République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Electrotechnique

MEMOIRE DE MAGISTER
En Electrotechnique
Option : Machines Electriques

Présenté et soutenu publiquement par

Mr BECHOUCHE Ali
(Ingénieur d'Etat en Electrotechnique)

Le : 20 décembre 2009.

Thème :

Implémentation de la Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine Asynchrone avec Observation du Flux

JURY :

Mr BENAMROUCHE Nacer Eddine	Professeur, U.M.M.T.O.	Président
Mr HADDAD Salah	Professeur, U.M.M.T.O.	Rapporteur
Mr DJENNOUNE Saïd	Professeur, U.M.M.T.O.	Examinateur
Mme BITAM-MEGHERBI Ferroudja	Maître de Conférences, U.M.M.T.O.	Examinatrice
Mr RACHEK M'hemed	Maître de Conférences, U.M.M.T.O.	Examinateur

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au Département d'Electrotechnique de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. La disponibilité, les compétences et la passion des acteurs de mon quotidien m'ont permis de mener à bien ce travail. Ces quelques remerciements témoignent de la reconnaissance que je porte à chacune de ces personnes.

J'adresse ici ma profonde reconnaissance à mon Encadreur Monsieur **HADDAD Salah**, Professeur à l'U.M.M.T.O., pour son aide, sa disponibilité et ses encouragements réguliers.

Je remercie également mon Co-encadreur Monsieur **SEDIKI Hamid**, Maitre Assistant chargé de Cours à l'U.M.M.T.O., pour son encadrement, son aide et ses sages conseils.

Je tiens à remercier Monsieur **BOUKAIS Boussad**, Maitre Assistant chargé de Cours à l'U.M.M.T.O. et Monsieur **HARMIM Saïd**, Docteur chargé de Cours à l'U.M.M.T.O., pour leur disponibilité sans faille. Leurs qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation.

Je tiens également à remercier :

- Monsieur BENAMROUCHE Nacereddine, Professeur à l'U.M.M.T.O., qui m'a fait l'honneur de présider le jury.
- Monsieur DJENNOUNE Saïd, Professeur à l'U.M.M.T.O., pour avoir bien voulu examiner ce travail.
- Madame BITAM-MEGHERBI Ferroudja, Maître de Conférences à l'U.M.M.T.O., d'avoir accepté de participer au jury de ce mémoire.
- Monsieur RACHEK M'hemed, Maître de Conférences à l'U.M.M.T.O., pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner.

Je souhaite adresser mes plus sincères remerciements à Monsieur OTMANE-CHERIF Tahar, Maître de Conférences à l'U.M.M.T.O., Monsieur MUFIDZADA Nahid, Professeur à l'U.M.M.T.O., Mademoiselle KACHENOURA Rahma, Maitre Assistant chargé de Cours à l'U.M.M.T.O. et Monsieur CHALLAL Ahmed, Maitre Assistant chargé de Cours à l'U.M.M.T.O., pour leurs encouragements.

Je veux également remercier mes amis pour leur soutien moral.

Enfin, je remercie tout particulièrement mes parents, mes frères et sœurs pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

A mes parents

A la mémoire de ma grand-mère 'OURDIA', …

SOMMAIRE

CHAPITRE III
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEUR NON LINEAIRE

CHAPITRE IV
VALIDATION EXPERIMENTALE SUR UN BANC D'ESSAI MIS EN ŒUVRE

INTRODUCTION GENERALE

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

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine asynchrone : faible cout d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance et au développement de processeurs des signaux très puissants. Ainsi, le variateur asynchrone est devenu un actionneur électrique très intéressant pour de nombreuses applications industrielles. Il est incontestable qu'il y a une demande certaine pour intégrer cet actionneur dans la commande des procédés où un haut degré de précision est nécessaire, par exemple, robot et machines-outils ; mais également, dans les domaines de l'aérospatial, de la traction ferroviaire ou de la propulsion électrique des navires sans oublier les taches industrielles plus classique comme le levage, le pompage ou la ventilation [6]. La simplicité dans la conception mécanique de ce type de machine a permis son emploi dans de nombreux domaines de l'industrie. Néanmoins, cette simplicité apparente cache une grande complexité physique.

Les performances demandées à ces variateurs deviennent de plus en plus élevées, la sophistication des commandes n'a fait que croitre. Des éléments importants, placés en amont de la commande, sont les capteurs électriques ou mécaniques. Ce sont des éléments couteux, fragiles, nécessitant un traitement des signaux captés et qui, pour certaines applications, sont à proscrire. Ainsi certaines grandeurs sont difficiles à mesurer (flux, couple,…), d'autres nécessite des capteurs couteux. Pour palier à ces inconvénients, il est fait appel à des techniques d'estimation ou d'observation qui ont été développées en Automatique et utilisées dans de nombreux domaines d'application [4], [20], [33].

Les estimateurs en boucle ouverte présentent l'inconvénient de manquer de robustesse lors d'une mauvaise évaluation initiale ou d'une variation au cours du fonctionnement des paramètres de la machine. Pour obtenir une amélioration du fonctionnement il faut faire appel à des

observateurs d'état possédant, en leur sein, une boucle de contre réaction qui agit sur l'entrée en fonction d'une erreur due à une variation paramétrique ou à une mauvaise initialisation du processus.

En Electrotechnique, ces techniques n'ont été considérées que récemment car les microprocesseurs nécessaires pour réaliser de tels algorithmes d'observation en de faibles temps d'échantillonnage ne sont apparus que récemment sur le marché [34].

La méthode la plus répondue actuellement pour le contrôle de la machine asynchrone est dite méthode du champ orienté. Le grand intérêt de cette méthode est d'assurer un découplage entre le contrôle du flux et celui du couple comme celui – ci existe naturellement dans une machine à courant continu. Les principales variables, nécessaires à la commande et pour lesquelles on cherche souvent à s'affranchir de capteurs, sont le flux magnétique, le couple électromagnétique, le couple de charge, la vitesse de rotation et certains angles utilisés dans la commande vectorielle.

La validation des algorithmes de commande et d'observation sur un banc d'essai est une étape très importante dans le développement des lois de commande et d'observation pour machine asynchrone et nécessite des compétences variées. Cependant, la mise en œuvre de la commande vectorielle à flux orienté associée à un observateur pour la machine asynchrone sur un banc d'essai doit faire face à de nombreuses difficultés : discrétisation des algorithmes, incertitude de modélisation, bruit de mesures, imperfection de l'onduleur, complexité de l'algorithme de commande et d'observation qui impose l'utilisation de calculateurs rapides. La commande de ce type de machine nécessite également l'utilisation de variateurs performants capables de générer des signaux variables aussi bien en fréquence qu'en amplitude via une Modulation de Largeur d'Impulsion.

Dans ce contexte, les travaux présentés dans ce mémoire ont porté particulièrement sur l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone avec et sans mesure de vitesse mécanique, l'étude du modèle linéarisé de la machine asynchrone et la synthèse de son observateur et la réalisation d'un algorithme de commande vectorielle à flux orienté associée à un observateur non linéaires de flux de type grand gain pour la machine asynchrone depuis la phase d'étude théorique jusqu'à la mise en œuvre expérimentale, en prenant en compte les contraintes imposées par un banc d'essai construit autour d'une machine asynchrone d'une puissance de $3\ kW$.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres :

– Le chapitre I sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone. A l'aide du modèle de Park, nous donnerons le modèle non linéaire dans les différents repères utilisés dans ce

travail, ensuite nous donnerons des notions de base d'observabilité des systèmes non linéaires. Nous terminerons ce chapitre par l'étude du problème d'observabilité de la machine asynchrone avec et sans capteur mécanique. Dans le cas où la vitesse est mesurée, il n'y a pas de difficultés théoriques à établir l'observabilité des états internes de la machine. Dans le cas contraire, lorsque la mesure de la vitesse n'est pas autorisée, nous exposerons les difficultés théoriques qui s'opposent à la réalisation d'un observateur d'états.

- Dans le chapitre II, nous étudierons le modèle linéarisé de la machine asynchrone ; le domaine de stabilité de la machine sera mis en évidence, puis nous ferons l'étude de l'observabilité de ce modèle avec mesure de vitesse et nous définirons une droite de glissement qui caractérisera l'inobservabilité du modèle linéarisé sans mesure de vitesse, ensuite nous procéderons à la synthèse de son observateur d'états linéaire avec mesure de vitesse et qui sera validé par simulation numérique dans une commande vectorielle de la machine asynchrone.
- Dans le chapitre III, nous nous intéresserons à la synthèse d'un observateur non linéaire de type grand gain pour la machine asynchrone. Nous présenterons ensuite les différentes étapes de synthèse de la commande vectorielle à flux orienté. Enfin, des résultats de simulation numérique de la commande vectorielle associée à un observateur grand gain seront présentés et des tests de robustesse de l'observateur seront envisagés.
- Dans le chapitre IV, nous présenterons d'abord la plate – forme d'essai disponible au laboratoire. Puis, nous définirons les différents profils de poursuite et de régulation de vitesse. Ensuite, le reste du chapitre sera consacré à l'évaluation expérimentale de la commande vectorielle associée à l'observateur non linéaire de flux proposés au chapitre III.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale et perspectives.

CHAPITRE I

OBSERVABILITE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 INTRODUCTION

De nombreuses méthodes de synthèse de contrôleurs s'appuient sur le formalisme d'état. La loi de commande utilise alors la connaissance partielle ou totale de la valeur courante de l'état au sein d'un retour d'état. Cette connaissance peut s'avérer incomplète. Il faut donc estimer la partie manquante de l'état. Les seules données qui sont à la disposition du concepteur sont les entrées (les commandes) et les mesures (une partie de l'état ou, plus généralement, un vecteur de fonctions d'état, de dimension inférieure à celle de l'état) [17]. Quand un système linéaire est observable, il est observable indépendamment de l'entrée et l'observabilité se trouve complètement caractérisée par la paire (A,C) [21], de plus contrairement au cas non linéaire général, elle suffit pour garantir l'existence d'un observateur, à vitesse de convergence exponentiellement et arbitrairement rapide. Par contre pour les systèmes non linéaires, ceci n'est plus vrai car en général l'observabilité d'un système non linéaire dépend de l'entrée appliquée [9], [10], [11]. Le présent chapitre sera composé de trois parties : une première partie qui portera sur la description de la machine asynchrone et sur sa modélisation en vue de sa commande et de l'observation de son état interne, une deuxième partie que nous consacrerons à l'observabilité des systèmes non linéaires en général dont nous donnerons quelques définitions, enfin une troisième partie qui sera consacrée à l'observabilité de la machine asynchrone en particulier. Nous y testons l'observabilité de cette machine avec et sans mesure de vitesse mécanique dans certains domaines de fonctionnement.

I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-2-1 INTRODUCTION

Aborder la commande des machines électriques nécessite une modélisation adaptée au langage de l'automaticien. Cette étape est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Nous allons donc présenter dans cette partie la modélisation de la machines asynchrone triphasée. Il ne s'agit pas en fait d'un développement original au sens propre du terme, car de nos jours, de nombreuses publications et ouvrages présentent ces techniques [1],[2],[3],[7],[8]. Ce

modèle basé sur des hypothèses simplificatrices est moins complexe, mais suffisamment représentatif, pour décrire le comportement de la machine asynchrone. Au début de cette partie une description de la machine asynchrone sera donnée puis les équations de la machine dans un repère triphasé seront établies. Durant la dernière étape nous allons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé équivalent (d,q), tournant à une vitesse $\frac{d\theta}{dt}=\omega_r$, moyennant la matrice de Park. En fonction des valeurs que peut prendre cette vitesse, donc du référentiel choisi, plusieurs types de modèles du moteur asynchrone seront présentés.

I-2-3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I-2-3-1 Description

La machine asynchrone triphasée à étudier est représentée schématiquement sur la figure (I-1), dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation [3]. Les trois enroulements statoriques sont portés par les axes (oas,obs,ocs), décalés de 120° électriques.

La structure du rotor est réalisée comme une cage d'écureuil. Il sera admis que cette structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné schématisé par trois enroulements en court circuit portés par les axes (oar,obr,ocr) et décalés de 120° électriques.

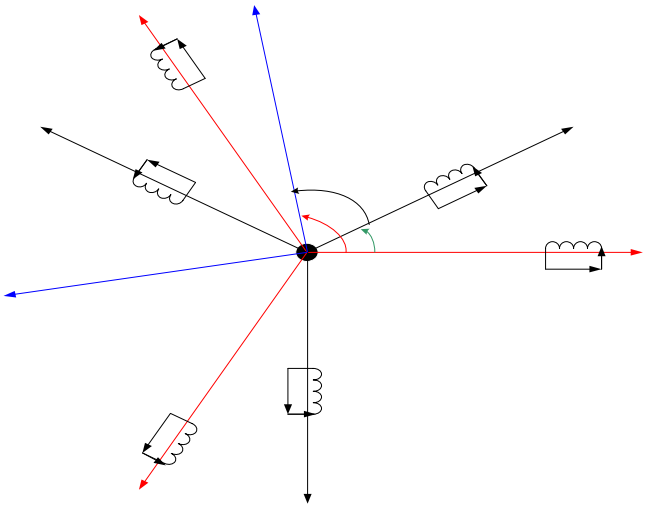


Figure I-1 : Représentation schématique de la machine asynchrone.

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme, qui s'appuie sur certaines hypothèses simplificatrices [3], [1] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonctions linéaires des courants.

- Nous ne considère que le fondamental des grandeurs alternatives.
- Les pertes fer négligées.

I-2-3-2 Mise en équation du fonctionnement de la machine

Le comportement de la machine peut être traduit par trois types d'équations [2], [3] :

- Equations électriques
- Equations magnétiques
- Equation mécanique

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent d'une manière générale sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \dfrac{d[\varphi_{abcs}]}{dt} \\ [v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \dfrac{d[\varphi_{abcr}]}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I-1)}$$

Nous désignons par :

$[v_{abcs}] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$: Vecteur des tensions statoriques.

$[v_{abcr}] = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T$: Vecteur des tensions rotoriques.

$[i_{abcs}] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$: Vecteur des courants statoriques.

$[i_{abcr}] = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$: Vecteur des courants rotoriques.

$[\varphi_{abcs}] = [\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}]^T$: Vecteur des flux statoriques.

$[\varphi_{abcr}] = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^T$: Vecteur des flux rotoriques.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice des résistances au stator.

$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$: Matrice des résistances au rotor.

Les relations entre flux et courants sont données sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \qquad \text{(I-2)}$$

où :

$$M_1 = M_{sr} \cos\theta$$
$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique.

Par application du principe fondamental de la dynamique au rotor de la machine, nous obtenons l'équation mécanique suivante :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \qquad \text{(I-3)}$$

Le couple résistant total C_r peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_r = f\Omega + C_{ch} + C_s$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{ch} : Couple de charge.

C_s : Couple de frottement sec.

I-2-3-3 Modèle de Park de la machine asynchrone

Le modèle de Park consiste à décomposer le système triphasé (a,b,c) en un système biphasé (d,q). L'axe (od) est appelé axe direct et (oq) axe en quadrature, cette transformation nous permet d'appliquer aux grandeurs ; courants, tensions et flux un changement de variable, en faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et l'axe (od) de la nouvelle base [2].

Deux matrices de passage sont intéressantes, l'une conserve les amplitudes des grandeurs variables et l'autre qui conserve la puissance instantanée donc l'équivalence énergétique. Dans la suite du travail, nous utiliserons cette dernière.

La matrice de Park et son inverse sont définis comme suit :

$$\left[P(\psi)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\psi & \cos\left(\psi-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi-\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\psi & -\sin\left(\psi-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi-\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I-4}$$

$$\left[P(\psi)\right]^{-1}=\left[P(\psi)\right]^{T}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi-\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi-\frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi-\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I-5}$$

Nous écrivons d'une manière générale :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}=\left[P(\psi)\right]\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \text{et} \qquad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}=\left[P(\psi)\right]^{-1}\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}$$

Tel que :

ψ : Représente (θ_s) pour les grandeurs statoriques et (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

x_{dq0} : Représente soit les courants, les tensions ou les flux dans la nouvelle base (d,q).

x_{abc} : Représente soit les courants, les tensions ou les flux dans la base (a,b,c).

Remarque 1

La matrice de Park peut être obtenue par l'adjonction en cascade de deux matrices de passage, L'une, notée $[T_1]$, qui permet le passage de la structure triphasée au système biphasé équivalent (α,β). L'autre, notée $[T_2]$, permet d'écrire les équations de la machine dans le repère tournant (d,q) en appliquant une rotation d'angle (θ_s) pour les grandeurs statoriques et (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

La matrice $[T_1]$, connue sous le nom de transformation de Concordia est donnée, dans le cas ou la composante homopolaire est nulle, par :

$$[T_1]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix} \quad \text{(I-6)} \qquad \text{et} \qquad [T_1]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & 0\\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2}\\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix} \quad \text{(I-7)}$$

La matrice de rotation $[T_2]$ qui permet l'écriture des équations de la machine dans le repère tournant (d,q) est donnée par :

$$[T_2]=\begin{bmatrix}\cos\psi & \sin\psi\\ -\sin\psi & \cos\psi\end{bmatrix} \quad \ldots \text{(I-8)} \qquad \text{et} \qquad [T_2]^{-1}=\begin{bmatrix}\cos\psi & -\sin\psi\\ \sin\psi & \cos\psi\end{bmatrix} \quad \ldots \text{(I-9)}$$

L'application de la transformation de Park à l'équation (I-1) donne :

$$\begin{cases} V_{sd}=\dfrac{d\varphi_{sd}}{dt}-\dfrac{d\theta_s}{dt}\varphi_{sq}+R_sI_{sd}\\ V_{sq}=\dfrac{d\varphi_{sq}}{dt}+\dfrac{d\theta_s}{dt}\varphi_{sd}+R_sI_{sq}\\ V_{rd}=\dfrac{d\varphi_{rd}}{dt}-\dfrac{d\theta_r}{dt}\varphi_{rq}+R_rI_{rd}\\ V_{rq}=\dfrac{d\varphi_{rq}}{dt}+\dfrac{d\theta_r}{dt}\varphi_{rd}+R_rI_{rq}\end{cases} \quad \text{(I-10)}$$

D'une manière générale le flux dans l'axe (d,q) est donné par :

$$[\varphi_{dq0}]=P(\psi)[\varphi_{abc}] \quad \text{(I-11)}$$

Apres développement du système d'équations (I-11), nous aurons le système matriciel des flux au stator et au rotor en fonction des courants dans la base (d,q) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{s0} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{r0} \end{bmatrix} \qquad \text{(I-12)}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2}M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$L_{s0} = l_s + 2M_s$: Inductance homopolaire statorique.

$L_{r0} = l_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Remarque 2

Nous constatons, que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps, et le nombre des paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques confèrent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, donc les composantes homopolaires d'indice (0) sont nulles [2]. Dans ces conditions les flux d'axes (d,q) sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, L_m.

Finalement la machine asynchrone peut être représentée dans une structure biphasée. Chaque axe porte deux enroulements, l'un est relatif au stator l'autre au rotor (figure I-2).

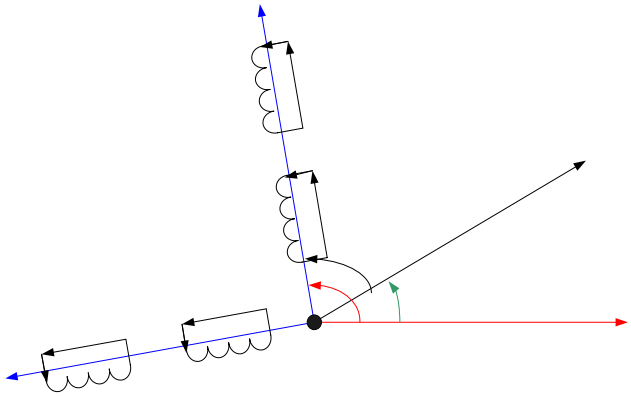


Figure I-2 : Représentation schématique de la machine asynchrone dans le plan (d,q).

I-2-3-4 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension

Le rotor de la machine asynchrone étant en court-circuit ce qui donne $V_{rd} = V_{rq} = 0$, et en appliquant le changement de variable suivant [4] : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ qui est le coefficient de dispersion ou de Blondel, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ qui est la constante de temps rotorique et $\omega = \Omega.p$ qui est la pulsation électrique du rotor, les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q) quelconque, ayant comme grandeurs d'état un vecteur composé des courants statoriques et des flux rotoriques, ont pour expressions :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\varphi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m}\omega\varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m}\omega\varphi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rq} \end{cases} \quad \text{(I-13)}$$

L'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique ont pour expressions :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(C_{em} - C_r) \\ C_{em} = p\frac{L_m}{L_r}(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \end{cases} \quad \text{(I-14)}$$

Dans notre cas la machine comporte un rotor à cage d'écureuil, ce qui ne permet pas la mesure de l'inductance cyclique L_m figurant dans les systèmes d'équations (I-13) et (I-14). Pour palier à cette contrainte, l'idée est d'effectuer un changement de variable permettant d'éliminer cette inductance [4]. Nous posons :

$$\begin{cases} I_{rmd} = \dfrac{\varphi_{rd}}{L_m} \\ I_{rmq} = \dfrac{\varphi_{rq}}{L_m} \end{cases} \tag{I-15}$$

avec :

I_{rmd} : Courant magnétisant rotorique suivant l'axe (od).

I_{rmq} : Courant magnétisant rotorique suivant l'axe (oq).

En substituant donc le courant magnétisant aux flux rotorique, dans le but de faire disparaître l'inductance cyclique de magnétisation L_m, nous obtenons le modèle suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dfrac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmd} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dfrac{dI_{rmd}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sd} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\ \dfrac{dI_{rmq}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmq} \end{cases} \tag{I-16}$$

Ainsi l'équation mécanique et celle du couple électromagnétique deviennent :

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}(C_{em} - C_r) \\ C_{em} = p(1-\sigma) L_s \left(I_{rmd} I_{sq} - I_{rmq} I_{sd}\right) \end{cases} \tag{I-17}$$

Remarque 3

Finalement la machine asynchrone est caractérisée par les quatre paramètres électriques R_s, L_s, σ, T_r.

- **Choix du référentiel**

Le choix du référentiel se fait par rapport au problème à étudier [3]. Trois référentiels sont intéressants en pratique, à savoir le référentiel lié au stator ou au rotor et un référentiel généralisé lié au champ tournant.

1. *Référentiel lié au stator* (α, β)

Dans ce référentiel, l'angle θ_s entre la phase du stator et l'axe (od) est nul. Les grandeurs électriques et magnétiques dans ce référentiel sont sinusoïdales de pulsation égale à la pulsation statoriques ω_s. L'angle de transformation de Park dans ce référentiel est nul, les problèmes pour sa détermination ne se posent plus, et par conséquent, la transformation triphasée – biphasée est linéaire. Ce référentiel est pratique pour l'étude des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation. Ainsi le modèle de la machine dans ce référentiel est le suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{s\alpha} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rm\alpha} + \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rm\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \dfrac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{s\beta} - \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rm\alpha} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rm\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \dfrac{dI_{rm\alpha}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{s\alpha} - \dfrac{1}{T_r} I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\ \dfrac{dI_{rm\beta}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - \dfrac{1}{T_r} I_{rm\beta} \end{cases} \tag{I-18}$$

L'équation mécanique et celle du couple électromagnétique seront :

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}\left(C_{em} - C_r\right) \\ C_{em} = p(1-\sigma) L_s \left(I_{rm\alpha} I_{s\beta} - I_{rm\beta} I_{s\alpha}\right) \end{cases} \tag{I-19}$$

2. *Référentiel lié au rotor* (x, y)

Dans ce référentiel, le repère (d, q) tourne à la vitesse électrique du rotor, $\omega_r = 0$, par conséquent nous avons $\omega_s = \omega$. Les équations de la machine ne dépendent que de la vitesse électrique du rotor ω. L'angle de transformation de Park peut être mesuré à l'aide d'un capteur de position du rotor. Les variables d'état sont des grandeurs sinusoïdales de faible pulsation égale à celle des courants rotorique, dans ce cas le modèle est le suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{sx}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sx} + \omega I_{sy} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmx} + \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmy} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sx} \\ \dfrac{dI_{sy}}{dt} = -\omega I_{sx} - \left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sy} - \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmx} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmy} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sy} \\ \dfrac{dI_{rmx}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sx} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmx} \\ \dfrac{dI_{rmy}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sy} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmy} \end{cases} \tag{I-20}$$

L'équation mécanique et celle du couple électromagnétique sont :

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}\left(C_{em} - C_r\right) \\ C_{em} = p(1-\sigma) L_s \left(I_{rmx} I_{sy} - I_{rmy} I_{sx}\right) \end{cases} \tag{I-21}$$

3. Référentiel lié au champ tournant (d,q)

Dans ce référentiel, le repère (d,q) tourne à la vitesse électrique du champ tournant ω_s et les équations de la machine ne subissent aucune simplification. L'avantage de ce repère est que toutes les grandeurs d'entrées-sorties sont continues et il est relativement plus simple de commander des valeurs continues.

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dfrac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmd} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dfrac{dI_{rmd}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sd} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\ \dfrac{dI_{rmq}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmq} \end{cases} \tag{I-22}$$

L'équation mécanique et celle du couple électromagnétique sont données par :

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}\left(C_{em} - C_r\right) \\ C_{em} = p(1-\sigma) L_s \left(I_{rmd} I_{sq} - I_{rmq} I_{sd}\right) \end{cases} \tag{I-23}$$

De plus nous pouvons aligner l'axe (od) avec le courant magnétisant rotorique I_{rm}. Dans ce cas le courant totalisé $I_{rm} = I_{rmd}$ vu que $I_{rmq} = 0$. L'angle de transformation de Park sera égal

à l'angle du flux rotorique avec la phase (a) du stator. L'asservissement du flux rotorique dans ce repère est connu sous le nom de commande par la méthode du champ orienté. Cette méthode permet de découpler le flux rotorique et le couple d'une manière analogue à un moteur à courant continu à excitation séparée. Par conséquent, nous pouvons découpler la commande du flux et la commande du couple électromagnétique. La difficulté majeure de cette méthode reste la détermination de l'angle de transformation de Park et de sa dérivée.

Le système d'équations électriques et mécaniques, décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone, lié au flux rotorique est le suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dfrac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \dfrac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega I_{rmd} + \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dfrac{dI_{rmd}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} I_{sd} - \dfrac{1}{T_r} I_{rmd} \\ \omega_s = \dfrac{1}{T_r I_{rmd}} I_{sq} + \omega \end{cases} \tag{I-24}$$

L'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique ont pour expressions :

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}\left(C_{em} - C_r\right) \\ C_{em} = p\left(1-\sigma\right) L_s I_{rmd} I_{sq} \end{cases} \tag{I-25}$$

I-2-4 CONCLUSION

Dans cette partie nous avons présenté une modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande et de l'observation de son état interne. Sous certaines hypothèses simplificatrices et à l'aide de la transformation de Park, la machine asynchrone qui est de nature triphasée a été transformée en un système biphasé équivalent, réduisant ainsi la complexité du modèle. Le modèle obtenu n'est pas linéaire.

I-3 OBSERVABILITE DES SYSTEMES NON LINEAIRES

I-3-1 INTRODUCTION

Avant d'entamer une procédure de synthèse d'observateur pour un système dynamique, il est indispensable de s'assurer que les états de ce dernier peuvent être observés à partir de la connaissance de l'entrée et de la sortie. La notion d'observabilité d'un système non linéaire tel que formalisée dans [11], peut être définie à partir de la notion d'indistinguabilité d'une paire d'états, et un système sera dit observable si, pour au moins une entrée, toute paire d'états du système peut être distinguée grâce aux sorties correspondantes.

Contrairement au cas linéaire, les critères permettant de déterminer l'observabilité d'un système non linéaire sont plus compliqués, car il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité. Néanmoins, une notion d'observabilité locale a été introduite dans [11] et peut être caractérisée par une condition de rang équivalente au cas linéaire. Dans cette partie, nous énoncerons quelques définitions liées à ces notions dans le cas des systèmes non linéaires.

Les systèmes non linéaires considérés sont décrits par une représentation d'état explicite à temps continu de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f\left(x(t), u(t)\right) \\ y(t) = h\left(x(t)\right) \end{cases} \tag{I-26}$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ représente l'état interne du système, $\dot{x}$ est la dérivée temporelle de x, $u \in \mathbb{R}^m$ représente la commande ou l'entrée et $y \in \mathbb{R}^p$ représente la sortie mesurée ou simplement la mesure. $f(.,.)$ et $h(.)$ sont des fonctions analytiques.

I-3-2 OBSERVABILITE ET CONDITION DE RANG

La notion d'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes [11]. Nous parlerons ainsi de la distinguabilité d'un couple de conditions initiales. Donc il convient d'abord de définir la notion de distinguabilité et d'indistinguabilité.

Définition 1 ***(Indistinguabilité – Distinguabilité)*** [11]

Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ *et* $x(t_0) = x_2$ *sont dit indistinguables pour le système (I-26) si* $\forall t \in [t_0, t_1]$, *les sorties correspondantes* $y_1(t)$ *et* $y_2(t)$ *sont identiques quelle que soit l'entrée admissible* $u(t)$ *du système. Réciproquement, deux états initiaux* $x(t_0) = x_1$ *et* $x(t_0) = x_2$ *sont dit distinguables pour le système (I-26) si* $\exists t \in [t_0, t_1]$, $\exists u(t) : [0, t] \to \mathbb{R}^m$ *les sorties correspondantes* $y_1(t)$ *et* $y_2(t)$ *sont différentes.*

Il est maintenant possible de donner une définition de l'observabilité d'un système non linéaire.

Définition 2 ***(Observabilité)*** [11]

Le système non linéaire (I-26) est observable s'il n'admet pas de paires indistinguables.

Soit l'ouvert $V_{x_0} \subset \mathbb{R}^n$, l'ensemble de points indistinguables de $x_0 \in V_{x_0}$ tant que les trajectoires qui en sont issues restent dans V_{x_0}, nous allons définir ici l'observabilité locale.

Définition 3 ***(Observabilité locale)*** [9]

On dit que le système (I-26) est localement observable en x_0 si pour tout voisinage ouvert V_{x_0} de x_0, l'ensemble des points qui sont indistinguables de x_0 dans V_{x_0} via les trajectoires dans V_{x_0} est le point x_0 lui-même.

Afin de traduire la propriété d'observabilité d'un système non linéaire par une condition de rang comme dans le cas des systèmes linéaires, nous sommes amenés à définir l'espace d'observabilité.

Définition 4 ***(Espace d'observabilité)*** [11],[17]

Soit le système (I-26). L'espace d'observabilité, noté O, est le plus petit sous-espace vectoriel de fonction de $\mathbb{R}^n$ à valeur dans l'espace de sortie, contenant les sorties $h_1, h_2, ..., h_p$ et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur $f(x,u)$, u étant fixé pour chaque dérivation.

En notant dO l'espace des différentielles des éléments de O et $dO(x_0)$ l'espace des différentielles évaluées en x_0.

Définition 5 ***(Condition de rang)*** [11], [13]

Le système (I-26) est localement observable, si le rang de la matrice d'observabilité dO de dimension $[+\infty \times n]$ définie par :

$$dO = \begin{bmatrix} dh \\ dL_f h \\ dL_f^2 h \\ \vdots \end{bmatrix} \tag{I-27}$$

est égale à la dimension du vecteur d'état n.

Remarque 4

Nous rappelons l'opérateur dérivée de Lie d'une fonction $h(x): \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ le long d'un champ de vecteurs $f(x) = \left[f_1(x), \quad \cdots \quad , f_n(x) \right]^T$: $L_f h(x) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$. De façon récursive, nous définissons $L_f^p h(x) = L_f \left(L_f^{p-1} h(x) \right)$, avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

Définition 6 [16], [17], [18]

La condition du rang d'observabilité en x_0 *est dit satisfaisante si :*

$$\dim dO(x_0) = n \tag{I-28}$$

Pour tout $x \in \mathbb{R}^n$*, le système (I-26) est dit satisfaisant la condition d'observabilité si :*

$$\dim dO(x) = n \tag{I-29}$$

I-3-3 CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons rappelé quelques notions relatives à l'observabilité des systèmes non linéaires ; nous avons énoncé quelques définitions liées à l'observabilité et nous avons donné une condition de rang d'observabilité des systèmes non linéaires.

I-4 OBSERVABILITE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-4-1 INTRODUCTION

Au-delà de toutes définitions, le principe de l'observabilité est de récupérer par une combinaison des mesures et de leurs dérivées toutes les grandeurs du système. Il est donc

raisonnable de définir un système formé des mesures et de l'ensemble de leurs dérivées successives et d'examiner s'il est possible d'établir des propriétés d'observabilités locales autour de certains points de fonctionnement [13], [16], [19].

Nous constaterons pour la machine asynchrone que lorsque la mesure de vitesse est acquise, le système est localement observable. Par contre, lorsque la mesure de vitesse n'est pas acquise, l'observation de la machine asynchrone se heurte à des problèmes d'observabilité dans certains domaines de fonctionnement. Dans cette partie, nous essayerons de donner quelques éléments sur ce sujet.

I-4-2 OBSERVABILITE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC MESURE DE LA VITESSE

Nous étudions ici directement, sous l'hypothèse de vitesse variable (le cas non linéaire), l'observabilité de la machine asynchrone avec mesure de la vitesse en utilisant le modèle d'ordre 5 et le modèle d'ordre 6 qui sont les plus couramment utilisés. La même étude lorsque la vitesse est considérée constante (cas linéaire) aboutit aux mêmes résultats.

Le modèle de la machine considéré est celui donné par le système d'équations (I-18) et (I-19), nous choisissons un vecteur d'état de dimension 5, $x = \left(I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{rm\alpha}, I_{rm\beta}, \omega\right)^T$.

Le modèle de la machine peut être réécrit sous la forme suivante [8] :

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} = -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} + b_1 V_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} = -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \dot{I}_{rm\alpha} = a_2 I_{s\alpha} - a_2 I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\ \dot{I}_{rm\beta} = a_2 I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - a_2 I_{rm\beta} \\ \dot{\omega} = a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - a_5 I_{rm\beta} I_{s\alpha} - a_6 \omega - b_2 C_{ch} \end{cases} \tag{I-30}$$

où C_{ch} est le couple de charge que nous supposons connu et constant, nous désignons par $\dot{x}$ la dérivée de x par rapport au temps t et a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, b_1 et b_2 sont des constantes fonctions des paramètres de la machine avec :

$a_1 = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right)$, $a_2 = \frac{1}{T_r}$, $a_3 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\frac{1}{T_r}$, $a_4 = \frac{1-\sigma}{\sigma}$, $a_5 = \frac{p^2}{J}(1-\sigma)L_s$, $a_6 = \frac{f}{J}$, $b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$, $b_2 = \frac{p}{J}$

Lorsque la vitesse de rotation de la machine et les courants statoriques sont mesurés, le vecteur de sortie est : $y = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \omega \end{bmatrix}^T$.

Pour tester l'observabilité du modèle (I-30) de la machine, nous lui appliquons la définition 6. Pour cela, nous allons définir l'espace d'observabilité O, qui est formé de la sortie du système et de ces dérivées respectives, donné par :

$$O = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \omega \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} + b_1 V_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{I-31}$$

A l'espace d'observabilité (I-31) du système est associé le jacobien J défini par :

$$\begin{aligned} J &= \frac{\partial(O)}{\partial(x)} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{I-32}$$

Le déterminant correspondant à cette matrice est :

$$\begin{aligned} |J| &= a_3^2 + a_4^2\omega^2 \\ &= \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 \left(\left(\frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega^2\right) \end{aligned} \tag{I-33}$$

Le rang de la matrice J est égal à l'ordre du système $(n = 5)$, et ceci indépendamment de la vitesse car le déterminant de la matrice J ne peut pas s'annuler quelque soit la valeur de la vitesse. La condition suffisante d'observabilité étant vérifiée, donc le modèle d'ordre 5 de la

machine asynchrone avec mesure de vitesse et de courants statoriques est localement observable. Dans ce cas, il est inutile d'introduire des dérivées d'ordres supérieurs des mesures [18].

Nous considérons maintenant le modèle de la machine asynchrone d'ordre 6, $(n=6)$, tel que le vecteur d'état x sera : $x=\left(I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{rm\alpha}, I_{rm\beta}, \omega, C_{ch}\right)^T$, donné par :

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} &= -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} + b_1 V_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} &= -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \dot{I}_{rm\alpha} &= a_2 I_{s\alpha} - a_2 I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\ \dot{I}_{rm\beta} &= a_2 I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - a_2 I_{rm\beta} \\ \dot{\omega} &= a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - a_5 I_{rm\beta} I_{s\alpha} - a_6 \omega - b_2 C_{ch} \\ \dot{C}_{ch} &= 0 \end{cases} \tag{I-34}$$

où C_{ch} est supposé constant et inconnu.

Affin de tester l'observabilité du modèle de la machine donné par (I-34), en utilisant le critère du rang, nous lui appliquons la définition 6. Pour cela, considérons l'espace d'observabilité O' contenant les sorties du système et leurs dérivées respectives suivants :

$$O' = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ L_f h_1 \\ L_f h_2 \\ L_f h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \omega \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} + b_1 V_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - a_5 I_{rm\beta} I_{s\alpha} - a_6 \omega - b_2 C_{ch} \end{bmatrix} \tag{I-35}$$

A l'espace d'observabilité O' est associé le jacobien J' par rapport à l'état x, qui nous permet de caractériser l'observabilité au sens du rang :

$$J' = \frac{\partial(O')}{\partial(x)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} & 0 \\ -a_5 I_{rm\beta} & a_5 I_{rm\alpha} & a_5 I_{s\beta} & -a_5 I_{s\alpha} & -a_6 & -b_2 \end{bmatrix} \quad \text{(I-36)}$$

En calculant son déterminant, nous trouvons :

$$|J'| = -b_2\left(a_3^2 + a_4^2\omega^2\right)$$

$$= -\frac{p}{J}\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2\left(\left(\frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega^2\right) \quad \text{(I-37)}$$

Quelque soit la valeur de la vitesse de la machine asynchrone, le déterminant ne s'annule pas, donc le rang de la matrice d'observabilité est égale à l'ordre du système $(n = 6)$ et ceci indépendamment de la vitesse. La condition suffisante d'observabilité étant vérifiée, donc le modèle d'ordre 6 de la machine asynchrone avec mesure de vitesse et de courants statoriques est localement observable. Il est donc inutile d'introduire des dérivées d'ordres supérieurs des mesures [18].

I-4-3 OBSERVABILITE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS MESURE DE LA VITESSE

L'industrie se montre souvent intéressée par la réduction du nombre de capteurs. En effet ces derniers contribuent à augmenter la complexité et le cout de l'installation (câblage supplémentaire, maintenance,…etc.), le cout propre du capteur n'étant qu'un élément parmi d'autres. Le problème de la commande sans capteur mécanique (sans mesure de vitesse) est difficile à résoudre car alors l'observabilité de la machine asynchrone pose problème dans certains domaines de fonctionnement.

Pour montrer ces difficultés, nous allons mener ici l'étude de l'observabilité sur un modèle d'ordre 5 et sur un modèle d'ordre 6 de la machine asynchrone.

Considérons le modèle de la machine asynchrone (I-30) ayant l'ordre 5, où la vitesse n'est pas mesurée et le couple de charge supposé connu et constant, donc le vecteur de sortie ne contient que les courants statoriques, dans ce cas nous aurons :

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{I-38}$$

Soit O_1 et O_2 les deux sous-espaces d'observabilité donnés par :

$$O_1 = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_f h_1 \\ L_f^2 h_1 \\ h_2 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} \qquad \text{et} \qquad O_2 = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_f h_1 \\ h_2 \\ L_f h_2 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix}$$

En faisant un développement analytique, nous obtenons :

$$O_1 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ \alpha_1 \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \end{bmatrix}, \tag{I-39}$$

$$O_2 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \tag{I-40}$$

où

$$\begin{aligned} \alpha_1 \;=\; & a_1^2 I_{s\alpha} + a_4 I_{rm\alpha}\omega^2 - a_1 b_1 V_{s\beta} + a_2 a_3 I_{s\alpha} - \left(a_2 a_3 + a_1 a_3\right) I_{rm\alpha} - \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\beta}\omega \\ & + a_2 a_4 I_{s\beta}\omega + a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} - a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}{}^2 - a_4 b_2 I_{rm\beta} C_{ch} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha_2 \;=\; & a_1^2 I_{s\beta} + a_4 I_{rm\beta}\omega^2 - a_1 b_1 V_{s\beta} + \left(a_2 a_3 - a_1 a_3\right) I_{s\beta} - \left(a_1 a_3 + a_2 a_3\right) I_{rm\beta} - a_2 a_4 I_{s\alpha}\omega \\ & + \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\alpha}\omega + a_4 b_2 I_{rm\alpha} C_{ch} - a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^2 + a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \end{aligned}$$

Aux espaces d'observabilité O_1 et O_2, nous associons les jacobiens J_1 et J_2 par rapport à l'état x, qui nous permettent de caractériser l'observabilité au sens du rang, définis par :

$$J_1 = \frac{\partial(O_1)}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} \\ \alpha_3 & \alpha_4 & \alpha_5 & \alpha_6 & \alpha_7 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} \end{bmatrix} \quad \text{(I-41)}$$

et

$$J_2 = \frac{\partial(O_2)}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} \\ \alpha_8 & \alpha_9 & \alpha_{10} & \alpha_{11} & \alpha_{12} \end{bmatrix} \quad \text{(I-42)}$$

où

$$\begin{aligned}
\alpha_3 &= a_1^2 + a_2 a_3 - a_4 a_5 I_{rm\beta}^2 \\
\alpha_4 &= a_2 a_4 \omega + a_4 a_5 I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \\
\alpha_5 &= -a_1 a_3 - a_2 a_3 + a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\beta} + a_4 \omega^2 \\
\alpha_6 &= a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - 2 a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta} - \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right)\omega - a_4 b_2 C_{ch} \\
\alpha_7 &= a_2 a_4 I_{s\beta} - \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\beta} + 2 a_4 I_{rm\alpha}\omega
\end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
\alpha_8 &= a_4 a_5 I_{rm\alpha}\omega - a_2 a_4 \omega \\
\alpha_9 &= a_1^2 + a_2 a_3 - a_4 a_5 I_{rm\alpha}^2 \\
\alpha_{10} &= \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right)\omega + a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta} - 2 a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} + a_4 b_2 C_{ch} \\
\alpha_{11} &= -a_1 a_3 - a_2 a_3 + a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} + a_4 \omega^2 \\
\alpha_{12} &= -a_2 a_4 I_{s\alpha} + \left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\alpha} + 2 a_4 I_{rm\beta}\omega
\end{aligned}$$

Les déterminants respectifs des deux matrices J_1 et J_2 sont alors :

$$\begin{aligned}
\left|J_1\right| = \; & a_3^3 I_{rm\beta} - a_3^2 a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_6 a_3^2 a_4 I_{rm\beta} - a_2 a_3^2 a_4 I_{s\beta} - a_3 a_4^2 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^2 + 2 a_3 a_4^2 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \\
& + a_3 a_4^2 a_6 I_{rm\alpha}\omega + b_2 a_3 a_4^2 C_{ch} I_{rm\alpha} + a_3 a_4^2 a_5 I_{s\beta} I_{rm\beta}^2 + a_3 a_4^2 I_{rm\beta}\omega^2 + 2 a_4^3 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta}\omega \\
& - a_4^3 I_{rm\alpha}\omega^3 - 2 a_4^3 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}^2 \omega - b_2 a_4^3 C_{ch} I_{rm\beta}\omega - a_2 a_4^3 I_{s\beta}\omega^2
\end{aligned}$$

… (I-43)

et

$$\begin{aligned}\left|J_2\right| = & -a_3^3 I_{rm\alpha} - a_3^2 a_4 a_6 I_{rm\alpha} - a_3^2 a_4 I_{rm\beta}\omega + a_2 a_3^2 a_4 I_{s\alpha} - a_3 a_4^1 a_5 I_{rm\alpha}^2 I_{s\alpha} - 2a_5 a_3 a_4^2 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \\ & - a_3 a_4^2 I_{rm\alpha}\omega^2 + a_3 a_4^2 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}^2 + a_3 a_4^2 a_6 I_{rm\beta}\omega + b_2 a_3 a_4^2 C_{ch} I_{rm\beta} - 2a_4^3 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^2 \omega \\ & + 2a_4^3 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} I_{rm\beta}\omega + b_2 a_4^3 C_{ch} I_{rm\alpha}\omega - a_4^3 I_{rm\beta}\omega^3 + a_2 a_4^3 I_{s\alpha}\omega^2\end{aligned}$$

… (I-44)

L'expression littérale des déterminants $\left|J_1\right|$ et $\left|J_2\right|$ des matrices J_1 et J_2 sont très difficiles à analyser. Pour rendre les expressions des déterminants exploitables, nous étudierons l'observabilité de la machine asynchrone dans deux cas particuliers [13], [16]. Le premier cas correspond au cas où la vitesse de la machine est constante et le deuxième cas correspond au cas où les composantes des courants magnétisants rotoriques (flux rotoriques) suivant les axes α, β sont constantes.

I-4-3-1 Premier cas : $\dot{\omega} = 0$:

Dans le cas particulier où la vitesse est constante $\left(\dot{\omega} = 0\right)$, la condition suffisante pour l'observabilité locale du système, telle que donnée par la définition 6, est [13] :

$$\dot{I}_{rm\alpha} \neq 0 \text{ ou } \dot{I}_{rm\beta} \neq 0$$

Pour vérifier ceci, nous examinons les deux sous-espaces O_3 et O_4 définis par :

$$O_3 = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_f h_1 \\ L_f^2 h_1 \\ h_2 \\ L_f h_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad O_4 = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_f h_1 \\ h_2 \\ L_f h_2 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix}$$

Le développement analytique de ces deux sous-espaces est :

$$O_3 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ \alpha_{13} \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \end{bmatrix}, \qquad \text{(I-45)}$$

$$O_4 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \alpha_{14} \end{bmatrix} \tag{I-46}$$

avec :

$$\alpha_{13} = a_1^2 I_{s\alpha} + a_4 I_{rm\alpha}\omega^2 - a_1 b_1 V_{s\beta} + a_2 a_3 I_{s\alpha} - \left(a_2 a_3 + a_1 a_3\right) I_{rm\alpha} + a_2 a_4 I_{s\beta}\omega$$
$$-\left(a_3 + a_1 a_4 + a_2 a_4\right) I_{rm\beta}\omega$$

$$\alpha_{14} = a_4 I_{rm\beta}\omega^2 - a_2 b_1 V_{s\alpha} + \left(a_1 + a_3\right) a_2 I_{s\beta} + \left(a_3 + 2a_2 a_4\right) I_{rm\alpha}\omega - 2a_2 a_3 I_{rm\beta} - a_2 a_4 I_{s\alpha}\omega$$

Nous déterminons les jacobiens J_3 et J_4 respectivement de O_3 et O_4 par rapport à l'état x permettant de caractériser l'observabilité du système au sens du rang :

$$J_3 = \frac{\partial\left(O_3\right)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} \\ a_1^2 + a_2 a_3 & a_2 a_4 \omega & \alpha_{15} & \alpha_{16} & \alpha_{17} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} \end{bmatrix} \tag{I-47}$$

et

$$J_4 = \frac{\partial\left(O_4\right)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} \\ -a_2 a_4 \omega & a_1^2 + a_2 a_3 & \alpha_{18} & \alpha_{19} & \alpha_{20} \end{bmatrix} \tag{I-48}$$

avec :

$$\alpha_{15} = a_4\omega^2 - a_1 a_3 - a_2 a_3$$
$$\alpha_{16} = -a_3\omega - a_1 a_4 \omega - a_2 a_4 \omega$$
$$\alpha_{17} = a_2 a_4 I_{s\beta} - a_3 I_{rm\beta} - a_1 a_4 \omega - a_2 a_4 I_{rm\beta} + 2a_4 I_{rm\alpha}\omega$$
$$\alpha_{18} = a_3\omega + a_1 a_4 \omega + a_2 a_4 \omega$$
$$\alpha_{19} = a_4\omega^2 - a_1 a_3 - a_2 a_3$$
$$\alpha_{20} = a_3 I_{rm\alpha} - a_2 a_4 I_{s\alpha} + a_1 a_4 I_{rm\alpha} + a_2 a_4 I_{rm\alpha} + 2a_4 I_{rm\beta}\omega$$

Les déterminants respectifs sont alors :

$$\left|J_3\right| = a_3^3 I_{rm\beta} - a_3^2 a_4 I_{rm\alpha}\omega - a_2 a_3^2 a_4 I_{rm\beta} + a_3 a_4^2 I_{rm\beta}\omega - a_4^3 I_{rm\alpha}\omega^3 - a_2 a_4^3 I_{s\beta}\omega^2 \tag{I-49}$$

et

$$\left|J_4\right| = -a_3^3 I_{rm\alpha} - a_3^2 a_4 I_{rm\beta}\omega + a_2 a_3^2 a_4 I_{s\alpha} - a_3 a_4^2 I_{rm\alpha}\omega^2 - a_4^3 I_{rm\beta}\omega^3 + a_2 a_4^3 I_{s\alpha}\omega^2 \tag{I-50}$$

Après simplification, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \left|J_3\right| &= -a_4^3\left(-\frac{a_3}{a_4} I_{rm\beta} + a_2 I_{s\beta} + I_{rm\alpha}\omega\right)\left(\frac{a_3^2}{a_4^2} + \omega^2\right) \\ &= -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^3 \dot{I}_{rm\beta}\left(\left(\frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega^2\right) \end{aligned} \tag{I-51}$$

et

$$\begin{aligned} \left|J_4\right| &= a_4^3\left(a_2 I_{s\alpha} - I_{rm\beta}\omega - \frac{a_3}{a_4} I_{rm\alpha}\right)\left(\frac{a_3^2}{a_4^2} + \omega^2\right) \\ &= \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^3 \dot{I}_{rm\alpha}\left(\left(\frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega^2\right) \end{aligned} \tag{I-52}$$

D'après ces deux expressions, nous constatons que la singularité locale dépond du choix des sorties et de leurs dérivées utilisées. Néanmoins, quelque soit ce choix, le point $\dot{I}_{rm\alpha} = \dot{I}_{rm\beta} = 0$ apparaît comme une singularité physique du système [16]. Donc la condition suffisante d'observabilité de la machine asynchrone à vitesse constante n'est pas vérifiée.

Nous constatons que chacun des rangs de $\left|J_3\right|$ et $\left|J_4\right|$ est indépendant de l'entrée. Ainsi, pour n'importe quelle entrée u le système est localement observable sur l'ensemble $E = \left\{ x : \dot{I}_{rm\alpha} = \dot{I}_{rm\beta} \neq 0,\ \dot{\omega} = 0 \right\}$.

I-4-3-2 Deuxième cas : $\dot{I}_{rm\alpha} = \dot{I}_{rm\beta} = 0$:

En utilisant le modèle d'ordre 6, et en posant les composantes du flux rotoriques suivant les axes α, β constantes, l'espace d'observabilité O_5 généré à partir des mesures et de leurs dérivées respectives est donné par :

$$O_5 = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ L_f h_1 \\ L_f h_2 \\ L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \alpha_{21} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix} \tag{I-53}$$

où

$$\begin{aligned} \alpha_{21} &= a_1^2 I_{s\alpha} - a_1 b_1 V_{s\alpha} - a_1 a_3 I_{rm\alpha} - \left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\beta}\omega - a_4 b_2 I_{rm\beta} C_{ch} \\ &\quad - a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}^2 + a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \\ \alpha_{22} &= a_1^2 I_{s\beta} - a_1 b_1 V_{s\beta} - a_1 a_3 I_{rm\beta} + \left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\alpha}\omega + a_4 b_2 I_{rm\alpha} C_{ch} \\ &\quad - a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^2 + a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} I_{rm\beta} \end{aligned}$$

Le jacobien J_5 de O_5 par rapport à l'état x, qui permet de caractériser l'observabilité au sens du rang, est le suivant :

$$\begin{aligned} J_5 &= \frac{\partial\left(O_5\right)}{\partial\left(x\right)} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} & 0 \\ \alpha_{23} & \alpha_{24} & \alpha_{25} & \alpha_{26} & \alpha_{27} & -a_4 b_2 I_{rm\beta} \\ \alpha_{28} & \alpha_{29} & \alpha_{30} & \alpha_{31} & \alpha_{32} & a_4 b_2 I_{rm\alpha} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{I-54}$$

où

$$\begin{aligned} \alpha_{23} &= a_1^2 - a_4 a_5 I_{rm\beta}^2 \\ \alpha_{24} &= a_4 a_5 I_{rm\alpha}\omega \\ \alpha_{25} &= a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\beta} - a_1 a_3 \\ \alpha_{26} &= -2 a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta} + a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - a_4 b_2 C_{ch} - \left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right)\omega \\ \alpha_{27} &= -\left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\beta} \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
\alpha_{28} &= a_4 a_5 I_{rm\alpha}\omega \\
\alpha_{29} &= a_1^2 - a_4 a_5 I_{rm\alpha}^2 \\
\alpha_{30} &= a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta} - 2a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} + a_4 b_2 C_{ch} + \left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right)\omega \\
\alpha_{31} &= a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha} - a_1 a_3 \\
\alpha_{32} &= \left(a_1 a_4 + a_4 a_6\right) I_{rm\alpha}
\end{aligned}$$

Le déterminant du jacobien J_5 est donné par :

$$\begin{aligned}
\left|J_5\right| &= -a_3 a_4^3 b_2 \left(a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha}^2 I_{rm\beta} - a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^3 + a_6 \omega I_{rm\alpha}^2 + b_2 I_{rm\alpha}^2 C_{ch}\right. \\
&\quad \left. - a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta}^2 + a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}^3 + a_6 \omega I_{rm\beta}^2 + b_2 I_{rm\beta}^2 C_{ch}\right) \qquad \text{(I-55)} \\
&= \frac{p\left(1-\sigma\right)^4}{\sigma^4 T_r J}\left(I_{rm\alpha}^2 + I_{rm\beta}^2\right)\dot{\omega}
\end{aligned}$$

En posant : $I_{rm}^2 = I_{rm\alpha}^2 + I_{rm\beta}^2$, qui représente la norme du courant magnétisant rotorique, nous obtenons :

$$\left|J_5\right| = \frac{p\left(1-\sigma\right)^4}{\sigma^4 T_r J} I_{rm}^2 \dot{\omega} \qquad \text{(I-56)}$$

Cette expression s'annule quand la norme du courant magnétisant rotorique (norme du flux rotorique) est nulle $\left(I_{rm} = 0\right)$ ou bien quand la vitesse de rotation est constante $\left(\dot{\omega} = 0\right)$. La première condition étant pas intéressante (cela revient à avoir un flux nul dans le rotor de la machine), la deuxième condition implique une vitesse de rotation de la machine constante sous un courant magnétisant constant (flux constant). Cette analyse indique que l'observabilité des états est vérifiée si la vitesse mécanique du rotor n'est pas constante. Ainsi, les propriétés d'observabilité du modèle d'ordre 6 de la machine ne peuvent pas être établies pour tous les modes de fonctionnement à flux constant, ou d'une manière équivalente pour une fréquence d'excitation nulle [13].

Remarque 5

A travers les deux analyses d'observabilité précédentes (vitesse de rotation constante et courants magnétisants rotoriques constants), nous concluons que l'observabilité des états de la machine asynchrone n'est pas vérifiée en utilisant seulement les mesures et leurs dérivées secondes.

I-4-4 Droite d'inobservabilité

Comme il a été déjà traité dans les références [13], [15], l'observabilité des états de la machine asynchrone est perdue pour une fréquence d'excitation nulle (Flux rotoriques constants) et une vitesse de rotation constante. Dans le cas particulier ou les flux sont constants, les auteurs de [13] ont défini une droite d'inobservabilité dans le plan couple – vitesse.

Cette droite qui caractérise l'inobservabilité de la machine asynchrone à flux et à vitesse constante peut être retrouvée, pour cela considérons l'équation de la pulsation statorique donnée par le système d'équation (I-24) [8] :

$$\omega_s = \omega + a_2 \frac{I_{sq}}{I_{rmd}} \tag{I-57}$$

L'expression du couple électromagnétique, donnée par (I-25), peut avoir la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{a_5}{a_6} I_{rmd} I_{sq} \tag{I-58}$$

En combinant ces deux dernières équations, nous obtenons :

$$\omega_s = \omega + \frac{a_2\, a_6}{a_5\, I_{rmd}^2} C_{em} \tag{I-59}$$

Quand les deux composantes du flux sont constantes $\left(\dot{I}_{rm\alpha} = 0, \dot{I}_{rm\beta} = 0\right)$, ce qui revient à avoir une pulsation statorique nulle, l'équation (I-59) aura la forme suivante :

$$C_{em} = -\frac{a_5\, I_{rmd}^2}{a_2\, a_6} \omega \tag{I-60}$$

A vitesse constante, l'équation (I-25) régissant la dynamique de la vitesse devient :

$$C_{em} = \frac{a_2}{a_6} \omega + C_{ch} \tag{I-61}$$

En substituant (I-60) dans (I-61), nous obtenons une droite de pente négative, située dans le deuxième et le quatrième quadrant du plan couple – vitesse, donnée par l'équation suivante :

$$C_{ch} = -\left(\frac{a_5\, I_{rmd}^2}{a_2\, b_2} + \frac{a_6}{b_2} \right) \omega \tag{I-62}$$

qui représente la droite d'inobservabilité. Nous constatons que le couple résistant et la vitesse de

rotation de la machine sont de signes opposés : ce qui correspond au fonctionnement en génératrice, cela est montré par la figure I-3 suivante [15] :

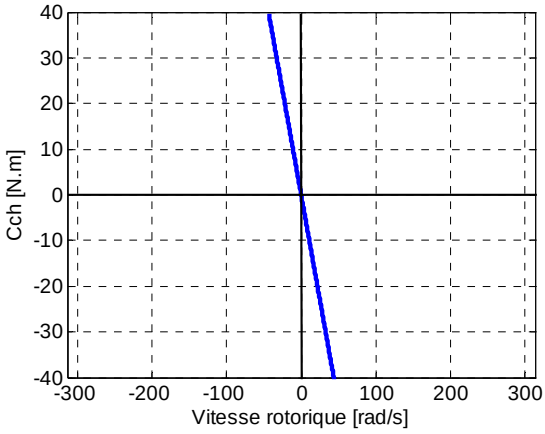


Figure I-3 : Droite d'inobservabilité dans le plan couple – vitesse (I_{rmd}=4A).

Dans ce qui suit, nous allons étudier dans le cas général l'observabilité du modèle d'ordre 6, c'est-à-dire ; sans supposer préalablement que la vitesse est constante et/ou les courants magnétisants rotoriques sont aussi constants, puis nous allons essayer de retrouver la droite d'inobservabilité à vitesse constante et fréquence d'excitation nulle.

Soit O'_1 l'espace d'observabilité généré à partir des mesures et leurs dérivées respectives suivant :

$$O'_1 = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ L_f h_1 \\ L_f h_2 \\ L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 I_{rm\beta}\omega + b_1 V_{s\alpha} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 I_{rm\alpha}\omega + a_3 I_{rm\beta} + b_1 V_{s\beta} \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \tag{I-63}$$

Le jacobien J'_1 de O'_1 par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité au sens du rang :

$$J'_1 = \frac{\partial(O'_1)}{\partial(x)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_3 & a_4\omega & a_4 I_{rm\beta} & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_4\omega & a_3 & -a_4 I_{rm\alpha} & 0 \\ \alpha_3 & \alpha_4 & \alpha_5 & \alpha_6 & \alpha_7 & -a_4 b_2 I_{rm\beta} \\ \alpha_8 & \alpha_9 & \alpha_{10} & \alpha_{11} & \alpha_{12} & a_4 b_2 I_{rm\alpha} \end{bmatrix} \tag{I-64}$$

Le déterminant de J'_1 est le suivant :

$$\begin{aligned} |J'_1| = \; & a_4^2 b_2 \left(a_4^2 I_{rm\alpha}^2 \omega^3 + a_4^2 I_{rm\beta}^2 \omega^3 + a_3^2 I_{rm\alpha}^2 \omega - a_2 a_3^2 I_{s\alpha} I_{rm\beta} \right. \\ & + a_2 a_3^2 I_{s\beta} I_{rm\alpha} - a_2 a_4^2 I_{s\alpha} I_{rm\beta} \omega^2 + a_2 a_4^2 I_{s\beta} I_{rm\alpha} \omega^2 - a_3 a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\beta}^3 \\ & + a_3 a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha}^3 - a_3 a_4 b_2 I_{rm\alpha}^3 C_{ch} - a_3 a_4 b_2 I_{rm\beta}^3 I_{s\beta} - a_3 a_4 a_6 I_{rm\alpha}^3 \omega - a_3 a_4 a_6 \omega \\ & \left. - a_3 a_4 a_5 I_{s\alpha} I_{rm\alpha}^3 I_{rm\beta} + a_3 a_4 a_5 I_{s\beta} I_{rm\alpha} I_{rm\beta}^2 \right) \end{aligned} \tag{I-65}$$

Après arrangement et simplification des termes de l'expression de $|J'_1|$, nous sommes arrivés à l'expression suivante qui est donnée dans le cas général :

$$|J'_1| = a_4^4 b_2 \left(\dot{\omega} \left(a_2 I_{rm}^2 + \left(a_2^2 + \omega^2\right) \frac{a_2}{a_5} \right) + \left(a_2^2 + \omega^2\right) \left(\omega \left(I_{rm}^2 + \frac{a_2 a_6}{a_5} \right) + \frac{a_2 b_2}{a_5} C_{ch} \right) \right) \tag{I-66}$$

avec $I_{rm}^2 = I_{rm\alpha}^2 + I_{rm\beta}^2$, qui représente la norme du courant magnétisant rotorique.

En régime établi, la vitesse rotorique est constante $(\dot{\omega} = 0)$; l'expression précédente du déterminant se réduit en :

$$|J'_1| = a_4^4 b_2 \left(\left(a_2^2 + \omega^2\right) \left(\omega \left(I_{rm}^2 + \frac{a_2 a_6}{a_5} \right) + \frac{a_2 b_2}{a_5} C_{ch} \right) \right) \tag{I-67}$$

Le terme $\left(\omega^2 + a_2^2\right)$ ne peut pas s'annuler quelque soit la valeur de la vitesse, donc le déterminant $|J_1^{'}|$ peut s'annuler uniquement pour $\omega \left(I_{rm}^2 + \frac{a_2 a_6}{a_5} \right) + \frac{a_2 b_2}{a_5} C_{ch} = 0$, d'où [14] :

$$C_{ch} = -\left(\frac{a_5 I_{rm}^2}{a_2 b_2} + \frac{a_6}{b_2} \right) \omega \,, \tag{I-68}$$

qui est une équation de droite de pente négative dans le plan couple – vitesse, le couple résistant

et la vitesse de rotation sont de signes opposés ceci correspond au fonctionnement génératrice, ainsi nous retrouvons l'équation de la droite d'inobservabilité.

I-4-5 CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons étudié l'observabilité de la machine asynchrone avec et sans mesure de la vitesse mécanique. Nous avons vu que lorsque la vitesse de rotation de la machine est mesurée, l'observabilité du modèle d'ordre 5 et celle du modèle d'ordre 6 considérés ne posent pas de problèmes. Le rang de l'espace d'observabilité généré par les différentielles des sorties et de leurs dérivées première est égal à l'ordre du système, ce qui nous a permis de conclure que la machine asynchrone avec mesure de vitesse est localement observable. Par contre, nous avons montré que si la mesure de la vitesse rotorique n'est pas disponible, l'observabilité de la machine n'est pas vérifiée quand la vitesse rotorique est constante et les flux rotoriques sont constants (fréquence d'excitation nulle). Et enfin, nous avons retrouvé une droite dans le plan couple – vitesse appelée droite d'inobservabilité qui caractérise l'inobservabilité sans mesure de vitesse de la machine asynchrone à vitesse mécanique constante et courants magnétisants rotoriques constants.

I-5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tous d'abord présenté la modélisation de la machine asynchrone. La transformation de son modèle mathématique du triphasé au biphasé équivalent dans les différents repères ont été exposés. Un rappel sur quelques notions inhérentes à l'observabilité des systèmes non linéaires a été ensuite présenté. Enfin, nous avons examiné l'observabilité de la machine asynchrone sans et avec mesure de la vitesse mécanique. Nous avons constaté que dans le cas où la mesure de la vitesse mécanique est possible l'observabilité de la machine asynchrone ne pose aucun problème, par contre dans le cas où la vitesse mécanique n'est pas accessible, l'observabilité de la machine asynchrone est perdue dans certains domaines de fonctionnement.

CHAPITRE II

MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE. OBSERVABILITE ET OBSERVATEUR

II-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous étudions le modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre de la machine asynchrone ainsi que la synthèse de son observateur d'états.

Dans un premier temps, nous faisons l'analyse de stabilité, et pour valider ce modèle linéarisé nous établirons une comparaison entre ce modèle linéarisé et son modèle non linéaire. Nous montrons dans cette étude du système linéarisé que lorsque la mesure de la vitesse de la machine est disponible, le système reste observable indépendamment du point d'équilibre choisi. Par contre lorsque la mesure de la vitesse n'est pas disponible le système reste inobservable autour de la droite de glissement pour laquelle sa stabilité sera étudiée.

Dans un second temps, nous construisons un observateur asymptotique linéaire du modèle linéarisé que nous exploiterons pour la reconstruction du flux de la machine asynchrone pour une commande vectorielle à flux orienté. Des résultats de simulation en poursuite, en régulation de vitesse ainsi qu'en robustesse seront présentés.

La commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone, que nous utiliserons pour valider l'observateur linéaire, sera présentée dans le chapitre III.

II-2 MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le modèle non linéaire de la machine asynchrone considéré est celui représenté par le système d'équation (I-22) et (I-23) qui est donné dans le repère (d,q) lié au champ tournant par :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -a_1 I_{sd} + \omega_s I_{sq} + a_3 I_{rmd} + a_4 \omega I_{rmq} + b_1 V_{sd} \\ \dot{I}_{sq} = -\omega_s I_{sd} - a_1 I_{sq} - a_4 \omega I_{rmd} + a_3 I_{rmq} + b_1 V_{sq} \\ \dot{I}_{rmd} = a_2 I_{sd} - a_2 I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\ \dot{I}_{rmq} = a_2 I_{sq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} - a_2 I_{rmq} \\ \dot{\omega} = a_5 I_{rmd} I_{sq} - a_5 I_{rmq} I_{sd} - a_6 \omega - b_2 C_{ch} \end{cases} \qquad \text{(II-1)}$$

Le modèle linéarisé de la machine asynchrone au voisinage d'un point d'équilibre quelconque : $\bar{x} = \left(\bar{I}_{sd}, \bar{I}_{sq}, \bar{I}_{rmd}, \bar{I}_{rmq}, \bar{\omega}\right)^T$, $\bar{u} = \left(\bar{V}_{sd}, \bar{V}_{sq}, \bar{\omega}_s, \bar{C}_{ch}\right)^T$ est donné par [14],[31] :

$$\begin{cases} \Delta\dot{x} = A\,\Delta x + B\,\Delta u \\ \Delta y = C\,\Delta x \end{cases} \tag{II-2}$$

Les vecteurs Δx, Δu, Δy représentent respectivement la petite variation des états, des commandes et des mesures autour d'un point d'équilibre, tel que :

$$\begin{cases} \Delta x = x - \bar{x} \\ \Delta u = u - \bar{u} \\ \Delta y = y - \bar{y} \end{cases} \tag{II-3}$$

avec :

$$\Delta x = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta I_{rmd}, \Delta I_{rmq}, \Delta\omega\right)^T,$$
$$\Delta u = \left(\Delta V_{sd}, \Delta V_{sq}, \Delta\omega_s, \Delta C_{ch}\right)^T,$$
$$\Delta y = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta\omega\right)^T,$$

$$A = \left.\begin{bmatrix} \dfrac{\partial \dot{I}_{sd}}{\partial x} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{sq}}{\partial x} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{rmd}}{\partial x} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{rmq}}{\partial x} \\ \dfrac{\partial \dot{\omega}}{\partial x} \end{bmatrix}\right|_{\substack{x=\bar{x} \\ u=\bar{u}}} = \begin{bmatrix} -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & a_4\bar{I}_{rmq} \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} \\ a_2 & 0 & -a_2 & \bar{\omega}_s - \bar{\omega} & -\bar{I}_{rmq} \\ 0 & a_2 & -\left(\bar{\omega}_s - \bar{\omega}\right) & -a_2 & \bar{I}_{rmd} \\ -a_5\bar{I}_{rmq} & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{sd} & -a_6 \end{bmatrix},$$

$$B = \left.\begin{bmatrix} \dfrac{\partial \dot{I}_{sd}}{\partial u} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{sq}}{\partial u} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{rmd}}{\partial u} \\ \dfrac{\partial \dot{I}_{rmq}}{\partial u} \\ \dfrac{\partial \dot{\omega}}{\partial u} \end{bmatrix}\right|_{\substack{u=\bar{u} \\ x=\bar{x}}} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \bar{I}_{sq} & 0 \\ 0 & b_1 & -\bar{I}_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{I}_{rmq} & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -b_2 \end{bmatrix}, \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

II-2-1 POINTS D'EQUILIBRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Si l'axe (od) est aligné avec la norme du courant magnétisant rotorique I_{rm}, dans ce cas le courant magnétisant rotorique totalisé $I_{rm} = I_{rmd}$, vu que $I_{rmq} = 0$. L'asservissement du flux rotorique dans ce repère est connu sous le nom de commande par la méthode du champ orienté (Commande vectorielle à flux orienté). Cette méthode permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique d'une manière équivalente à un moteur à courant continu à excitation séparée, par conséquent la commande du flux et celle du couple sera découplée. Dans ce cas le modèle d'équations donné par (II-1) devient :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} &= -a_1 I_{sd} + \omega_s I_{sq} + a_3 I_{rmd} + b_1 V_{sd} \\ \dot{I}_{sq} &= -\omega_s I_{sd} - a_1 I_{sq} - a_4 \omega I_{rmd} + b_1 V_{sq} \\ \dot{I}_{rmd} &= a_2 I_{sd} - a_2 I_{rmd} \\ 0 &= a_2 I_{sq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} \\ \dot{\omega} &= a_5 I_{rmd} I_{sq} - a_6 \omega - b_2 C_{ch} \end{cases} \qquad \text{(II-4)}$$

Les points d'équilibre du modèle (II-4) sont définis par $\left(\bar{I}_{sd}, \bar{I}_{sq}, \bar{I}_{rmd}, \bar{I}_{rmq} = 0, \bar{\omega}\right)$, pour une commande $\left(\bar{V}_{sd}, \bar{V}_{sq}, \bar{\omega}_s, \bar{C}_{ch}\right)$;

$$\begin{cases} 0 &= -a_1 \bar{I}_{sd} + \bar{\omega}_s \bar{I}_{sq} + a_3 \bar{I}_{rmd} + b_1 \bar{V}_{sd} \\ 0 &= -\bar{\omega}_s \bar{I}_{sd} - a_1 \bar{I}_{sq} - a_4 \bar{\omega} \bar{I}_{rmd} + b_1 \bar{V}_{sq} \\ 0 &= a_2 \bar{I}_{sd} - a_2 \bar{I}_{rmd} \\ 0 &= a_2 \bar{I}_{sq} - (\bar{\omega}_s - \bar{\omega}) \bar{I}_{rmd} \\ 0 &= a_5 \bar{I}_{rmd} \bar{I}_{sq} - a_6 \bar{\omega} - b_2 \bar{C}_{ch} \end{cases} \qquad \text{(II-5)}$$

Une manière d'exprimer les points d'équilibre, qui s'apparente à de la génération de trajectoire, consiste à s'imposer des consignes de flux, de vitesse et de couple de charge et de calculer les valeurs du courant, de la tension et de la pulsation statorique correspondantes.

En fonction du courant magnétisant $\bar{I}_{rmd}$, de la vitesse $\bar{\omega}$ et de couple de charge $\bar{C}_{ch}$, nous obtenons la valeur des points d'équilibre :

$$\begin{cases} \bar{I}_{sd} = \bar{I}_{rmd} \\ \bar{I}_{sq} = \dfrac{\bar{\omega}_g}{a_2}\bar{I}_{rmd} \\ \bar{\omega}_g = \dfrac{a_6 a_2}{a_5}\dfrac{\bar{\omega}}{\bar{I}_{rmd}^2} + \dfrac{b_2 a_2}{a_5}\dfrac{\bar{C}_{ch}}{\bar{I}_{rmd}^2} \\ \bar{\omega}_g = \bar{\omega}_s - \bar{\omega} \\ \bar{V}_{sd} = \dfrac{a_1}{b_1}\bar{I}_{sd} - \dfrac{\bar{\omega}_s}{b_1}\bar{I}_{sq} - \dfrac{a_3}{b_1}\bar{I}_{rmd} \\ \bar{V}_{sq} = \dfrac{\bar{\omega}_s}{b_1}\bar{I}_{sd} + \dfrac{a_1}{b_1}\bar{I}_{sq} + \dfrac{a_4}{b_1}\bar{\omega}\bar{I}_{rmd} \end{cases} \qquad \text{(II-6)}$$

II-2-2 STABILITE DU MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour étudier la stabilité locale du système, nous ne tenons pas compte de la dynamique de la charge. En regardant les valeurs propres de la matrice système A ; le système est stable si les cinq valeurs propres sont à parties réelles négatives. Une conséquence (plus faible) est que si le déterminant de la matrice A est positif, le système est instable. L'étude du signe du déterminant nous donne une indication sur le domaine d'instabilité [14]. Si nous négligeons les frottements visqueux $a_6 = 0$ et si on se place dans le cas d'une commande vectorielle, en régime permanent le courant magnétisant rotorique (le flux rotorique) selon l'axe (od) est constant, $\bar{I}_{rmd} = \bar{I}_{rm}$, et selon l'axe (oq) est nul, $\bar{I}_{rmq} = 0$. Après calcul, l'expression du déterminant de la matrice A peut se mettre sous la forme suivante :

$$\Delta_A = \frac{p^2 L_s}{J\sigma^2 T_s^2 T_r}\bar{I}_{rm}(\sigma - 1)\left(T_s^2\bar{\omega}_s^2 + 1 - \bar{\omega}_g^2 T_r^2\left(T_s^2\bar{\omega}_s^2\sigma^2 + 1\right)\right) \qquad \text{(II-7)}$$

avec $\bar{\omega}_g$ qui représente la pulsation de glissement à l'équilibre.

Le déterminant s'annule sur la courbe ayant pour équation :

$$\bar{\omega}_g = \pm\sqrt{\frac{T_s^2\bar{\omega}_s^2 + 1}{T_r^2\left(T_s^2\bar{\omega}_s^2\sigma^2 + 1\right)}} \qquad \text{(II-8)}$$

Comme $\bar{\omega}_g$ est l'image du couple $\bar{C}_{ch}$ et $\bar{\omega}_s$ est l'image de la vitesse $\bar{\omega}$, nous pouvons de cette manière délimiter un domaine d'instabilité dans le plan couple – vitesse (à flux

constant). La figure II-1 montre le domaine d'instabilité de la machine asynchrone étudiée. La partie grisée correspond à l'ensemble des points de fonctionnement pour lesquels le système est instable.

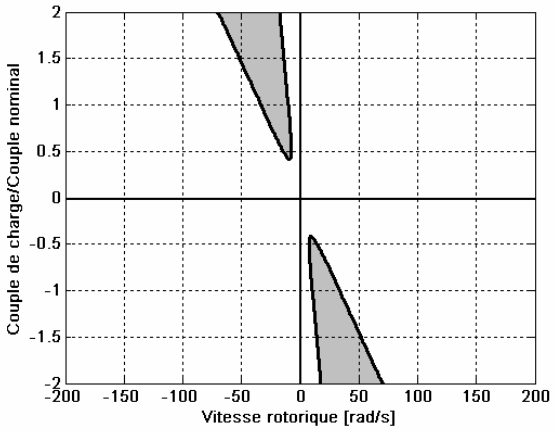


Figure II-1 : Régionnement du plan couple – vitesse.
(La région grisée représente la zone d'instabilité)

Pour être plus précis dans cette étude, il conviendrait de calculer les valeurs propres de la matrice A, ou bien par vérification du critère de Routh. Ceci n'est pas une tache facile, c'est pour cela que nous avons opté pour une vérification numérique.

Les points d'équilibre sont choisis dans le deuxième quadrant du plan couple – vitesse et proches de la courbe donnée par l'équation $\Delta_A = 0$, en calculant numériquement les valeurs propres de la matrice système A, nous constatons effectivement que les points d'équilibre situés dans la région grisée sont instable par contre les points d'équilibre situés hors cette région sont stables. Le tableau II-1 montre l'application numérique pour le test de stabilité des points d'équilibre choisis. Dans un premier cas les points d'équilibre sont calculés en variant la vitesse rotorique pour un couple de charge fixe. Dans un second cas, les points d'équilibre sont calculés en variant la charge pour une vitesse rotorique fixe.

Point d'équilibre	**Valeurs propres de la matrice A**
$\bar{\omega} = -8 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 20 rad/s$	$\begin{pmatrix} -171.99+12.08\,i \\ -171.99-12.08\,i \\ -18.66+9.25\,i \\ -18.66-9.25\,i \\ -1.79 \end{pmatrix}$; Point **stable**.
$\bar{\omega} = -12 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 20 rad/s$	$\begin{pmatrix} -171.74+8.78i \\ -171.74-8.78i \\ -20.68+8.37i \\ -20.68-8.37i \\ +1.77 \end{pmatrix}$; Point **instable**.
$\bar{\omega} = -28 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 20 rad/s$	$\begin{pmatrix} -182.3685 \\ -158.1360 \\ -34.1347 \\ -10.9038 \\ +2.46 \end{pmatrix}$; Point **instable**.
$\bar{\omega} = -32 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 20 rad/s$	$\begin{pmatrix} -183.53 \\ -155.96 \\ -37.28 \\ -3.15+3.34i \\ -3.15-3.34i \end{pmatrix}$; Point **stable**.
$\bar{\omega} = -10 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 8 rad/s$	$\begin{pmatrix} -187.169 \\ -155.8767 \\ -30.751 \\ -8.4416 \\ -0.8446 \end{pmatrix}$; Point **stable**.
$\bar{\omega} = -10 rad/s$ $\bar{\omega}_g = 10 rad/s$	$\begin{pmatrix} -186.1780 \\ -156.9208 \\ -29.7271 \\ -10.6377 \\ +0.3806 \end{pmatrix}$; Point **instable**.

Tableau II.1 : Stabilité de points d'équilibre.

Nous avons jugé inutile de donner les résultats de vérification de la stabilité des points d'équilibre dans le quatrième quadrant du plan couple – vitesse, puisque par raison de symétrie, nous aboutissons aux mêmes résultats donc à la même conclusion.

II-2-3 SIMULATION DU MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET COMPARAISON AVEC LE MODELE NON LINEAIRE

Afin de valider le modèle linéarisé de la machine asynchrone nous procédons à la simulation de ce dernier en parallèle avec le modèle non linéaire donné dans le repère (d,q). Le modèle non linéaire fonctionne en commande vectorielle à flux orienté, les entrées de ce système V_{sd}, V_{sq} et ω_s (générées par la commande) sont injectées dans le modèle linéarisé. La machine asynchrone est linéarisée autour du point d'équilibre suivant :

$$\begin{cases} \overline{I}_{rm} = 4\ A \\ \overline{\omega} = 25\pi\ rad/s \\ \overline{C}_{ch} = 10\ N.m \end{cases}$$

Toutes les simulations ont été effectuées à l'aide de l'outil SIMULINK du logiciel MATLAB. Le modèle SIMULINK de l'ensemble machine asynchrone – commande vectorielle est le suivant :

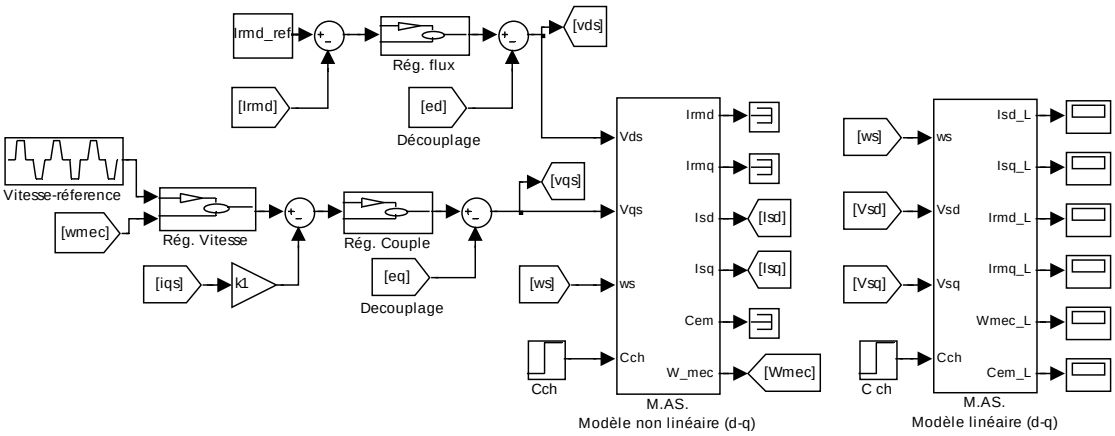


Figure II-2 : Schéma principe de simulation de l'ensemble modèle de machine – commande vectorielle.

II-2-3-1 Définition des profils de poursuite

En poursuite, nous proposons les deux *benchmarks* suivants :

– Le premier a un profil lent ; la vitesse change de valeurs en un intervalle de temps de $1\ s$. Le courant magnétisant rotorique est fixé à $4\ A$. Un couple de charge positif de $10\ N.m$ est appliqué (Figures II-3- a, c, d).

– Le deuxième a un profil rapide ; la vitesse change de valeurs instantanément (en $0\ s$). Le courant magnétisant rotorique est fixé à $4\ A$. Un couple de charge positif de $10\ N.m$ est appliqué (Figures II-3- b, c, d).

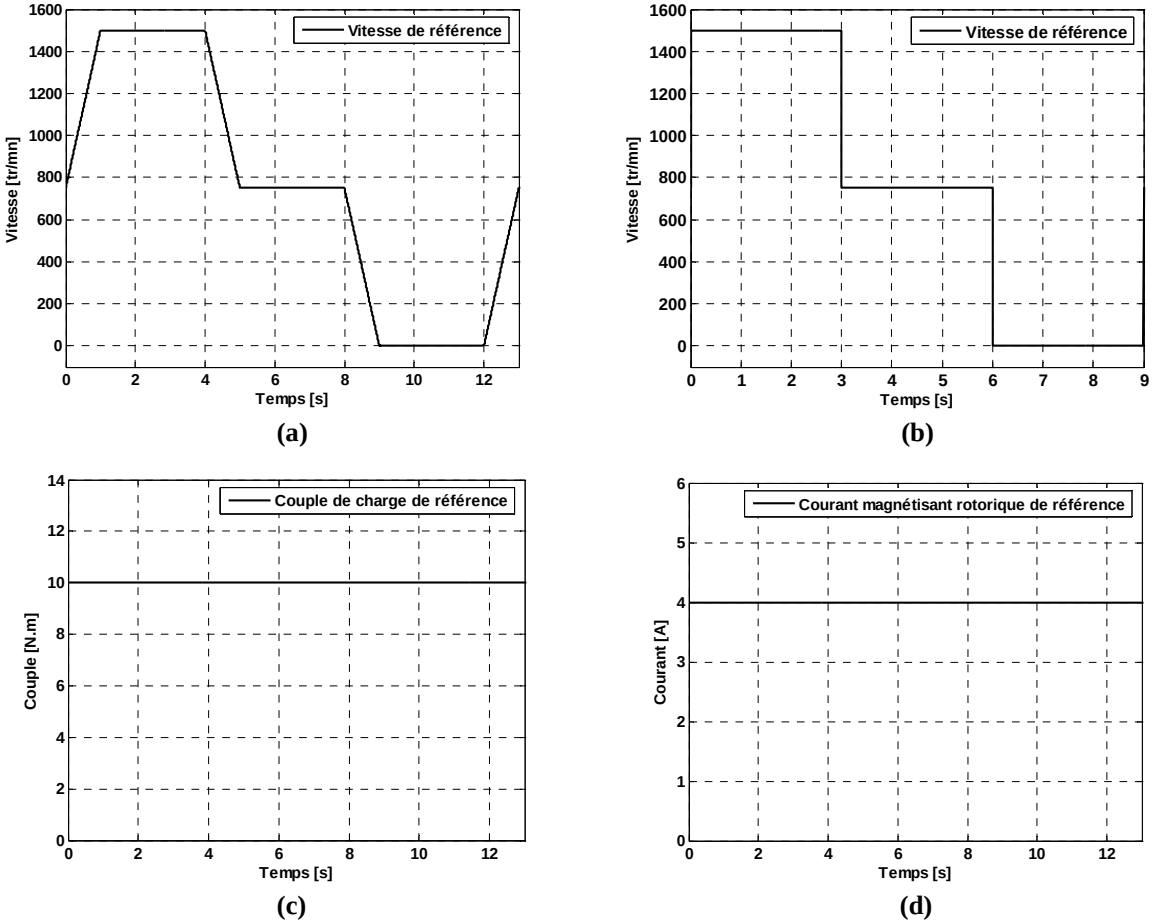


Figure II-3 : Profils de poursuite.

II-2-3-2 Définition du profil en régulation de vitesse

En régulation de vitesse, nous proposons le *benchmark* suivant :

– Le couple de charge change de valeurs instantanément. La vitesse étant maintenue égale à $750\ tr/mn$, le courant magnétisant rotorique reste constant et égal à $4\ A$ (Figure II-4).

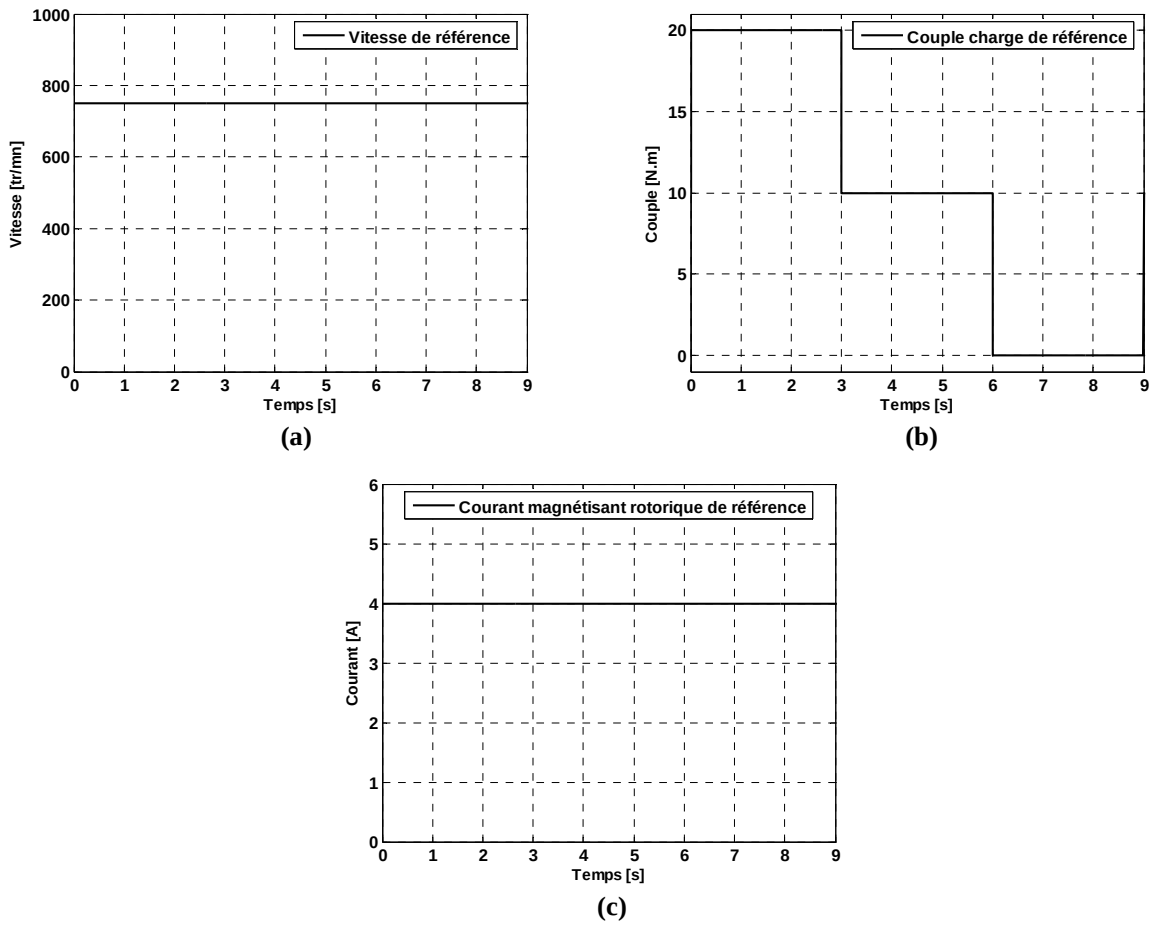


Figure II-4 : Profil de régulation en vitesse.

II-2-3-3 Résultats en poursuite

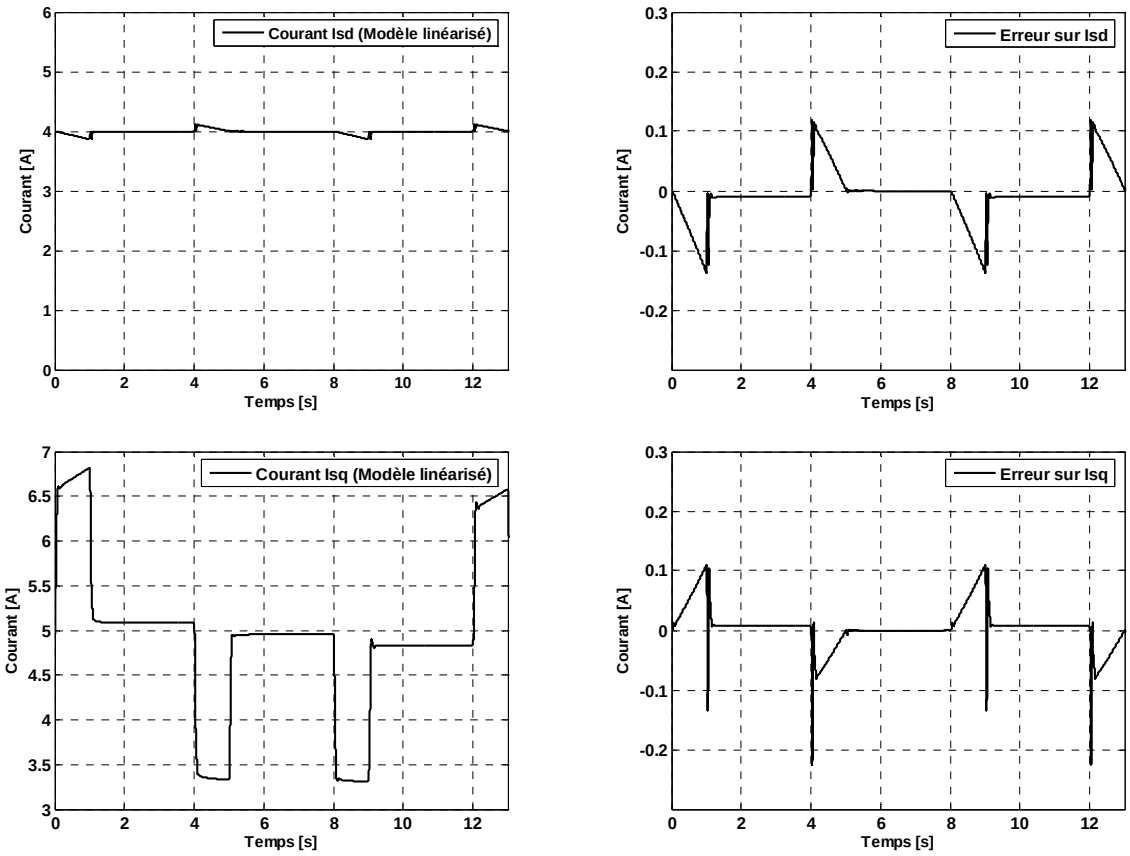
Le fonctionnement du système en poursuite, respectivement pour un profil lent et rapide de vitesse, est illustré par plusieurs résultats de simulation numérique, où nous avons effectué une comparaison entre le modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre et le modèle non linéaire, donnés dans le repère (d,q).

D'après ces résultats, nous constatons que pour un profil lent de vitesse (Figure II-5) les réponses du système linéarisé (courbes situées à gauche) sont comparables à ceux donnés par le système non linéaire. L'erreur, qui constitue la différence entre la réponse du modèle linéarisé et la réponse du modèle non linéaire, est relativement faible (courbes située à droite) et n'a de valeurs significatives qu'aux phases transitoires de la vitesse. Pour une variation rapide de vitesse (Figure II-6), les réponses du modèle linéarisé (courbes situées à gauche) sont presque les mêmes que celle du modèle non linéaire sauf aux régimes transitoires de la vitesse où l'erreur entre les deux modèles est relativement importante. Mais dans la pratique, on évite ce genre de profil afin de ne pas avoir des appels de courant importants, pour cela on

adoucit souvent la montée de la vitesse. Donc nous pouvons conclure que, pour notre machine lorsque la vitesse varie lentement le modèle linéarisé et son modèle non linéaire original sont presque identiques.

II-2-3-4 Résultats en régulation de vitesse

Les résultats de simulation numérique en régulation de vitesse sont illustrés par le système de figure II-7, où nous avons effectué une comparaison entre les réponses du modèle non linéaire réel et le modèle linéarisé de la machine asynchrone données dans le repère (d,q), pour une vitesse constante et une variation en échelon du couple de charge. D'après ces résultats, nous constatons que la réponse des deux modèles (courbes de gauche) est presque identique à une erreur près qui est relativement faible (courbes de droite), d'où nous pouvons dire que le modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre constitue une bonne approximation du modèle non linéaire en commande vectorielle. Donc nous pouvons conclure que ; pour une machine asynchrone inertielle (ayant une grande constante de temps mécanique) le modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre constitue une bonne approche de son modèle non linéaire.



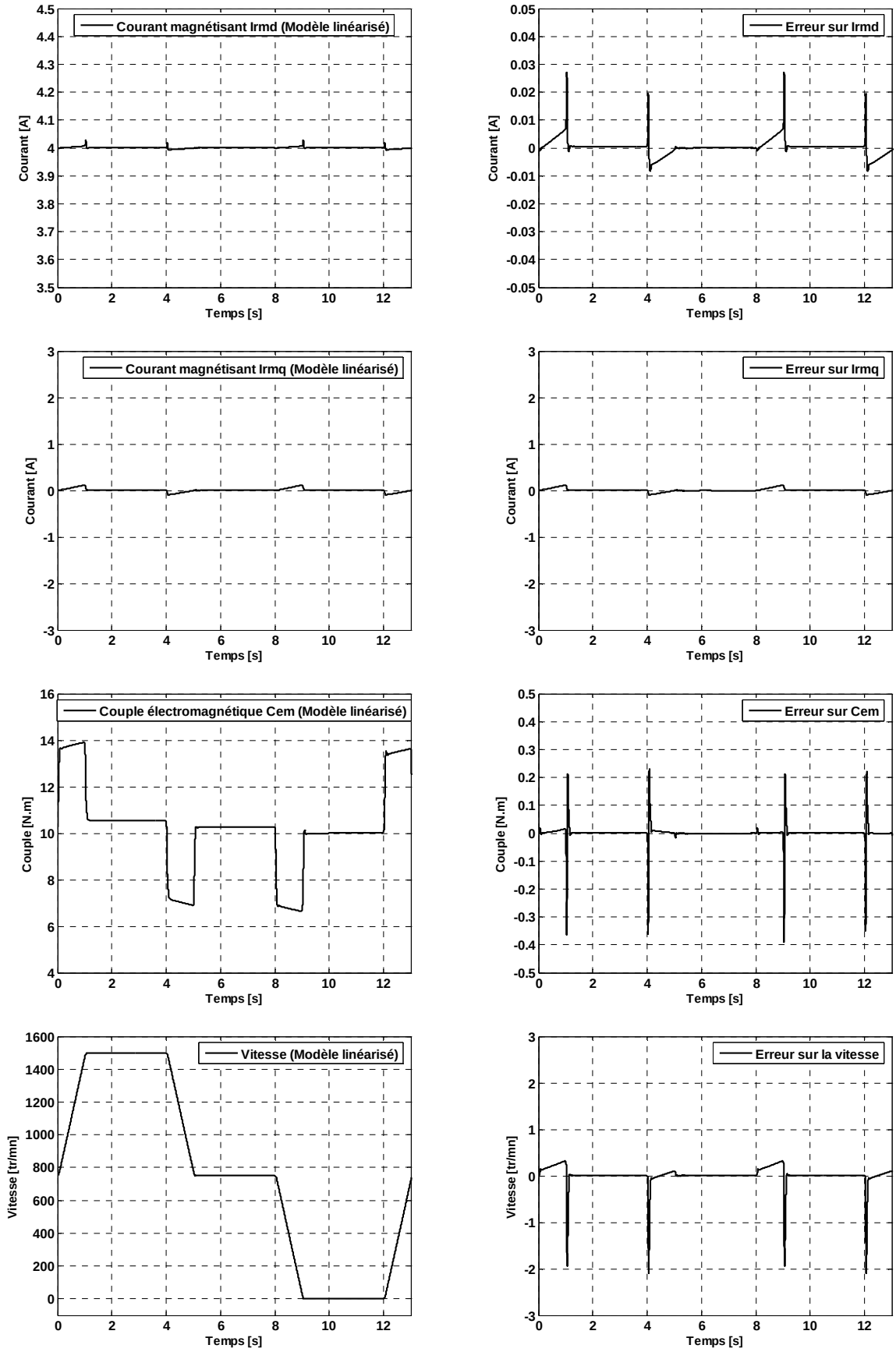
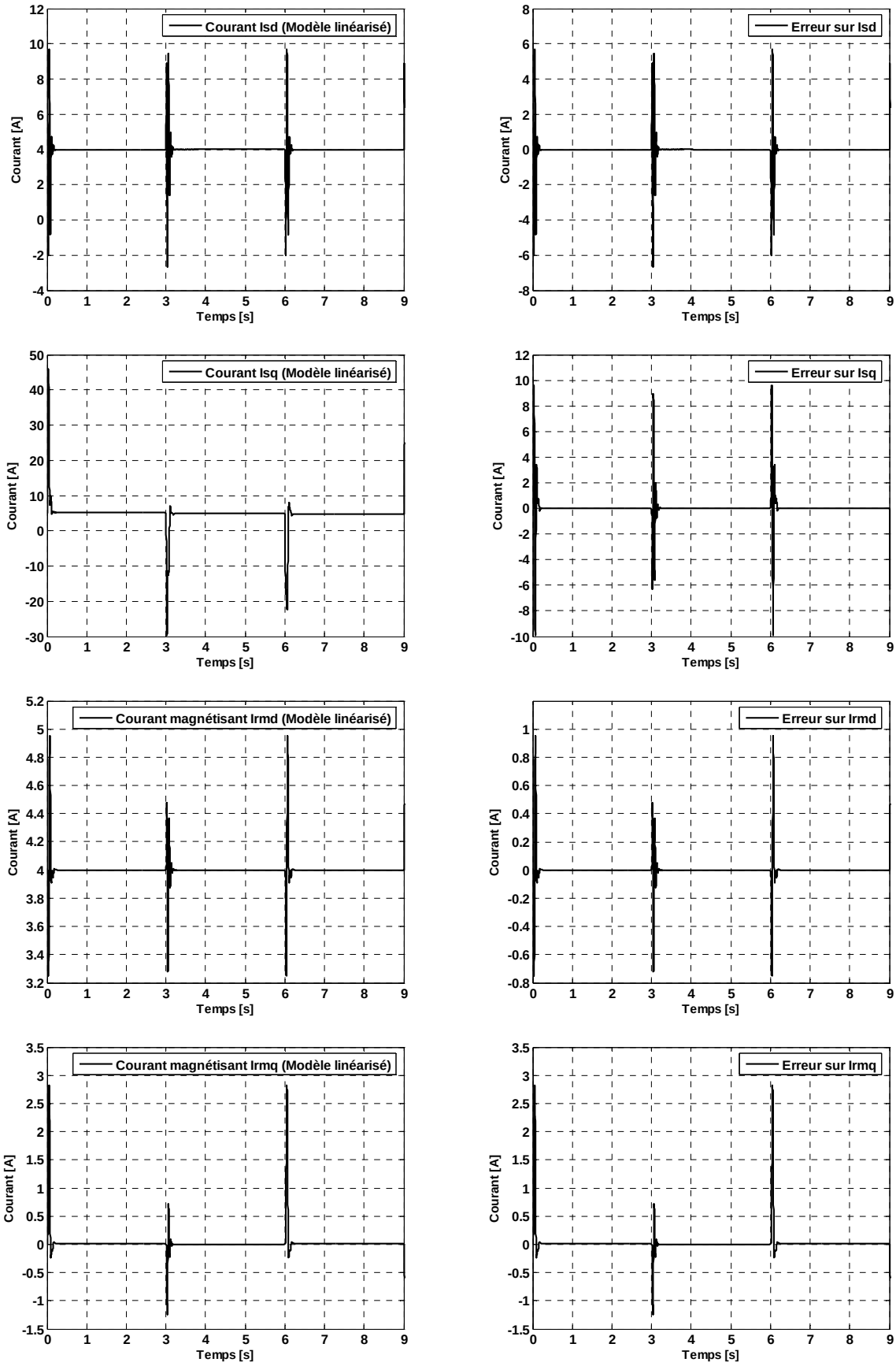


Figure II-5 : Résultats en poursuite (profil lent de vitesse).


Courant Isd (Modèle linéarisé)
Erreur sur Isd
Courant Isq (Modèle linéarisé)
Erreur sur Isq
Courant magnétisant Irmd (Modèle linéarisé)
Erreur sur Irmd
Courant magnétisant Irmq (Modèle linéarisé)
Erreur sur Irmq
Courant [A]
Temps [s]

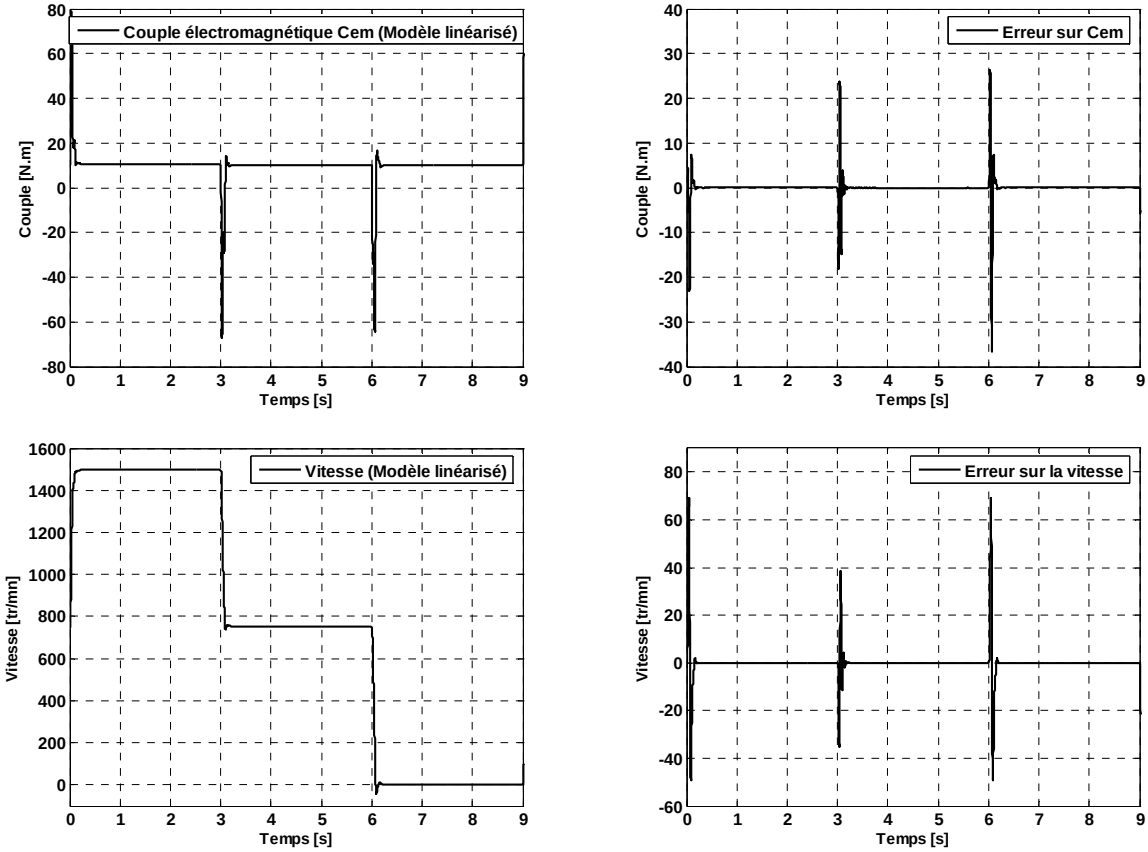
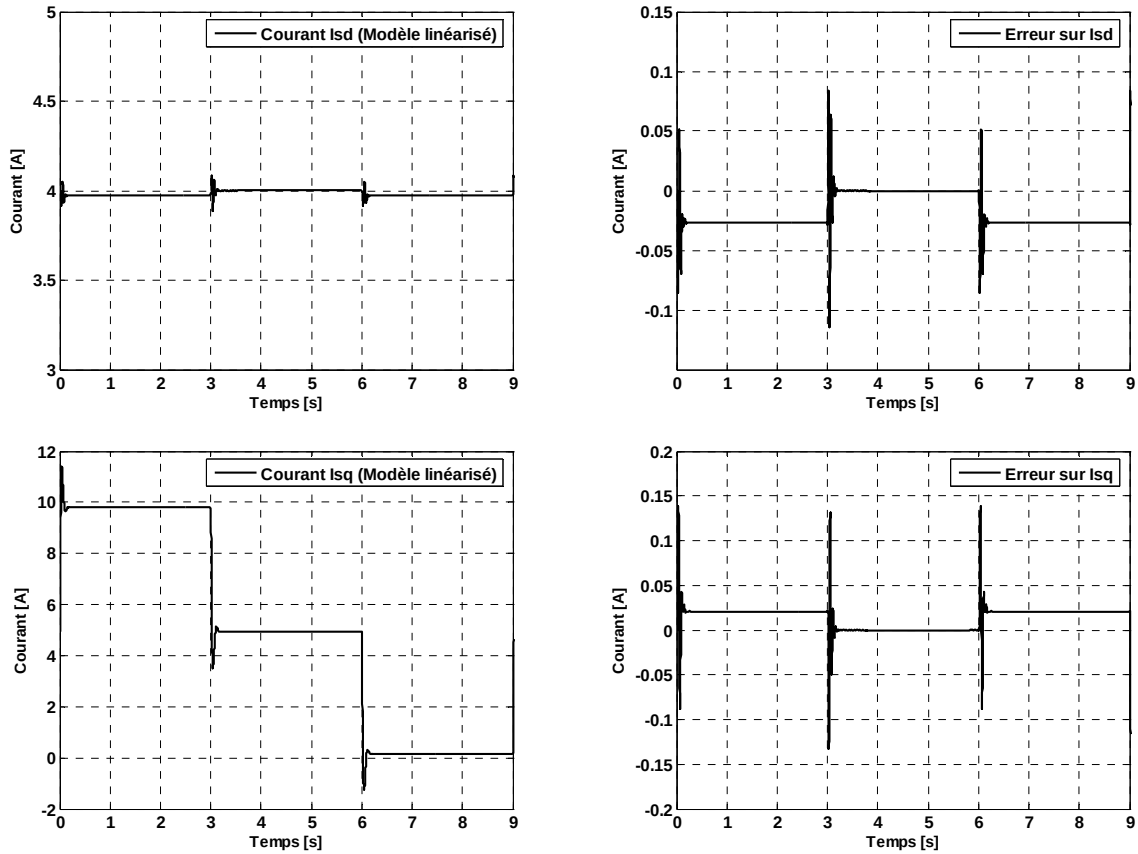


Figure II-6 : Résultats en poursuite (profil rapide de vitesse).



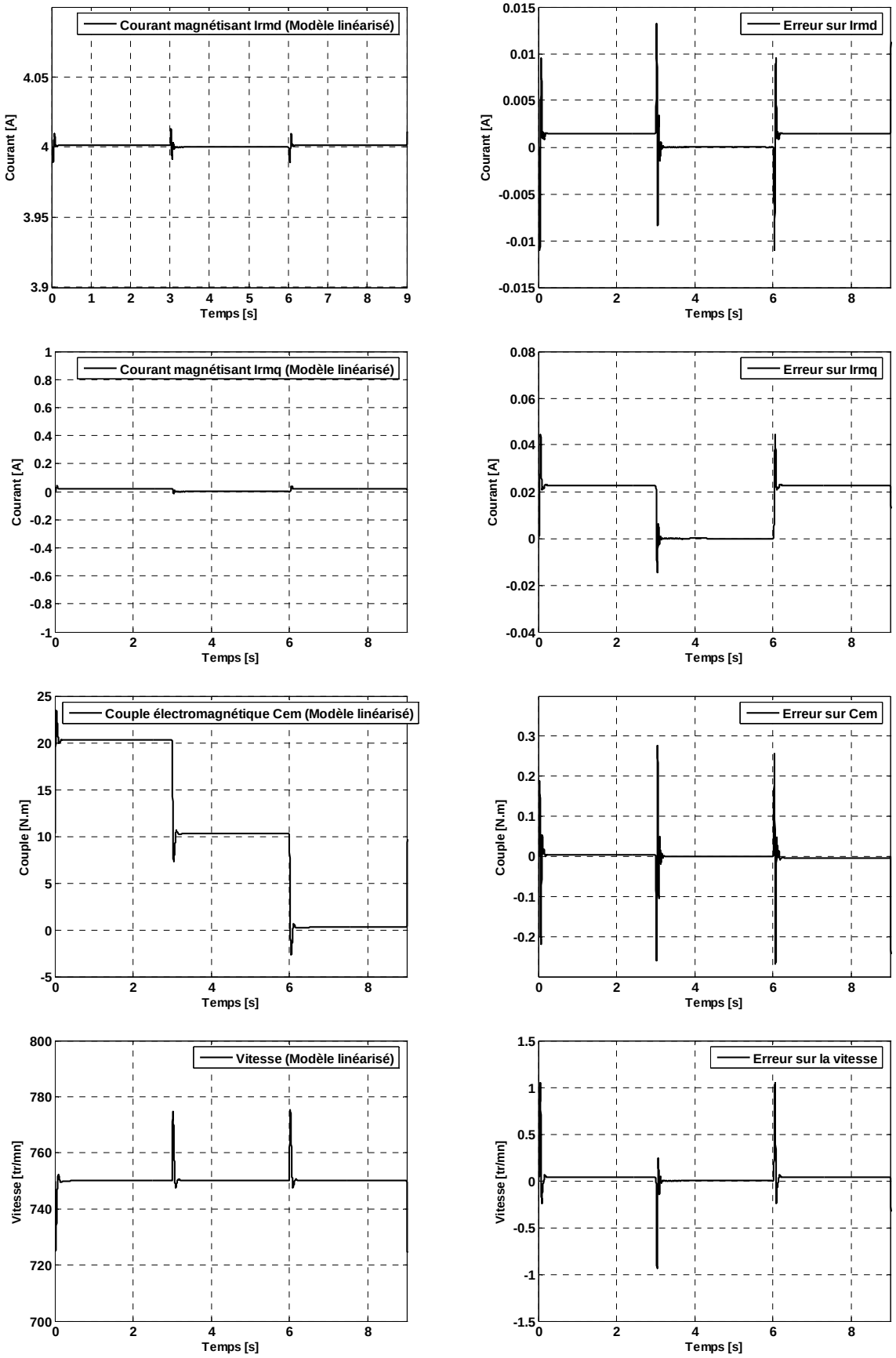


Figure II-7 : Résultats en régulation de vitesse.

II-2-4 OBSERVABILITE DU MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC MESURE DE VITESSE

Dans cette partie, nous allons étudier l'observabilité du modèle linéarisé de la machine asynchrone au premier ordre autour d'un point d'équilibre avec mesure de vitesse mécanique.

Le critère d'observabilité des systèmes linéaires stationnaires peut être appliqué dans ce cas [14]. Soit le système (II-9), utilisons cette fois un vecteur d'état incluant la dynamique de la charge. Dans ce cas le système linéarisé devient :

$$\begin{cases} \Delta\dot{x} = A\,\Delta x + B\,\Delta u \\ \Delta y = C\,\Delta x \end{cases} \qquad \text{(II-9)}$$

avec :

$$\Delta x = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta I_{rmd}, \Delta I_{rmq}, \Delta\omega, \Delta C_{ch}\right)^T,$$

$$\Delta u = \left(\Delta V_{sd}, \Delta V_{sq}, \Delta\omega_s\right)^T,$$

$$\Delta y = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta\omega\right)^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & 0 & 0 \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} & 0 \\ a_2 & 0 & -a_2 & \bar{\omega}_g & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & -\bar{\omega}_g & -a_2 & \bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{rmd} & -a_6 & -b_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \bar{I}_{sq} \\ 0 & b_1 & -\bar{I}_{rmd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{I}_{rmd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

Pour tester l'observabilité d'un système linéaire, nous pouvons utiliser le critère d'observabilité de Kalman donné par la condition suivante [21], [32] :

$$Rang\left[O_{(A,C)}\right] = 6$$

Avec : $$O_{(A,C)} = \left[C \quad CA \quad CA^2 \quad \cdots \quad CA^5\right]^T$$

Dans un premier temps nous calculons le produit CA ;

$$CA = \begin{bmatrix} -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & 0 & 0 \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{rmd} & -a_6 & -b_2 \end{bmatrix}.$$

Pour étudier le rang de la matrice d'observabilité, nous pouvons nous limiter à une matrice semblable à la matrice $O_{(A,C)}$. Avec le calcul précédent, nous obtenons la matrice

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & 0 & 0 \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{sd} & -a_6 & -b_2 \end{bmatrix}, \tag{II-10}$$

le déterminant de cette matrice est :

$$\det\begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = -b_2\left(a_3^2 + a_4^2\bar{\omega}^2\right), \tag{II-11}$$

le déterminant de cette matrice ne peut pas s'annuler quelque soit la valeur de la vitesse à l'équilibre, donc son rang est égale à l'ordre du système. Il n'est donc pas utile d'approfondir le calcul de la matrice d'observabilité. Le système est observable indépendamment du point d'équilibre choisi.

II-2-5 OBSERVABILITE DU MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS MESURE DE VITESSE

Dans cette partie, nous montrons que la machine asynchrone sans mesure de vitesse est inobservable au premier ordre autour d'un point d'équilibre sous une condition supplémentaire $\bar{\omega}_s = 0$. Une interprétation géométrique dans le plan couple – vitesse sera envisagée. A la fin de cette partie nous allons essayer de retrouver l'expression de la direction inobservable et nous montrons que cette partie inobservable est instable.

Le critère d'observabilité des systèmes linéaires invariant peut être appliqué dans ce cas. Considérant le système (II-12), en utilisant un vecteur d'état incluant la dynamique de la charge. Dans ce cas le système linéarisé est :

$$\begin{cases} \Delta\dot{x} = A\,\Delta x + B\,\Delta u \\ \Delta y = C\,\Delta x \end{cases} \tag{II-12}$$

avec :

$$\Delta x = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta I_{rmd}, \Delta I_{rmq}, \Delta\omega, \Delta C_{ch}\right)^T,$$
$$\Delta u = \left(\Delta V_{sd}, \Delta V_{sq}, \Delta\omega_s\right)^T,$$
$$\Delta y = \left(\Delta I_{sd}, \Delta I_{sq}, \Delta\omega\right)^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & 0 & 0 \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} & 0 \\ a_2 & 0 & -a_2 & \bar{\omega}_g & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & -\bar{\omega}_g & -a_2 & \bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{rmd} & -a_6 & -b_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \bar{I}_{sq} \\ 0 & b_1 & -\bar{I}_{rmd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{I}_{rmd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

Pour tester l'observabilité du système linéarisé, nous pouvons utiliser le critère d'observabilité de Kalman qui est donné par :

$$Rang\left[O_{(A,C)}\right] = 6$$

Avec : $$O_{(A,C)} = \left[C \quad CA \quad CA^2 \quad \cdots \quad CA^5\right]^T$$

Dans un premier temps nous calculons les produits CA, CA^2 ; nous nous limitons à une matrice $\left[C \quad CA \quad CA^2\right]^T$ semblable à la matrice $O_{(A,C)}$ [14]. Le déterminant de cette matrice est :

$$\det\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = a_4^4 b_2\, \bar{I}_{rmd}^2\, \bar{\omega}_s \left(a_2^2 + \bar{\omega}^2\right) \qquad \text{(II-13)}$$

En excluant le cas où $\bar{I}_{rmd} = 0$, qui est un cas peu intéressant, car cela revient à avoir un flux rotorique nul dans la machine. Le rang de la matrice $\left[C \quad CA \quad CA^2\right]^T$ est égal à 6 excepté lorsque $\bar{\omega}_s = 0$, où il est égal à 5. Il en est de même pour la matrice $O_{(A,C)}$. Pour justifier ceci, nous allons examiner les déterminants suivants :

$$\det\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^3 \end{bmatrix} = a_4^4 b_2\, \bar{I}_{rmd}^2\, \bar{\omega}_s\, f_1\left(\bar{\omega}, \bar{\omega}_s\right), \qquad \text{(II-14)}$$

$$\det\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^4 \end{bmatrix} = \frac{a_4^4}{a_2} b_2 \, \bar{I}_{rmd}^2 \; \bar{\omega}_s \; f_2\left(\bar{\omega}, \bar{\omega}_s\right), \tag{II-15}$$

$$\det\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^5 \end{bmatrix} = \frac{a_4^4}{a_2^2} b_2 \, \bar{I}_{rmd}^2 \; \bar{\omega}_s \; f_3\left(\bar{\omega}, \bar{\omega}_s\right), \tag{II-16}$$

avec : $f_{1,2,3}\left(\bar{\omega}, \bar{\omega}_s\right)$ sont des fonctions analytiques non nulles.

Comme nous pouvons le constater, ces déterminants s'annulent pour $\bar{\omega}_s = 0$ et le rang de la matrice d'observabilité chute de 1. Donc à fréquence d'excitation nulle, le modèle linéarisé de la machine asynchrone est inobservable quand la vitesse mécanique n'est pas mesurée.

A $\bar{\omega}_s = 0$, le couple de charge a pour expression

$$\bar{C}_{ch(\omega_s=0)} = -\frac{a_5}{b_2 a_2} I_{rmd}^2 \; \bar{\omega} \tag{II-17}$$

Dans le cadre de la variation de la vitesse, il est commun de travailler à flux constant quelle que soit la vitesse rotorique. La relation entre le couple et la vitesse rotorique devient indépendante des grandeurs électriques :

$$\bar{C}_{ch(\omega_s=0)} = -\frac{C_{em(nom)}}{\omega_{g(nom)}} \bar{\omega}, \tag{II-18}$$

qui représente la partie inobservable du modèle linéarisé dans le plan couple vitesse appelée droite de glissement. Donc l'observabilité du système linéarisé est perdue sur une droite de glissement du plan couple – vitesse.

Afin de conclure sur la stabilité de la grandeur inobservable, nous avons tracé la droite de glissement dans le plan couple – vitesse (Figure II-8).

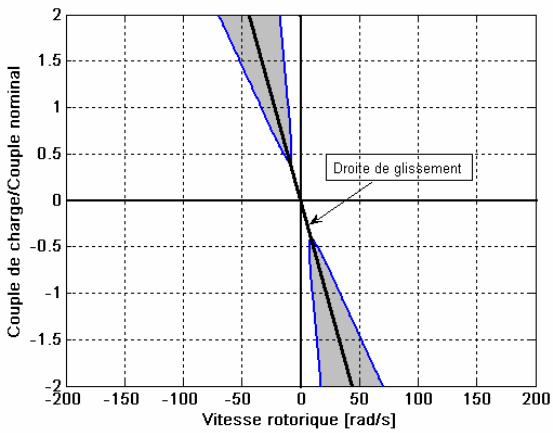


Figure II-8: Droite de glissement de la machine asynchrone étudiée.

De l'étude de la stabilité et de l'observabilité effectuées précédemment, nous déduisons que l'observabilité du modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre de la machine asynchrone sans mesure de vitesse est perdue dans la zone d'instabilité du plan couple – vitesse pour des couples de charge dépassant environ la moitié du couple nominal.

II-3 SYNTHESE D'OBSERVATEUR DU MODELE LINEARISE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC MESURE DE VITESSE

Dans cette section, nous allons construire un observateur d'ordre complet du modèle linéarisé de la machine asynchrone qui consiste à recopier la dynamique du système linéairisé autour d'un point d'équilibre en lui rajoutant des termes correctifs liés à l'erreur entre les grandeurs observées et les grandeurs mesurées. Donc l'observateur aura la forme suivante [22] :

$$\begin{cases} \Delta\dot{\hat{x}} = A\,\Delta\hat{x} + B\,\Delta\hat{u} + L\left(\Delta y - \Delta\hat{y}\right) \\ \Delta\hat{y} = C\,\Delta\hat{x} \end{cases} \qquad \text{(II-19)}$$

avec :

$$\begin{cases} \Delta\hat{x} = \hat{x} - \overline{x} \\ \Delta\hat{u} = \hat{u} - \overline{u} \\ \Delta\hat{y} = \hat{y} - \overline{y} \end{cases}$$

et

$$\Delta\hat{x} = \left(\Delta\hat{I}_{sd}, \Delta\hat{I}_{sq}, \Delta\hat{I}_{rmd}, \Delta\hat{I}_{rmq}, \Delta\hat{\omega}, \Delta\hat{C}_{ch}\right)^T,$$

$$\Delta u = \left(\Delta V_{sd}, \Delta V_{sq}, \Delta\omega_s\right)^T,$$

$$\Delta\hat{y} = \left(\Delta\hat{I}_{sd}, \Delta\hat{I}_{sq}, \Delta\hat{\omega}\right)^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & \bar{\omega}_s & a_3 & a_4\bar{\omega} & 0 & 0 \\ -\bar{\omega}_s & -a_1 & -a_4\bar{\omega} & a_3 & -a_4\bar{I}_{rmd} & 0 \\ a_2 & 0 & -a_2 & \bar{\omega}_g & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & -\bar{\omega}_g & -a_2 & \bar{I}_{rmd} & 0 \\ 0 & a_5\bar{I}_{rmd} & a_5\bar{I}_{sq} & -a_5\bar{I}_{sd} & -a_6 & -b_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \bar{I}_{sq} \\ 0 & b_1 & -\bar{I}_{sd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{I}_{rmd} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} \\ L_{51} & L_{52} & L_{53} \\ L_{61} & L_{62} & L_{63} \end{bmatrix},$$

avec : L_{ij}, $i = 1,...,6$, $j = 1,2,3$, sont des constantes de la matrice gain L à déterminer. $\hat{x}$ et $\hat{y}$ sont respectivement les grandeurs observées de x et y.

II-3-1 DETERMINATION DU GAIN DE L'OBSERVATEUR

Dans ce qui suit, nous déterminons le gain L à partir d'un choix arbitraire des valeurs propres de $A - LC$ dans le cas multi – sorties $(p = 3)$. Donc nous allons opter pour une méthode basée sur la forme observable de Luenberger [22], [23].

Dans un premier temps, nous allons essayer de retrouver la forme observable de Luenberger du modèle linéarisé de la machine asynchrone, nous pouvons vérifier que C est de rang maximal, et que le système est observable, c'est-à-dire : $rang\left(O_{(A,C)}\right) = 6$. Considérons d'abord les lignes C_1, C_2, C_3, nous constatons que la ligne C_1A est linéairement indépendante des lignes C_1, C_2, C_3, la ligne C_2A est linéairement indépendante des lignes C_1, C_2, C_3, C_1A et la ligne C_3A est linéairement indépendante des lignes $C_1, C_2, C_3, C_1A, C_2A$.

Après permutation des lignes, nous obtenons la matrice régulière suivante :

$$V = \begin{bmatrix} C_1 & C_1A & C_2 & C_2A & C_3 & C_3A \end{bmatrix}$$

D'où les indices d'observabilité sont :

$$\begin{cases} d_1 = 2 \\ d_2 = 2 \\ d_3 = 2 \end{cases}$$

Nous définissons les indices $\sigma_i, i \in \{1,2,3\}$ par :

$$\sigma_i = \sum_{j=1}^{i} d_j$$

Notons par g_{σ_i}, la $\sigma_i^{ème}$ colonne de V^{-1} et N la matrice définit par :

$$N = \begin{bmatrix} g_{\sigma_1} & Ag_{\sigma_1} & g_{\sigma_2} & Ag_{\sigma_2} & g_{\sigma_3} & Ag_{\sigma_3} \end{bmatrix}$$

La transformation $\Delta x_O = N^{-1}\Delta x$ met le système (II-9) sous la forme :

$$\begin{cases} \Delta\dot{x}_O = A_O\ \Delta x_O + N^{-1}B\ \Delta u \\ \Delta y = C_O\ \Delta x_O \end{cases} \qquad \text{(II-20)}$$

avec : $A_O = N^{-1}AN$ et $C_O = CN$ ayant la structure suivante :

$$A_O = \left[A_{Oij} \right]_{\substack{i\downarrow 1,2,3 \\ j\rightarrow 1,2,3}},\ A_{Oij} \in \mathbb{R}^{d_i \times d_j},$$

$$A_{Oii} = \begin{bmatrix} 0 & \times \\ 1 & \times \end{bmatrix},\ \text{et pour } j \neq i,\ A_{Oij} = \begin{bmatrix} 0 & \times \\ 0 & \times \end{bmatrix},\ C_O = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \times & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \times & 0 & \times & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Soit M la matrice triangulaire inférieure formée en éliminant toutes les colonnes non nulles de C_O. Il vient la relation $C_O = MH_O$, où $H_O = M^{-1}CN$ a la structure suivante :

$$H_O = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La transformation dans l'espace des sorties, $y_O = M^{-1}y$, met finalement le système (II-20) sous forme canonique observable :

$$\begin{cases} \Delta\dot{x}_O = A_O\ \Delta x_O + N^{-1}B\ \Delta u \\ \Delta y_O = C_O\ \Delta x_O \end{cases} \qquad \text{(II-21)}$$

Posons :

$$L_O = N^{-1}LM = \begin{bmatrix} L_{O1} & L_{O2} & L_{O3} \end{bmatrix}$$

Où :

$$L_{O1} = \begin{bmatrix} L_{O11} \\ L_{O12} \\ L_{O13} \end{bmatrix},\ L_{O2} = \begin{bmatrix} L_{O21} \\ L_{O22} \\ L_{O23} \end{bmatrix},\ L_{O3} = \begin{bmatrix} L_{O31} \\ L_{O32} \\ L_{O33} \end{bmatrix}$$

Il vient :

$$A^* = A_O - L_O H_O = N^{-1}\hat{A}N$$

qui a pour structure :

$$A^* = \left[A_{ij}^* \right]_{\substack{i \downarrow 1,2,3 \\ j \rightarrow 1,2,3}},\ A_{ij}^* = A_{Oij} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_{Oij} \end{bmatrix}.$$

Le choix des valeurs de L_O est fixé comme suit :

- Si $j \neq i,\ L_{Oij}$ annule la dernière colonne de A_{ij}^* ;
- Si $j = i,\ L_{Oij}$ est déterminé à partir d'un choix arbitraire des valeurs propres de A_{ij}^*, donc le système d'équation à résoudre est le suivant :

$$\forall i \in \{1,2,3\}, \det\left[sI_{d_i} - A_{ii}^* \right] = s^{d_i} + \sum_{j=0}^{d_i - 1} a_{ij}^* s^j,$$

Pour le point d'équilibre suivant : $\overline{C}_{ch} = 10\ N.m$, $\overline{I}_{rmd} = \overline{I}_{rm} = 4\ A$, $\overline{I}_{rmq} = 0$, $\omega = 25\pi\ rad/s$, les valeurs propres de la matrice système A sont : $\lambda_1 = -31.88 + 115.66i$, $\lambda_2 = -31.88 - 115.66i$, $\lambda_3 = -132.11 + 69.52i$, $\lambda_4 = -132.11 - 69.52i$, $\lambda_5 = -55.11$, $\lambda_6 = 0$.

Si nous choisissons de fixer les valeurs propres de la matrice observateur à -500. Après calcul, nous trouvons la matrice transformation N :

$$N = 10^{-4} \times \begin{bmatrix} -0.00 & 10^4 & -0.00 & 0 & -0.00 & 0 \\ 0 & -0.00 & 0 & 10^4 & 0 & 0 \\ 0.29 & 54.97 & -5.12 & 49.90 & -0.00 & -0.00 \\ 5.12 & -49.90 & 0.29 & 54.97 & 0 & -0.00 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 \\ -9.85 & 0 & -13.76 & 0 & -215 & 0 \end{bmatrix}$$

Le calcul numérique du gain L_O donne :

$$L_O = 10^5 \times \begin{bmatrix} 2.51 & 0.21 & 0.08 \\ 0.00 & 0.00 & -0.00 \\ -0.21 & 2.51 & -0.00 \\ 0 & 0.00 & -0.00 \\ 1.30 & -0.01 & 2.49 \\ 0.00 & 0.00 & 0.01 \end{bmatrix}$$

ce qui conduit au gain de l'observateur, $L = NL_O$, pour le système (II-19) :

$$L = 10^3 \times \begin{bmatrix} 0.81 & 0.18 & 0.00 \\ -0.18 & 0.81 & -0.05 \\ 0.02 & -0.12 & -0.00 \\ 0.12 & 0.02 & 0.00 \\ 0.00 & 0.09 & 1 \\ -0.24 & -0.34 & -5.37 \end{bmatrix}$$

II-3-2 SIMULATION NUMERIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEUR LINEAIRE

Après avoir synthétisé l'observateur linéaire du modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre, nous procédons à son intégration dans le schéma de la commande vectorielle à flux orienté pour reconstruire la norme du courant magnétisant rotorique et le couple électromagnétique de la machine. Pour valider l'observateur, les résultats obtenus seront comparés à ceux donnés par la machine. L'observateur obtenu est d'ordre complet puisque il reconstruit tous les états de la machine.

Deux essais seront envisagés ; le premier est un essai en poursuite et le deuxième est un essai en régulation de vitesse et cela en considérant que tous les paramètres de la machine sont bien identifiés et invariants dans le temps.

Une mise en garde reste à formuler avant de commencer l'étude. Vue la forte corrélation existante entre la commande et l'observateur, notamment à cause de l'inexactitude du modèle de l'observateur quand nous nous éloignons du point d'équilibre, le gain choisi pour l'observateur dans cette étude ne peut être utilisé en simulation dans la boucle de commande pour des vitesses inférieure à $270\ tr/mn$, car l'ensemble du système devient instable et diverge, donc il faudra chercher un autre gain pour l'observateur.

II-3-2-1 Résultats en poursuite

Les résultats de simulation numérique de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec l'observateur linéaire obtenus pour l'essai en poursuite sont présentés par le système de figure II-9.

Nous avons relevé quelques grandeurs observées de la machine (Courbes situées à gauche) tel que la norme du courant magnétisant rotorique I_{rm}, le couple électromagnétique C_{em}, le courant statorique en quadrature I_{sq} et la vitesse mécanique de la machine, puis nous avons établi l'erreur sur ces grandeurs observées qui est définie comme étant la différence entre les grandeurs réelles de la machine et les grandeurs observées (Courbes situées à droite).

D'après ces résultats, nous constatons que les grandeurs réelles de la machine ont été bien reconstruites par l'observateur et sont égales aux valeurs observées à une erreur près, qui est relativement faible, qui se manifeste pendant les phases transitoires de la vitesse. Donc pour cet essai en poursuite, nous pouvons dire que, quand les paramètres de la machine sont connus et constants, dans cette plage de variation de la vitesse l'observateur proposé donne les bonnes informations sur les états de la machine.

II-3-2-2 Résultats en régulation de vitesse

Les résultats de simulation numérique de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec observateur linéaire asymptotique obtenus pour l'essai en régulation de vitesse sont donnés par le système de figure II-10.

Les courbes situées à gauche représentent l'allure de quelques grandeurs internes de la machine observées comme la norme du courant magnétisant rotorique, le couple électromagnétique, le courant statorique en quadrature et la vitesse mécanique de rotation. Nous constatons que l'erreur entre les grandeurs réelles internes de la machine et les grandeurs observées est relativement faible (courbes situées à droite) et le courant magnétisant rotorique ainsi que le couple électromagnétique ont été bien reconstruit par l'observateur. Donc nous pouvons dire que dans cet essai en régulation de vitesse et pour le point d'équilibre choisi, l'observateur proposé assure à chaque instant la bonne information sur les états internes du système en particulier le courant magnétisant rotorique dans la machine.

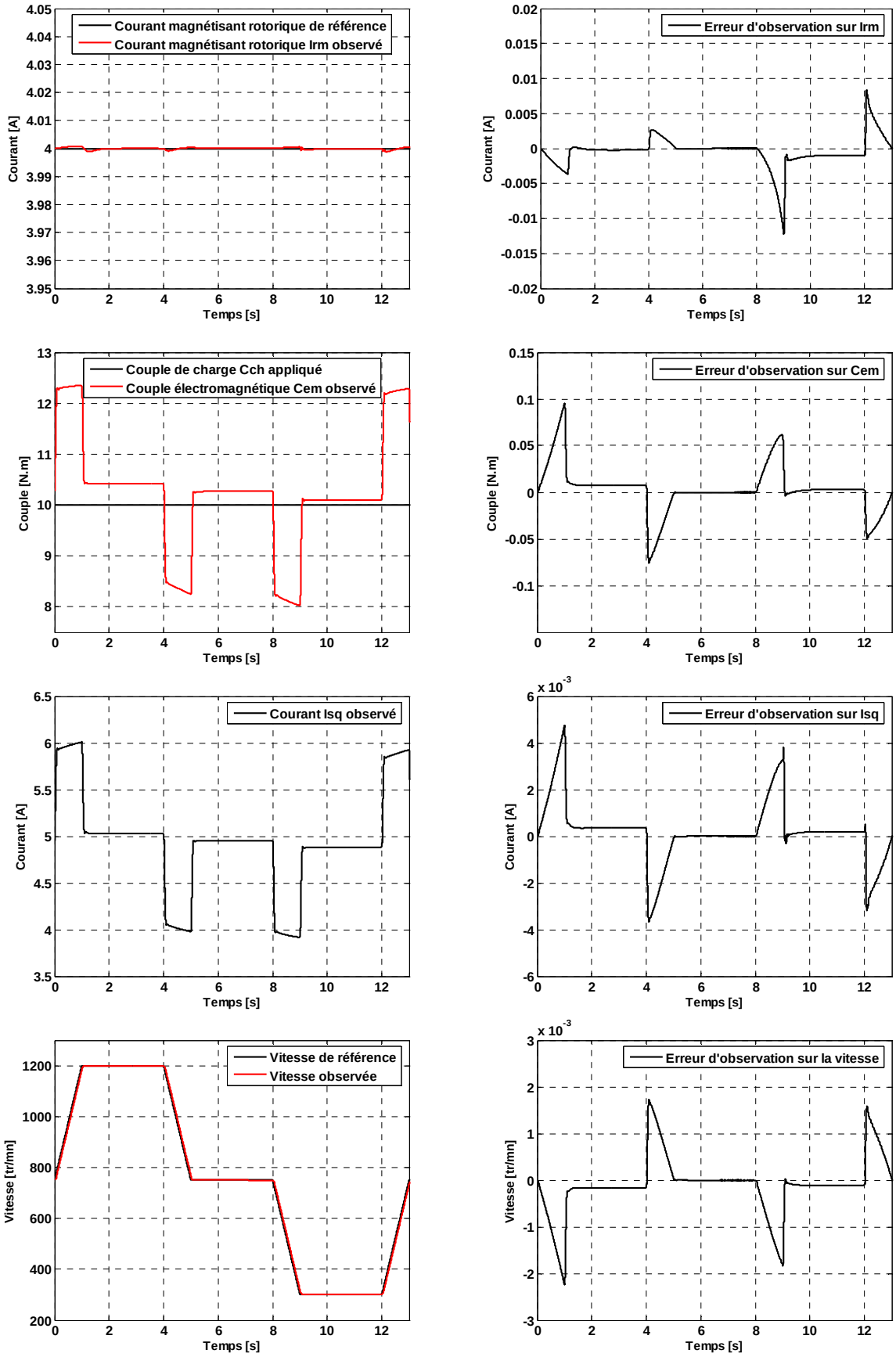


Figure II-9 : Résultats de simulation en poursuite avec observateur linéaire.

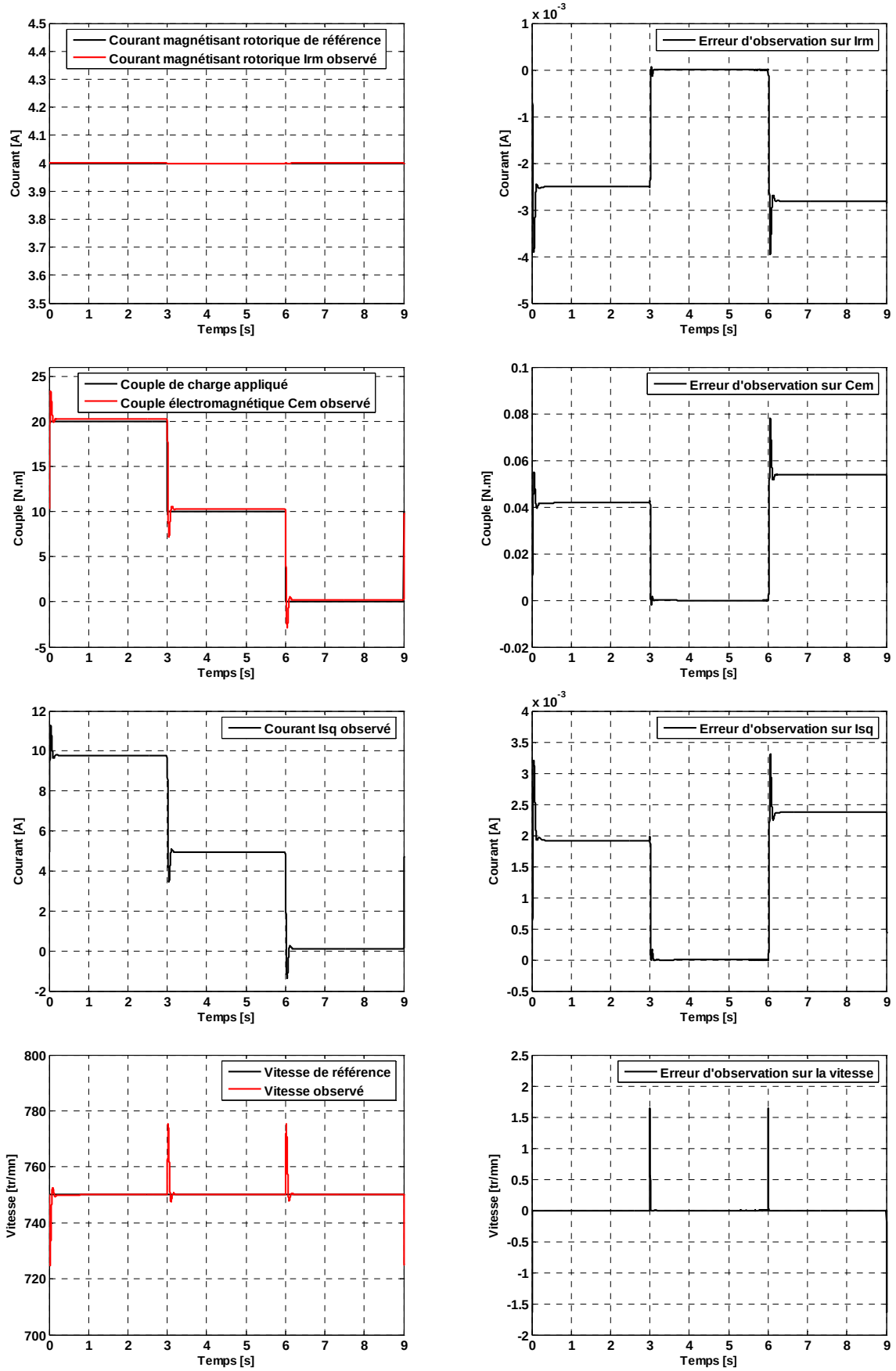


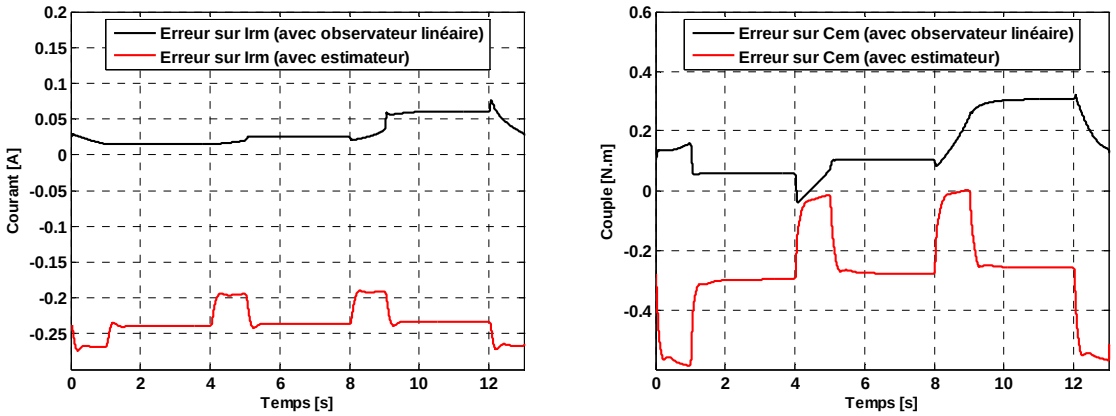
Figure II-10 : Résultats de simulation en régulation de vitesse avec observateur linéaire.

II-3-2-3 Tests de robustesse

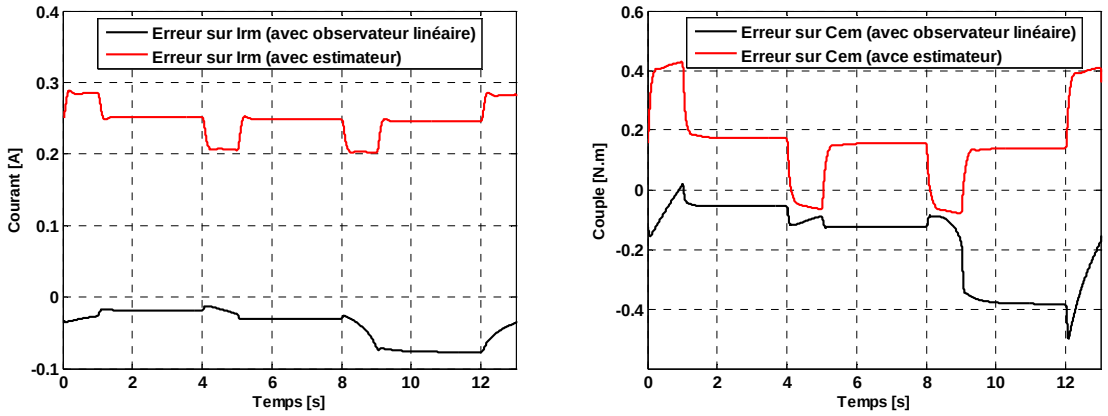
Afin de tester la robustesse de l'observateur utilisé dans la commande vectorielle de la machine asynchrone pour la reconstruction de I_{rm}, nous simulons, dans les mêmes conditions citées ci – dessus que pour l'essai en poursuite qu'en régulation de vitesse, le système avec une augmentation et une diminution de 10% de la valeur de la constante de temps rotorique car cette grandeur est la plus susceptible à la variation. Nous essayerons de déterminer l'écart entre la valeur du courant magnétisant rotorique réel dans la machine et la valeur observée et l'erreur entre le couple électromagnétique réel dans la machine et celui donné par l'observateur, puis nous faisons une comparaison avec un même système muni d'un estimateur en boucle ouverte. Les différentes résultats de simulation sont représentés par le système de figure II-11.

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que dans les deux cas de figures, l'observateur est plus robuste que l'estimateur vis-à-vis du flux. Dans l'estimateur l'erreur statique est plus importante que celle induite par l'observateur. Dans le cas de la reconstitution du couple électromagnétique, nous constatons que l'observateur et plus robuste que l'estimateur et que l'erreur d'observation en régime permanent est moins importante que l'estimateur, sauf pour des basses vitesses où l'erreur d'observation est légèrement supérieur à celle donnée par l'estimateur classique en boucle ouverte.

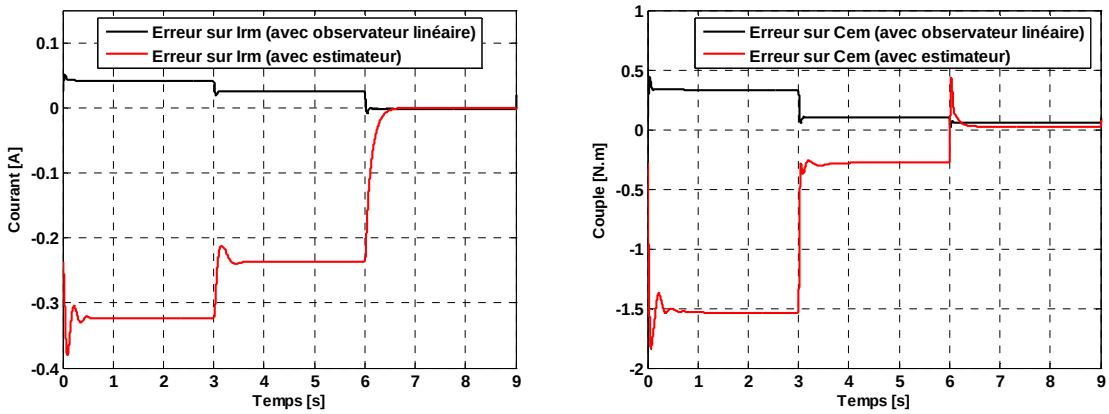
Lors des différentes simulations, nous avons remarqué que l'ensemble du système devient instable et diverge pour des variations supérieur à 15% de T_r.



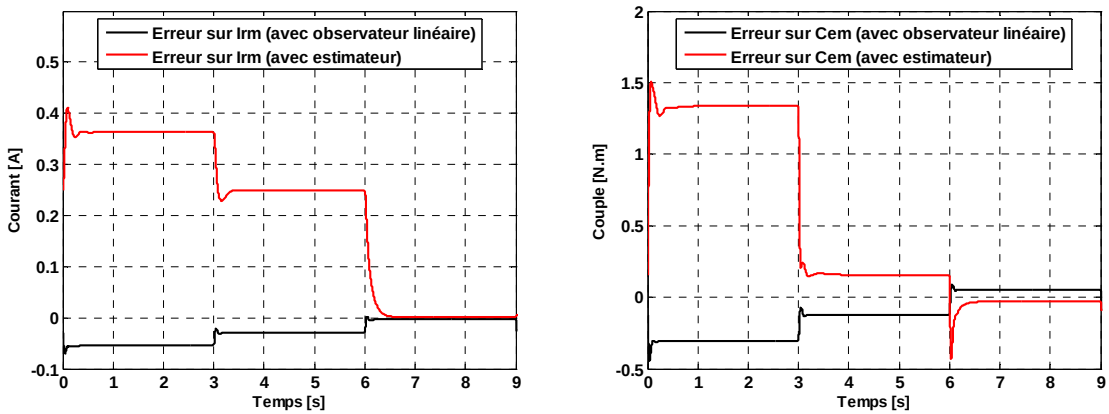
a) +10% sur T_r *(Test en poursuite).*



b) -10% sur T_r *(Test en poursuite).*



c) +10% sur T_r *(Test en régulation de vitesse).*



d) -10% sur T_r *(Test en régulation de vitesse).*

Figure II-11 : Résultats de tests en robustesse.

II-4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre. Nous avons établi une comparaison entre le modèle linéarisé et son modèle non linéaire, où nous avons conclu que les deux modèles sont presque identiques pour une variation lente de la vitesse.

Le modèle linéarisé est stable sur une large zone utile du plan couple – vitesse, mais instable sur une zone basse vitesse pour un fonctionnement en génératrice. Nous avons retrouvé que lorsque nous mesurons la vitesse, le modèle linéarisé est observable quelque soit le point d'équilibre, et lorsque la mesure de la vitesse n'est pas disponible le modèle linéarisé est observable en tout point, excepté sur une droite de glissement du plan couple – vitesse qui correspond à une fréquence d'excitation nulle.

L'intérêt du modèle linéarisé apparaît dans la facilité de lui synthétiser un observateur en utilisant des notions d'automatique linéaire. Après avoir mis en œuvre l'observateur, il a été inséré dans le schéma de commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone. Les différents résultats de simulations réalisées ont montré que l'observateur présente de bonnes performances et que l'erreur d'observation est très minime en régimes transitoires. Nous avons testé la robustesse de l'observateur vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. Pour des variations de $\pm 10\%$ de la constante de temps rotorique, l'observateur est beaucoup plus robuste que l'estimateur classique vis-à-vis du flux rotorique. Quand à la reconstitution du couple électromagnétique, l'observateur reste plus robuste que l'estimateur sauf pour de basses vitesses où l'erreur d'observation est légèrement supérieure à celle d'estimation. C'est peut être l'une des limites de cet observateur synthétisé à partir d'un modèle approché.

CHAPITRE III
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEUR NON LINEAIRE

III-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'observation non linéaire et à la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

Nous présenterons d'abord le principe d'un observateur de type grand gain qui est adapté aux systèmes non linéaires observables. La machine asynchrone, qui est un système non linéaire, est localement observable lorsque la mesure de vitesse est disponible, ainsi un observateur de son flux rotorique sera proposé. Nous présenterons ensuite la commande vectorielle à flux rotorique orienté, qui est une commande de machine asynchrone de hautes performances dynamiques dans les applications industrielles. Les différentes étapes de synthèse de ce type de commande seront données. Enfin, des résultats de simulations de la commande vectorielle avec observateur du flux seront présentés, puis des tests de robustesse de l'observateur seront effectués et une comparaison avec l'estimateur classique en boucle ouverte de flux sera envisagée.

III-2 SYNTHESE D'OBSERVATEUR DU FLUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC MESURE DE VITESSE

III-2-1 PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR DE TYPE GRAND GAIN

Cette partie porte sur la synthèse d'observateurs adaptés aux systèmes non linéaires observables. Le modèle de la machine asynchrone appartient à ce type de systèmes.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III-1}$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$.

Le système (III-1) doit être uniformément observable. L'observateur à grand gain que l'on se propose d'étudier ici, est basé sur la recherche d'une transformation d'espace $z = \Phi(x)$ tel que le système (III-1) s'écrit sous la forme suivante [27] :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \varphi(u, z) \\ y = Cz \end{cases} \tag{III-2}$$

Ceci est réalisable si d'une part le système est observable et d'autre part si, localement, il existe p entiers tels que :

$$\dim(z_1, ..., z_n) = \dim\left(h_1, L_f h_1, ..., L_f^{\eta 1} h_1, ..., h_p, ..., L_f^{\eta p} h_p\right) = n \tag{III-3}$$

Alors nous obtenons :

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & & \\ & \ddots & \\ & & A_p \end{bmatrix}, \quad A_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 1 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \tag{III-4}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & & \\ & \ddots & \\ & & C_p \end{bmatrix}, \quad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \tag{III-5}$$

L'observateur à grand gain est définit par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A\hat{z} + \varphi(u, \hat{z}) + \Delta^{-1} K (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{z} \end{cases} \tag{III-6}$$

Nous définissons alors la suite : $\mu_1 = 1$ et $\mu_{k+1} = \mu_k + \eta_k$ pour $k = 1, ..., p$.

Hypothèses

1. La fonction φ est globalement lipschitzienne, par rapport à x, et uniformément lipschitzienne, par rapport à u.

   Posons : $K = \begin{bmatrix} K_1 & & \\ & \ddots & \\ & & K_p \end{bmatrix}$ telle que pour chaque bloc K_i la matrice $A_i - K_i C_i$ soit une matrice stable.

Supposons que l'on puisse alors trouver $\sigma = \{\sigma_1, ..., \sigma_n\}$ et $\delta = \{\delta_1, ..., \delta_p\}$ avec $\delta_i > 0$; $i = 1, ..., p$ vérifiant :

2. $\sigma_{\mu_k+1} = \sigma_{\mu_k+m-1} + \delta_k$ pour $k = 1, ..., p$ et $m = 1, ..., \eta_k - 1$.
3. $\dfrac{\partial \varphi_i}{\partial x_i} \not\equiv 0 \Rightarrow \sigma_i \geq \sigma_j$ pour $i = 1, ..., n$, $j = 1, ..., n$, et $j \neq \mu_k$ pour $k = 1, ..., p$.

Alors le système (III-1) est observable pour T suffisamment petit, **[28]**, et nous aurons :

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \Delta_p \end{bmatrix}, \ \Delta_k = \begin{bmatrix} T^{\delta_k} & & & 0 \\ & T^{2\delta_k} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & T^{\eta_k \delta_k} \end{bmatrix} \tag{III-7}$$

Notons que l'estimation $\hat{x}$ de l'état x, peut s'obtenir par $\hat{x} = \Phi^{-1}(\hat{z})$. Parfois, la fonction Φ^{-1} ne peut pas être exprimée en fonction de z et un autre moyen pour contourner cette difficulté consiste à exprimer l'équation de l'observateur directement dans les coordonnées originales en x [9]. En effet, en tenant compte du fait que

$$\frac{dz}{dt} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \tag{III-8}$$

et en faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initiale, l'observateur dans les coordonnées originales s'écrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \left(\frac{\partial \Phi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^{-1} \Delta^{-1} K (y - \hat{y}) \tag{III-9}$$

Notons ici que cet observateur est une copie du modèle originale i.e. le système (III-1), $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u$, plus un terme correctif qui est explicitement donné, $\left(\dfrac{\partial \Phi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^{-1} \Delta^{-1} K (y - \hat{y})$.

La matrice de gain K est choisie pour assurer la stabilité de la matrice $A - KC$, c'est-à-dire, des valeurs propres à partie réelle négative. Cette condition permet d'assurer la convergence exponentielle de l'erreur. La démonstration de convergence de l'observateur est proposée dans [27].

III-2-2 OBSERVATEUR DU FLUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Considérons, ici, le modèle suivant de la machine asynchrone donné sous forme

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III-10}$$

Tel que :

$$x = \begin{pmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & I_{rm\alpha} & I_{rm\beta} \end{pmatrix}^T \ , \ u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

et

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} \\ a_2 I_{s\alpha} - a_2 I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\ a_2 I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - a_2 I_{rm\beta} \end{bmatrix} \ , \quad g(x) = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \ , \quad h(x) = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

Le vecteur de mesures est :

$$y = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} \end{bmatrix}^T \tag{III-11}$$

Posons alors :

$$z = \begin{pmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} h_1 & L_f h_1 & h_2 & L_f h_2 \end{pmatrix}^T \tag{III-12}$$

Nous obtenons ainsi la transformation $z = \Phi(x)$:

$$\begin{cases} z_1 = I_{s\alpha} \\ z_2 = -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} \\ z_3 = I_{rm\beta} \\ z_4 = -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} \end{cases} \tag{III-13}$$

A partir de (III-13), nous calculons l'inverse de son jacobien, nous trouvons :

$$\left(\frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_1 d_2 & d_2 & -a_1 d_1 & -d_1 \\ a_1 d_1 & d_1 & a_1 d_2 & d_2 \end{bmatrix} \tag{III-14}$$

avec :

$$d_1 = \frac{a_4 \omega}{a_3^2 + a_4^2 \omega^2} \quad \text{et} \quad d_2 = \frac{a_3}{a_3^2 + a_4^2 \omega^2}$$

Ensuite par la méthode présentée au paragraphe précédent nous trouvons la matrice K, qui a la forme suivante :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ k_2 & 0 \\ 0 & k_3 \\ 0 & k_4 \end{bmatrix} \tag{III-15}$$

Et par calcul des coefficients σ_i et δ_i, nous déduisons la matrice Δ, qui est donnée explicitement par :

$$\Delta = \begin{bmatrix} T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T^2 \end{bmatrix} \tag{III-16}$$

Enfin, l'observateur à grand gain aura pour expression suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} \tag{III-17}$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \dfrac{k_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\right) \\ \lambda_2 = \dfrac{k_3}{T}\left(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right) \\ \lambda_3 = a_1 d_2 \dfrac{k_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\right) + d_2 \dfrac{k_2}{T^2}\left(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\right) - a_1 d_1 \dfrac{k_3}{T}\left(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right) - d_1 \dfrac{k_4}{T^2}\left(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right) \\ \lambda_4 = a_1 d_1 \dfrac{k_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\right) + d_1 \dfrac{k_2}{T^2}\left(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\right) + a_1 d_2 \dfrac{k_3}{T}\left(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right) + d_2 \dfrac{k_4}{T^2}\left(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right) \end{cases}$$

Comme le montrent les équations précédentes un observateur de type grand gain n'est pas facile à déterminer pour la machine asynchrone. La programmation de ce type d'observateurs se fera en calculant (III-6) dans la base originale. Ceci, montre que l'existence d'un observateur à grand gain dépend de l'existence de la transformation inverse. Cette dernière dépend du choix des variables z_i.

III-3 COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'évolution de l'électronique de puissance a permis de considérer les performances dynamiques comme partie intégrante des systèmes à contrôler. De nos jours, les outils mathématiques permettent une excellente analyse dynamique des machines électriques. L'écriture des équations de la machine dans le repère (d,q) est certainement l'outil le plus puissant pour l'étude des régimes transitoires.

Si le développement des semi-conducteurs de puissance a permis au moteur asynchrone de concurrencer le moteur à courant continu, ce dernier reste par excellence, le meilleur variateur de vitesse. Toutefois, sa structure, de par la présence du collecteur, nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises.

En conséquence les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux actionneurs équipés de machines à courant alternatif alimentées par les convertisseurs statiques. Ces ensembles, lorsqu'ils disposent de commandes bien adaptées, ont des performances comparables, voire supérieures à celles obtenues avec les actionneurs classiques constitués de machines à courant continu.

Diverses stratégies de contrôle des variateurs asynchrones ont été étudiées et mises en œuvre. La loi couramment utilisée pour contrôler le flux, appelée 'v/f constant', pose des problèmes à basse vitesse, surtout aux très basses vitesses.

Au cours de ces dernières années ont été mises au point des méthodes permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu.

Le contrôle du couple d'une machine à courant alternatif nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de flux orienté.

III-3-1 CHOIX DU REPERE POUR LE CONTROLE

Le couple électromagnétique peut s'écrire en fonction de différentes variables. En vue de la commande de la machine, seules les expressions faisant intervenir les courants statoriques sont retenues car ces derniers sont directement accessibles. De manière à effectuer l'analogie avec la commande d'une machine à courant continu, nous cherchons à supprimer l'un des deux produits dans l'expression du couple. Ceci est possible car seule une condition sur les angles sera

imposée ; ainsi il subsiste encore un degré de liberté que l'on peut exploiter en choisissant d'aligner les axes sur la direction de l'un des flux statoriques ou rotoriques :

- Aligner l'axe (od) du repère sur la direction du flux statorique, entraîne l'égalité :

$$\varphi_{sq} = 0 \tag{III-18}$$

L'expression du couple dans ce repère est alors :

$$C_{em} = p\varphi_{sd} I_{sq} \tag{III-19}$$

- Si l'alignement se fait sur la direction du flux rotorique, alors :

$$\varphi_{rq} = 0 \tag{III-20}$$

L'expression du couple électromagnétique dans ce repère devient :

$$C_{em} = p(1-\sigma) L_s I_{rmd} I_{sq} \tag{III-21}$$

Compte tenu de la simplicité de l'expression du couple dans les deux cas précédent, aucun autre repère ne semble s'imposer.

Afin de distinguer les deux orientations, certains auteurs [24] ont effectué une étude comparative des modèles mathématiques représentant le régime permanent. Ils ont pu annoncer la propriété suivante : en régime permanent dans le repère du flux rotorique, le maximum de couple est indépendant de l'orientation du courant rotorique et correspond au maximum du courant pour un flux rotorique donné. Cette remarque ne peut pas être formulée dans le cas du repère statorique ; pour celui-ci, le maximum du couple dépend également de l'orientation du courant rotorique.

Compte tenu de ces propriétés, l'orientation du repère selon la direction du flux rotorique semble la plus naturelle à suivre pour l'élaboration d'une commande similaire à celle d'une machine à courant continu. Dans le repère rotorique la composante I_{sd} sert à créer le flux rotorique (flux inducteur) et la composante I_{sq} contribue avec le flux à la création du couple électromagnétique.

III-3-2 COMMANDE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Le choix du repère lié au flux rotorique amène à une modélisation simplifiée de la machine asynchrone : les équations de Park munies de la contrainte $I_{rmq} = 0$ débouchent sur les propriétés enchaînées suivantes :

- L'axe (od) est aligné sur le vecteur flux rotorique tels que $I_{rmd} = I_{rm}$.
- La composante I_{rd} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.
- Pour tout régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de I_{rq} qui peut alors être contrôlé par I_{sq} puisque :

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \text{ impose } I_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq} \qquad \text{(III-22)}$$

En manipulant le groupe de relation (I-24) et (I-25) représentant le fonctionnement lorsque le flux rotorique est orienté sur l'axe (od), nous obtenons le nouveau système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} + E_d = R_s I_{rm} + R_s \left(T_s + T_r\right) \dfrac{dI_{rm}}{dt} + R_s \sigma T_s T_r \dfrac{d^2 I_{rm}}{dt^2} \\ V_{sq} + E_q = R_s I_{sq} + R_s \sigma T_s \dfrac{dI_{sq}}{dt} \\ I_{rm} + T_r \dfrac{dI_{rm}}{dt} = I_{sd} \\ \omega_s = \dfrac{1}{T_r I_{rm}} I_{sq} + \omega \end{cases} \qquad \text{(III-23)}$$

$$\begin{cases} \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{p}{J}\left(C_{em} - C_r\right) \\ C_{em} = p\left(1-\sigma\right) L_s I_{rm} I_{sq} \end{cases} \qquad \text{(III-24)}$$

avec :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_s \omega_s I_{sq} \\ E_q = -L_s \omega_s \dfrac{R_s I_{sd} + \sigma T_r \dfrac{dI_{sd}}{dt}}{R_s I_{sd} + T_r \dfrac{dI_{sd}}{dt}} \end{cases} \qquad \text{(III-25)}$$

Nous remarquons que les tensions V_{sd} et V_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple mais il existe malheureusement entre les deux processus un couplage non linéaire dû à la présence du terme ω_s. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage dans le but de limiter l'effet de E_d et E_q sur les deux grandeurs de réglage V_{sd} et V_{sq}.

III-3-3 DECOUPLAGE ENTREE – SORTIE [25]

L'objectif du découplage, est dans la mesure du possible, limiter l'effet d'une entrée sur une sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de deux systèmes mono-variables évoluants en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. De par sa simplicité, le découplage par compensation est le plus souvent utilisé. C'est cette technique que nous utiliserons pour l'implantation de la commande.

III-3-3-1 Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= V_{sd1} - E_d \\ V_{sq} &= V_{sq1} - E_q \end{aligned} \qquad \text{(III-26)}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont donc reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (voire figure III-1)

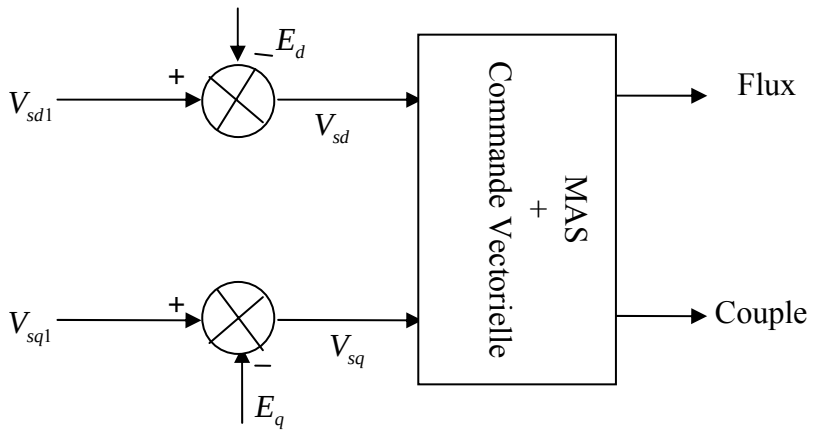


Figure III-1 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{aligned} V_{sd1} &= R_s I_{rm} + R_s \left(T_s + T_r\right)\frac{dI_{rm}}{dt} + R_s \sigma T_s T_r \frac{d^2 I_{rm}}{dt^2} \\ V_{sq1} &= R_s I_{sq} + R_s \sigma T_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{aligned} \qquad \text{(III-27)}$$

Les actions sur les axes (od) et (oq) sont donc découplées.

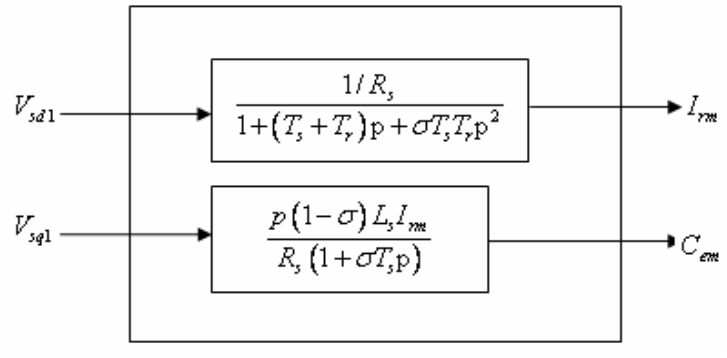


Figure III-2 : Commande découplée, expression de C_{em} et I_{rm} .

III-3-3-2 Problème posé par le découplage

Nous pouvons montrer que, pour ce type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse. Si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action et donc divergence du système. Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande puisque les paramètres T_r et R_s évoluent avec la température.

III-3-3-3 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux orienté avec observateur du flux [25]

Le schéma que nous proposons dans la figure III-3 est une commande vectorielle de type direct : le courant magnétisent I_{rm} (image du flux rotorique) est asservi à une consigne de courant I_{rmref} . Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux.

Les grandeurs d'états ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux rotorique) ou

pour des raisons économiques. Le courant magnétisant rotorique (flux rotorique) de la machine est reconstitué par l'observateur de type grand gain que nous avons dimensionné.

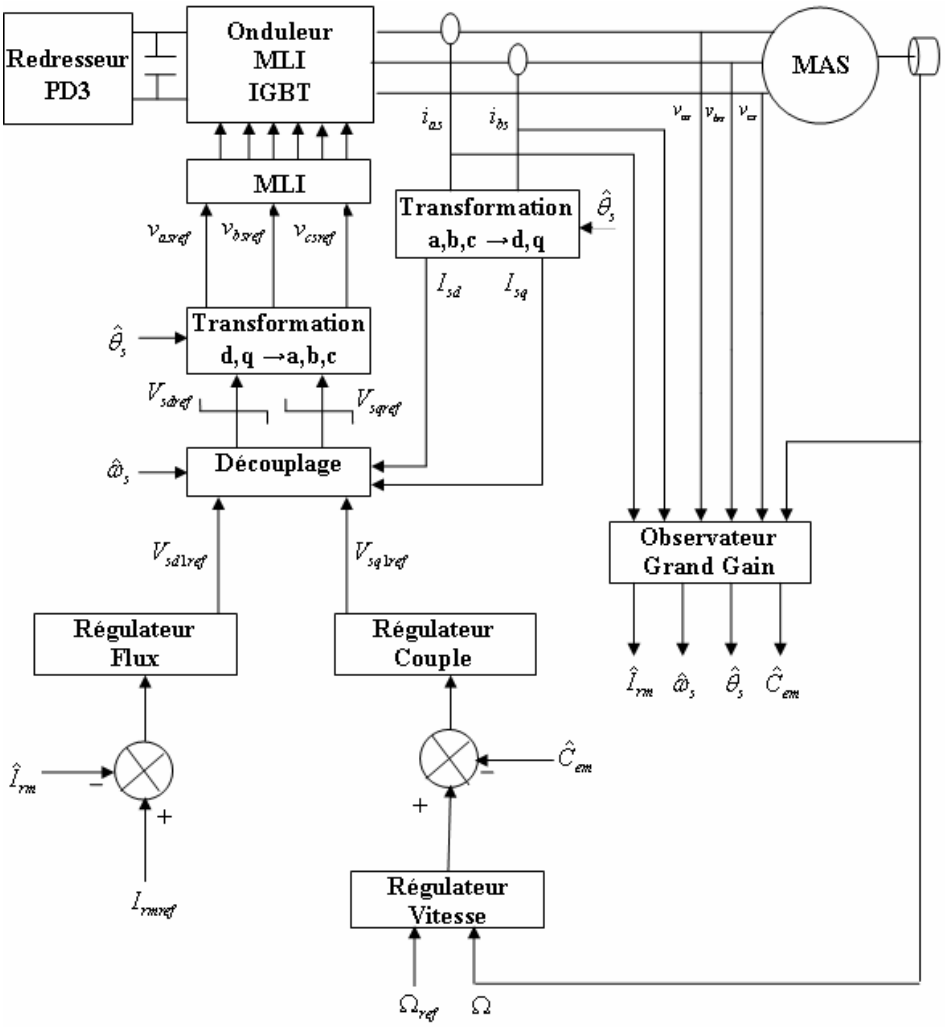


Figure III-3 : Commande vectorielle directe de la machine asynchrone avec observateur du flux.

III-3-4 CALCUL DES REGULATEURS [2] [26]

III-3-4-1 Régulateur de courant magnétisant rotorique

Le découplage proposé à la figure III-2 permet d'écrire :

$$\frac{I_{rm}}{V_{sd1}} = \frac{1/R_s}{1+(T_s+T_r)\mathrm{p}+\sigma T_s T_r \mathrm{p}^2} = \frac{1/R_s}{(1+\tau_1\mathrm{p})(1+\tau_2\mathrm{p})} \qquad \text{(III-28)}$$

avec τ_1 et τ_2 données par les expressions suivantes :

$$\tau_1 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r + T_s) + \sqrt{(T_r + T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}} \text{ et } \tau_2 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r + T_s) - \sqrt{(T_r + T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}} \qquad \text{(III-29)}$$

Si nous pouvons considérer, pour simplifier, que les constantes de temps rotorique et statortique sont égales (ce qui est souvent le cas), les racines du dénominateur de la fonction de transfert reliant I_{rm} et V_{sd1} sont :

$$\tau_1 = \frac{\sigma T_s}{1 + \sqrt{1-\sigma}} \text{ et } \tau_2 = \frac{\sigma T_s}{1 - \sqrt{1-\sigma}} \qquad \text{(III-30)}$$

Nous voyons que ces deux racines sont très différentes. En effet, si nous prenons pour σ la valeur moyenne de 0.1 nous obtenons que : $\tau_1 = 0.05T_s$ et $\tau_2 = 1.95T_s$ soit un rapport de près de 40 entre les deux constantes de temps. Ce qui permet de justifier de faire une compensation avec un régulateur PI pour le pôle le plus lent c'est-à-dire τ_2.

Soit le correcteur PI de fonction de transfert $R_{rm}(\mathrm{p}) = K_{rm}\dfrac{1+\tau_{rm}\mathrm{p}}{\mathrm{p}}$. En prenant donc $\tau_{rm} = \tau_2$, la fonction de transfert, en boucle fermée, reliant I_{rm} et I_{rmref} s'écrit :

$$\frac{I_{rm}(\mathrm{p})}{I_{rmref}(\mathrm{p})} = \frac{1}{\dfrac{\tau_1 R_s}{K_{rm}}\mathrm{p}^2 + \dfrac{R_s}{K_{rm}}\mathrm{p} + 1} \qquad \text{(III-31)}$$

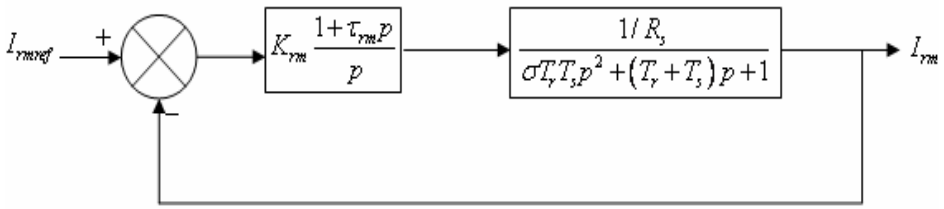


Figure III-4 : Boucle de régulation de I_{rm}.

Nous constatons que le système de régulation du courant magnétisant est de second ordre et peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$\frac{I_{rm}(\mathrm{p})}{I_{rmref}(\mathrm{p})} = \frac{1}{\left(\dfrac{\mathrm{p}}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\left(\dfrac{\mathrm{p}}{\omega_n}\right) + 1} \qquad \text{(III-32)}$$

avec : $$\begin{cases} \dfrac{2\zeta}{\omega_n} = \dfrac{R_s}{K_{rm}} \\ \omega_n^{\,2} = \dfrac{K_{rm}}{\tau_1 R_s} \end{cases}$$

Avec un facteur d'amortissement $(\zeta = 0.4)$ nous déduisons que : $K_{rm} = \dfrac{R_s}{4\tau_1}$ et $\omega_n = \dfrac{1}{2\tau_1\zeta}$.

ce qui donne un temps de réponse indicielle (à 95% de la valeur finale) $t_{rrm} = \dfrac{7.7}{\omega_n} = 6.1\tau_1$.

En résumé, les paramètres du régulateur sont : $\tau_{rm} = \tau_2$ et $K_{rm} = \dfrac{R_s}{4\tau_1}$.

III-3-4-2 Régulateur de couple électromagnétique

Si nous considérons que le courant magnétisant est maintenu constant et égal à sa valeur de référence, la fonction de transfert, reliant le couple électromagnétique C_{em} à la tension V_{sq1} est :

$$\frac{C_{em}(\mathrm{p})}{V_{sq1}(\mathrm{p})} = \frac{K}{1+\sigma T_s \mathrm{p}} \text{ avec } K = \frac{pL_s(1-\sigma)I_{rmref}}{R_s} \qquad \text{(III-32)}$$

En utilisant un régulateur PI, ayant la fonction de transfert $R_{Cem}(\mathrm{p}) = K_{Cem}\dfrac{1+\tau_{Cem}\mathrm{p}}{\mathrm{p}}$, en boucle ouverte, la fonction de transfert du système est :

$$\frac{C_{em}(\mathrm{p})}{V_{sq1}(\mathrm{p})} = \frac{KK_{Cem}(1+\tau_{Cem}\mathrm{p})}{(1+\sigma T_s \mathrm{p})\mathrm{p}} \qquad \text{(III-33)}$$

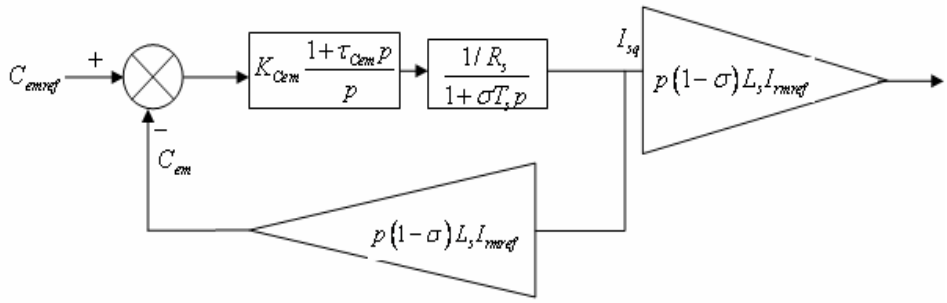


Figure III-5 : Boucle de régulation du couple C_{em}.

La détermination du régulateur peut se faire comme précédemment par compensation de pôle de la fonction de transfert. En choisissant $\tau_{Cem} = \sigma T_s$ l'expression en boucle fermée peut se ramener à un système de premier ordre de la forme :

$$\frac{C_{em}(\mathrm{p})}{C_{emref}(\mathrm{p})} = \frac{1}{\frac{\mathrm{p}}{\omega_n} + 1} \qquad \text{(III-34)}$$

Avec : $\omega_n = KK_{Cem}$

Le temps de reponse t_{rCem} necessaire pour que le couple atteigne 95% de sa valeur de référence vaut : $t_{rCem} = \frac{3}{\omega_n}$. Le parametre K_{Cem} du régulateur est donc donné par :

$$K_{Cem} = \frac{3}{t_{rCem} K} = \frac{3}{t_{rCem}} \frac{R_s}{pL_s(1-\sigma) I_{rmref}} \qquad \text{(III-35)}$$

III-3-4-3 Régulateur de vitesse

Dans le but d'avoir la même dynamique dans le rejet de la perturbation de couple que pour la poursuite de la vitesse, nous avons opté pour l'utilisation d'un régulateur IP au lieu de la structure classique utilisée dans les deux boucles précédentes.

En supposant une parfaite régulation du couple et du courant magnétisant, la chaîne de régulation de vitesse peut être représenté par le schéma fonctionnel de la figure suivante :

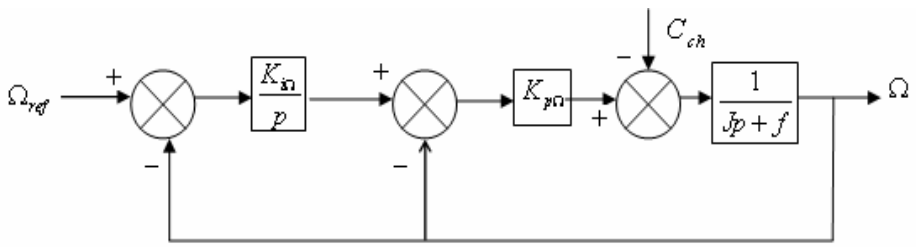


Figure III-6 : Boucle de régulation de la vitesse.

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur IP, la vitesse Ω est donnée par :

$$\Omega(\mathrm{p}) = \frac{1}{\frac{J}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}\mathrm{p}^2 + \frac{f + K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}\mathrm{p} + 1}\Omega_{ref}(\mathrm{p}) - \frac{\mathrm{p}/\left(K_{i\Omega}K_{p\Omega}\right)}{\frac{J}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}\mathrm{p}^2 + \frac{f + K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}\mathrm{p} + 1}C_{ch}(\mathrm{p})$$

…(III-36)

Cette fonction de transfert possède une dynamique de second ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\dfrac{1}{\left(\dfrac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\left(\dfrac{p}{\omega_n}\right)+1}$ nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{2\zeta}{\omega_n} = \dfrac{f + K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}} \\ \omega_n^{\ 2} = \dfrac{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}{J} \end{cases} \qquad \text{(III-37)}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta_\Omega = 1$ et un temps de réponse $t_{r\Omega}$, en manipulant le système d'équation précédent, nous aboutissons aux paramètres du régulateur qui sont données par :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\left(\dfrac{4.75}{t_{r\Omega}}\right) - f \\ K_{i\Omega} = \dfrac{J\left(4.75\right)^2}{2J\left(4.75\right)t_{r\Omega} - ft_{r\Omega}^2} \end{cases} \qquad \text{(III-38)}$$

III-3-5 DEFINITION DES CONDITIONS DE SIMULATION NUMERIQUE

III-3-5-1 Définition des profils de poursuite et de régulation en vitesse

- En poursuite de vitesse, nous proposons le profil suivant : la vitesse est amenée à $1415\ tr/mn$ en $2\ s$, puis à $-1415\ tr/mn$ en $4\ s$. Le couple de charge étant nul et le courant magnétisant est fixé à une valeur I_{rmref}.
- En régulation, la vitesse de rotation étant fixée à $\Omega_n = 1415\ tr/mn$. Un couple résistant positif de $10\ N.m$ est appliqué à $t = 3\ s$, le courant magnétisant est toujours fixé à une valeur I_{rmref}.

III-3-5-1-1 Courant magnétisant de référence I_{rmref}

La valeur nominale du courant magnétisant est celle du courant I_{s0} absorbé par la machine à vide (couple résistant nul).

$$I_{s0} = \frac{V_{sn}}{L_s\omega_s} = \frac{220}{0,28.314} = 2.5\ A \qquad \text{(III-39)}$$

En négligeant la résistance statorique R_s, nous aurons :

$$I_{rmn} = I_{sdn} = \sqrt{3} I_{s0} = 4.33\ A. \qquad \text{(III-40)}$$

D'où le courant magnétisant rotorique de référence I_{rmref} sera pris égal à $4\ A$.

III-3-5-1-2 Couple nominal C_n

Il est donné par l'expression de la puissance nominale utile suivante :

$$P_n = C_n \omega_n \quad \Rightarrow \quad C_n = \frac{P_n}{\omega_n} \qquad \text{(III-41)}$$

La vitesse nominale et la puissance utile sont relevées sur la plaque signalétique du moteur $\Omega_n = 1415\ tr/mn$, $P_n = 3\ KW$.

Ce qui donne :

$$C_n = 20.24\ N.m \qquad \text{(III-42)}$$

III-3-5-1-3 Courant nominal I_{sqn}

L'expression (III-21) permet de déduire la valeur nominale de courant I_{sq} lorsque le courant magnétisant est aussi à sa valeur nominale.

Nous trouvons :

$$I_{sqn} = \frac{C_{emn}}{pL_s(1-\sigma) I_{rmn}} \qquad \text{(III-43)}$$

D'où :

$$I_{sqn} = 9.02\ A.$$

III-3-5-1-4 Valeurs numériques des paramètres des régulateurs

Les valeurs des différents paramètres des régulateurs utilisés pour la simulation numérique sont les suivant :

- Régulateur PI du courant magnétisant ;

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.4$ et un temps de réponse $t_{rrm} = 32\ ms$ nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{rm} = 429.168 \\ \tau_{rm} = 0.296 \end{cases}$$

- Régulateur PI de couple pour un temps de réponse $t_{rCem} = 20\ ms$;

$$\begin{cases} K_{Cem} = 105.660 \\ \tau_{Cem} = 0.014 \end{cases}$$

- Régulateur IP de la vitesse ;

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$ et un temps de réponse $t_{r\Omega} = 100\ ms$ nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 23.769 \\ K_{p\Omega} = 4.081 \end{cases}$$

III-3-5-2 Valeurs numériques des gains de l'observateur

Le réglage des gains de l'observateur a été optimisé par des essais de simulation pour obtenir un bon compromis entre la stabilité du systeme et la dynamique de l'observateur. Ceci à cause de la forte correlation existante entre la commande et l'observateur. Nous obtenons ainsi pour notre cas les valeurs suivantes et seront prises les memes pour toutes les simulations numériques :

$$\begin{cases} k_1 = k_3 = 2 \\ k_2 = k_4 = 1 \\ T = 0.1 \end{cases}$$

III-3-5-2 Résultats de simulation numérique en poursuite

Pour illustrer le fonctionnement du système en poursuite de vitesse, plusieurs résultats de simulation numérique sont présentés sur le système de figures III-7. Cette simulation a été effectuée à l'aide de l'outil SIMULINK du logiciel MATLAB.

D'après les résultats de poursuite en vitesse pour la consigne décrite précédemment, nous remarquons que, après l'extinction du régime transitoire $(\simeq 2\,s)$, la vitesse suit parfaitement la référence et sans aucun dépassement puisque $\zeta = 1$. Lors de l'inversion du sens de rotation, les fréquences des courants et tensions statoriques passent par zéro et le sens de rotation du champ s'inverse. Le courant magnétisant rotorique reste égal à sa valeur de référence. Nous constatons aussi que les courants statoriques d'axe (od) est constant, donc il est en parfait accord avec le courant magnétisant rotorique, et le courant statorique d'axe (oq) suit l'évolution du couple électromagnétique de la machine.

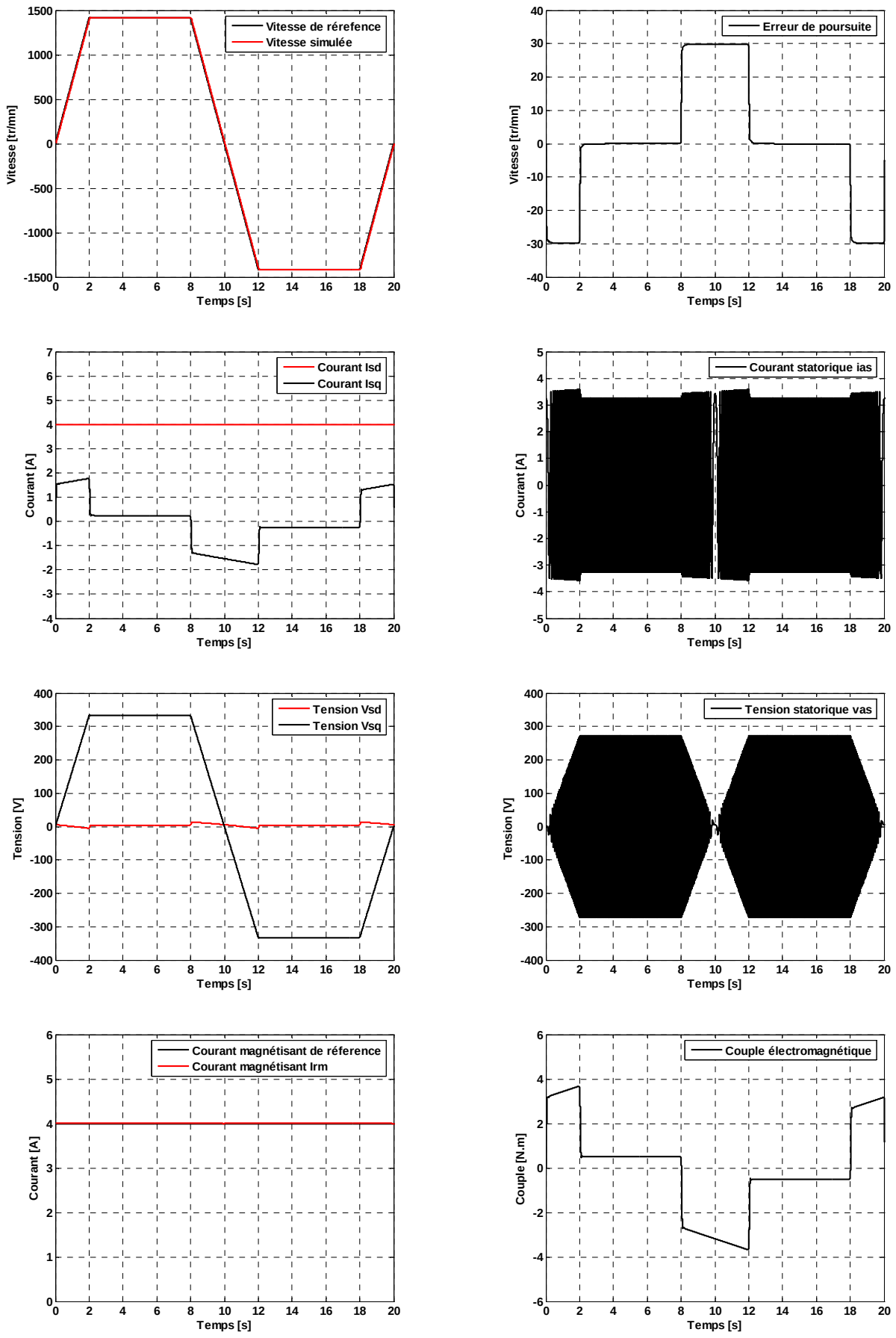
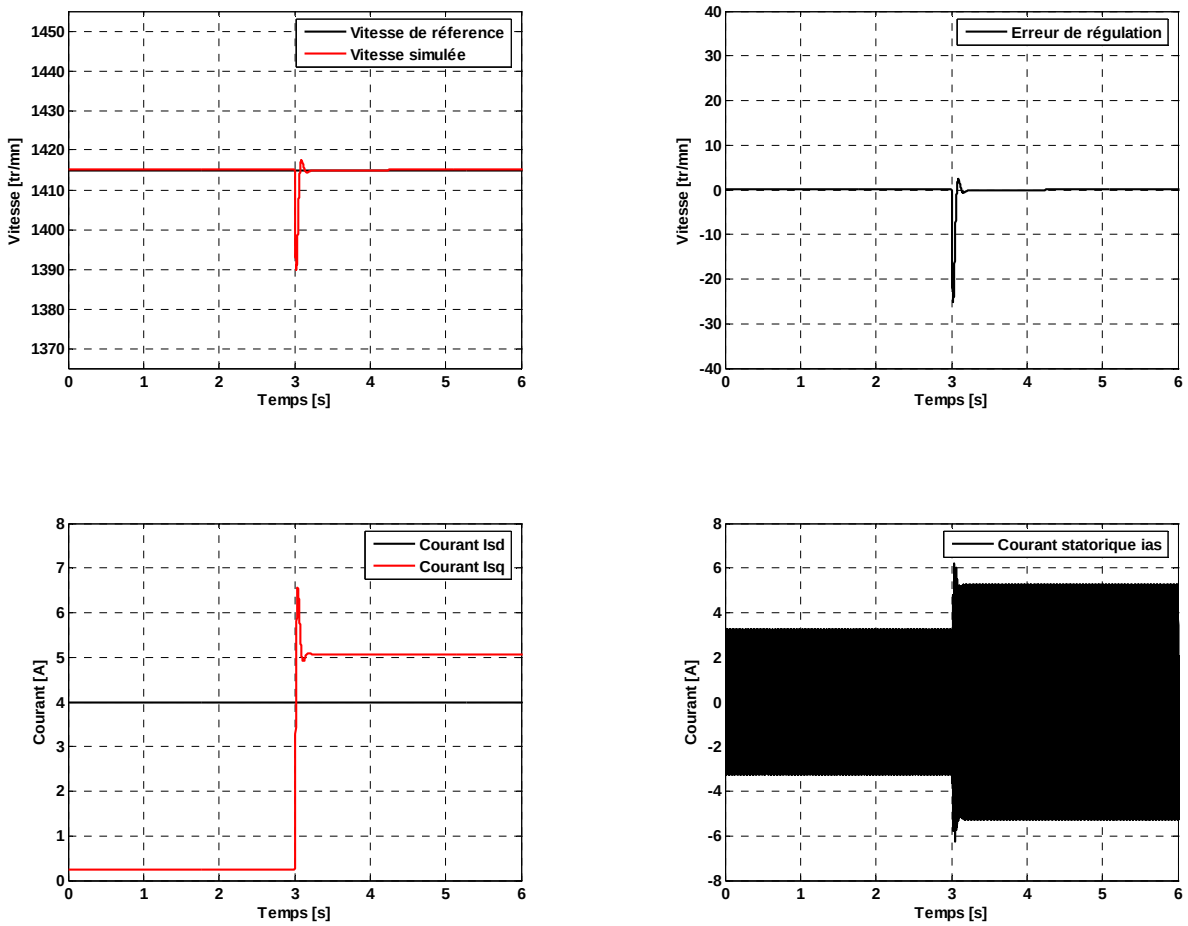


Figure III-7 : Résultats de simulation numérique en poursuite.

III-3-5-3 Résultats de simulation numérique en régulation de vitesse

Les résultats de simulation numérique en régulation de vitesse sont présentés par le système de figures III-8.

Lors de l'application d'un couple de charge à $t = 3\ s$, le creux de la vitesse est inférieur à 2% de la vitesse de référence et le temps de réponse est, comme prévu, de l'ordre de $0.25\ s$. Le courant magnétisant est maintenu égal à sa valeur de référence malgré la perturbation du couple de charge, ainsi le courant statorique d'axe (od) est constant et le courant statorique d'axe (oq) suit l'évolution du couple électromagnétique. Le courant statorique reste inférieur au courant nominal.



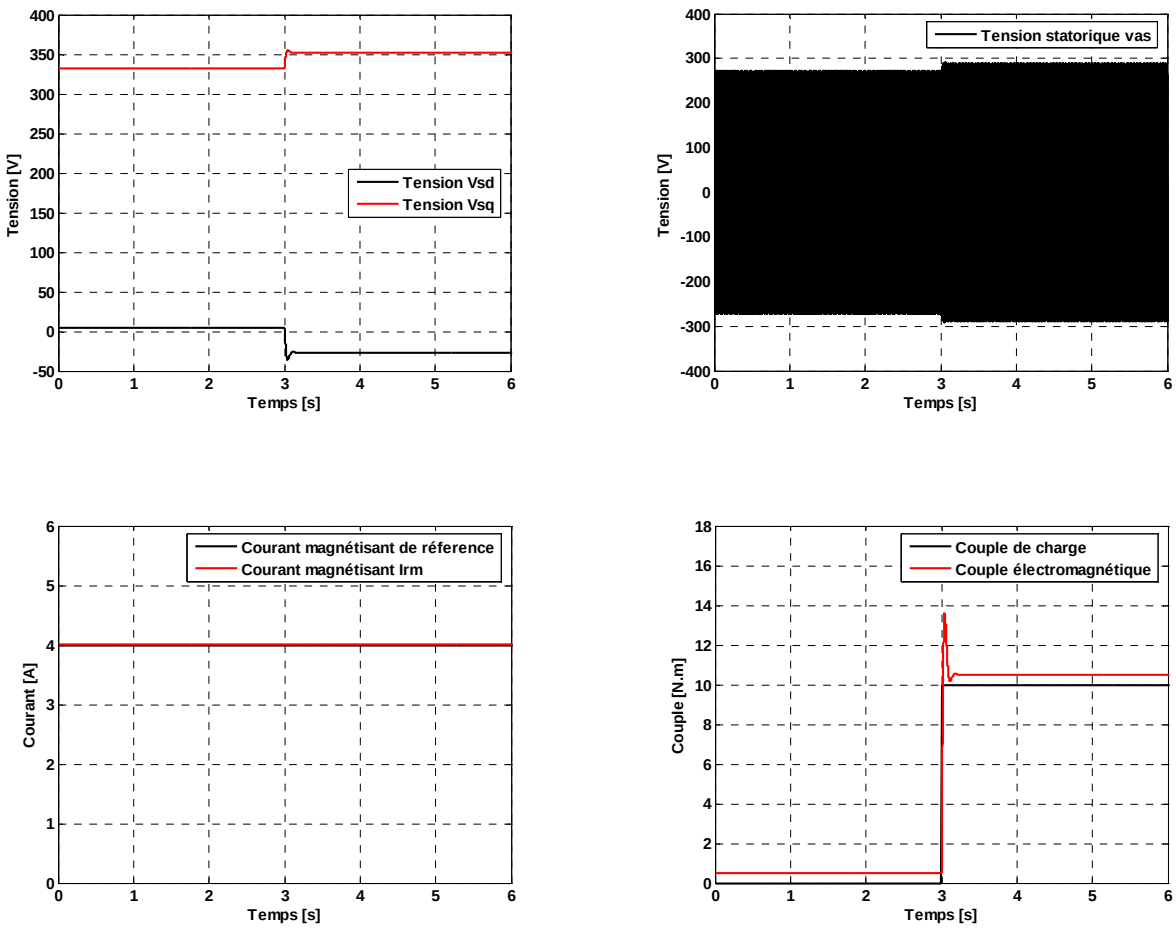


Figure III-8 : Résultats de simulation en régulation de vitesse.

III-3-5-4 Analyse de la robustesse

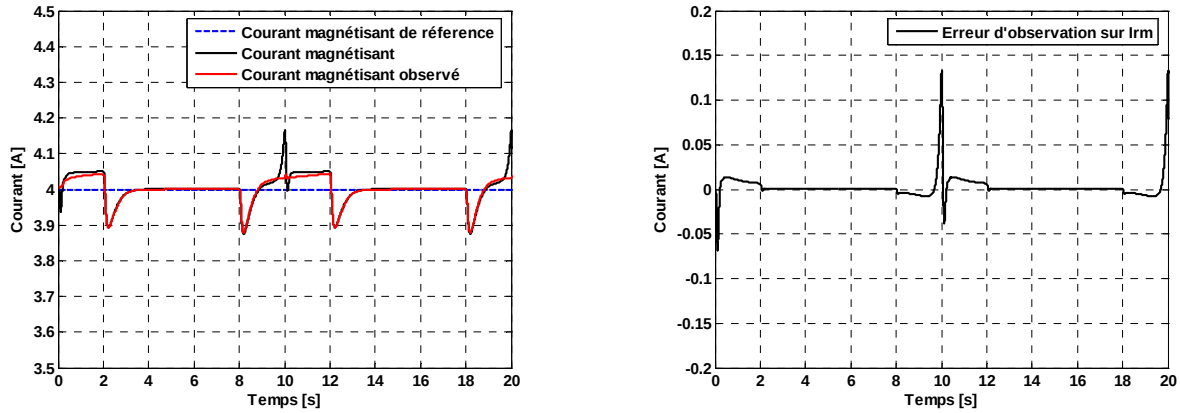
Pour vérifier la robustesse de l'observateur par simulation numérique, nous avons effectué une variation de $\pm 20\%$ de T_r dans la machine asynchrone par raport à celle identifiée, puis nous avons établi une comparaison entre le courant magnétisant I_{rm} de la machine, le courant magnétisant observé et le courant magnétisant de référence. L'erreur entre le courant magnétisant dans la machine et le courant magnétisant observé à été déterminée. Enfin, nous avons établi une comparaison des valeurs du courant magnétisant rotorique dans la machine asynchrone pour une commande vectorielle associée à un observateur et une commande vectorielle associé à un estimateur classique en boucle ouverte.

Les résultats de simulations numériques obtenus dans le cas d'une variation de -20% et $+20\%$ sur la constante de temps rotorique, pour un essai en poursuite, sont montrés respectivement par les figures III-9-a et III-9-b. Nous remarquons qu'au régime statique le courant magnétisant dans la machine est égale à celui imposé par la référence et l'erreur d'observation est nulle. Par contre aux régimes transitoires de la vitesse, le courant magnétisant

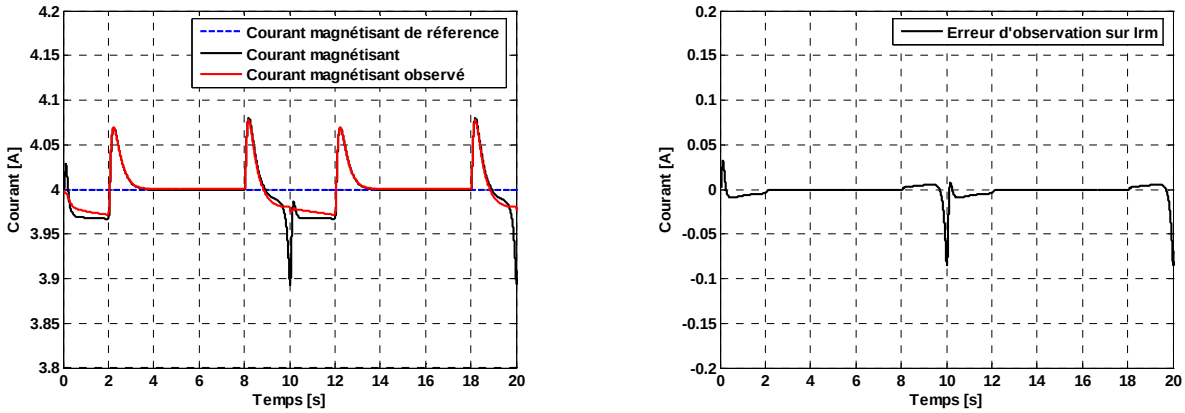
dans la mchine est différent de celui de la référence. L'erreur d'observation est de $3\ \%$ et $2\ \%$ de la valeur réelle dans la machine pour respectivement -20% et $+20\%$ de T_r.

Pour un essai en régulation de vitesse, les résultats de simulations numériques obtenus, dans le cas d'une variation de -20% et $+20\%$ de la constante de temps rotorique, sont montrés respectivement par les figures III-10-a et III-10-b. Nous remarquons que après application du couple de charge le courant magnétisant dans la machine subit une déformation puis revient à sa valeur de référence après un régime transitoire de $2\ s$ et $1\ s$ pour respectivement -20% et $+20\%$ de T_r. L'erreur d'observation du courant magnétisant est relativement faible, elle est inférieur à 1% au régime statique.

Le système de figure III-11 montre une comparaison de courant magnétisant rotorique, cela dans un premier temps pour une commande associée à un observateur de type grand gain, et dans un second temps pour une commande associée à l'estimateur classique en boucle ouverte de flux. Pour l'essai en poursuite (figure III-11-a et III-11-b), nous constatons qu'au régime transitoire le courant magnétisant rotorique dans la machine commandée en utilsant un observateur est plus proche de la référence par rapport à celui donné en utilisant un estimateur. Mais au régime statique, les courant magnétisants rotoriques sont identiques dans les deux cas. Pour l'essai en régulation de vitesse, après l'application du couple de charge, nous constatons que le courant magnétisant dans la machine commandée en utilisant un observateur du flux, revient à sa valeur de référence après un régime transitoire de $2.5\ s$ pour -20% sur T_r et $1.5\ s$ pour $+20\%$ sur T_r.

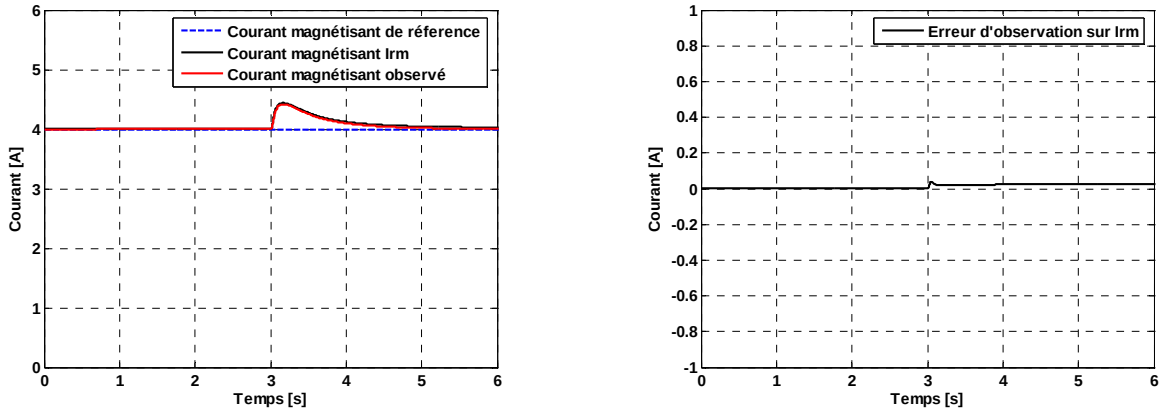


a) -20 % sur T_r

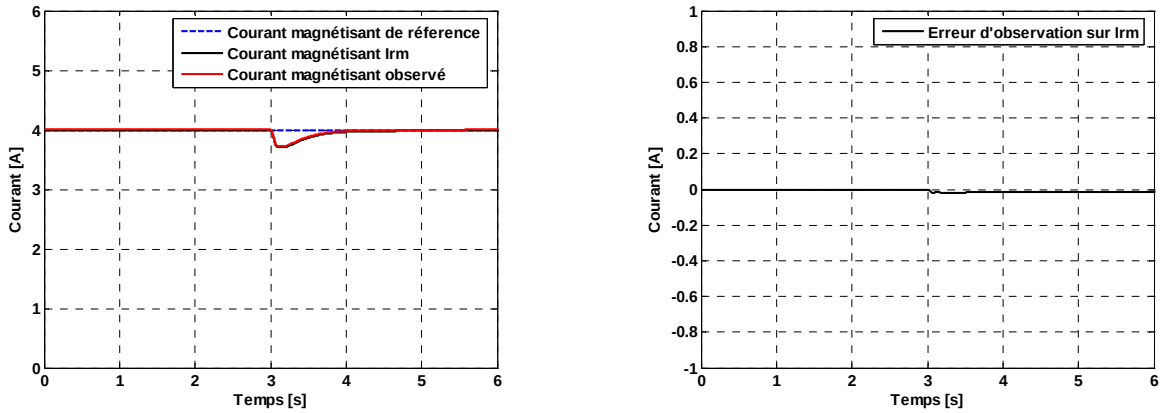


b) +20 % sur Tr

Figure III-9 : Tests de robustesse en poursuite.

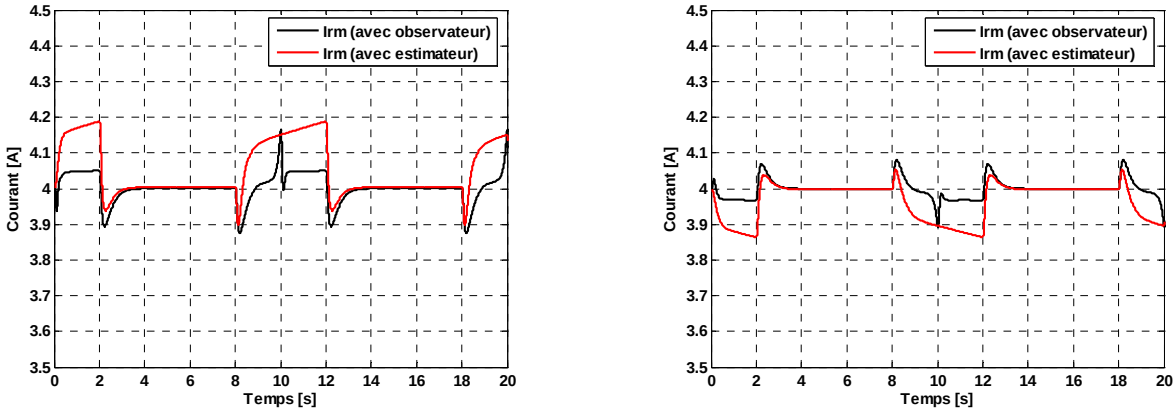


a) -20 % sur Tr

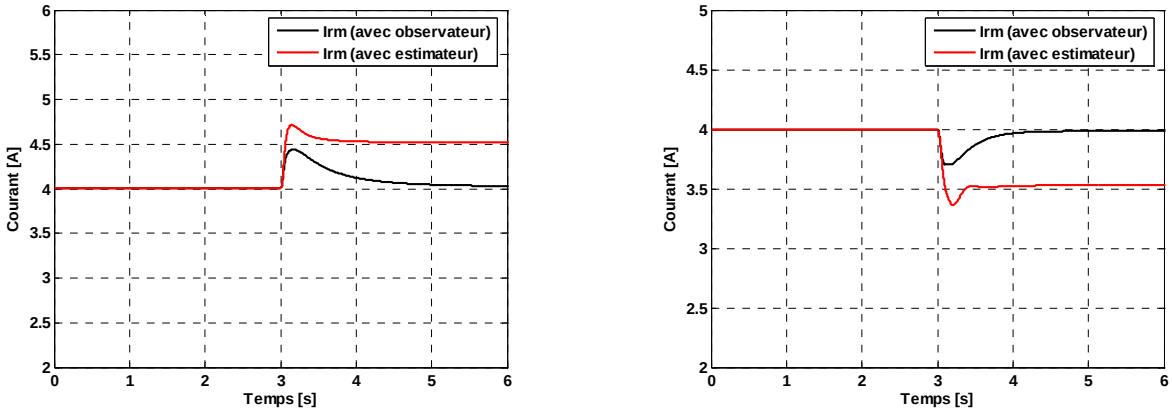


b) +20 % sur Tr

Figure III-10 : Tests de robustese en régulation de vitesse.



a) -20 % sur T_r (en poursuite) *b) +20 % sur T_r (en poursuite)*



c) -20 % sur T_r (en régulation) *d) +20 % sur T_r (en régulation)*

Figure III-11 : Comparaison entre I_{rm} dans la machine.

III-4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone associée à un observateur du flux de type grand gain.

La technique d'observation utilisée permet de reconstruire le flux rotorique de la machine asynchrone. Le principe de l'observateur de type grand gain à été donné. Les équations développées montrent qu'un observateur de type grand gain n'est pas facile à déterminer pour la machine asynchrone, et la programmation de ce type d'observateur se fait dans la base originale. Après cela , nous avons abordé la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone, où nous avons présenté les différentes étape de synthèse de cette commande. Nous avons montré l'intérêt de ce type de commande qui est le découplage de la commande du couple de celle du flux, ainsi le comportement de la machine asynchrone est assimilé à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ensuite, la commande vectorielle de la machine asynchrone associée à l'observateur a été validée par simulation, et les tests en robustesse ont montré que l'observateur est plus performant que l'estimateur classique en boucle ouverte.

Enfin, nous pouvons conclure que les résultats de simulations valident la commande et l'observateur proposés et permettent d'envisager une implantation sur le banc expérimental.

CHAPITRE IV

VALIDATION EXPERIMENTALE SUR UN BANC D'ESSAI MIS EN OEUVRE

IV-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous procédons à la mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone associée à un observateur non linéaire de flux de type grand gain sur un banc d'essai ; l'objectif est la validation expérimentale de l'algorithme d'observation et de commande décrits dans le chapitre précédent. Des tests de robustesse de cet observateur vis-à-vis de la variation paramétrique, en particulier la constante de temps rotorique, seront effectués.

La commande vectorielle et l'observateur de flux élaborés sous SIMULINK peuvent directement s'implanter sur la carte dSPACE, grâce au logiciel *Real Time Workshop* (RTW). Dès que l'algorithme est chargé dans la carte dSPACE, l'application s'exécute en temps réel. Les échanges entre la carte et le convertisseur s'effectuent par l'intermédiaire d'un bloc d'entrée sortie analogique – numérique (courant et tension) et de bloc de sortie PWM (signaux de commande) et d'un bloc d'entrée QEP (codeur incrémental). Une communication entre MATLAB – SIMULINK (qui fonctionne sur le PC) et l'environnement dSPACE est possible grâce à la mémoire double accès placée sur la carte [30].

IV-2 BANC D'ESSAI MIS EN ŒUVRE

La figure IV-1 montre le dispositif expérimental mis en œuvre disponible [29].

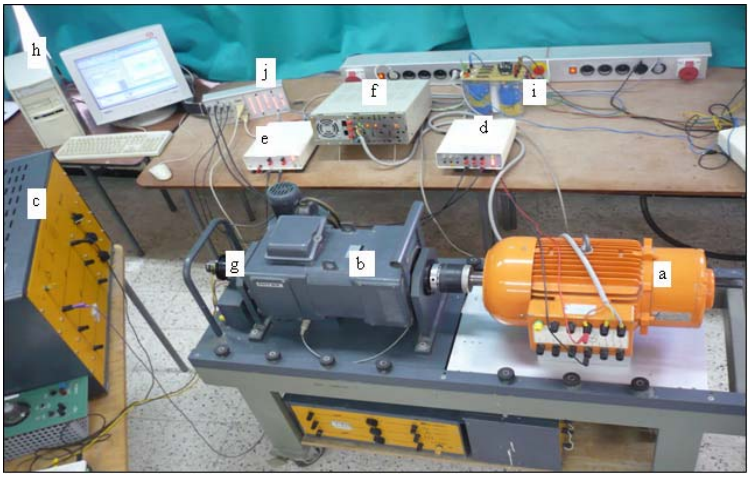


Figure IV-1 : Banc d'essai mis en œuvre.

La structure du banc expérimental est constituée par [29] :

- (a) : Une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil d'une puissance de $3\ kW$. La plaque signalétique de la machine ainsi que les paramètres identifiés utilisés sont donnés ci-après.

Les caractéristiques de la machine asynchrone utilisées sont les suivantes :

Puissance nominale	$3\ kW$
Vitesse nominale	$1415\ tr/mn$
Tension nominale	$220/380\ V$
Courant nominal	$6.3\ A$
Nombre de paires de pôle	2

Les paramètres identifiés de la machine asynchrone utilisée sont :

R_s	$1.46\ \Omega$
L_s	$0.28\ H$
T_r	$0.11\ s$
σ	0.0747
J	$0.043\ Kg.m^2$
f	$0.0034\ Kg.m^2.s^{-1}$
C_s	$1\ N.m$

- (b), (c) : Une génératrice à courant continu d'une puissance de $2.7\ kW$ avec une charge résistive, utilisées comme charge mécanique variable. Le couple de charge appliqué à la machine asynchrone est proportionnel à la vitesse et admet pour équation suivante :

$$C_{ch} = 0.013\ \Omega .$$

- (d) : Un capteur de courant à effet Hall ; pour capter les courants de deux phases statoriques.
- (e) : Un capteur de tension à effet Hall ; pour mesurer les trois tensions statoriques.
- (f) : Un onduleur de puissance à transistor IGBT délivrant 03 tensions MLI.
- (g) : Un codeur incrémental 1000 points/tour, permettant la mesure de la position et de la vitesse de rotation de la machine.
- (h) : Un système informatique comprenant le PC et la carte dSPACE « DS1102 ».
- (i) : Un redresseur triphasé avec le filtre capacitif.
- (j) : Un panneau de connexions.

IV-3 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les observateurs non linéaires sont des systèmes complexes à dynamique variable pour lesquels la discrétisation est un problème non trivial. L'utilisation des périodes d'échantillonnage importantes provient des performances du processeur numérique de signal (*Digital Signal Processor*). Dans notre travail, l'algorithme de commande et d'observation implanté sur la dSPACE « DS1102 » a limité le temps d'exécution total du programme à environ $1\ ms$ pour une méthode de discrétisation d'ordre 2. Cependant, lors des premiers essais expérimentaux, nous avons constaté que l'ensemble du système diverge à une vitesse de rotation de la machine proche de $650\ tr/mn$ et cela à cause de la période d'échantillonnage qui est relativement importante, et vu les caractéristiques de l'onduleur de tension à IGBT disponible sur le banc expérimental, la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur est limitée à $300\ V$.

IV-3-1 DEFINITION DES PROFILS DE POURSUITE ET DE REGULATION DE VITESSE

IV-3-1-1 Profil de poursuite à vide

La consigne de vitesse présente les caractéristiques suivantes : montée en rampe jusqu'à une vitesse de $600\ tr/mn$ en $1\ s$, inversion du sens de rotation à $-600\ tr/mn$ en $2\ s$. La consigne de courant magnétisant rotorique est constante et fixée à $3\ A$.

IV-3-1-2 Profil de poursuite avec charge variable

La consigne de vitesse a les caractéristiques suivantes : montée en rampe jusqu'à une vitesse de $600\ tr/mn$ en $1\ s$, inversion du sens de rotation à $-600\ tr/mn$ en $2\ s$. La consigne du courant magnétisant est fixée à $3\ A$. Dans ce cas, la machine asynchrone entraine une génératrice à courant continu qui débite sur une charge résistive.

IV-3-1-3 Profil en régulation de vitesse

L'essai en régulation de vitesse est réalisé avec les profils suivants : la vitesse de rotation est fixée à $600\ tr/mn$. Le courant magnétisant est maintenu égal à $3\ A$. A $t = 3\ s$, un couple de charge est appliqué à l'aide de la génératrice à courant continu débitant sur une charge résistive.

IV-3-1-4 Valeurs numériques des régulateurs et des gains de l'observateur

Les valeurs des différents paramètres des régulateurs et des gains de l'observateur utilisés sont les suivants :

- Régulateur PI du courant magnétisant rotorique ;

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.4$ et un temps de réponse $t_{rrm} = 12.8\ ms$ nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{rm} = 171.667 \\ \tau_{rm} = 0.296 \end{cases}$$

- Régulateur PI du couple pour un temps de réponse $t_{rCem} = 20\ ms$;

$$\begin{cases} K_{Cem} = 140.880 \\ \tau_{Cem} = 0.014 \end{cases}$$

- Régulateur IP de la vitesse ;

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$ et un temps de réponse $t_{r\Omega} = 40\ ms$ nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 5.957 \\ K_{p\Omega} = 1.017 \end{cases}$$

- Observateur à grand gain ;

Les valeurs numériques des gains de l'observateur sont les suivants :

$$\begin{cases} k_1 = k_3 = 2 \\ k_2 = k_4 = 1 \\ T = 0.1 \end{cases}$$

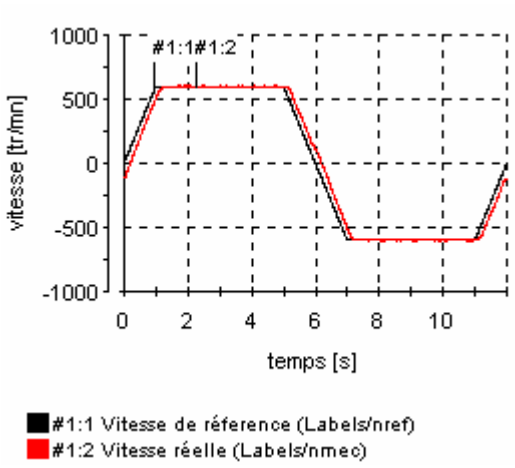
IV-3-2 RESULTATS EXPERIMENTAUX DE L'IMPLANTATION EN TEMPS REEL

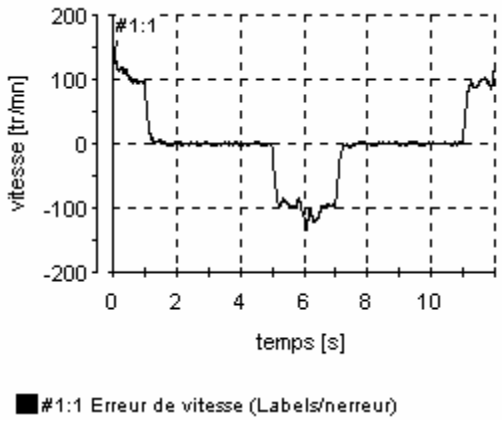
Les résultats expérimentaux de la commande vectorielle à flux orienté associée à l'observateur non linéaire de flux de type grand gain sont présentés ci-dessous.

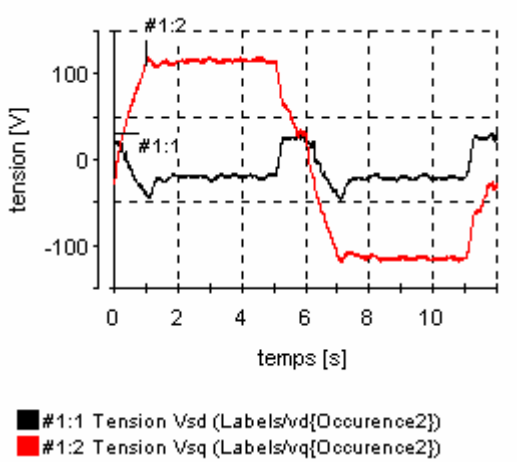
La figure IV-2 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite à vide. En terme de suivi de trajectoire : la vitesse de la machine suit correctement sa vitesse de référence, nous constatons une erreur maximale d'une valeur de $140\,tr/mn$ aux moments de l'inversion du

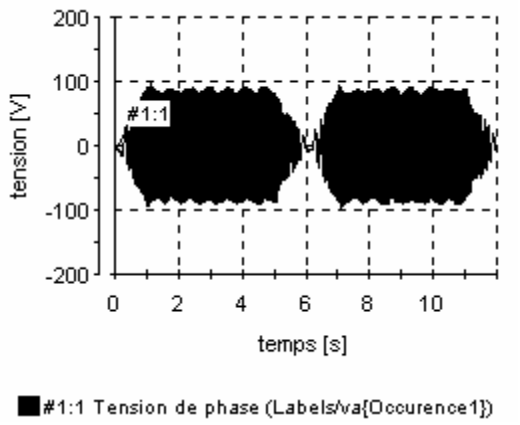
sens de rotation de la vitesse, et qui devient très faible quand la vitesse de référence est constante. La tension maximale statorique est admissible, le courant statorique ne dépasse pas $3A$ en valeur maximale au régime permanent et atteint une valeur de $3.5A$ aux régimes transitoires. Le courant magnétisant observé suit sa référence aux régimes permanents de la vitesse, nous notons une déformation de ce courant aux régimes transitoires de la vitesse.

Les figures IV-3-a et IV-3-b montrent respectivement les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ mesurés ainsi que leurs courants respectifs fournis par l'observateur lors de l'inversion du sens de rotation de la machine. Nous constatons que les deux courants statoriques sont bien reconstruits par l'observateur. L'erreur d'observation est faible aux moments de l'inversion du sens de rotation de la machine. La figure IV-3-c montre la tension mesurée et la tension injectée à l'entrée de l'observateur, nous constatons que les deux tensions sont identiques, mais à l'inversion du sens de rotation de la vitesse, il existe un écart qui est relativement faible entre ces deux tensions, ce qui explique l'erreur d'observation faible commise sur les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.









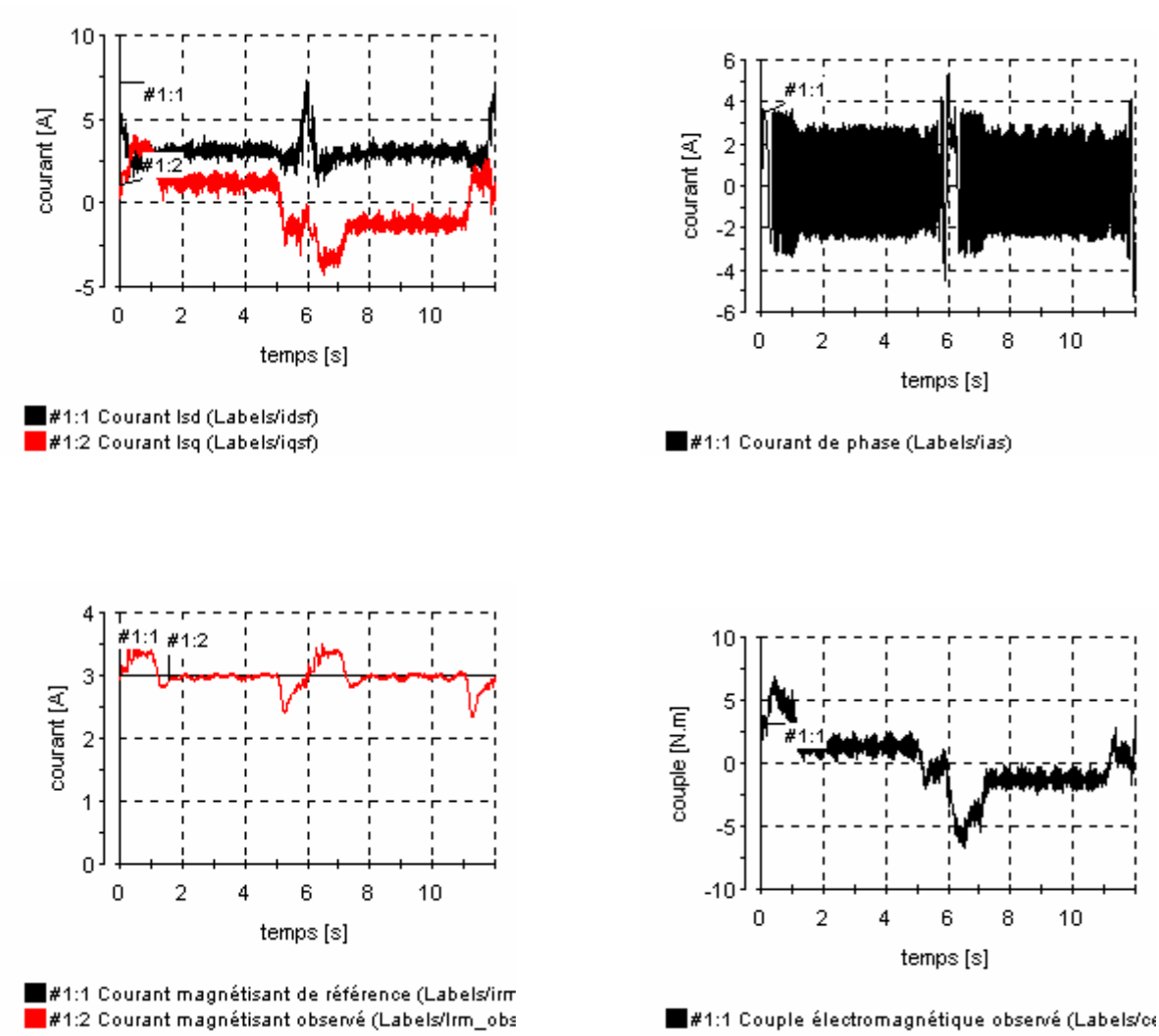
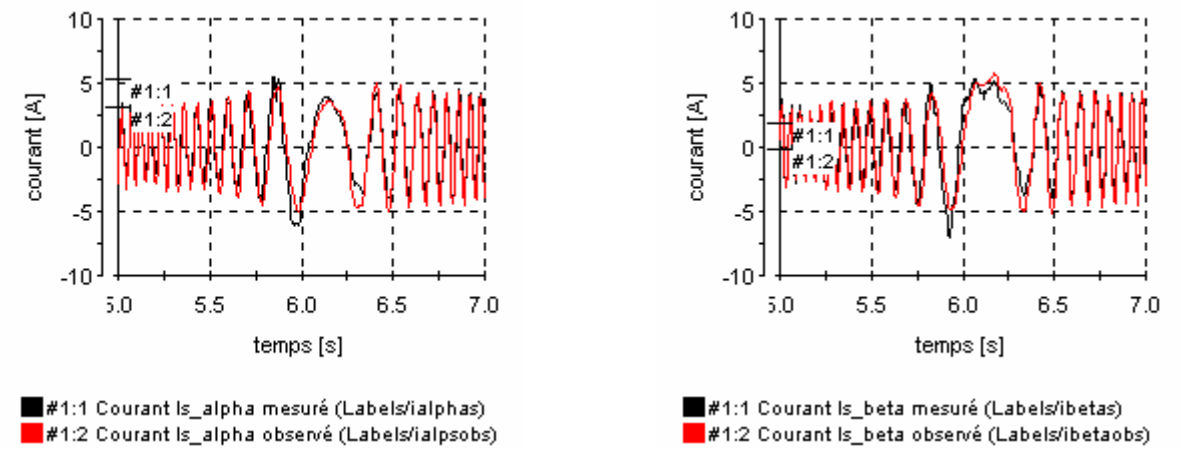
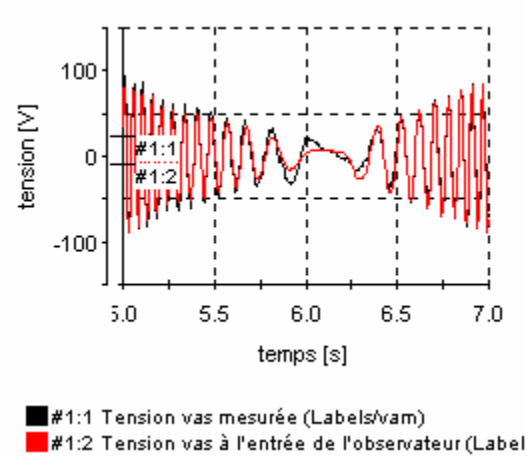


Figure IV-2 : Essai en poursuite à vide.



(a) **(b)**

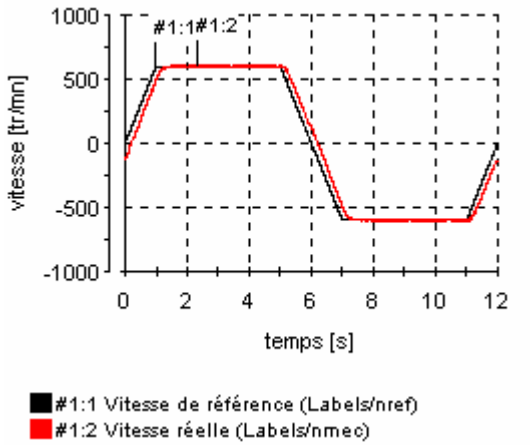


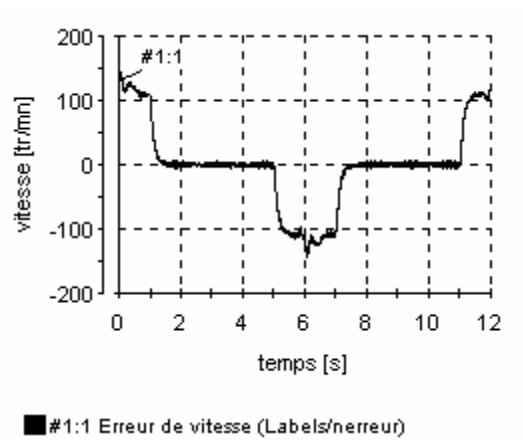
(c)

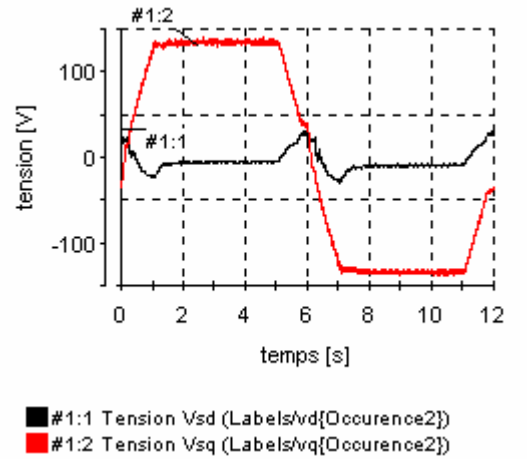
Figure IV-3 : - (a), (b) Courants statoriques mesurés et observés.
- (c) Tension statorique mesurée et tension injectée à l'entrée de l'observateur.

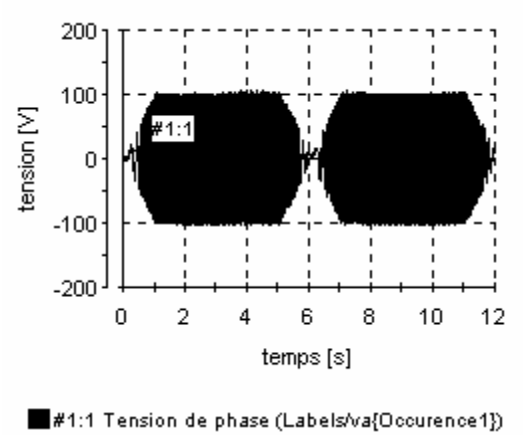
La figure IV-4 montre les résultats expérimentaux de poursuite en charge variable. Même par application du couple de charge variable, la poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes. La tension maximale statorique reste admissible, et atteint une valeur maximale de $100\ V$, le courant statorique maximal est de $5.5A$ au régime permanent. Le courant magnétisant observé suit sa référence, nous enregistrons une déformation de ce courant aux régimes transitoires de la vitesse.

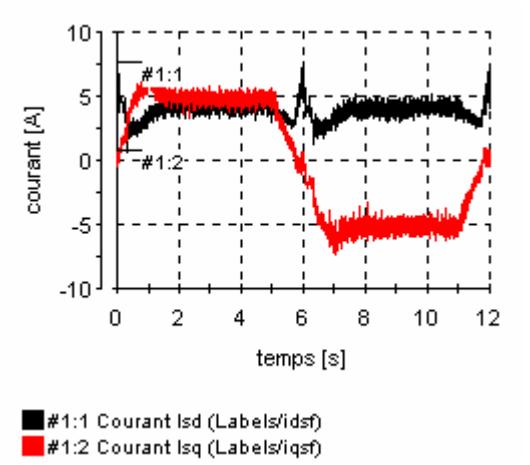
Les figures IV-5-a et IV-5-b montrent que les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ de la machine ont été reconstruits d'une façon satisfaisante par l'observateur, nous notons une légère erreur d'observation correspondant au moment de l'inversion de la vitesse de la machine. La figure IV-5-c montre que la tension statorique mesurée et la tension injectée à l'entrée de l'observateur sont presque identiques. Une erreur entre les deux tensions est enregistrée à l'inversion du sens de rotation de la vitesse, ce qui explique l'erreur d'observation sur les courants statoriques à cet instant.

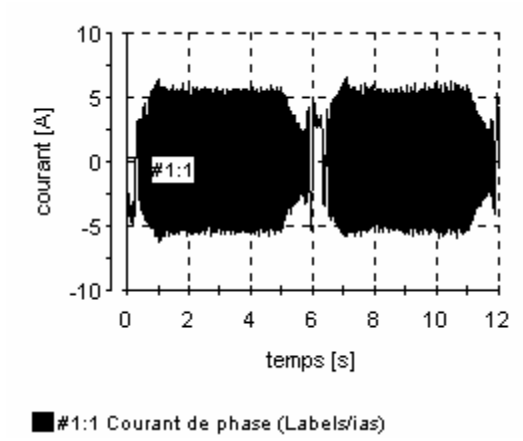

vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1
#1:2
#1:1 Vitesse de référence (Labels/nref)
#1:2 Vitesse réelle (Labels/nmec)


vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1
#1:1 Erreur de vitesse (Labels/nerreur)


tension [V]
temps [s]
#1:2
#1:1
#1:1 Tension Vsd (Labels/vd{Occurence2})
#1:2 Tension Vsq (Labels/vq{Occurence2})


tension [V]
temps [s]
#1:1
#1:1 Tension de phase (Labels/va{Occurence1})


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:2
#1:1 Courant Isd (Labels/idsf)
#1:2 Courant Isq (Labels/iqsf)


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:1 Courant de phase (Labels/ias)

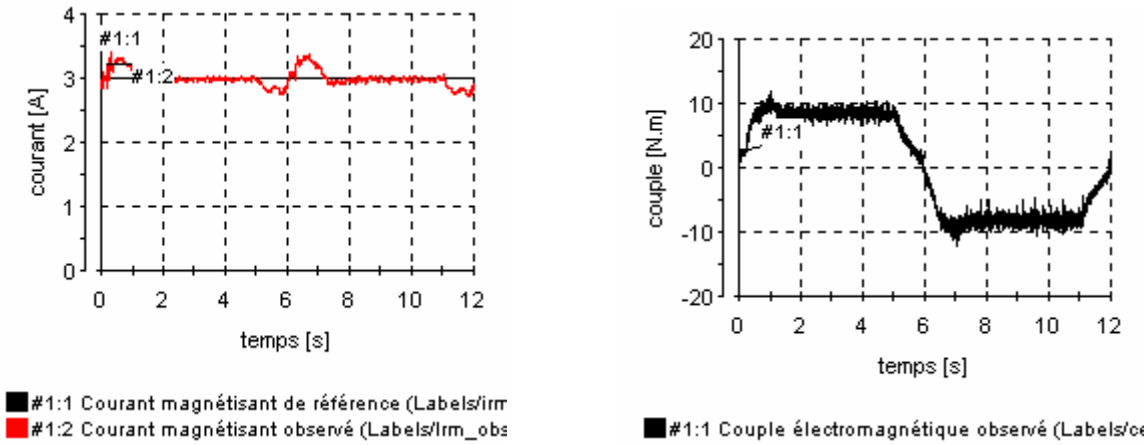
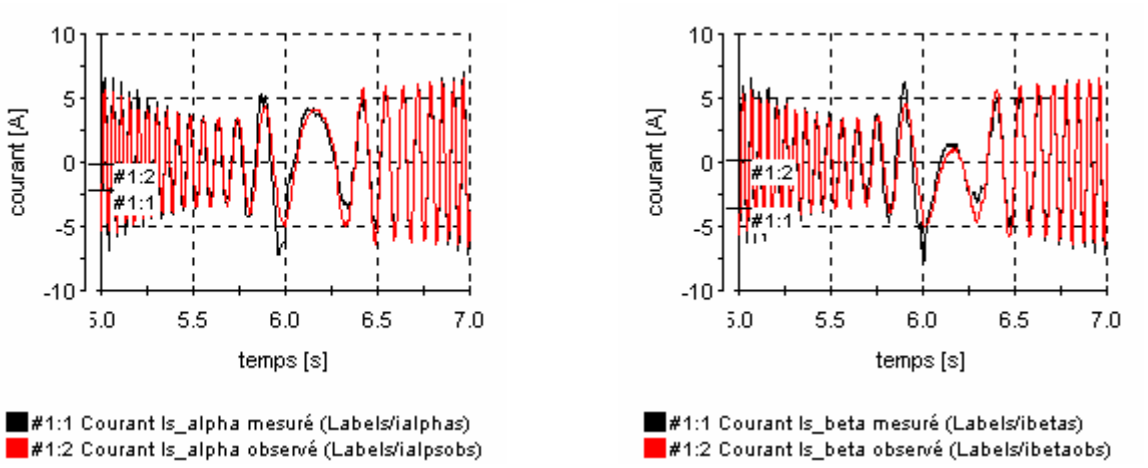
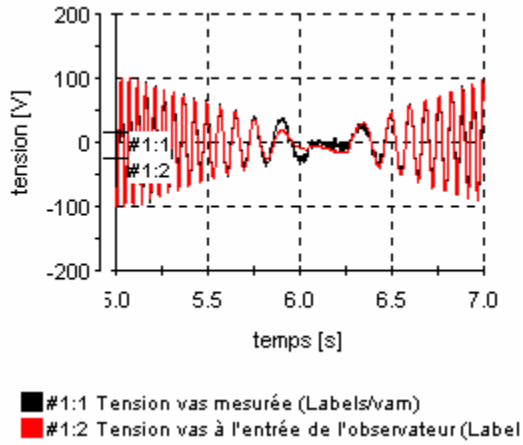


Figure IV-4 : Résultats de poursuite avec charge variable.



(a) **(b)**



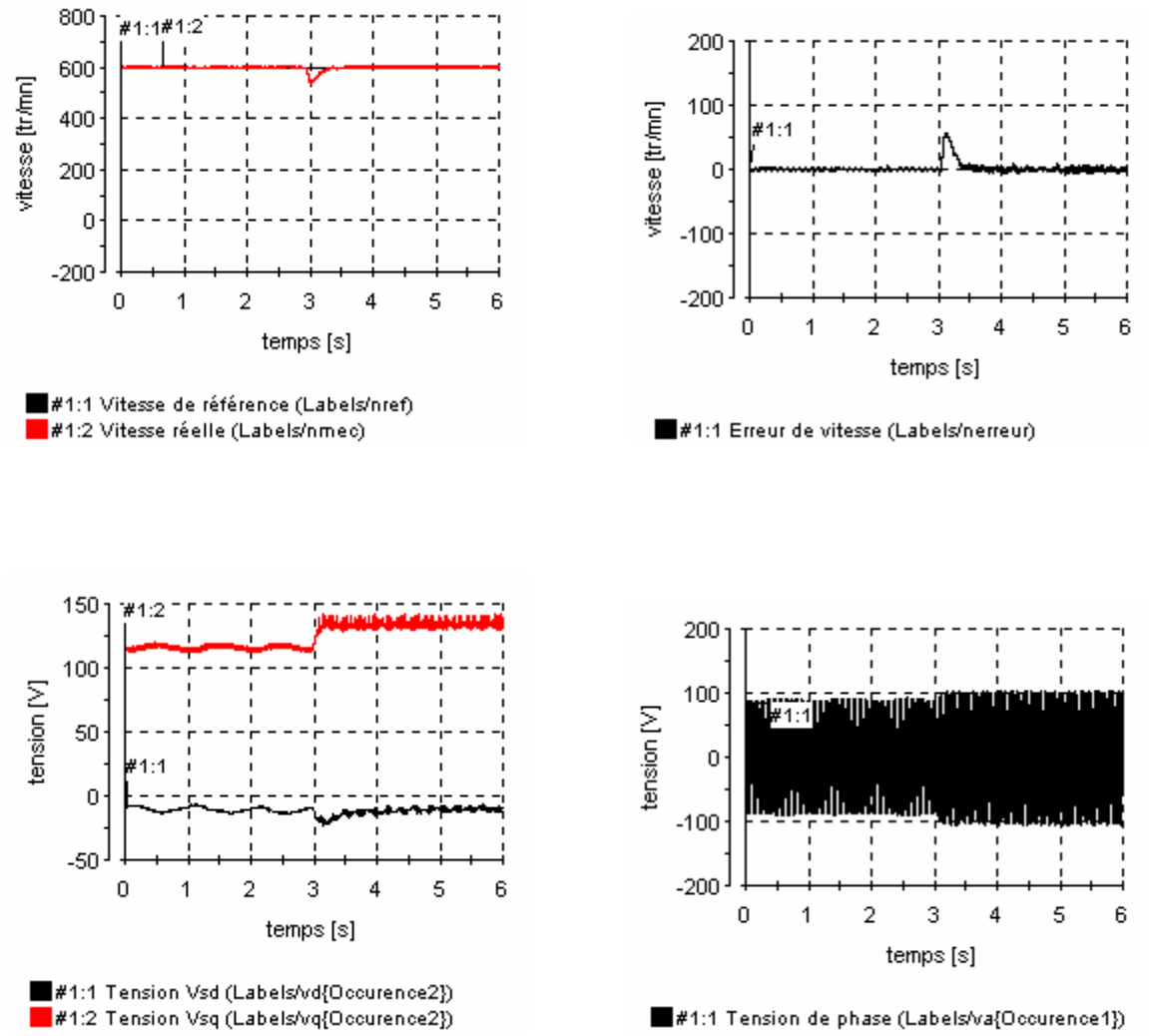
(c)

Figure IV-5 : - (a), (b) Courants statoriques mesurés et observés.

- (c) Tensions statoriques mesurée et tension injectée à l'entrée de l'observateur.

La figure IV-6 montre les résultats expérimentaux en régulation de vitesse. Les résultats obtenus sont satisfaisants. Le couple de charge appliqué à $t = 3s$ provoque une chute en vitesse d'une valeur de $50 tr/mn$, à cet instant la commande ramène la vitesse de la machine à sa référence, la tension statorique maximale atteint une valeur de $100V$ et fait appel à un courant d'une valeur maximale de $5A$. Nous constatons une augmentation du courant magnétisant observé à l'application du couple de charge, et qui est ensuite ramené par la commande à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique observé de la machine augmente jusqu'à une valeur de $7.5\ N.m$.

Les figures IV-7-a et IV-7-b montrent que les deux courant statorique sont bien reconstruits par l'observateur de flux, ainsi les deux courants observés coïncident parfaitement avec ceux mesurés dans la machine avant et après application du couple de charge. La tension statorique mesuré et celle injectée à l'entrée de l'observateur sont presque identiques, comme cela est montré par la figure IV-7-c.



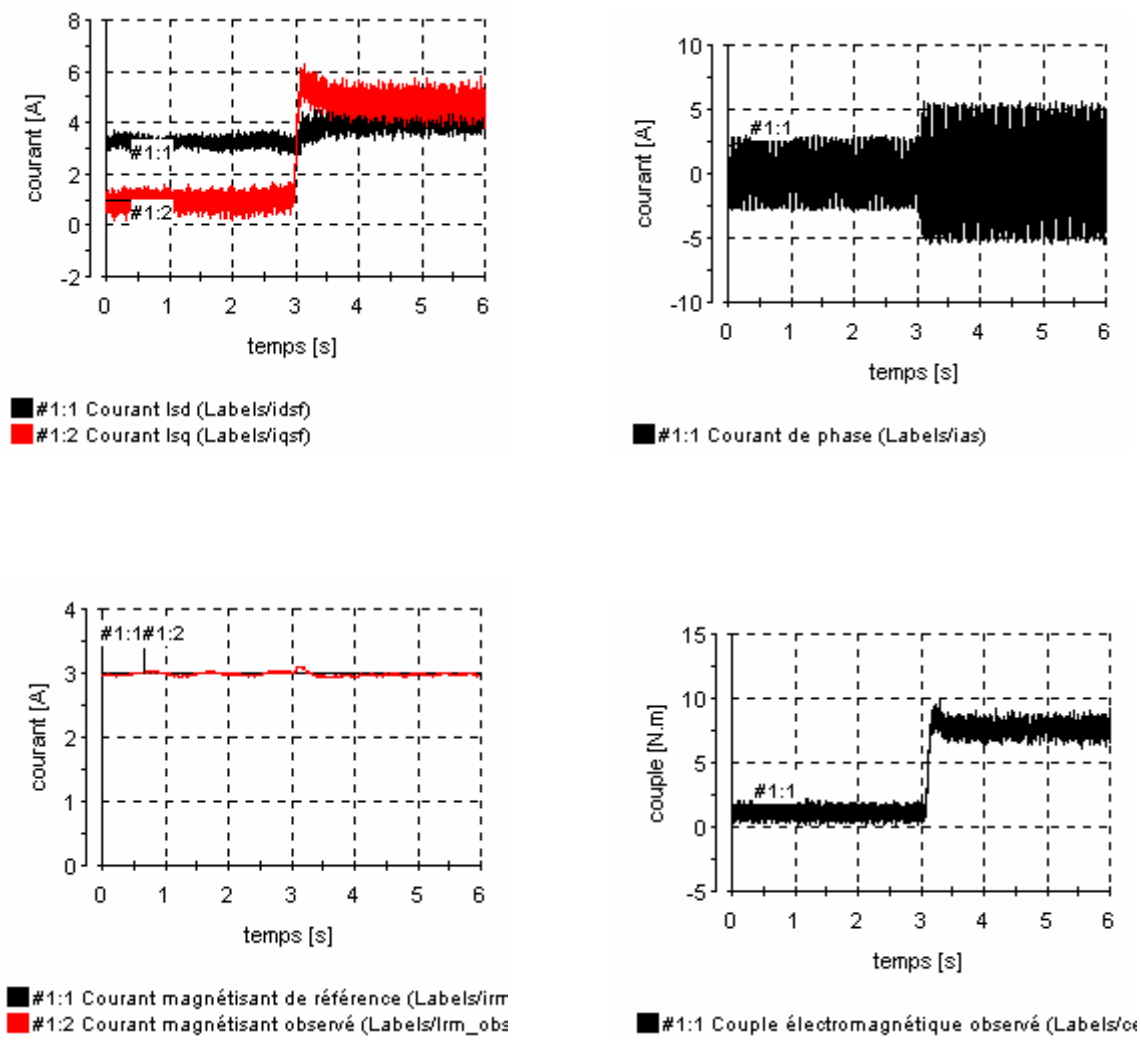
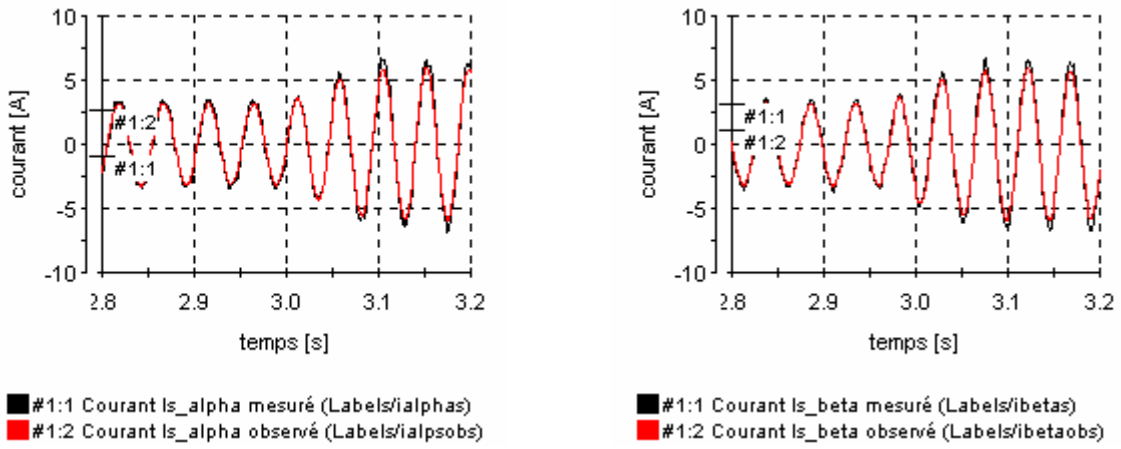
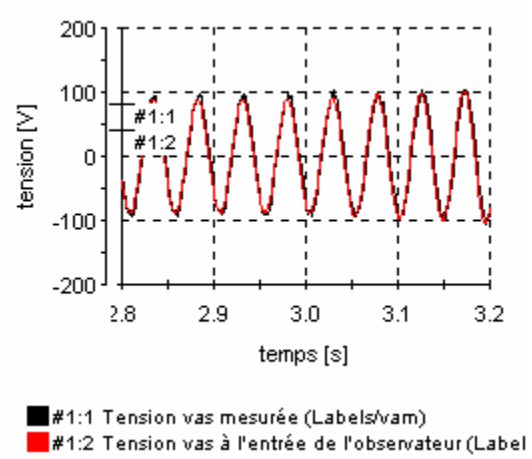


Figure IV-6 : Essai en régulation de vitesse.



(a) **(b)**



(c)

Figure IV-7 : - (a), (b) Courants statoriques mesurés et observés.
- (c) Tensions statoriques mesurée et tension injectée à l'entrée de l'observateur.

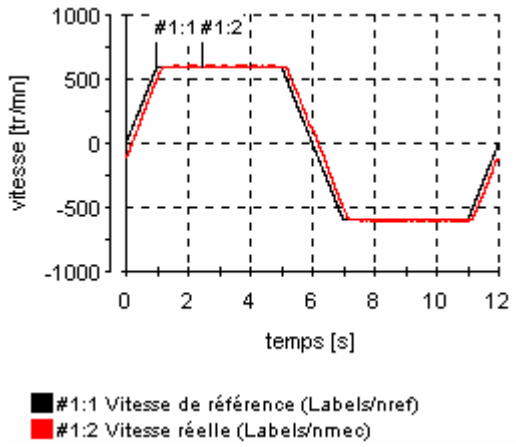
IV-3-3 ANALYSE DE LA ROBUSTESSE DE L'OBSERVATEUR

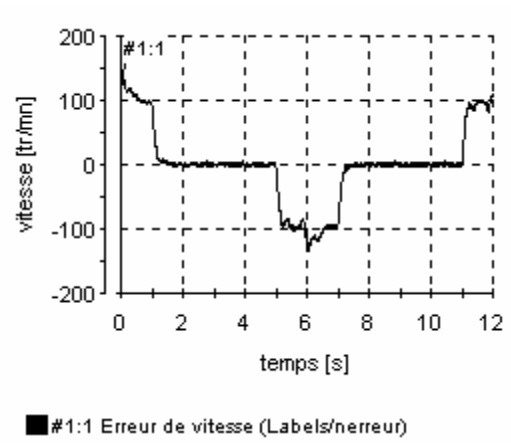
Sur une plate – forme expérimentale en général, il est difficile de faire varier les paramètres de la machine testée. Pour vérifier la robustesse, nous avons effectué une variation paramétrique de $\pm 10\%$ de la constante de temps rotorique T_r dans l'observateur par rapport à la valeur identifiée.

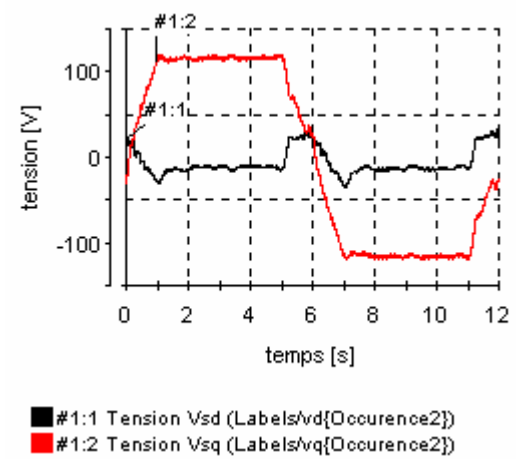
IV-3-3-1 Variation de *-10%* sur T_r

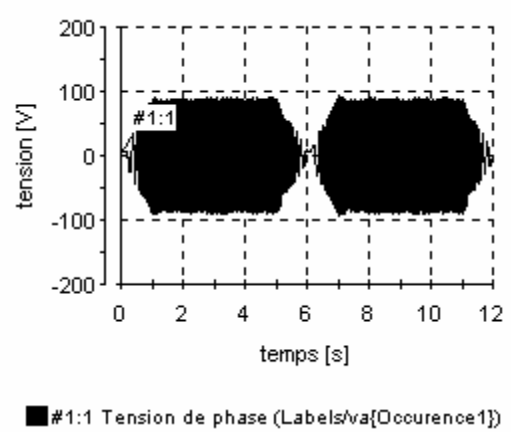
Dans ce paragraphe, nous montrons les résultats expérimentaux pour le cas où nous introduisons une variation de -10% sur la valeur identifiée de T_r dans l'observateur.

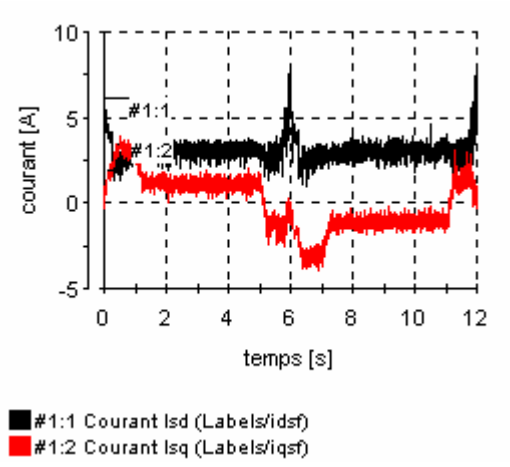
La figure IV-8 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite à vide. Les performances obtenues sont satisfaisantes. En termes de poursuite en vitesse, l'erreur en poursuite est nulle pour une vitesse constante, en régime transitoire de la vitesse de référence l'erreur atteint une valeur de $140\ tr/mn$. La tension et le courant statoriques restent toujours admissibles. Le courant magnétisant rotorique observé suit sa référence. Donc nous pouvons dire que ces résultats sont semblables avec ceux obtenu sans changement de la valeur de T_r (figure IV-2).

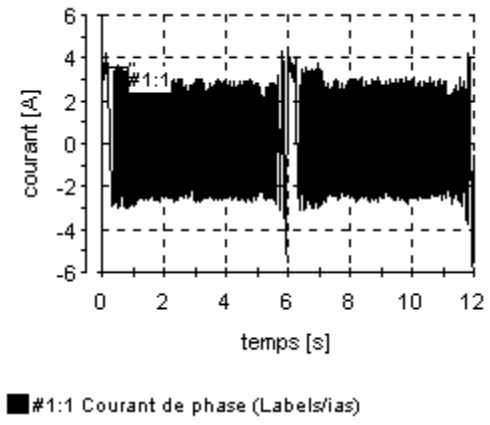

vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1 #1:2
#1:1 Vitesse de référence (Labels/nref)
#1:2 Vitesse réelle (Labels/nmec)


vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1
#1:1 Erreur de vitesse (Labels/nerreur)


tension [V]
temps [s]
#1:2
#1:1
#1:1 Tension Vsd (Labels/vd{Occurence2})
#1:2 Tension Vsq (Labels/vq{Occurence2})


tension [V]
temps [s]
#1:1
#1:1 Tension de phase (Labels/va{Occurence1})


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:2
#1:1 Courant Isd (Labels/idsf)
#1:2 Courant Isq (Labels/iqsf)


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:1 Courant de phase (Labels/ias)

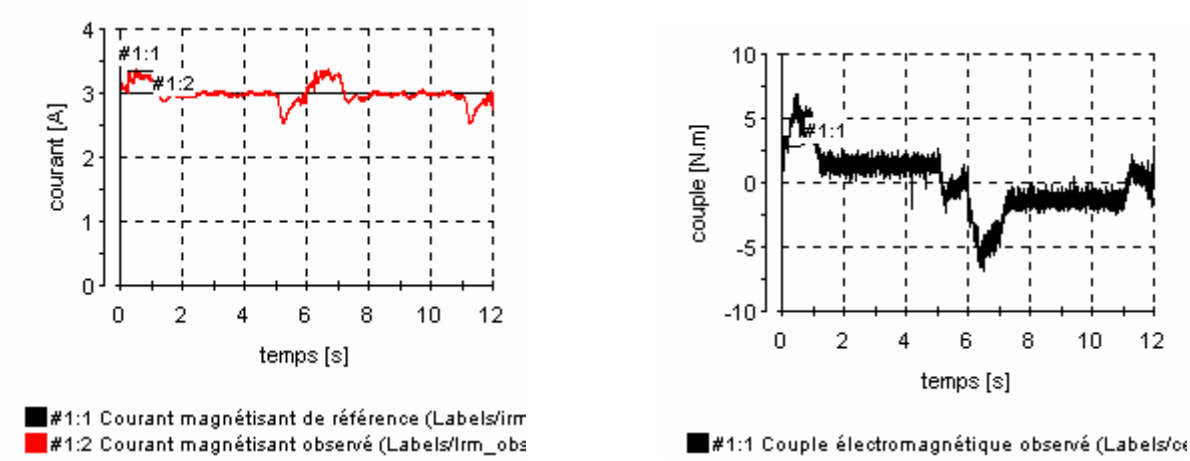
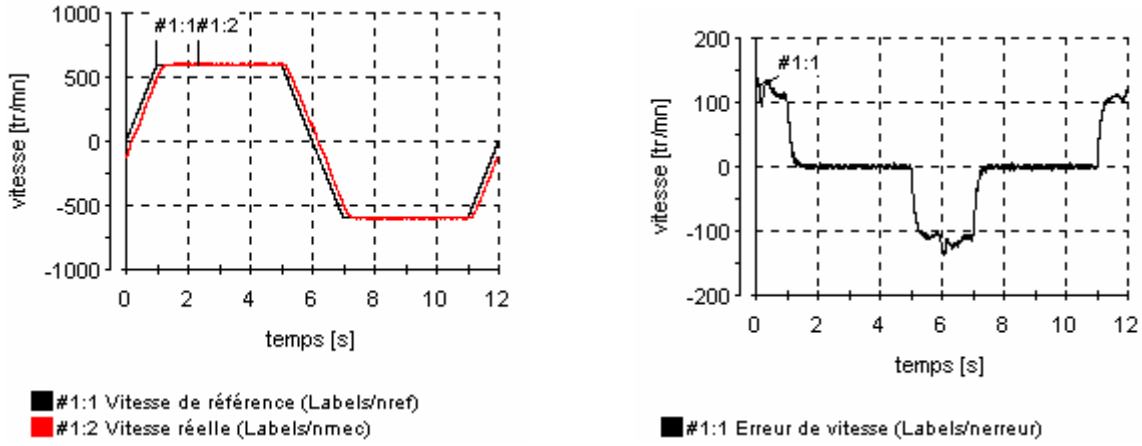


Figure IV-8 : Essai en poursuite à vide (-*10%* sur T_r).

La figure IV-9 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite avec charge variable. En termes de poursuite en vitesse, la poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes. La tension et le courant statoriques restent admissibles, mais nous enregistrons une oscillation sur les courants statoriques mesurés I_{sd} et I_{sq}, ce qui explique que le courant magnétisant rotorique et le couple électromagnétique observés ont été reconstruits avec un certain bruit.



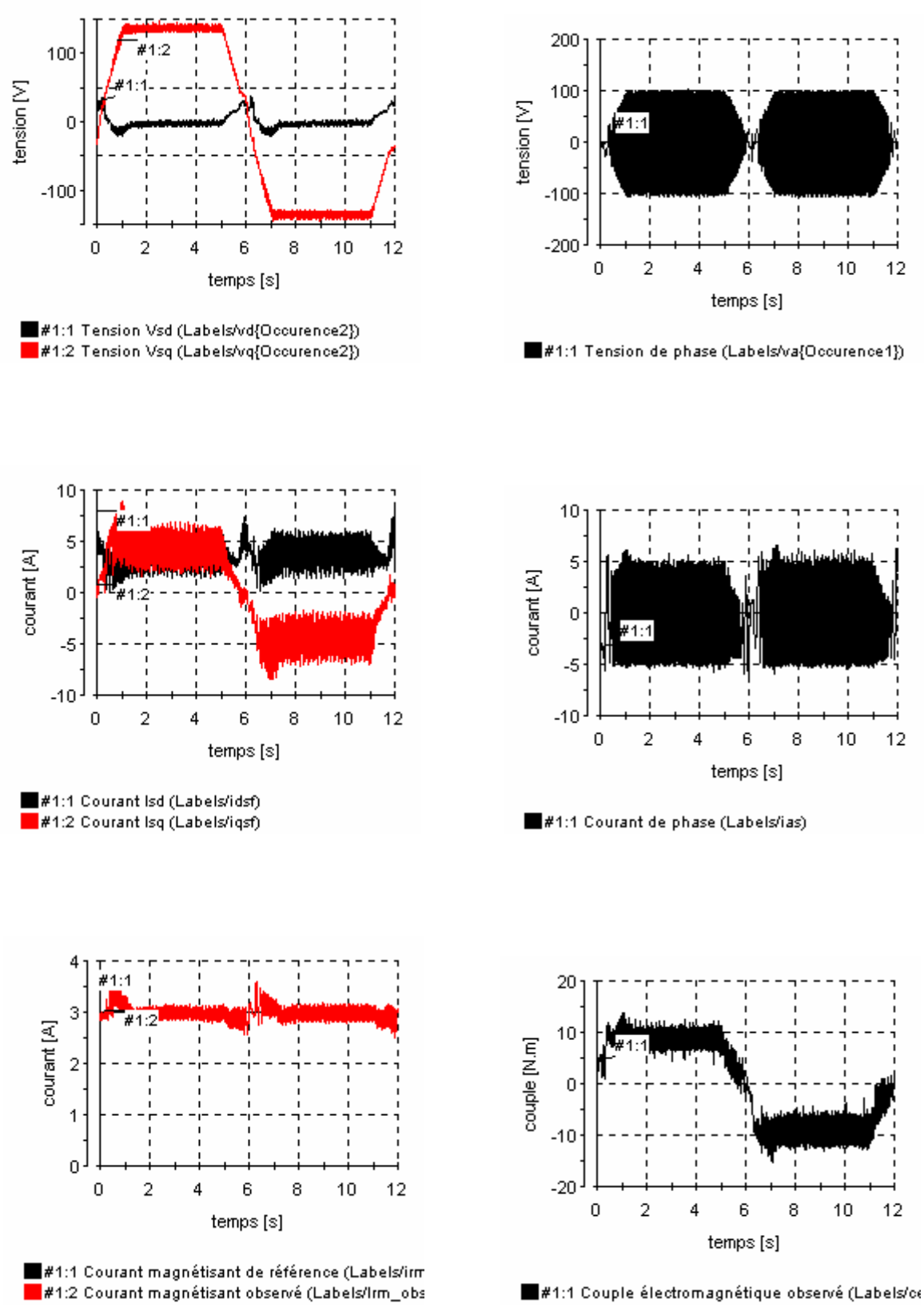
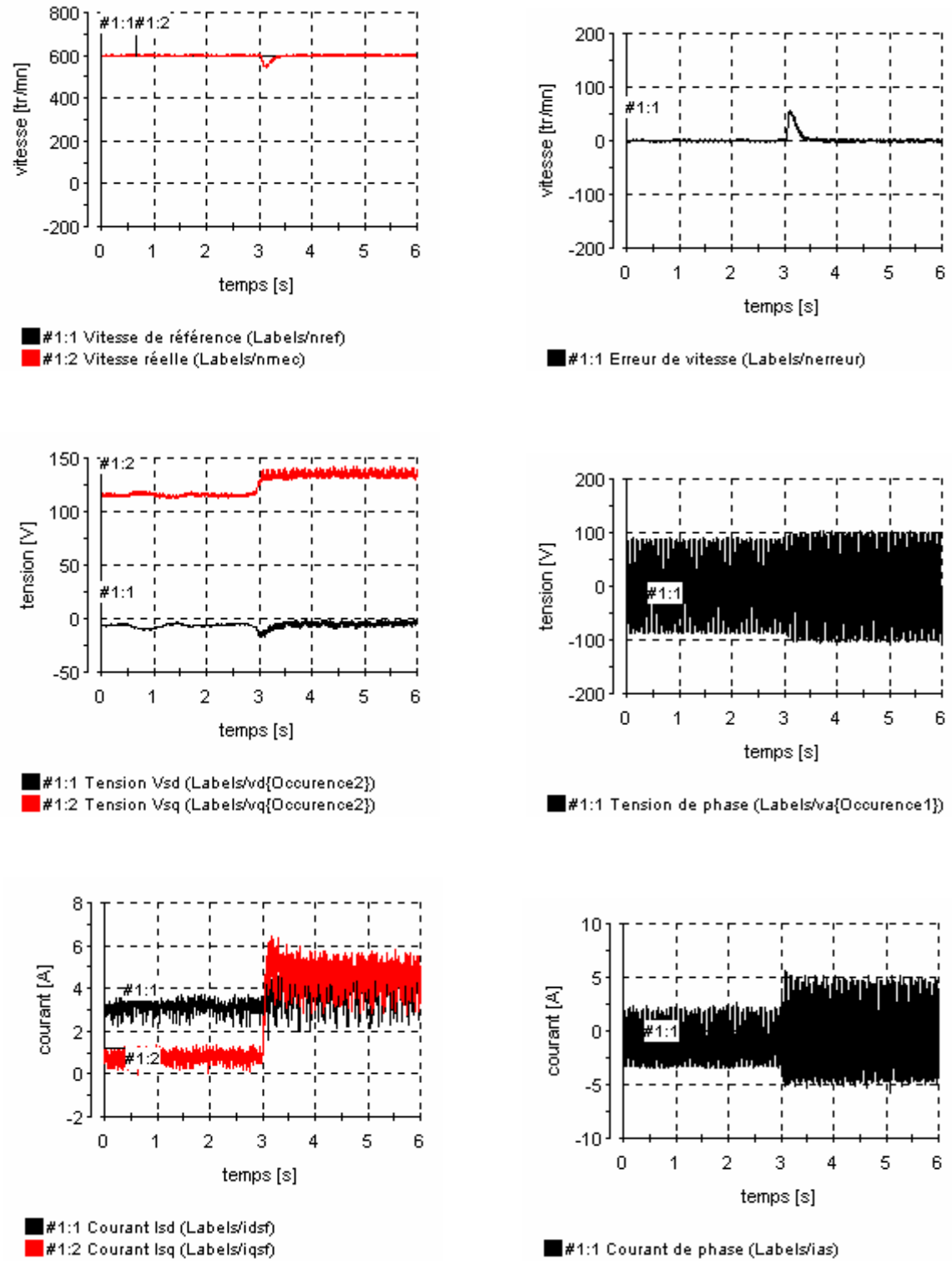


Figure IV-9 : Essai en poursuite avec charge variable (*-10% sur T_r*).

La figure IV-10 montre les résultats expérimentaux pour un essai en régulation de vitesse. Au moment de l'application du couple de charge, l'erreur de vitesse ne dépasse pas $50\ tr/mn$ puis s'annule. La tension et le courant statoriques restent admissibles. Néanmoins, nous notons une légère dégradation des courants statoriques mesurés I_{sd} et I_{sq}, ce qui a engendré un courant magnétisant rotorique et un couple électromagnétique observés bruités (signaux oscillants).



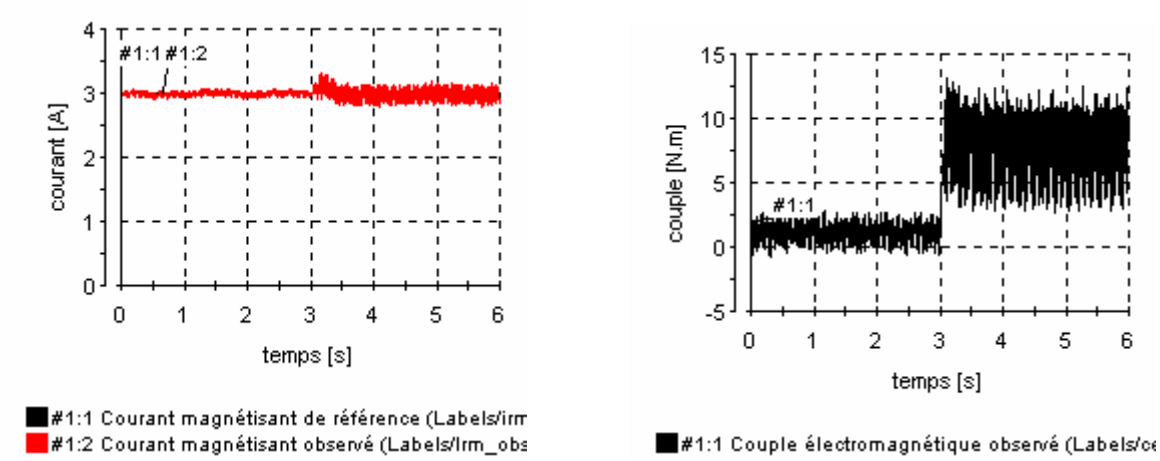
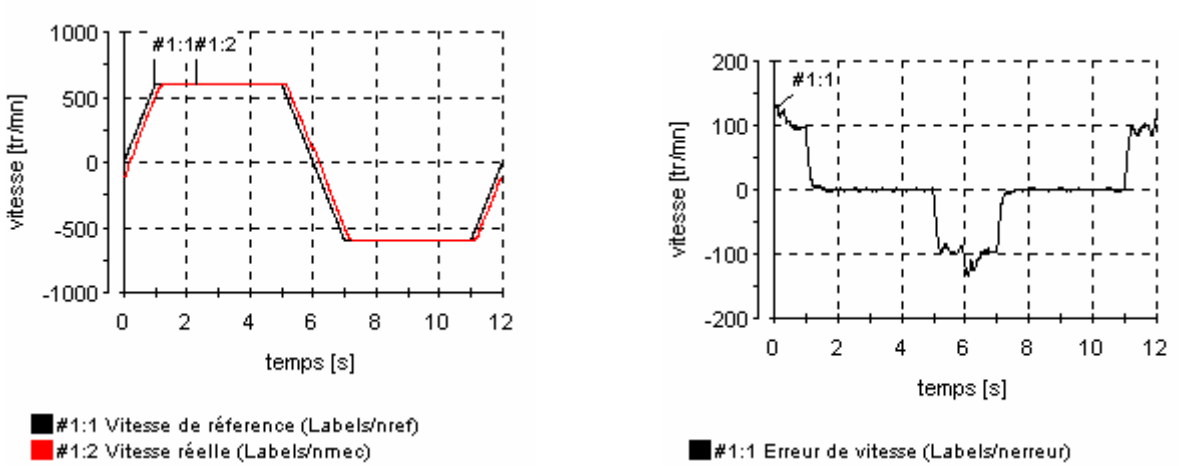


Figure IV-10 : Essai en régulation de vitesse (*-10% sur T_r*).

IV-3-3-2 Variation de *+10%* sur T_r

Dans ce paragraphe, nous donnons les résultats expérimentaux pour une variation de +10% sur la constante de temps rotorique dans l'observateur par rapport à la valeur identifiée.

La figure IV-11 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite à vide. D'après ces résultats, nous remarquons que la commande vectorielle associée à l'observateur est insensible à la variation de +10% sur la constante de temps rotorique dans l'observateur. Les performances sont satisfaisantes en termes de poursuite en vitesse. Le courant magnétisant rotorique et le couple électromagnétique ont été reconstruits de façon similaire à ceux obtenus sans variation paramétrique (figure IV-2).



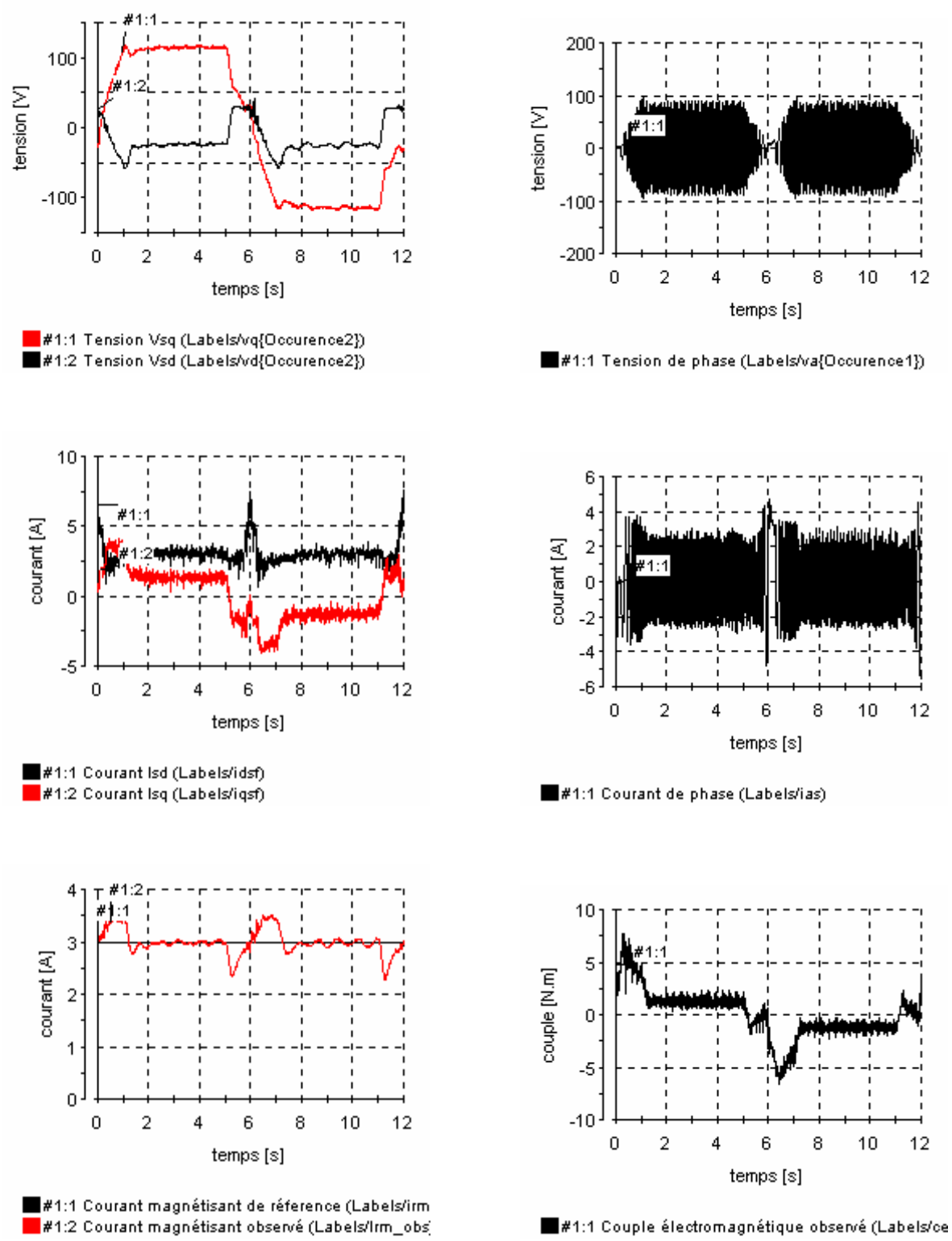
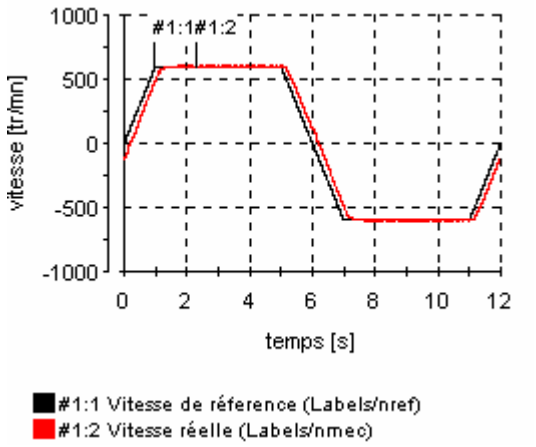
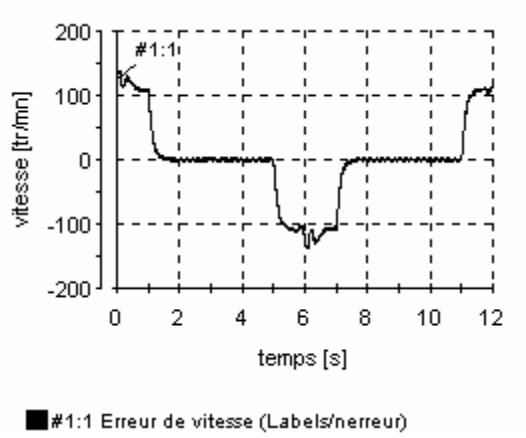
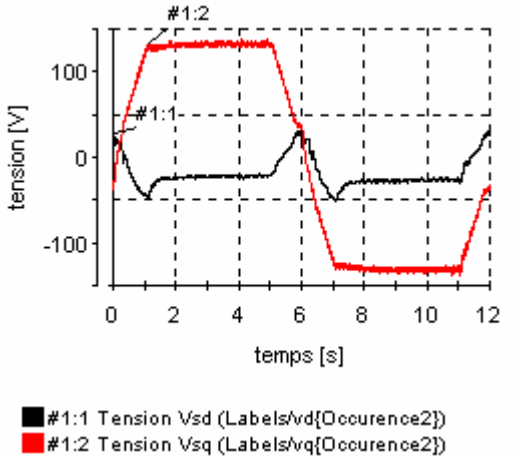


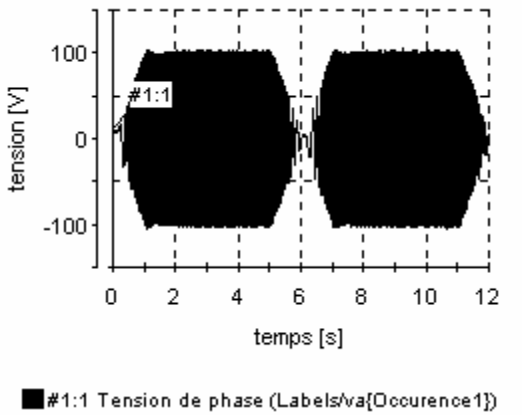
Figure IV-11 : Essai en poursuite à vide (+*10%* sur T_r).

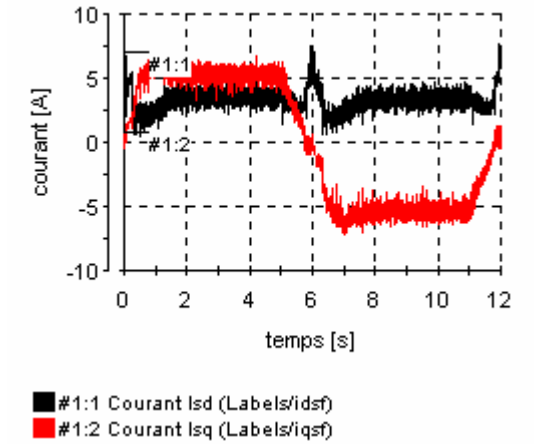
La figure IV-12 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite avec charge variable. Nous notons encore l'insensibilité de la commande vectorielle associée à l'observateur vis-à-vis de la variation de +10% de la constante de temps rotorique dans l'observateur. Ces résultats sont semblables à ceux obtenus sans variation (figure IV-4).

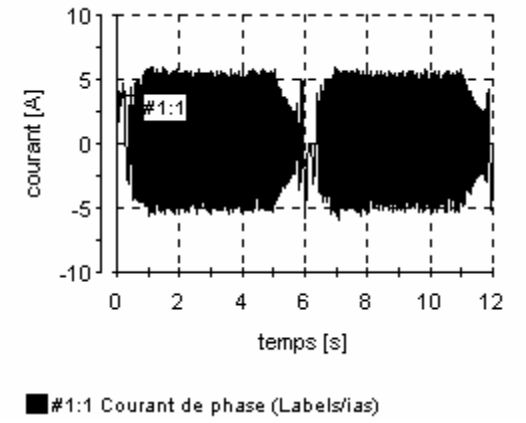

vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1#1:2
#1:1 Vitesse de réference (Labels/nref)
#1:2 Vitesse réelle (Labels/nmec)


vitesse [tr/mn]
temps [s]
#1:1
#1:1 Erreur de vitesse (Labels/nerreur)


tension [V]
temps [s]
#1:2
#1:1
#1:1 Tension Vsd (Labels/vd{Occurence2})
#1:2 Tension Vsq (Labels/vq{Occurence2})


tension [V]
temps [s]
#1:1
#1:1 Tension de phase (Labels/va{Occurence1})


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:2
#1:1 Courant Isd (Labels/idsf)
#1:2 Courant Isq (Labels/iqsf)


courant [A]
temps [s]
#1:1
#1:1 Courant de phase (Labels/ias)

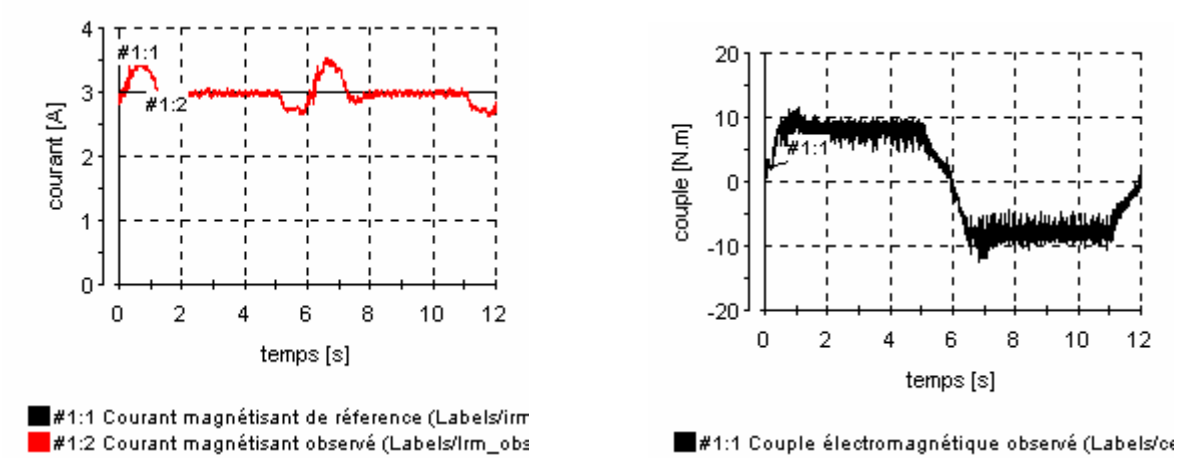
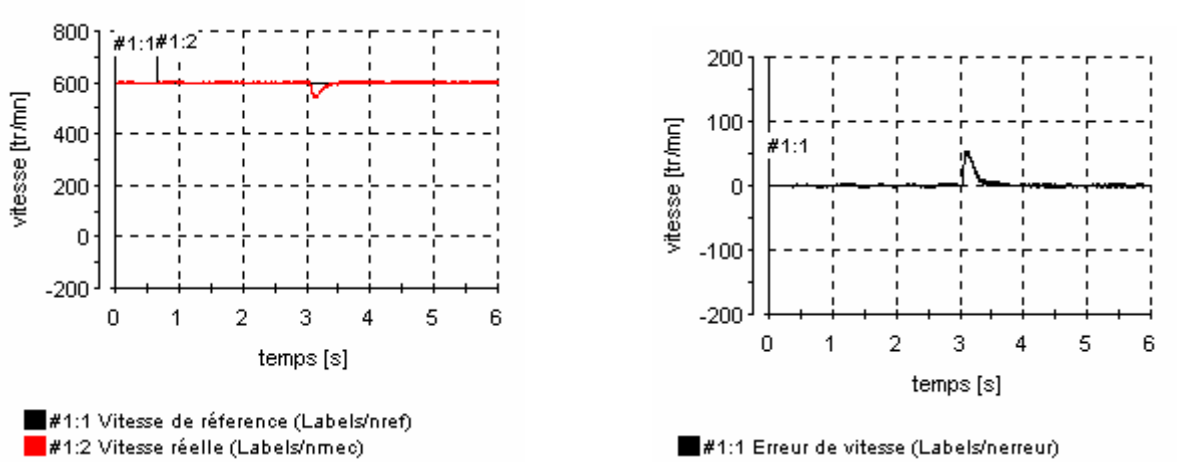


Figure IV-12 : Résultats de poursuite en charge (+*10%* sur T_r).

Sur la figure IV-13 est montré les résultats expérimentaux pour un essai en régulation de vitesse. Ces résultats sont semblables à ceux obtenus sans changement de la valeur de la constante de temps rotorique. D'où une insensibilité à la variation de de +10% de la constante de temps rotorique de la commande vectorielle associée à un observateur de flux.



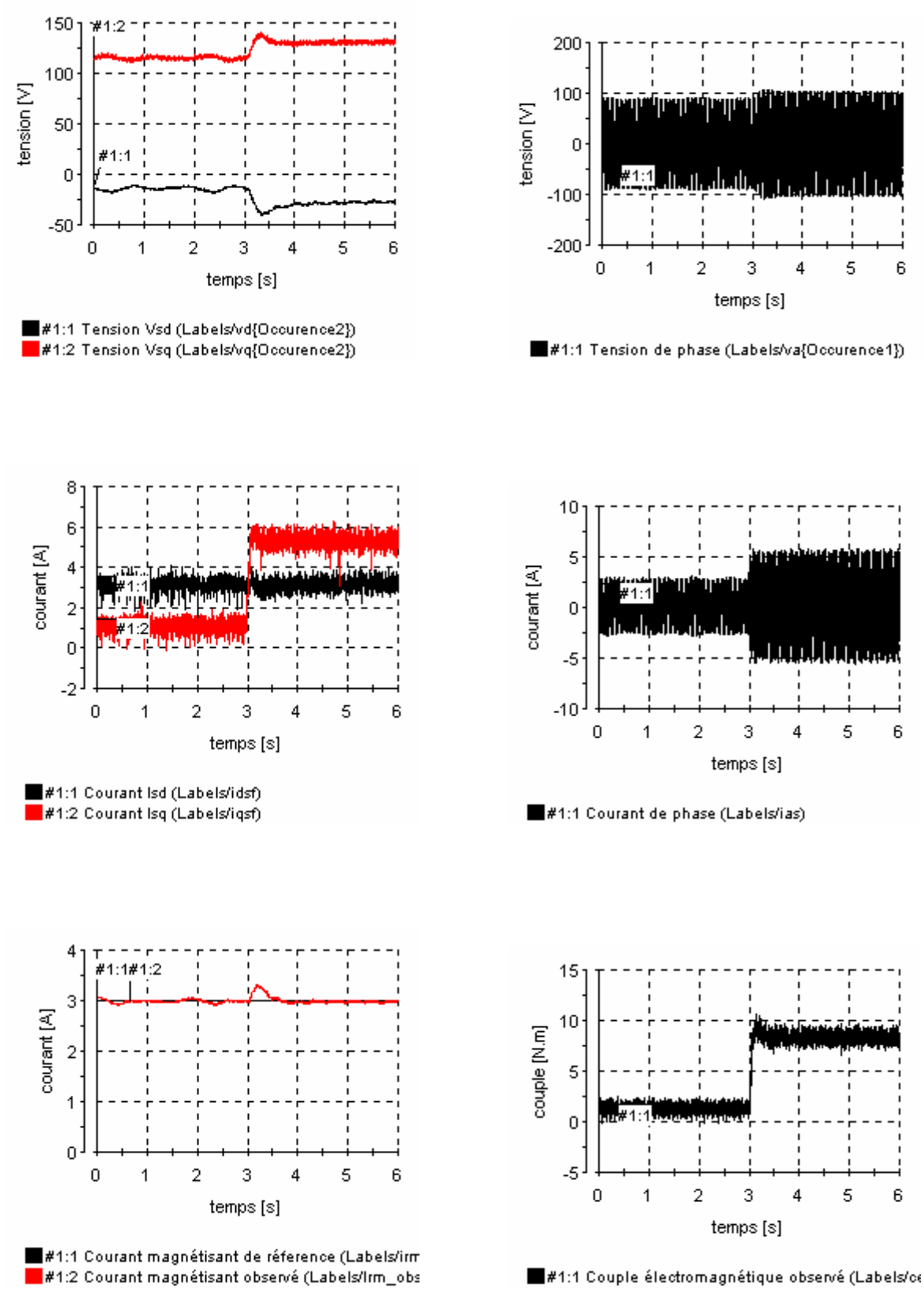


Figure IV-13 : Essai en régulation de vitesse (+*10%* sur T_r).

IV-4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la validation expérimentale de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone associée à un observateur non linéaire de flux de type grand gain. Le banc d'essai disponible a été présenté. Ensuite, après avoir défini les profils de poursuite et de régulation de la vitesse, nous avons présenté les résultats expérimentaux de validation de la commande vectorielle associée à l'observateur non linéaire de flux de type grand gain. Les différents résultats expérimentaux obtenus ont montré de bonnes performances de la commande associée à l'observateur. Enfin, des tests de robustesse significatifs vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique dans l'observateur ont été effectués certifiant ainsi la qualité de la commande vectorielle associée à l'observateur non linéaire mis en œuvre.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'implémentation de la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec observation du flux.

Nous avons commencé par aborder la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande et de l'observation de ses états internes. Nous avons exposé dans le détaille les problèmes d'observabilité auxquels la machine asynchrone est confrontée. Nous avons vu que dans le cas où l'information sur la vitesse mécanique est disponible, la machine asynchrone est localement observable. Dans le cas où la mesure de la vitesse n'est pas disponible, l'observabilité de la machine ne peut être établie en examinant seulement les mesures et leurs dérivées d'ordres premiers. Nous avons approfondi l'étude en essayant de savoir si l'on pouvait retrouver l'observabilité de la machine au moyen des mesures et de leurs dérivées d'ordre seconde. Le résultat obtenu a montré que les dérivées d'ordre second des mesures de la machine n'apportent aucune information sur l'observabilité de la machine. La machine asynchrone est inobservable lorsqu'elle fonctionne à très basse vitesse en particulier lorsque la vitesse de la machine est constante et la pulsation statorique est nulle.

Puis, à partir du modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre, nous avons montré que l'observabilité de la machine sans mesure de vitesse mécanique est perdue dans une zone d'instabilité que nous avons mise en évidence. Sans être totalement nouvelle, cette analyse dans le plan couple – vitesse met en lumière d'une manière très simple les zones d'instabilité de la machine asynchrone. Après, nous avons proposé la construction d'un observateur d'états linéaire pour le modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre. L'observateur linéaire synthétisé a été insérer dans la boucle de commande vectorielle de la machine asynchrone puis validé par simulation numérique.

Ensuite, un observateur non linéaire de type grand gain a été utilisée pour la reconstruction du flux rotorique de la machine asynchrone. Après avoir abordé les différentes étapes de synthèse de commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone, nous avons pu valider par simulation numérique l'observateur non linéaire de flux associé à la commande vectorielle, ce qui nous à permis d'envisager une implantation sur un banc expérimental disponible au laboratoire.

Enfin, nous avons testé et validé expérimentalement cette loi de commande associée à l'observateur avec mesure de vitesse mécanique. Les résultats obtenus avec des tests de robustesse vis-à-vis de la variation de la valeur de la constante de temps rotorique ont montré la qualité de la commande vectorielle à flux orienté associée à l'observateur de flux.

Comme perspectives, nous pouvons citer quelques points qui peuvent faire l'objet d'un travail futur :

- Validation expérimentale de la commande vectorielle associée à l'observateur linéaire proposé de la machine asynchrone.
- La suppression du capteur de vitesse est une nécessité industrielle qui s'impose aujourd'hui d'où le besoin de concevoir des observateurs capables de fournir une estimation de la vitesse mécanique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] R. P. Bouchard-Guy Olivier. *Conception de moteurs asynchrones triphasés*, Edition Corrigée, 1997.

[2] J.P. Caron, J.P Hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Edition Technip, 1995.

[3] Ph. Barret. *Régimes transitoires des machines électriques tournantes*. Edition Eyrolles, 1984.

[4] C. Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrones 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs*. Edition Hermès, 2000.

[5] M. Daniela. *Commande à structure variable appliquée à un moteur asynchrone*. Thèse de doctorat, I.N.S.A., Toulouse 1994.

[6] J. L. Thomas. *Problématique Industrielle : Commande des moteurs asynchrones*. Chapitre 2, page 27-28. Vol 1. Hermès 2000.

[7] B. Smail, E. Mendes, F. Bouillault, A. Razek. *Vector Controlled Induction Machine Simulation–Parameter Sensitivity Analysis.* IMACS – TC1' 90, Nancy, pp. 291-296, September 1990.

[8] J. Chiasson. *Non linear controllers for induction motors.* IFAC Conference System Structure and Control, Nantes, France, 5 – 7 July 1995.

[9] F. Liu. *Synthèse d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires.* Thèse de doctorat, Université de Caen/Basse Normandie, Décembre 2007.

[10] L. A. Calvillo Corona. *Quelques contributions aux observateurs non linéaires à horizon glissant.* Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2002.

[11] R. Hermann and A. J. Krener. *Nonlinear controllability and observability.* IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 22, pp. 728-740, October 1977.

[12] H. Hammouri, J. De Leon Morales. *Observer synthesis for state – affine systems.* Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control, Honolulu, Hawaii, pp. 784-785, December 1990.

[13] C. Canudas de Wit, A. Youssef, J. P. Barbot, Ph. Martin and F. Malrait. *Observability conditions of induction motors at low frequencies.* Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia, pp. 2044-2049, December 2000.

[14] F. Malrait. *Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle « sans capteur »*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, Février 2001.

[15] M. Ghanes, A. Girin and T. Saheb. *Original benchmark for sensorless induction motor drives at low frequencies and validation of high observer*, IEEE Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts June 30 – July 2, 2004.

[16] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau. *Observability study and observer – based interconnected from for sensorless induction motor.* Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control Manchester Grand Hyatt Hotel, San Diego, CA, USA, December 13 –15, 2006.

[17] D. Guillaume. *Contribution à l'étude des observateurs non linéaires.* Thèse de doctorat, Ecole Nationale supérieure des Mines de Paris, Octobre 1998.

[18] M. Ghanes. *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique.* Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes – Université de Nantes, Novembre 2005.

[19] S. Ibarra-Rojas, J. Moreno, G. Espinosa-Perez. *Global observability analyse of sensorless induction motors.* Automatica, Vol. 40, Issue: 6 pp. 1079-1085, June 2004.

[20] W. Leonard. *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag. 2nd edition, 1996.

[21] T. Kailath. *Linear Systems*. Prentice – Hall, Englewood, New Jersey, 1980.

[22] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J. P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis. *Commande et Optimisation des Processus.* Edition Technip, Paris, 1990.

[23] D. G. Luenberger. *Canonical forms for linear multivariable systems*. IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 6, pp.596-602, 1967.

[24] E. Delmotte. *Observateur robuste de flux pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1998.

[25] G. Buche. *Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink*. Mémoire d'ingénieur, Conservatoire National des Arts et Métiers, Mars 2001.

[26] C. Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrones 1 : Modélisation ; Control vectoriel et DTC*. Edition Hermes 2000.

[27] G. Bornard, H. Hammouri. *A high Gain Observer for a Class of Uniformly Observable Systems*. IEEE Proceeding of the 30th Conference on Decision and Control Brighton, England, pp. 1494-1496, December 1991.

[28] J.P. Gauthier, H. Hammouri, and S. Othman. *A Simple Observer for Nonlinear Systems Applications to Bioreactors*. IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 37, pp. 876-880, June 1992.

[29] H. Sediki, S. Djennoune, B. Boukais. *On-line compensation of nonlinearity in PWM inverter feeding induction motor*. Journal of Electrical Engineering (J.E.E.), Vol. 09, Issue N° 01, April 2009.

[30] dSPACE documentation. *DS 1102 RTI and Implementation Guide*. January 2001.

[31] J. J. DiStefano, A. R. Stubberud, I. J. Williams. *Systèmes Asservis*. Edition Mc Graw – Hill. Inc, Paris 1990.

[32] J. F. Massieu, P. Dorleans. *Modélisation et analyse des systèmes linéaires*. Edition Ellipses, Paris 1998.

[33] D. G. Luenberger. *An introduction to observers.* IEEE Transaction on Automatic Control, AC – 16, pp. 596-603, December 1971.

[34] G. C. Verghese, S. R. Sanders. *Observers for flux estimation in induction machines.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IE-35 N° 1, pp. 85-94, February 1988.