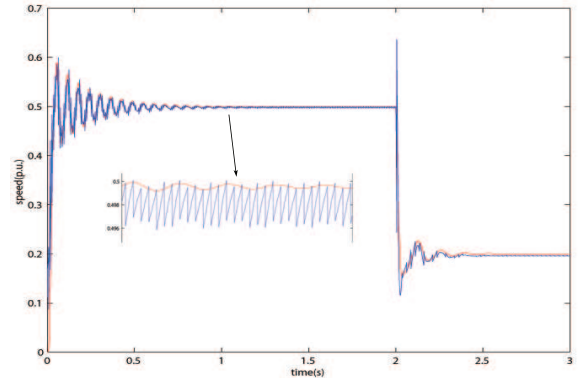


Fig. 4. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): $+50\%$ sur R_s .

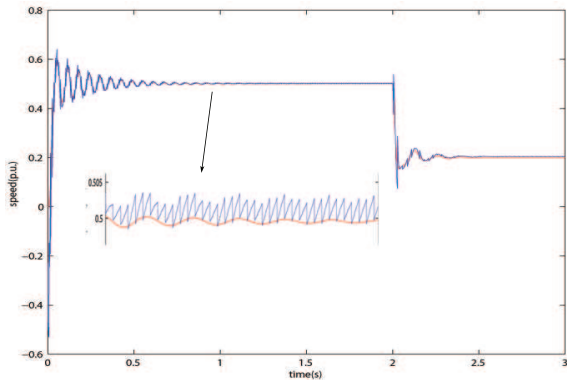


Fig. 5. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): -50% sur R_s .

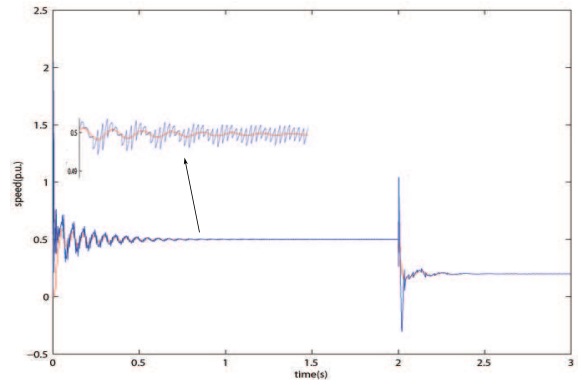


Fig. 9. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): +20% sur L_r .

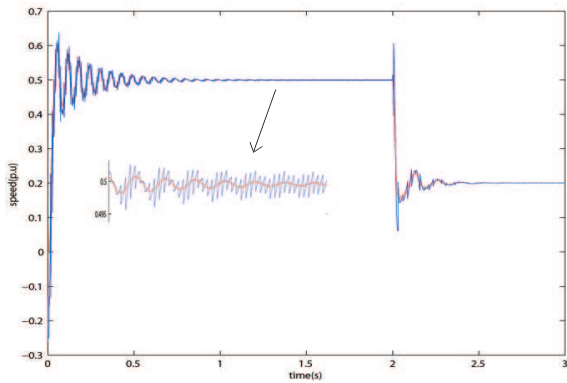


Fig. 6. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): +50% sur R_r .

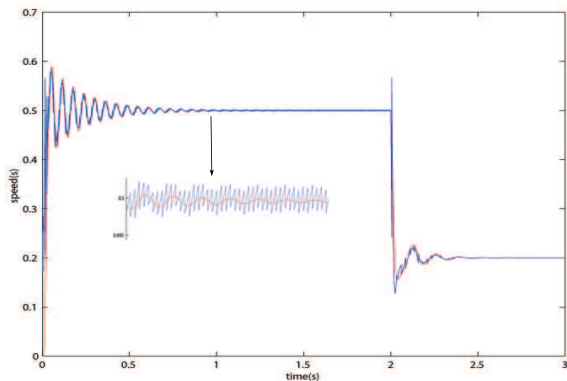


Fig. 7. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): -50% sur R_r .

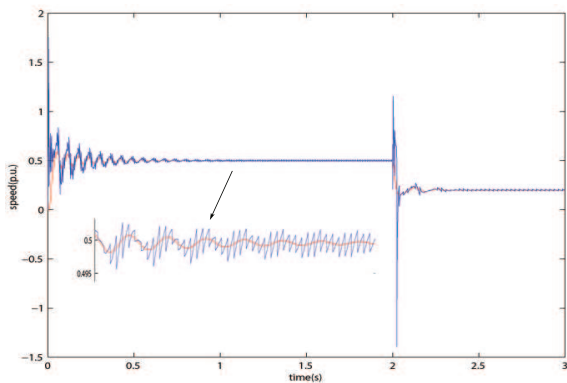


Fig. 8. Vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge): +20% sur L_s .

VI. RESULTATS EXPERIMENTAUX

L'implémentation de l'observateur à mode glissant d'ordre 2 "super twisting" pour le moteur asynchrone a été réalisé au sein de l'entreprise GS Maintenance. Le système est constitué d'un moteur asynchrone 1,1KW/380V/50Hz alimenté par un convertisseur. L'observateur est implémenté sur un DSP *TMS320F2812*. Un capteur mécanique (codeur optique) est monté sur l'arbre du moteur afin de comparer la vitesse mesurée et la vitesse estimée. Dans un premier temps l'observateur a été testé à vitesse nominale. Les figures (10,11) montrent le flux rotorique et la vitesse estimée. En comparant la vitesse estimée et la vitesse réelle (mesurée), les bonnes performances de l'observateur sont constatées. Par la suite les performances de l'observateur sont testées à basse vitesse (5Hz) (figure 12). Les résultats obtenus montrent que la vitesse estimée suit bien la vitesse du moteur. La figure 11 montre que l'observateur diverge dans les conditions d'indobservabilité (très basses vitesses). Pour remédier à ce mauvais comportement de l'observateur à très basse vitesse, un estimateur est proposé et testé. La figure 12 illustre bien l'essai de l'observateur permuté en estimateur. On peut remarquer que dans les conditions d'indobservabilité, l'observateur diverge et l'estimateur donne des résultats satisfaisants.

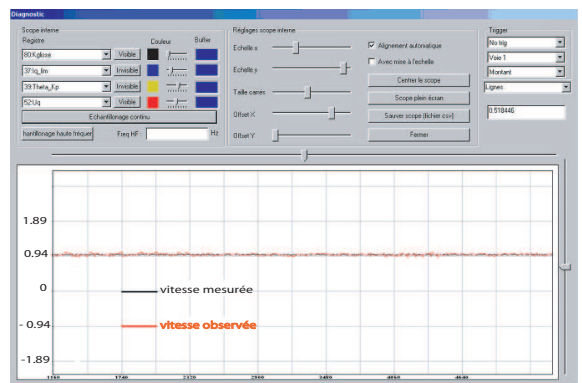


Fig. 10. vitesse estimée (rouge) et vitesse réelle (noir) en régime nominal (p.u.).

¹voir III pour plus de détails
²l'estimateur est simplement une intégration du modèle normalisé du moteur

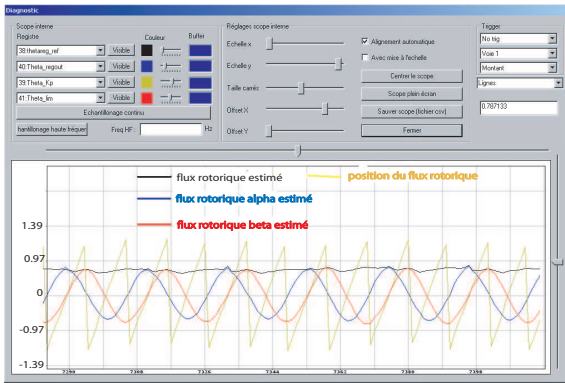


Fig. 11. Flux estimé en expérimental.

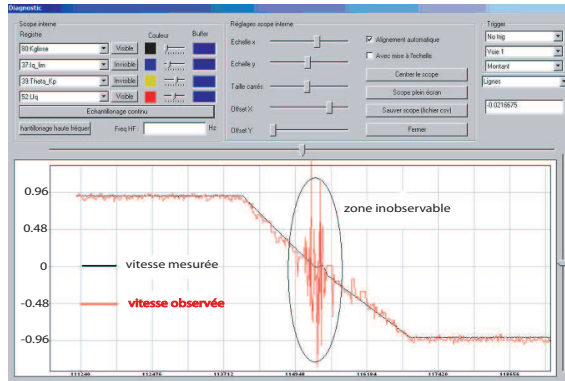


Fig. 12. vitesse estimée (bleu) et vitesse réelle (rouge) en régime dynamique (p.u.)

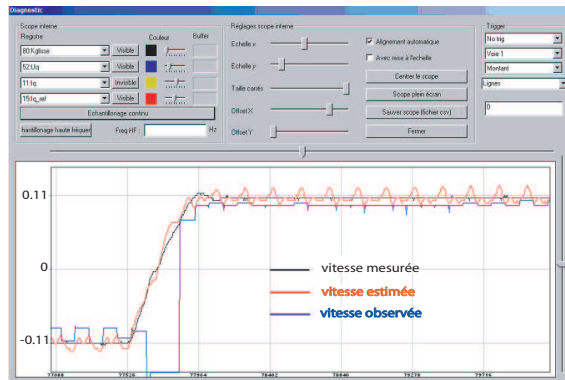


Fig. 13. Vitesse observée (bleu), vitesse estimée (rouge) vitesse réelle (noir) (p.u.).

VII. CONCLUSION

Dans cet article un observateur à mode glissant du second ordre est développé afin d'estimer la vitesse du moteur asynchrone sans capteur mécanique. Une application industrielle employant un DSP classique démontre qu'il est possible d'implémenter un observateur à mode glissant d'ordre 2 sur un unique DSP. La technique de sur-échantillonnage permet d'obtenir un échantillonnage très rapide avec la méthode d'Euler. De plus, la vitesse est estimée sans aucune connaissance du couple de charge. Les résultats de simulations et d'expérimentations confirment les bonnes performances de l'observateur à mode glissant du second ordre de sorte qu'il y ait une convergence en temps fini et une robustesse par rapport aux variations de

paramètres. Le mauvais comportement de l'observateur dans les conditions d'inobservabilité (à très faible vitesse) est remédié en utilisant un estimateur de vitesse.

Annexe: Données de la MAs

Puissance nominale	1.1kW	R_s	8.4Ω
Vitesse nominale	1390 rpm	R_r	5.5Ω
nombre de paire de pôles	2	L_s	$0.349H$
Tensions nominales	220V/380V	L_r	$0.349H$
Courant nominal	4.8A/2.75A	M_{sr}	0.3 H

RÉFÉRENCES

- [1] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.29, No.2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [2] A. Levant "Robust exact differentiation via sliding mode technique", *Automatica* Vol 34, No 3, pp 379-384, 1998.
- [3] G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usani, "Chattering Avoidance by Second-Order Sliding Mode Control," *IEEE trans. Autom. Cont.*, Vol. 43, No. 2, pp. 241-246 (1998).
- [4] C. Canudas de Wit, A. Youssef, J.P Barbot, Ph. Martin and F. Malrait "Observability conditions of induction motors at low frequencies", 39th IEEE Conference, Vol 3, 2000.
- [5] W. Perruquetti and J.P Barbot, "Sliding mode control in engineering", *Control Engineering Series*.
- [6] H. K. Khalil and G. Strangas, "Sensorless Speed Control of Induction Motor", *American Control Conference*, Boston, Massachusetts, USA, juin 30 - July 2, 2004.
- [7] T.M. Wolbank, J.L. Machl and T. Jager, "Combination of signal injection and neural networks for sensorless control of inverter fed induction machines", *PESC*, Aachen Germany, pp. 2300-2305, 2004.
- [8] G.S. Buja "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motor-A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics (TIE)*, Vol.51, NO 4, pp. 744-755, August 2004.
- [9] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*, *IEEE Series on Power Engineering*, Wiley-Interscience, 2005.
- [10] M. Ghanes "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", Phd thesis, 2005.
- [11] T. Floquet and J.P Barbot, "Super twisting algorithm based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs", *International Journal of Systems Science*, Vol 38, Issue 10 (October 2007).
- [12] H. Saadaoui "Contribution à la synthèse d'observateurs non linéaires pour des classes de systèmes dynamiques hybrides", Phd thesis, 2007.
- [13] I. Boiko, M. I. Castellanos, L. Fridman: Super twisting algorithm-based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs. *Int. J. Systems Science* 38(10): 803-815, 2007.
- [14] M. Hilairet, F. Auger, and E. Berthelot, Speed and rotor flux estimation of induction machines using a two-stage extended Kalman filterstar, *Automatica*, Volume 37, Issue 1, Pages 107-112, 2009.
- [15] M. Ghanes and G. Zheng, "On Sensorless Induction Motor Drives: Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller" *IEEE Transactions on Industrial Electronics (TIE)*, Vol.56, N°9, p. 3404-3413, 2009.
- [16] M. Ghanes, J.P Barbot, J. De Leon, A. Glumineau "A robust output feedback controller for induction motor drivers: new design and experimental validation", *International Journal of Control*, vol 83, p. 484-497, 2010.