

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie Département
de Génie Electrique En vue de
l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Machines électriques

Présenté par:

Ben Amara Belkacem et Chétioui Mohammed Ammar

Thème

**Conception d'un observateur du modèle flou-TS-
par l'approche MVT pour estimation d'état de la
machine asynchrone**

Soutenu le 04/06/2018. Devant le jury composé de :

Pr. ALLAG Abdelkarim

Maitre de conférences Président

Dr. ALLAG Meriem

Maitre de conférences Rapporteur

Dr. HALEM Noura

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2017/2018

Nous voudrions présenter nos remerciements à notre encadreur « Allag meriem ».

Et Nous voudrions également lui témoigner notre gratitude pour sa patience, et tout notre soutien et notre aide pour l'accomplissement de ce travail, en particulier le professeur « Allag abdelkarim » qui nous a beaucoup aidés. ...

Et merci à tous les professeurs du Département de génie électrique de l'Université Fchahid Hamma Lakhdar – El-oued.

Merci

Tables des Matières:

Remerciements.....	I
Tables des Matières.....	II
Liste des figures	IV
Nomenclature	V
Liste des Symboles	VI
Résumé	VII
INTRODUCTION GENERALE	01
Chapitre I : Développement des observateurs pour les systèmes non linéaires décrits par La théorème MVT.....	03
I.1 . Introduction.....	04
I.2 . Principe de fonctionnement de l'observateur.....	04
I.3 . Préliminaires	06
I.4 . Formulation du problème.....	09
I.5 . Résultat principal.....	10
I.6 . Extensions.....	11
A- Généralisation à une classe plus large de systèmes.....	12
I.7 . Conclusion.....	13
Chapitre II: Modélisation de la machines asynchrone	14
II.1. Introduction.....	15
II.2. Mise en équations de la machine asynchrone triphasée.....	16
• Équations électriques.....	16
• Équations magnétiques	16
• Équations mécaniques	17
II.3. Transformation de PARK.....	17
II.4. Équations de la machine biphasée équivalente.....	18
• Équation du couple	19

II.5. Définition des différents référentiels.....	20
II.6. Représentation d'état du système.....	21
II.7. Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	23
II.7.1. Principe de la commande vectorielle	23
II.7.1.1. Description	23
II.7.1.2. Orientation du flux rotorique	24
II.8. Conclusion	26
Chapitre III: conception d'un observateur pour l'estimation des États de la machine Asynchrone	27
III.1.Introduction.....	28
III.2. Stratégie de contrôle à boucle ouverte	28
A- Modèle physique du moteur à induction	28
B- Contrôle en boucle ouverte	28
III.3. Ecriture du système sur la forme Lipchitzien	30
III.4. L'erreur de reconstruction d'état	31
III.5. Synthèse d'observateur par l'approche DMVT	34
III.6. L'approche de la transformation par secteurs non linéaires	34
III.7. Analyse d'erreur d'estimation $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$	36
III.8. Stabilité au sens de lyapunov des systèmes LPV	37
III.9. Résultats de simulation et interprétation	40
III.10. Conclusion	46
CONCLUSION GENERALE	47
Bibliographie	48
Annexe	49

Liste des figures :

Fig. I.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	05
Fig. II.1 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée.....	18
Fig. II.2: Principe de la commande vectorielle.....	24
Fig. II.3 : Orientation du flux rotorique.....	24
Fig III.1: vitesse réelle et estimée avec couple de charge $C_r= 3 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$	41
Fig. III.2: flux rotorique réelle et estimée avec couple de charge $C_r= 3 \text{ N.m}$ à $t = 0.5$	42
Fig. III.3: Les courants statoriques réelle et estimée avec le couple de charge $C_r= 3 \text{ N.m}$ à $t = 0.5\text{s}$	44
Fig. III.4: L'erreur entre vitesse réelle et estimée.....	45
Fig.III.5: Poursuit le signal de référence pour la vitesse de rotation de la machine.....	46

Acronymes:

MAS: Machine asynchrone.

EKF: filtre étendu de Kalman.

FOC: Commande par orientation du flux (Field Oriented Control)

LMI: Inégalité matricielle linéaire (Linear Matrix Inequality)

LPV: Linéaire à Paramètres Variable (Linear Parameter Varying)

MVT: Théorème de la valeur moyenne (Mean Value Theorem)

SNL: Secteur non linéaire.

Liste des Symboles

U: vecteur d'entrée

X: vecteur d'état

Y: vecteur de sortie

$\hat{x}(t)$: désigne l'estimation de l'état $x(t)$

$\varepsilon(t)$: l'erreur d'observateur

A, C: sont des matrices constantes de dimensions appropriées

s, r: Indices respectifs du stator et du rotor.

n_p: Nombre de paires de pôles.

R_s, L_s: Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

R_r, L_r: Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

M: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}: Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.

I_{as}, I_{bs}, I_{cs}: Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.

I_{ar}, I_{br}, I_{cr}: Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.

Φ_{as}, Φ_{bs}, Φ_{cs}: Flux statoriques.

Φ_{ar}, Φ_{br}, Φ_{cr}: Flux rotoriques.

σ: Coefficient de dispersion.

C_e: Couple électromagnétique.

C_r: Couple résistant.

f: Coefficient de frottement visqueux.

J: Moment d'inertie des masses tournantes.

d-q: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

ω_s, ω: Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

ω_{gl}: Glissement de vitesse angulaire électrique.

T_r, T_s: Constantes de temps statorique et rotorique.

Résumé :

Dans cette mémoire , la conception des observateurs pour une classe de systèmes dynamiques non linéaires a été étudiée. La contribution principale réside dans l'utilisation du théorème de la valeur moyenne différentielle (DMVT) pour transformer la dynamique d'erreur non linéaire en un système LPV. L'analyse de stabilité est donc réalisée à l'aide d'une fonction de Lyapunov standard qui conduit à la solvabilité d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires (LMI) facilement traitables. Des exemples numériques sont fournis pour montrer les performances élevées de l'approche proposée et la grande classe de systèmes dynamiques non linéaires concernés.

INTRODUCTION GENERALE :

Que ce soit pour accroître l'efficacité énergétique ou pour optimiser et améliorer les contrôles des procédés, les industriels s'équipent de plus en plus d'entraînements à vitesse variable par moteurs électriques. Il existe une grande variété de moteurs électriques pouvant être utilisés comme moteurs d'entraînements et par conséquent , Ces derniers se distinguent les uns des autres par les technologies mises en œuvre et par de commande.

L'utilisation du moteur asynchrone dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle .

Elle se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible cout .L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines .

Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande.

Le couplage non linéaire existant entre le flux et magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu.

Malgré cela, depuis plusieurs années , la place du moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître. Cette présence du moteur asynchrone dans les entraînements régulés est due à l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, qui a permis la construction des convertisseurs de puissance élevées , capables de délivrer des tensions ou des courants d'amplitudes et de fréquence réglables. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux de plus en plus performants a rendu possible l'implantation à moindres couts des lois de commandes sophistiquées: la commande vectorielle, les commandes non linéaires (linéarisation entrée-sortie, linéarisation exacte ,...). Ces dispositifs électroniques nous ont donc permis de retrouver, avec le moteur asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromagnétique, naturellement obtenues jusqu'alors avec le moteur à courant continu [01].

Pour des lois de commande dites sophistiquées, se pose un problème majeur qui est la nécessité d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, couple de charge). Ceci impose un surcout et augmente la complexité des montages. De ce point de vue ,on a intérêt à minimiser le nombre de capteurs pour réduire le cout d'instrumentation et de maintenance. L'exploitation des capteurs logiciels pour la conduite des procédés industriels se trouve, dans ces conditions, nécessaire .

un capteur logiciel peut être décrit comme étant l'association d'un capteur physique à un algorithme (appelé observateur) permettant de délivrer, à partir des mesures fournies par le capteur physique et des entrées appliquées au système, des estimations en ligne des différentes variables d'état [02].

- **notre mémoire est organisé de la façon suivante :**

- dans le premier chapitre, on s'intéresse à présenter quelques rappels sur le principe d'observation d'état et la notion d'observabilité des systèmes non linéaire et on passe à la synthèse d'observateur d'état.
- Dans le deuxième chapitre, nous modélisons la machine asynchrone dans le principe de contrôle avec le champ vectoriel.

Nous produisons le modèle mathématique de la machine asynchrone puis étudions ce système.

- Dans le troisième chapitre, nous appliquons la théorie de la valeur moyenne sur la partie non-linéaire du système, puis extrayons l'équation d'appréciation de l'erreur pour l'observateur, puis étudions la stabilité de ce système

Après avoir extrait les conditions de stabilité de Lyapunov, nous appliquons la norme de Yalmip aux courbes de Lyapunov, puis extrayons le gain L_0 .

Nous écrivons ensuite l'algorithme pour le système, puis obtenons les résultats de la simulation pour le modèle et l'observateur ensemble

- Enfin une conclusion avec des perspectives sont rapportés au dernier chapitre.

Chapitre I :

Développement des

observateurs MVT pour

les systèmes non linéaires

I.1 . Introduction:

Les principales motivations résident dans le fait que l'estimation d'état peut être utilisée pour la conception de contrôle, le diagnostic ou la supervision , nous allons mentionner quelques méthodes d'observation de base et standard. L'un d'eux consiste à utiliser un changement de coordonnées non linéaire pour amener le système original dans un système linéaire (ou pseudo-linéaire). Nous renvoyons le lecteur aux travaux pionniers et à leurs extensions sur cette approche. Comme on peut s'y attendre, le principal avantage de l'utilisation de cette approche est de simplifier la conception de l'observateur, la classe des systèmes non linéaires de Lipschitz a été largement étudiée , où la convergence de l'erreur d'estimation a été étudiée en utilisant à la fois les fonctions de Lyapunov et les fonctionnelles, et les conditions de stabilité sont exprimées en LMI. Dans cet chapitre , nous proposons une nouvelle conception d'observateur pour une grande classe de systèmes non linéaires. L'idée de base de ce travail est d'utiliser le DMVT bien connu, qui permet d'écrire la dynamique de l'erreur de l'observateur en tant que système LPV. L'analyse de stabilité est facile à étudier en utilisant une fonction classique de Lyapunov quadratique et une théorie de convexité. Le gain de l'observateur garantissant la convergence globale de l'observateur proposé est calculé par les IMT. Il convient de noter que l'approche proposée peut être appliquée à la fois dans des modèles non linéaires continus et discrets, même avec des non linéarités non Lipschitz. [04].

I.2 . Principe de fonctionnement de l'observateur:

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la figure (figure 1.1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisée par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [05].

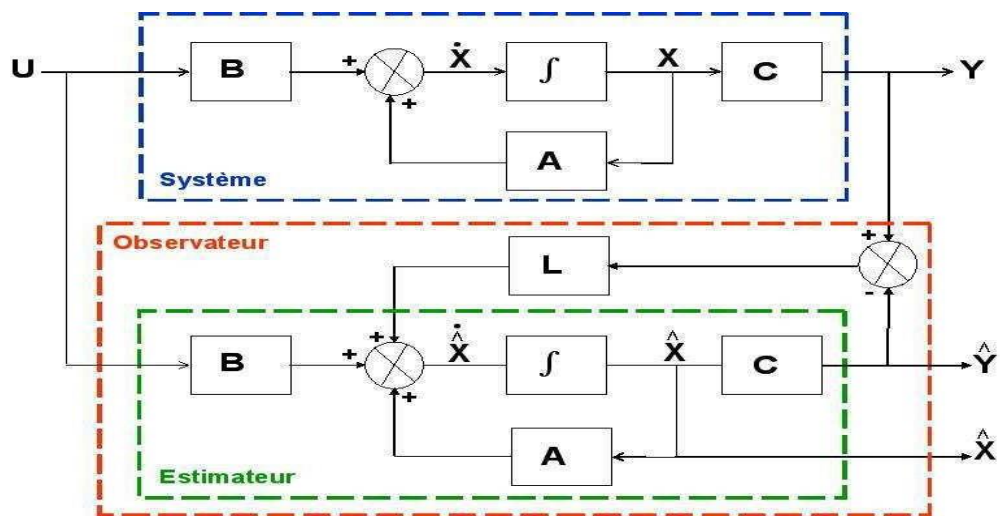


Figure. 1.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie Y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L tel que les valeurs propres de $A-LC$ soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

DéTECTABILITÉ On rappelle que si le sous-espace inobservable N n'est pas réduit à zéro, on peut néanmoins garder la possibilité de construire un observateur, à condition que le sous-espace des modes instables de A (au moins) soit observable : c'est la propriété de détectabilité[05].

I.3 . Préliminaires:

Dans cette section, nous présentons un outil mathématique important pour la section suivante: le théorème de la valeur moyenne différentielle. Nous présentons d'abord le théorème de la valeur moyenne différentielle dans une dimension, puis nous généralisons ce théorème à une dimension plus élevée [04].

- **Théorème 2.1:** (DMVT) Soit $f: [a, b] \rightarrow \mathbb{R}$ être continu sur $[a, b]$ et différentiable sur (a, b) . Ensuite, il y a un certain c avec un $a < c < b$ tel que

$$f(a) - f(b) = f'(c)(a - b).$$

Ce théorème est une conséquence du théorème de Rolle. Maintenant, nous énonçons le théorème de la valeur moyenne en plus haute dimension, ce qui est important pour l'approche développée dans cet article. Avant d'énoncer ce théorème, nous introduisons la définition suivante:

- **Définition 2.2:** Soit x, y deux éléments dans \mathbb{R}^n . Nous définissons par $Co(x, y)$ la coque convexe de l'ensemble $\{x, y\}$, c'est-à-dire.

$$Co(x, y) = \{\lambda x + (1 - \lambda) y, \lambda \in [0, 1]\}.$$

- **Théorème 2.3:** (DMVT dans \mathbb{R}^n) Soit $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$. Soit a, b deux éléments dans \mathbb{R}^n . Nous supposons que f est différentiable sur $Co(a, b)$. Ensuite, il existe une constante $c \in Co(a, b)$, $c \neq a$, $c \neq b$ telle que:

$$f(a) - f(b) = f'(c)(a - b)$$

où:
$$f' = \left[\frac{\partial f}{\partial x_1} \quad \frac{\partial f}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial f}{\partial x_n} \right].$$

- ≡ **Preuve:** Soit $g: [0, 1] \rightarrow \mathbb{R}$ la fonction définie par:

$$g(t) = f(a + t(b - a)).$$

g est différentiable sur $]0, 1[$, continue sur $[0, 1]$, et:

$$g'(t) = f'(a + t(b - a))(b - a).$$

En utilisant le théorème 2.1, il existe $c_1 \in]0,1$ [tel que:

$$g(1) - g(0) = g(c_1),$$

ce qui équivaut à:

$$f(b) - f(a) = f'(a + c_1(b - a))(b - a).$$

Ensuite, il existe $c = a + c_1(b - a) \in Co(a, b), c \neq a, c \neq b$

tel que : $f(a) - f(b) = f'(c)(a - b).$

- Remarque 2.4: En général, le théorème de la valeur moyenne différentielle n'est pas vrai pour les fonctions vectorielles de plus grande dimension. Ce qui suit est un contre-exemple . Soit $f: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$ être défini par:

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x_1, x_2) & x_1^2 \\ f_2(x_1, x_2) & e^{(x_1+x_2)} \end{pmatrix}$$

Si nous définissons : $a = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$ et $b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$

Ou: $f(a) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^2 \end{pmatrix}, f(b) = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$

$$\text{Et: } \frac{\partial f}{\partial x}(a + c(b - a)) = \begin{pmatrix} 2(1-c) & 0 \\ e^{(2-2c)-1} & e^{(2-2c)} \end{pmatrix}$$

Si le théorème de la valeur moyenne existe, alors nous aurons:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ e^2 - 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2(1-c) \\ 2e^{2-2c} \end{pmatrix}$$

La première équation donne $c = 1/2$, ce qui contredit la deuxième équation

Puisque le DMVT n'est pas correct pour la fonction vectorielle, nous proposons de procéder comme suit:

Laisser: $E_s = [e_s(i) \mid e_s(i) = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)^T, i = 1, \dots, s.]$

être la base canonique de l'espace vectoriel \mathbb{R}^s pour tout $s \geq 1$.

Let: $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^q$

être une fonction vectorielle. Alors,

$$f(x) = [f_1(x), \dots, f_q(x)]^T$$

où $f_i: R^n \rightarrow R$ est la $i^{\text{ème}}$ composante de f . Nous savons que l'espace vectoriel R^q est généré par la base canonique E_q . Par conséquent, nous pouvons écrire:

$$f(x) = \sum_{i=1}^q e_q(i) f_i(x). \quad (\text{I.1})$$

Maintenant, nous énonçons la proposition suivante.

- **Proposition 2.5:** Soit $f: R^n \rightarrow R^q$. Soient $a, b \in R^n$.

Nous supposons que f est différentiable sur $Co(a, b)$. Ensuite, il y a des vecteurs constants $c_1, \dots, c_q \in Co(a, b)$, $c_i \neq a$, $c_i \neq b$ pour $i = 1, \dots, q$

tel que:

$$f(a) - f(b) = \left[\sum_{i,j=1}^{q,n} e_{qi} e_{n(i)}^T \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_i) \right] (a - b) \quad (\text{I.2})$$

Preuve: De (1), nous avons: $f(a) - f(b) = \sum_{i=1}^q e_q(i) (f_i(a) - f_i(b))$.

Maintenant, nous appliquons le DMVT sur chaque f_i , $i = 1, \dots, q$. A partir du théorème 2.3, il existe $c_i \in Co(a, b)$ tel que:

$$f_i(a) - f_i(b) = \frac{\partial f_i}{\partial x}(c_i)(a - b),$$

pour tout $i = 1, \dots, q$.

Comme: $\left(\frac{\partial f_i}{\partial x} \right)^T = \left(\frac{\partial f_i}{\partial x}, \dots, \frac{\partial f_i}{\partial x} \right)^T \in R^n$

Alors, nous pouvons écrire:

$$\frac{\partial f_i}{\partial x}(c_i) = \sum_{j=1}^n e_{n(i)}^T \frac{\partial f_i}{\partial x_j} c_i$$

$$\text{Donc, } f(a) - f(b) = \left[\sum_{i,j=1}^{q,n} e_{qi} e_{n(i)}^T \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_i) \right] (a - b).$$

I.4 . Formulation du problème:

Nous considérons la classe des systèmes non linéaires décrits par les équations d'état non linéaires suivantes:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bf(x(t)) + g(y(t), u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie. A, B, C sont des matrices constantes de dimensions appropriées. Les fonctions $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $g: \mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ sont non linéaires et f est supposé différentiable. Un observateur d'état correspondant à (3) est donné comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bf(\hat{x}(t)) + g(y(t), u(t)) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

où $\hat{x}(t)$ désigne l'estimation de l'état $x(t)$. Le problème de l'observation consiste à trouver un gain L tel que l'erreur d'observateur $\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ converge exponentiellement et asymptotiquement vers zéro. La dynamique de l'erreur de l'observateur est exprimée comme suit:

$$\dot{\varepsilon}(t) = (A - LC)\varepsilon(t) + Bf(x(t)) - f(\hat{x}(t))$$

Par le DMVT, il existe : $z(t) \in Co(x(t), \hat{x}(t))$ tel que:

$$f(x(t)) - f(\hat{x}(t)) = \frac{\partial f}{\partial x} z(t)(x(t) - \hat{x}(t))$$

Comme : $\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \in \mathbb{R}^n$ alors on peut écrire:

$$\frac{\partial f}{\partial x} z(t) = \sum_{j=1}^n e_n^T(j) \frac{\partial f}{\partial x_j} (z(t))$$

Avec la notation: $h_i(t) = \frac{\partial f}{\partial x_i} (z(t))$,

la dynamique de l'erreur d'observateur devient:

$$\dot{\varepsilon}(t) = (A + \sum_{i=1}^n h_i(t) B e_n^T(i) - LC) \varepsilon(t)$$

En réglant: $h(t) = (h_1(t), \dots, h_n(t))$

(I.5)

Et : $A(h(t)) = A + \sum_{i=1}^n h_i(t) B e_n^T(i)$

nous avons: $\dot{\varepsilon}(t) = (A(h(t)) - LC) \varepsilon(t)$

(I.6)

Le système d'erreur d'observateur (6) est un système LPV, pour lequel nous pouvons facilement étudier les conditions de stabilité [Lyapunov 10]. Avant d'introduire notre résultat principal, nous introduisons l'hypothèse suivante:

- **Hypothèse:** on suppose que les fonctions h_i sont bornées:

$$\max_t |h_i(z(t))| < +\infty.$$

Notez que cette hypothèse n'est pas restrictive. En effet, il est satisfait pour une grande classe de systèmes non linéaires, à savoir les systèmes chaotiques pour lesquels cette hypothèse est toujours satisfaite. Par cette hypothèse, le paramètre $h(t)$ évolue dans un domaine borné H_n dont 2^n sommets sont définis par:

$$V_{H_n} = \left\{ \alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mid \alpha_i \in \{\underline{h}_i, \overline{h}_i\} \right\}$$

Où: $\overline{h}_i = \max_t (h_i(t))$, et $\underline{h}_i = \min_t (h_i(t))$

I.5 . Résultat principal:

Dans cette section, nous présentons la contribution principale de notre travail. Nous donnons des conditions suffisantes pour la synthèse de l'observateur.

- **Théorème 4.1:** L'erreur d'observateur $\varepsilon(t)$ converge exponentiellement vers zéro s'il existe des matrices $P = P^T > 0$ et R de dimensions appropriées pour que les LMI suivantes soient réalisables:

$$A^T(\alpha)P - C^T R + PA(\alpha) - R^T C < 0 ; \forall \alpha \in VHn. \quad (I.7)$$

Lorsque ces LMI sont réalisables, le gain de l'observateur L est donné par $L = P^{-1}R^T$.

- Preuve: Pour étudier la convergence exponentielle de l'erreur d'observateur, nous considérons la fonction de Lyapunov quadratique suivante:

$$V(t) = V(\varepsilon(t)) = \varepsilon^T(t)P\varepsilon(t),$$

où P est une matrice symétrique, avec $P > 0$. L'erreur de l'observateur converge exponentiellement vers zéro si $V(t) > 0$ et $\dot{V}(t) < 0$ pour tout $\varepsilon(t) \neq 0$. Nous avons

$$\dot{V}(t) = \varepsilon^T(t)F(h(t))\varepsilon(t)$$

Où: $F(h(t)) = A(h(t)) - LC)^T P + P(A(h(t)) - LC)$.

La condition $V(t) > 0$ est satisfaite car la matrice P est positive définie. Notez que la condition $\dot{V}(t) < 0$ est satisfaite si nous avons

$$F(h(t)) < 0 \text{ pour tous } h(t) \in Hn.$$

Puisque la fonction matricielle F est affine dans h(t), nous utilisons le principe de convexité (voir [24] pour plus de détails) pour déduire que $\dot{V}(t) < 0$ si la condition suivante est satisfaite:

$$F(\alpha) < 0, \forall \alpha \in V_{Hn}. \quad (I.8)$$

Si nous utilisons la notation $R = L^T P$, la condition (8) est équivalente à (7). Ainsi, si (7) tient, alors l'inégalité (8) est également vérifiée, ce qui implique que $\dot{V}(t) < 0$. Ceci termine la démonstration du théorème 4.1.

I.6 . Extensions:

Dans cette section, nous généralisons notre résultat principal à une classe plus large de systèmes et nous l'étendons au cas discret [04].

A- Généralisation à une classe plus large de systèmes

Considérons le système non linéaire décrit par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bf(x(t)) + g(y(t), u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie. A, C sont des matrices constantes de dimensions appropriées. Les fonctions $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $g: \mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ sont non linéaires et f est supposé différentiable. Considérez également l'observateur d'état correspondant comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bf(\hat{x}(t)) + g(y(t), u(t)) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ y(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

La dynamique de l'erreur de l'observateur est exprimée comme suit:

$$\dot{\varepsilon}(t) = (A - LC)\varepsilon(t) + B(f(x(t)) - f(\hat{x}(t))).$$

De la proposition 2.5, il existe $z_i(t) \in Co(x(t), \hat{x}(t))$, pour tout $i = 1, \dots, q$, tel que:

$$f(x(t)) - f(\hat{x}(t)) = \left(\sum_{i,j=1}^{q,n} e_q(i)e_n^T(j) \frac{\partial f_i}{\partial x_i}(z_i(t)) \right) \varepsilon(t).$$

Utiliser les notations: $h_{ij}(t) = \frac{\partial f_i}{\partial x_i}(z_i(t))$,

$$h(t) = (h_{11}(t), \dots, h_{1n}(t), \dots, h_{qn}(t)) \text{ et:}$$

$$A(h(t)) = A + \sum_{i,j=1}^{q,n} h_{ij}(t) B e_q(i) e_n^T(j)$$

la dynamique d'erreur de l'observateur peut être réécrite comme suit:

$$\dot{\varepsilon}(t) = A(h(t)) - LC)\varepsilon(t). \quad (\text{I.11})$$

Comme précédemment, nous supposons que les fonctions h_{ij} sont bornées pour tout $i = 1, \dots, q$ et $j = 1, \dots, n$. Ensuite, le vecteur de paramètres $h(t)$ reste dans un domaine borné $H_{q,n}$ dont les sommets 2^{qn} sont définis par:

$$V_{Hq,n} = (\alpha = (\alpha_{11}, \dots, \alpha_{1n}, \dots, \alpha_{qn}) \mid \alpha_{ij} \in \{\underline{h}_{ij}, \bar{h}_{ij}\})$$

Où:

$$\bar{h}_{ij} = \max_t h_{ij}(t) \text{ et } \underline{h}_{ij} = \min_t h_{ij}(t).$$

Maintenant, nous pouvons énoncer le théorème suivant.

- **Théorème 5.1:** L'erreur d'observateur converge exponentiellement vers zéro s'il existe des matrices $P = P^T > 0$ et R de dimensions appropriées, de sorte que les LMIs suivantes soient réalisables:

$$A^T(\alpha)P - C^T R + PA(\alpha) - R^T C < 0; \quad \forall \alpha \in V_{Hq,n}. \quad (I.12)$$

Lorsque ces LMIs sont réalisables, le gain de l'observateur L est donné par $L = P^{-1}R^T$.

- Preuve: La démonstration de ce théorème est similaire à celle du théorème 4.1. La même fonction de Lyapunov et le même raisonnement sont utilisés.

I.7 . Conclusion:

Dans cet chapitre, un problème de conception d'observateur pour une grande classe de systèmes non linéaires a été considéré. Nous avons utilisé le DMVT qui permet d'écrire la dynamique de l'erreur de l'observateur en tant que système LPV. De nouvelles conditions suffisantes sont obtenues. Ces conditions sont exprimées sous la forme d'un problème de solvabilité des LMI facilement traitable par des techniques d'optimisation convexe. Les conditions de convergence présentées dans cet article ne sont pas restrictives. Nous l'avons testé sur plusieurs exemples pour montrer les bonnes performances de notre méthode.

Chapitre II:

Modélisation de la

machines asynchrone

II.1. Introduction:

La machine asynchrone a fait l'objet de nombreuses études les trois dernières décennies. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse, de construction simple et de maintenance réduite, en particulier lorsqu'il s'agit de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette dernière est la machine la plus utilisée pour obtenir de la puissance mécanique à partir du réseau alternatif; mais elle présente un système d'équations très complexe à étudier qui exige un recours aux calculs matriciels. Par suite de cette complexité, on doit développer un modèle dont le comportement dynamique soit aussi proche que possible de celui de la réalité.

Par conséquent, la théorie générale a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée, en les ramenant à un modèle unique dit "machine primitive". Ce modèle est caractérisé par un système d'axes en quadratures indicé (d,q) , dans la mesure où l'on admet comme première approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La saturation dans le circuit magnétique est négligée, cela permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, afin de négliger les courants de Foucault.
- Les pertes par hystérésis et effet de peau sont négligées.
- L'épaisseur de l'entrefer est considérée constante sur toute la périphérie de la machine, en négligeant l'effet des encoches.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la fondamentale. Ce qui signifie que le flux d'enroulement à travers chaque phase et l'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de l'angle rotorique.
- De même, la machine est considérée comme symétrique et équilibrée.

Dans ce chapitre, nous décrirons le modèle triphasé de la machine utilisant les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus, et le modèle biphasé équivalent .

Nous présenterons ensuite le modèle complet et réduit, dans le référentiel fixe et tournant, sous forme de représentation d'état.

Puis, nous présenterons un retour d'état linéarisant de la machine asynchrone qui consiste à appliquer une boucle interne permettant une linéarisation exacte ou partielle du système

pour un cas idéal (connaissance parfaite du système) et après un changement convenable de coordonnées de l'espace d'état.

Ainsi nous mettrons l'accent sur un retour d'état non-linéaire permettant l'obtention d'un modèle mieux adapté aux systèmes approximatifs, tels que les systèmes d'inférence floue, tout en gardant décentralisée la commande du moteur [06].

II.2. Mise en équations de la machine asynchrone triphasée:

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

- Équations électriques:

$$\begin{aligned} [V_s] &= \frac{d}{dt} [\psi_s] + R_s [I_s] \\ [V_r] &= \frac{d}{dt} [\psi_r] + R_r [I_r] \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

où $[V_s] = (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) t$ et $[V_r] = (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}) t$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.

$[I_s] = (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) t$ et $[I_r] = (I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}) t$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\psi_s] = (\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}) t$, $[\psi_r] = (\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}) t$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques [06].

- Équations magnétiques :

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{aligned} [\psi_s] &= [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\psi_r] &= [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

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

- θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\Omega = d\theta_r/dt$)
- $L_s, (L_r)$: inductance propre d'une phase statorique (rotorique),
- $M_s (M_r)$: inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).
- M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.
- **Équations mécaniques :**

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (\text{II.3})$$

avec C_{em} , C_r , f_r , J : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique.

II.3. Transformation de PARK:

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalents, comme illustré à la figure (II.1) [07].

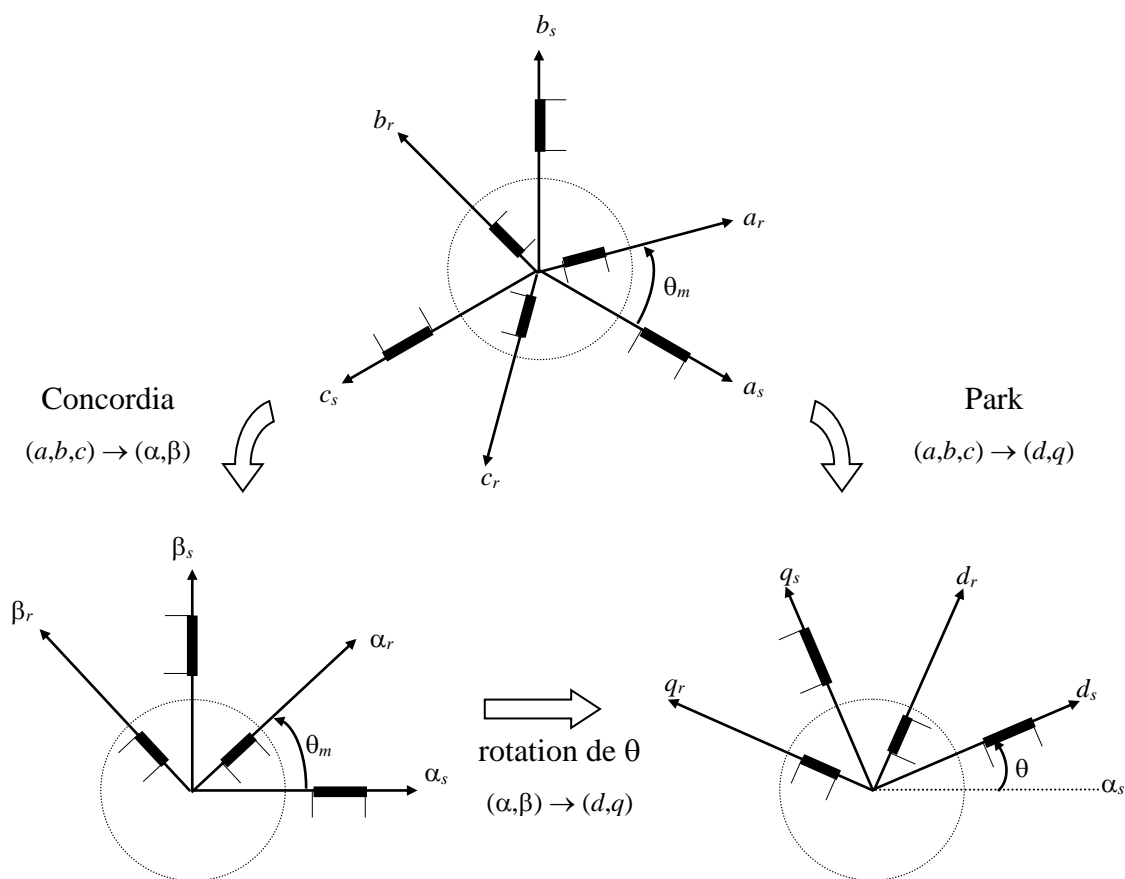


Figure II.1 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $[A]$, permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dq0} du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

θ : étant l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La transformation $[A]$ peut s'effectuer à partir de deux transformations successives :

- la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe (α, β, o) (Figure 2.1). Elle est donnée par :

$$[A_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

- la deuxième consiste en une rotation des axes du repère (α, β) d'un angle quelconque θ pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[A_2] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.4. Équations de la machine biphasée équivalente:

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice impédance indépendante de la variable θ_r .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} & V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} & V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{2.8})$$

Et :

$$\begin{aligned}\Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} & \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} & \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}\end{aligned}\quad (\text{II.9})$$

En posant:

$\omega_a = d\theta / dt$ la vitesse de rotation du référentiel.

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot d\theta_r / dt$ la vitesse électrique de rotation du rotor.

L_s, L_r inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement ;

$L_s = L_{as} - M_{as}$ et $L_r = L_{ar} - M_{ar}$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ; $L_m = 3/2 M_{sr}$

- **Équation du couple :**

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.10})$$

où :

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.11})$$

II.5. Définition des différents référentiels:

Le référentiel est le système (d, q) associé de rotation. Dans notre cas, nous adoptons un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié[06].

Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par le choix du référentiel sont les équations (II.8).

- **Référentiel fixe par rapport au stator:**

Il se traduit par la condition : $\omega_a = 0$.

Les équations électriques prennent ainsi la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} & V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} & V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II.12}$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

- **Référentiel fixe par rapport au rotor**

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. : $\omega_a = \omega_r$.

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_r \Phi_{qs} & V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_r \Phi_{ds} & V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{II.13}$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

- **Référentiel fixe par rapport au champ tournant:**

La condition qui régit ce cas est: $\omega_a = \omega_s$.

Les équations électriques du moteur sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par

convertisseur statique de fréquence, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné .

II.6. Représentation d'état du système:

Pour une commande en tension de la machine asynchrone à cage, le modèle correspondant dans le repère lié au champ tournant est obtenu en considérant les composantes de tension (V_{ds} , V_{qs}) comme grandeurs de commande, et les variables (i_{ds} , i_{qs} , Φ_{dr} , Φ_{qr} , Ω) comme variables d'état [08]. Ce modèle est régi par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (\text{II.17})$$

où :

$$x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)^t = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega)^t;$$

$$u = (u_1, u_2)^t = (V_{ds}, V_{qs})^t$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \omega_s x_2 + \frac{k}{\tau_r} x_3 + n_p k x_4 x_5 \\ -\omega_s x_1 - \gamma x_2 + \frac{k}{\tau_r} x_4 - n_p k x_3 x_5 \\ \frac{M}{\tau_r} x_1 - \frac{1}{\tau_r} x_3 + (\omega_s - n_p x_5) x_4 \\ \frac{M}{\tau_r} x_2 - \frac{1}{\tau_r} x_4 - (\omega_s - n_p x_5) x_3 \\ \frac{n_p M}{J L_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{f}{J} x_5 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = (g_1(x) \quad g_2(x)) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Avec :

$$\gamma = \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} \times \left(R_s - \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) \right); \tau_r = \frac{L_r}{R_r}; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}; k = \frac{M}{L_r L_s - M^2}$$

$\omega_{gl} = \omega_s - n_p x_5$: la vitesse du glissement.

II.7. Commande vectorielle à flux rotorique orienté:

La commande vectorielle à flux orienté (FOC) est la stratégie la plus élaborée pour les machines asynchrones. Afin de commander la vitesse de la machine, le contrôle du couple électromagnétique est nécessaire. L'objectif du FOC est d'avoir un couple proportionnel au composante du courant statorique i_{sq} de la machine comme celui d'une machine à courant continu à flux constant .

L'estimation et la commande de la machine asynchrone, est devenu très important à cause du développement qu'a connu le milieu industriel surtout pour les entraînements électriques. Dans ce partie, on va voir l'influence de commande à flux orienté sur la machine asynchrone.

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire, multivariables et fortement couplé. Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor [09].

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux. Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe direct du repère (d,q). Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier le comportement de la machine asynchrone en commande vectorielle [11].

II.7.1. Principe de la commande vectorielle

II.7.1.1. Description :

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple (figure II.2):

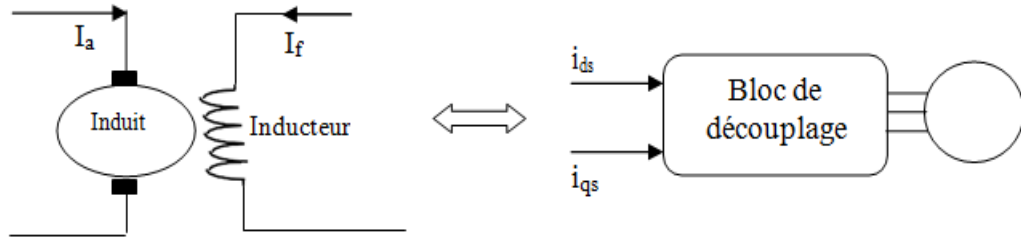


Figure II.2: Principe de la commande vectorielle.

II.7.1.2. Orientation du flux rotorique :

On dissocie le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique (figure (II.3)).

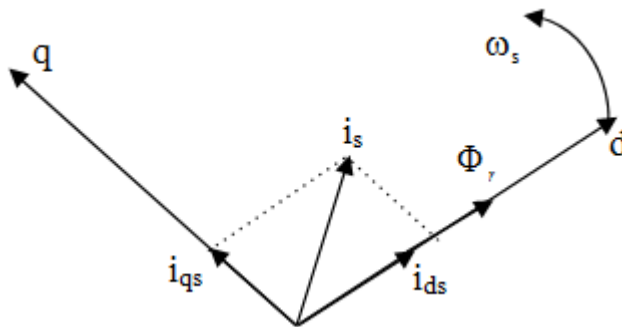


Figure II.3 : Orientation du flux rotorique.

Ainsi, en agissant sur les variables i_{ds} et i_{qs} , les grandeurs ϕ_r et C_{em} sont commandées séparément. Cela se traduit par :

$$\begin{cases} \phi_{rq} = \dot{\phi}_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} = \phi_r = \text{constant} \end{cases} \tag{II.18}$$

Le modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique s'écrit [11] :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M i_{ds} - \Phi_r}{T_r}, \quad C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r i_{qs}, \quad \omega_{sg} = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \tag{II.19}$$

- A flux rotorique constant, le couple **dépend** alors uniquement du courant i_{qs} .

L'idée de base consiste à transformer le système vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Dans ce cas, si on maintient la norme du flux rotorique constante, on obtient une dynamique linéaire de la vitesse. Dans la littérature, Deux approches du FOC sont souvent utilisées:

- **Commande vectorielle directe:**

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase (norme-position) du flux rotorique, puis son réglage par une boucle de contre-réaction (feedback).

- **Commande vectorielle indirecte:**

Cette deuxième approche consiste à estimer seulement la position du flux rotorique.

- Signaux de références:

Dans cette section, on va exploiter la commande vectorielle à flux orienté pour générer les états de références. Si on remplace les états du système par les signaux de référence: $[i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rdc} \ 0 \ \omega_c]^T$, on obtient:

Dans un contrôle à flux orienté idéal, l'axe du flux rotorique est forcé s'aligner suivant l'axe d , on a donc.

Substituons (II.18) dans le modèle (II.14), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \phi_r + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega_s - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\phi_r T_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.20)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles sont pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple .

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage .

II.8. Conclusion :

Ce travail présente la modélisation d'un moteur asynchrone à cage Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire.

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

la formulation du modèle électrique de l'équation (II.8) dans un référentiel lié au champ tournant permettra de réaliser une estimation d'état par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone qui sera l'objet du second chapitre.

Chapitre III: conception d'un observateur pour l'estimation des États de la machine Asynchrone

III.1 . Introduction:

L'estimation et la commande sans capteur de la machine asynchrone nécessite la conception de capteurs logiciels pour l'estimation des variables physiques non accessibles à la mesure ou dont la mesure requiert des capteurs relativement couteux par rapport à l'objectif de l'application envisagée, notamment les flux rotoriques, les résistances et les inductances rotorique et statoriques. La conception de tels capteurs est principalement basée sur la synthèse d'observateurs ou des méthodes adaptatives permettant l'identification paramétrique et la commande sans capteur de la machine asynchrone [08].

III.2 . Stratégie de contrôle à boucle ouverte:

A- Modèle physique du moteur à induction:

Sous les hypothèses de linéarité du circuit magnétique, le modèle dynamique électromagnétique du moteur à induction dans le référentiel d-q synchrone peut être décrit comme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x(t))x(t) + BU(t) + v(t) \\ Y = Cx(t) \end{cases}$$

Avec:

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k_s}{\tau_r} & k_s n_s \omega & 0 \\ \omega_s & -\gamma & -k_s n_s \omega & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -\frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq} & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} i_{sq} & -\frac{n_p M}{J L_r} i_{sd} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{Et : } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$v(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{c_r(t)}{J} \end{bmatrix}$$

Dans lequel ω_m est la vitesse du rotor, ω_s est la vitesse électrique du stator, (Ψ_{rd}, Ψ_{rq}) sont les flux du rotor, (i_{sd}, i_{sq}) sont les courants du stator et (u_{sd}, u_{sq}) sont les tensions du stator. Le couple de charge C_r est une perturbation de pas connue. Les paramètres du moteur sont: le moment d'inertie J , les résistances du rotor et du stator (R_s, R_r), les inductances (L_s, L_r), l'inductance mutuelle M , le coefficient de frottement f et le nombre de paires de pôles n_p .

B- Contrôle en boucle ouverte:

Dans ce paragraphe, nous explorons la structure du contrôle en boucle ouverte qui sera ensuite utilisée dans la section suivante pour construire le modèle MVT du moteur à induction. Après avoir remplacé les variables d'état $(i_{sd}, i_{sq}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}, \omega_m)$ du moteur à induction par les signaux de référence $x_r(t) = (i_{sdc}, i_{sqc}, \varphi_{rdc}, 0, \omega_{mc})$, on obtient le modèle suivant:

$$\frac{di_{sdc}}{dt} = -\gamma i_{sdc} + \omega_s i_{sqc} + \frac{k_s}{\tau_r} \varphi_{rdc} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{sdc}.$$

$$\frac{di_{sqc}}{dt} = -\omega_s i_{sdc} - \gamma i_{sqc} - k_s n_p \omega_{mc} \varphi_{rdc} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{sqc}.$$

$$0 = -(\omega_s - n_p \omega_{mc}) \varphi_{rdc} + \frac{M}{\tau_r} i_{sqc}.$$

$$\frac{d\varphi_{rdc}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sdc} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rdc}$$

$$\frac{d\omega_{mc}}{dt} = \frac{n_p M}{J L_r} (\varphi_{rdc} i_{sqc}) - \frac{f}{J} \omega_{mc} - \frac{1}{J} C_r$$

- **Courant statorique de référence:**

$$i_{sdc} = \frac{\varphi_{rdc}}{M} + \frac{\tau_r}{M} \frac{d\varphi_{rdc}}{dt}$$

$$i_{sqc} = \frac{J L_r}{n_p M \varphi_{rdc}} \left(\frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \omega_{mc} + \frac{d\omega_{mc}}{dt} \right)$$

- **Tension d'alimentation de référence:**

$$U_{sdc} = \sigma L_s \left(\frac{di_{sdc}}{dt} + \gamma i_{sdc} - \omega_s i_{sqc} - \frac{k_s}{\tau_r} \varphi_{rdc} \right).$$

$$U_{sqc} = \sigma L_s \left(\frac{di_{sqc}}{dt} + \gamma i_{sqc} + \omega_{sc} i_{sqc} + k_s n_p \omega_m \varphi_{rdc} \right)$$

- **La vitesse de référence:**

$$\omega_s = n_p \omega_{mc} + \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sqc}$$

Pour la construction de l'observateur d'état, on applique la méthode par la théorie des valeurs moyennes développée dans le chapitre précédent pour la machine asynchrone:

III.3 . Ecriture du système sur la forme Lipchitzien:

Les approches rapportées dans cette section sont basées sur des hypothèses de Lipschitz. Ces hypothèses sont exprimées de différentes manières, afin d'obtenir des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro moins contraignantes. Nous allons utiliser l'hypothèse de Lipschitz classique modifiée par une autre formulation de cette hypothèse basée sur le théorème de la valeur moyenne MVT qui sera notre objectif. Dans cette section, nous présentons la méthode de conception de l'observateur basée sur des hypothèses de Lipschitz et une transformation du système [12].

Ce système peut être écrit au forme Lipschitzien comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x(t))x(t) + BU(t). \\ Y = Cx(t). \end{cases} \iff \begin{cases} \dot{x} = A_0 x(t) + B_0 U(t) + \Phi(x, U). \\ Y = Cx(t). \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

En appliquant la formulation (3-1) à notre système (MAS), nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (n_p \omega_m + \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq}) i_{sq} + k_s n_p \omega_m \varphi_{rq} \\ - (n_p \omega_m + \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq}) i_{sd} + k_s n_p \omega_m \varphi_{rd} \\ \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq} \varphi_{rq} \\ - \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} i_{sq} \varphi_{rd} \\ \frac{n_p M}{J L_r} i_{sq} \varphi_{rd} + \frac{n_p M}{J L_r} i_{sd} \varphi_{rq} \end{bmatrix}$$

- L'observateur s'écrit sous la forme équivalent suivant:

$$\begin{cases} [\hat{x}(t)] = [A_0][x(t)] + [B_0][U(t)] + [\varnothing(x(t))] + [L][y - \hat{y}] \\ [\hat{y}(t)] = [C][\hat{x}] \end{cases}$$

III.4 . L'erreur de reconstruction d'état:

Etant donnée que : $\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$

- En observateur : $\dot{\varepsilon}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)$

$$\dot{\varepsilon}(t) = A_0x - A_0\hat{x} + \varnothing(x) - \widehat{\varnothing}(x) - LC(x - \hat{x})$$

$$\dot{\varepsilon}(t) = A_0x - A_0\hat{x} - LC(x - \hat{x}) + \varnothing(x) - \varnothing(\hat{x})$$

$$= (A_0 - LC)(x - \hat{x}) + (\varnothing(x) - \varnothing(\hat{x}))$$

$$\dot{\varepsilon}(t) = (A_0 - LC)\varepsilon(t) + (\varnothing(x) - \varnothing(\hat{x})) \quad (\text{III-2})$$

Alors, l'objectif c'est d'atteindre l'erreur zéro, il doit être :

$$(A_0 - LC)\varepsilon(t) \approx 0 \text{ et } (\varnothing(x) - \varnothing(\hat{x})) \approx 0.$$

- En utilisant la théorème de la valeur moyenne:

$$\begin{cases} f(x) \rightarrow [a, b]; C \in [a, b]. \\ f(a) - f(b) = \frac{\partial f}{\partial x}(c)(a - b) \end{cases}$$

En appliquée le théorème MVT sur le terme $(\varnothing(x) - \varnothing(\hat{x}))$ nous trouvons :

$$\varnothing(x) - \varnothing(\hat{x}) = \frac{\partial \varnothing}{\partial x_i}(z)(x - \hat{x}) \quad (\text{III-3})$$

$\frac{\partial \varnothing}{\partial x_i}(z)$: est le gradient de terme non linéaire de $\varnothing(x)$ alors:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_i}(z) = \begin{bmatrix} 0 & \left(n_p \omega_m + \frac{2M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} \right) & k_s n_p \omega_m & 0 & k_s n_p \phi_{rq} \\ - \left(n_p \omega_m + \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} \right) & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sd} & 0 & k_s n_p \omega_m & k_s n_p \phi_{rd} \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} \phi_{rq} & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & - \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} \phi_{rd} & 0 & - \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & 0 \\ \frac{n_p M}{J L_r} \phi_{rq} & \frac{n_p M}{J L_r} \phi_{rd} & \frac{n_p M}{J L_r} i_{sd} & \frac{n_p M}{J L_r} i_{sq} & 0 \end{bmatrix}$$

- Formons les fonctions φ_i :

Le modèle non linéaire et comporte 2^{nl} règles où $nl = 5$ correspond au nombre de non linéarités du système non linéaire réel:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_i}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{sd} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{2M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ - \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & - \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 \end{bmatrix} i_{sq} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & - \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rd} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rq} + \begin{bmatrix} 0 & n_p & k_s n_p & 0 & 0 \\ - n_p & 0 & 0 & k_s n_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \omega_m$$

Avec:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x_i}(z) = \left(\frac{\partial f(x)}{\partial x} - A_0 \right)$$

$$\rightarrow \frac{\partial f(x)}{\partial x} = A_0 + \frac{\partial \Phi}{\partial x_i}(z)$$

Donc:

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x}(1) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{sd} \max +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{2M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 \end{bmatrix} i_{sq} \max + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rd} \max +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rq} \max + \begin{bmatrix} 0 & n_p & k_s n_p & 0 & 0 \\ -n_p & 0 & 0 & k_s n_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \omega_m \max$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x}(2) = \dots\dots\dots$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x}(3) = \dots\dots\dots$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} (32) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{sd} \min + \begin{bmatrix} 0 & \frac{2M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 \end{bmatrix} i_{sq} \min +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \varphi_{rd} \min + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \varphi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \varphi_{rq} \min + \begin{bmatrix} 0 & n_p & k_s n_p & 0 & 0 \\ -n_p & 0 & 0 & k_s n_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \omega_m \min$$

III.5 . Synthèse d'observateur par l'approche DMVT:

Notre contribution dans cette section est de synthétiser un observateur statique pour une classe des systèmes représentés par (III.1). En peut réécrire la dynamique de l'erreur d'estimation d'état (III.2) sous la forme suivante:

$$\varepsilon(t) = (A_0 - L_0 C) \varepsilon(t) + \Phi(x(t)) - \Phi(\hat{x}(t)) \quad (III.4)$$

La plupart des travaux concernant la conception des observateurs d'état pour les systèmes décrits par l'observateur MVT, suppose que les variables de décisions sont mesurables ($\varepsilon = \hat{\varepsilon}$). Pour résoudre ce problème, nous utilisons la théorie des valeurs moyennes et l'approche de transformation par secteurs non linéaires, qui nous permettent d'exprimer la dynamique de l'erreur d'estimation [10].

III.6 . L' approche de la transformation par secteurs non linéaires:

Afin de raccourcir les équations d'écriture, on prend :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{k_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

;

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

;

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & k_s n_p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{n_p M}{J L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} 0 & n_p & k_s n_p & 0 & 0 \\ -n_p & 0 & 0 & k_s n_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- **En appliquons l'approche SNL:**

$$\dot{\varepsilon} = \sum_{i=1}^n h_i (A_0 + \sum_{i=1}^n A_i h_i).$$

Avec: $\sum_{i=1}^n h_i = (h_1 + \hat{h}_1)(h_2 + \hat{h}_2)(h_3 + \hat{h}_3)(h_4 + \hat{h}_4)(h_5 + \hat{h}_5) = 1.$

Donc:

$$\begin{aligned}
\dot{\varepsilon} &= (A_0 + \sum_{i=1}^n A_i h_i). \\
&= A_0 + A_1(\bar{x}_1 h_1 + \underline{x}_1 \acute{h}_1) + A_2(\bar{x}_2 h_2 + \underline{x}_2 \acute{h}_2) + A_3(\bar{x}_3 h_3 + \underline{x}_3 \acute{h}_3) + A_4(\bar{x}_4 h_4 + \underline{x}_4 \acute{h}_4) \\
&\quad + A_5(\bar{x}_5 h_5 + \underline{x}_5 \acute{h}_5) \\
&= A_0 + A_1(\bar{i}_{sd} h_1 + \underline{i}_{sd} \acute{h}_1) + A_2(\bar{i}_{sq} h_2 + \underline{i}_{sq} \acute{h}_2) + A_3(\bar{\varphi}_{rd} h_3 + \underline{\varphi}_{rd} \acute{h}_3) \\
&\quad + A_4(\bar{\varphi}_{rq} h_4 + \underline{\varphi}_{rq} \acute{h}_4) + A_5(\bar{\omega}_m h_5 + \underline{\omega}_m \acute{h}_5)
\end{aligned}$$

III.7 . Analyse d'erreur d'estimation $\varepsilon(t)$:

À partir d'équation d'erreur d'estimation:

$$\begin{aligned}
\dot{\varepsilon} &= \sum_{i=1}^n h_i (A_i + A_0 - LC) \varepsilon \\
&= (A_0 + (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5)) + \\
&\quad + [(A_1 \bar{i}_{sd} h_1 (h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5)) \\
&\quad\quad + (A_1 \underline{i}_{sd} \acute{h}_1 (h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5))] + \\
&\quad + [(A_2 \bar{i}_{sq} h_2 (h_1 + \acute{h}_1)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5)) \\
&\quad\quad + (A_2 \underline{i}_{sq} \acute{h}_2 (h_1 + \acute{h}_1)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5))] + \\
&\quad + [(A_3 \bar{\varphi}_{rd} h_3 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5)) \\
&\quad\quad + (A_3 \underline{\varphi}_{rd} \acute{h}_3 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_4 + \acute{h}_4)(h_5 + \acute{h}_5))] + \\
&\quad + [(A_4 \bar{\varphi}_{rq} h_4 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_5 + \acute{h}_5)) \\
&\quad\quad + (A_4 \underline{\varphi}_{rq} \acute{h}_4 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_5 + \acute{h}_5))] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[(A_5 \bar{\omega}_m h_5 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)) + (A_5 \underline{\omega}_m \acute{h}_5 (h_1 + \acute{h}_1)(h_2 + \acute{h}_2)(h_3 + \acute{h}_3)(h_4 + \acute{h}_4)) \right]. \\
& = A_0 (h_1 h_2 h_3 h_4 h_5 + h_1 h_2 h_3 h_4 \acute{h}_5 + h_1 h_2 h_3 \acute{h}_4 h_5 + h_1 h_2 h_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5 + h_1 h_2 \acute{h}_3 h_4 h_5 \\
& \quad + h_1 h_2 \acute{h}_3 h_4 \acute{h}_5 + h_1 h_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 h_5 + \dots \dots \dots + \acute{h}_1 \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5) \\
& \quad + [(A_1 \bar{i}_{sd} h_1 (h_2 h_3 h_4 h_5 + h_2 h_3 h_4 \acute{h}_5 + h_2 h_3 \acute{h}_4 h_5 + h_2 h_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5 + h_2 \acute{h}_3 h_4 h_5 \\
& \quad + h_2 \acute{h}_3 h_4 \acute{h}_5 + h_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 h_5 + \dots \dots \dots + \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5) + (A_1 \underline{i}_{sd} \acute{h}_1 (h_2 h_3 h_4 h_5 \\
& \quad + h_2 h_3 h_4 \acute{h}_5 + h_2 h_3 \acute{h}_4 h_5 + h_2 h_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5 + h_2 \acute{h}_3 h_4 h_5 + h_2 \acute{h}_3 h_4 \acute{h}_5 + h_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 h_5 \\
& \quad + \dots \dots \dots + \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5)] \\
& + \dots \dots \dots (A_5 \underline{\omega}_m \acute{h}_5 (h_1 h_2 h_3 h_4 + h_1 h_2 h_3 \acute{h}_4 + h_1 h_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 + h_1 h_2 \acute{h}_3 h_4 + h_1 \acute{h}_2 \acute{h}_3 h_4 + \\
& h_1 \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 + \dots \dots \dots + \acute{h}_1 \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4)]. \\
& = (A_0 + A_1 \bar{i}_{sd} + A_2 \bar{i}_{sq} + A_3 \bar{\varphi}_{rd} + A_4 \bar{\varphi}_{rq} + A_5 \bar{\omega}_m) (h_1 h_2 h_3 h_4 h_5) + \dots \dots \dots \\
& \quad + (A_0 + A_1 \underline{i}_{sd} + A_2 \underline{i}_{sq} + A_3 \underline{\varphi}_{rd} + A_4 \underline{\varphi}_{rq} + A_5 \underline{\omega}_m) (\acute{h}_1 \acute{h}_2 \acute{h}_3 \acute{h}_4 \acute{h}_5),
\end{aligned}$$

III.8 . Stabilité au sens de Lyapunov des systèmes LPV :

Le problème revient à déterminer le gain L_0 assurant la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation vers zéro. Considérons l'erreur d'estimation d'état e . En se basant sur une fonction de Lyapunov candidate quadratique de la forme :

$$V(x(t)) = x^T(t) P x(t) \quad (\text{III.5})$$

Avec : $P = P^T > 0$.

Le principe de stabilité selon Lyapunov repose sur le comportement du système dynamique du point de vue de son énergie totale. Cette énergie est représentée généralement par une fonction $V(x(t))$ de l'état x du système [12]. Le signe de cette fonction et sa dérivée temporelle dans un certain voisinage du point d'équilibre donne une information sur la stabilité du système. La théorie de stabilité de Lyapunov fait appel à nombreux concepts, que

nous les rappelons dans l'Annexe C. Le principal résultat montre que pour un système autonome à temps continu $\dot{x} = f(x)$; l'origine est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction positive vérifiant les conditions suivantes :

Cas continu :

- $V(x(t)) > 0$.
- $\dot{V}(x(t)) < 0$.
- $x^T(t)$ et $x(t)$ défini positive, et $P = P^T > 0$, donc : $V(x(t))$: est positive
- $\dot{V}(x(t)) < 0$:

$$\rightarrow \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} < 0$$

$$(Ax)^T P x + x^T P (Ax) < 0$$

$$x^T A^T P x + x^T P (Ax) < 0$$

$$x^T (A^T P + P A) x < 0$$

$$(A_i + A_0 - LC)^T P + P (A_i + A_0 - LC) < 0$$

$$A_{ii} = A_1 x_1 + A_2 x_2 + A_3 x_3 + A_4 x_4 + A_5 x_5.$$

$$A_{ii} = A_1 i_{sd} + A_2 i_{sq} + A_3 \varphi_{rd} + A_4 \varphi_{rq} + A_5 \omega_m.$$

$$A_{01} = A_1 \bar{x}_1 + A_2 \bar{x}_2 + A_3 \bar{x}_3 + A_4 \bar{x}_4 + A_5 \bar{x}_5$$

$$A_{02} = A_1 \bar{x}_1 + A_2 \bar{x}_2 + A_3 \bar{x}_3 + A_4 \bar{x}_4 + A_5 \underline{x}_5$$

$$A_{03} = A_1 \bar{x}_1 + A_2 \bar{x}_2 + A_3 \bar{x}_3 + A_4 \underline{x}_4 + A_5 \bar{x}_5$$

.....

$$A_{32} = A_1 \underline{x}_1 + A_2 \underline{x}_2 + A_3 \underline{x}_3 + A_4 \underline{x}_4 + A_5 \underline{x}_5$$

Les fonctions Φ_i peuvent être décrites par le modèle flou à 32 règles suivant :

Règle 01: Si $x_{1\max}$ et $x_{2\max}$ et $x_{3\max}$ et $x_{4\max}$ et $x_{5\max}$ alors: $A_{10} = A_{01}-A_{00}$

Règle 02: Si $x_{1\max}$ et $x_{2\max}$ et $x_{3\max}$ et $x_{4\max}$ et $x_{5\min}$ alors: $A_{20} = A_{02}-A_{00}$

Règle 03: Si $x_{1\max}$ et $x_{2\max}$ et $x_{3\max}$ et $x_{4\min}$ et $x_{5\max}$ alors: $A_{30} = A_{03}-A_{00}$

.....

Règle 31: Si x_{1min} et x_{2min} et x_{3min} et x_{4min} et x_{5max} alors: $A_{310} = A_{31} - A_{00}$

Règle 32: Si x_{1min} et x_{2min} et x_{3min} et x_{4min} et x_{5min} alors: $A_{320} = A_{32} - A_{00}$

Avec :

$$A_c = A_0 - A_{00}$$

- La résolution des inégalités LMI par Yalmip sous l'environnement du logiciel Matlab. permet d'obtenir le gain L de l'observateur:

$$Ac^T \times P + P^T \times Ac + A01^T \times P + P^T \times A01 - L \times C - C^T \times L^T < 0$$

$$Ac^T \times P + P^T \times Ac + A02^T \times P + P^T \times A02 - L \times C - C^T \times L^T < 0$$

$$Ac^T \times P + P^T \times Ac + A03^T \times P + P^T \times A03 - L \times C - C^T \times L^T < 0$$

.....

$$Ac^T \times P + P^T \times Ac + A32^T \times P + P^T \times A32 - L \times C - C^T \times L^T < 0$$

Avec:

$$L_0 = P^{-1} \times L$$

- nous proposons quelque méthode complémentaire afin d'analyser la stabilité et de formuler les conditions de stabilité sous forme d'inégalités matricielle. La résolution de ces **LMI** permet alors de déterminer les gains L_0 de l'observateur.

Pour la validation de cet observateur en simulation, des testes sont réalisés sous Matlab.

III.9 . Résultats de simulation et interprétation:

Afin d'illustrer les performances de l'observateur à base DMVT proposés dans les partie précédente, des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab. appliquée au moteur asynchrone .

On a choisit les variables de prémisses :

$$\left\{ \begin{array}{l} -5 < i_{sd} < 5 \\ -0.6 < i_{sq} < 5 \\ 0.02 < \phi_{rd} < 1 \\ 0.02 < \phi_{rq} < 0.8 \\ 0 < \omega_m < 200 \end{array} \right.$$

Avec les conditions initiales de l'observateur :

$$\hat{X}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

- **Estimation d'état en boucle ouverte :**

Dans cette section nous présentons les résultats issus des simulations (poursuite de variables d'état) de l'observateur . Dans ce premier test, on va simuler le système d'un moteur asynchrone en boucle ouverte:

On suppose que seul le courant I est mesuré, ce qui donne l'équation de mesure suivante :

$$y(t) = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]x(t)$$

La matrice C est donnée par : $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Alors le gain de l'observateur calculé par le programme Yalmip. La résolution des LMI's fournit les résultats suivants:

$$L_0 = 1.0e + 004 * \begin{bmatrix} 2.4596 & 0.0702 \\ 0.6760 & 4.3476 \\ 0.0111 & 0.0056 \\ 0.0087 & 0.0297 \\ -0.0170 & 0.0513 \end{bmatrix}$$

- Test de simulation à vide et en charge à $t=8s$.

- **La vitesse de rotation ω_m :**

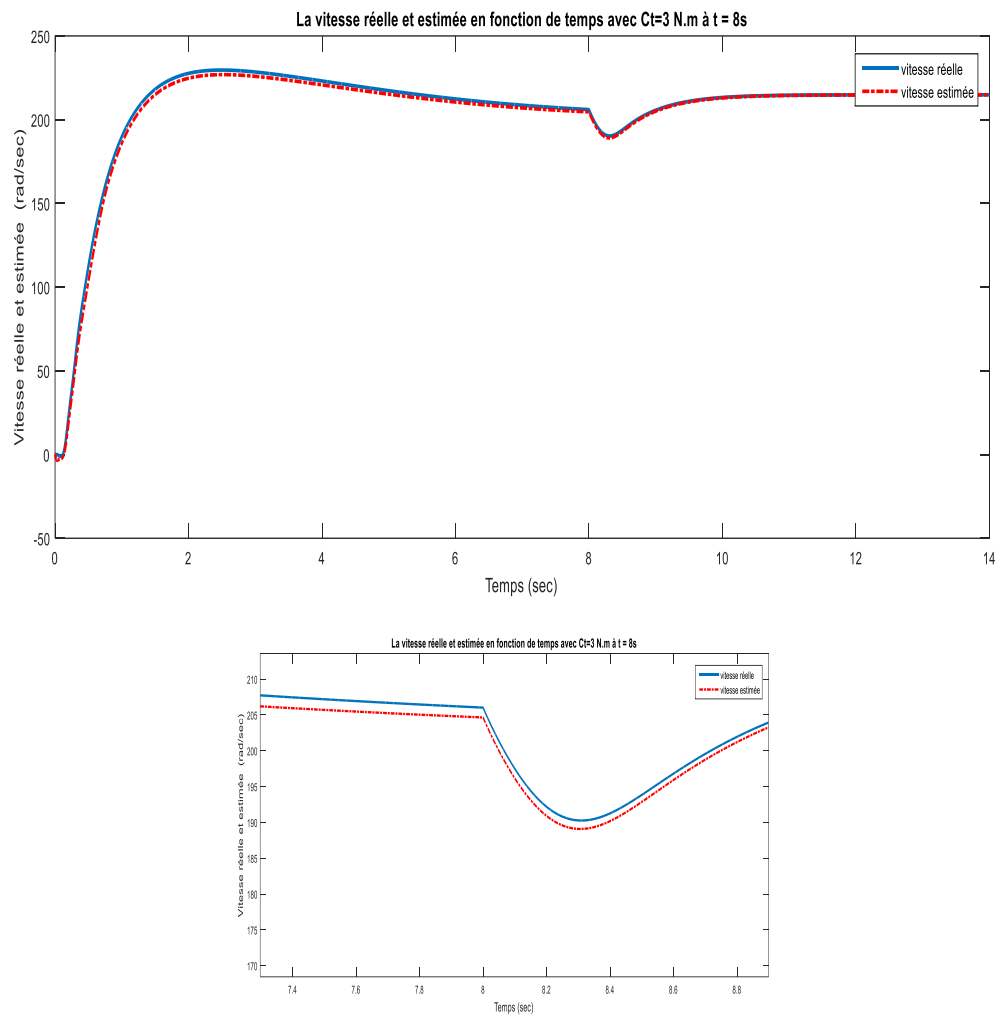


Fig III-1: La vitesse réelle et estimée en fonction de temps avec $Ct=3 \text{ N.m}$ à $t = 8s$

- validation de la vitesse :

Pour évaluer la robustesse du système d'entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de 0 à 200 rad/sec, à partir de l'instant $t=0s$,

On constate, d'après les Figure(3-1) , que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations importantes de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage de rotation et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

• Le flux rotorique (φ_{rd} et φ_{rq}):

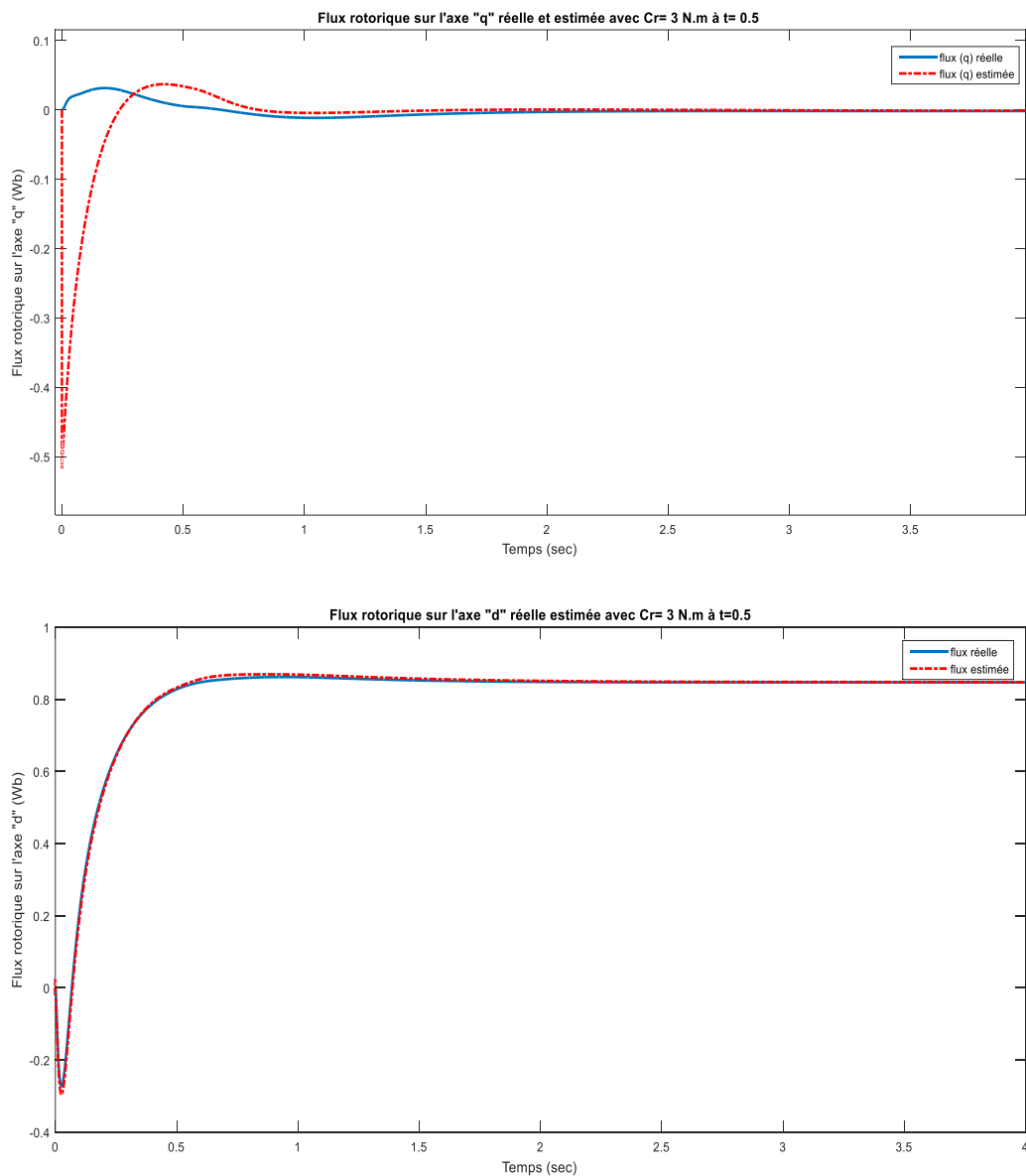
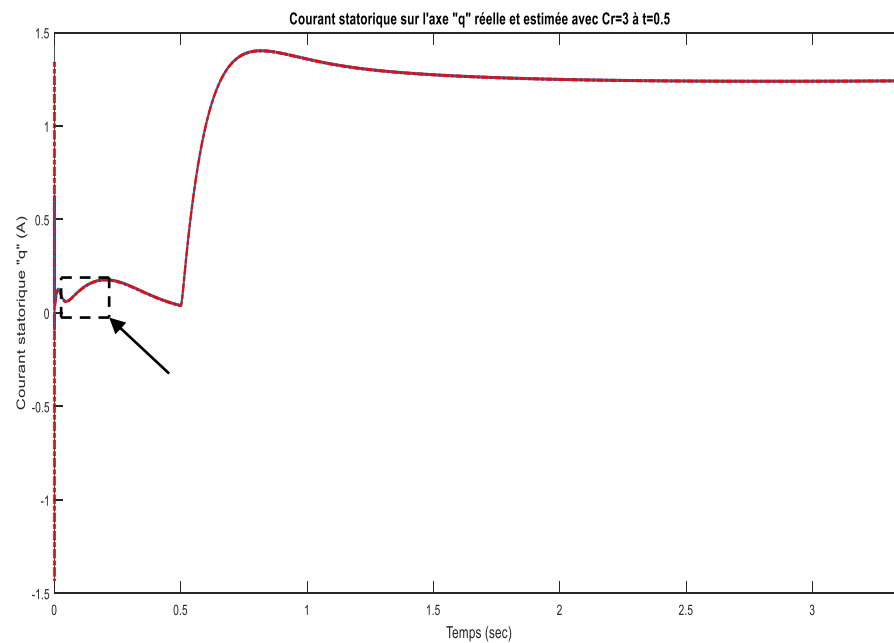
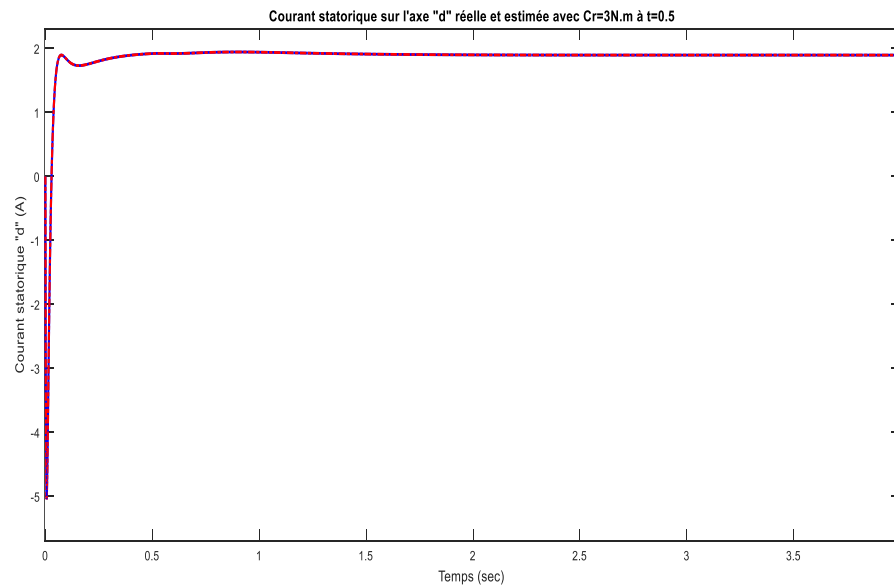
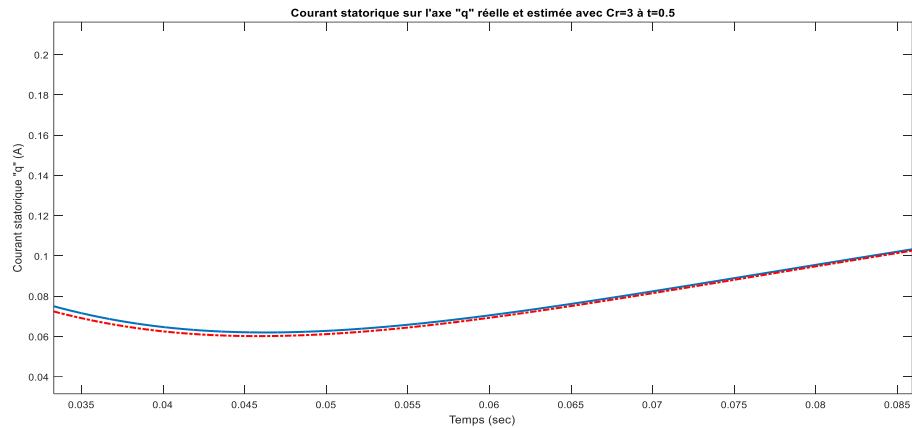


Fig: III-2: flux rotorique réelle et estimée avec couple de charge $C_r= 3 \text{ N.m}$ à $t = 0.5s$

Pendant le fonctionnement du moteur, l'erreur entre le flux réel et le flux estimé, à l'envers et à l'instant $t=0.5s$ on remarque une dégradation du flux rotorique accompagné par une erreur d'estimation conséquent du couple résistant imposé par la charge.

- **Le courant statoriques(i_{sd} et i_{sq}):**





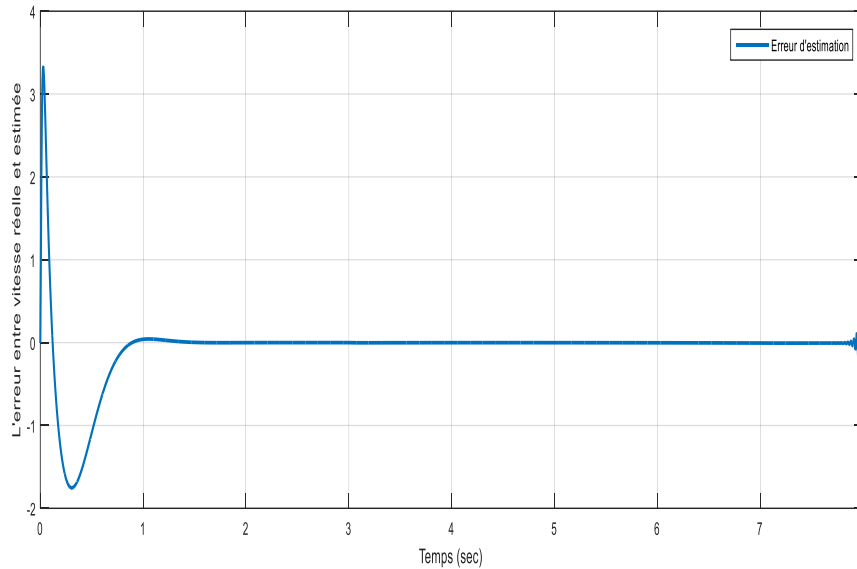
Fig(III-3): Les courants statoriques réelle et estimée avec le couple de charge $C_r = 3 \text{ N.m}$ à $t = 0.5\text{s}$

Ainsi que rien pour le courant statorique, l'erreur entre le courant réel et le courant estimé, à l'envers et à l'instant $t=0.5\text{s}$ on remarque une dégradation du flux rotorique accompagné par une erreur d'estimation conséquent du couple résistant imposé par la charge.

- La variation des paramètres du moteur asynchrone manifeste une erreur supplémentaire affectant la reconstruction du flux rotorique dans une commande vectorielle. Au contraire ici on peut remarquer aussi que l'augmentation de couple de charge, provoque une erreur d'observation moins importante, qui montre la possibilité d'utiliser ces observateurs dans une commande vectorielle sans aucun problème.

• **Estimation d'erreur d'observation:**

Afin de connaître la vitesse d'erreur disparaissant pour l'observateur, nous avons choisi de comparer la valeur réelle avec l'estimation de vitesse, car la valeur d'erreur de la vitesse de rotation peut être supérieure aux autres variables d'état:

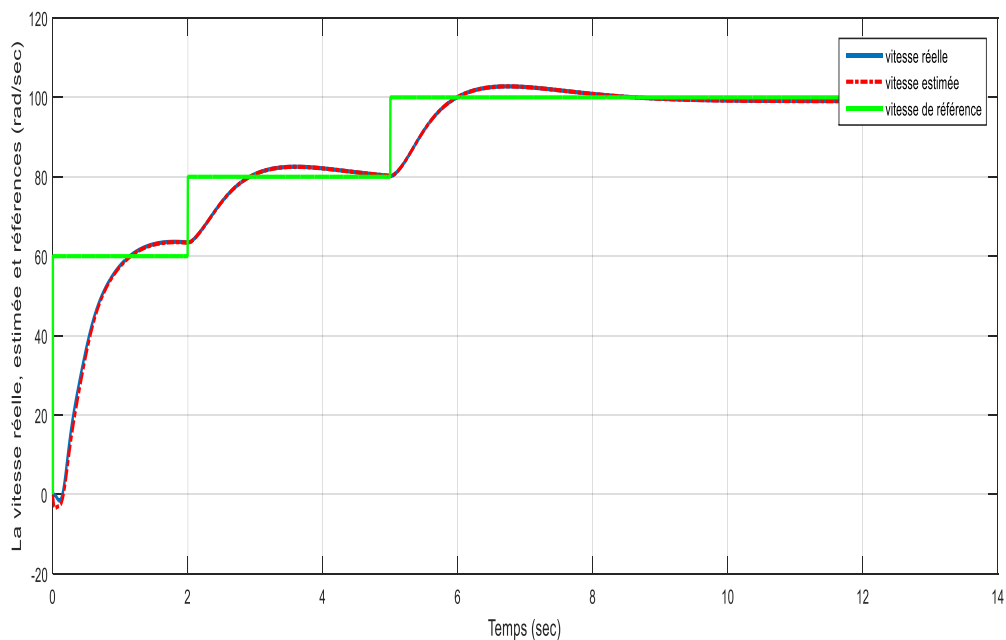


Fig(III-4): L'erreur entre vitesse réelle et estimée

- **Poursuit le signal de référence pour la vitesse de rotation de la machine:**

Afin de déterminer le poursuit de la vitesse estimée du signal de référence, nous les comparons à la variation de la charge de la machine:

La charge de la machine au début est : 4 N.m , puis nous réduisons la charge à 2 N.m , puis nous la ramenons à 0 N.m , et notons les résultats de la simulation:



Fig(III-5): Poursuit le signal de référence pour la vitesse de rotation de la machine

- **Analyse des résultats:**

En analysant les résultats de la simulation, on observe moins d'erreurs de suivi de la vitesse malgré le couple de charge appliqué (Fig. III.4) et Fig. III.5) qui montrent la bonne performance de la loi de contrôle floue proposée en termes de poursuite (poursuite) et rejet de perturbation. On peut noter que lorsque la consigne de vitesse du rotor change de valeur, la norme de flux du rotor subit une faible fluctuation et reste proche de sa valeur de référence (Fig.III.5). Ces résultats démontrent et confirment l'efficacité de la loi de contrôle proposée. Le courant du stator délimité par la fonction de saturation présente un dépassement dû à la variation du signal de référence de la vitesse du rotor.

III.10 . Conclusion:

Dans cet chapitre, une nouvelle conception d'observateur pour un système Lipschitz non linéaire sur la machine asynchrone. Il est basé sur la transformation de la dynamique d'erreur d'estimation d'état en utilisant le théorème de la valeur moyenne différentielle afin d'utiliser la transformation de non-linéarité de secteur pour dériver un système Takagi-Sugeno autonome. La stabilité de ce dernier est étudiée avec la théorie de Lyapunov en utilisant différentes fonctions de Lyapunov afin d'obtenir des conditions de stabilité plus relâchées. Une formulation LMI des conditions de stabilité est prévue afin de les résoudre avec des logiciels dédiés (YALMIP, LMI, boîte à outils Matlab, ...). L'accent est mis sur le fait que le problème de la constante de Lipschitz admissible est transformé sur un problème de stabilité relâché. D'après les exemples, il est clair que lorsque les méthodes classiques ne parviennent pas à fournir une solution, la solution proposée peut avoir une solution en changeant le nombre d'échantillons sur lesquels les variations de la fonction de Lyapunov sont calculées.

CONCLUSION GENERALE :

L'objectif de notre travail dans ce mémoire est de concevoir un observateur d'états pour un système d'état non linéaire (commande d'un moteur asynchrone)

_ En premier chapitre nous présentons quelques notions de base sur les systèmes non linéaires modélisé par les modèles TS; en utilisant l'approche des secteurs non linéaires .

En suit ,l'étude de la stabilité et de la stabilisation est faite par une approche utilisant une fonction de Lyapunov quadrature.

_ Des propriétés de stabilité et de stabilisation peuvent alors être déduites par la résolution d'un ensemble d'inégalités linéaires matricielles.

_Les approches rapportées dans cette section sont basé sur l'approche par le théorème de la valeur moyenne .L'étude est faite sur les modèles T_S à temps continu par la suite, une méthode de relaxation des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état.

_ Le chapitre deux nous avons donner les principe de bases de la commande vectorielle par orientation de flux qui permettant d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle le la machine à courant continu.

_ Dans le troisième chapitre nous rappelons d'abord le modèle d'état de la machine asynchrone .Ensuite nous nous intéressons plus spécifiquement au problème de sa représentations par un modèle T_S ;En utilisant les transformations par secteur non linéaire qui validée par des simulation numériques.

D'autre coté une attention est donnée particulièrement l'observation d'état de la machine.

_Au travers ces études ,reconstruction les variables d'état électriques (courants) et mécaniques (vitesse) ; magnétiques(flux) de la machine par un observateur T_S de l'approche MVT est produit . la synthèse du gain de l'observateur pour le système non linéaire est établi par la résolutions des inégalités LMI en utilisant le logiciel YALMIP sous l'environnement du logiciel MATLAB.

Bibliographie:

- [01] : Mohamed BAHLOUL, Mansour SOUISSI, Mohamed CHAABANE, Larbi CHRIFI-ALAOUI, Said DRID,, .."Fuzzy speed estimation in the case of sensorless induction machine vector control" National School of Engineering of Sfax, Sfax, Tunisia ,, University of Picardie Jules Verne, Cuffies, France ,, University of Batna, Batna, Algeria ,... these , date de finq version est : 29 – 06 – 2016.
- [02] : Dalil Ichalal, "Estimation et diagnostic de syst`emes non linéaires d`écrits par un mod`ele de Takagi-Sugeno " Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine , presentee et soutenue publiquement le 24 novembre 2009.
- [03] : Abdelkader AKHENAK "Conception d'observateurs non linéaires par approche multimod`ele : application au diagnostic" , Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine , pr`esent`ee et soutenue publiquement le 16 décembre 2004
- [04] : Ali Zemouche, Mohamed Boutayeb et G. Iulia Bara . " Observer Design for Nonlinear Systems: An Approach Based on the Differential Mean Value Theorem." , Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, December 12-15, 2005 [2005].
- [05] : Malek Ghanes . "OBSERVATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE" , l'Ecole Centrale de Nantes, le 03 Novembre 2005 [2005].
- [06] : CHEKIMA Djamel . "Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue" . Thème de master, Université Echahid hamma lakhdar EL-Oued. Soutenu 23-24 Juin 2014.
- [07] : Dalil ICHALAL, Benoit MARX, Didier MAQUIN, José RAGOT . "Estimation des paramètres d'état dans les MAS" . Centre de recherche en Automatique de Nancy. "Nancy Université , CNRS " , [2010].
- [08] : Allouche Moez, Souissi Mansour, Chaabane Mohamed and Mehdi Driss . "Takagi-Sugeno Fuzzy Control of Induction Motor" University de Sfax . Article , January [2009].
- [09] : S. MERADI." Commande par flux orienté de la machine asynchrone" , Université de biskra [2007].
- [10] : Mohamed Yacine HAMMOUDI . " Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine" . Thèse de Doctorat ,Université Mohamed Khider – Biskra [2015].
- [11] : KHERKHARE ABDELKRIM "Commande floue en poursuite et stabilisation des systèmes non linéaires incertains " Mémoire de Magister , UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF, Soutenu le 14 /12 /2010 .
- [12] : Sassia BOUALLAM . "Conception d'un observateur à la commande d'un MCC décrit par model flou de TS par laproche de théorème MVT " Université Echahid Hamma lakhdar – EL-oued soutenu de [2004],

Annexe:**- Les paramètres de la machine:**

$$M= 0,4475$$

$$J=0,0293$$

$$Rr=9,65$$

$$Rr=4,3047$$

$$Ls=0,4718$$

$$Lr=0,4718$$

$$Np=2$$

$$F=9,99913.10^{-4}$$

$$K=1$$

$$Ws=314 \text{ rad/s}$$

- Les grandeurs mentionnées de ce système:

U: un vecteur d'entrée du système réel et de l'observateur.

X: un vecteur d'état constitué des grandeurs à observer.

Y: un vecteur de sortie dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique).

A, B, C: sont des matrices constantes de dimensions appropriées.