

Capteur virtuel pour la mesure de vitesse des machines électriques : approche par observateur adaptatif

1 Introduction

L'estimation de la vitesse de rotation des machines asynchrones est un sujet qui a été largement développé depuis maintenant plus de vingt ans et qui est arrivé maintenant à maturité. Les méthodes les plus populaires et qui offrent les meilleures performances sont basées sur le modèle physique de la machine et sont bâties autour d'observateurs. Dans ce chapitre, l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone à partir de son modèle physique est présentée comme le développement d'un capteur virtuel. On montrera en particulier que sa mise en œuvre respecte les différentes phases résumées sur la figure 1.

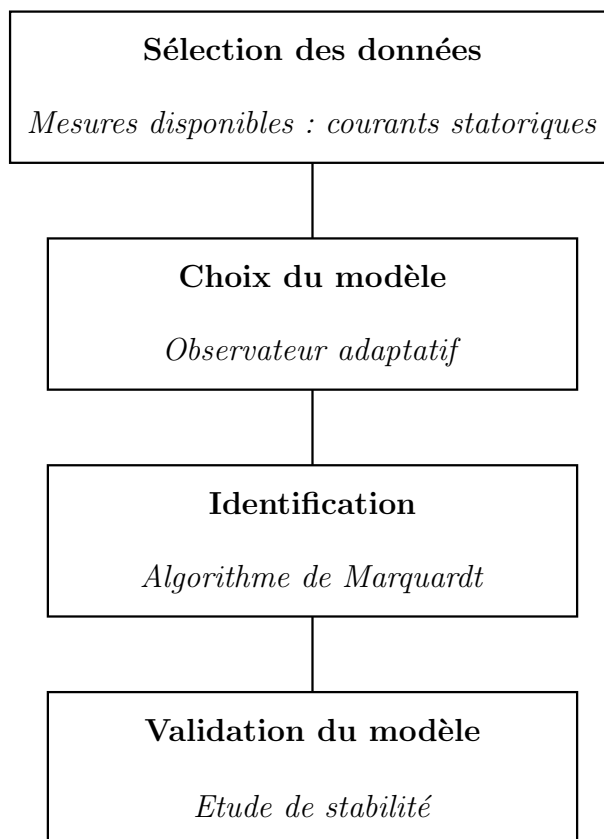


FIGURE 1 – Phases de développement du capteur virtuel de vitesse.

Dans le paragraphe 2, le modèle utilisé pour la conception du capteur virtuel est présenté. On insistera sur la méthode employée pour déterminer une estimation de l'équation mécanique qui n'est pas simulable en totalité

à cause de la méconnaissance du couple résistant. Dans le paragraphe 3, les paramètres électriques et mécaniques du modèle sont estimés par un algorithme de levenberg-Marquardt. Ces paramètres sont utilisés pour déterminer les correcteurs permettant le contrôle de la machine. Le capteur virtuel, pour sa part, n'utilise que les paramètres électriques estimés. La phase de validation est développée dans le paragraphe 4. Elle est abordée sous l'angle de la stabilité de l'observation. On montrera en particulier que l'estimation sous sa forme originale ne converge pas vers la vitesse réelle pour tous les points de fonctionnement de la machine. Ainsi, cette phase de validation conduit à une modification du modèle afin d'étendre les zones de bon fonctionnement du capteur. Plusieurs modèles alternatifs proposés dans la littérature sont rappelés. Dans le paragraphe 4.5, une méthode originale d'analyse, basée sur la visualisation des zones instables dans le plan couple/vitesse, permet d'étudier la validité de plusieurs capteurs virtuels. Enfin, un critère de stabilité original est proposé afin de déterminer les modifications du modèle nécessaires à la validation complète du capteur.

2 Modélisation

Si l'on étudie la production scientifique concernant l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone à partir de son modèle physique, on observe une convergence des références bibliographiques vers deux auteurs principaux [9] et [20]. Dans les deux cas, l'application envisagée est la commande à flux orienté de moteur asynchrone dans laquelle les capteurs de flux et de position (codeur) sont supprimés au profit d'un estimateur logiciel basé sur les équations physiques de la machine. On rappelle les équations de la machine exprimé dans le repère de Park [3].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{i}_s = -\left(\frac{1}{\tau_\sigma} + j\omega_s\right)\underline{i}_s + \frac{1}{L_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_R} - j\omega\right)\underline{\psi}_R + \frac{1}{L_\sigma}\underline{u}_s \\ \frac{d}{dt}\underline{\psi}_R = R_R\underline{i}_s - \left(\frac{1}{\tau_R} + j\omega_{sl}\right)\underline{\psi}_R \\ J\frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2}P\Im(\underline{\psi}_R^*\underline{i}_s) - T_L \end{cases} \quad (1)$$

avec :

$$\tau_\sigma' = \frac{L_\sigma}{R_R + R_s} \text{ et } \tau_R = \frac{L_M}{R_R}.$$

$\underline{i}_s = i_{sd} + j i_{sq}$	Phaseur du courant statorique.
$\underline{\psi}_R = \psi_{rd} + j \psi_{rq}$	Phaseur du flux rotorique.
ω_{sl}	Pulsation de glissement.
ω	Pulsation électrique de rotation.
$\omega_s = \omega_{sl} + \omega$	Pulsation statorique.
R_s	Résistance statorique.
R_R	Résistance rotorique.
L_M	Inductance magnétisante.
L_σ	Inductance de fuite.
J	Moment d'inertie.
P	Nombre de paires de pôles.
T_L	Couple résistant.

Les deux premières équations du système (1) peuvent être simulées facilement à condition d'en connaître les paramètres (phase d'identification). Par contre, la troisième équation, l'équation mécanique, n'est pas simulable directement car le couple résistant T_L est par définition inconnu. Ainsi, la difficulté de mise en œuvre d'un capteur virtuel de vitesse pour machine asynchrone réside dans la possibilité d'approximer cette équation mécanique. De manière plus précise, c'est la validation de ce capteur pour tous les points de fonctionnement du moteur qui reste encore aujourd'hui un problème non résolu. Dans la littérature traitant de ce sujet, ce capteur virtuel est appelé observateur et le problème de validation soulevé ici est apparenté à un problème de stabilité de cet observateur (nous utiliserons indifféremment les deux appellations dans ce document).

Le modèle physique de la machine asynchrone, sous certaines hypothèses (absence de saturation magnétique, pas de pertes fer, résistances ne variant pas en fonction de la température) est bien connu et défini par le système (1). Ici, la phase de modélisation consiste à déterminer une équation se substituant à l'équation mécanique :

$$J \frac{d}{dt} \omega = \frac{3}{2} P \Im(\underline{\psi}_R^* \underline{i}_s) - T_L. \quad (2)$$

Dans [20], un estimateur de type MRAS (Model Reference Adaptive system) est développé permettant d'une part d'estimer le flux rotorique nécessaire au contrôle vectoriel de la machine et d'autre part de calculer la vitesse de rotation de la machine. La technique issue de l'Automatique utilisée dans ce cas est le critère d'hyperstabilité de Popov. Dans [9], les auteurs proposent dans le même but un observateur adaptatif bâti autour de la théorie de Lyapunov. C'est cette modélisation qui sera utilisée pour bâtir

le capteur virtuel étudié dans ce chapitre. Sous sa forme originelle, le modèle est de la forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}_s = -\left(\frac{1}{\tau'_\sigma} + j\omega_s\right)\hat{i}_s + \frac{1}{L_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_R} - j\hat{\omega}\right)\hat{\psi}_R + \frac{1}{L_\sigma}\underline{u}_s + G_s e_i \\ \frac{d}{dt}\hat{\psi}_R = R_R \hat{i}_s - \left(\frac{1}{\tau_R} + j\hat{\omega}_{sl}\right)\hat{\psi}_R + G_r e_i \\ \frac{d}{dt}\hat{\omega} = -K_i \epsilon - K_p \frac{d}{dt}\epsilon \end{cases} \quad (3)$$

avec $\tau'_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_R + R_s}$ et $\tau_R = \frac{L_M}{R_R}$, $\epsilon = \Im\{\underline{e}_i \hat{\psi}_R^*\}$, $\underline{e}_i = (\hat{i}_s - \hat{i}_s)$, $G_s = \begin{bmatrix} g_{sd} & -g_{sq} \\ g_{sq} & g_{sd} \end{bmatrix}$ et $G_r = \begin{bmatrix} g_{rd} & -g_{rq} \\ g_{rq} & g_{rd} \end{bmatrix}$. Le signe * indique la quantité complexe conjuguée.

Les gains d'observation G_s et G_r permettent traditionnellement de régler la dynamique d'observation des états. Toutefois, dans plusieurs publications ces gains ont été mis à contribution pour tenter de stabiliser l'observateur en mode générateur comme ce sera montré dans la suite de ce document.

La troisième équation de l'observateur (3) est appelée **loi d'adaptation**. Elle doit permettre simultanément la convergence des états estimés vers les états réels et l'estimation de la vitesse de rotation. Cette loi d'adaptation peut être interprétée comme une approximation de l'équation mécanique (2). La modélisation consiste donc à déterminer le terme ϵ et les gains G_s et G_r assurant un fonctionnement correct du capteur virtuel dans toutes les plages de fonctionnement de la machine.

2.1 Obtention d'un modèle par le critère de Lyapunov

On rappelle ici la méthode permettant d'obtenir la loi d'adaptation de l'observateur adaptatif de Kubota. On s'attardera en particulier sur les hypothèses simplificatrices faites par l'auteur afin de définir la loi d'adaptation.

Considérons le modèle du moteur représenté dans le repère fixe attaché au stator en notation matricielle.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{X} = \underline{A}\underline{X} + \underline{B}\underline{U} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{\Psi}'_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \underline{U}_s \\ \underline{I}_s = C \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{\Psi}'_R \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (4)$$

$$\underline{I}_s(t) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \underline{U}_s(t) = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \underline{\Psi}'_R(t) = \begin{bmatrix} \psi_{R\alpha} \\ \psi_{R\beta} \end{bmatrix}.$$

$$A_{11} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau'_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau'_\sigma} \end{pmatrix}, \quad A_{12} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_r L_\sigma} & \omega \frac{1}{L_\sigma} \\ -\omega \frac{1}{L_\sigma} & \frac{1}{\tau_r L_\sigma} \end{pmatrix},$$

$$A_{21} = \begin{pmatrix} R_R & 0 \\ 0 & R_R \end{pmatrix}, \quad A_{22} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau_R} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{\tau_R} \end{pmatrix},$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\tau'_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_s + R_R}, \quad \tau_R = \frac{L_M}{R_R}, \quad \underline{X} = \begin{bmatrix} I_s \\ \underline{\Psi}'_R \end{bmatrix}.$$

L'observateur adaptatif d'ordre complet correspondant s'écrit

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\underline{X}} = \hat{A}(\hat{\omega}) \hat{\underline{X}} + B \underline{U} + G(\underline{I}_s - \hat{\underline{I}}_s) = \begin{pmatrix} A_{11} & \hat{A}_{12} \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{pmatrix} \hat{\underline{X}} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \underline{U}_s + G(\underline{I}_s - \hat{\underline{I}}_s) \\ \hat{\underline{I}}_s = C \hat{\underline{X}}. \end{cases} \quad (5)$$

$$\hat{\underline{I}}_s(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \underline{U}_s(t) = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \hat{\underline{\Psi}}'_R(t) = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{R\alpha} \\ \hat{\psi}_{R\beta} \end{bmatrix}.$$

$$\begin{aligned}
A_{11} &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau'_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau'_\sigma} \end{pmatrix}, & \hat{A}_{12} &= \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_r L_\sigma} & \hat{\omega} \frac{1}{L_\sigma} \\ -\hat{\omega} \frac{1}{L_\sigma} & \frac{1}{\tau_r L_\sigma} \end{pmatrix}, \\
A_{21} &= \begin{pmatrix} R_R & 0 \\ 0 & R_R \end{pmatrix}, & \hat{A}_{22} &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau_R} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{1}{\tau_R} \end{pmatrix}, \\
B_1 &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{pmatrix}, & C &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, & B_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \\
\tau'_\sigma &= \frac{L_\sigma}{R_s + R_R}, & \tau_R &= \frac{L_M}{R_R}, & \hat{X} &= \begin{bmatrix} \hat{I}_s \\ \hat{\Psi}_R \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

La matrice \hat{A} s'exprime en fonction de A et d'un terme d'erreur ΔA . Par ailleurs, l'erreur commise sur l'estimation de la vitesse s'écrit $\hat{\omega} = \omega + e_\omega$, on obtient

$$\Delta A = \begin{pmatrix} O_{2 \times 2} & -\frac{1}{L_\sigma} e_\omega J \\ O_{2 \times 2} & e_\omega J \end{pmatrix}.$$

avec $J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$.

L'erreur d'estimation $\underline{E} = \underline{X} - \hat{\underline{X}}$ s'écrit

$$\underline{E} = \underline{X} - \hat{\underline{X}} = \begin{bmatrix} i_{s_\alpha} - \hat{i}_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} - \hat{i}_{s_\beta} \\ \psi_{r_\alpha} - \hat{\psi}_{r_\alpha} \\ \psi_{r_\beta} - \hat{\psi}_{r_\beta} \end{bmatrix},$$

soit

$$\frac{d}{dt} \underline{E} = (A - GC) \underline{E} - \Delta A \hat{\underline{X}}. \quad (6)$$

Kubota, en 1993, propose la fonction de Lyapunov suivante : $V = \underline{E}^T \underline{E} + \frac{e_\omega^2}{\lambda}$ où λ est un scalaire positif. La condition de Lyapunov $\frac{dV}{dt} < 0$ permet d'assurer la stabilité globale.

Les hypothèses suivantes sont proposées :

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_{R\beta} = \psi_{R\beta}, \text{ et } \widehat{\psi}_{R\alpha} = \psi_{R\alpha} \\ \frac{d}{dt}\omega \approx 0. \end{cases} \quad (7)$$

Après calculs, on obtient :

$$\frac{d}{dt}V \approx 2\underline{E}^T(A + GC)\underline{E} - 2\frac{e_\omega}{L_\sigma}[e_{i_{s\alpha}}\widehat{\psi}_{R\beta} - e_{i_{s\beta}}\widehat{\psi}_{R\alpha}] + 2\frac{e_\omega}{\lambda}\frac{d}{dt}\widehat{\omega}$$

Si on choisit le gain G de l'observateur afin de satisfaire à la condition $\underline{e}^T(A + GC)\underline{e} < 0$, on obtient la loi d'adaptation de la vitesse décrite par Kubota [9] et Yang et Chin [20].

$$\frac{d\widehat{\omega}}{dt} = \frac{\lambda}{L_\sigma}[e_{i_{s\alpha}}\widehat{\psi}_{R\beta} - e_{i_{s\beta}}\widehat{\psi}_{R\alpha}] = L_\sigma^{-1}\lambda\mathfrak{S}((\underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s)\widehat{\underline{\psi}}_{R}^{\prime*}) = K_i\epsilon \quad (8)$$

Cette loi d'adaptation intégrée à l'estimation de courant et de flux permet de définir le modèle du capteur virtuel (3). On remarque l'ajout du terme K_p dans le modèle (3). Par ce biais, l'estimation s'effectue par une correction de type Proportionnelle-Intégrale et une meilleure dynamique d'observation peut être obtenue par un choix correct des termes K_i et K_p .

2.2 Lien avec l'équation mécanique

En fait, il est aisé de montrer que la loi d'adaptation peut-être interprétée comme une approximation de l'équation mécanique. En effet, en comparant les équations (2) et (8), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2J}P\mathfrak{S}(\underline{\psi}_R^*\underline{i}_s) - \frac{T_L}{J} = \frac{T_{em}}{J} - \frac{T_L}{J}, \\ \frac{d\widehat{\omega}}{dt} = L_\sigma^{-1}\lambda\mathfrak{S}(\underline{i}_s\widehat{\underline{\psi}}_R^*) - L_\sigma^{-1}\lambda\mathfrak{S}(\widehat{\underline{i}}_s\widehat{\underline{\psi}}_R^*). \end{cases} \quad (9)$$

On en déduit :

$$\frac{d\widehat{\omega}}{dt} = \underbrace{L_\sigma^{-1}\lambda\mathfrak{S}(\underline{i}_s\widehat{\underline{\psi}}_R^*)}_{\widehat{T}_{em}} - \underbrace{L_\sigma^{-1}\lambda\mathfrak{S}(\widehat{\underline{i}}_s\widehat{\underline{\psi}}_R^*)}_{\widehat{T}_L}. \quad (10)$$

Comme nous le verrons dans la suite, le modèle (3) originel ne peut être validé pour tous les points de fonctionnement, ce qui dans la littérature usuelle est présenté comme un problème d'instabilité. Un certain nombre de solutions proposent de modifier le terme permettant d'estimer le couple résistant \widehat{T}_L .

3 Identification du modèle

Les méthodes classiques d'identification paramétrique des systèmes à représentation continue se divisent essentiellement en deux grandes familles : identification à erreur d'équation et moindres carrés ; identification à erreur de sortie du type méthode du modèle. On peut aussi ajouter l'approche récursive du Filtre de Kalman Étendu [12]. Notre choix s'est porté sur une méthode à erreur de sortie par Programmation Non Linéaire qui donne une estimation non biaisée en boucle ouverte même en présence de bruits de mesures [13]. Les algorithmes de la méthode du modèle se caractérisent fondamentalement par la simulation du modèle de la sortie à partir de la seule connaissance de l'excitation [16]. Nous présentons cette méthode, par le synoptique donné sur la figure 2. L'estimation des paramètres se fait hors-ligne : on dispose de N mesures de l'entrée $u(t)$ et de la sortie $y(t)$ de notre système, (ou u_k et y_k avec $t = kTe$, Te étant la période d'échantillonnage). On définit l'erreur d'estimation de la sortie $\epsilon(t)$ par

$$\epsilon(t) = y(t) - \hat{y}(u(t), \underline{\theta}) \quad \text{où } \underline{\theta} \text{ est le vecteur des paramètres à estimer.}$$

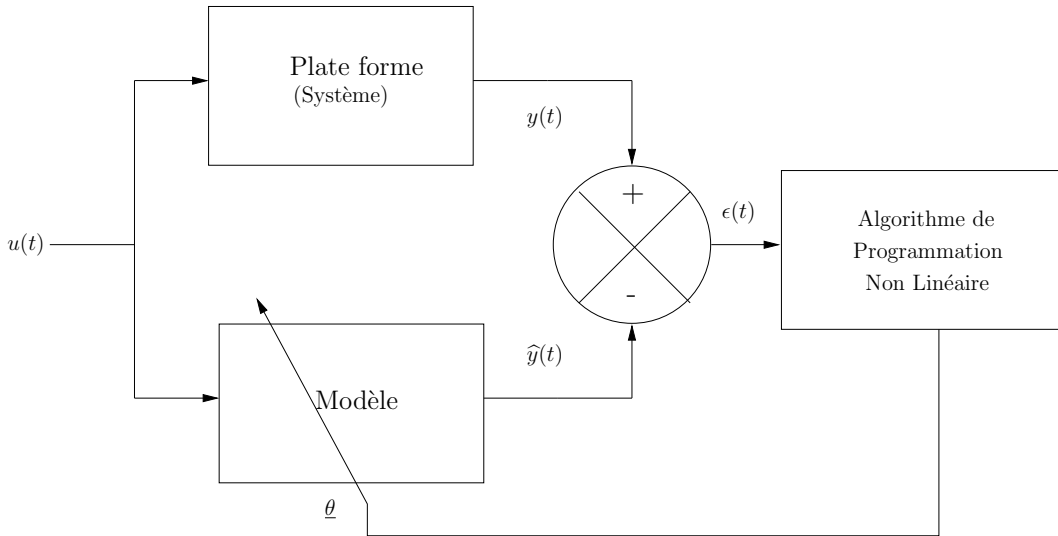


FIGURE 2 – Méthode du modèle

La valeur optimale $\underline{\theta}_{opt}$ de $\hat{\underline{\theta}}$ est obtenue de manière itérative grâce à des techniques de programmation non linéaire par minimisation du critère

quadratique suivant :

$$J = \sum_{k=1}^N \epsilon_k^2 = \sum_{k=1}^N \left(y_k - \widehat{y}(u_k, \underline{\theta}) \right)^2$$

Aucune hypothèse n'est formulée concernant la nature des bruits. La recherche de l'optimum s'effectue entre autres par des méthodes analytiques qui nécessitent la connaissance des dérivées premières ou secondes par rapport aux paramètres du critère à minimiser. Parmi ces méthodes, on trouve la méthode du Gradient, celle de Gauss-Newton et enfin la méthode de Levenberg-Marquardt, celle que nous utiliserons par la suite, qui est l'association harmonieuse des deux précédentes; cette dernière est en effet un algorithme d'optimisation qui allie la robustesse du gradient loin de l'optimum à la rapidité de convergence de la méthode de Gauss Newton à son voisinage. A l'itération i , le vecteur des paramètres est estimé par

$$\underline{\theta}_{i+1} = \underline{\theta}_i - \left(\left[\frac{d^2 J}{d\underline{\theta}^2} + \lambda I \right]^{-1} \frac{dJ}{d\underline{\theta}} \right)_{\underline{\theta}=\underline{\theta}_i}$$

I est la matrice identité et λ un coefficient qui permet d'adapter la direction de recherche à chaque itération. Ainsi, nous débutons par une valeur plutôt élevée¹ $\lambda = 1000$ pour trouver un jeu de paramètres. Si l'algorithme diverge, nous augmentons, dans un rapport 10, la valeur de λ pour l'itération suivante. Si, en revanche, il converge, alors la valeur de λ est divisée dans un rapport équivalent au précédent².

Il aurait été préférable de choisir le repère lié au champ tournant car dans ce cas, les grandeurs sont continues et le traitement s'en trouve facilité. Il était alors nécessaire de reconstruire ω_s . Nous n'avions à notre disposition qu'un algorithme qui utilisait le modèle dans le repère lié au rotor. Les grandeurs obtenues assez proches du continu permettent d'obtenir des résultats cohérents. Ainsi, dans le repère lié au rotor, on a $\omega_g = \omega$: dans ce cas, les grandeurs variables sont de pulsation³ $\omega_r = g\omega_s$, c'est à dire proches du continu.

La rigueur voudrait également que le modèle continu de la machine asynchrone considère la vitesse mécanique comme une variable d'état, ce qui aurait pour conséquence directe d'augmenter l'ordre de la représentation

-
1. Une valeur $\lambda \rightarrow \infty$ correspond à l'algorithme du Gradient
 2. Une valeur λ qui se rapproche de 0 correspond à l'algorithme de Gauss-Newton
 3. $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$ est le glissement

d'état. Or, comme les équations électriques font intervenir la vitesse, on obtiendrait alors un modèle non linéaire dans lequel apparaîtraient des produits entre variables d'état. Pour contourner cette difficulté, on suppose que l'on peut découpler le mode mécanique lent du mode électrique rapide, et par conséquent considérer que la vitesse est constante entre deux instants d'échantillonnage. Ainsi, nous avons un modèle d'ordre 4, et la vitesse mécanique est prise en compte en tant que mesure. Quant aux composantes du vecteur d'état, nous avons opté pour les courants statoriques et les flux rotoriques dans la mesure où ils conduisent à un modèle d'ordre 4 relativement simple dans lequel les tensions et les courants statoriques sont respectivement les grandeurs d'entrée et de sortie du système. Le modèle continu de la machine asynchrone, dans sa représentation d'état, obtenu après application de la transformation de Park liée au rotor se présente alors sous la forme

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{X} = A(\omega)\underline{X} + B\underline{U} \\ \underline{Y} = C \underline{X} = \underline{f}(\underline{\theta}, \underline{U}). \end{cases} \quad (11)$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad \underline{U}(t) = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}, \quad \underline{X} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_{Rd} \quad \psi_{Rq}]^T, \quad \tau'_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_s + R_R}, \quad \tau_R = \frac{L_M}{R_R}.$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau'_\sigma} & \omega & \frac{1}{\tau_R L_\sigma} & \frac{\omega}{L_\sigma} \\ -\omega & -\frac{1}{\tau'_\sigma} & -\frac{1}{L_\sigma} & \frac{1}{\tau_R L_\sigma} \\ R_R & 0 & -\frac{1}{\tau_R} & 0 \\ 0 & R_R & 0 & -\frac{1}{\tau_R} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Dans le cas de la machine asynchrone, nous recherchons les paramètres $\underline{\theta} = [L_\sigma \quad R_R \quad R_s \quad L_M]^T$ qui peuvent varier, en fonction des conditions de température et de saturation magnétique. Il faut donc se placer dans un mode de fonctionnement compatible avec le modèle recherché [1]. On définit donc un protocole d'essai adapté au système considéré. Ainsi, les différentes mesures d'acquisition ne sont effectuées que lorsque la température de la machine asynchrone est totalement stabilisée. Il faut également veiller à ce que la machine ne fonctionne pas en régime de saturation magnétique. En outre, les algorithmes d'identification nécessitent pour converger une excitation suffisante qui est obtenue dans notre cas par l'ajout de tensions triphasées de

différentes fréquences et d'amplitude variable, de telle sorte à obtenir dans le spectre de courant des raies à des fréquences précises (10, 20, 30 et 40 Hz) et d'amplitudes relativement faibles ne dépassant pas 10% du fondamental à 50Hz afin de ne pas trop perturber le fonctionnement normal de la machine.

L'essai à vide (faiblement chargé) conduit à obtenir des courants rotoriques d'amplitude faible ce qui limite l'information que l'on peut en retirer. Nous choisissons de ne pas exploiter les mesures réalisées lors de cet essai. Nous conduisons nos essais conformément à la figure ?? en appliquant un couple de charge constant sur la machine asynchrone. On indique, sur la figure ??, différents signaux obtenus pour un essai à couple nominal. Nous adaptons le critère J , que nous devons minimiser, en tenant compte des deux mesures i_{sd} , i_{sq} issues des mesures des courants triphasés. Il s'écrit alors

$$J = \sum_{k=1}^N \left((i_{sdk} - \hat{i}_{sdk})^2 + (i_{sqk} - \hat{i}_{sqk})^2 \right).$$

Au moins 4 itérations sont nécessaires pour minimiser ce critère. Les valeurs des paramètres estimés, pour différents couple de charge, sont reportées dans la table 1.

Nous verrons que la résistance statorique est un paramètre important à basse vitesse qu'il est nécessaire de connaître avec précision. Si les écarts constatés dans le tableau 1 n'excèdent pas 2%, c'est aussi parce que les conditions de l'essai en vue de l'identification sont particulièrement contrôlées. La valeur de R_s est étroitement liée à la température dans le moteur et dépend donc des conditions de fonctionnement. La saturation magnétique qui modifie la valeur de l'inductance magnétisante (comportement non-linéaire) n'est pas prise en compte dans ce mémoire.

charge	R_s	R_R	L_σ	L_M
30%	11	3,56	0,06	0,42
50%	10,75	3,61	0,06	0,42
70%	10,85	3,65	0,06	0,42
100%	10,95	3,68	0,05	0,42

TABLE 1 – Paramètres estimés pour différents points de fonctionnement

4 Validation du modèle

Cette phase consiste à vérifier que le modèle obtenu est correct quelque soit le mode de fonctionnement du système. Dans le domaine des capteurs

virtuels, la validation est vue du point de vue de l'identification. En linéaire, cette phase est relativement simplifiée et basée sur le calcul de l'auto-corrélation des résidus ou de l'inter-corrélation entre les résidus et les entrées. En non-linéaire, la validation est souvent difficile à établir d'un point de vue théorique et on utilise en pratique des méthodes graphiques (tracé des 4 courbes : résidus, lag plot, histogramme, probabilité normale).

Toutefois, un autre point de vue peut être adopté. En effet, dans le cas d'une utilisation en temps réel du capteur, on doit s'assurer que les grandeurs estimées (ici les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse) convergent bien vers les grandeurs réelles. L'étape de validation se rapproche donc d'une étude de stabilité du modèle (ou de l'observateur). En effet, dans de nombreux cas, la dynamique d'observation doit être maîtrisée et au besoin accélérée par rapport aux dynamiques du système. Ce réglage est effectué au moyen d'un bouclage du modèle au travers d'un gain statique ou dépendant de la vitesse de rotation. Il en résulte des problèmes de stabilité qui doivent être résolus pour tous les points de fonctionnement du système. Dans cette phase d'étude de stabilité, les outils de l'Automatique sont largement mis à contribution comme nous le verrons dans les applications traitées par la suite.

Comme nous l'avons déjà mentionné, la phase de validation est susceptible de remettre en cause une ou plusieurs phases antérieures (sélection des données, modélisation, validation). Dans l'application présentée ici, la validation du capteur est opérée par modification du modèle au travers de la loi d'adaptation de vitesse et/ou du gain d'observation (figure 3).

4.1 Instabilités en fonctionnement générateur de l'observateur adaptatif

Dès sa publication en 1993, l'observateur de Kubota a été mis en défaut. Il a été constaté que cet observateur pouvait devenir instable dans les quadrants générateurs et pour des vitesses relativement faibles. Afin d'illustrer ce fait, nous proposons de simuler une commande vectorielle associée à cet observateur (figure 4). Les paramètres du moteur sont ceux identifiés sur la machine utilisée en expérimentation. La vitesse du moteur est maintenue constante à une valeur faible. Une fois le régime permanent atteint, le couple de charge est augmenté en rampe de 0 à 1.5 fois le couple nominal sur un temps volontairement long fixé ici à 20s. Cet essai classique est utilisé dans le milieu industriel pour quantifier les performances des variateurs en régime quasi statique. La figure 5 montre les résultats de simulation obtenus pour l'observateur classique ($G_s = 0$, $G_r = 0$). Les grandeurs sont représentées en

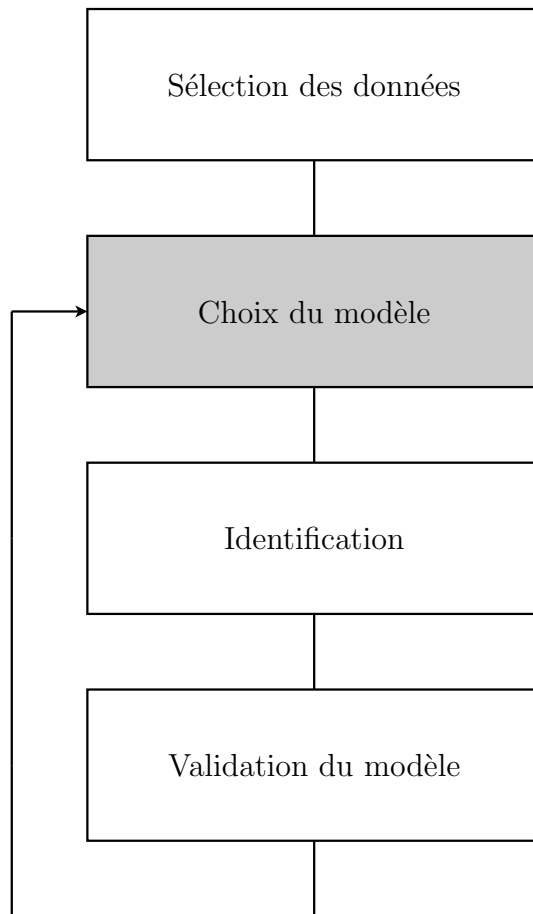


FIGURE 3 – Validation par modification du modèle

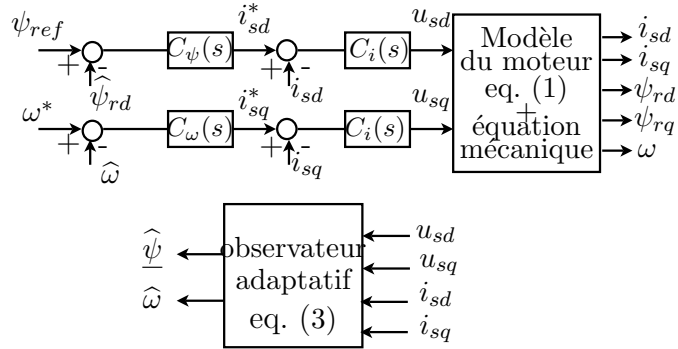


FIGURE 4 – Schéma de simulation de la commande sans capteur.

notation normalisées. On note que la vitesse estimée diverge pour les deux vitesses choisies dans le quadrant 2. Le même test est réalisé dans le quadrant 4 ($\omega > 0$ et $T_L < 0$) avec les mêmes résultats. Ces résultats sont vérifiés expérimentalement à partir de la plate forme d'essai du LAII. Dans ce cas, la vitesse mesurée est utilisée dans la boucle de vitesse. L'observateur est simulé en parallèle et n'est pas utilisé dans le contrôle de la machine afin de limiter les risques de détérioration lors de la divergence de l'estimation. Les résultats sont donnés sur les figures 6 et 7. On retrouve le comportement instable dans les quadrants générateurs alors que dans les quadrants 1 et 3, l'observateur reste stable.

Le comportement instable de cet observateur en mode générateur a été mis en évidence de manière expérimentale dès 1997 [11] en particulier lorsque la résistance statorique n'est pas estimée. Dans la même conférence, Suwankawin *et al.* [17] proposent une analyse de stabilité basée sur l'établissement de la fonction de transfert $G(s) = \frac{e_i}{(\omega - \hat{\omega})}$. L'application du critère de Routh-Hurwitz permet de définir une pulsation critique ω_c au delà de laquelle un pôle du système devient à partie réelle positive. L'observateur devient instable en mode générateur et à basse vitesse. En 1998, Hoffman *et al.* [8] utilisent la théorie des perturbations singulières pour étudier la stabilité de l'observateur de Kubota. Ils montrent eux aussi qu'il existe une zone instable en mode générateur dans laquelle l'observateur ne peut converger.

Par la suite, de nombreuses contributions, que nous détaillons dans la suite, ont été produites afin de répondre aux questions suivantes :

- Peut-on déterminer une expression littérale de la zone instable dans le plan couple/vitesse ?
- Peut on modifier l'observateur afin de faire disparaître cette zone et rendre l'observateur stable dans les quatre quadrants ?

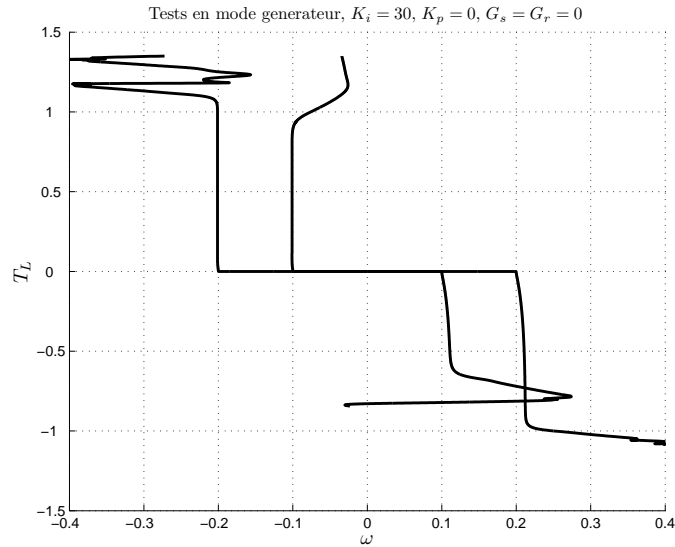


FIGURE 5 – Résultats de simulation : tests en régime générateur dans le plan $\{\omega, T_L\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$. Vitesse maintenue constante : $\omega = -0.1$ et $\omega = -0.2$ (quadrant 2), $\omega = +0.1$ et $\omega = +0.2$ (quadrant 4). Rampe de couple résistant de 0 à 1.5 (quadrant 2), de 0 à -1 (quadrant 4) durant 20s.

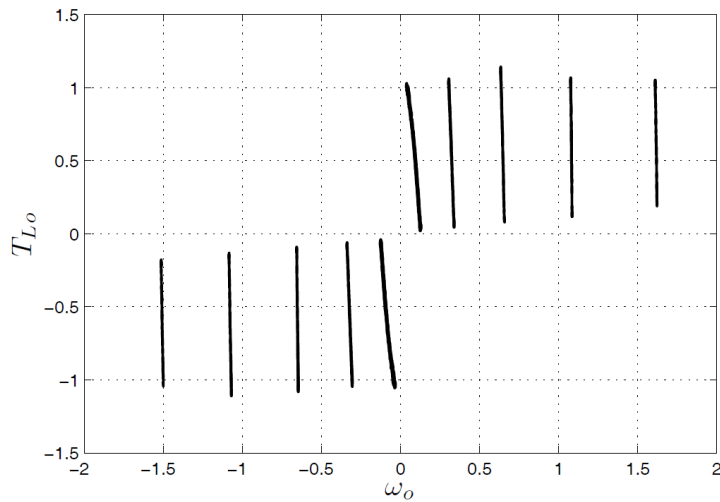


FIGURE 6 – Résultats expérimentaux : tests en régime moteur dans le plan $\{\omega, T_L\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$. Vitesse maintenue constante : $\omega = -0.05, -0.2, -0.6, -1, -1.5$ (quadrant 3), $\omega = +0.05, +0.2, +0.6, +1, +1.5$ (quadrant 1). Rampe de couple résistant de 0 à 1 (quadrant 1), de 0 à -1 (quadrant 3) durant 100s.

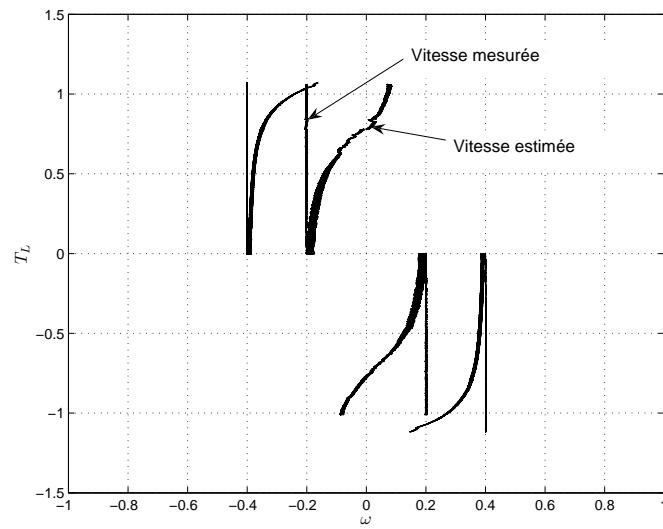


FIGURE 7 – Résultats expérimentaux : tests en régime générateur dans le plan $\{\omega, T_L\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$. Vitesse maintenue constante : $\omega = -0.2$ and $\omega = -0.4$ (quadrant 2), $\omega = +0.2$ and $\omega = +0.4$ (quadrant 4). Rampe de couple résistant de 0 à 1 (quadrant 2), de 0 à -1.5 (quadrant 4) durant 100s.

4.2 Détermination des zones d'instabilité

Une limite de stabilité a été déterminée par Suwankawin *et al.* dans [17]. L'analyse proposée permet de déterminer une pulsation statorique critique au delà de laquelle l'observateur devient instable. Cette limite a pour expression (pour un modèle à 5 paramètres) :

$$\omega_{sc} = \frac{\omega}{1 + \frac{T_s}{T_r}} \quad (12)$$

Cette équation peut être écrite en fonction du couple de charge et de la pulsation mécanique

$$T_L = -\frac{p\psi_{REF}^2}{R_r} \frac{1}{1 + \frac{T_s}{T_r}} \omega. \quad (13)$$

Elle définit une droite dans le plan couple/vitesse. Comme nous le démontrerons plus loin, cette droite délimite une partie de la zone instable, l'autre étant bornée par la droite de glissement $\omega_s = 0$.

4.3 Stabilisation de l'observateur en mode générateur

Dès la mise en évidence des problèmes de stabilité de l'observateur adaptatif de Kubota en mode générateur, la communauté s'est attaché à déterminer des gains d'observation G_s , G_r et/ou de nouvelles lois d'adaptation (au travers du terme ϵ de l'expression (8)) stabilisants . De manière générale les solutions analytiques ont été privilégiées et on a tenté de trouver des expressions dépendant directement des paramètres du moteur $\{L_M, R_R, R_s, L_\sigma\}$ ce qui simplifie l'implantation éventuelle dans un variateur industriel. Cette stabilisation peut être obtenue :

- par une synthèse des gains d'observation associée à une loi d'adaptation conventionnelle,
- par une synthèse d'une loi d'adaptation modifiée associée à un gain d'observation nul,

Remarque : Dans les paragraphes suivants on retrouvera une partie de l'étude bibliographique faite par M. Hinkkanen en 2004 [6] mais remise à jour.

4.3.1 Synthèse des gains d'observation associée à une loi d'adaptation conventionnelle

Kubota *et al*, (2002) Dans [10], Kubota *et al* proposent des gains d'observation de la forme :

$$\begin{cases} g_{sd} = (k-1)\left(\frac{R_R + R_s}{L_\sigma} + \frac{R_R}{L_M}\right), \\ g_{sq} = -(k-1)\omega, \\ g_{rd} = (k^2 - 1)R_s - (k-1)\left(\frac{R_R + R_s}{L_\sigma} + \frac{R_R}{L_M}\right), \\ g_{rq} = (k-1)\omega L_\sigma. \end{cases} \quad (14)$$

Cette structure particulière permet d'obtenir des pôles en boucle fermée, proportionnels aux pôles du moteur ; le coefficient de proportionnalité étant k [9]. Dans [10], le paramètre k est choisi de manière à stabiliser l'observateur dans les quadrants générateurs. Pour cela, les équations de l'observateur (3) sont linéarisées sous la forme (les détails de cette linéarisation sont donnés dans le paragraphe (4.5.3)) :

$$\delta \dot{\underline{x}} = (\hat{A}_1 + GC)\delta \underline{x} \quad (15)$$

$$\text{avec } G = \begin{bmatrix} g_{sd} & -g_{sq} \\ g_{sq} & g_{sd} \\ g_{rd} & -g_{rq} \\ g_{rd} & g_{rq} \end{bmatrix} \text{ et } \hat{A}_1 \text{ la matrice d'état du système linéarisé.}$$

Le critère de Routh/Hurwitz est appliqué à l'équation caractéristique $|sI - (\hat{A}_1 + GC)|$; la constante k stabilisant l'observateur en mode générateur est :

$$k = \frac{\omega_s}{\omega} \left(1 + \frac{R_R}{R_s} + \frac{R_R L_\sigma}{L_M}\right) \quad (16)$$

On notera qu'en mode moteur le paramètre k redevient égal à 1 ce qui correspond à $G = 0$, qui est la configuration de l'observateur de Kubota de 1993.

Suwankawin *et al*, (2002-2006) Dans [18], Suwankawin *et al* proposent également d'utiliser ce critère afin de déterminer les gains d'observation de l'observateur. Ici, le critère de Routh/Hurwitz est appliqué au système d'erreur entre les variables d'état réelles et les variables d'état estimées. Ce système, en notation matricielle, est de la forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{E} = \underbrace{\begin{pmatrix} A_{11} + g_{sd}\cdot I + g_{sq}\cdot J & A_{12} \\ A_{21} + g_{rd}\cdot I + g_{rq}\cdot J & -\epsilon A_{12} \end{pmatrix}}_A \underline{E} + \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ \epsilon \\ -I \end{bmatrix}}_B (-J\hat{\underline{\psi}}_R)(\hat{\omega} - \omega) \\ \underline{E}_i = C\underline{E}. \end{cases} \quad (17)$$

avec $\underline{E} = \hat{\underline{X}} - \underline{X} = [\underline{E}_i \quad \underline{E}_\psi]^T$.

Ce système est Linéaire à Paramètre Variant (LPV) puisque la matrice A_{12} dépend de la vitesse ω . Les auteurs calculent la matrice de transfert liant la sortie \underline{E}_i à l'entrée fictive $(-J\hat{\underline{\psi}}_R)(\hat{\omega} - \omega)$:

$$\underline{E}_i = G(s)(-J\hat{\underline{\psi}}_R)(\hat{\omega} - \omega) \quad (18)$$

avec :

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Remarque : dans les travaux de Suwankawin sur ce sujet, le calcul de la matrice de transfert est toujours effectué sur le système LPV et non sur un système linéarisé comme le fait la majorité des autres auteurs. Ce développement théorique apparaît ambiguü à nombre de spécialistes bien que tous s'accordent sur la pertinence des résultats obtenus.

Le critère de Routh/Hurwitz est appliqué au numérateur de la fonction de transfert G_{22} et une solution permettant de réduire la zone d'instabilité est donnée sous la forme :

$$G_s = 0, \quad G_r = \begin{bmatrix} g_{rd} & 0 \\ 0 & g_{rd} \end{bmatrix}, \quad g_{rd} = -0.25R_s. \quad (20)$$

Remarque : la valeur $g_{rd} = -0.25R_s$ est empirique. Dans le paragraphe 4.5.7, nous montrerons qu'en fait le gain g_{rd} permettant de réduire la zone instable au maximum est $g_{rd} = -R_s$.

En 2006 dans [19], Suwankawin et Sangwonwanich, reprennent la même démarche pour proposer une nouvelle structure de gains. Exprimés pour un modèle à cinq paramètres, ces gains sont de la forme :

$$\begin{cases} g_{sd} = -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + (1 - \sigma)\frac{R_r}{\sigma L_r}\right] + k\frac{R_r}{L_r}, \\ g_{sq} = k\omega_0, \text{ avec } k > 0. \\ g_{rd} = L_m\frac{R_r}{L_r}, \end{cases} \quad (21)$$

Sangwongwanich *et al*, (2007) Dans [15], les auteurs utilisent le lemme de Kalman-Yacubovich afin de calculer les expressions littérales des gains d'observation en fonction des paramètres du moteur . Reprenons l'expression de l'erreur d'observation (17). Les auteurs utilisent le lemme de Kalman-Yacubovich pour déterminer les gains d'observation g_{sd} , g_{sq} , g_{rd} , g_{rq} garantissant la stabilité de l'observateur :

$$\begin{cases} A^T P + P A = Q \leq 0 \quad \exists P = P^T > 0 \\ P B = C^T \end{cases} \quad (22)$$

Soit P la matrice définie par :

$$P = \begin{bmatrix} p_1 I & p_2 I \\ p_2 I & p_3 I \end{bmatrix}, \quad (23)$$

la condition $P B = C^T$ implique

$$\begin{cases} p_1 = \epsilon(1 + p_2) \\ p_2 = \epsilon p_3 \end{cases} . \quad (24)$$

P est définie positive si $p_1 > 0$ et $\det(P) > 0$, soit :

$$\begin{cases} p_1 p_3 > p_2^2 \\ p_3 > 0 \end{cases} . \quad (25)$$

Compte tenu de la structure de P et les conditions (25), la matrice Q est de la forme $Q = \begin{bmatrix} q_1 & q_2 \\ q_2^T & q_3 \end{bmatrix}$, avec

$$\begin{cases} q_1 = \left[2p_1 \left(g_{sd} - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) + 2p_2 (R_R + g_{rd}) \right] I, \\ q_2 = \left[p_3 (R_R + g_{rd}) + p_2 \left(g_{sd} - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) \right] I - \left[g_{sq} p_2 + g_{rq} p_3 \right] J - A_{22}, \\ q_3 = 0. \end{cases} \quad (26)$$

La matrice Q est semi définie négative si

$$\begin{cases} q_1 < 0 \\ \det(Q) \geq 0 \rightarrow q_1 < 0 \text{ et } q_1 q_3 \geq q_2^2, \text{ soit } q_2 = 0. \end{cases} \quad (27)$$

On en déduit les relations suivantes :

$$\begin{cases} p_1 \left(g_{sd} - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) + 2p_2 (R_R + g_{rd}) < 0, \\ p_3 (R_R + g_{rd}) + p_2 \left(g_{sd} - \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \right) + \frac{R_R}{L_M} = 0, \\ \omega + g_{sq} p_2 + g_{rq} p_3 = 0. \end{cases} \quad (28)$$

La dernière condition donne après calcul :

$$g_{rq} + L_\sigma g_{sq} = -k_2 \omega \quad \text{avec} \quad k_2 = \frac{1}{p_3} > 0. \quad (29)$$

La seconde condition de (28) conduit à

$$g_{rd} = L_\sigma g_{sd} - k_2 \frac{L_M}{R_R} + R_s \quad (30)$$

Enfin la première condition mène au choix de g_{sd} :

$$g_{sd} < \frac{L_M}{R_R} + \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \quad (31)$$

L'application du lemme (22) permet de choisir les gains de l'observateur en fonction des paramètres du moteur.

$$\begin{cases} g_{rq} + L_\sigma g_{sq} = -k_2 \omega & \text{avec } k_2 = \frac{1}{p_3} > 0 \\ g_{rd} = L_\sigma g_{sd} - k_2 \frac{L_M}{R_R} + R_s \\ g_{sd} < \frac{L_M}{R_R} + \frac{R_s + R_R}{L_\sigma} \end{cases} \quad (32)$$

4.3.2 Synthèse d'une loi d'adaptation modifiée associée à un gain d'observation nul

Rappelons la loi d'adaptation classique proposée par Kubota en 1993 [9]

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega} = -K_i \epsilon - K_p \frac{d}{dt} \epsilon \quad (33)$$

avec $\epsilon = \Im\{\underline{e}_i \hat{\psi}_R^*\}$, $\underline{e}_i = (\underline{i}_s - \hat{\underline{i}}_s)$, le signe * indiquant la quantité complexe conjuguée. Le terme ϵ peut s'écrire $\epsilon = e_{iq} \hat{\psi}_{Rd} - e_{id} \hat{\psi}_{Rq}$. Dans le cas d'une commande à flux orienté, c'est le flux estimé qui est contrôlé, on a alors $\hat{\psi}_{Rq} = 0$ et $\hat{\psi}_{Rd} = \psi_{ref}$. Le terme $\epsilon = e_{iq} \psi_{ref}$ ne dépend donc plus que de l'erreur de courant projeté sur l'axe $\{q\}$ du repère de Park. Il a été bien identifié, qu'en l'absence de gain d'observation, l'observateur adaptatif bâti autour de cette loi d'adaptation était instable dans les quadrants générateurs. Par conséquent une possibilité est de tenter de rajouter un terme correctif permettant de tenir compte de l'information potentiellement disponible sur la composante $\{d\}$ de l'erreur de courant.

Hofmann et Sanders, (1998) Dans [8], les auteurs proposent le terme d'erreur

$$\epsilon = \Im\{(\underline{i}_s - \hat{\underline{i}}_{sc})(\hat{\underline{i}}_s - \hat{\underline{i}}_{sc})^*\} \quad (34)$$

où

$$\hat{\underline{i}}_{sc} = \frac{R_s - j\omega_s \left(\frac{L_M}{2} + L_\sigma\right)}{R_s^2 + (L_M + L_\sigma)L_\sigma \omega_s^2} \underline{u}_s \quad (35)$$

est le centre estimé du lieu du phaseur du courant lorsque le glissement varie. De ce fait, le signe de l'angle entre les vecteurs $(\underline{i}_s - \hat{\underline{i}}_{sc})$ et $(\hat{\underline{i}}_s - \hat{\underline{i}}_{sc})$ dépend du signe de l'erreur sur l'estimation de vitesse en régime permanent.

Hofmann et Koch, (1998) Dans [4], les auteurs proposent la loi d'adaptation suivante :

$$\epsilon = \Im\{e^{-j\phi}\underline{e}_i\widehat{\psi}_R^*\} \quad (36)$$

Avec $e^{-j\phi} = \cos\phi - j\sin\phi$, on obtient

$$\epsilon = \psi_{ref}(\cos\phi.e_{iq} - \sin\phi.e_{id}) \quad (37)$$

Cet ajout permet de prendre en compte une information potentiellement disponible sur l'erreur de courant projeté sur l'axe d . Hoffmann et Koch proposent le choix $e^{-j\phi} = (1 + \omega\tau_r)/\sqrt{1 + \omega^2\tau_r^2}$ ce qui correspond à l'angle

$$\phi = -\arctan(\omega\tau_r) \quad (38)$$

Ce choix permet effectivement de stabiliser l'observateur en mode générateur mais fait apparaître des zones instables en moteur. En général $\phi = 0$ est sélectionné dans ces quadrants de fonctionnement.

Rashed et al, (2003) Rashed et al [14] proposèrent de modifier la loi d'adaptation de la façon suivante :

$$\epsilon = \Im\{\underline{e}_i\widehat{\psi}_r^*\} + k\Re\{\underline{e}_i\widehat{\psi}_r^*\} \quad (39)$$

On voit clairement le terme correctif $k\Re\{\underline{e}_i\widehat{\psi}_r^*\}$ apparaître. L'objectif de la synthèse est alors de déterminer la constante k permettant de stabiliser l'observateur. Les auteurs calculent l'expression de la fonction de transfert liant ϵ à l'erreur d'estimation sur la vitesse $e_\omega = \omega - \widehat{\omega}$ soit $G(s) = \frac{\epsilon}{e_\omega}$. Une valeur de k est alors trouvée numériquement :

$$k = -\frac{T_r}{\omega}, \quad (\text{modèle à 5 paramètres}) \quad (40)$$

Hinkkanen et al, (2004) Dans [7], Hinkkanen et al reprennent l'idée Hofmann et Koch en 1998 de la forme :

$$\epsilon = \Im\{e^{-j\phi}\underline{e}_i\widehat{\psi}_R^*\} \quad (41)$$

Les auteurs calculent l'expression de la fonction de transfert liant l'erreur sur les courants $\underline{e}_i = \underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s$ à l'erreur d'estimation sur la vitesse $e_\omega = \omega - \widehat{\omega}$ soit $G(s) = \frac{\underline{e}_i}{e_\omega}$. Les pôles de $G(s)$ sont analysés numériquement montrant en particulier l'instabilité en mode générateur pour la loi d'adaptation conventionnelle ($\phi = 0$). Une solution stabilisante est proposée sous la forme :

$$\phi = \begin{cases} \phi_{max} \text{sign}(\omega_s) \left(1 - \frac{|\omega_s|}{\omega_\phi}\right), & \text{si } \omega_s \hat{\omega} < 0 \text{ et } |\omega_s| < \omega_\phi \\ 0 & \end{cases} \quad (42)$$

Les deux paramètres à choisir sont ϕ_{max} et ω_ϕ . Dans [6], les auteurs proposent les valeurs $\phi_{max} = 0.44\pi$ (80°) et $\omega_\phi = 0.4p.u$ (grandeurs normalisées). Ces valeurs numériques, dépendant des paramètres du moteur ne sont pas justifiées théoriquement, donc non généralisables. Un des enjeux actuel est de déterminer une expression littérale de ϕ en fonction des paramètres du moteur (voir chapitre 4.5.8).

4.4 Stabilité complète : Harnefors *et al.*, (2008)

Dans [5], les auteurs établissent certaines analogies entre les observateurs d'ordre complet et d'ordre réduit. Cette démarche permet, sous certaines conditions, de définir la stabilité complète de l'observateur pour tous les points de fonctionnement excepté $\omega_{so} = 0$. Ainsi, un observateur "complètement stable" doit vérifier les relations suivantes :

$$\begin{cases} l_1 = \frac{(g_{sd}L_\sigma + g_{rd} + R_s)(a + \omega_0 \tan\phi) + (g_{sq}L_\sigma + g_{rq} + (\omega_0 + \omega_{sl0})L_\sigma)(\omega_0 - a \tan\phi)}{g_{sd}L_\sigma + (R_R + R_s) - (g_{sq} + \omega_{sl0} + \omega_0)L_\sigma L_M \tan\phi} > 0, \\ l_2 = \frac{(\omega_0 + \omega_{sl0})[(g_{sd} + a)Lfn - (\omega_{sl0} + g_{sq})L_\sigma \tan\phi + (R_R + R_s)] + (g_{sq}L_\sigma + g_{rq})(a + \omega_0 \tan\phi)}{(\omega_0 + \omega_{sl0})(g_{sd}L_\sigma + (R_R + R_s) - (g_{sq} + \omega_{sl0} + \omega_0)L_\sigma \tan\phi)} \\ \quad - \frac{(g_{sd}L_\sigma + g_{rd} + R_s)(\omega_0 - a \tan\phi)}{(\omega_0 + \omega_{sl0})(g_{sd}L_\sigma + (R_R + R_s) - (g_{sq} + \omega_{sl0} + \omega_0)L_\sigma \tan\phi)} > 0. \end{cases} \quad (43)$$

avec $a = \frac{R_R}{L_M}$.

4.5 Analyse de stabilité par mapping dans le plan couple vitesse

4.5.1 Introduction : point de vue méthodologique

La nécessité d'obtenir des expressions littérales de G_s , G_r et ϵa , jusqu'à récemment, conduit à l'utilisation d'outils d'automatique relativement triviaux comme le critère de Routh/Hurwitz appliqué à l'analyse de fonctions de transfert. Le tableau suivant résume les méthodes d'analyse utilisées dans les principaux travaux mentionnés dans le paragraphe 4.3.

Références	Méthode d'analyse
Hofmann et Sanders, (1998)	linéarisation + perturbations singulières
Hofmann et Koch, (1998)	Analyse graphique
Kubota <i>et al.</i> , (2002)	linéarisation + Routh-Hurwitz
Suwankawin <i>et al.</i> , (2002 et 2006)	Routh-Hurwitz
Rashed <i>et al.</i> , (2003)	linéarisation + Routh-Hurwitz
Hinkkanen <i>et al.</i> , (2004)	linéarisation + Routh-Hurwitz
Sangwongwanich <i>et al.</i> , (2007)	Kalman-Yacubovich
Harnefors <i>et al.</i> , (2008)	linéarisation + Routh-Hurwitz

Dans les paragraphes suivants une méthode originale d'analyse de cet observateur est présentée.

Avant de présenter l'outil d'analyse utilisé dans ce travail, les conditions d'observabilité du moteur asynchrone sont rappelées. Comme nous le verrons par la suite, ces conditions définissent une des limites de stabilité de l'observateur.

4.5.2 Observabilité du moteur asynchrone

Le moteur à induction est inobservable au premier ordre, ce qui signifie que la vitesse ne peut être reconstruit à partir de la seule mesure des courants statoriques . Dans l'hypothèse où le flux rotorique est convenablement orienté, les équations du moteur sont

$$\begin{aligned}\omega_s &= \omega + \omega_r = \omega + \frac{R_R i_{sq}}{\psi_R} \\ T_{em} &= P \Im \left(\underline{\psi}_R^* \underline{i}_s' \right) = P \psi_R i_{sq} \\ J \frac{d\omega}{dt} &= T_{em} - T_L.\end{aligned}$$

On montre que, pour $\omega_s = 0$, on ne peut pas reconstruire la grandeur ω à l'aide de l'information donnée par la mesure des courants. Si on suppose que le régime permanent est atteint, que l'on néglige le couple sec et les frottements visqueux et que l'on fonctionne à flux rotorique constant $\psi_R = L_M i_{sdref}$, on peut écrire

$$T_L = -P \frac{\psi_R^2}{R_R} \omega. \quad (44)$$

Cette fonction est tracée sur la figure 8. La théorie nous indique donc qu'il sera impossible d'estimer ω lorsque l'on cherchera à se placer sur ces points de fonctionnement. Cette condition d'observabilité se transformera en condition de stabilité lorsque l'on étudiera l'observateur et non plus le moteur. Il faut noter par ailleurs que cette propriété d'inobservabilité est intrinsèque au moteur asynchrone, elle est incontournable tant que l'on bâtit des estimateurs n'utilisant que les équations classiques (3). Par conséquent, on peut déjà avancer que la zone d'instabilité minimale pour cet observateur est la droite définie par l'équation (44).

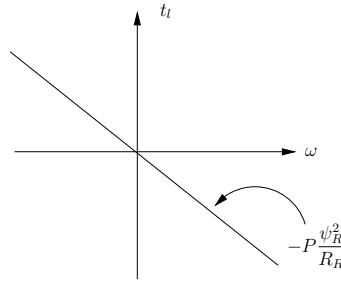


FIGURE 8 – Droite d'inobservabilité

4.5.3 Modèle linéarisé

Afin d'établir l'écriture matricielle des équations, on exploite une des hypothèses faites par Kubota considérant la vitesse quasi constante ($\frac{d}{dt}\omega \approx 0$). Ainsi le système d'équation (1) peut s'écrire

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_s = -\left(\frac{1}{\tau_\sigma} + j\omega_s\right)i_s + \frac{1}{L_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_R} - j\omega\right)\psi_{-R} + \frac{1}{L_\sigma}u_s \\ \frac{d}{dt}\psi_{-R} = R_R i_s - \left(\frac{1}{\tau_R} + j\omega_{sl}\right)\psi_{-R} \\ \frac{d}{dt}\omega = 0 \end{cases} \quad (45)$$

On définit le vecteur d'erreur $\underline{e} = [\underline{e}_i \quad \underline{e}_\psi \quad e_\omega]^T$ avec $\underline{e}_i = (i_s - \hat{i}_s)$, $\underline{e}_\psi = (\psi_{-R} - \hat{\psi}_{-R})$ et $e_\omega = (\omega - \hat{\omega})$ en soustrayant (3) à (45). Le flux estimé est supposé correctement contrôlé et satisfait la condition $\hat{\psi}_{Rdo} = \psi_{ref}$. Après linéarisation ($\underline{e} = \underline{e}_o + \delta\underline{e}$), on obtient le système d'erreur :

$$\dot{\delta\underline{e}} = \hat{A}_1 \delta\underline{e} + B_1 \delta u_1 \quad (46)$$

avec $\delta\underline{e} = [\delta e_{id} \quad \delta e_{iq} \quad \delta e_{\psi_d} \quad \delta e_{\psi_q} \quad \delta e_\omega]^T$, $\delta u_1 = [\delta\omega_s \quad \delta\omega]^T$ et

$$\widehat{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} - g_{s_d} & +\omega_{s0} + g_{s_q} & \frac{1}{\tau_R L_\sigma} & +\frac{\omega_0}{L_\sigma} & 0 \\ -\omega_{s0} - g_{s_q} & -\frac{1}{\tau_\sigma} - g_{s_d} & -\frac{\omega_0}{L_\sigma} & +\frac{1}{\tau_R L_\sigma} & -\frac{\psi_{ref}}{L_\sigma} \\ R_R - g_{r_d} & +g_{r_q} & -\frac{1}{\tau_R} & +\omega_{sl0} & 0 \\ -g_{r_q} & R_R - g_{r_d} & -\omega_{sl0} & -\frac{1}{\tau_R} & \psi_{ref} \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & A_{54} & A_{55} \end{pmatrix}, \quad (47)$$

$$\begin{aligned} A_{51} &= -K_p \psi_{ref} \omega_{s0}, \\ A_{52} &= \psi_{ref} [K_i - K_p (R_s + R_R) / L_\sigma], \\ A_{53} &= -K_p \psi_{ref} \omega_0 / L_\sigma, \\ A_{54} &= K_p \psi_{ref} R_R / L_M L_\sigma, \\ A_{55} &= -K_p \psi_{ref}^2 / L_\sigma. \end{aligned}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} +e_{i_{q0}} & +\frac{1}{L_\sigma} e_{\psi_{q0}} \\ -e_{i_{d0}} & -\frac{1}{L_\sigma} e_{\psi_{d0}} \\ +e_{\psi_{q0}} & -e_{\psi_{q0}} \\ -e_{\psi_{d0}} & e_{\psi_{d0}} \end{pmatrix}.$$

L'indice "0" indique que l'écriture matricielle précédente est valable autour d'un point de fonctionnement et pour de petites variations autour de ce point. Cela est cohérent vis-à-vis des essais utilisés pour tester la stabilité de cet observateur :

- Rampes lentes de couple à vitesse de rotation constante,
- Rampes lentes de vitesse avec passage par zéro à couple résistant constant.

4.5.4 Tracé des régions d'instabilité dans le plan couple/vitesse

L'écriture matricielle du système d'erreur d'estimation permet de simplifier l'étude de stabilité. En particulier, on peut déterminer rapidement les zones instables dans les différents quadrants en calculant les valeurs propres instables de la matrice (47) paramétrées en fonction des points de fonctionnement ω_0 et T_{L0} , soit le domaine D défini par :

$$D^{(\omega_0, \omega_{s10})} = \{\lambda_i(\widehat{A}_1(\omega_0, \omega_{s10})) : \Re\{\lambda_i(\widehat{A}_1(\omega_0, \omega_{s10}))\} \geq 0\} \quad (48)$$

On utilisera pour cela les relations classiques $\omega_{s0} = \omega_0 + \omega_{s10}$ et $T_{L0} = \frac{P\psi_{ref}^2 \omega_{s10}}{R_R}$.

Dans la suite du document cette méthode d'analyse sera notée U.E.V.L : Unstable Eigen Values Localization.

Reprenons l'observateur de Kubota ($G_r = 0, G_s = 0$) avec les paramètres suivants $K_p = 0$ et $K_i = 30$. Dans ce cas les valeurs propres instables sont λ_2 et λ_5 , leur localisation dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$ est donnée sur la figure 9 (les pôles instables sont repérés par les différents marqueurs 'o' et 'x' sur la figure). On observe que l'observateur possède des valeurs propres instables dans les deux quadrants générateurs ce qui corrobore les simulations présentées précédemment. A ce stade il est intéressant de noter qu'on ne trouve jamais, dans ce cas particulier, de V.P instable au même endroit. Cette propriété sera mise à contribution par la suite pour déterminer les expressions littérales de ces zones d'instabilité.

La modélisation matricielle de l'erreur d'estimation permet d'étudier l'influence des différents paramètres de l'observateur. Observons, par exemple, l'influence de la valeur du paramètre K_i . Les zones instables, pour une valeur plus faible de K_i sont tracées sur la figure 10. On note que l'observateur peut devenir instable dans les quadrants générateurs si le paramètre K_i est mal choisi. Par ailleurs, la figure montre l'influence du paramètre K_p en termes de stabilisation. On remarque que l'ajout de ce paramètre permet de supprimer les zones instables en mode moteur ou tout au moins de les repousser vers des points de fonctionnement plus éloignés. Ainsi, le paramètre K_p , introduit à l'origine pour améliorer le comportement dynamique de l'estimateur de vitesse, peut jouer un rôle stabilisant. Bien sûr des études complémentaires devraient être effectuées pour déterminer les rôles respectifs des différents paramètres et dégager des critères de choix. Ces quelques exemples permettent de montrer l'intérêt de cette écriture matricielle en ce qui concerne l'analyse de stabilité de cet observateur.

4.5.5 Relation avec la stabilité complète

En 2008, L. Harnfors et M. Hinkannen [5] ont proposé un critère de stabilité appelé *stabilité complète*. Ce critère permet, après quelques hypothèses, de statuer sur la stabilité pour tout point ω_0, ω_{s10} incluant les quadrants générateurs. Un observateur satisfaisant cette propriété de stabilité doit vérifier les conditions (49) :

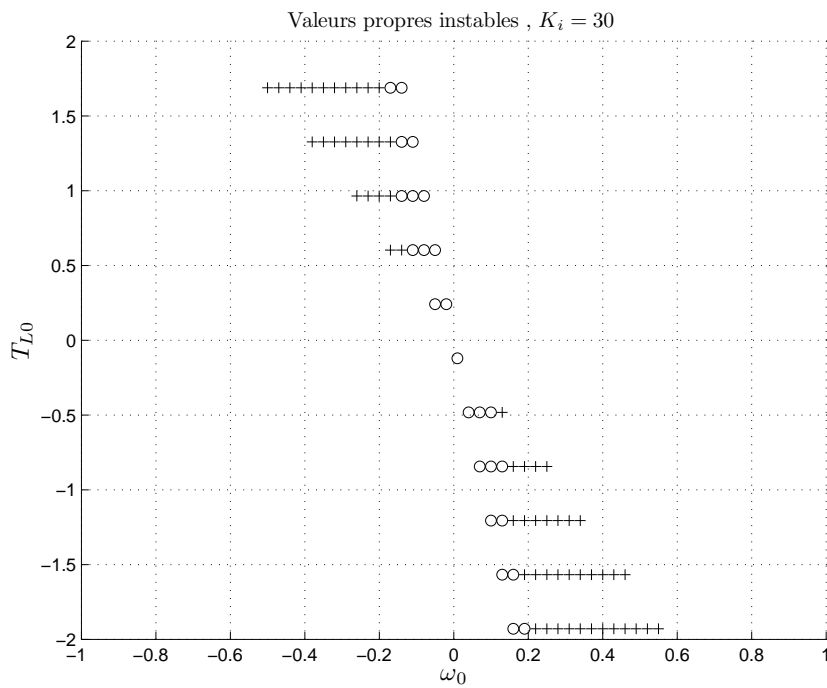


FIGURE 9 – Valeurs propres instables dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 30$, $G_s = G_r = 0$.

3

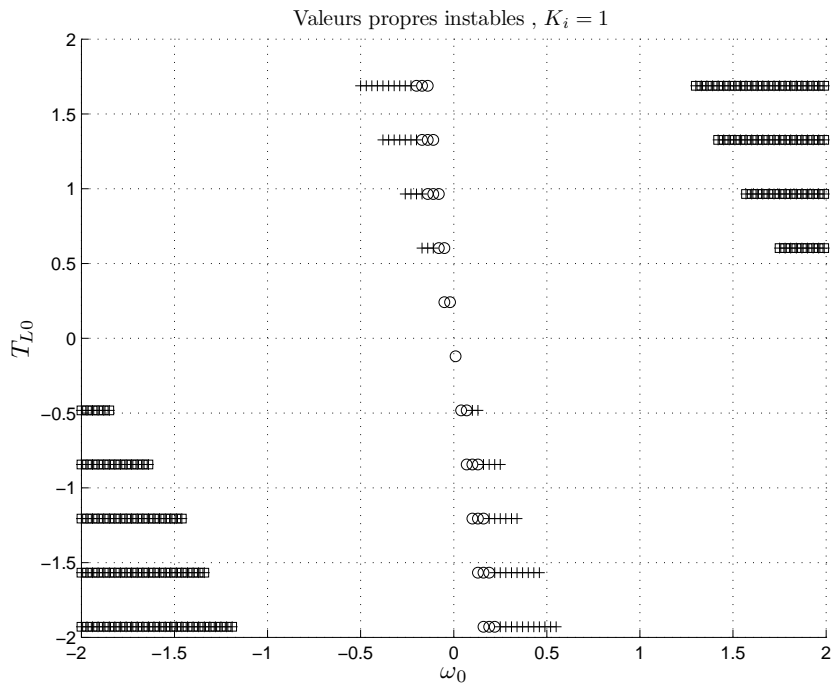


FIGURE 10 – Valeurs propres instables dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1$, $G_s = G_r = 0$.

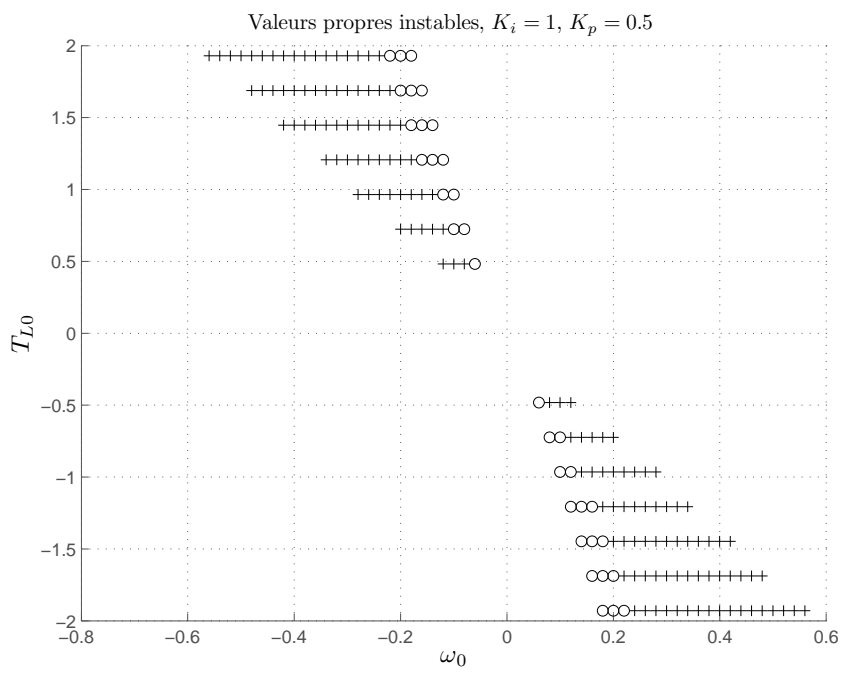


FIGURE 11 – Valeurs propres instables dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1, K_p = 0.5, G_s = G_r = 0$.

$$\begin{cases} l_1 = \frac{(g_{sd}L\sigma + g_{rd} + R_s)(a + \omega_0 \tan\phi) + (g_{sq}L\sigma + g_{rq} + (\omega_0 + \omega_{s10})L\sigma)(\omega_0 - a \tan\phi)}{g_{sd}L\sigma + (R_R + R_s) - (g_{sq} + \omega_{s10} + \omega_0)L\sigma L_M \tan\phi} > 0, \\ l_2 = \frac{(\omega_0 + \omega_{s10})[(g_{sd} + a)Lfn - (\omega_{s10} + g_{sq})L\sigma \tan\phi + (R_R + R_s)] + (g_{sq}L\sigma + g_{rq})(a + \omega_0 \tan\phi) - (g_{sd}L\sigma + g_{rd} + R_s)(\omega_0 - a \tan\phi)}{(\omega_0 + \omega_{s10})(g_{sd}L\sigma + (R_R + R_s) - (g_{sq} + \omega_{s10} + \omega_0)L\sigma \tan\phi)} > 0, \end{cases} \quad (49)$$

avec $a = \frac{R_R}{L_M}$.

Remarque : dans l'article d'Harnefors et Hinkannen [5], les conditions de stabilité complète (49) sont exprimées en fonction de la pulsation estimée $\widehat{\omega}_0$. A première vue, cette propriété est très intéressante car, en général, les conditions de stabilité usuelles dépendent de la pulsation réelle ω_0 qui par définition est inconnue. La plupart de auteurs remplacent à un moment ou à un autre ω_0 par $\widehat{\omega}_0$, justifiant cette hypothèse de manière plus ou moins rigoureuse. C'est encore le cas ici. En toute rigueur, l'écriture à utiliser est celle donnée dans ce document.

En réalité, la stabilité complète et l'U.E.V.L sont des approches équivalentes. Afin d'illustrer ce propos, les conditions (49) sont calculées pour ω_0 variant de -0.2 à 0 et ω_{s10} variant de 0 à 0.08 . Chaque couple $\{\omega_0, \omega_{s10}\}$ conduisant à un résultat instable $l_1 < 0$ and $l_2 < 0$ est tracé dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$ sur la figure 12. Les deux méthodes conduisent aux mêmes résultats excepté sur la limite supérieure du domaine d'instabilité qui correspond à la droite d'inobservabilité définie par $\omega_{s0} = 0$ où les valeurs propres sont nulles.

Toutefois, l'approche matricielle paraît plus souple. Elle permet par exemple d'isoler les valeurs propres instables ce qui n'est pas possible avec la stabilité complète où toute l'information est regroupée dans les deux termes l_1 et l_2 . Par ailleurs, si la stabilité complète est un bon outil d'analyse, il paraît mal adapté à la synthèse d'observateur contrairement à l'écriture matricielle.

4.5.6 Détermination d'une expression littérale des régions d'instabilité dans le plan couple/vitesse

Dans cette partie, la représentation d'état est exploitée afin de déterminer les expressions littérales des régions d'instabilité dans le plan couple/vitesse. Pour cela, on utilise la propriété suivante :

$$\det(\widehat{A}_1) = \prod_{i=1}^5 \lambda_i \quad (50)$$

Le système linéarisé est stable si les cinq valeurs propres sont à parties réelles négatives. Une conséquence est que si le déterminant (50) est positif, le système est instable. Ainsi, l'étude du signe du déterminant donne une bonne indication sur la stabilité du système. Par contre, on ne peut pas conclure que

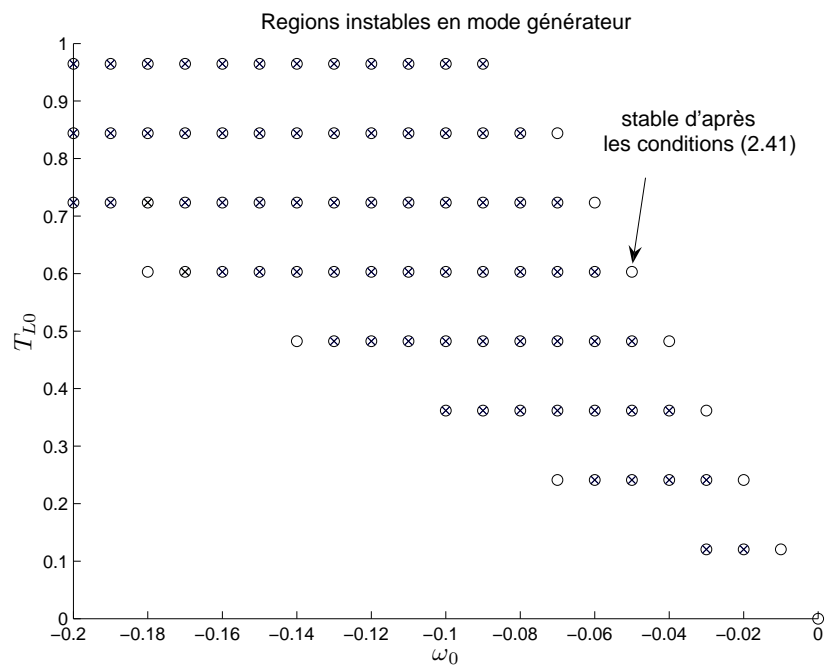


FIGURE 12 – Regions instables dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$. Les marqueurs 'o' correspondent au calcul des valeurs propres instables, les marqueurs 'x' sont issues des conditions (49).

la condition $\det(\widehat{A}_1) < 0$ implique la stabilité car plusieurs valeurs propres peuvent changer de signe pour le même point de fonctionnement. Reprenons la figure 10, on note que dans les quadrants générateurs seule une valeur propre change de signe à la fois, la condition de stabilité proposée peut ici être utilisée. Par contre, en fonctionnement moteur, deux valeurs propres changent de signe simultanément, le déterminant (50) ne changera pas de signe bien que le système soit instable : dans cette zone le critère proposé est inexploitable.

Afin de trouver les limites de stabilité en mode générateur, on calcule la condition :

$$\det(\widehat{A}_1) = -\frac{K_i \psi_{ref}^2}{L_M L_\sigma^2} \omega_{s0} [L_M R_s \omega_{s0} + R_R (L_M + L_\sigma) \omega_{s0}] = 0. \quad (51)$$

Les deux solutions sont :

$$\begin{cases} \omega_{s0} = 0 & \text{ou} \\ \omega_{s0} = \omega_0 \frac{1}{1 + \frac{R_R L_\sigma}{L_M R_s} + \frac{R_R}{R_s}} \end{cases} \quad (52)$$

Ces deux solutions peuvent s'exprimer en fonction de ω_0 et de T_{L0}

$$\begin{cases} T_{L0} = -P \frac{\psi_{ref}^2}{R_R} \omega_0 & \text{notée } (D_2). \\ \text{et} \\ T_{L0} = -P \frac{\psi_{ref}^2}{R_R} \left(\frac{\frac{R_R L_\sigma}{L_M R_s} + \frac{R_R}{R_s}}{1 + \frac{R_R L_\sigma}{L_M R_s} + \frac{R_R}{R_s}} \right) \omega_0 & \text{notée } (D_1). \end{cases} \quad (53)$$

Ces deux droites sont tracées sur la figure 13 pour le cas $K_i = 1$ et $K_p = 0$. Elles délimitent bien la zone instable en mode générateur. Comme prévu, le critère n'a pas été capable de détecter les zones instables en mode moteur. La droite D_2 d'équation $\omega_{s0} = 0$ correspond à la droite d'inobservabilité du moteur. On remarque que la droite D_1 , pour sa part, dépend des paramètres du moteur mais pas du coefficient d'intégration K_i .

Sur la figure 11, on avait montré que l'ajout du terme proportionnel K_p ne semblait ne pas avoir d'influence sur la localisation des zones instables dans les quadrants générateurs. Le critère de stabilité proposé permet de vérifier aisément cette constatation. Il suffit de considérer $K_p \neq 0$ dans la dernière ligne de la matrice \widehat{A}_1 (47) soit

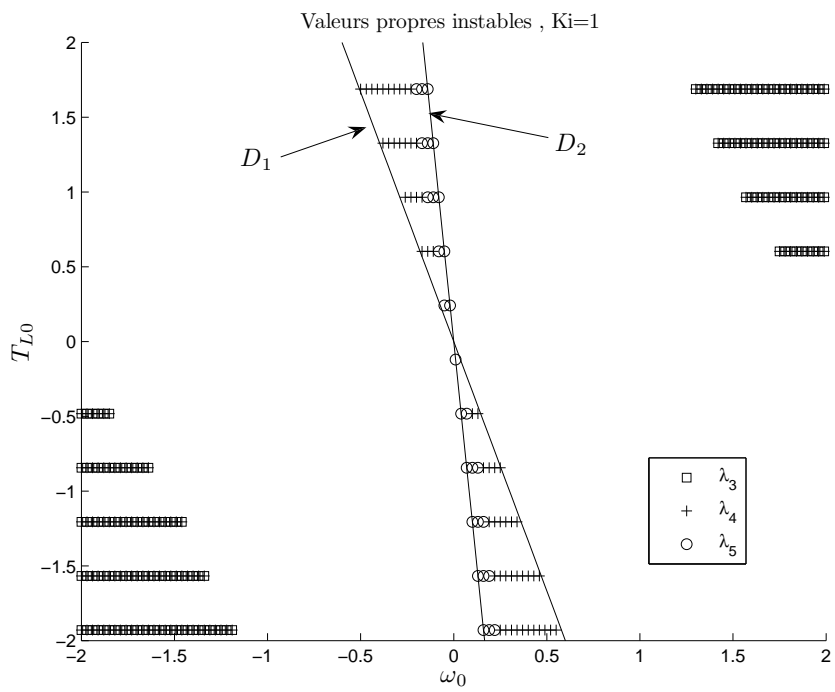


FIGURE 13 – Valeurs propres instables dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$.

$$\widehat{A}_1(5, :) = \begin{bmatrix} -K_p\omega_{s0}\psi_{ref} & (K_i - \frac{K_p}{\tau_\sigma})\psi_{ref} \\ \frac{(K_p\omega_0\psi_{ref})}{L_\sigma} & \frac{K_p\psi_{ref}}{\tau_R L_\sigma} - \frac{K_p\psi_{ref}}{L_\sigma} \end{bmatrix} \quad (54)$$

Le calcul du déterminant donne à nouveau le résultat (51), confirmant que les zones instables dans les quadrants générateurs ne dépendent pas des paramètres de réglage de loi d'adaptation K_i et K_p .

L'écriture matricielle de l'erreur d'estimation simplifie considérablement l'analyse des observateurs adaptatifs par l'utilisation du critère du déterminant. Bien qu'apparaissant comme un outil puissant, ce critère doit être utilisé avec précaution, sa validité dépendant du nombre de valeurs propres instables pour un point de fonctionnement donné.

Un autre intérêt est qu'elle constitue un bon outil de synthèse, c'est-à-dire qu'elle permet de déterminer les gains d'observation et/ou la loi d'adaptation stabilisant l'observateur dans ses différents quadrants de fonctionnement.

Dans la suite de ce document la stabilisation de l'observateur est vue comme la réduction de la zone définie par les deux droites D_1 et D_2 . On rappelle que la droite D_2 définie par $\omega_{s0} = 0$ est une limite de stabilité issue directement de l'inobservabilité du moteur. A flux constant, la position de cette droite dans le plan couple/vitesse ne peut être modifiée. Ainsi, la réduction de la zone instable passe par un déplacement de la droite D_1 et plus précisément par un alignement de D_1 sur D_2 . Dans ce cas, la zone instable sera limitée à la droite D_2 et la limite de stabilité s'écrit

$$\det(\widehat{A}_1) = \alpha\omega_{s0}^2 = 0 \quad (55)$$

Depuis la mise en évidence des problèmes de stabilité de l'observateur adaptatif de Kubota en 1994, de nombreuses solutions ont été proposées mettant en œuvre :

- une synthèse des gains d'observation G_s et G_r ,
- une synthèse de la loi d'adaptation,
- une synthèse simultanée sur la loi d'adaptation et des gains d'observation.

On propose maintenant de parcourir les principaux observateurs classiques et d'en analyser la stabilité au travers de la méthode proposée.

4.5.7 Stabilisation par action sur le gain d'observation

Suwankawin et al. [19] On rappelle la structure des gains proposée :

$$G_s = \begin{bmatrix} g_{sd} & -g_{sq} \\ g_{sq} & g_{sd} \end{bmatrix}, G_r = \begin{bmatrix} g_{rd} & 0 \\ 0 & g_{rd} \end{bmatrix}. \quad (56)$$

Pour $K_p = 0$, la condition $\det(\widehat{A}_1) = 0$ devient

$$\det(\widehat{A}_1) = K\omega_{s0} \{ \omega_{s0} [L_M(R_s + R_R + g_{sd}L_\sigma) + R_R L_\sigma] - \omega_0 (L_M R_s + L_M g_{sd} L_\sigma + L_M g_{rd}) + R_R L_\sigma g_{sq} \} = 0. \quad (57)$$

avec $K = -\frac{K_i \psi_{ref}^2}{L_M L_\sigma^2}$. La première solution est $\omega_{s0} = 0$ définissant la droite D_2 . Le second terme dépend du gain G_r et définit une ligne D_1 que l'on cherche à aligner sur D_2 en calculant g_{rd} , g_{sd} et g_{sq} . Une solution est

$$\begin{cases} g_{rd} = -R_s, \\ g_{sd} = kR_R/L_M, \\ g_{sq} = k\omega_0, \text{ avec } k > 0. \end{cases} \quad (58)$$

Cette solution est similaire à celle proposée dans [19] pour un modèle à 5 paramètres. En insérant (58) dans (57) on trouve

$$\det(\widehat{A}_1) = K\omega_{s0}^2 [L_M R_s + L_M R_R + (k+1)R_R L_\sigma] = 0, \quad (59)$$

Les deux droites D_1 et D_2 sont bien alignées. Théoriquement, cet observateur est stable pour tout point de fonctionnement, excepté sur la droite d'équation $\omega_s = 0$ si les paramètres sont parfaitement connus. On remarque que le terme g_{sq} dépend de ω_0 ce qui n'est pas exploitable en pratique puisque la vitesse réelle est inconnue.

Considérons que le point de fonctionnement de la machine soit proche de la droite D_2 soit $\omega_{s0} \approx 0$, dans ce cas, les gains définis par (58) deviennent

$$\begin{cases} g_{rd} = -R_s, \\ g_{sd} = kR_R/L_M, \\ g_{sq} = k\omega_0 = k(\omega_{s0} - \omega_{s10}) \approx -k\omega_{s10}, \text{ with } k > 0. \end{cases} \quad (60)$$

qui sont indépendants de ω_0 . En insérant (60) dans (57), on obtient

$$\det(\widehat{A}_1) = K\omega_{s0}^2 (L_M R_s + L_M R_R + R_R L_\sigma) = 0. \quad (61)$$

Les deux droites D_1 et D_2 sont bien alignées. Par ailleurs, avec $\omega_{s10} = R_R \frac{i_{sq0}}{\psi_{ref}}$ et $\psi_{ref} = L_M i_{sdo}$, le gain g_{sq} s'écrit

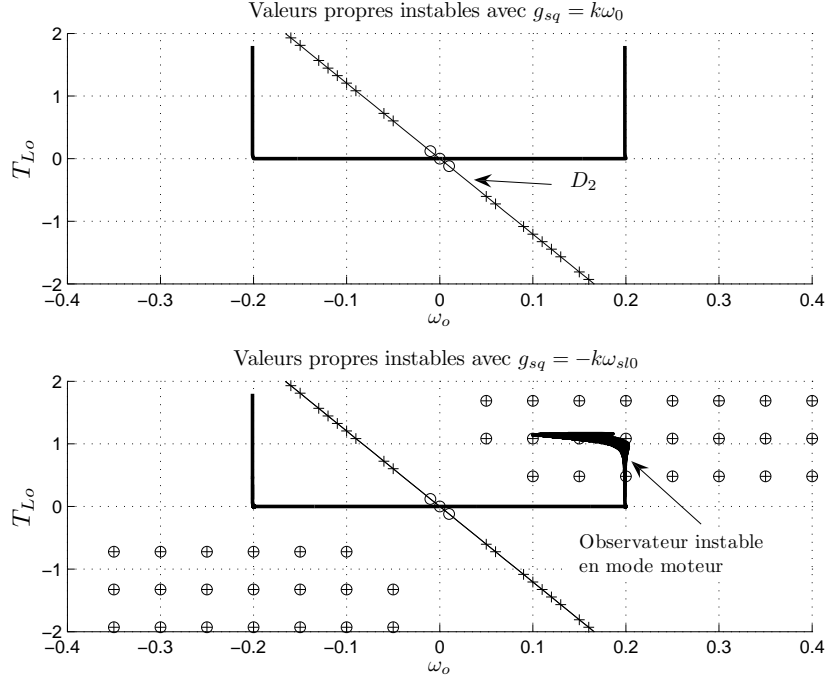


FIGURE 14 – Résultats de simulation : essais en mode générateur dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = 0$, G_r égal à (58) en haut, G_r égal à (60) en bas. Vitesse constante : $\omega_0 = -0.1$ et $\omega_0 = -0.2$ (quadrant 2), $\omega_0 = +0.1$ et $\omega_0 = +0.2$ (quadrant 4). Rampe de couple résistant de 0 à 1.5 (quadrant 2), de 0 à -1.5 (quadrant 4) durant 20s.

$$g_{sq} = -k \frac{R_R i_{sqo}}{L_M i_{sdo}} \quad (62)$$

Ici, les gains obtenus ne dépendent que des courants mesurés ce qui est un gros avantage par rapport à la solution (58). Les gains d'observation (60) sont remplacés dans (47) afin de déterminer les valeurs propres instables. Les résultats sont données sur la figure 14. Dans les deux cas l'observateur est stable en mode générateur confirmant que la zone instable est réduite à D_2 . On remarque que des zones instables apparaissent en mode moteur pour les gains (60).

La figure 15 montre un test de robustesse. Dans le premier cas (a), la résistance statorique de l'observateur est égale à celle du moteur $R_{sobs} = R_s$. L'observateur est stable comme prévu. Dans le second cas (b), une erreur de 3% est introduite sur la valeur de la résistance statorique R_{sobs} . Dans

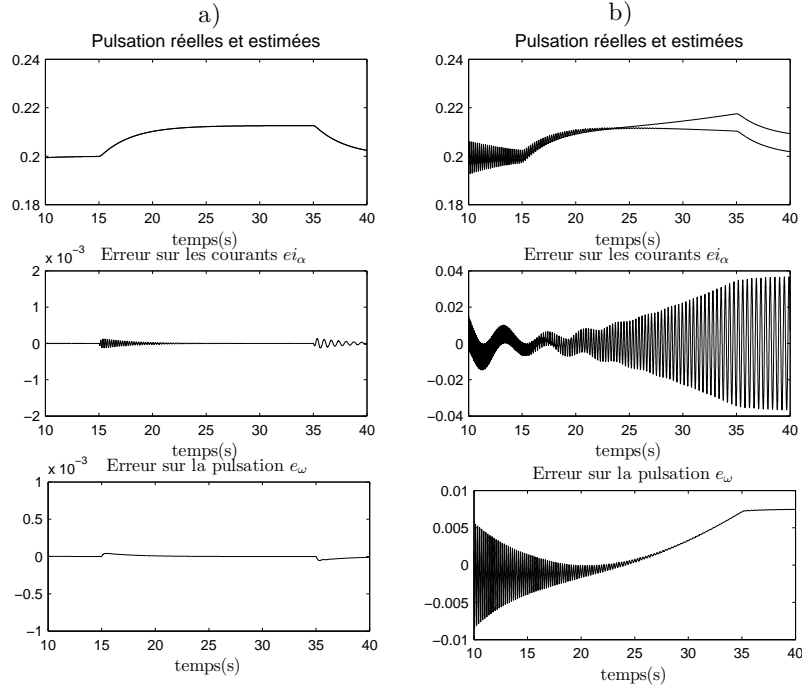


FIGURE 15 – Résultats de simulation : essais en mode générateur dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$. Vitesse constante : $\omega_0 = +0.2$ (quadrant 4). Rampe de couple résistant de 0 à -1.5 (quadrant 4) durant 20s à $t = 15s$. a) : $R_{sobs} = R_s$, b) : $R_{sobs} = 1.03R_s$.

ce cas, l'observateur est instable malgré la faible erreur considérée. Cette sensibilité à la résistance statorique est une constante que nous rencontrons dans la plupart des travaux publiés. Il est communément acquis que cette résistance doit être connue à quelques pourcent près pour espérer conserver la stabilité de l'observateur. Cette contrainte est, à mon sens, le principal frein au développement de ces techniques dans des applications industrielles.

Bensiali et al. [2] Nous avons vu précédemment que les gains proposés par Suwankawin dépendaient de la pulsation réelle ω_0 . Dans cet exemple, un gain d'observation indépendant de ω_0 est recherché. Une structure possible est

$$G_s = 0, G_r = \begin{bmatrix} g_{rd} & -g_{rq} \\ g_{rq} & g_{rd} \end{bmatrix}. \quad (63)$$

Avec $K_p = 0$, la condition $\det(\hat{A}_1) = 0$ conduit à

$$\det(\widehat{A}_1) = -\frac{K_i \psi_{ref}^2}{L_M L_\sigma^2} \omega_{s0} [\omega_{s0} (L_M R_s + L_M R_R + L_M L_\sigma) + \omega_0 (-L_M R_s - L_M g_{rd}) + R_R g_{rq}] = 0. \quad (64)$$

La première solution est $\omega_{s0} = 0$ définissant la droite D_2 . Le second terme dépend du gain G_r et définit une ligne D_1 à aligner sur D_2 par un choix judicieux de g_{rq} et g_{rd} . Une solution évidente menant à (55) est

$$\begin{cases} g_{rq} = 0 \\ g_{rd} = -R_s \end{cases} \quad (65)$$

On remarquera que pour le choix inverse $G_r = 0$, $G_s = \begin{bmatrix} g_{sd} & -g_{sq} \\ g_{sq} & g_{sd} \end{bmatrix}$, une condition équivalente à (65) est

$$\begin{cases} g_{sq} = 0 \\ g_{sd} = -\frac{R_s}{L_\sigma} \end{cases} \quad (66)$$

Cette solution est très proche de la valeur empirique proposée par SUWANKAWIN en 2002 ($g_{sd} = -0.25R_s$). Des essais de simulation avec les paramètres nominaux donnent des résultats similaires à ceux montrés sur la figure 14. A nouveau la région instable est réduite à D_2 mais cette fois ci sans utilisation de la vitesse réelle et sans hypothèse sur le point de fonctionnement de la machine. Toutefois les tests de robustesse montrent à nouveau une grande sensibilité de l'observateur aux variations de la résistance statorique. En fait, les gains (65) conduisent à un système marginalement stable comme le montre la figure 16. On note que les valeurs propres λ_1 et λ_2 sont indépendantes de la vitesse et que les trois autres sont situées sur l'axe imaginaire. Ce choix de gains d'observation ne permet pas une exploitation pratique pour laquelle les paramètres ne sont jamais parfaitement connus.

Les cas étudiés dans ce paragraphe montrent qu'il est possible de déterminer des gains d'observation stabilisant l'observateur dans les quatre quadrants. Toutefois, le manque de robustesse vis à vis des variations de la résistance statorique indique un mauvais placement des pôles dont certains deviennent imaginaires purs.

Dans le paragraphe suivant, la réduction de la zone d'instabilité en mode générateur est opérée par action sur la loi d'adaptation.

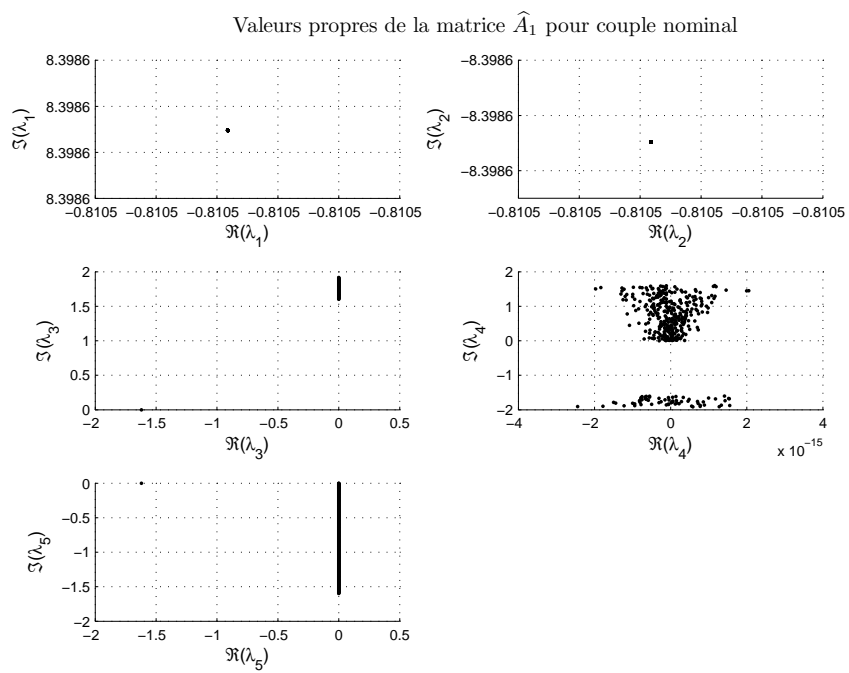


FIGURE 16 – Valeurs propres en mode générateur pour le couple nominal $T_{L0} = 1$, $K_i = 30$, $K_p = 0$, $g_{rd} = -Rs$, $g_{rq} = 0$, $G_s = 0$, ω_0 variant de -2 à 0 .

4.5.8 Stabilisation par action sur la loi d'adaptation

Synthèse de la loi d'adaptation Considérons l'observateur (3) associé à la loi d'adaptation (33) avec $\epsilon = \Im\{e^{-j\phi}\underline{e}_i\widehat{\psi}_R^*\}$ et un gain d'observation nul $G_s = G_r = 0$. Après linéarisation la matrice d'état de l'erreur s'écrit :

$$\widehat{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau'_\sigma} & +\omega_{s0} & \frac{1}{\tau_R L_\sigma} & +\frac{\omega_0}{L_\sigma} & 0 \\ -\omega_{s0} & -\frac{1}{\tau'_\sigma} & -\frac{\omega_0}{L_\sigma} & +\frac{1}{\tau_R L_\sigma} & -\frac{\psi_{ref}}{L_\sigma} \\ R_R & 0 & -\frac{1}{\tau_R} & +\omega_{s10} & 0 \\ 0 & R_R & -\omega_{s10} & -\frac{1}{\tau_R} & \psi_{ref} \\ -K_i\psi_{ref}\sin\phi & K_i\psi_{ref}\cos\phi & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (67)$$

On recherche l'angle ϕ permettant de réduire la zone instable à la zone D_2 . Les limites de la zone instable sont données par la résolution de l'équation

$$\det(\widehat{A}_1) = -\frac{K_i\widehat{\psi}_o^2\omega_{so}}{L_M L_\sigma^2} \cdot Z, \quad (68)$$

avec

$$Z = \omega_{s0}[\cos\phi(L_M R_s + R_R L_\sigma + R_R L_M) - \sin\phi L_M L_\sigma \omega_{s10}] - \cos\phi L_M R_s \omega_0 + \sin\phi R_R R_s. \quad (69)$$

La première solution est $\omega_{s0} = 0$ définissant la droite D_2 . L'angle ϕ doit être calculé dans un premier temps pour transformer Z en une équation de droite (D_1) puis superposer D_1 et D_2 . La solution proposée permet d'éliminer le terme $\sin\phi R_R R_s - \cos\phi L_M R_s \omega_0$ en choisissant

$$\phi_{opt} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_0 L_M}{R_R}\right). \quad (70)$$

La région d'instabilité correspondante peut être déterminée en remplaçant (70) dans (69). Le déterminant (68) devient

$$\det(\widehat{A}_1) = K\omega_{so}^2[L_M R_R R_s + L_M R_R^2 + L_\sigma R_R^2 - L_M^2 L_\sigma \omega_0 \omega_{s10}]. \quad (71)$$

Considérons le domaine où

$$L_M^2 L_\sigma \omega_0 \omega_{s10} \ll L_M R_R R_s + R_R^2 (L_M + L_\sigma). \quad (72)$$

Dans cette région du plan $\{\omega_0, \omega_{s10}\}$, le déterminant $\det(\hat{A}_1)$ est de la forme (55) et l'observateur est stable. La figure 17 montre sur le même graphe les valeurs propres instables correspondant à l'angle ϕ_{opt} et le résultat d'essais en simulation (vitesse constante et couple lentement croissant). Dans un domaine restreint, la région instable est réduite à la droite $\omega_{s0} = 0$. Dans les quadrants moteur, des zones d'instabilité apparaissent alors que ce n'était pas le cas pour $\phi = 0$ (voir la figure 9). Cela confirme que ϕ doit être choisi égal à $\phi = 0$ en régime moteur et à $\phi \neq 0$ en mode générateur [7]. La région stable peut être accrue en choisissant $K_p \neq 0$ comme le montre la figure 9.

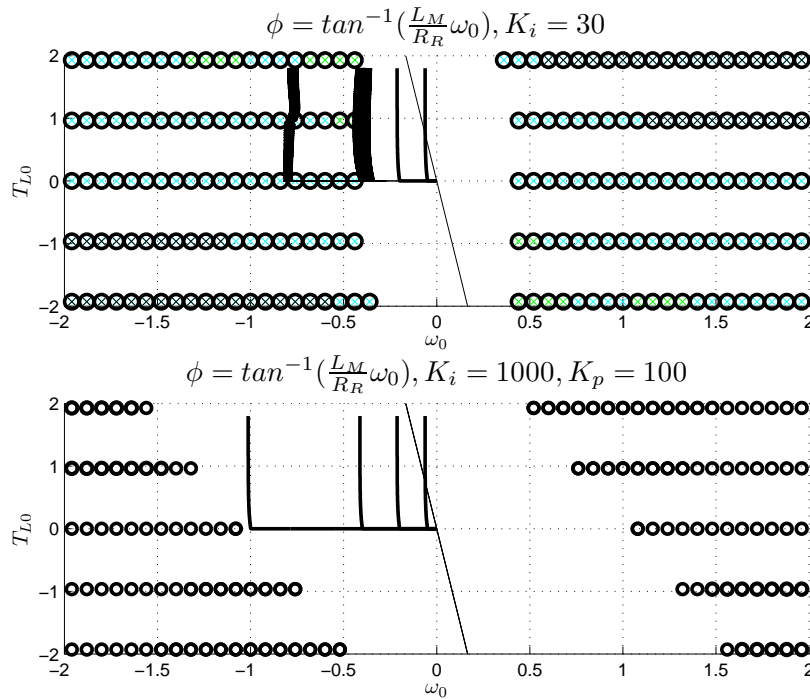


FIGURE 17 – Résultats de simulation : essais en mode générateur dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$ pour différentes valeurs des paramètres K_i and K_p , $\phi = \phi_{opt}$. Rampe de couple résistant de 0 à 1.5 (quadrant 2) durant 20s. Haut : $K_i = 30$, bas : $K_i = 1000$, $K_p = 100$. Les symboles 'o' indiquent les régions instables.

L'angle (70) peut s'exprimer en utilisant les seuls signaux mesurés :

$$\phi_{opt} \approx -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{s10} L_M}{R_R}\right), \quad (73)$$

soit

$$\tan(\phi_{opt}) = -\frac{i_{sqo}}{i_{sdo}}. \quad (74)$$

Finalement la solution est

$$\phi_{opt} = -\tan^{-1}\left(\frac{i_{sqo}}{i_{sdo}}\right). \quad (75)$$

Par conséquent, ϕ_{opt} peut être approximé par l'angle du phaseur des courants statoriques dans le repère lié au champ tournant. A partir de (37), la nouvelle loi d'adaptation peut s'écrire

$$\frac{d}{dt}\hat{\omega} = -K_i \frac{\psi_{ref}}{\|\underline{i}_{so}\|} (i_{sd}e_{iq} - i_{sq}e_{id}), \quad (76)$$

Les valeurs propres instables et les simulations sont superposées sur la figure 18. Par rapport avec la solution 18, le domaine stable est augmenté. Les résultats expérimentaux correspondants sont donnés sur la figure 19. Il faut noter que ces résultats sont obtenus avec un réglage fin de la résistance statorique estimée. Dans certains cas, cette résistance doit être volontairement surévaluée pour obtenir une estimation stable comme il est mentionné dans [7].

Analyse d'un synthèse similaire On rappelle la loi d'adaptation proposée dans [14] utilisant le terme ϵ défini par

$$\epsilon = \Im\{\underline{e}_i \hat{\underline{\psi}}_r^*\} + k \Re\{\underline{e}_i \hat{\underline{\psi}}_r^*\} \quad (77)$$

avec k un paramètre à déterminer. Après linéarisation, la matrice d'état est obtenue

$$\hat{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau'_\sigma} & +\omega_{s0} & \frac{1}{\tau_R L_\sigma} & +\frac{\omega_0}{L_\sigma} & 0 \\ -\omega_{s0} & -\frac{1}{\tau'_\sigma} & -\frac{\omega_0}{L_\sigma} & +\frac{1}{\tau_R L_\sigma} & -\frac{\psi_{ref}}{L_\sigma} \\ R_R & 0 & -\frac{1}{\tau_R} & +\omega_{sl0} & 0 \\ 0 & R_R & -\omega_{sl0} & -\frac{1}{\tau_R} & \psi_{ref} \\ kK_i\psi_{ref} & K_i\psi_{ref} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (78)$$

L'équation (78) est un cas particulier de (67) avec ϕ petit. Dans ce cas, $\cos \phi \rightarrow 1$, $\sin \phi \rightarrow \phi$, donc $k = \lim(\phi)_{\phi \rightarrow 0}$. A partir de (70), on obtient

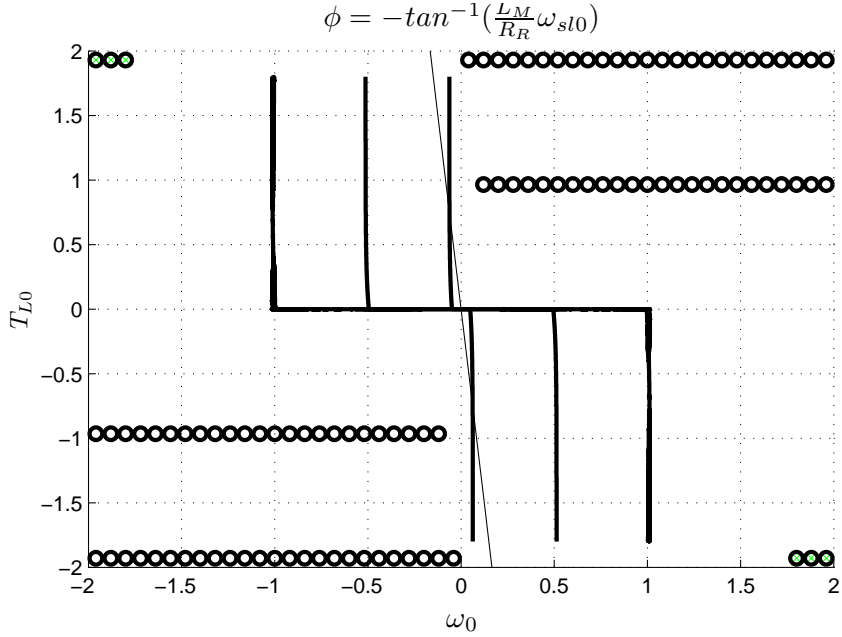


FIGURE 18 – Résultats de simulation : essais en mode générateur dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$ pour $\phi_{opt} = -\tan^{-1}(\frac{\omega_{sl0} L_M}{R_R})$. Rampe de couple de 0 à 1.5 (quadrant 2) durant 20s, $K_i = 30$. Les symboles 'o' indiquent les régions instables.

$$k = \lim(\phi_{opt})_{\phi_{opt} \rightarrow 0} = -\frac{L_M \omega_0}{R_R}. \quad (79)$$

Ce paramètre est équivalent , pour un modèle à quatre paramètres, au gain proposé par Rashed et al. En remplaçant (79) dans (78), les valeurs propres instables peuvent être calculées. Les régions instables résultantes dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$ sont proches de celles montrées sur la figure 18.

5 Conclusion

Dans les paragraphes précédents, plusieurs modèles permettant d'obtenir un capteur virtuel validé sur l'ensemble des points de fonctionnement de la machine asynchrone ont été présentés. Beaucoup de spécialistes considère que la stabilité de ces observateur est maintenant bien établie, faisant du problème de l'estimation de la vitesse des machines asynchrones un problème fermé. On peut toutefois relever que plusieurs interrogations subsistent. En effet, si les preuves théoriques de stabilités paraissent séduisantes, les résultats

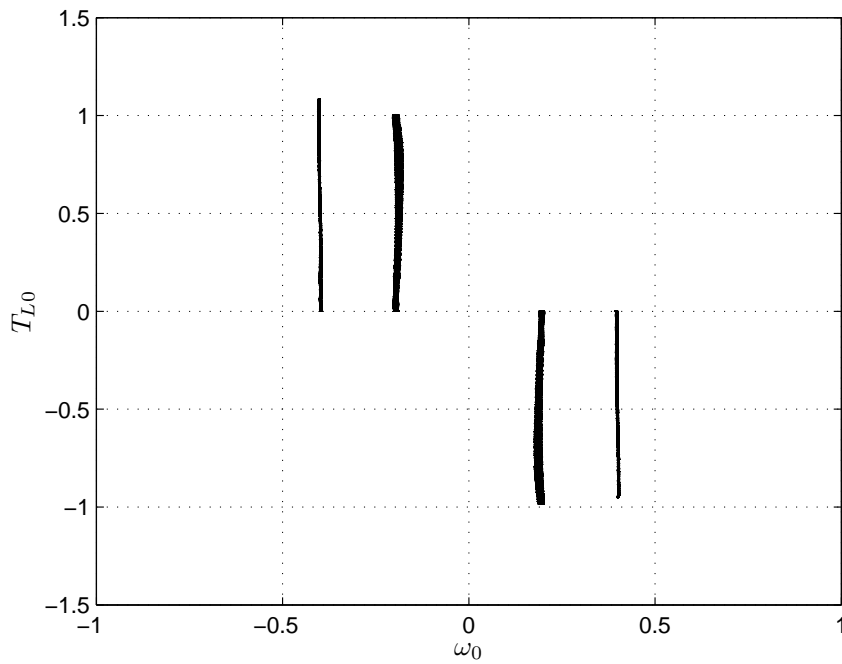


FIGURE 19 – Résultats expérimentaux : $\phi_{opt} = -\tan^{-1}\left(\frac{\dot{i}_{sqo}}{\dot{i}_{sdo}}\right)$, essais en mode générateur dans le plan $\{\omega_0, T_{L0}\}$, $K_i = 1$, $K_p = 0$, $G_s = G_r = 0$. Vitesse constante : $\omega_0 = -0.2$ et $\omega_0 = -0.4$ (quadrant 2), $\omega_0 = +0.2$ and $\omega_0 = +0.4$ (quadrant 4). Rampe de couple de 0 à 1 (quadrant 2), de 0 à -1.5 (quadrant 4) durant 100s.

obtenus sont difficilement reproductibles en pratique à cause des variations paramétriques du modèle. En particulier, les variations de résistance statorique en fonction de la température entraînent invariablement une déstabilisation de l'observateur. Ce phénomène est amplifié à basse vitesse où la machine est mal refroidie si aucun système externe de refroidissement (ventilateur autonome) n'est prévu. Dans ce cas, le modèle doit être à nouveau modifié afin d'obtenir une validité complète pour tous les points de fonctionnement de la machine. Une des solutions est de considérer la résistance statorique comme un état du modèle et de l'estimer au même titre que la vitesse de rotation. On obtient un modèle augmenté appelé *observateur adaptatif étendu*. A l'heure actuelle, on peut considérer que la validation du capteur virtuel (ou la stabilisation de l'observateur) à basse vitesse est acquise dans l'hypothèse de constance de la résistance statorique. Dans le cas réel, où la valeur de cette résistance évolue en fonction de la température (donc du point de fonctionnement), la preuve de stabilité n'a pas été démontrée et ce problème reste ouvert après plus de 20 ans de recherches.

Par ailleurs, si la stabilité des observateurs de vitesse est acquise dans l'hypothèse de constance des paramètres sensibles, la stabilité du système global n'est pas démontrée. Rien ne prouve qu'un observateur stable intégré dans une commande vectorielle constitue un ensemble stable pour tous les points de fonctionnement. En effet, plusieurs étapes du contrôle comme le découplage des équations du modèle où la transformée de Park utilisent des grandeurs estimées et leur influence sur la stabilité globale reste à définir.

Bien que de nombreux verrous théoriques subsistent, il faut constater que les publications relatives à la commande sans capteur des machines asynchrones se rarifient car ce moteur perd petit à petit sa suprématie dans l'industrie au profit des machines synchrones à aimant qui possèdent de nombreuses qualités en termes de puissance massique et de rendement.

Références

- [1] S Bachir. *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique (CIFRE Soc. Leroy Somer)*. PhD thesis, École doctorale des sciences pour l'ingénieur de Poitiers, 2002.
- [2] N. Bensiali, C. Chaigne, and E. Etien. Optimal observer design for sensorless control of induction motor in regenerating-mode. In *Proceedings of IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2006.
- [3] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet, and L. Rambault. *Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*. Hermes.

- [4] F.Hoffmann and S. Koch. Steady state analysis of speed sensorless control of induction machines. In *Industrial Electronics Society, IECON '98*, 1998.
- [5] L. Harnefors and M. Hinkkanen. Complete stability of reduced-order and fullorder observers for sensorless im drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, *n° 3*, 2008.
- [6] M. Hinkkanen. Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors. *IEEE Transactions on Industrial ELECTRONICS*, vol. 51, *n° 5*.
- [7] M. Hinkkanen. Stabilisation of regenerating-mode operation in sensorless induction motor drives by full-order flux observer design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, *n° 6*, 2004.
- [8] H. Hofmann and S. Sanders. Speed-sensorless vector torque control of induction machine using a two-time-scale approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, *n° 1*, 1998.
- [9] H. Kubota and K. Matsuse. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, *n° 2*, 1993.
- [10] H. Kubota and I. Sato. Regeneratin-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, *n° 4*, 2002.
- [11] K. ; Hori Y. Kubota, H. ; Matsuse. Behavior of sensorless induction motor drives in regenerating mode. In *Proceedings of Power Conversion Conference*, Nagaoka, Japan, 1997.
- [12] L Loron. *Identification et commande des machines électriques*. PhD thesis, Université technologique de Compiègne, 1998.
- [13] S Moreau. *Contribution à la modélisation et l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif : Application au diagnostic*. PhD thesis, Université de Poitiers, 1999.
- [14] M. Rashed, F. Stronach, and P. Vas. A stable mras-based sensorless vector control induction motor drive at low speeds. in *Conf. Rec. IEEE IEMDC*, 2003.
- [15] S. Po-ngam S. Koonlaboon S. Sangwongwanich, S. Suwankawin. A unified speed estimation design framework for sensorless ac motor drives based on positive-real property,. In *Proceedings of Power Conversion Conference, Nagoya*, Nagaoka, Japan, 2007.
- [16] sous la direction de I.D. Landau et A. Besançon-Voda. *Identification des systèmes à représentation continue - Application à l'estimation de*

paramètres physiques. Traité Information, Commande, Communication - Section Systèmes Automatisés, 2001.

- [17] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich. Stability analysis and design guidelines for a speed-sensorless induction motor drive. In *Proceedings of Power Conversion Conference*, Nagaoka, Japan, 1997.
- [18] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich. A speed-sensorless im drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation. *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, *n°* 2, 2002.
- [19] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich. Design strategy of an adaptive full-observer for speed-sensorless induction-motor drives-tracking performance and stabilization. *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, *n°* 1, 2006.
- [20] G. Yang and T. Chin. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 29, *n°* 4, 1993.