



# Commande Vectorielle sans Capteur

## Mécanique de la Machine Asynchrone

### Triphasée

1.	Introduction .....	46
2.	Modélisation de la machine asynchrone.....	48
2.1.	Présentation de la machine asynchrone .....	48
2.2.	Modèle Mathématique de la machine asynchrone .....	49
2.2.1.	Equations électriques et magnétiques.....	49
2.2.2.	Couple électromagnétique.....	53
2.2.3.	Equation mécanique .....	54
2.3.	Représentation d'état de la machine asynchrone.....	54
3.	Synthèse de l'observateur par mode glissant.....	56
3.1.	Principe et synthèse de l'observateur par mode glissant .....	56
3.2.	Modèle d'observation.....	58
3.3.	Reconstitution des flux rotoriques.....	59
3.3.1.	Gains d'observation des courants statoriques.....	59
3.3.2.	Gains d'observation du flux .....	60
3.4.	Reconstitution de la vitesse rotorique.....	62
3.5.	Phénomène de chattering.....	63
3.6.	Etude de la stabilité .....	64
4.	Validation expérimentale .....	65
4.1.	Descriptif de la plate-forme expérimentale .....	65
4.2.	Résultats expérimentaux pour la commande sans capteur .....	68
5.	Conclusion.....	72

## 1. Introduction

La mise en œuvre d'une structure de commande des machines électriques nécessite non seulement la mesure des courants statoriques, mais aussi la mesure de la vitesse de rotation (capteur mécanique). L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût et la complexité, et diminue la fiabilité fonctionnelle du système. Pour l'amélioration de la robustesse et la fiabilité du système et de la réduction du coût de sa mise en œuvre, la commande *sensorless* basée sur des capteurs logiciels (observateurs) est devenue un sujet d'actualité majeur dans la recherche académique et industrielle.

Un observateur est un système dynamique qu'on peut l'appeler capteur logiciel, puisqu'il est généralement implanté sur des calculateurs afin d'estimer ou de reconstituer en temps réel l'état d'un système à partir d'une connaissance à priori du modèle, des entrées du système et des mesures disponibles. Il nous permet ainsi de suivre l'évolution de l'état interne du système.

La reconstitution des informations internes d'un système au moyen des grandeurs externes accessibles par la mesure peut être utile à différents niveaux :

- La commande du procédé qui demande généralement des informations sur son état interne.
- L'identification du procédé au moyen de l'estimation de certaines grandeurs pour la paramétrisation du modèle.
- La surveillance du procédé à travers l'analyse du comportement de l'observateur et celui du procédé.

L'objectif de notre travail est l'étude de la commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique en présence des défauts simples et multiples des composants de puissance dans l'onduleur. De ce fait, nous nous intéressons, dans un premier temps, aux techniques d'observation en vue de la commande sans capteur de la machine asynchrone. Il existe dans la littérature plusieurs variétés d'observateurs d'état pour le contrôle *sensorless*, une des variétés les plus connues des observateurs robustes est celle à modes glissants. Ce type d'observation est basé sur la théorie des systèmes à structure variable (SSV). Cette théorie a été initialement développée dans les années cinquante. Les premiers travaux sur ce type de système ont commencé avec Emel'yanov [Emel-1967], [Emel-1968] et [Tsyp-1984] sur la commande à relais. Ces études ont connu un nouvel essor dans les années 70 avec Utkin [Utki-1977] par l'introduction de la théorie des "modes glissants" ou en ou en anglo-saxon "Sliding Modes". Le concept de base du contrôle par mode glissant est de forcer la dynamique du système étudié à atteindre en temps fini la surface de commutation (surface de glissement). Quand l'état est

maintenu sur cette surface, le système est en régime glissant. Dans ce cas, sa dynamique est insensible aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Pour les systèmes non linéaires, la théorie des modes glissants est utilisée en premier temps pour la commande, et après elle est généralisée pour l'observation et l'estimation des paramètres. Les principaux avantages des modes glissants que ce soit pour la commande ou l'observation sont :

- ✓ La robustesse vis-à-vis d'une large classe de perturbations et certaines incertitudes paramétriques.
- ✓ Le besoin d'une quantité réduite d'information en comparaison avec les techniques de commandes classiques.
- ✓ La large gamme de leur application dans des domaines très variés tels que la mécanique, l'électrotechnique ou la robotique (la stabilisation, l'observation, le suivi de trajectoires ou de modèles etc.).

Pour plus de détails, on pourra se reporter à des ouvrages de référence de [Utki-1992], [Edwa-1998], [Perr-2002], [Glum-2015].

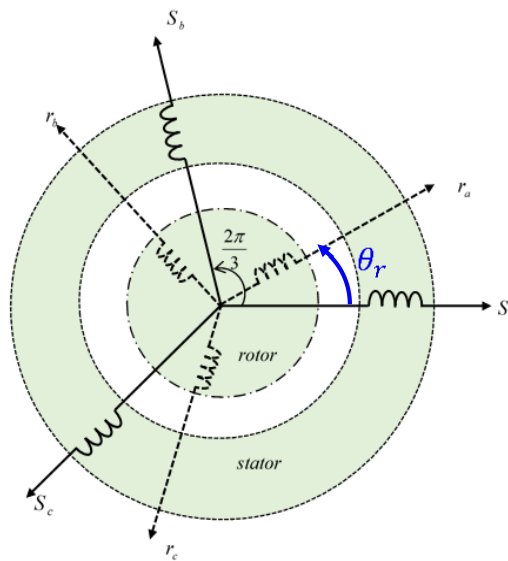
Le but de notre étude est le diagnostic des systèmes de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone commandée sans capteur mécanique de vitesse. Pour cela, une modélisation mathématique de la machine asynchrone est tout d'abord développée. Ensuite, nous allons exposer la validation des algorithmes de contrôle. Pour étudier la faisabilité et l'efficacité des stratégies de diagnostic des défauts, l'implémentation expérimentale et l'évaluation des performances des structures de contrôle en mode sain sera nécessaire avant d'entamer l'étude en mode dégradé.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre, une modélisation de la machine asynchrone triphasée dans un référentiel lié au champ tournant qui permet d'étudier et de simuler son fonctionnement en régime dynamique. Ensuite, nous étudions la stratégie d'observation de la vitesse mécanique de la machine basée sur la théorie des sliding modes. Dans une seconde partie, nous présentons le banc d'essai expérimental. Finalement, nous achevons ce chapitre par la validation expérimentale de la commande sensorless en mode sain.

## 2. Modélisation de la machine asynchrone

### 2.1. Présentation de la machine asynchrone

Le but de cette partie est d'établir un modèle mathématique de la machine asynchrone qui va servir par la suite pour la commande et l'observation de la vitesse de rotation. Comme l'indique la figure 2.1. Cette machine est constituée essentiellement de trois éléments : une partie fixe qui est le stator, une partie mobile autour de l'axe de symétrie du moteur qui est le rotor et des organes mécaniques permettant le maintien des différents sous-ensembles. Le rotor est assimilé à trois enroulements identiques en court-circuit diphasés entre eux d'un angle de  $\frac{2\pi}{3}$ .



**Figure 2.1:** Disposition des enroulements de la machine asynchrone

L'étude du comportement statique et dynamique de la machine est basée sur des équations différentielles simplifiées exprimées en fonction des courants, des tensions et des flux magnétiques. Dans le but de rendre son modèle le plus explicite possible, nous devons tenir compte des différentes hypothèses simplificatrices suivantes [Barr-1982], [Caro-1995], [Bous-2013], [Wai-2005] :

- ✓ Entrefer constant
- ✓ Saturation magnétique négligée (les circuits magnétiques sont linéaires)
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner des forces magnétomotrices (f.m.m.) sinusoïdales dans l'entrefer
- ✓ Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault, effet de la température et l'effet de peau sont négligés
- ✓ La machine est symétrique

## 2.2. Modèle mathématique de la machine asynchrone

### 2.2.1. Equations électriques et magnétiques

Comme mentionné précédemment, la machine asynchrone est munie de trois enroulements au stator  $s_a, s_b, s_c$  et de trois enroulements au rotor  $r_a, r_b, r_c$ . L'indice "s" désigne les grandeurs statoriques alors que l'indice "r" pour ceux du rotor.

En appliquant la loi d'Ohm aux six enroulements de la machine triphasée et en tenant compte des hypothèses rappelées précédemment, les équations en tension du stator et du rotor s'écrivent sous les formes matricielles suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :

$(v_{as}, v_{bs}, v_{cs})$  et  $(i_{as}, i_{bs}, i_{cs})$  représentent respectivement les tensions et les courants de chaque phase statorique de la machine.

$(\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs})$  désignent respectivement les flux totaux des phases statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$R_s$  : Résistance d'un enroulement statorique

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec :

$(v_{ar}, v_{br}, v_{cr})$  et  $(i_{ar}, i_{br}, i_{cr})$  : représentent respectivement les tensions et les courants de chaque phase rotorique de la machine.

$(\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr})$  : désignent respectivement les flux totaux des phases rotoriques

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$R_r$  : Résistance d'un enroulement rotorique ramené au stator

Prenant en considération la symétrie de la machine, les inductances propres des enroulements statoriques sont constantes et égales, les inductances mutuelles entre les phases statoriques sont

aussi constantes et égales [Bose-1986], [Caro-1995], [Leon-1996], [Bous-2013]. Le flux de chacune des phases statorique et rotorique est donnée sous la forme condensée :

$$[\dot{\phi}_s] = [L_{ss}] [\dot{i}_s] + [L_{rs}] [\dot{i}_r] \quad (2.5)$$

$$[\dot{\phi}_r] = [L_{rr}] [\dot{i}_r] + [L_{rs}]^T [\dot{i}_s] \quad (2.6)$$

Avec

$$[\phi_s] = [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T$$

$$[\dot{i}_s] = [\dot{i}_{as} \quad \dot{i}_{bs} \quad \dot{i}_{cs}]^T$$

$$[\dot{i}_r] = [\dot{i}_{ar} \quad \dot{i}_{br} \quad \dot{i}_{cr}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

et

$$[L_{rs}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Avec :

$L_{as}$  : inductance propre d'une phase du stator

$L_{ar}$  : inductance propre d'une phase du rotor

$M_{as}$  : inductance mutuelle entre deux phases du stator

$M_{ar}$  : inductance mutuelle entre deux phases du rotor

$M_{sr}$  : maximum de la mutuelle inductance entre une phase du stator et du rotor du même indice lorsque leurs axes coïncident.

Cette représentation matricielle est classique et bien détaillée dans différentes références [Leon-1996], [Lese-1981], [Bous-2013].

Cette modélisation n'est pas dédiée pour l'analyse ou la commande, il s'agit d'une représentation non linéaire multivariable fortement couplés. Afin de simplifier la commande des machines électriques, des transformations mathématiques ont été suggérées par des chercheurs et des ingénieurs du début du XXe siècle (Concordia, Clarke, Park, Ku, Doherty, Blondel, Kron, etc.). Ces modèles simplifiés sont généralement réalisés en utilisant les transformations de Clarke, de Concordia et de Park. Si la machine est à neutre isolé est alimentée par un système équilibré, la somme des courants est nulle, on aura :

- ✓ Transformation de Clarke : Elle représente la transformation des grandeurs triphasées  $(x_{sa}, x_{sb}, x_{sc})$  en des grandeurs diphasées liées au stator  $(x_{\alpha s}, x_{\beta s})$  :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_3]^T \begin{bmatrix} x_{sa} \\ x_{sb} \\ x_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$x$  : représente soit la tension, soit le courant ou le flux

avec

$$[T_3] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

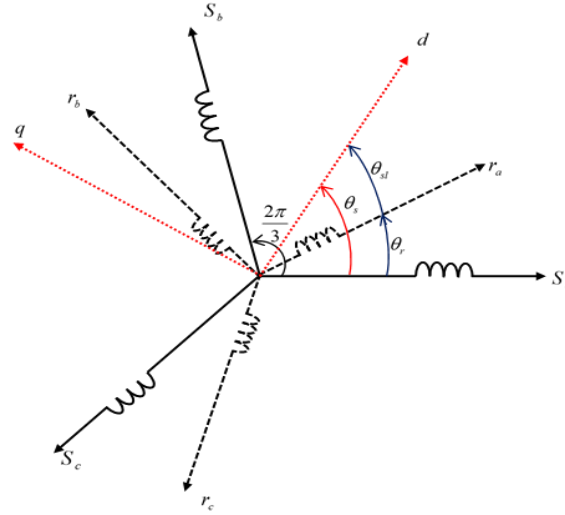
- ✓ Transformation Concordia : Elle représente la transformation des grandeurs diphasées liées au stator  $(x_{\alpha s}, x_{\beta s})$  en des grandeurs diphasées liées au champ tournant  $(x_{ds}, x_{qs})$  :

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} = [C(\theta_s)] \begin{bmatrix} x_{\alpha s} \\ x_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

avec  $[C(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix}$

- ✓ Transformation de Park : Elle consiste à combiner les deux transformations de Clarke et de Concordia permettant le passage d'un repère triphasé  $(x_{sa}, x_{sb}, x_{sc})$  vers un repère diphasé  $(x_d, x_q)$ . Pour la commande vectorielle par orientation du flux statorique ou rotorique, le repère diphasé est lié au champ tournant :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$



**Figure 2.2:** Disposition des référentiels de la machine asynchrone

En appliquant la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques (2.1) et (2.2), le modèle électrique de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel  $d-q$  lié au champ tournant est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{sl} \\ 0 & 0 & \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

avec  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$  : pulsation électrique de glissement

En appliquant la transformation de Park aux équations du flux statorique et rotorique (2.5) et (2.6), Les flux exprimés dans un référentiel  $d-q$  lié au champ tournant est donné par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Après développement, les équations en courant liées aux flux statoriques et rotoriques sont :



$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel}$$

En remplaçant les flux statoriques et rotoriques en fonctions des courants dans l'équation (2.11), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_s L_s & Mp & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s p & \omega_s M & Mp \\ Mp & -\omega_{sl} L_r & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & Mp & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec

$$p = \frac{d}{dt}$$

$L_s = L_{as} - M_{as}$  : inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$  : inductance cyclique propre au rotor

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$  : Mutuelle inductance cyclique stator-rotor

### 2.2.2. Couple électromagnétique

Le couple peut être obtenu par la formulation générale donnée par :

$$C_{em} = \frac{n_p}{2} [i]^T \left\{ \frac{d}{d\theta_s} [L] \right\} [i] \quad (2.15)$$

Avec

$$[i] = \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{n_p}{2} \begin{bmatrix} [i_s]^T & [i_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{d}{d\theta_s} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Après transformation de Park puis arrangement, nous obtenons l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = n_p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.17)$$

Il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique, mais pour notre étude de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, on exprime le couple en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques selon :

$$C_{em} = n_p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \quad (2.18)$$

### 2.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.19)$$

$\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p}$  est la vitesse mécanique du rotor,  $n_p$  est le nombre de paires de pôles,  $C_r$  est le couple résistant,  $C_{em}$  est le couple électromagnétique,  $f$  est le coefficient de frottement visqueux et  $J$  est le moment d'inertie total.

En exprimant le couple  $C_{em}$  en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques, le modèle mécanique reste toujours invariant dans tous les repères :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = n_p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) - C_r \quad (2.20)$$

## 2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone

Un choix judicieux d'un modèle d'état est nécessaire pour la mise en œuvre de l'observation et la commande de la machine asynchrone. En effet, ce choix est lié directement aux objectifs à atteindre au niveau de la commande.

Généralement, la représentation d'état d'un système consiste à définir un vecteur d'état  $x$ , un vecteur de commande  $u$  et un vecteur de sortie  $y$ . Dans notre cas d'une commande sensorless, la vitesse rotorique de la machine est à observer. Les grandeurs magnétiques (les

flux) de la machine asynchrone sont difficilement accessibles, alors on peut choisir comme vecteur de sortie les courants statoriques mesurés.

Dans un référentiel lié au champ tournant  $(d, q)$ , et pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, le vecteur d'état du moteur est composé des flux rotoriques  $(\phi_{dr}, \phi_{qr})$ , des courants statoriques  $(i_{ds}, i_{qs})$  et de la vitesse rotorique  $\omega_r$ , le vecteur de commande est constitué des tensions statoriques et du couple résistant  $(v_{ds}, v_{qs}, C_r)$ .

$$[x] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix}, \quad [u] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [y] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Le modèle non linéaire d'état du moteur asynchrone dans un repère lié au champ au tournant est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{sl} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{qs} & \frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{ds} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\text{Avec, } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{ Constante de temps rotorique.}$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{ Constante de temps rotorique.}$$

Le modèle non linéaire d'état du moteur asynchrone dans un repère lié au stator est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{\alpha s} & \frac{n_p^2 M}{J L_r} i_{\beta s} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Il est clair que l'équation du couple électromagnétique (2.18) n'est pas linéaire, elle ne ressemble pas à celle d'un moteur à courant continu où le courant induit et le champ inducteur sont naturellement orthogonaux qui résulte d'un découplage naturel entre le flux et le couple. Ce découplage naturel permet d'avoir des performances élevées pour la commande des moteurs à courant continu. La commande par orientation du flux rotorique ( $\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$ ) permet de surmonter ce problème de découplage en ramenant le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu [Jarr-2000], [Caro-1995], [Yang-1993], [Perr-2003], [Bous-2014].

Cette commande a été proposée par Blaschke en 1971, elle consiste à commander le flux et le couple séparément par l'orientation du flux rotorique selon l'axe direct  $d$  et par conséquent, le flux en quadrature devient nul. La composante suivant l'axe  $d$  du courant statorique a pour rôle d'exciter la machine et elle permet le réglage de la valeur du flux, alors que la composante suivant l'axe  $q$  joue le rôle du courant induit et elle permet le contrôle du couple. L'équation du couple électromécanique devient :

$$C_{em} = n_p \frac{M}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \quad (2.24)$$

Nous venons d'établir la modélisation dynamique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Nous allons maintenant développer la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique en mode sain à base de l'observateur par mode glissant pour

### 3. Synthèse de l'observateur par mode glissant

#### 3.1. Principe et synthèse de l'observateur par mode glissant

L'observateur a pour objectif de reconstruire les grandeurs dont on ne peut pas mesurer, ou on désire les estimer pour des objectifs bien spécifiques à l'application souhaitée. La plupart

des observateurs peuvent être mis en œuvre suivant le schéma de principe présenté par la figure 2.3.

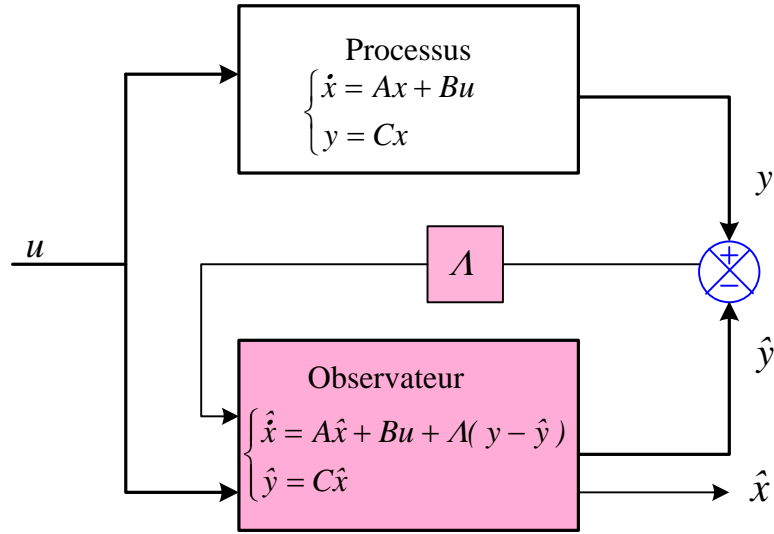


Figure 2.3: Schéma de principe d'un observateur.

Grâce aux propriétés de la théorie des systèmes à structure variable, plusieurs travaux de recherche ont été élaborés dans le but de synthétiser des observateurs basés sur l'approche de modes glissants. Ces observateurs ont la même structure que les autres observateurs, la seule différence réside dans la contre-réaction qui dépend toujours de la fonction signe.

Pour la synthèse des observateurs, le modèle de la machine doit être exprimé dans le repère lié au stator  $(\alpha - \beta)$ . Un observateur dans un repère fixe lié au stator est plus simple pour sa mise en œuvre pratique du fait qu'il nécessite un temps de calcul plus court.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \frac{K}{\tau_r} \phi_{\alpha r} + \omega_r K \phi_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \frac{K}{\tau_r} \phi_{\beta r} - \omega_r K \phi_{\alpha r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{\beta r} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} \\ m(i_{\beta s} \phi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \phi_{\beta r}) - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\text{Avec } \lambda = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right), \quad K = \frac{1-\sigma}{\sigma M \tau_r}, \quad m = \frac{n_p^2 M}{J L_r}$$

Le modèle (2.25) sera utilisé pour la conception de l'observateur par mode glissant.

### 3.2. Modèle d'observation

La plupart des observateurs sont représentés sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \Lambda(y, \hat{x}) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2.26)$$

Il s'agit d'une copie du modèle du système plus un terme de correction  $\Lambda(y, \hat{x})$  qui assure la convergence des grandeurs estimées vers les grandeurs mesurées.

Pour obtenir la structure d'un observateur par mode de glissement, nous combinons les notions de base d'un observateur (estimation + correction et gain) et l'approche de commande par mode glissant (surface de commutation + fonction 'sign'). Son modèle est donné par le système (2.27) dont le vecteur d'observation comporte les quatre premières variables d'état (courants statoriques et flux rotoriques) de la machine.

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \Lambda I_s \quad (2.27)$$

Où le vecteur d'état est donné par :  $[x] = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r}]^T$

$I_s$  : vecteur signe de la surface de glissement.

$\Lambda$  : Matrice des gains d'observation.

Le modèle d'observation est exprimé d'une façon explicite dans le repère  $(\alpha, \beta)$ . La vitesse rotorique et le flux rotorique sont les grandeurs à observer. Les tensions statoriques sont fournies par la commande appliquée et les courants statoriques sont mesurés par deux capteurs de courant. Le modèle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda i_{\alpha s} + \frac{K}{\tau_r} \hat{\phi}_{\alpha r} + \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\beta r} \\ -\lambda i_{\beta s} + \frac{K}{\tau_r} \hat{\phi}_{\beta r} - \hat{\omega}_r K \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\beta r} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\phi}_{\beta r} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

avec  $I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix}$  est le vecteur signe.

La surface de glissement est exprimée en fonction des erreurs entre les courants statoriques mesurés et ceux estimés comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = I^{-1} \begin{bmatrix} e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Avec  $e_{\alpha s} = \dot{i}_{\alpha s} - \hat{\dot{i}}_{\alpha s}$  et  $e_{\beta s} = \dot{i}_{\beta s} - \hat{\dot{i}}_{\beta s}$  sont les erreurs d'estimation des courants statoriques.

La matrice des gains d'observation de courants et de flux est définie par  $\Lambda$  tel que :

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \\ \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_i \\ \Lambda_\phi \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

avec  $\Lambda_i = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix}$  est la matrice des gains d'observation des courants.

et  $\Lambda_\phi = \begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix}$  est la matrice des gains d'observation du flux.

Le concept du gain intervient pour ajouter du poids à cette fonction suivant l'évolution des grandeurs observées et la qualité de la mesure.

### 3.3. Reconstitution des flux rotoriques

Pour reconstituer le flux rotorique, on considère dans un premier temps que la vitesse est fournie par un capteur mécanique. La conception d'un observateur par mode de glissement du flux rotorique se fait en deux étapes. On calcule la matrice de gain relative à l'observation du courant, après nous calculons les gains d'observation du flux tout en effectuant un choix convenable de la surface de glissement pour déterminer le vecteur signe  $I_s$ .

#### 3.3.1. Gains d'observation des courants statoriques

Les gains d'observation sont déterminés suivant la théorie de stabilité de Lyapunov. Soient  $e_{x1}, e_{x2}, e_{x3}$  et  $e_{x4}$  sont les erreurs d'observation des courants statoriques et des flux rotoriques tel que :

$$\begin{cases} e_{x1} = \dot{i}_{\alpha s} - \hat{\dot{i}}_{\alpha s} \\ e_{x2} = \dot{i}_{\beta s} - \hat{\dot{i}}_{\beta s} \\ e_{x3} = \phi_{\alpha s} - \hat{\phi}_{\alpha s} \\ e_{x4} = \phi_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} \end{cases} \quad (2.31)$$

La dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} \right) k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} \\ \dot{e}_{x2} = \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} \right) k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} \\ \dot{e}_{x3} = -\frac{1}{\tau_r} e_{x3} - \omega_r e_{x4} - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \quad (2.32)$$

La matrice des gains relatifs à l'observation de courants est déterminée de façon que les erreurs d'observation soient nulles, puisque la surface de glissement est exprimée en fonction des erreurs des courants statoriques alors leurs convergences entraînent le glissement sur cette surface. Ainsi cette matrice est écrite sous la forme suivante :

$$\Lambda_i = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\text{Avec : } \Gamma = \begin{bmatrix} \frac{K}{\tau_r} & K\omega_r \\ -K\omega_r & \frac{K}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$\delta_1$  et  $\delta_2$  sont deux constantes positives, un choix adéquat de ces constantes assure la stabilité de l'observateur, il est basé sur l'application de l'approche de Lyapunov.

### 3.3.2. Gains d'observation du flux

L'observation de flux a eu lieu lorsque les conditions du mode glissant sont satisfaites :

- ✓ Condition d'attractivité de la surface de glissement et de la stabilité du système, cette condition est traduite par :  $e_{x1} \dot{e}_{x1} < 0$  et  $e_{x2} \dot{e}_{x2} < 0$ .
- ✓ Condition de convergence vers la surface de glissement :  $e_{x1} = 0$  et  $e_{x2} = 0$ .
- ✓ Condition d'invariance sur la surface de glissement :  $\dot{e}_{x1} = 0$  et  $\dot{e}_{x2} = 0$ .

A partir des conditions ci-dessus nous pouvons écrire :



$$\begin{cases} \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} \right) k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} = 0 \\ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} \right) k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} = 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

A partir de l'équation (2.34) et l'équation (2.35) nous pouvons écrire :

$$I_s = [I_{s1} \quad I_{s2}]^T = \Lambda_i^{-1} \Gamma [e_{x3} \quad e_{x4}]^T \quad (2.36)$$

Pour avoir une convergence exponentielle de l'erreur du flux nous posons :

$$\dot{e}_\phi = -Q e_\phi \quad (2.37)$$

tel que  $Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$  et  $e_\phi = [e_{x3} \quad e_{x4}]^T$ .

$q_1$  et  $q_2$  sont deux constantes positives choisies pour assurer la stabilité de l'observateur.

En remplaçant l'équation de la dynamique des erreurs de flux (2.37) dans l'équation (2.35), nous trouvons :

$$\dot{e}_\phi = (\Gamma - \Lambda_\phi \Lambda_i^{-1} \Gamma) e_\phi \quad (2.38)$$

avec :

$$\Gamma^{-1} = K \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

D'où la matrice des gains relatifs à l'observation du flux est donnée par  $\Lambda_\phi$  tel que :

$$\Lambda_\phi = \begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left( q_1 - \frac{1}{\tau_r} \right) \delta_1 & -\omega_r \delta_2 \\ \omega_r \delta_1 & \left( q_2 - \frac{1}{\tau_r} \right) \delta_2 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système. Cela exige un choix approprié des constantes  $(q_1, q_2, \delta_1, \delta_2)$ . Des valeurs très grandes créeront des oscillations autour des grandeurs observées.

### 3.4. Reconstitution de la vitesse rotorique

En utilisant le modèle de la machine asynchrone (2.25) et le modèle de l'observateur par mode glissant (2.28), la dynamique des erreurs d'estimation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3} \right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4 \right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} \\ \dot{e}_{x2} = \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3} \right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3 \right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} \\ \dot{e}_{x3} = \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \quad (2.41)$$

$e_i = \begin{bmatrix} e_{x1} \\ e_{x2} \end{bmatrix}$  et  $e_\phi = \begin{bmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{bmatrix}$  Sont les erreurs des courants et de flux.

$$\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r = x_5 - \hat{x}_5 \quad (2.42)$$

L'estimation de la vitesse du rotor est obtenue en suivant le même processus utilisé pour l'estimation de la résistance rotorique dans [Trab-2012]. Nous considérons que la trajectoire des courants atteint la surface de glissement  $s \equiv 0 : e_{xi} = 0, \dot{e}_{xi} = 0$ , nous aurons les deux systèmes suivants :

$$\sum_1 = \begin{cases} \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3} \right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4 \right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} = 0 \\ \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3} \right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3 \right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} = 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

et

$$\sum_2 = \begin{cases} \dot{e}_{x3} = \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \quad (2.44)$$

En choisissant maintenant une fonction candidate de Lyapunov définie positive de telle sorte que sa dérivée soit négative. Cette fonction est écrite comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_\phi)^T e_\phi + \frac{1}{2} \frac{1}{q_3} (\Delta\omega_r)^2 \quad (2.45)$$

et

$$\dot{V}_1 = \dot{e}_\phi (e_\phi)^t + \frac{\Delta\omega_r}{q_3} \frac{d}{dt} \Delta\omega_r < 0 \quad (2.46)$$

En déterminant  $e_\phi$  et  $\dot{e}_\phi$  à partir de deux systèmes  $\sum_1$  et  $\sum_2$  et en les substituant dans (2.46) pour vérifier la condition de stabilité, le mécanisme adaptatif de la vitesse rotorique de la machine est écrit comme suit :

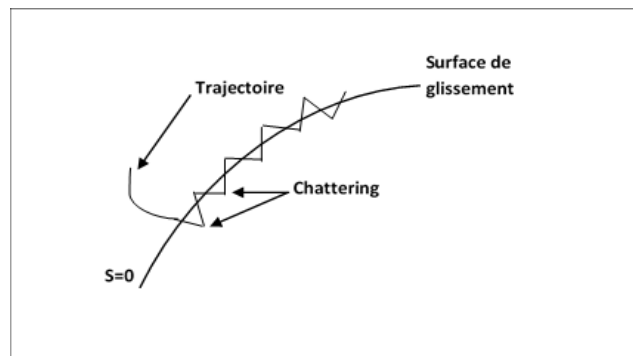
$$\frac{d\hat{x}_5}{dt} = -q_3 (\Lambda_i I_s)^T [\hat{x}_4 \quad \hat{x}_3]^T \quad (2.47)$$

En fonction des variables d'état de la machine, l'estimation de la vitesse rotorique est donnée par :

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = -q_3 (\Lambda_i I_s)^T [\hat{\phi}_{\beta r} \quad \hat{\phi}_{\alpha r}]^T \quad (2.48)$$

### 3.5. Phénomène de chattering

En pratique, un régime de glissement idéal n'existe pas puisque la commande ne peut pas commuter avec une fréquence infinie. La présence des imperfections liées aux retards de commutation et aux constantes de temps au niveau des actionneurs, la discontinuité au niveau du retour d'état génère un comportement dynamique au voisinage de la surface de glissement. Ce comportement est appelé réticence ou "chattering", caractérisé par une forte oscillation autour de la surface de glissement comme le montre la figure (2.4) :



**Figure 2.4:** Phénomène de chattering.

Ce phénomène est considéré comme le principal désavantage pour la commande et l'observation basées sur la théorie des modes glissants. Il est susceptible d'exciter les modes à haute fréquence qui peuvent dégrader les performances du système et conduire même à son instabilité. En plus, les oscillations génèrent des vibrations mécaniques pouvant provoquer des pertes énergétiques au niveau des circuits électriques de puissance. Plusieurs études ont été effectuées dans le but d'éliminer ou réduire au maximum ce phénomène. Parmi les solutions

proposées, on adopte celle qui est basée sur la fonction de saturation « sat(s) » qui consiste à remplacer la fonction « sign » par une approximation continue.

$$sat(s) = \begin{cases} +1 & si \quad s > \rho \\ -1 & si \quad s < -\rho \\ \frac{s}{\rho} & si \quad |s| \leq \rho \end{cases}$$

Avec  $\rho$  est une constante positive qui indique l'épaisseur de la couche limite voisine de la surface de glissement,  $\rho \in ]0 \quad 1]$ .

### 3.6. Etude de la stabilité

L'analyse de stabilité du SMO consiste à déterminer les gains d'observateur pour assurer l'attractivité de la surface de glissement ( $s \equiv 0$ ). Cette condition est assurée par le choix de  $\delta_1$  et  $\delta_2$  en utilisant l'approche de stabilité de Lyapunov.

En considérant  $V_2$  la fonction de Lyapunov définie positive tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2} s^T s \quad (2.49)$$

La première condition de la stabilité de Lyapunov est vérifiée, la deuxième condition consiste à vérifier l'état d'attractivité de la surface de glissement ( $s \equiv 0$ ), alors la dérivée de la fonction de glissement doit être négative :

$$\dot{V}_2 = s^T \dot{s} < 0 \quad (2.50)$$

La dynamique des erreurs d'estimation est exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x3} \right) + \Delta\omega_r \hat{x}_4 \right] k - \Lambda_{11} I_{s1} - \Lambda_{12} I_{s2} \\ \dot{e}_{x2} = \left[ \left( \frac{1}{\tau_r} e_{x4} + \omega_r e_{x3} \right) - \Delta\omega_r \hat{x}_3 \right] k - \Lambda_{21} I_{s1} - \Lambda_{22} I_{s2} \\ \dot{e}_{x3} = \frac{1}{\tau_r} e_{x3} + \omega_r e_{x4} - \Delta\omega_r \hat{x}_4 - \Lambda_{31} I_{s1} - \Lambda_{32} I_{s2} \\ \dot{e}_{x4} = \frac{1}{\tau_r} e_{x4} - \omega_r e_{x3} + \Delta\omega_r \hat{x}_3 - \Lambda_{41} I_{s1} - \Lambda_{42} I_{s2} \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\text{Avec } \dot{s} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \dot{e}_{x1} \\ \dot{e}_{x2} \end{bmatrix}$$

La dérivée de la fonction de glissement doit être négative :

$$\dot{V}_2 = [s_1 \quad s_2] \Gamma^{-1} (\dot{e}_{x1} \quad \dot{e}_{x2})^T < 0 \quad (2.52)$$

Avec :  $\Gamma^{-1} \begin{pmatrix} \dot{e}_{x1} \\ \dot{e}_{x2} \end{pmatrix} = \Gamma^{-1} \Gamma \begin{pmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{pmatrix} + \Gamma^{-1} \Delta \omega_r \begin{pmatrix} \hat{x}_4 \\ -\hat{x}_3 \end{pmatrix} + \Gamma^{-1} A_i \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix}$ , d'où :

$$\dot{V}_2 = [s_1 \quad s_2] \left[ \begin{pmatrix} e_{x3} \\ e_{x4} \end{pmatrix} + \frac{\Delta \omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^2} \begin{pmatrix} -\omega_r \hat{x}_3 & \frac{1}{\tau_r} \hat{x}_4 \\ \frac{1}{\tau_r} \hat{x}_3 & \omega_r \hat{x}_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} \right] < 0 \quad (2.53)$$

En développant cette inégalité (2.53) et en supposant que l'état et les paramètres de la machine sont bornés [Benc-1999], [Trab-2012], la condition de stabilité de Lyapunov est vérifiée par l'ensemble défini par les inégalités suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_1 > \left| e_{x3} + \frac{\Delta \omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^2} \left( \frac{1}{\tau_r} \hat{x}_4 + \omega_r \hat{x}_3 \right) \right| \\ \delta_2 > \left| e_{x4} + \frac{\Delta \omega_r}{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)^2 + \omega_r^2} \left( -\frac{1}{\tau_r} \hat{x}_3 + \omega_r \hat{x}_4 \right) \right| \end{array} \right. \quad (2.54)$$

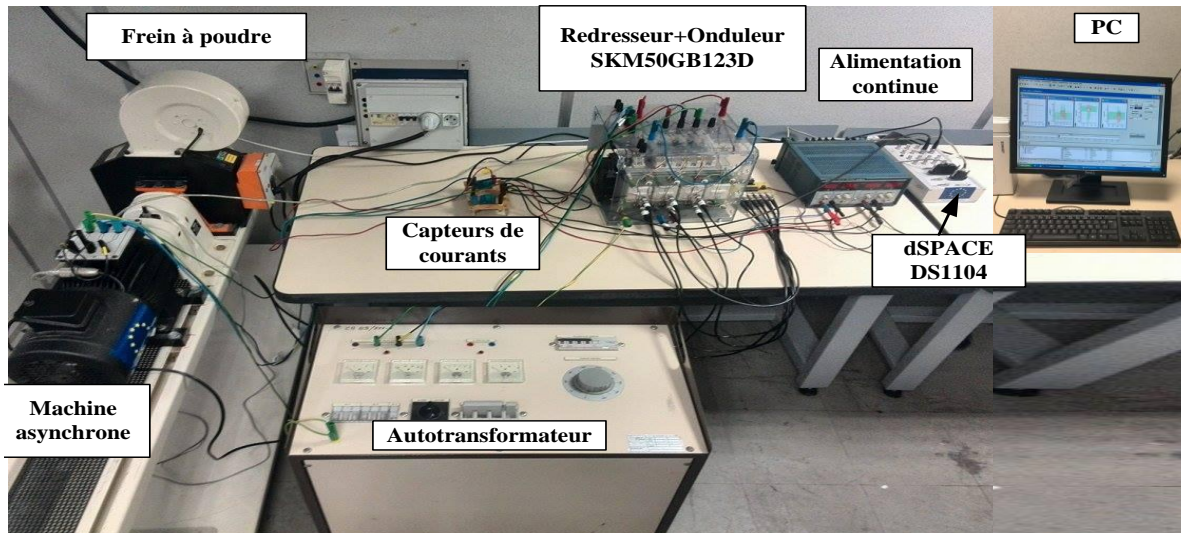
Après avoir développé l'observateur par mode et l'étude de la stabilité, nous allons faire la validation expérimentale.

## 4. Validation expérimentale

### 4.1. Descriptif de la plate-forme expérimentale

Le banc d'essai situé au Laboratoire des Sciences et de l'Information et des Systèmes à l'Ecole Centrale de Marseille (LSIS-ECM) est dédié pour la mise en œuvre expérimentale de différents algorithmes de contrôle et d'observation en vue de la commande avec et sans capteur de la machine asynchrone. Il permet aussi la mise en œuvre des algorithmes de diagnostic des défauts des composants IGBT de l'onduleur dans le cas de la commande avec capteur. Pour les travaux de notre thèse, nous nous sommes intéressés par le diagnostic des défauts des composants onduleur dans le cas d'une commande sensorless de la machine asynchrone. Dans ce chapitre nous nous limitons à la validation expérimentale de la commande sensorless à base d'un observateur mode glissant. Le type de la commande utilisé pour la machine est une

commande vectorielle par orientation de flux rotorique. Nous commençons par la description du banc d'essai expérimental, ensuite, nous présentons les résultats expérimentaux de la commande sensorless dans les conditions de fonctionnement sans défauts (en mode sain). La plate-forme expérimentale est dotée d'une carte de contrôle en temps réel DS1104 munit d'un panneau de contrôle CP1104. La structure générale de cette plateforme est donnée par la figure 2.5.



**Figure 2.5:** Banc d'essai expérimental.

Les constituants principaux de la plate-forme expérimentale sont :

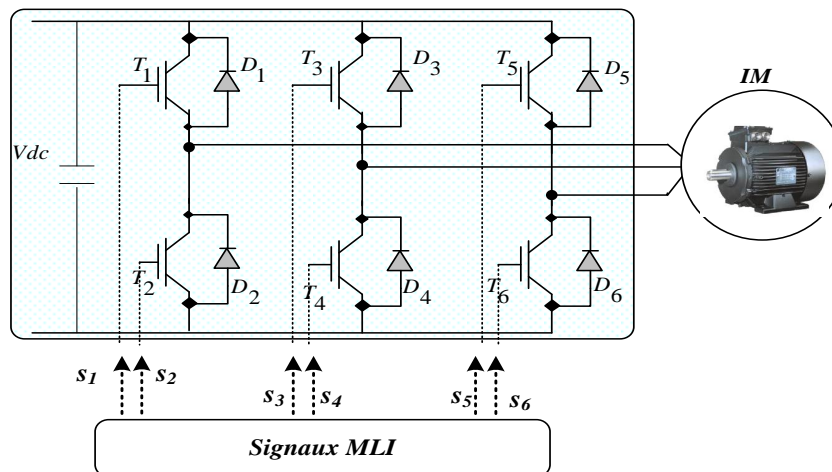
- Une partie software comprenant un logiciel *Matlab/Simulink* pour le développement des algorithmes de commande, d'observation et de diagnostic. Le contrôle du fonctionnement en temps réel du système est assuré par une interface graphique *Control Desk*.
- Une partie hardware comprenant une carte DS1104 muni d'un panneau de contrôle CP1104
- Une partie mécanique comprenant une machine asynchrone de 3kW et un frein à poudre
- Une partie puissance comprenant un onduleur, un redresseur et un autotransformateur.
- Une partie instrumentation comprenant les capteurs de courants

La machine de test expérimental est une machine asynchrone à cage d'écureuil de 3kW. Ses caractéristiques sont données dans le tableau 2.1. Elle est équipée d'un codeur incrémental de 1024 points/tour et deux capteurs de courant. L'application de couple de charge est assurée par un frein à poudre commandé en tension continue par l'application des consignes à partir de la carte DS1104.

**Tableau 2.1:** Paramètres de la machine

Machine asynchrone	
Puissance nominale	3 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1430 tr/min
$R_r$	$1.55\Omega$
$R_s$	$2.3\Omega$
$L_s = L_r$	$0.261\text{H}$ ,
$M$	$0.249\text{H}$ ,
$J$	$0.02 \text{ kg m}^2$

L'onduleur utilisé pour l'alimentation de la machine est un onduleur de tension triphasé comprenant deux parties. Une partie puissance qui est composée de trois bras. Chaque bras est menu d'un module à base de deux IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) de type Semikron SKM50GB123D (Figure 2.6).

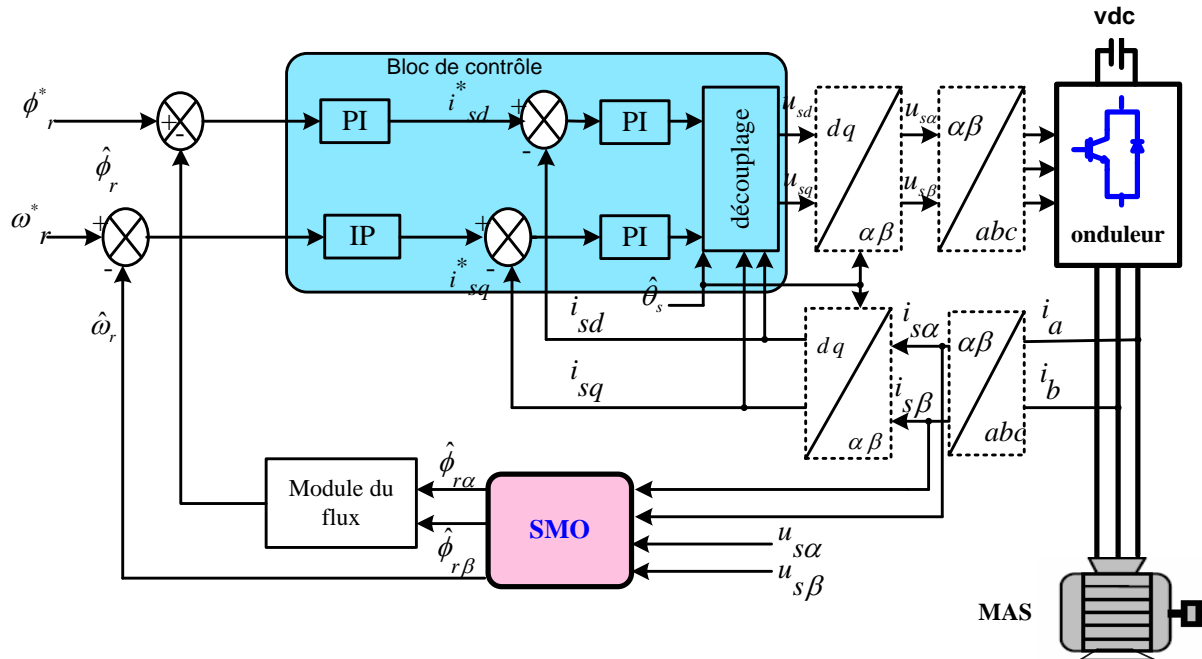

**Figure 2.6:** Onduleur triphasé.

L'autre partie comporte la carte de commande et d'adaptation des signaux PWM (Pulse Width Modulation). Les six signaux de commutation sont générés à partir de la carte DS1104 au moyen d'un étage d'adaptation à l'aide d'un circuit IR2130. Les interrupteurs de puissance sont commandés par la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle. La fréquence de commutation de l'onduleur PWM est de 5 kHz.

Les boucles de commande et d'observation de la vitesse mécanique de la machine asynchrone nécessitent la mesure des courants des phase statoriques. La mesure des courants est assurée par deux capteurs à effet de hall.

### 4.1. Résultats expérimentaux pour la commande sans capteur

La figure 2.7 montre le schéma-bloc de la commande d'un moteur asynchrone de 3 kW, elle est constituée d'un moteur à induction à cage, un onduleur de tension et un bloc de commande avec trois correcteurs de type proportionnel-intégral (PI) pour la régulation du flux et des courants et un correcteur de type intégral-proportionnel (IP) pour la régulation de la vitesse.



**Figure 2.7:** Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.

L'observateur par mode glissant SMO a pour but de fournir les entrées non mesurables nécessaires pour la commande (vitesse et flux rotoriques). Cet observateur utilise uniquement les courants statoriques mesurés et les tensions statoriques obtenues à partir de la commande vectorielle. Le bloc de contrôle représente la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Les signaux PWM générés par la MLI sinus-triangle permet d'imposer au moteur le suivi des trajectoires de référence (vitesse de référence et flux de référence).

Les paramètres des régulateurs de la boucle de commande sont calculés en utilisant la méthode de placement des pôles [Bous-2004], ils sont donnés dans le Tableau 2.2. Les paramètres de l'observateur mode glissant sont aussi donnés par le Tableau 2.2.



**Tableau 2.2 :** Paramètres utilisés pour la validation expérimentale.

Paramètres des régulateurs de la boucle de commande	
Régulateur de vitesse :	$\begin{cases} K_p = 3.2 \\ K_i = 0.51 \end{cases}$
Régulateurs de courants :	$\begin{cases} K_p = 14.8 \\ K_i = 2349 \end{cases}$
Régulateur de flux :	$\begin{cases} K_p = 16 \\ K_i = 95 \end{cases}$
Paramètres expérimentaux de l'observateur mode glissant	
$\delta_1 = 7, \delta_2 = 30$	
$q_1 = 13, q_2 = 32, q_3 = 5$	

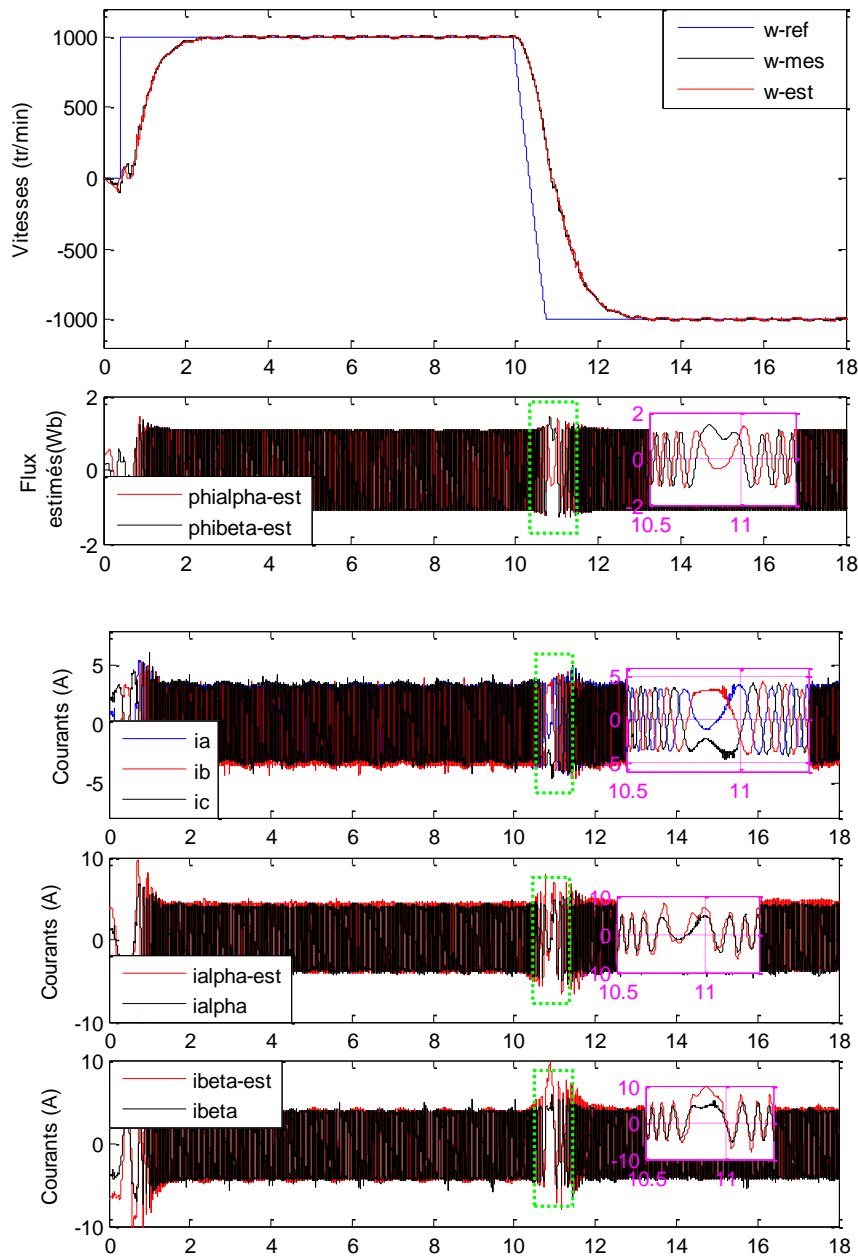
Pour analyser le comportement de l'ensemble moteur/commande, différents cycles de fonctionnement ont été appliqués à la machine asynchrone sous les conditions d'expérimentation sus-indiquées.

#### 4.2.1. Fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation

Dans cette partie, pour étudier la dynamique du système lors d'une inversion du sens de rotation de la machine, nous avons effectué un essai à vide pour un échelon de vitesse de  $1000 \text{ tr/min}$ , ensuite une rampe de pente négatif est appliquée à l'instant  $t = 10.6 \text{ s}$ . Les résultats expérimentaux sont donnés par la figure 2.8.

Sur cette figure nous avons tracé la vitesse rotorique réelle, estimée et de référence de la machine, les courants statoriques mesurés et ceux estimés et les flux rotoriques estimés dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

Ces résultats montrent de bonnes performances du système de commande sans capteur associé à un observateur mode glissant en termes de suivi de trajectoire. En effet, la vitesse estimée et la vitesse mesurée convergent vers leurs grandeurs de référence dans les deux sens de fonctionnement de la machine asynchrone. Les zooms sur les courants statoriques estimés et mesurés montrent les performances élevées du SMO pour l'estimation des courants et des flux. Durant les conditions d'inversion du sens de rotation du rotor (au passage par zéro), une perturbation entraînant une erreur d'estimation au niveau des courants statorique est enregistrée. Cette perturbation est due à la perte d'observabilité du moteur asynchrone pour une vitesse de fonctionnement nulle.

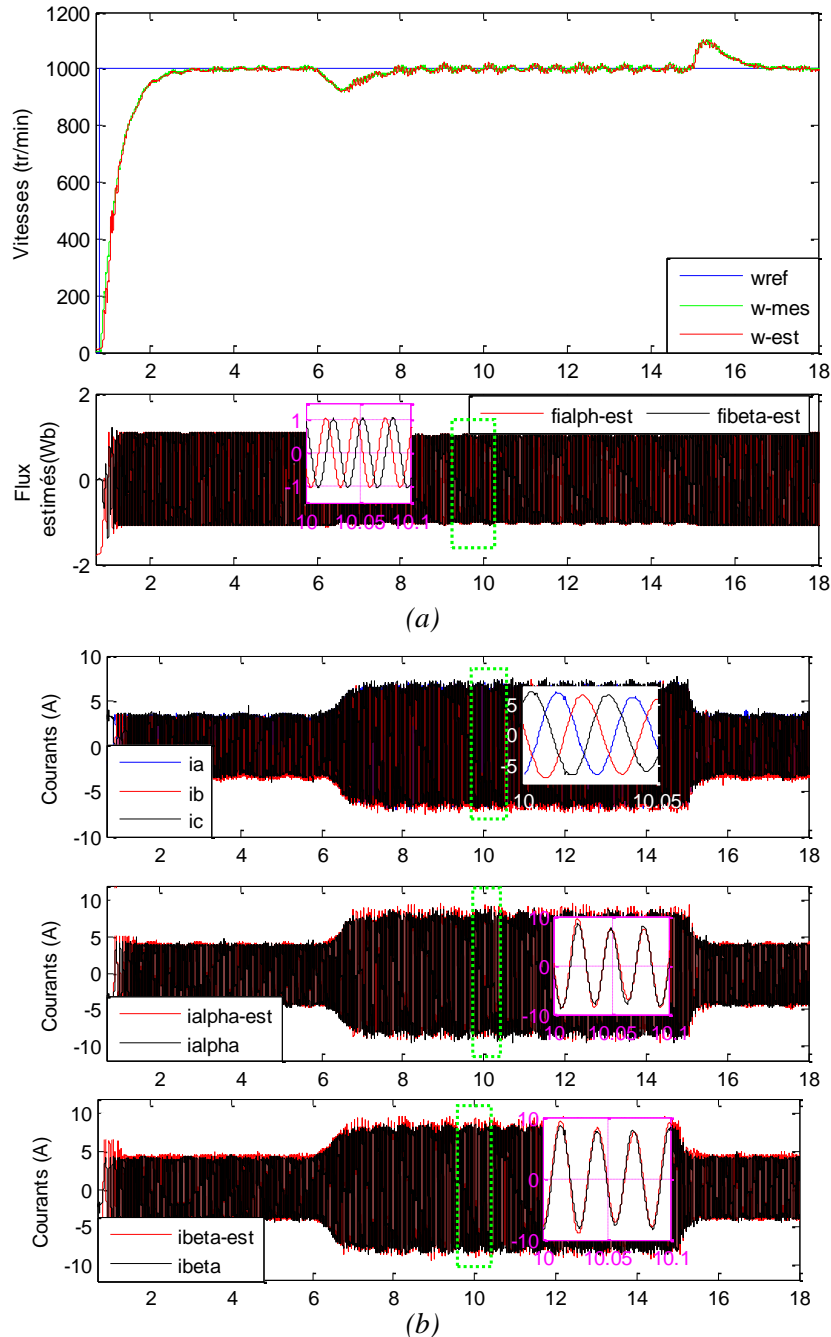


**Figure 2.8 :** Validation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement à vide et avec inversion du sens de rotation du moteur.

#### 4.2.2. Fonctionnement en charge

Pour évaluer la robustesse du système vis-à-vis de la variation du couple de charge, un essai expérimental a été effectué pour un démarrage à vide de la machine asynchrone, puis on a appliqué un couple de charge de  $10 \text{ Nm}$  à l'instant  $t = 6 \text{ s}$ . Au début, la vitesse de consigne et le couple de charge sont maintenus nuls pour permettre l'établissement du flux dans la machine, ensuite, un échelon de vitesse de  $1000 \text{ tr/min}$  est appliqué au moteur. L'objectif de cette phase est de tester le comportement de la loi de contrôle sensorless au cours d'une grande variation transitoire de vitesse ainsi que la robustesse en haute vitesse.

Le comportement du système pour un fonctionnement en charge est illustré par la figure 2.9. Durant cet essai, nous avons enregistré la vitesse réelle, estimée et de référence de la machine, les flux rotoriques estimés dans la base  $(\alpha, \beta)$  (figure 2.9-a), les courants statoriques mesurés et ceux estimés dans la base  $(\alpha, \beta)$  (figure 2.9-b).



**Figure 2.9:** Validation expérimentale de la commande sans capteur pour un fonctionnement en charge (1000 tr/min, 10 Nm).

Cet essai décrit aussi les bonnes performances du système en termes de suivi de la trajectoire et de rejet de perturbation. En ce qui concerne le suivi de la trajectoire, la vitesse estimée et celle mesurée sont en concordance avec la vitesse de référence. De même pour les courants

statoriques et les flux rotoriques estimés, ils suivent parfaitement leurs grandeurs mesurées avant et après la variation de la charge. Au moment de l'application du couple de charge, on remarque une chute au niveau de la vitesse rotorique qui converge par la suite pour se stabiliser à sa grandeur de référence. Cette chute de vitesse et ce retard nécessaire pour poursuivre de nouveau la consigne de référence sont en relation avec le temps de réponse choisi pour la boucle de régulation de vitesse. Une diminution du temps de réponse permet d'améliorer cette phase mais à condition de respecter le compromis rencontré en pratique " rapidité/stabilité " du système contrôlé sans capteur de vitesse.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi dans un premier temps une modélisation dynamique de la machine asynchrone. Cette modélisation a servi pour la mise en œuvre de l'observateur et la commande de la machine asynchrone. Nous avons ensuite présenté une stratégie d'observation basée sur les systèmes à structure variable via l'utilisation de l'approche mode glissant SMO pour estimer les grandeurs magnétiques non accessibles et pour la commande sensorless par l'estimation de la vitesse mécanique de la machine.

Pour vérifier les performances de la commande sans capteur de vitesse, nous avons décrit en seconde partie la représentation du banc d'essai utilisé. Ensuite, divers cycles de fonctionnement ont été appliqués à la machine asynchrone sous des différentes conditions d'expérimentation. Les résultats obtenus décrivent des bonnes performances du système de contrôle sensorless en termes de poursuite et de rejet de perturbation dans les différents régimes de fonctionnement de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'étude du comportement de la machine asynchrone contrôlée sans capteur de vitesse vis-à-vis des défauts simples et multiples des cellules de commutation au niveau de l'onduleur.