

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec
Observateur de Vitesse à Grand Gain

Proposé et dirigé par :
- Dr :H. BENDERRADJI

Présenté par :
- BENKHENOUF Belkacem

Année Universitaire: 2013/2014

N° d'ordre : 089

Remerciement

Nous tenons avant tout à remercier notre Bon Dieu tout Puissant de m'avoir donné le Courage, la force et la volonté pour achever ce modeste travail.

Mon encadreur, Mme : H.BENDERRADJI, pour nous avoir encadrés, dirigé et conseillé, et pour avoir mis à notre disposition tous les moyens nécessaires à l'accomplissement de ce travail.

Mes sincères remerciement à l'ensemble des Enseignants et le chef de département qui ont Contribué à notre formation avec beaucoup De dévouement et de compétence en n'oubliant Jamais les personnes qui ont Participés de près ou de loin à ce modeste travail.

BENKHENNOUF belkacem

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma très très chère mère source de tendresse

A mon très cher père, qui m'encourage

Dans les instants délicats

A mes chers frères

A tous mes amis

A tous mes amis d'études

A toute ma grande famille BENKHENNOUF.

Sommaire

Table des Figures

Notation Et Symbole

Intoduction générale I

Chapitre I

Introduction aux observateurs à grand gain

I.1. Introduction1

I.2. Principe de l'estimation d'état.....2

I.3. L'estimateur2

I.4. Observateurs3

I.4.1. Observateurs linéaires.....3

I.4.1.1. Principe de fonctionnement des observateurs linéaires (observateur de Luenberger)...3

I.4.1.2. Modèle mathématique de l'observateur linéaire.....4

I.4.2. Observateurs non linéaires4

I.4.2.1. Observabilité5

I.4.2.2 Observabilité au sens du rang5

I.4.3. Différents types d'observateurs.....7

I.4.3.1. Les observateurs déterministes7

I.4.3.2. Les observateurs stochastiques7

I.5. Observateur à grand gain.....7

I.5.1. Conception de l'observateur à grand gain8

I.6. Analyse de la stabilité de l'observateur a grand gain9

IV.6.1. Equations de l'obsevateur 10

IV.6.2. Démonstration 11

I.7. Conclusion.....13

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone triphasée

II.1. Introduction.....	14
II.2. Généralités sur la Machine Asynchrone Triphasée	14
II.2.1. Définition.....	14
II.2.2. Description de la machine asynchrone	14
II.2.3. Les Avantages et les Inconvénients d'une MAS	15
II.2.4. Hypothèse simplificatrices.....	15
II.3. Modélisation de la Machine Asynchrone.....	16
II.3.1. Modèle généralise triphasé de la MAS.....	16
II.3.2. Equations générales de la machine asynchrone	17
II.3.2.1. Equation électrique	17
II.3.2.2. Equation magnétiques	18
II.3.2.3. Equation mécanique.....	19
II.4. Transformation de Park.....	19
II.4.1. Equations des tensions.....	20
II.4.2. Equations magnétiques	21
II.4.3. Equation mécanique	21
II.5. Différents repères de transformation	21
II.6. Expression du couple électromagnétique	22
II.7. Représentation d'état du modèle de la MAS.....	22
II.7.1. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant	24
II.8. Présentation du système simulé	24
II.8.1. Résultats de simulation.....	25
II.8.2. Interprétation des résultats de simulation	27

II.9. Modélisation de l'alimentation du MAS	28
II.9.1. Modélisation de l'onduleur de tension	28
II.9.2. Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoïdale	31
II.10. Présentation du système simulé	32
II.10.1. Résultats de simulation.....	32
II.10.2. Interprétation des résultats de simulation	34
II.11. Conclusion :	34

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone avec observateur à grand gain en cascade de flux et de couple de charge

III.1. Introduction	35
III.2. Commande vectorielle par orientation du flux	35
III.2.1. Principe de découplage	36
III.2.2. Principe de base de la commande vectorielle.....	36
III.3. la commande vectorielle directe et indirecte	37
III.3.1 Méthode indirecte	38
III.3.2. Méthode directe	38
III.4. Structure CVD de la MAS	38
III.4.1. Découplage entré-sortie.....	39
III.4.2. Découplage par compensation.....	39
III.4.3. Détermination de flux Φ_r et la pulsation statorique ω_s	41
III.5. Calcul des régulateurs	42
III.5.1. Régulateurs des courants	42
III.5.2. Régulateur du flux rotorique.....	43
III.5.3. Régulateur de vitesse.....	45
III.6. Résultats de simulation :	46
III.6.1. Interprétation.....	47

III.7. Application de l'observateur à grand gain sur la machine asynchrone contrôlé par la commande vectorielle :	48
III.7.2. Observateur de flux rotoriques)	50
III.7.2.1. Résultats de simulation	52
III.7.2.2. Interprétation des résultats	54
III.7.3. Observateur pour le couple de charge	54
III.7.3.1. Résultats de simulation	57
III.7.3.2 Interprétation des résultats	58
III.7.4 Test de robustesse	58
III.7.4.1. Test de robustesse avec variation de la charge :	59
III.7.4.2. Test de robustesse avec variation de la vitesse :	60
III.7.4.3. Test de robustesse avec variation de résistance rotorique :	61
III.8. Conclusion	62

Chapitre IV

Commande de la machine asynchrone avec observateur de flux et de vitesse à grand gain interconnecté

IV .1. Introduction.....	63
IV.2. Observateur à grand gain interconnecté.....	63
IV.2.1. Principe	63
IV.2.2. Observateurs à grand gain interconnectés appliqués à la machine asynchrone	64
IV.2.2.1 Le premier sous système:.....	65
IV.2.2.2 Le deuxième sous système:.....	65
IV.3. Résolution de l'équation de Lyapunov	67
IV.4. Interprétation du capteur logiciel.....	68
IV.5. Simulation de la machine asynchrone raccordée à l'observateur interconnecté à grand gain	69
IV.5.1. Les résultats de simulations.....	71

IV.5.2. Interprétation	73
IV.6. Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteurs mécaniques	73
IV.6.1. Les résultats de simulations.....	73
IV.6.2. Interprétation	75
IV.6.3. Test de robustesse	75
IV.6.3.1. Test de robustesse avec variation de la charge	76
IV.6.3.2. Test de robustesse avec variation de la vitesse	77
IV.7. Conclusion	78
Conclusion générale	80
Bibliographies	
Annexe	

Table des figures

Chapitre I

Introduction aux observateurs à grand gain

Fig. (I-1) : Schéma de principe d'un estimateur.....	2
Fig.(I-2) : Structure d'un observateur linéaire.....	3

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Fig. (II-1) : Machine asynchrone à cage d'écureuil	15
Fig. (II-02) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée	16
Fig. (II-03) :Représentation du passage d'un système triphasé a celui biphasé.....	19
Fig. (II-4) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.....	21
Fig. (II-05) : Schéma de Bloc de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau	25
Fig. (II-06) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau à vide ($C_r=0$ N.m).....	26
Fig. (II-07) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau et en appliquant un couple résistant ($C_r=25$ N.m) à $t=0.8$ seconde.....	27
Fig. (II-8) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS	29
Fig. (I-9) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode	29
Fig. (II-10) : Principe de la MLI Sinus-Triangle.....	31
Fig.(II-11) : Schéma de Bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur MLI	32
Fig.(II-12) :Simulation de l'association onduleur MLI –machine avec application d'un couple de charge de ($C_r=25$ N.m)	33

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone avec observateur à grand gain en cascade de flux et de couple de charge

Figure (III-1) : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu	36
Fig.(III-2) : Illustration de l'orientation du flux rotorique	37
Fig.(III-3) :Découplage par addition des termes de compensation	40
Fig. (III-4) : Régulation du courant i_s	42
Fig. (III-5) Régulation du flux.....	44
Fig. (III-6) : Régulation du vitesse	45
Fig (III-7): Résultats de simulation de la CV dans un fonctionnement nominal.	47
Fig. (III-8): Résultats de simulation de la CV raccordée a l'observateur a grand gain de couple de flux	54
Fig. (III-9): Résultats de simulation de la CV raccordée a l'observateur a grand gain de couple de charge.....	57
Fig. (III-10): Résultats de simulation de la CV raccordée à l'observateur à grand gain avec variation de la charge.....	59
Fig. (III-11): Résultats de simulation de la CV raccordée a l'observateur à grand gain avec variation de la vitesse	60
Fig. (III-12): Résultats de simulation de la CV raccordée a l'observateur a grand gain avec variation de la résistance rotorique.....	61

Chapitre IV

Commande de la machine asynchrone Avec observateur de flux et de vitesse à grand gain interconnecté

Fig. (IV-1) : Observateurs à grand gain interconnectés.....	68
--	----

Fig. (IV-2) : Blocs de simulation, sous <i>Matlab Simulink</i> , de la machine asynchrone raccordée aux observateurs à grand gain interconnectés.....	70
Fig.(IV-3) : Blocs de simulation, sous <i>Matlab Simulink</i> ,de l'observateurs à grand gain interconnectés.....	70
Fig.(IV-4) : Les résultats de simulations en boucle ouverte de la machine asynchrone raccordée aux observateurs à grand gain interconnectés.....	72
Fig.(IV-5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone raccordée aux observateurs à grand gain interconnectés contrôlé par la commande vectorielle	75
Fig. (IV-6) : résultats de simulation avec variation de la charge.....	77
Fig. (IV-7) : Résultats de simulation avec variation de la vitesse	78

Introduction Générale

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées mode glissant, Retour d'état et commande vectorielle, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charge extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées. Ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, à cause de leurs difficultés de montages entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leurs sensibilités aux interférences extérieures et leurs maintenances très coûteuses. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant) et le moteur est déjà installé dans son milieu d'utilisation et bien souvent il n'y a pas matériellement de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor. De plus, le capteur mécanique peut représenter une perte de fiabilité pour la commande du moteur. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur à induction sans capteur mécanique exige une attention particulière de la part de nombreux industriels désireux d'équiper le parc moteur à induction déjà en place.

Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour les reconstitutions des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes [1].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la commande vectorielle directe d'une machine à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur d'état non linéaire appelé observateur à grand gain.

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants:

- Dans Le premier chapitre on s'intéresse à présenter quelques rappels sur les observateurs linéaires en prendre comme exemple l'observateur de Luenberger, ensuite, on a introduit les observateurs non linéaires appelés observateurs à grand gain.
- Le second chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS alimenté par un onduleur à MLI, en utilisant la transformation de Park. La simulation du ce modèle dans les deux repères, synchrone et celui lié au stator sera présentée.
- Le troisième chapitre est composé de deux parties :
 - La première partie concerne, la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés.
 - Dans la deuxième partie on a appliqué l'observateur à grand gain en cascade sur la machine asynchrone pour estimer les grandeurs de flux et le couple de charge. Les résultats de simulation de la commande vectorielle en charge en observant le couple et le flux rotorique avec variation de vitesse et de la résistance rotorique seront présentés.
- Dans le quatrième chapitre on a reconstitué la vitesse mécanique de la machine asynchrone dans le but de réaliser une CVD sans capteur mécanique. On a utilisé un autre type d'observateur appelé observateur à grand **Interconnecté**. Différents tests de simulations ont été fait comme la variation de charge, la variation de vitesse et la variation de la résistance rotorique. Les résultats sont très satisfaisants.

Chapitre I

Introduction aux observateurs à grand gain

I.1. Introduction

La commande d'un procédé nécessite souvent la connaissance complète et à tout instant de ces différentes variables d'état. Compte tenu des contraintes économiques, technologiques et même de faisabilité, il est souvent difficile d'accéder à toutes les variables qui constituent le vecteur d'état. Alors, pour résoudre ce problème, la conception d'un tel système auxiliaire, appelé observateur d'état dont ses entrées sont les entrées et les sorties du système réel et sa sortie est le vecteur d'état estimé, s'avère fort indispensable..

Les premiers travaux sur les observateurs ont été publiés vers les années soixante par Kalman et par suite par Luenberger .Depuis, les chercheurs se sont intéressés à la conception des observateurs d'état pour les systèmes linéaires invariants dans le temps et ceci dans un milieu déterministe ou stochastique.

La non linéarité et la non stationnarité des systèmes industriels ont incité les chercheurs à développer des approches étendues des observateurs linéaires telle que le filtre de Kalman étendu .L'inconvénient majeur de ce type d'observateurs est la difficulté de résoudre l'équation dynamique de Ricatti dont il fait appel ainsi que sa stabilité n'est pas prouvée ce qui rend cette méthode inexploitable.

C'est vers les années quatre vingt que d'autres types d'observateurs d'état pour les systèmes non linéaires ont été proposés .

Dans un premier temps, les chercheurs ont proposé la synthèse d'un observateur pour une classe des systèmes non linéaires dont le système d'erreur est linéarisable à l'aide des transformations d'état qui rendent les non linéarités du système dépendantes uniquement des entrées et des sorties mesurables du système . A ce niveau ,la transformation non linéaire est souvent difficile et l'application est réservée à une classe réduite des systèmes non linéaires.

Une autre approche est apparue, vers les années quatre-vingt dix, qui consiste à bien exploiter les techniques des inégalités matricielles (LMI : Linear Matrix Inequalities).Cette méthode consiste à synthétiser le gain de l'observateur en résolvant un système LMIs, c'est le cas par exemple de l'observateur de Luenberger généralisé .Mais, l'inconvénient majeur de cette méthode est la relative difficulté de trouver une solution pour le système LMIs considéré.

Les observateurs à grand gain sont des observateurs non linéaires qui prennent en compte la non stationnarité et la non linéarité des procédés industriels et qui assurent ,en même temps, une bonne estimation de l'état réel avec un réglage aisé du vecteur gain . Ils ont été introduits, en premier lieu, par Gauthier et al.[2].

Au début, on présente dans ce chapitre quelques rappels sur les observateurs linéaire et non linéaire. Ensuite on s'est intéressé aux observateurs à grand gain et la démonstration de sa stabilité.

I.2. Principe de l'estimation d'état

Un observateur ou reconstruteur d'état est un capteur logiciel permettant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur ou l'estimateur d'état a pour entrées les entrées et les sorties du système réel et pour sorties le vecteur d'état estimé [2].

I.3. L'estimateur

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine [3]. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur fig(I-1) [1].

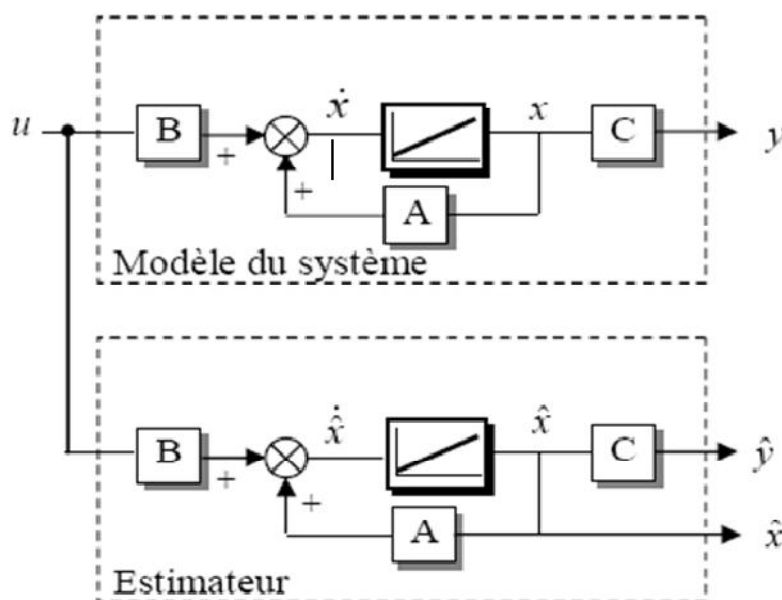


Fig. (I-1) : Schéma de principe d'un estimateur.

I.4. Observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré. Elles peuvent être classées en deux grandes catégories:

- Observateur pour les systèmes linéaires.
- Observateur pour les systèmes non linéaires.

I.4.1. Observateurs linéaires

En général, un observateur d'état d'un système est l'expression du modèle du système en représentation d'état qui permet de reconstituer l'évolution de ses états sur la base de mesures effectuées par les grandeurs d'entrée et sortie. Les sorties du modèle à choisir n'étant pas nécessairement les grandeurs à commander mais les grandeurs accessibles à la mesure.

I.4.1.1. Principe de fonctionnement des observateurs linéaires (observateur de Luenberger)

La structure de l'observateur indiquée sur la figure (I-2) fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte, celui-ci est tout simplement le modèle d'état du système. Comme, lors du fonctionnement normal, le système est soumis à son environnement, le modèle ne peut pas refléter l'action de cet environnement sur les états du système. On introduit alors une matrice L qui permet d'annuler l'écart entre la sortie du système et celle de l'observateur. Cette matrice intervient aussi sur la dynamique de l'observateur elle est déterminée de sorte que la dynamique de l'observateur soit plus rapide que celle du système. En effet, ce n'est qu'en régime permanent des sorties que l'erreur peut être annulée. C'est donc à ce moment là que l'observateur reconstitue convenablement l'évolution des états; la structure d'observateur d'état linéaire est décrite sur la figure suivante:

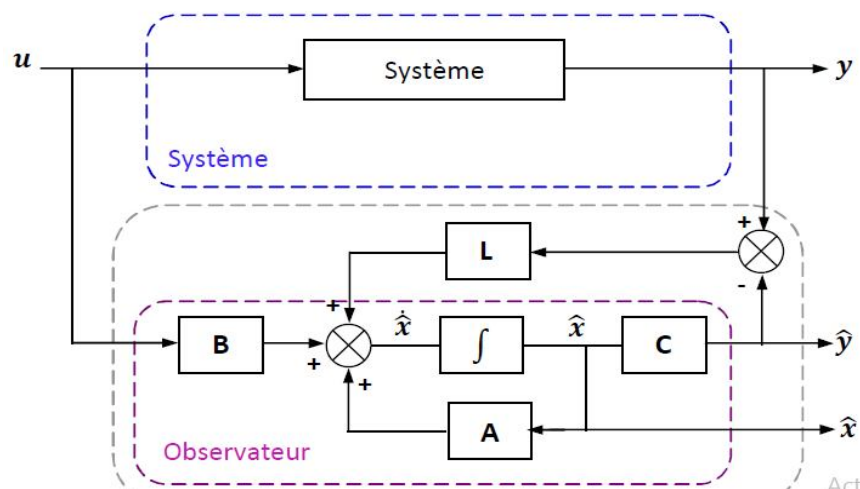


Fig.(I-2) Structure d'un observateur linéaire

La sortie du système est comparée à la sortie estimée et la différence est pondérée par le gain de *Luenberger*, noté L . Le résultat de cette pondération est utilisé comme contre-réaction dans les équations de l'observateur afin de rendre nulle l'erreur d'observation. Le problème consiste alors à déterminer le gain de l'observateur, il est calculé de façon à annuler l'erreur d'observation avec une dynamique satisfaisante. Puisqu'il permet de modifier les valeurs propres de la matrice $(A-LC)$ qui sont déterminantes dans le comportement dynamique de l'observateur [4].

I.4.1.2. Modèle mathématique de l'observateur linéaire

Soit le modèle d'état d'un système linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I} - 1)$$

Le modèle de l'observateur est alors donné par:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{I} - 2)$$

On vient corriger l'évolution de l'état grâce au modèle en fonction de l'écart $(y - \hat{y})$ constaté entre la sortie observée et la sortie reconstruite par l'observateur.

Le modèle de l'observateur peut alors être réécrit sous la forme :

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \quad (\text{I} - 3)$$

Cette relation montre bien que l'observateur reconstruit l'état en fonction de la commande u et la mesure y . La matrice est appelée matrice de gain et doit être choisie de manière à ce que l'erreur sur l'état converge exponentiellement vers 0.

Soit $\tilde{x} = (\hat{x} - x) \rightarrow 0$, pour cela, il suffit que la matrice $(A - LC)$ soit une matrice *Hurwitz*, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu.

I.4.2. Observateurs non linéaires

L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état du système peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrée et sortie. Contrairement au cas linéaire, le problème d'observabilité des systèmes non linéaires se complique, dans la mesure où l'observabilité dans ce cas peut dépendre de l'entrée appliquée et des conditions initiales.

Pour les systèmes non-linéaires, il n'existe pas de solution générale pour le calcul des observateurs. Une des difficultés théoriques de la synthèse d'observateurs non linéaire est due à l'existence d'entrées rendant le système inobservable, qui est un phénomène typique dans un cadre non-linéaire. Les premières solutions théoriques proposées consistent souvent à mener d'une façon ou d'une autre aux systèmes linéaires [5].

Dans le cas de la machine asynchrone, le fonctionnement et le modèle mathématique sont d'une complexité assez élevée à cause de la non linéarité des équations et des grandeurs rotoriques quasi inaccessible. Un observateur non linéaire est exposé dans [6] [7], il ne requiert ni linéarisation ni approximation, comme dans le cas des méthodes qui reposent sur la linéarisation exacte et le filtre de Kalman étendu. L'observateur ainsi obtenu, porte le nom d'observateur à grand gain. On rappelle, dans ce qui suit, quelques résultats bien connus sur ce sujet [5].

I.4.2.1. Observabilité

Une définition plus précise de l'observabilité est donnée dans le cas des systèmes non linéaires à temps continu de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (\text{I} - 4)$$

Avec $f : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $h : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^p$

Le système non linéaire de l'équation (I - 4) est dit observable s'il n'admet pas de paire indiscernable. En d'autres termes, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système [6].

I.4.2.2 Observabilité au sens du rang

Un champ de vecteurs f peut être interprété selon les besoins de deux manières [8]:

1- Comme une application qui à tout point x assigne un vecteur $f(x)$. Dans ce cas on l'écrit dans la base canonique sous la forme:

$$f(x) = [f_1(x) \ f_2(x) \ \dots \ f_n(x)]^T \quad (\text{I} - 5)$$

On dit que les f_i sont ses composantes. Sous cette forme, on dit aussi qu'il régit un système d'équations différentielles (une dynamique) dont les courbes tangentes $x(t)$ vérifient :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \quad (\text{I} - 6)$$

On dit que $x(t)$ est une courbe intégrale de f .

2- Comme une dérivation qu'il faut écrire sous la forme suivante :

$$f = f_1 \frac{\partial}{\partial x_1} + f_2 \frac{\partial}{\partial x_2} + \dots + f_n \frac{\partial}{\partial x_n} \quad (\text{I} - 7)$$

Sous cette forme il s'applique à une fonction réelle $h(x)$ comme suit :

$$L_f h = f_1 \frac{\partial h}{\partial x_1} + f_2 \frac{\partial h}{\partial x_2} + \dots + f_n \frac{\partial h}{\partial x_n} \quad (\text{I} - 8)$$

Cette nouvelle fonction $L_f h$ s'appelle la dérivée de Lie de h dans la direction de f .

Si $f = \frac{\partial}{\partial x_i}$, alors $L_f h = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ et on reconnaît les dérivations partielles.

❖ Définition observabilité

Soit le système dynamique non linéaire suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{I} - 9)$$

Où $x \in R^n$ représentent l'état, $u \in R^m$ l'entrée et $y \in R^p$

On dit que la paire (f, h) est observable au sens du rang si la différentielle de la sortie h avec les différentielles de ses dérivées de Lie successives dans la direction de f jusqu'à l'ordre $n-1$ sont indépendante (sur un voisinage de 0). C'est-à-dire que [8]:

$$\text{Rang} \{ dh, dL_f h, \dots, dL_f^{n-1} h \} = n \quad (\text{I} - 10)$$

Où l'écriture de $dL_f^k h$ ici est donnée par le co-vecteur :

$$dL_f^k h = \left(\frac{\partial L_f^k h}{\partial x_1}, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_n} \right) \quad (\text{I} - 11)$$

On remarque que $L_f^k h = y^{(k)}$ est la dérivée $k^{\text{ième}}$ de la sortie y

Généralement, l'observabilité d'un système non-linéaire dépend des entrées appliquées. On dit que le système est uniformément observable ou observable pour toute entrée si cette propriété est vérifiée pour tout u appartenant à un ensemble de commande U [5] [6].

I.4.3. Différents types d'observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré. Pour un système linéaire, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

- Observateurs de type déterministe.
- Observateurs basés sur le filtrage stochastique de KALMAN.

I.4.3.1. Les observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état; l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants dans le cas de modèles non linéaires.

I.4.3.2. Les observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système. L'algorithme du filtre Kalman représente bien cette classe d'observateurs.

Pour les systèmes non- linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple:

- Observateurs ou les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov.
- Observateurs à structure variable (Modes Glissants).
- Observateurs à grand gain.
- Observateur par Backstepping.

I.5. Observateur à grand gain

Un observateur de type grand gain est synthétisé pour une classe de systèmes non linéaires uniformément observables. Le principe repose sur l'introduction d'un gain d'observation qui dépend d'un paramètre. Le nom "grand gain" est dû au fait que le gain de l'observateur est suffisamment grand pour affaiblir la non-linéarité du système [9] [7].

Considérons le système non linéaire suivant:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{I} - 12)$$

Supposons que le système (I - 12) est uniformément observable pour toutes les Entrées u , Il est alors possible d'effectuer le changement de variable $\zeta = \Gamma(x)$ qui transforme le système (I - 12) sous la forme canonique observable suivante [10]:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + \phi(u, \xi) \\ y = C\xi \end{cases} \quad (\text{I} - 13)$$

Le développement des équations (I - 13), permet d'obtenir le système d'équations suivant:

$$\dot{\xi} = \begin{pmatrix} \xi_2 \\ \xi_3 \\ \dots \\ \xi_n \\ \varphi(\xi) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g'_1(\xi_1) \\ g'_2(\xi_1, \xi_2) \\ \dots \\ g'_{n-1}(\xi_1, \dots, \xi_{n-1}) \\ g'_n(\xi) \end{pmatrix} \cdot u = f'(\xi) + g'(\xi)u \quad (\text{I} - 14)$$

$$y = \xi_1 := C\xi$$

Où la fonction $g'(\zeta)$ est globalement lipchitzienne par rapport à ζ , uniformément par rapport à u .

I.5.1. Conception de l'observateur à grand gain

La conception de l'observateur à grand gain pour les systèmes non-linéaires sous la forme canonique d'observabilité uniforme (I - 13) nécessite les deux hypothèses suivantes [5]:

❖ **Hypothèses:**

- 1- Les deux fonctions non-linéaires f est g sont globalement lipchitziennes.
- 2- L'entrée u reste toujours dans un ensemble borné U .

L'observateur à grand gain est donné sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}} = f'(\hat{\xi}) + g'(\hat{\xi})u + S_{\infty}^{-1}(\theta)C^T(y - C\hat{\xi}) \\ \hat{y} = C\hat{\xi} \end{cases} \quad (I-15)$$

Avec S_{∞} solution définie positive de l'équation de Lyapunov qui est un outil puissant pour l'étude de la stabilité de l'observateur.:

$$\dot{S}_{\infty} = -\theta S_{\infty} - A^T S_{\infty} - S_{\infty} A + C^T C \quad (I-16)$$

On constate que pour suffisamment grand, le gain de l'observateur $S_{\infty}^{-1}C^T$ permet d'annuler l'erreur d'estimation $\tilde{\zeta} = (\hat{\zeta} - \zeta) \rightarrow 0$, d'où l'intérêt de l'observateur à grand gain.

Il faut noter néanmoins que la transformation inverse de la matrice S_{∞} fait appelle à son déterminant, qui peut s'annuler à un moment donné. Ce qui fait augmenter considérablement le gain $S_{\infty}^{-1}C^T$ de l'observateur à grand gain. Cette augmentation excessive du gain engendre la perte d'observabilité au moment de l'annulation du déterminant de la matrice S_{∞} , ce qui est un inconvénient lors de l'implémentation de l'observateur à grand gain [6] [10] [9].

I.6. Analyse de la stabilité de l'observateur a grand gain

On considère les systèmes non linéaires multi variables "MIMO" qui peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(u, x) \\ y = Cx = x^1 \end{cases} \quad (I-18)$$

$$x = \begin{pmatrix} x^1 \\ x^2 \\ \vdots \\ x^q \end{pmatrix}; \varphi(u, x) = \begin{pmatrix} \varphi^1(u, x^1) \\ \varphi^2(u, x^1, x^2) \\ \vdots \\ \varphi^q(u, x) \end{pmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & I_p & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & I_p & \\ 0 & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & & \ddots & I_p \\ 0 & \dots & & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

$C = [I_p, 0_p, \dots, 0_p]$, $y \in \mathbb{R}^p$, l'état de $x \in \mathbb{R}^n$ avec $x^k \in \mathbb{R}^p, k = 1, \dots, q$;

L'entrée $u = U \in \mathbb{R}^s$, $\varphi(u, y) = \mathbb{R}^n$, $\varphi^k(u, y) = \mathbb{R}^p, k = 1, \dots, q$.

$$\begin{cases} \dot{x}^1 = x^2 + \varphi^1(u, x^1) \\ \dot{x}^2 = x^3 + \varphi^2(u, x^1, x^2) \\ \vdots \\ \dot{x}^{q-1} = x^q + \varphi^{q-1}(u, x^1, x^2, \dots, x^{q-1}) \\ \dot{x}^q = \varphi^q(u, x) \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

Considérons deux sorties y et \bar{y} qui correspondent respectivement aux états x et \bar{x} . Pour montrer que (I-18) est uniformément observable, il suffit de montrer que si $y = \bar{y}$, alors $x = \bar{x}$. En effet, $y = x^1$ et $\bar{y}^1 = \bar{x}^1$, on a donc par hypothèse:

$$x^1 = \bar{x}^1$$

➤ **Hypothèse(H1)** : La fonction $\varphi(u; x)$ est globalement Lipschitzienne en x uniformément en u .

➤ **Notations**:

(1) $\Delta_\theta = \text{diag} \left[I_p, \frac{1}{\theta} I_p, \dots, \frac{1}{\theta^{q-1}} I_p \right]$, $\theta > 0$ est un nombre réel.

(2) Soit S la matrice symétrique définie positive, unique solution de l'équation Algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + SA - C C^T = 0 \quad (\text{I-21})$$

(3) Soit Ω un compact quelconque de \mathbb{R}^n et soit la fonction $K: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$; $\zeta \rightarrow K(\zeta)$

Et vérifiant la propriété suivante:

$$\forall \xi \in \Omega : \xi^T C^T C K(\xi) \geq \frac{1}{2} \xi^T C^T C \xi \quad (*)$$

1.6.1. Equations de l'observateur

Un observateur à grand gain pour le système (I.18) peut être décrit par le système dynamique suivant :

$$(Ob) \{ \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi(u, \hat{x}) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T C K(\hat{x}) \} \quad (\text{I-22})$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}^1 \\ \hat{x}^2 \\ \vdots \\ \hat{x}^q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n; \hat{x}^k \in \mathbb{R}^p; k = 1, \dots, q$$

$K(\hat{x})$ est une fonction de synthèse satisfaisant (*)

➤ **Théorème 1 :** Supposons que le système (I-18) satisfait l'hypothèse (H1). Alors, le système (Ob) est un observateur exponentiel pour le système (1) lorsque ses entrées sont bornées.

$$(1) \Delta_\theta A \Delta_\theta^{-1} = \theta A$$

$$(2) A^T S + SA = -S + CC^T \implies \forall \bar{x} \in \mathbb{R}^n: 2\bar{x}^T SA \bar{x} = -\bar{x}^T S \bar{x} + \bar{x}^T C^T C x$$

Soit $\varphi(u, y)$ une fonction triangulaire par rapport a x Alors, pour tout $\zeta \in \mathbb{R}^n$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) = \begin{pmatrix} \frac{\partial \varphi^1}{\partial x^1}(u, \xi) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \frac{\partial \varphi^2}{\partial x^1}(u, \xi) & \frac{\partial \varphi^2}{\partial x^2}(u, \xi) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ \vdots & & & & 0 \\ \frac{\partial \varphi^q}{\partial x^1}(u, \xi) & \dots & \dots & \dots & \frac{\partial \varphi^q}{\partial x^q}(u, \xi) \end{pmatrix} \quad (I-23)$$

$$\Delta_\theta \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) \Delta_\theta^{-1} = \begin{pmatrix} \times & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \frac{\times}{\theta} & \times & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\times}{\theta^2} & \frac{\times}{\theta} & \times & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ \frac{\times}{\theta^{q-1}} & \frac{\times}{\theta^{q-2}} & \dots & \frac{\times}{\theta} & \times \end{pmatrix} \quad (I-24)$$

(3) Si $\varphi(u, y)$ est globalement lipschitzienne en x uniformément en u , alors pour tout $\zeta \in \mathbb{R}^n$

$$\left\| \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) \right\| \text{ est borné et il en est de même pour } \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) \Delta_\theta^{-1} \right\| \text{ dès que } \theta \geq 1$$

(4) **Théorème de la valeur moyenne:**

$$\forall \hat{x}, x \in \mathbb{R}^n : \varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x) = \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi)(\hat{x} - x) \text{ Ou } \xi \in \mathbb{R}^n$$

I.6.2. Démonstration

Soit $\tilde{x} = \hat{x} - x$ le vecteur d'erreurs entre les deux vecteurs d'état estimé et réel. On a :

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} - \theta\Delta_\theta^{-1}S^{-1}C^TCK(\tilde{x}) + \varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x) \quad (\text{I-25})$$

Comme dans le cas mono-sortie, on peut facilement vérifier que :

$$\Delta_\theta A \Delta_\theta^{-1} = \theta A$$

On introduit maintenant le changement de variable suivant : $\bar{x} = \Delta_\theta \tilde{x}$. On obtient :

$$\dot{\bar{x}} = \theta A \bar{x} - \theta S^{-1}C^TCK(\tilde{x}) + \Delta_\theta(\varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x))$$

On définit une fonction candidate de Lyapunov:

$$V(\bar{x}) = \bar{x}^T S \bar{x} \quad (\text{I-26})$$

Où S est la solution de l'équation algébrique de Lyapunov (I.21). Pour alléger l'écriture et tant qu'il n'y a pas d'ambiguïté, on omet la variable temps "t".

La dérivée par rapport au temps de la fonction de Lyapunov, $\dot{V}(\bar{x})$, peut être obtenue comme suit:

$$\dot{V} = 2\bar{x}^T S \dot{\bar{x}} \quad (\text{I-27})$$

$$= 2\theta\bar{x}^T S A \bar{x} - 2\theta\bar{x}^T C^TCK(\tilde{x}) + 2\bar{x}^T S \Delta_\theta(\varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x))$$

$$= -\theta V + \theta\bar{x}^T C^T C \bar{x} - 2\theta\bar{x}^T C^TCK(\tilde{x}) + 2\bar{x}^T S \Delta_\theta(\varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x))$$

$$= -\theta V + 2\theta\left(\frac{1}{2}\bar{x}^T C^T C \bar{x} - \bar{x}^T C^TCK(\tilde{x})\right) + 2\bar{x}^T S \Delta_\theta(\varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x))$$

$$\dot{V} \leq -\theta V + 2\|\bar{x}^T S\| \|\Delta_\theta(\varphi(u, \hat{x}) - \varphi(u, x))\| \quad (\text{I-28})$$

$$\dot{V} \leq -\theta V + 2\|S\| \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) \Delta_\theta^{-1} \right\| \|\bar{e}\|^2$$

En posant λ_{\min} , λ_{\max} les valeurs propres respectivement minimale et maximale de S,

$$\leq -\theta V + 2\rho \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)} V$$

$$\leq -(\theta - k)V$$

$$\rho = \text{Sup} \left\{ \left\| \frac{\partial \varphi}{\partial x}(u, \xi) \right\|, x \in \mathbb{R}^n \text{ et } \|u\|_\infty \leq M \right\} \quad (\text{I-29})$$

Où $M > 0$ est une constante réel ; $k = 2\rho \frac{\lambda_{\max}(S)}{\lambda_{\min}(S)}$

Il suffit de prendre $\theta > \theta_0 = \max \{1, k\}$

I.7. Conclusion

Ce premier chapitre, est consacré à l'étude générale de l'observateur d'état linéaire (observateur de *Luenberger*) et non linéaire (observateur à *grand gain*) en tirant la conclusion sur leurs avantages et inconvénients. On a choisi l'observateur à grand gain pour ses avantages qui sont la réduction de nombre de capteurs mécaniques d'où la réduction du coût de sa conception, mais ceci nous mène à des inconvénients parfois difficiles à surmonter qui sont la complexité des équations du système non linéaires et les formules mathématiques difficiles à manipuler telle la dérivée de Lie et l'étude de l'observabilité.

Le prochain chapitre sera consacré, à la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé .

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone triphasee

II.1. Introduction

La machine asynchrone (MAS) constitue l'élément dont la connaissance de ses transitoires est importante pour la conception et la commande de l'entraînement asynchrone à vitesses variables.

La modélisation de la machine asynchrone destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctions de la commande.

Dans un premier temps, nous présentons dans ce chapitre, le modèle de la MAS qui est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général la parfaite symétrie de la machine, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de la largeur d'impulsions (MLI). Ensuite, nous présentons un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

II.2. Généralités sur la Machine Asynchrone Triphasée

II.2.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [11].

II.2.2. Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrones ou machines à induction sont des convertisseurs électromagnétiques tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor (**Fig. II-1**).



Fig. (II-1) : Machine asynchrone à cage d’écureuil

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d’un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l’intérieur des quelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [12].

II.2.3. Les Avantages et les Inconvénients d’une MAS

Les avantages et les inconvénients d’une MAS sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - la simplicité de construction. - leurs bas coûts. - un rendement excellent 	<ul style="list-style-type: none"> - Couplage naturel. - non linéarités.

Tableau (II-1): Les avantages et les inconvénients d’une MAS

II.2.4. Hypothèse simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d’adopter des hypothèses simplificatrices [13].

- L’entrefer constant.
- L’effet des encoches négligé.

- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas prises en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont constantes.

II.3. Modélisation de la Machine Asynchrone

II.3.1. Modèle généralisé triphasé de la MAS

Le modèle de la machine Asynchrone triphasée est illustré par le schéma de la (**Fig. II-02**) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A, S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a, R_b et R_c , et θ : angle entre l'axe de la phase statorique (S_A) et rotorique (R_a)

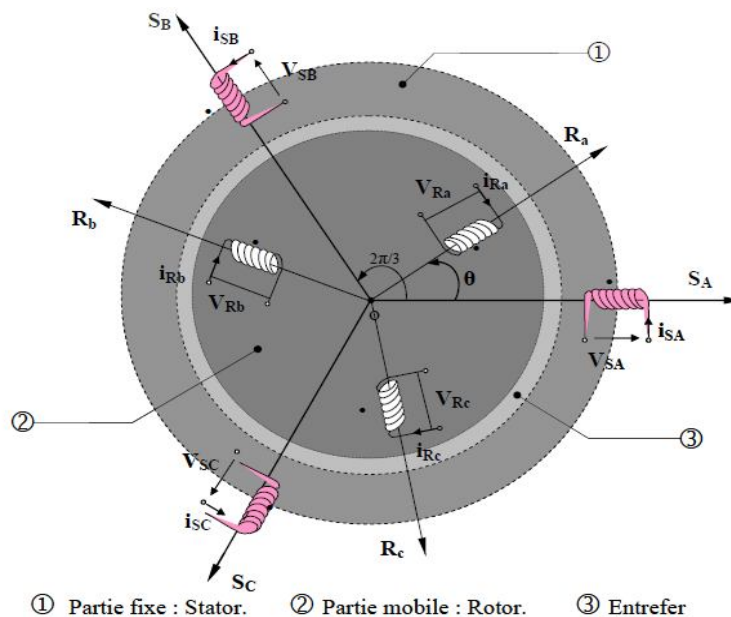


Fig. (II-02): Modèle d'une machine asynchrone triphasée

II.3.2. Equations générales de la machine asynchrone

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [14]:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

II.3.2.1. Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II-01})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-02})$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions alimentant les trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statoriques.

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (II-01) et (II-02) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-03})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{abc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II-04})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-05})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rbc}] = [r_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II-06})$$

II.3.2.2. Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

Pour le stator :

$$[\Phi_{SABC}] = [L_S][I_{Sabc}] + [M_{SR}][I_{Rabc}] \quad (\text{II-07})$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{RABC}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{SR}][I_{Sabc}] \quad (\text{II-08})$$

Où :

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{SR}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_{SR} & M_{SR} \\ M_{SR} & l_s & M_{SR} \\ M_{SR} & M_{SR} & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-09})$$

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

II.3.2.3. Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)

$$C_{em} = p[I_{SABC}]^T + \frac{d}{dt} [M_{SR}][I_{Rabc}] \quad (II-12)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (II-13)$$

Avec :

J: Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(F_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux

II.4. Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leur composante homopolaire, directe et en quadrature

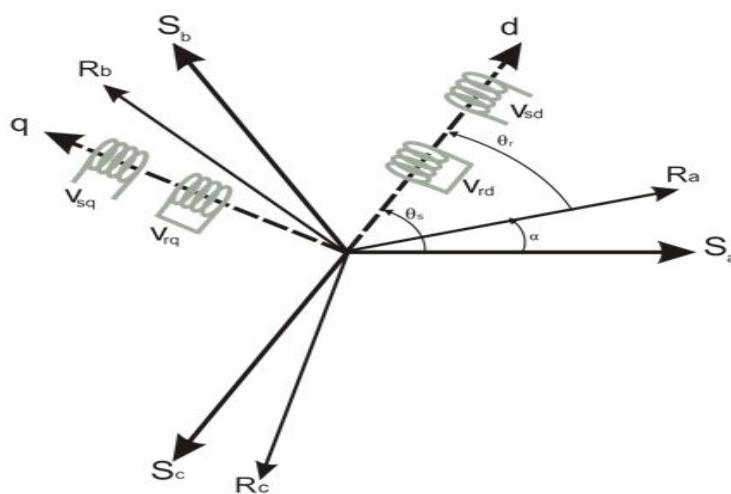


Fig (II-03): Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

La transformation de *Park* est définie par :

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{II.14})$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (\text{II.15})$$

où $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = c \cdot \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin\psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec $(\psi = \theta_s)$ pour le stator, ou $(\psi = \theta_r)$ pour le rotor.

Où « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs $(2/3)$ ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{2/3}$ pour une conservation de puissance [15].

Dans notre cas, nous prendrons : $c = \sqrt{2/3}$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, et magnétiques permet d'obtenir les équations suivantes:

II.4.1. Equations des tensions

Les équations de *Park* des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (d\theta_r / dt) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \omega_s = d\theta_s / dt \\ \omega_r = d\theta_r / dt \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

II.4.2. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + Mi_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + Mi_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + Mi_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + Mi_{sq} \end{cases} \quad (II.20)$$

II.4.3. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (II.21)$$

II.5. Différents repères de transformation :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u , v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels Orthogonaux présentés dans la figure suivante [16] :

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux (θ_a = 0) (——)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux (θ_a = θ_s) (----)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux (θ_a = θ_r) (-·-·-·)

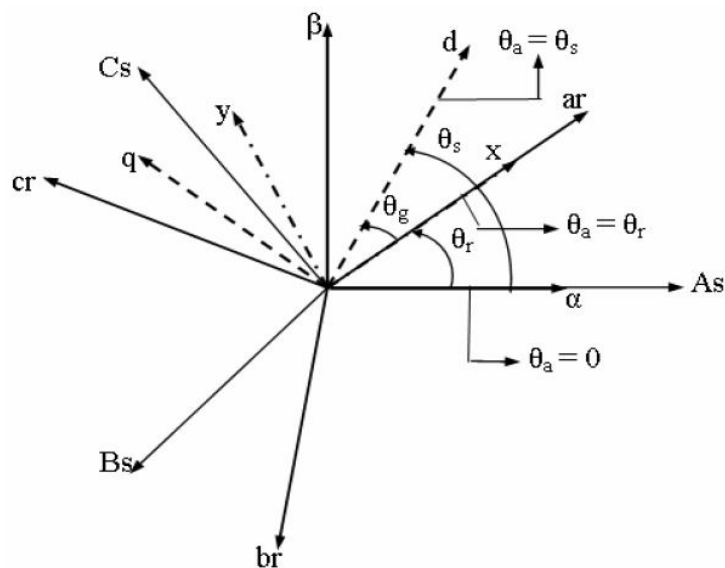


Fig (II.4) :Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\frac{d\theta}{dt} = \omega$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$: Vitesse électrique de glissement.

II.6. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut prendre diverses formes, en fonction des variables que l'on élimine (où p est le nombre de paires de pôles) [17]:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.22})$$

II.7. Représentation d'état du modèle de la MAS

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul [18].

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « $v_{s\alpha}$ » et « $v_{s\beta}$ » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$) et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation.

Les équations des tensions statoriques dans le référentiel (α, β) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (d\phi_{s\alpha} / dt) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (d\phi_{s\beta} / dt) \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + (d\phi_{r\alpha} / dt) + \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + (d\phi_{r\beta} / dt) - \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

- X : vecteur d'état,
- Y : vecteur de sortie,
- A : matrice d'évolution d'état du système,
- B : matrice de commande (d'entrée),
- U : vecteur du système de commande,
- C : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (II.20) dans les équations des tensions (II.23) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (II.25) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + k\omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega \phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Par identification avec (II.24):

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$k = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \text{ et } \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right),$$

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante du temps rotorique.}$$

II.7.1. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

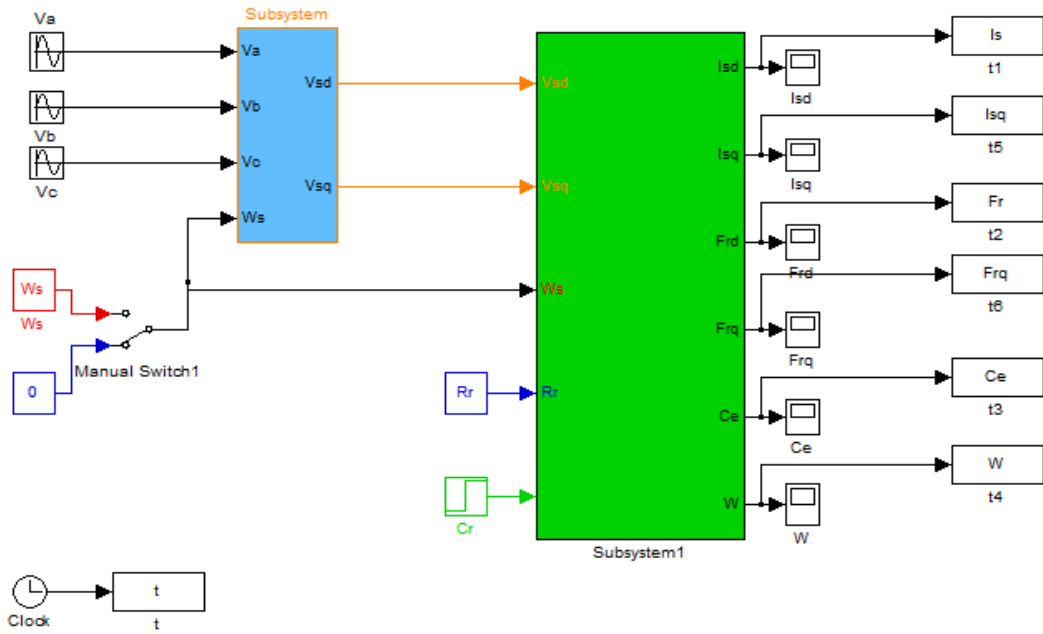
Il est obtenu de la même manière que celui du référentiel (α, β) , on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k \omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k \omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.8. Présentation du système simulé

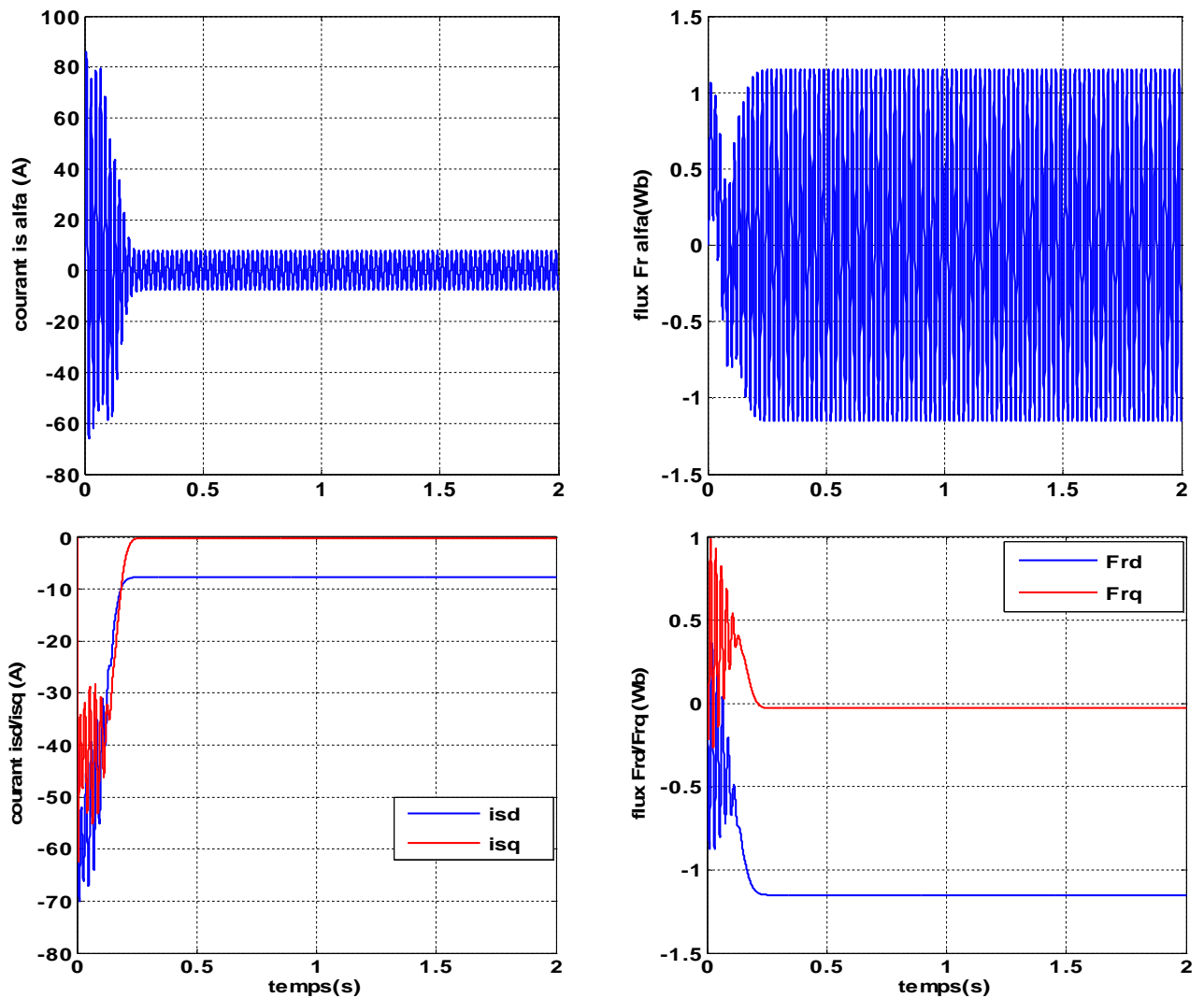
La simulation des modèles des machines électriques permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision.

Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB», nous avons effectué tout d'abord la simulation de la machine asynchrone sans onduleur comme le montre le schéma de simulation suivant :



Fig(II-05) : Schéma Bloc de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau

II.8.1. Résultats de simulation



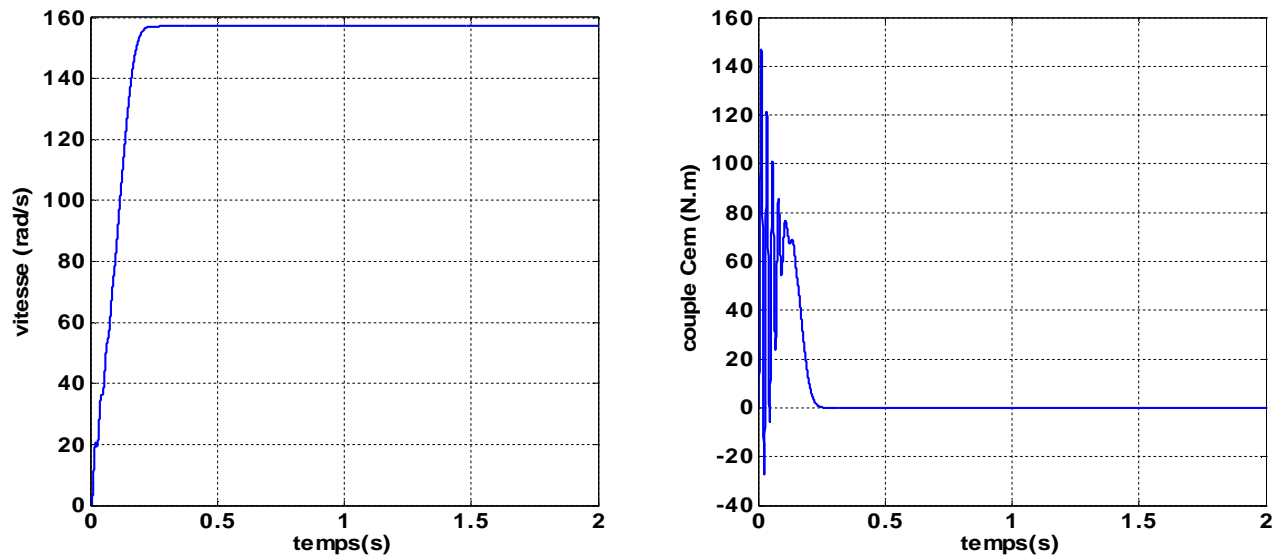
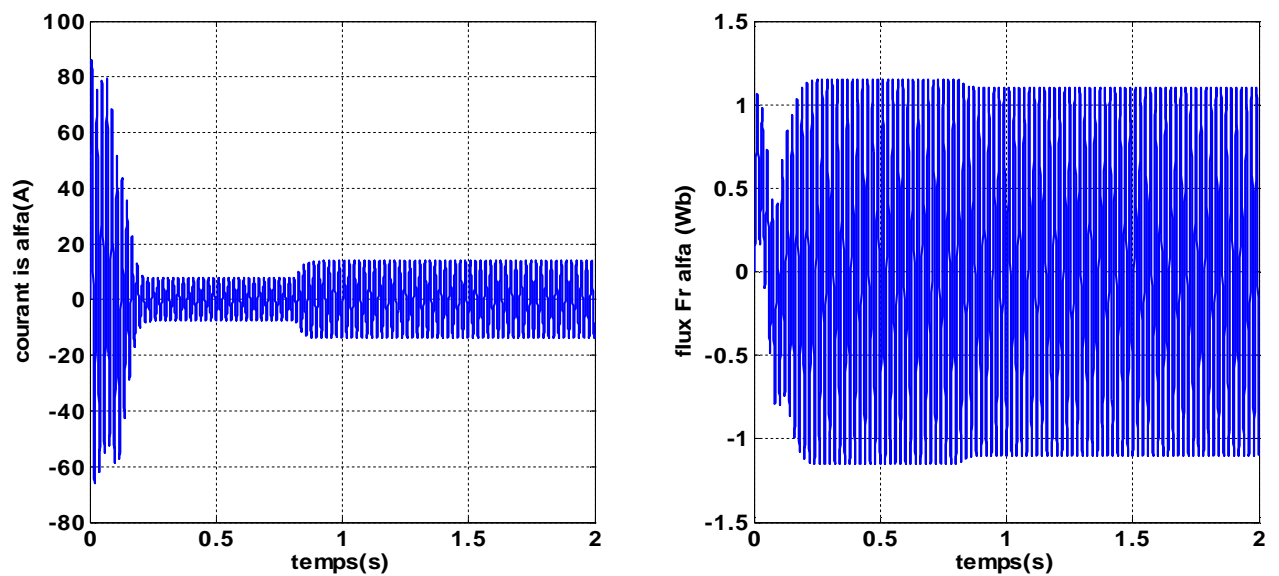
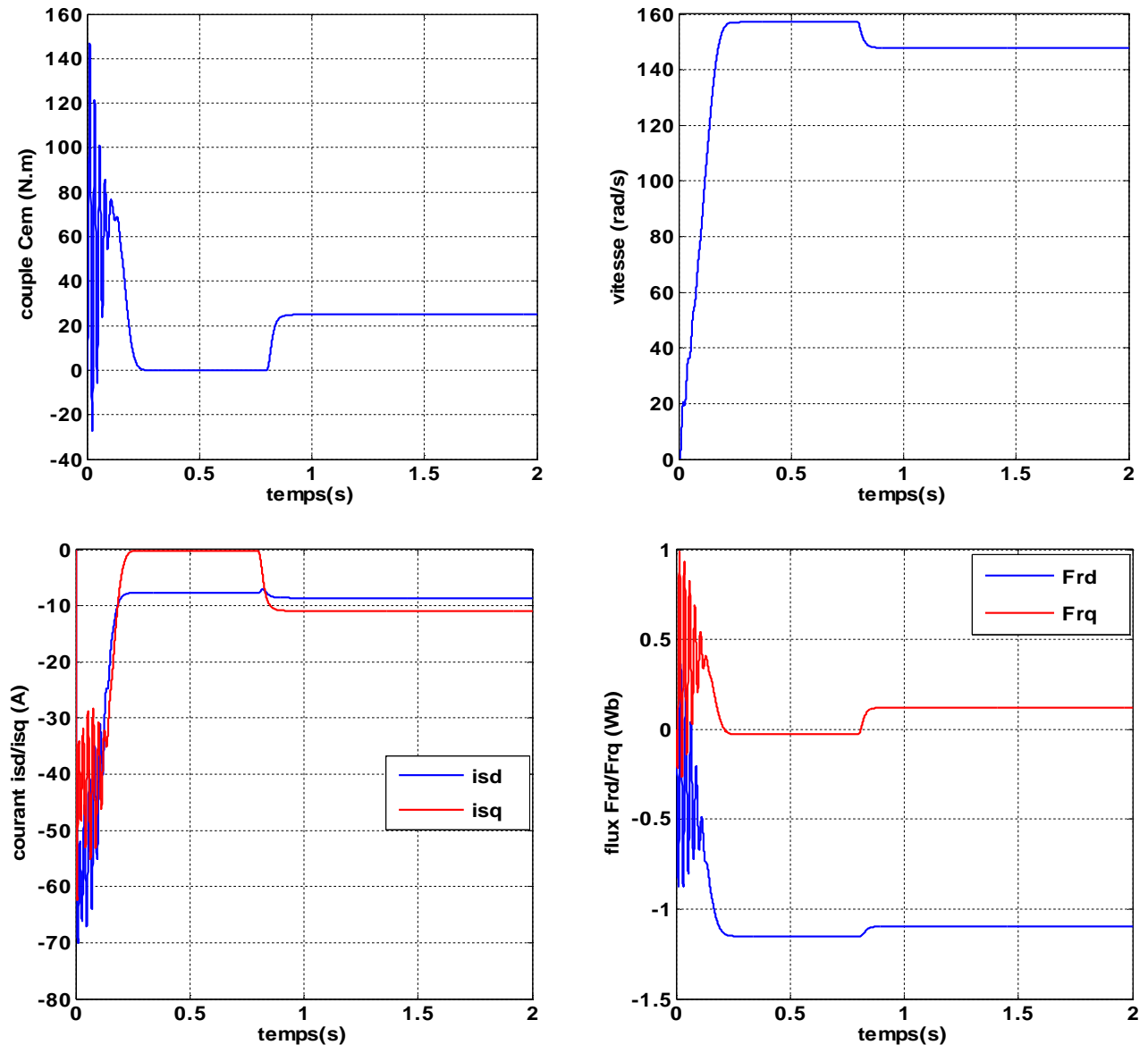


Fig (II-06) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau à vide ($C_r=0$ N.m).





Fig(II-07) : Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau et en appliquant un couple résistant ($C_r=25$ N.m) à $t=0.8$ seconde.

II.8.2. Interprétation des résultats de simulation

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

L'examen des courbes de la figure (II-06) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

- Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.2s), le

régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent détruire la machine par échauffement en cas de répétitions successives.

- L'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ (0.2s), la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme tout en conservant un glissement faible.
- Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=25\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=0.8\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II-07):

- Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

II.9. Modélisation de l'alimentation du MAS

II.9.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou à thyristor pour les grandes puissances[19].

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (II.8) :

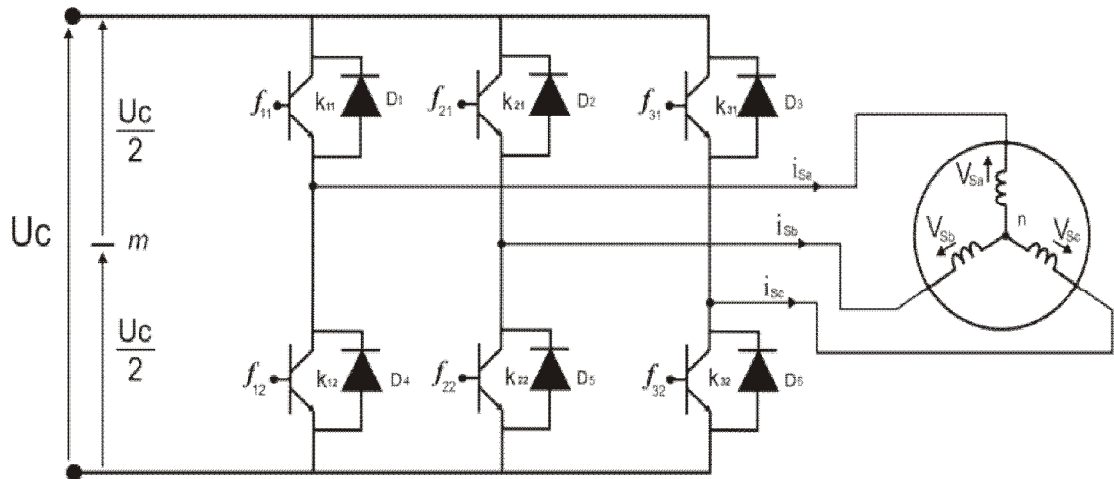


Fig (II.8) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS

Pour simplifier l'étude, on supposera que[20] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasé est équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

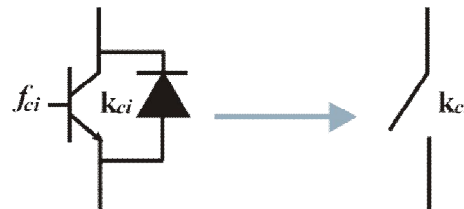


Fig (I.9) :Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \tag{II.29}$$

avec :

- $f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé,
- $f_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude « U_c ». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif « n » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Les tensions composées délivrées par cet onduleur sont données par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Pour une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliées par :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (\text{II.32})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3} (u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3} (u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3} (u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Après arrangement des équations des deux systèmes (II.31) et (II.33), on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Pour déterminer les fonctions « f_{ci} », on présentera dans ce qui suit la stratégie de commande de l'onduleur.

II.9.2. Commande de l'onduleur par la stratégie triangle-sinusoidale

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoidale de fréquence f , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse P , pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (II.10) [21].

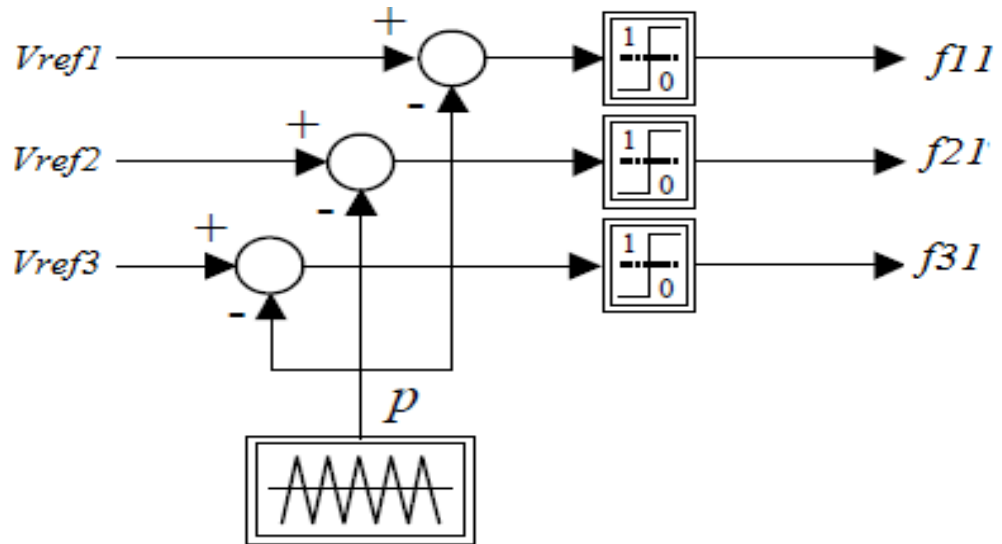


Fig (II.10) : Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les signaux de référence sont définis par[22]:

$$V_{refj}(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right), \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{II.35})$$

La porteuse est donnée par[22]:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ V_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + (4n+3) \right) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec : T_p période de V_p

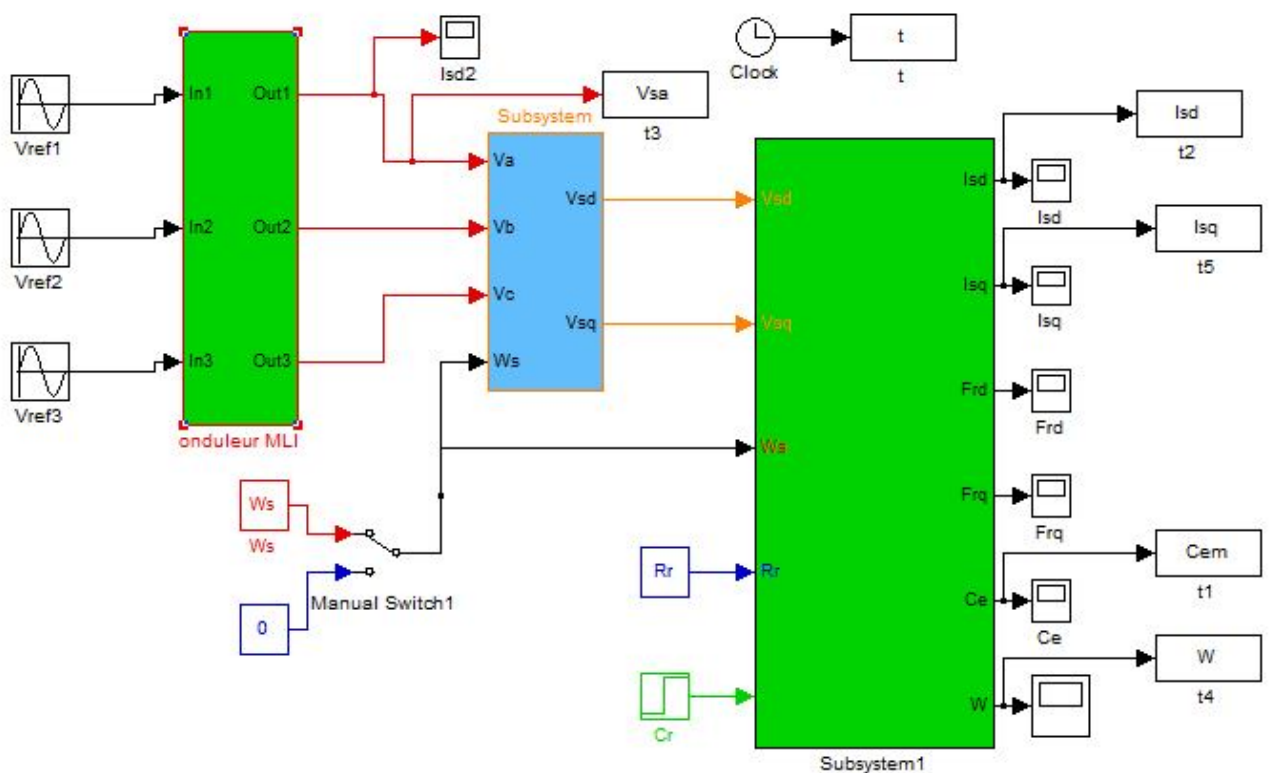
La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres[23] :

- l'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence,
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête ($U_c/2$) de l'onde de modulation.

Notant que l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et donc facilite le filtrage. Mais m est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions [23].

II.10. Présentation du système simulé

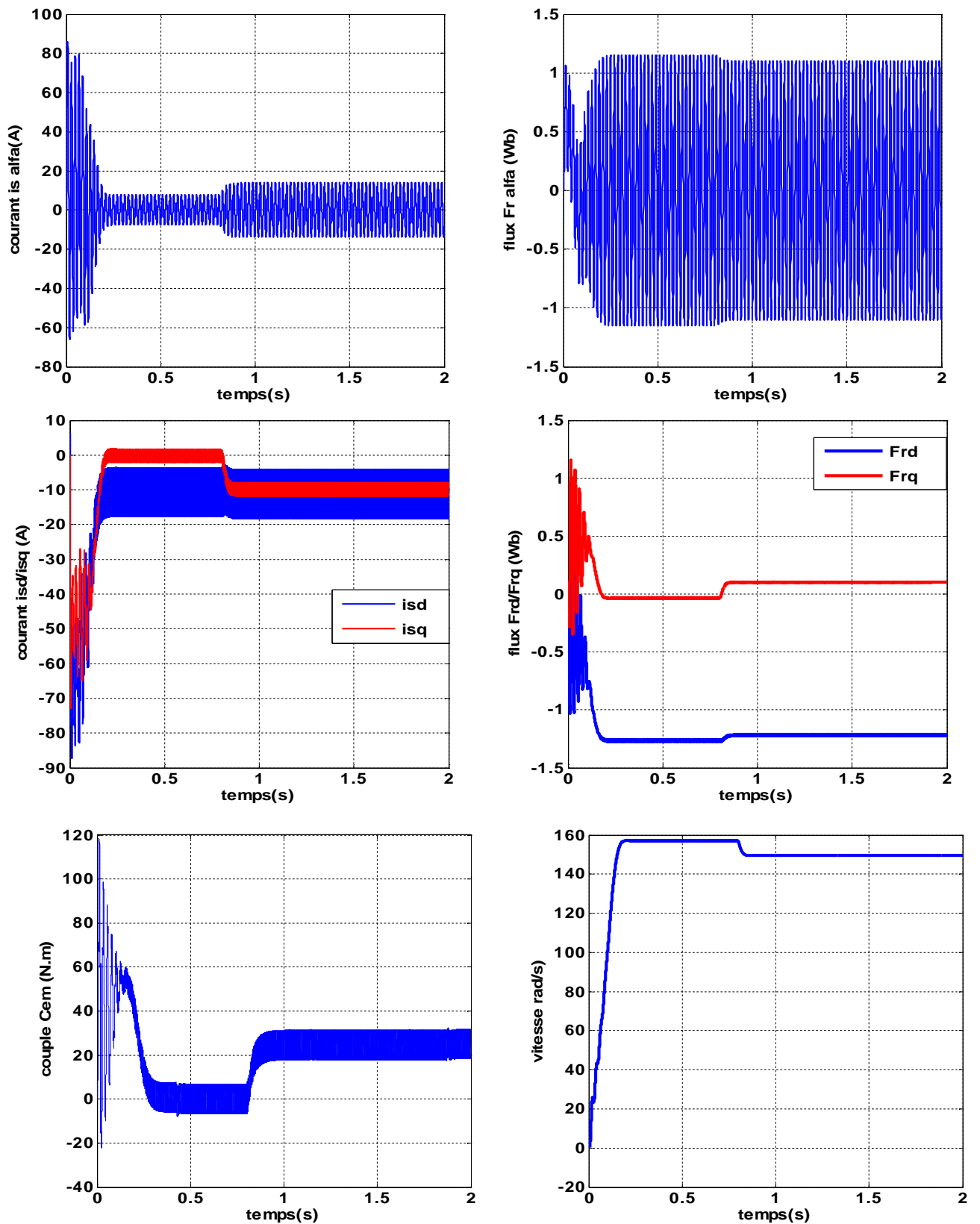
Nous avons effectué tout d'abord la simulation de la machine asynchrone avec l'onduleur comme le montre le schéma de simulation suivant :



Fig(II.11) : Schéma de Bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur MLI

II.10.1. Résultats de simulation

- Démarrage en charge ($C_r=25$ N.m a $t=0.8$ s)



Fig(II.12) :Simulation de l'association onduleur MLI –machine avec application d'un couple de charge de ($C_r=25N.m$)

II.10.2. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation présentent le démarrage en charge de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension, montre la différence des deux formes du couple et le courants statoriques (i_{sd} / i_{sq}), lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique et le courants statoriques (i_{sd} / i_{sq}) est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations.

L'allure de la composante du flux rotorique et du courant statorique ($i_{s\alpha}$) sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension,

La vitesse de la machine a la même allure que celle de la machine avec alimentation sous pleine tension.

II.11. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et le modèle de Park. (Biphasé) équivalent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandée en MLI.

La présentation du modèle de la MAS sous forme de schéma bloc nous a permis de voir les caractéristiques de la MAS et de valider le modèle obtenu.

Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre III

***Commande vectorielle de la machine
asynchrone avec observateur à grand gain
en cascade de flux et de couple de charge***

III.1.Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field oriented contrôle) introduit par Kvacics en 1959 et repris par Blaschke en 1972, après une dizaine d'années, elle a connu un développement important. La FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution.

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans des applications de haute performance où le moteur à courant continu était la seule satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques de flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être aussi régulée par PI.

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et présenter les résultats de simulation de cette commande. En suite on a utilisé avec cette commande un observateur à grand gain en cascade pour observer les composantes du flux et du couple de charge.

III.2. Commande vectorielle par orientation du flux

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des variables responsables de la magnétisation de la machine et de la production de couple. Mathématiquement la loi de commande consiste à établir l'ensemble de transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [24].

III.2.1. Principe de découplage

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit.

L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaires comme le montre la figure suivante [5] :

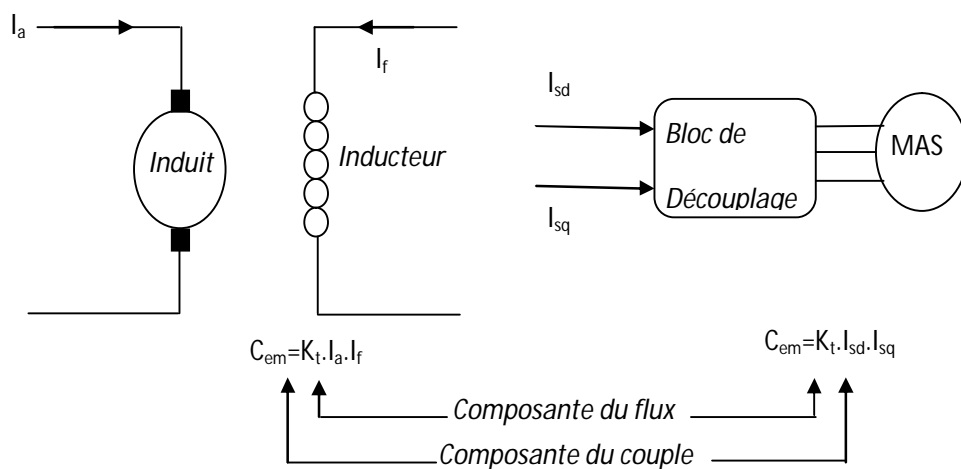


Fig (III-1) : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

III.2.2. Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d – q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la MAS. est donnée par :[25]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \tag{III-1}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, Figure (III-1)

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Le couple devient :

$$C_{em} = K(\phi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{III-3})$$

Avec

$$K = p \cdot \frac{M}{Lr} \quad (\text{III-4})$$

L'équation de couple sera :

$$C_{em} = K(\phi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{III-5})$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

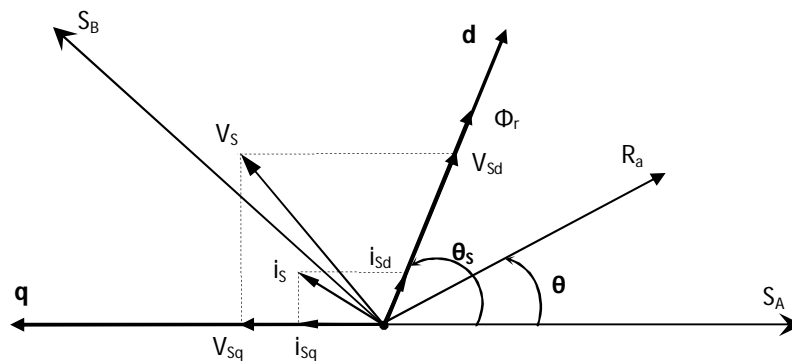


Fig (III-2) : Illustration de l'orientation du flux rotorique

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [19].

III.3. la commande vectorielle directe et indirecte

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La

première appelée méthode directe qui a été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse [27].

III.3.1. Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais sensible aux variations paramétriques [16].

III.3.2. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère l'orientation du flux rotorique pour une commande vectorielle directe [16].

III.4. Structure CVD de la MAS

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ($\Phi_{rq}=0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r$) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot \sigma}\right)I_{sd} + \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot M \cdot \sigma} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot I_{sd} + \left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right)I_{sq} - \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \omega \cdot \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot M \cdot \sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \omega_r \cdot \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (III - 6)$$

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III-7)$$

En substituant la condition dans le système d'équations précédant (III-6) et on tenant compte de l'équation de couple (III-5), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma \cdot L_r \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + Rt \cdot I_{sd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r \cdot \phi_r \\ V_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + Rt \cdot I_{sq} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_r \\ T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = MI_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{\phi_r \cdot T_r} I_{sq} \\ C_{em} = K(\phi_r I_{sq}) \end{array} \right. \quad (III-8)$$

Avec : $Rt = Rs + \frac{M^2}{Lr \cdot Tr}$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple . Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [28].

III.4.1. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q . Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions (V_{sd}) et (V_{sq}) donc il faut réaliser un découplage [26] [29].

Différentes techniques existent on peut citer: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage

III.4.2. Découplage par compensation

Le principe de découplage par compensation, illustré sur la figure (III.4), revient à définir deux nouvelles variables de commande v_{sd}^* et v_{sq}^* telles que v_{sd}^* n'agit que sur i_{sd} et v_{sq}^* n'agit que sur i_{sq} .

Définissons ces deux nouvelles variables de commande v_{sd}^* et v_{sq}^*

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = V_{sq} + e_{sq} \end{cases} \quad (III-9)$$

On réécrit les équations V_{sd}^* et V_{sq}^* , sous forme des deux expressions :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} \\ e_{sd} = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r \phi_r \end{cases} \quad (III-10)$$

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_t i_{sq} \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega \phi_r \end{cases} \quad (III-11)$$

Le principe de découplage par compensation est décrit en détail sur la figure suivante :

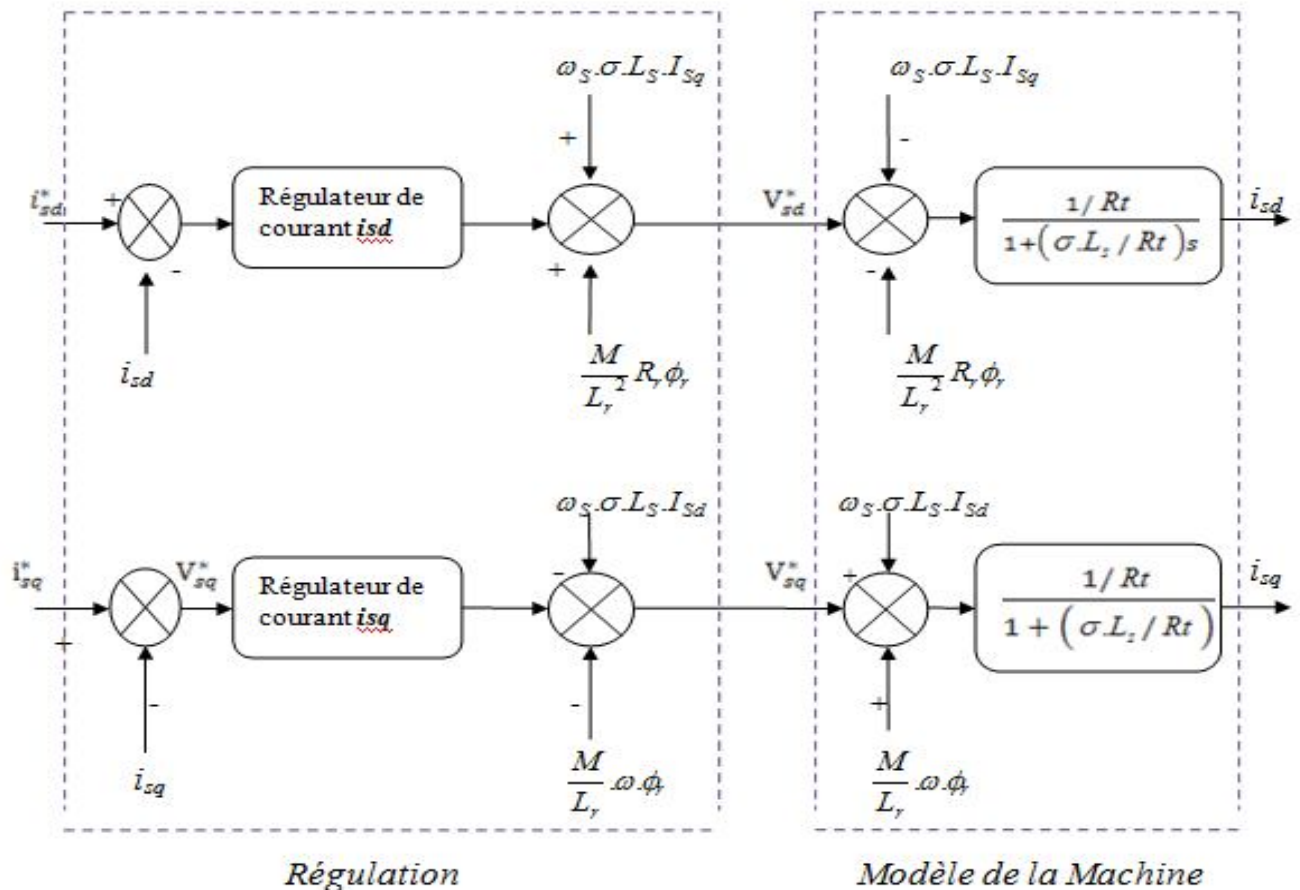


Fig (III-3) :Découplage par addition des termes de compensation

- La tension v_{sd}^* permet de commander le courant i_{sd} , donc le flux Φ_r .
- La tension v_{sq}^* permet de commander le courant i_{sq} , donc le couple C_{em} ou la vitesse Ω .

En vue d'imposer un flux constant équivalent à Φ_r^* dans la machine, des stratégies de commandes seront développées. D'abord fixer i_{sd} à une valeur égale à la référence i_{sd}^* , ensuite contrôler les variations du couple ou de la vitesse au moyen de i_{sq}^* .

III.4.3. Détermination de flux Φ_r et la pulsation statorique ω_s

❖ Calcul de flux Φ_r :

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

Le flux peut être reconstitué par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système d'équations (III-8) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M i_{sd}}{T_r s + 1} \quad (\text{III-12})$$

❖ Calcul de ω_s et θ_s

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte. La pulsation statorique s'écrit:

$$\omega_s = \omega + \frac{M_s i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \quad (\text{III-13})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega + \frac{M_s i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}}$$

Nous avons alors : $\theta_s = \frac{\omega_s}{s}$ (III-14)

III.5. Calcul des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

III.5.1. Régulateurs des courants

Le découplage proposé par l'équation (III-10) permet d'écrire :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd}^*} = \frac{1}{Rt + \sigma L_r S} \quad (III-15)$$

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq}^*} = \frac{1}{Rt + \sigma L_r S} \quad (III-16)$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1^{er} ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III-17)$$

Tel que K_p : est le coefficient de proportionnalité.

K_i : est le coefficient d'intégration.

S : est l'opérateur de Laplace.

Le système en boucle fermée est représenté par la Figure (III.4) :

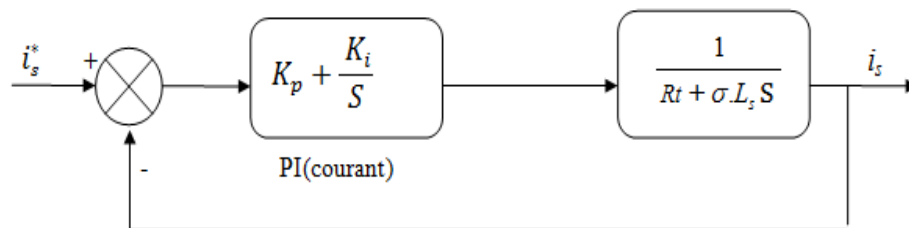


Fig (III-4) : Régulation du courant i_s

La fonction de transfert en BO sera:

$$G(s)_{BO} = \frac{K_i}{Rt} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \left(\frac{Rt}{Rt + \sigma L_r s} \right) \quad (\text{III-18})$$

Par compensation de pôle on obtient:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_r}{Rt} \quad (\text{III-19})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$G(s)_{BO} = \frac{K_i}{Rt s} \quad (\text{III-20})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$G(s)_{BF} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{III.21})$$

Avec: $\tau_i = \frac{Rt}{K_i}$

En combinant les deux équations (III-19) et (III-21), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par :

$$\begin{cases} k_i = \frac{Rt}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma L_r}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

III.5.2. Régulateur du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de l'équation suivante [14].

$$\frac{\Phi_r}{l_{sd}} = \frac{M}{1 + T_r \cdot S} \quad (\text{III-23})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1er ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la Figure (III-5):

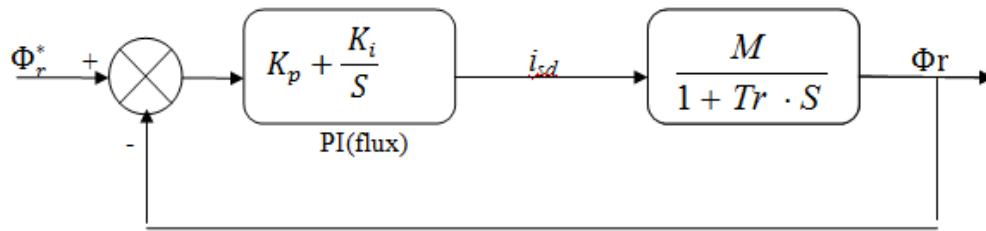


Fig (III-5) Régulation du flux.

La fonction de transfert en BO sera :

$$G(s)_{BO} = K_i \frac{(\frac{K_p}{K_i}) \cdot s + 1}{s} \frac{M}{1 + T_r \cdot s} \quad (III-24)$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante:

$$T_r = \frac{K_p \Phi}{K_i \Phi} \quad (III-25)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant comme suit:

$$G(s)_{BO} = \frac{MK_i \Phi}{s} \quad (III-26)$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G(s)_{BF} = \frac{1}{\tau_\Phi s + 1} \quad (III-27)$$

Avec : $\tau_\Phi = \frac{1}{MK_i \Phi}$

A partir des conditions (III-25) et (III-27), les paramètres du régulateur de flux sont:

$$\begin{cases} k_i = \frac{1}{\tau_\Phi M} \\ k_p = k_i T_r \end{cases} \quad (III-28)$$

III.5.3. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure suivante :

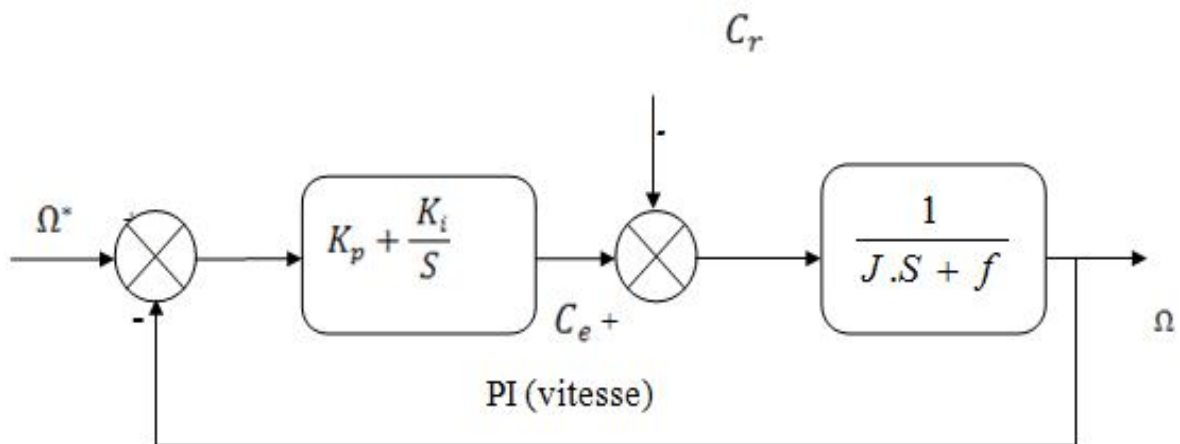


Fig (III-6) : Régulation du vitesse

Nous avons:

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{J.s + f} \quad (\text{III-29})$$

Donc :

$$\Omega = \frac{(K_p \Omega + 1)}{\frac{J}{K_{in}} s^2 + \frac{K_p \Omega + J}{K_{in}} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_{in}}}{\frac{J}{K_{in}} s^2 + \frac{K_p \Omega + J}{K_{in}} s + 1} C_r \quad (\text{III-30})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III-31})$$

On aura :

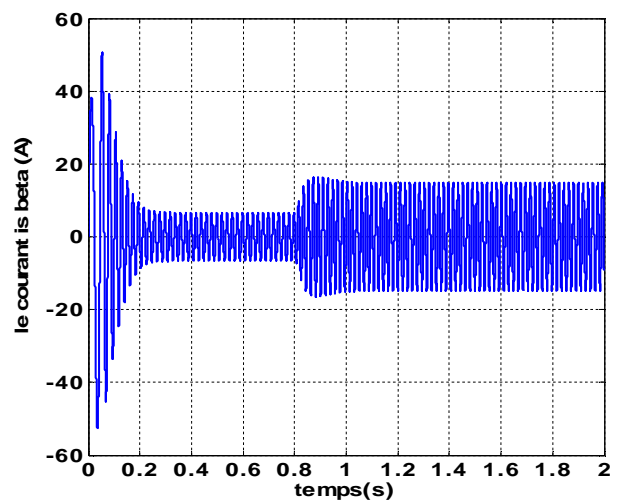
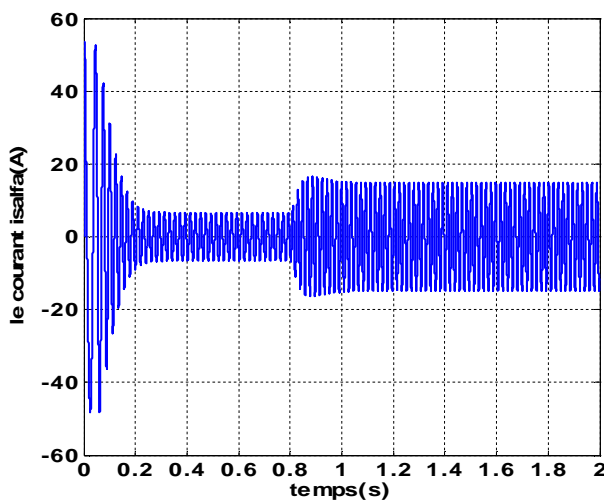
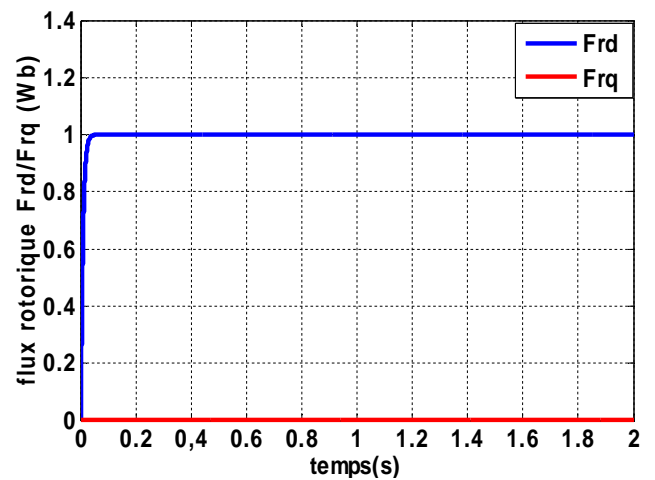
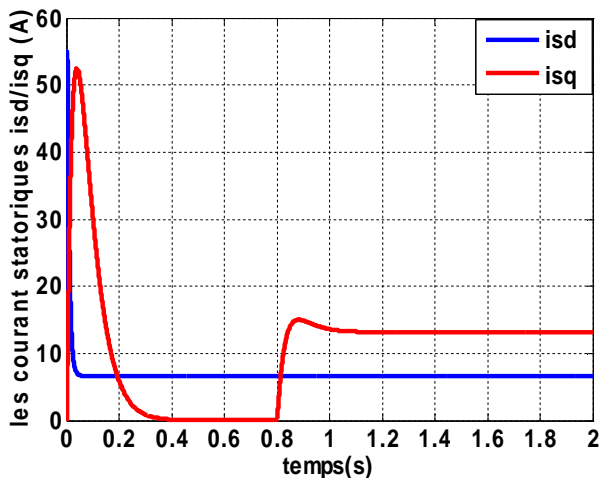
$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J \omega_n^2 \\ k_{p\Omega} = 2\zeta\omega_n J - f \end{cases} \quad \text{(III-32)}$$

III.6. Résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- Un flux de référence de 1 Wb.
- Une vitesse de référence égale à 155 rad/s.
- Une charge nominale de 25 N.m.

Afin de tester les résultats de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique en tension, nous avons simulées le système dans des conditions de fonctionnement nominales.



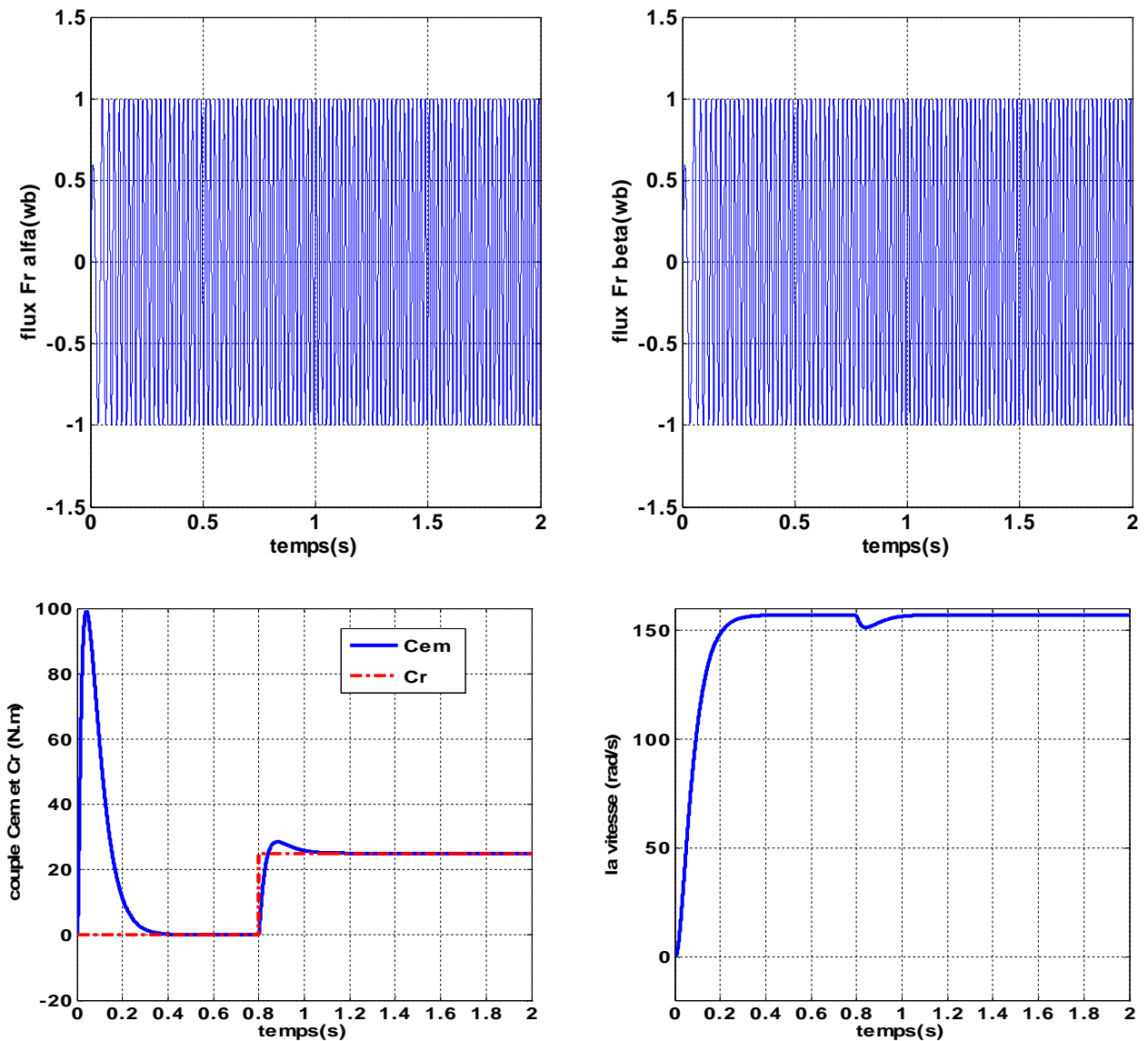


Figure (III-7): Résultats de simulation de la CV dans un fonctionnement nominal.

III.6.1. Interprétation

Les résultats de simulations donnés sur la figure (III.7) montrent l'intérêt de la commande vectorielle. La courbe des flux montre que le flux F_{rd} suit la consigne imposée à 1Wb, et le flux F_{rq} contient une valeur nulle. La figure des courants montre l'évolution des courants qui présente un pic important au démarrage avec $i_{sd}=54.9$ (A) et $i_{sq}=52.5$ (A) puis se stabilise au régime permanent $i_{sd}=6.66$ (A) et $i_{sq}= 0$ (A). L'application d'un couple de charge à $t=0.8$ s influe sur le

courant i_{sq} qui devient égale à 13.17(A) tandis que son effet est néfaste face à i_{sd} et aux composantes de flux rotorique . L'application d'un couple de charge affecte également la vitesse et le régulateur réagit rapidement pour le ramener à sa valeur de référence .

Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage $Cem= 99$ (N.m) puis se stabilise au régime permanent à la valeur nulle , lors l'application la charge le couple Cem devient égale à 25(N.m) .

III.7. Application de l'observateur à grand gain sur la machine asynchrone contrôlé par la commande vectorielle

Après avoir validé la simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, on présente dans ce qui suit les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone raccordée à l'observateur à grand gain . On choisit cet observateur pour estimer les composantes du flux rotorique, la vitesse du rotor et le couple de charge.

Les équations de la machine dans le plan ($\alpha-\beta$) sont données ci-dessous:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha} = -\gamma \cdot i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} + k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\alpha} \\ i_{s\beta} = -\gamma \cdot i_{s\beta} - k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} V_{s\beta} \\ \varphi'_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} \\ \varphi'_{r\beta} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\beta} + p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} \\ \omega = \frac{p M}{J l_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (III-33)$$

$$k = \frac{M}{\sigma l_s l_r} ; \gamma = \frac{l_r^2 R_s + M^2 R_r}{\sigma l_s l_r^2} ; T_r = \frac{l_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} ;$$

Pour des raisons de simplicité, on pose :

$$i1 = \dot{i}_{s\alpha} \quad \text{composante } \alpha \text{ du courant statorique} \quad (\text{mesuré})$$

$$i2 = \dot{i}_{s\beta} \quad \text{composante } \beta \text{ du courant statorique} \quad (\text{mesuré})$$

$$\varphi_1 = \varphi_{r\alpha} \quad \text{composante } \alpha \text{ du flux rotorique} \quad (\text{non mesuré})$$

$\varphi_2 = \varphi_{r\beta}$ composante β du flux rotorique (non mesuré)

ω vitesse de rotation mécanique

$u_1 = V_{s\alpha}$ composante α de la tension statorique

$u_2 = V_{s\beta}$ composante β de la tension statorique

D'autre part, la norme du flux est définie de la façon suivante : $\|\varphi\|^2 = \varphi_1^2 + \varphi_2^2$

On pose : $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$; $\varphi = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix}$; $u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$; et aussi $i' = \begin{pmatrix} i'_1 \\ i'_2 \end{pmatrix}$; $\dot{\varphi} = \begin{pmatrix} \dot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \end{pmatrix}$

Choisissons comme vecteur d'état: $x = \begin{pmatrix} i \\ \varphi \\ \omega \end{pmatrix}$

D'après les équations du modèle, nous avons :

$$i' = \begin{pmatrix} i'_1 \\ i'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k}{T_r} & kp\omega \\ -kp\omega & \frac{k}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\varphi} = \begin{pmatrix} \dot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\omega} = \frac{pM}{jL_r} \begin{pmatrix} i_1 & i_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{j} C_r$$

En introduisant :

$$I_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \text{ et } F(\omega) = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - p\omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2$$

On obtient la forme condensée suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}' = -\gamma i + k F(\omega)\varphi + \frac{1}{\sigma l_s} u \\ \dot{\varphi} = \frac{M}{T_r} i - F(\omega)\varphi \\ \dot{\omega} = \frac{pM}{j l_r} i^T J_2 \varphi - \frac{1}{j} C_r \end{cases} \quad (\text{III-34})$$

Les variables d'état accessibles à la mesure sont les courants statoriques $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$ et éventuellement la vitesse ω mais en aucun cas les flux rotoriques $= \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix}$.

On sépare les variables d'état (ou équations d'état) en deux parties les variables d'état «électriques» et les variables d'état « mécaniques ». On va ensuite construire séparément deux observateurs.

III.7.1. Observateur de flux rotoriques

On réalise une estimation des variables d'état électriques en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation des variables électriques mesurées (courants statoriques).

Le modèle peut s'écrire sous la forme suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

avec :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{i}' \\ \dot{\varphi} \end{pmatrix} &= \overbrace{\begin{pmatrix} \gamma I_2 & k F(\omega) \\ \frac{M}{T_r} I_2 & -F(\omega) \end{pmatrix}}^A \begin{pmatrix} i \\ \varphi \end{pmatrix} + \overbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} I_2 \\ 0 \end{pmatrix}}^B \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \\ y = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} &= \overbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}}^C \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

On utilise alors une structure de type grand gain :

$$\begin{cases} v(e_m) = \theta_1 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_1}^{-1} s^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B u + v(e_m) \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Avec :

$$e_m = \begin{pmatrix} i1 - \hat{i1} \\ i2 - \hat{i2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \text{ le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-}$$

à-dire sur les courants. telle que :

$$\begin{cases} \Delta_{\theta_1} = \text{diag}(I_2, \frac{1}{\theta_1} I_2) \\ \Delta_{\theta_1}^{-1} = \text{diag}(I_2, \theta_1 I_2) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \Lambda = \text{diag}(I_2, kF(\omega)) \\ \Lambda^{-1} = \text{diag}(I_2, \frac{1}{k} F^{-1}(\omega)) \end{cases}$$

S: est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante:

$$S + A^T S + S A = C C^T \text{ et } s^{-1} C^T = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III-38})$$

Alors :

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{F^{-1}(\omega)}{k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \theta_1 I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m$$

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m$$

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} 2I_2 & 0 \\ \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m = \begin{pmatrix} 2\theta_1 I_2 & 0 \\ \theta_1^2 \frac{F^{-1}(\omega)}{k} & 0 \end{pmatrix} e_m$$

Donc :

$$v(e_m) = \begin{bmatrix} 2\theta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2\theta_1 & 0 & 0 \\ B \frac{\theta_1^2}{T_r} & -B p \omega \theta_1^2 & 0 & 0 \\ B p \omega \theta_1^2 & B \frac{\theta_1^2}{T_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 - \hat{i1} \\ i2 - \hat{i2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$v(e_m) = \begin{cases} 2\theta_1(i1 - \hat{i}1) \\ 2\theta_1(i2 - \hat{i}2) \\ B \frac{\theta_1^2}{T_r} (i1 - \hat{i}1) - Bp\omega\theta_1^2 (i2 - \hat{i}2) \\ Bp\omega\theta_1^2 (i1 - \hat{i}1) + B \frac{\theta_1^2}{T_r} (i2 - \hat{i}2) \end{cases}$$

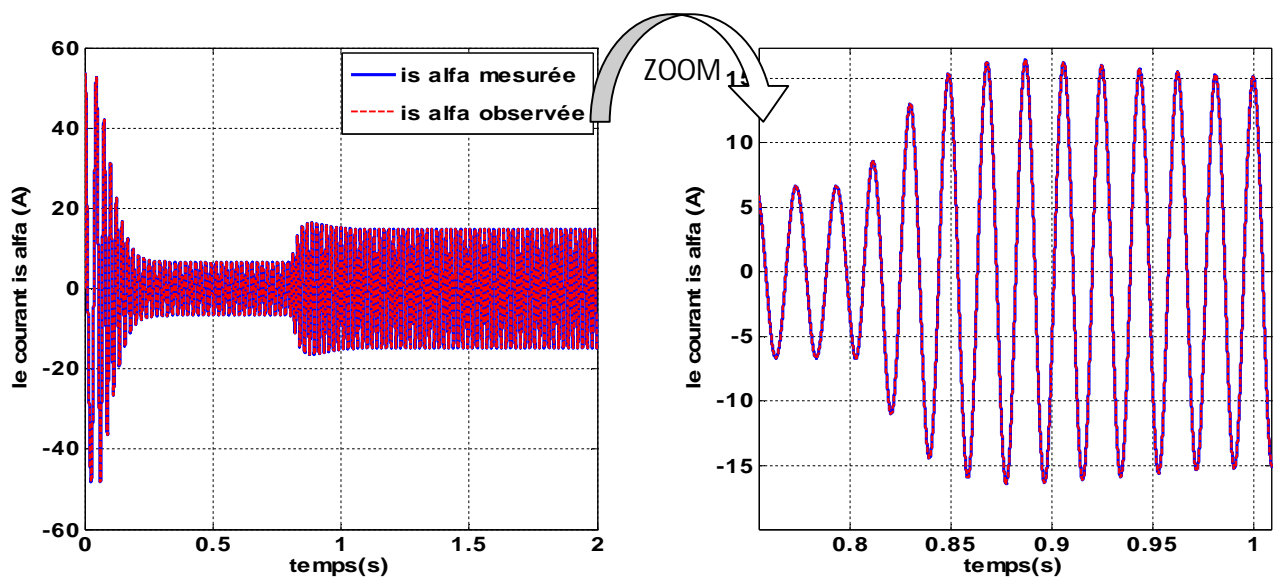
Avec : $B = \frac{1}{k((\frac{1}{T_r})^2 + (p\omega)^2)}$

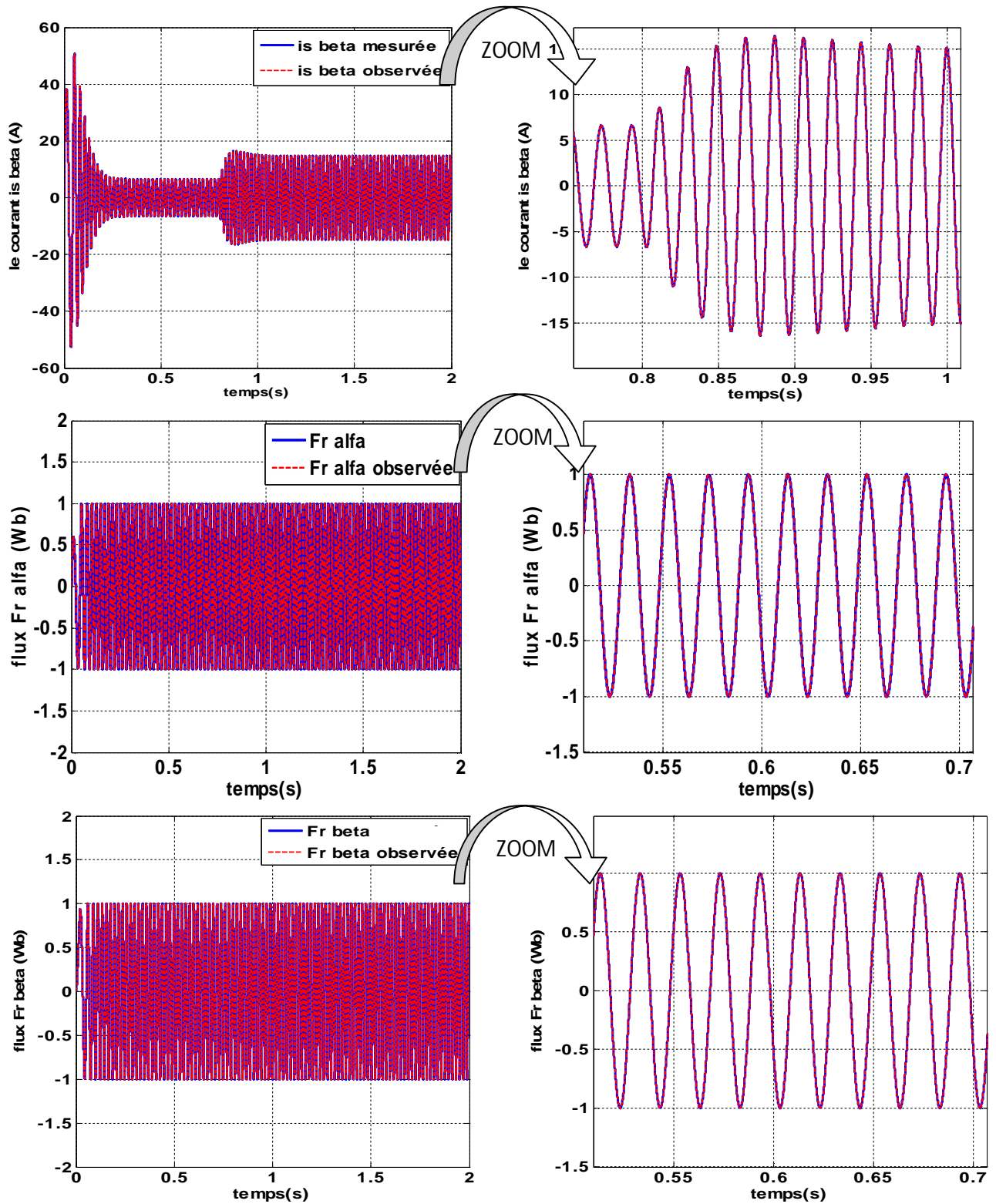
Donc l'observateur s'écrit :

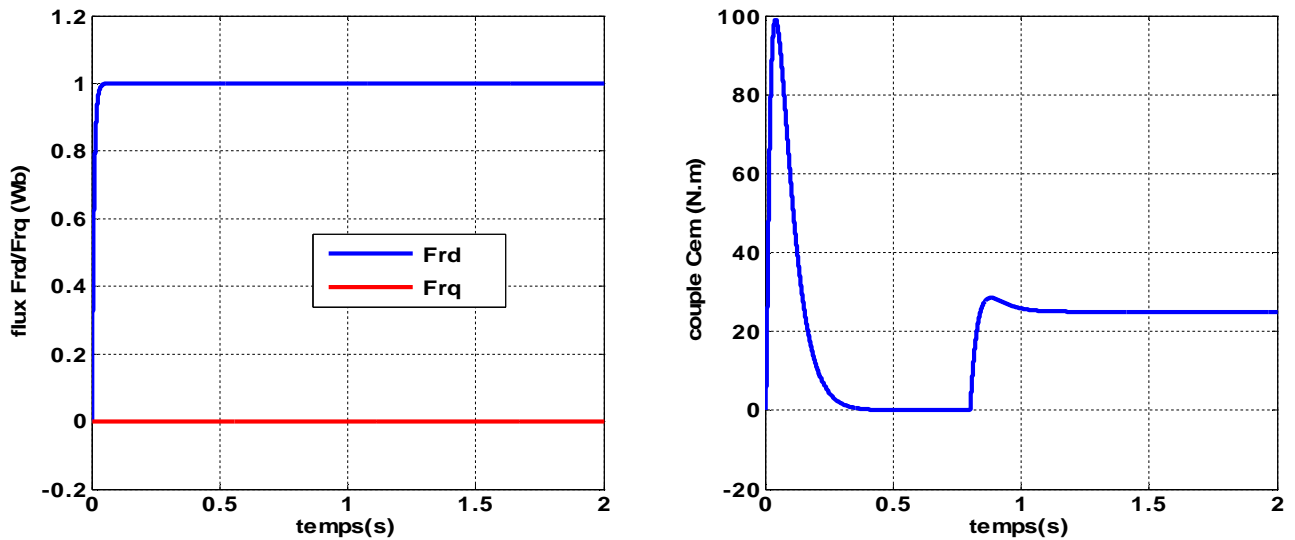
$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_1 = -\gamma\hat{i}1 + k(\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_1 + p\omega\hat{\phi}_2) + \frac{1}{\sigma l_s} u_1 + 2\theta_1(i1 - \hat{i}1) \\ \dot{\hat{i}}_2 = -\gamma\hat{i}2 + k(-p\omega \hat{\phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_2) + \frac{1}{\sigma l_s} u_2 + 2\theta_1(i2 - \hat{i}2) \\ \dot{\hat{\phi}}_1 = \frac{M}{T_r} \hat{i}1 - (\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_1 + p\omega\hat{\phi}_2) + \theta_1^2 B \left(\frac{1}{T_r} (i1 - \hat{i}1) - p\omega(i2 - \hat{i}2) \right) \\ \dot{\hat{\phi}}_2 = \frac{M}{T_r} \hat{i}2 - (-p\omega \hat{\phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_2) + \theta_1^2 B \left(p\omega(i1 - \hat{i}1) + \frac{1}{T_r} (i2 - \hat{i}2) \right) \end{cases} \quad (III-39)$$

Telle que : $\theta_1 \gg 1$ est le paramètre de synthèse a régler .

III.7.1.1. Résultats de simulation







Figure(III.8): Résultats de simulation de la CV raccordée à l'observateur à grand gain de flux

III.7.1.2. Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle d'un MAS avec l'observateur à grand gain de flux. On constate que l'observateur a bien reconstruit les états du système ; les courants statoriques ($i_{su}, i_{s\beta}$), et le flux rotoriques ($\varphi_{ru}, \varphi_{r\beta}$) observés suivent la même trajectoire des grandeurs réelles.

III.7.2. Observateur pour le couple de charge

On va construire un observateur sur la vitesse et le couple de charge (non mesuré) en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation de la vitesse. On fait l'hypothèse que la dérivée du couple de charge est constante.

En a :

$$\begin{cases} \dot{\omega} - \frac{p}{j} \frac{M}{l_r} (\varphi_1 i_2 - \varphi_2 i_1) - \frac{C_r}{j} \\ \ddot{C}_r = L \quad (\text{constante}) \end{cases} \quad (\text{III-40})$$

On a une forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + H \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III-41})$$

Soit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{C}_r \\ \dot{C}_r^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ C_r \\ C_r^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{pM}{jL_r}(\varphi_1 i_2 - \varphi_2 i_1) - \frac{C_r}{j} \\ 0 \\ L \end{pmatrix}$$

$$\text{Avec : } A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad A_1 = -\frac{1}{j}; \quad A_2 = 1$$

$$H = \begin{pmatrix} \frac{pM}{jL_r}(\varphi_1 i_2 - \varphi_2 i_1) - \frac{C_r}{j} \\ 0 \\ L \end{pmatrix}$$

$$y = \omega = Cx = (1 \ 0 \ 0) \begin{pmatrix} \omega \\ C_r \\ C_r^* \end{pmatrix}$$

Or le système n'est pas sous une forme canonique d'observabilité, par conséquent on introduit la matrice de changement de base suivante :

$$\Lambda = \text{diag}(1, A_1, A_1 A_2) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{j} \end{pmatrix} \text{ d'où : } \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & -j \end{pmatrix}$$

$$\text{Vérification : } \Lambda \Lambda \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{j} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 \\ 0 & 0 & -j \end{pmatrix}$$

$$\Lambda \Lambda \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{j} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{j} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -j \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{Donc : } \Lambda \Lambda \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & \dots & I_2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

On utilise alors une structure de type grand gain :

$$\begin{cases} v(e_m) = \theta_1 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_1}^{-1} s^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + H + v(e_m) \end{cases}$$

Avec :

$$e_m = \begin{pmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-à-dire sur la vitesse telle que :

$$\begin{cases} \Delta_{\theta_2} = \text{diag} \left(1, \frac{1}{\theta_2}, \frac{1}{\theta_2^2} \right) \\ \Delta_{\theta_2}^{-1} = \text{diag} \left(1, \theta_2, \theta_2^2 \right) \end{cases}$$

S : est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante:

$$S + A^T S + S A = C C^T \text{ et } S^{-1} C^T = [C_3^1 I_2 \quad C_3^2 \quad C_3^3] = \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Ce qui donne :

$$v(e_m) = \theta_2 \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 \\ -3j\theta_2 & 0 & 0 \\ -j\theta_2^2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3\theta_2 (\omega - \hat{\omega}) \\ -3j\theta_2^2 (\omega - \hat{\omega}) \\ -j\theta_2^3 (\omega - \hat{\omega}) \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} \hat{\omega} = \frac{p M}{j l_r} (\varphi_1 i_2 - \varphi_2 i_1) - \frac{C_r}{j} + 3\theta_2 (\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la vitesse} \\ \hat{C}_r = \bar{C}_r - 3J\theta_2^2 (\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation du couple de charge} \\ \hat{\dot{C}}_r = -J\theta_2^3 (\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la dérivée du } C_r \end{cases}$$

Telle que : $\theta_2 > 1$ est le paramètre de synthèse a régler .

III.7.2.1. Résultats de simulation

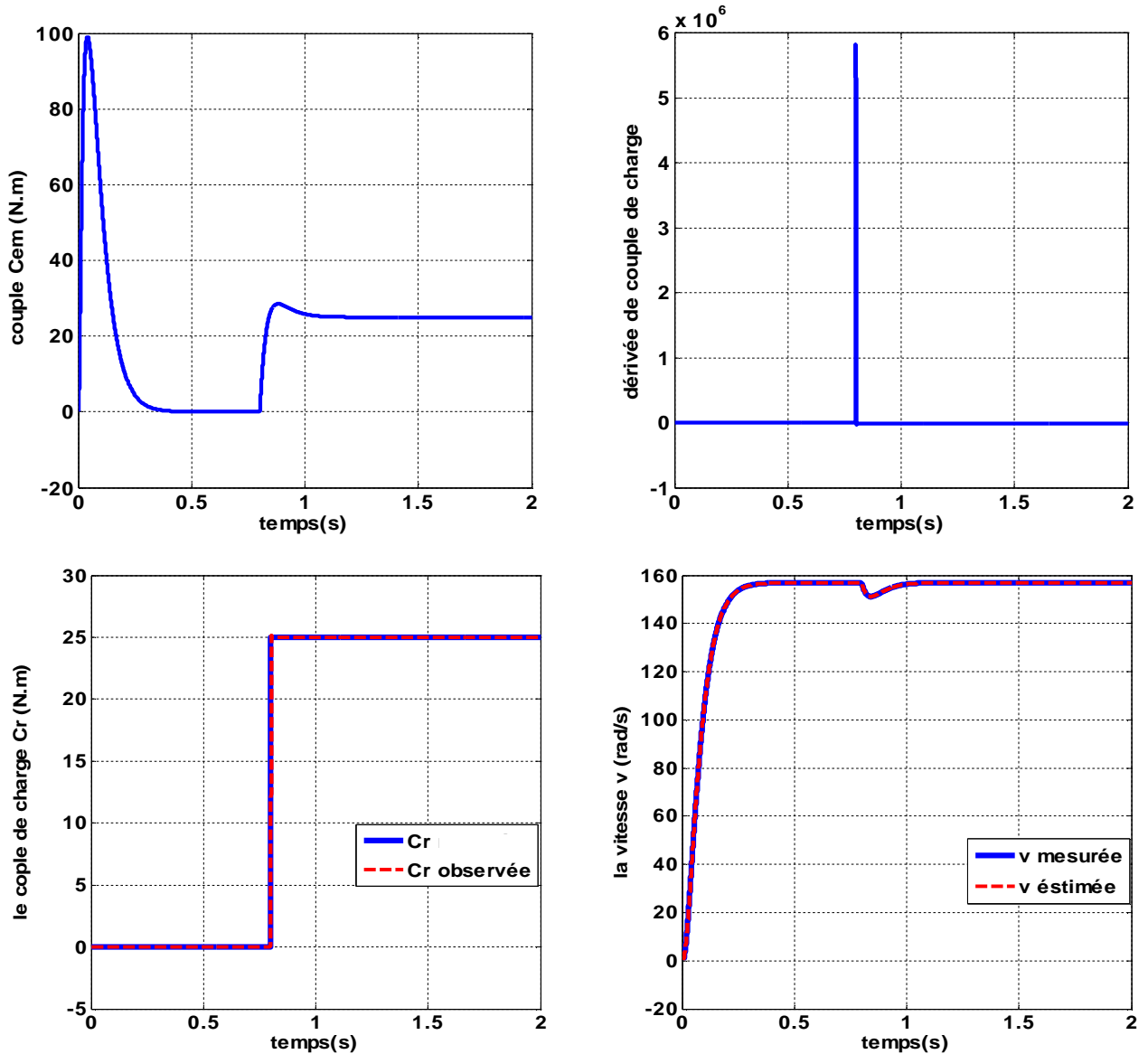


Fig (III.9): Résultats de simulation de la CV raccordée a l'observateur a grand gain de couple de charge

III.7.2.2 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle d'un MAS avec l'observateur à grand gain de couple de charge. À partir de l'analyse des quatre figures, on remarque que la vitesse estimée suit parfaitement la vitesse mesurée et évoluent d'une manière identique.

On remarque aussi que le couple de charge observé suit parfaitement la charge appliquée à la machine. La dérivée de couple de charge prend une valeur nulle (couple de charge constante) et subit un pic à l'instant $t=0.8s$ (application de la charge)

III.7.3. Test de robustesse

en appliquant trois tests de robustesses :

-Test de robustesse avec variation de la charge : $C_r=25 \text{ N.m}$ à $t=0.8$ et $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=1.4$

-Test de robustesse avec variation de la vitesse : $\omega = 150 \text{ rad/s}$ à ($t=0s$ jusque $t=0.8s$) ; $\omega = -100 \text{ rad/s}$ à ($t=0.8s$ jusque $t= 1.4s$) ; $\omega = 50 \text{ rad/s}$ à ($t=1.4 \text{ s}$ jusque $t= 2s$)

-Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique

III.7.3.1. Test de robustesse avec variation de la charge

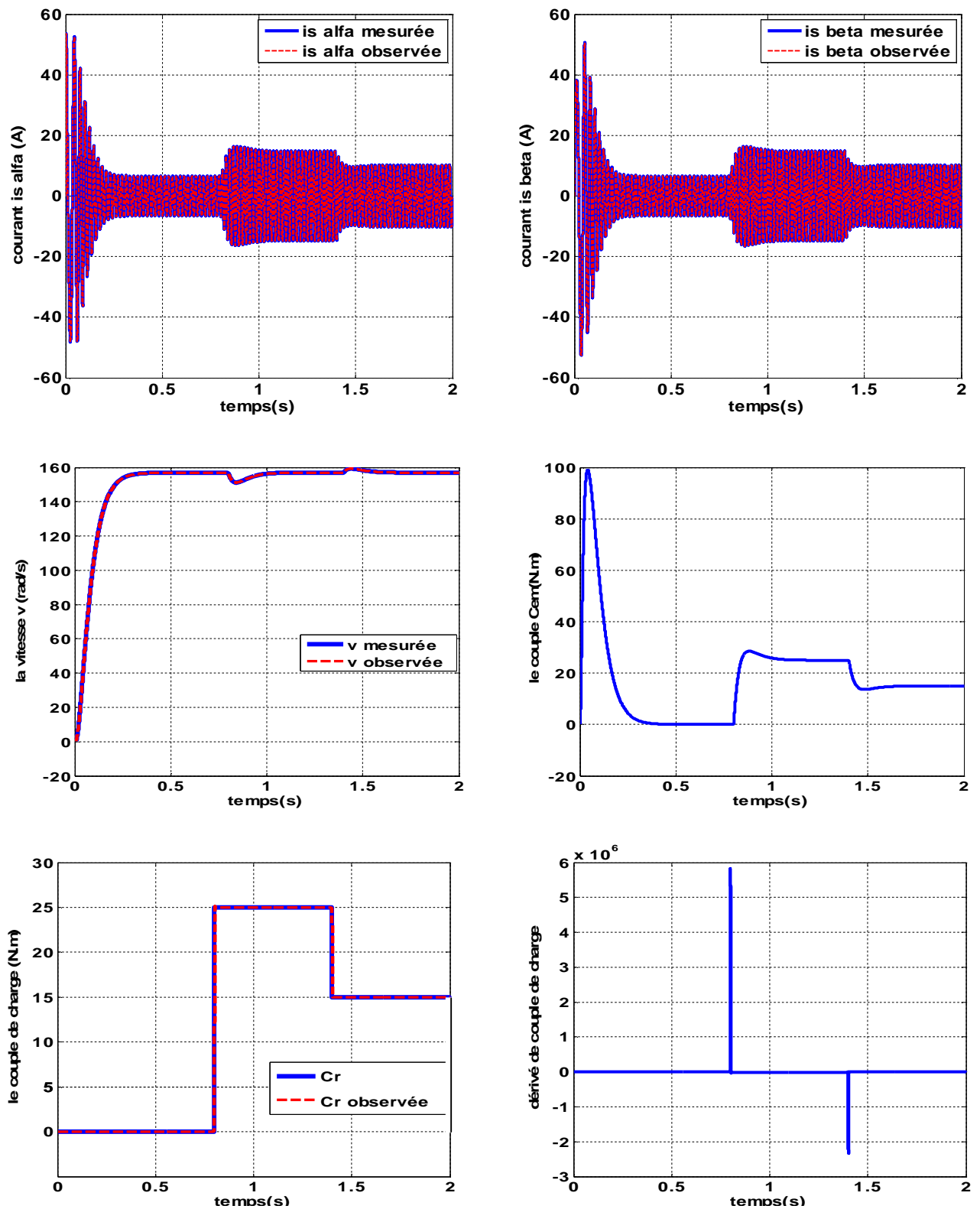


Fig (III.10): Résultats de simulation de la CV raccordée à l'observateur à grand gain avec variation de la charge

III.7.3.2. Test de robustesse avec variation de la vitesse

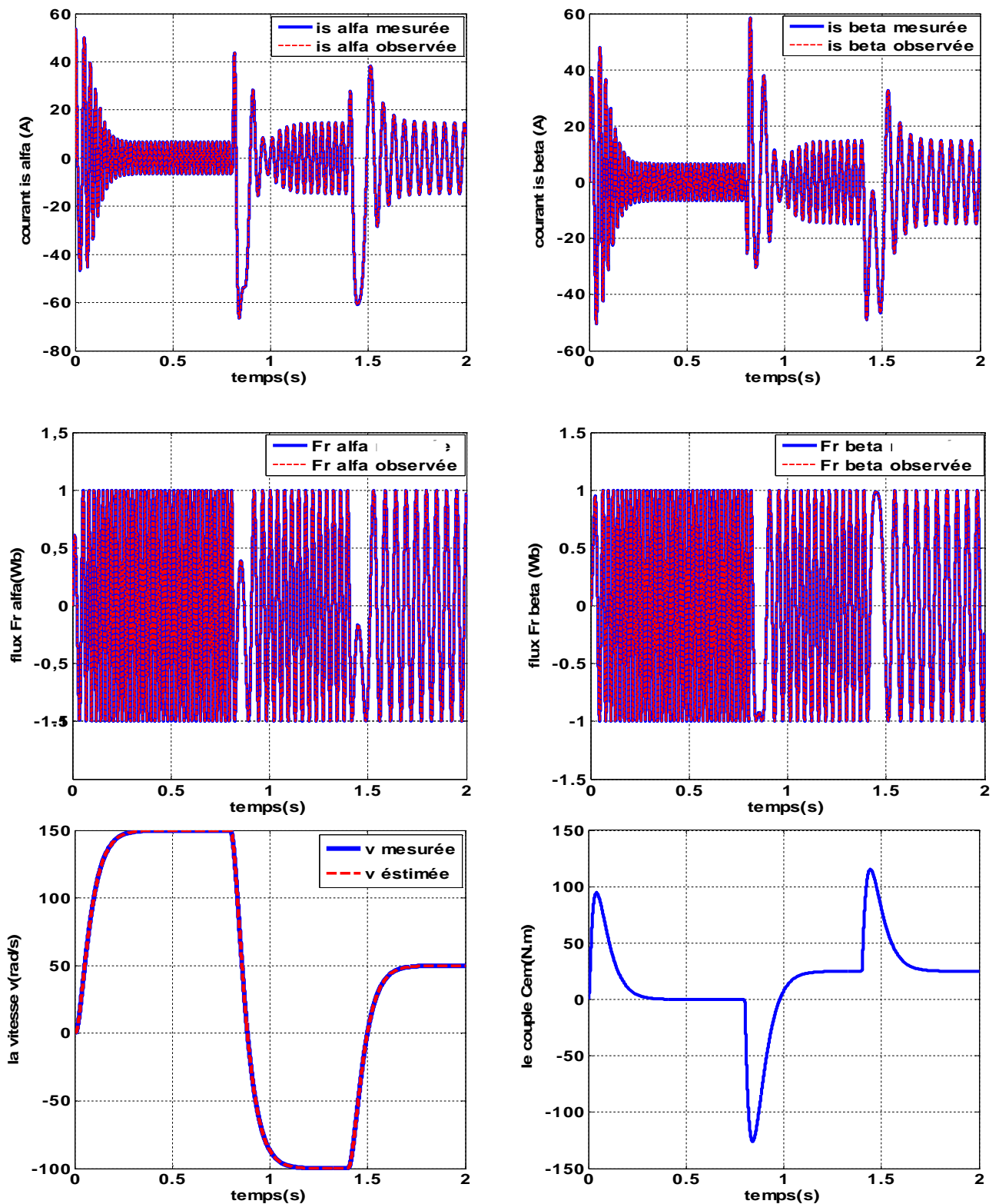


Fig (III.11): Résultats de simulation de la CV raccordée à l'observateur à grand gain avec variation de la vitesse

III.7.3.3. Test de robustesse avec variation de résistance rotorique

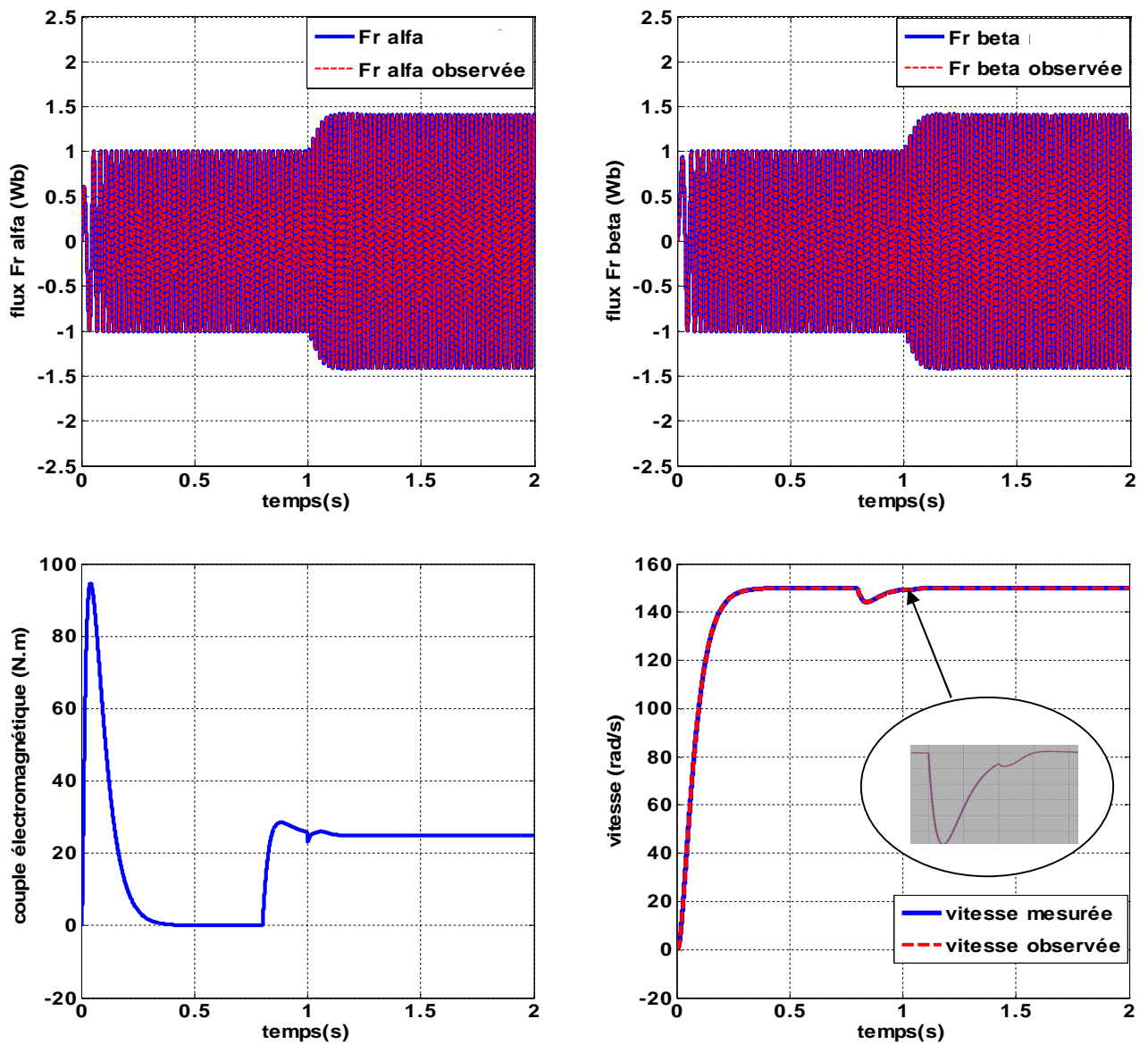


Fig (III.12): Résultats de simulation de la CV raccordée à l'observateur a grand gain avec variation de la résistance rotorique

III.8. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette commande assure le découplage permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Les résultats de simulation avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants. Ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le flux rotorique et le couple.

La seconde partie nous avons étudiée l'association entre la commande vectorielle et l'observateur à grand gain. On sépare les équations d'état de la machine en deux parties les variables d'état «électriques» et les variables d'état « mécaniques ». Pour cela on a choisi deux observateurs à grand gain Le premier observateur pour le flux rotorique et le deuxième pour observée le couple de charge .

Les résultats obtenus en simulation montrent que les paramètres reconstruits par l'observateur à grand gain convergent rapidement vers les paramètres réels du système Les résultats obtenus montrent aussi, que l'observateur à grand gain est un observateur robuste et ceci est conditionné par le choix du gain de ce dernier .

Dans ce chapitre, on se repose sur le principe que la vitesse est mesurée par un capteur de vitesse. Dans la pratique l'existence de ce capteur affecte la sensibilité de la commande, augmente le coût et influe sur la fiabilité du système, c'est pour cette raison l'objectif du chapitre suivant est le passage vers une commande sans capteur par l'élimination de ce dernier et l'optimisation de la commande.

Chapitre IV

*Commande de la machine asynchrone
Avec observateur de flux et de vitesse
à grand gain interconnecté*

IV .1. Introduction

La majeure partie des lois de commande des machines asynchrones telles que les commandes vectorielles et non linéaires nécessitent la mesure non seulement des courants statoriques (éventuellement des tensions statoriques) mais aussi de la vitesse mécanique. Par conséquent, le prix du capteur rend le plus souvent cette mesure très coûteuse. La commande sans capteur mécanique (vitesse, position et couple de charge) est donc devenue un sujet de préoccupation majeur. Dans cette partie, on s'intéresse à la synthèse d'observateur non linéaire pour la machine asynchrone sans capteur mécanique.

Ce chapitre sera consacré à la présentation d'un observateur d'état non linéaire appelé observateur à grand gain *interconnecté*, qui fera l'objet d'un capteur logiciel. synthétiser pour observer, des grandeurs mécaniques (vitesse, position, couple) des grandeurs magnétiques (flux), de la machine asynchrone, dans le but de concevoir une commande sans capteur mécanique.

IV.2. Observateur à grand gain interconnecté

Dans les machines asynchrones, la non linéarité du modèle dynamique apparaît clairement dans les matrices d'état. Les grandeurs responsables de la non linéarité sont; la pulsation rotorique, les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique. Il est donc nécessaire de synthétiser des observateurs qui prennent en compte cette non-linéarité, Ce besoin nous permet de retenir l'observateur à grand gain interconnecté.

IV.2.1. Principe

Il est bien connu qu'il n'existe pas de méthodes systématiques pour la conception d'observateurs pour un système non linéaire donné. Cependant, plusieurs méthodes d'observation sont disponibles selon les caractéristiques spécifiques du système non linéaire étudié. En particulier le système non linéaire considéré peut être vu comme une interconnexion entre plusieurs sous-systèmes, où pour chaque sous-système satisfaisant certaines conditions, un observateur peut être synthétisé.

L'idée de l'observateur interconnecté, consiste à décomposer le système non linéaire global en plusieurs sous-systèmes non linéaires de tailles plus petites, afin de simplifier la synthèse de l'observateur. Il suffit ensuite de synthétiser un observateur des états de chaque sous système, en utilisant l'hypothèse que les états de tous les autres sous systèmes sont disponibles.

IV.2.2. Observateurs à grand gain interconnectés appliqués à la machine asynchrone

en général, les systèmes non linéaires peuvent se mettre sous la forme canonique observable suivante:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + \Phi(u, y) \\ y = C\xi \end{cases} \quad (IV-1)$$

Néanmoins un certain nombre de spécifications de la machine asynchrone pose problème. La complexité, le nombre d'équations d'état, les opérations mathématiques sur l'observabilité et le passage à la forme canonique observable rend la synthèse de l'observateur difficile.

Chaque sous système non linéaire obtenu est mis sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(u, y)x + g(u, y, x) \\ y = Cx \end{cases} \quad (IV-2)$$

Dans ce qui suit, on exploite l'idée développée dans [6] afin de construire deux observateurs à grand gain interconnectés, illustrés sur la figure (IV.1) par les équations (IV 12) et (IV 13), et qui constituent le capteur logiciel.

Considérons le modèle dynamique de la machine asynchrone :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b(a\varphi_{r\alpha} + p\Omega\varphi_{r\beta}) - \gamma i_{s\alpha} \\ b(a\varphi_{r\beta} - p\Omega\varphi_{r\alpha}) - \gamma i_{s\beta} \\ -a\varphi_{r\alpha} - p\Omega\varphi_{r\beta} + aMi_{s\alpha} \\ -a\varphi_{r\beta} + p\Omega\varphi_{r\alpha} + aMi_{s\beta} \\ m(\varphi_{r\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{r\beta}i_{s\alpha}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ c_r \end{bmatrix} \quad (IV-3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

Où les paramètres a, b, γ, m, m_1 sont définis par :

$$a = \frac{R_r}{l_r}, b = \frac{M}{\sigma l_s l_r}, \gamma = \frac{l_r^2 R_s + M^2 R_r}{\sigma l_s l_r^2}, m = \frac{p M}{j l_r}, m_1 = \frac{1}{\sigma l_s}$$

σ ; Le coefficient de dispersion ou de Blondel.

c_r ; Couple de charge.

Le modèle de la machine asynchrone peut être réécrit sous la forme de deux sous systèmes interconnectés comme suit.

IV.2.2.1 Le premier sous système:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{c}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & pb\varphi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -1/j \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ \Omega \\ c_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + a b \varphi_{r\alpha} + m1 v_{s\alpha} \\ m(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (IV-4)$$

$$i_{s\alpha} = (1 \ 0 \ 0) \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ \Omega \\ c_r \end{pmatrix}$$

IV.2.2.2 Le deuxième sous système:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\Omega & ab \\ 0 & -a & -p\Omega \\ 0 & p\Omega - a & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} m1 v_{s\beta} \\ a M i_{s\alpha} \\ a M i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (IV-5)$$

$$i_{s\beta} = (1 \ 0 \ 0) \begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{pmatrix}$$

Les deux sous systèmes interconnectés (IV- 4) et (IV- 5) peuvent être représentés sous une forme interconnectée plus compacte comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_1(u, y, x_2)x_1 + g_1(u, y, x_2, x_1) \\ y_1 = C_1 x_1 \end{cases} \quad (IV-6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = A_2(u, y, x_1)x_2 + \varphi(u, y) \\ y_2 = C_2 x_2 \end{cases} \quad (IV-7)$$

$$A_1(u, y, x_2) = \begin{pmatrix} 0 & pb\varphi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -1/j \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2(u, y, x_1) = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\Omega & ab \\ 0 & -a & -p\Omega \\ 0 & p\Omega - a & \end{pmatrix} \quad (IV-8)$$

$$g_1(u, y, x_2, x_1) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + a b \varphi_{r\alpha} + m1 v_{s\alpha} \\ m(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ 0 \end{pmatrix}, \varphi(u, y) = \begin{pmatrix} m1 v_{s\beta} \\ a M i_{s\alpha} \\ a M i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (IV-9)$$

$$\text{Avec : } x_1 = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \\ x_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ \Omega \\ c_r \end{bmatrix} \quad (IV-10)$$

$$x_2 = \begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{22} \\ x_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

$$C_1 = C_2 = (1 \ 0 \ 0); u = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}]^T, y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$$

Dans le but de concevoir deux observateurs interconnectés pour les sous-systèmes (IV- 4) Et (IV- 5), nous posons les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1 : les variables $(u, y, x_1)(u, y, x_2)$ sont considérées comme des signaux connus respectivement pour les deux sous-systèmes (IV- 6), (IV- 7).

Hypothèse 2 :

1- $(u, y, x_1)(u, y, x_2)$ sont bornés et supposés être régulièrement persistants [6] pour garantir la propriété d'observabilité des sous-systèmes (IV- 4) et (IV- 5) respectivement.

2- $A_1(u, y, x_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à x_2 uniformément par rapport à (u, y) .

3- $A_2(u, y, x_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à x_1 uniformément par rapport à (u, y) .

4- $g_1(u, y, x_2, x_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à x_2 uniformément par rapport à (u, y, x_1)

Sous les hypothèses 1, 2, 3 et 4, les observateurs des sous-systèmes interconnectés (IV- 6) et (IV-7), sont :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = A_1(u, y, z_2)z_1 + g_1(u, y, z_2, z_1) + S_1^{-1}C_1^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(u, y, z_2)S_1 - S_1 A_1(u, y, z_2) + C_1^T C_1 \\ \hat{y}_1 = C_1 z_1 \end{cases} \quad (IV-12)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = A_2(u, y, z_1)z_2 + \varphi(u, y) + S_2^{-1}C_2^T(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_2 = -\theta_2 S_2 - A_2^T(u, y, z_1)S_2 - S_2 A_2(u, y, z_1) + C_2^T C_2 \\ \hat{y}_2 = C_2 z_2 \end{cases} \quad (IV-13)$$

Avec :

$$z_1 = \begin{bmatrix} z_{11} \\ z_{12} \\ z_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{\Omega} \\ \hat{c}_r \end{bmatrix} \quad (IV-14)$$

$$z_2 = \begin{bmatrix} z_{21} \\ z_{22} \\ z_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (IV-15)$$

Les matrices $A_1(u, y, z_2)$ et $A_2(u, y, z_1)$ ainsi que le champ de vecteur $g_1(u, y, z_2, z_1)$ sont donnés par :

$$A_1(u, y, z_2) = \begin{pmatrix} 0 & pb\hat{\varphi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -1/j \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2(u, y, z_1) = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\hat{\Omega} & ab \\ 0 & -a & -p\hat{\Omega} \\ 0 & p\hat{\Omega} - a & \end{pmatrix} \quad (IV-16)$$

$$g_1(u, y, x_2, x_1) = \begin{pmatrix} -\gamma\hat{i}_{s\alpha} + ab\hat{\varphi}_{r\alpha} + m1v_{s\alpha} \\ m(\hat{\varphi}_{r\alpha}\hat{i}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta}\hat{i}_{s\alpha}) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (IV-17)$$

Les fonctions de Lyapunov cités dans les équations (IV- 12) et (IV- 13) sont un outil puissant, quant à l'étude de la stabilité de l'observateur à grand gain. Afin de garantir la stabilité des deux sous systèmes, on doit assurer que les solutions des deux équations de Lyapunov soient supérieures à zéro ($S > 0$) et imposer les coefficients θ_1, θ_2 suffisamment grands pour une meilleure convergence de l'observateur. La résolution des équations de Lyapunov citées en (IV- 12) et (IV- 13) seront développés dans ce qui suit.

IV.3. Résolution de l'équation de Lyapunov

Nous avons vu que le gain du premier observateur à grand gain est donné en fonction de S_1^{-1} où est la solution de l'équation de Lyapunov :

$$\dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(u, y, z_2) S_1 - S_1 A_1(u, y, z_2) + C_1^T C_1 \quad (\text{IV-18})$$

Avec $S = S^T > 0$

L'équation peut être réécrite de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_{11} = -\theta_1 S_{11} + 1 \\ \dot{S}_{12} = -\theta_1 S_{12} - pb \hat{\varphi}_{r\beta} S_{11} \\ \dot{S}_{13} = -\theta_1 S_{13} + \frac{1}{j} S_{12} \\ \dot{S}_{22} = -\theta_1 S_{22} - 2pb \hat{\varphi}_{r\beta} S_{12} \\ \dot{S}_{23} = -\theta_1 S_{23} - pb \hat{\varphi}_{r\beta} S_{13} + \frac{1}{j} S_{22} \\ \dot{S}_{33} = -\theta_1 S_{33} + \frac{2}{j} S_{23} \end{cases} \quad (\text{IV-19})$$

On suit la même démarche, pour la résolution de l'équation de Lyapunov et le calcul de la matrice S_2 du gain de second observateur.

$$\dot{S}_2 = -\theta_2 S_2 - A_2^T(u, y, z_1) S_2 - S_2 A_2(u, y, z_1) + C_2^T C_2 \quad (\text{IV-20})$$

L'équation peut être réécrite de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_{11} = (2\gamma - \theta_2) S_{11} + 1 \\ \dot{S}_{12} = (\gamma - \theta_2 + a) S_{12} + pb \hat{\Omega} S_{11} - p \hat{\Omega} S_{13} \\ \dot{S}_{13} = (\gamma - \theta_2 + a) S_{13} - ba S_{11} + p \hat{\Omega} S_{12} \\ \dot{S}_{22} = (-\theta_2 + 2a) S_{22} + 2pb \hat{\Omega} S_{12} - 2p \hat{\Omega} S_{23} \\ \dot{S}_{23} = (-\theta_2 + 2a) S_{23} + pb \hat{\Omega} S_{13} - p \hat{\Omega} (S_{33} - S_{22}) - ba S_{12} \\ \dot{S}_{33} = (-\theta_2 + 2a) S_{33} + 2p \hat{\Omega} S_{23} - 2ba S_{13} \end{cases} \quad (\text{IV-21})$$

$\|S_1\|$ et $\|S_2\|$ ainsi que les valeurs propres de S_1 et S_2 sont bornées pour θ_1, θ_2 assez larges. Notant que $S_1^{-1} C_1^T$ et $S_2^{-1} C_2^T$ sont les gains des deux observateurs (IV- 12) respectivement (IV- 13).

❖ Calcule la matrice inverse (S^{-1})

La matrice S est une matrice symétrique définie positive ($S = S^T > 0$)

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{pmatrix} \tag{IV-22}$$

$$S^{-1} = \frac{1}{\det(S)} \text{cof}^T(S) \tag{IV-23}$$

En calculant le déterminant de S on trouve que :

$$\det(S) = S_{11}(S_{22}S_{33} - S_{23}^2) + 2 S_{12}S_{13}S_{23} - S_{12}^2S_{33} - S_{13}^2S_{22} \tag{IV-24}$$

Le co-facteur de la transposée de S est donné par :

$$\text{cof}^T(S) = \begin{pmatrix} (S_{22}S_{33} - S_{23}^2) & -(S_{12}S_{33} - S_{13}S_{23}) & (S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22}) \\ -(S_{12}S_{33} - S_{13}S_{23}) & (S_{11}S_{33} - S_{13}^2) & -(S_{11}S_{23} - S_{13}S_{12}) \\ (S_{12}S_{23} - S_{13}S_{22}) & -(S_{11}S_{23} - S_{13}S_{12}) & (S_{11}S_{22} - S_{12}^2) \end{pmatrix} \tag{IV-25}$$

Les gains de l'observateur sont donnés par :

$$S^{-1}C^T = \frac{1}{\det(S)} \text{cof}^T(S) (1 \ 0 \ 0)^T \tag{IV-26}$$

IV.4. Interprétation du capteur logiciel

Les capteurs logiciels sont d'une importance considérable, face à l'industrie qui tente de réduire le coût de ses équipements industriels. Le principe de fonctionnement du capteur logiciel est illustré sur la figure (IV-1):

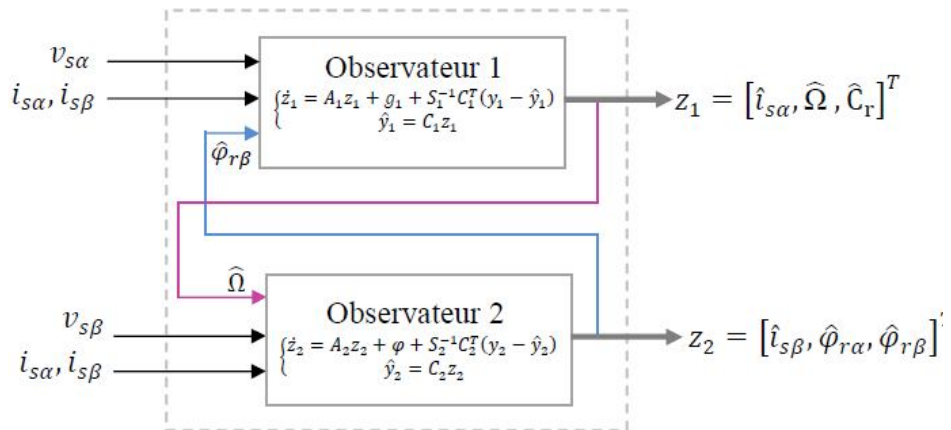


Fig. IV-1 : Observateurs à grand gain interconnectés

La matrice A_2 (respectivement A_1) contient le terme vitesse $\widehat{\Omega}$ (respectivement flux $\widehat{\varphi}_{r\beta}$) qui varie instantanément dans le temps, ce qui cause la non linéarité des deux matrices A_1 et A_2 d'où la nécessité de linéarisation.

L'observateur 1 connecté à *l'observateur 2*, le premier reçoit la valeur de flux, et le deuxième, reçoit la valeur de la vitesse.

L'observateur 1 estime instantanément la valeur de la vitesse mécanique $\widehat{\Omega}$ et la transmet à *l'observateur 2*, instantanément *l'observateur 2* estime la valeur de flux rotorique $\widehat{\varphi}_{r\beta}$ et la transmet à *l'observateur 1*. Ainsi, les deux observateurs vont s'interconnecter et s'échanger les données qui sont les valeurs des grandeurs manquantes (vitesse et flux). Ils se comportent comme si les deux sous systèmes sont sous leur forme canonique observable. De cette façon tous les coefficients des matrices A_1 et A_2 sont connus instantanément et la non linéarité des sous systèmes n'est plus un obstacle à l'observation des grandeurs électriques et mécaniques. Cette méthode procure donc la facilité et la rapidité de la conception de l'observateur. Elle permet d'observer les grandeurs mécaniques (couple, vitesse), les grandeurs magnétiques (flux rotoriques) et les grandeurs électriques (courants rotoriques) inaccessible à la mesure, sans passer par la méthode de linéarisation de la matrice A .

Notons cependant qu'avec l'observateur à grand gain, le choix d'un paramètre θ suffisamment grand assure une convergence sûre et rapide.

IV.5. Simulation de la machine asynchrone raccordée à l'observateur interconnecté à grand gain :

Dans le but de reproduire l'évolution des grandeurs électriques, magnétiques et mécanique de la machine asynchrone, on simule en boucle ouverte la machine asynchrone raccordée à l'observateur à grand gain interconnecté, donnés sous Matlab Simulink, représentés par la figure (IV- 2). Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (IV- 4),

On choisit les paramètres de l'observateur θ_1 et θ_2 , qui permettent de régler les gains de l'observateur, jusqu'à ce que l'observateur fonctionne. Dans le cas où les paramètres θ_1 et θ_2 sont trop petits, les grandeurs observées à la sortie de l'observateur divergent et l'observateur perd son observabilité, et quand on choisit ces paramètres trop grands l'observateur converge et donne de bons résultats, mais ça se répercute négativement sur le cas pratique, car l'observateur devient très sensible aux bruits d'observation. Par conséquent on choisit θ_1 et θ_2 proche où à la limite de la convergence de l'observateur. En faisant plusieurs simulations, θ_1 est choisit égale à 380 et θ_2 égale 410.

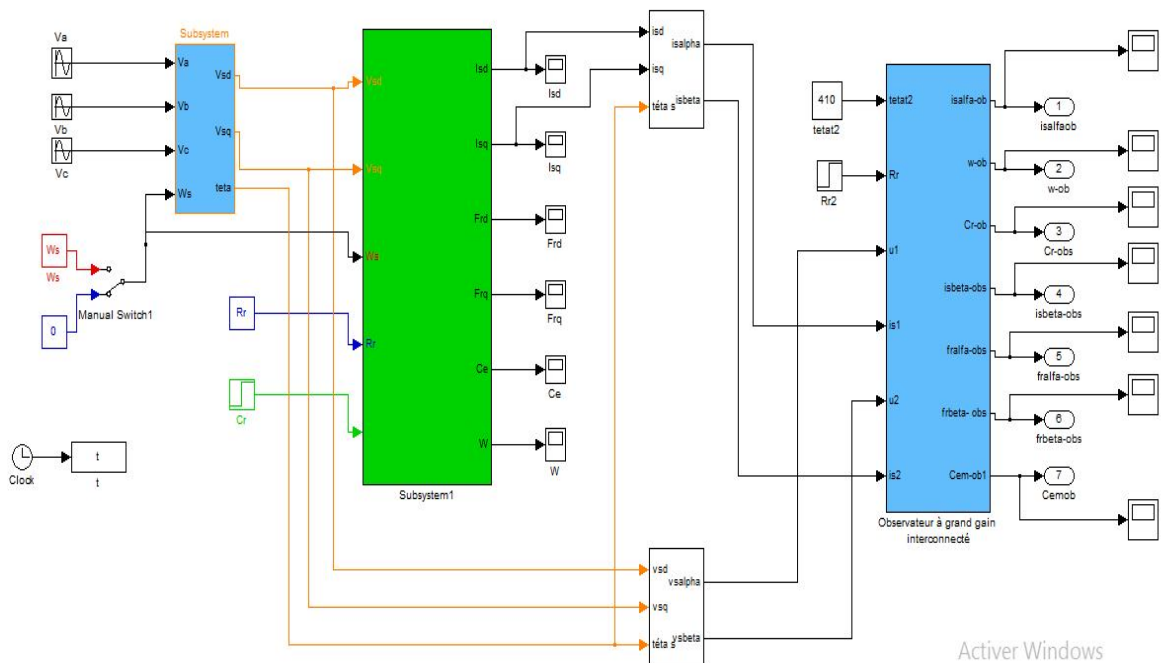


Fig. IV.2 :Blocs de simulation, sous Matlab Simulink, de la machine asynchrone raccordée aux observateurs à grand gain interconnectés.

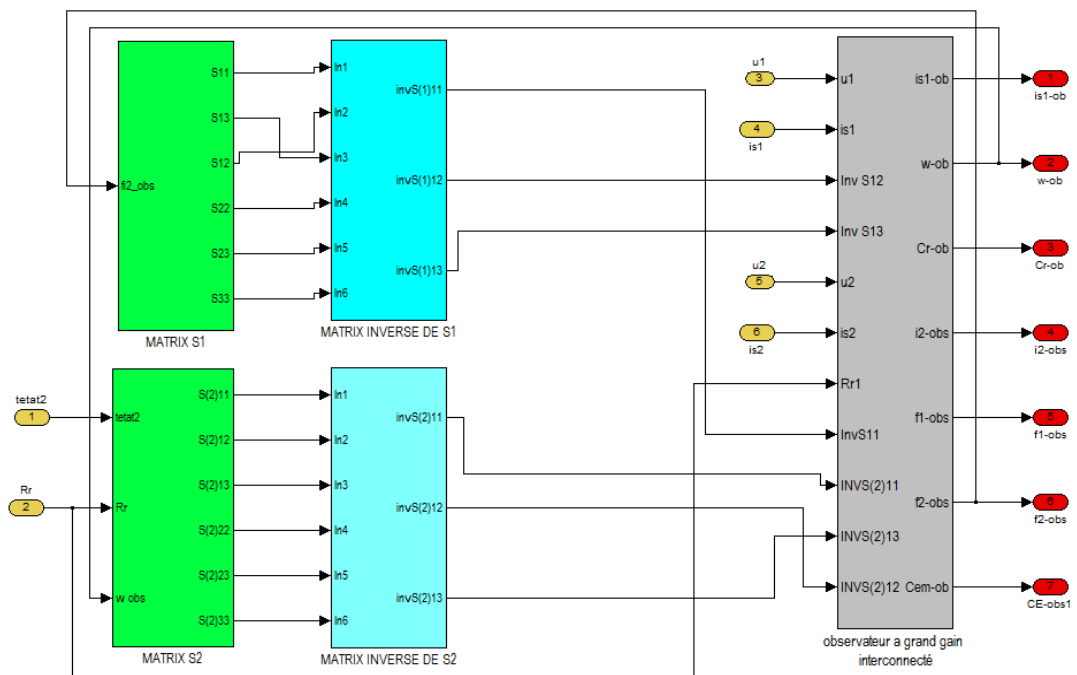


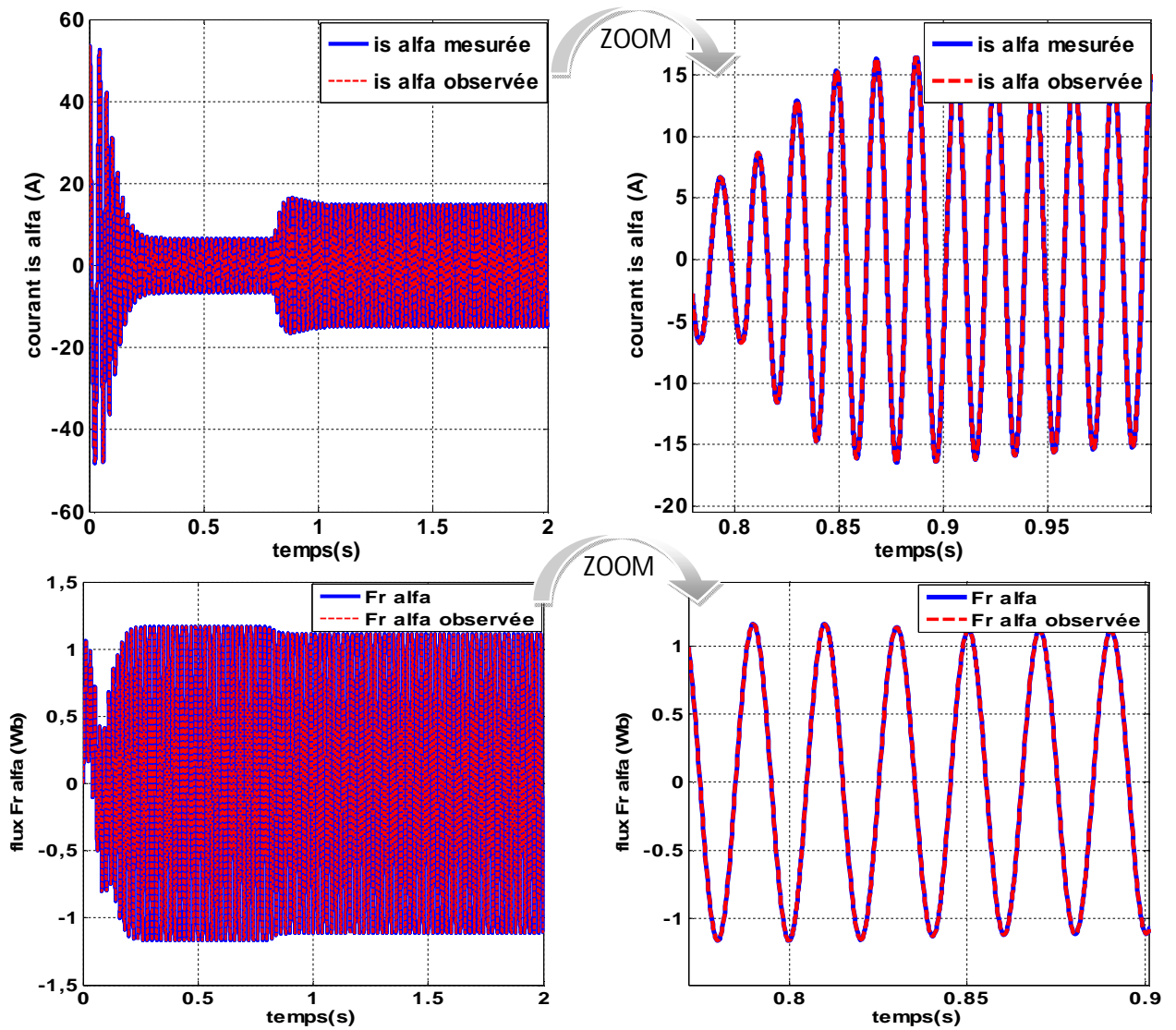
Fig. IV.3 :Blocs de simulation, sous Matlab Simulink,de l’observateurs à grand gain interconnectés.

Le bloc machine asynchrone regroupe les équations de la machine et le bloc observateurs interconnectés à grand gain contient les équations des deux observateurs interconnectés à grand gain ainsi que les blocs des matrices S_1 , S_2 , S_1^{-1} et S_2^{-1} regroupent les équations des deux matrices

S_1 et S_2 de Lyapunov, étudiées dans ce chapitre, injectée au bloc de l'observateur qui contient les équations des gains.

IV.5.1. Les résultats de simulations

Les résultats de simulation en boucle ouverte qui traduisent l'évolution des grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques observées, comparées aux grandeurs mesurables sont illustrés sur la figure (IV- 4).



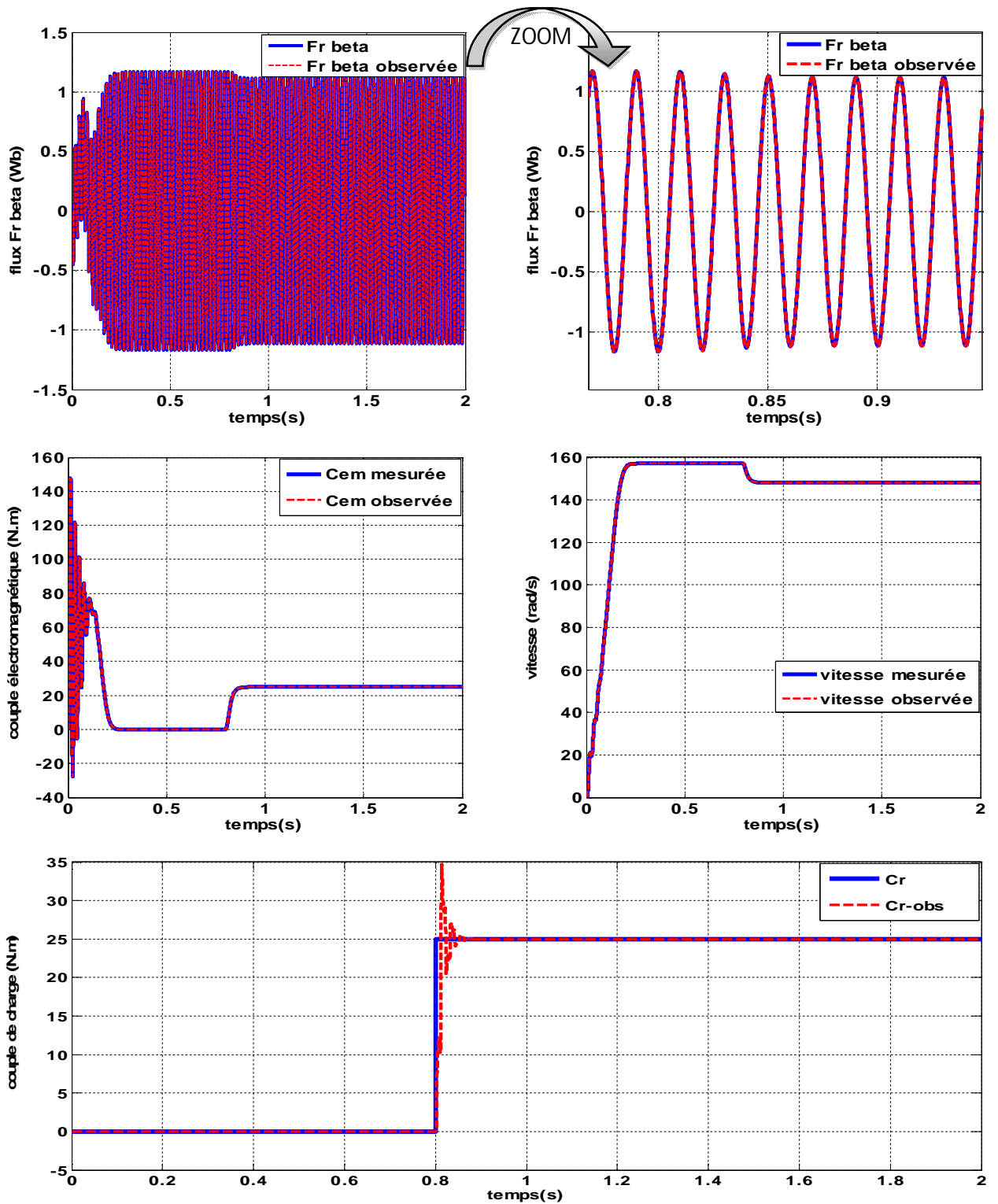


Fig. IV.4 :Les résultats de simulation en boucle ouverte de la machine asynchrone raccordée aux observateurs à grand gain interconnectés

IV.5.2. Interprétation

Le but de cette simulation est de montrer le comportement de l'observateur à grand gain interconnecté associé à la machine asynchrone. On remarque que les courants statoriques et les flux rotoriques observés s'évaluent d'une manière identique et similaire avec les courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

D'après les résultats obtenus, on constate que le couple électromagnétique et la vitesse mécanique et le couple de charge observés évoluent d'une manière presque identique avec les grandeurs mesurées. On remarque une perturbation à l'instant $t=0.8$ s dans le graphe du couple de charge, cette perturbation est due au réglage des gains θ_1 et θ_2 de l'observateur.

IV.6. Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteurs mécaniques

Des commandes de rendement élevé pour la machine asynchrone peuvent être mises en application au moyen de contrôleurs de vitesse et flux qui se basent sur des concepts d'orientation de flux magnétique. L'algorithme de commande vectorielle orientée est une commande sur les courants, les flux et la vitesse mécanique. Des capteurs mécaniques tels que

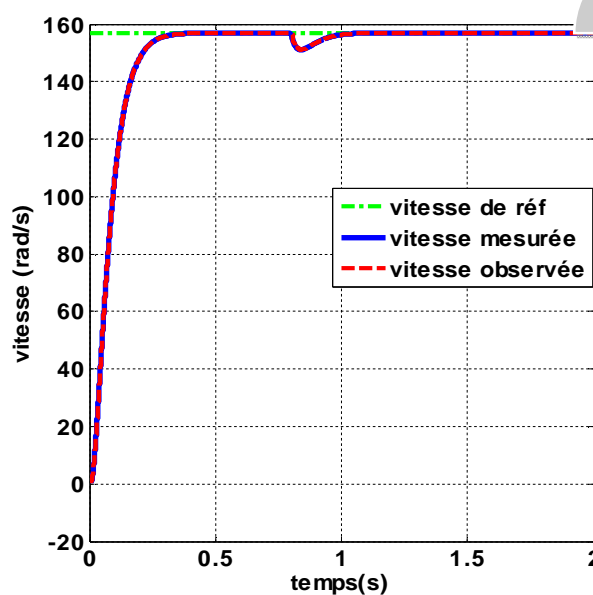
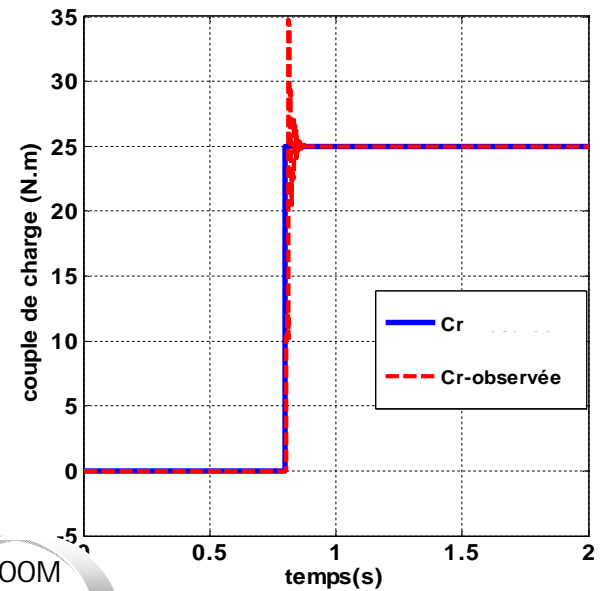
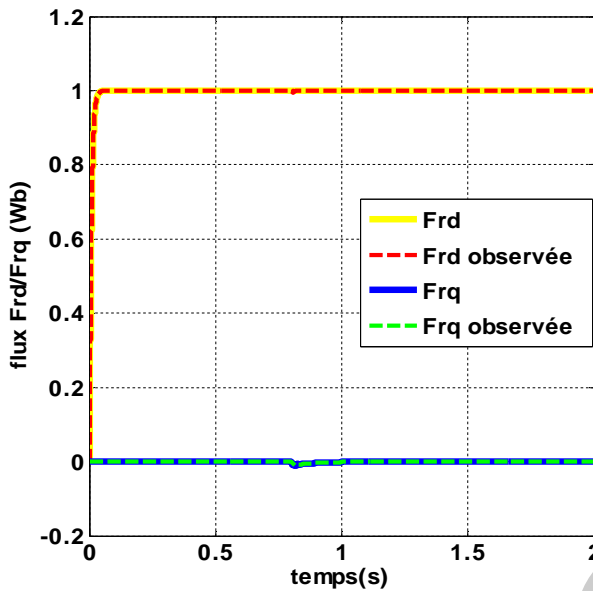
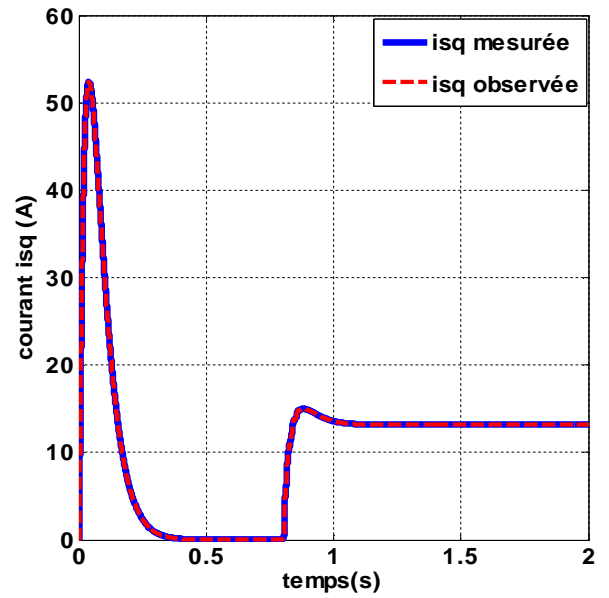
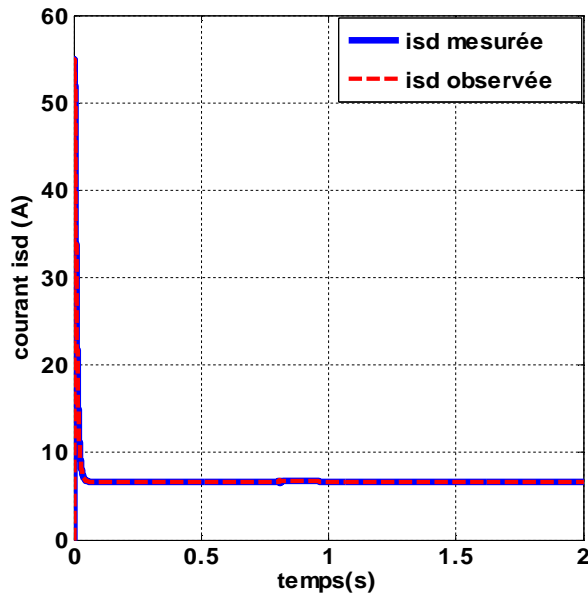
Les codeurs incrémentaux et les résolveurs sont habituellement employés pour mesurer la vitesse mécanique de la machine asynchrone. Ces capteurs de vitesse réduisent la robustesse et la fiabilité d'entraînement de la machine asynchrone et augmentent son coût ainsi que la complexité des montages. Par conséquent, durant cette dernière décennie, les commandes sans capteur mécanique de la machine asynchrone (sans mesure de vitesse), sont devenues un sujet important et un attrayant champ de la perspective industrielle [6].

Après avoir validé la simulation de la machine asynchrone raccordée à l'observateur à grand gain interconnecté, on présente dans ce qui suit les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique et comparé ces résultats avec la commande vectorielle avec capteur mécanique.

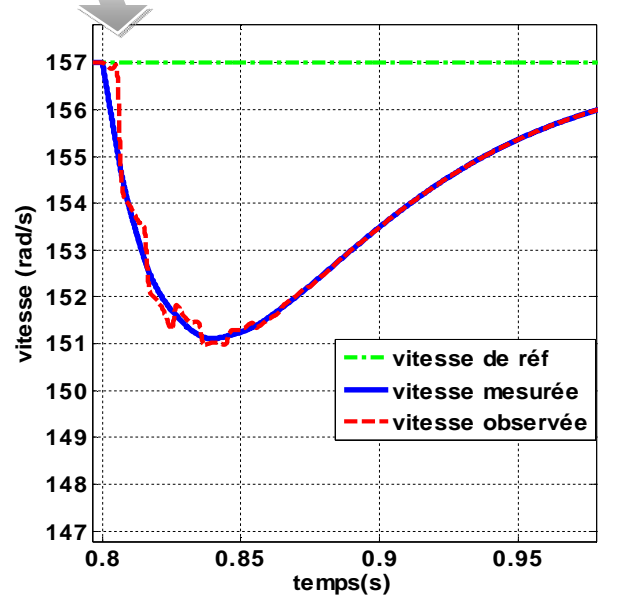
IV.6.1. Les résultats de simulation

En remplaçant l'estimateur de flux et le capteur de la vitesse par des observateurs à grand gain interconnectés. Les paramètres θ_1 et θ_2 choisis, qui caractérisent les gains des observateurs sont $\theta_1=380$ et $\theta_2=500$.

Les résultats de simulation sous MATLAB SIMULINK sont exposés sur la figure (IV- 5).



ZOOM



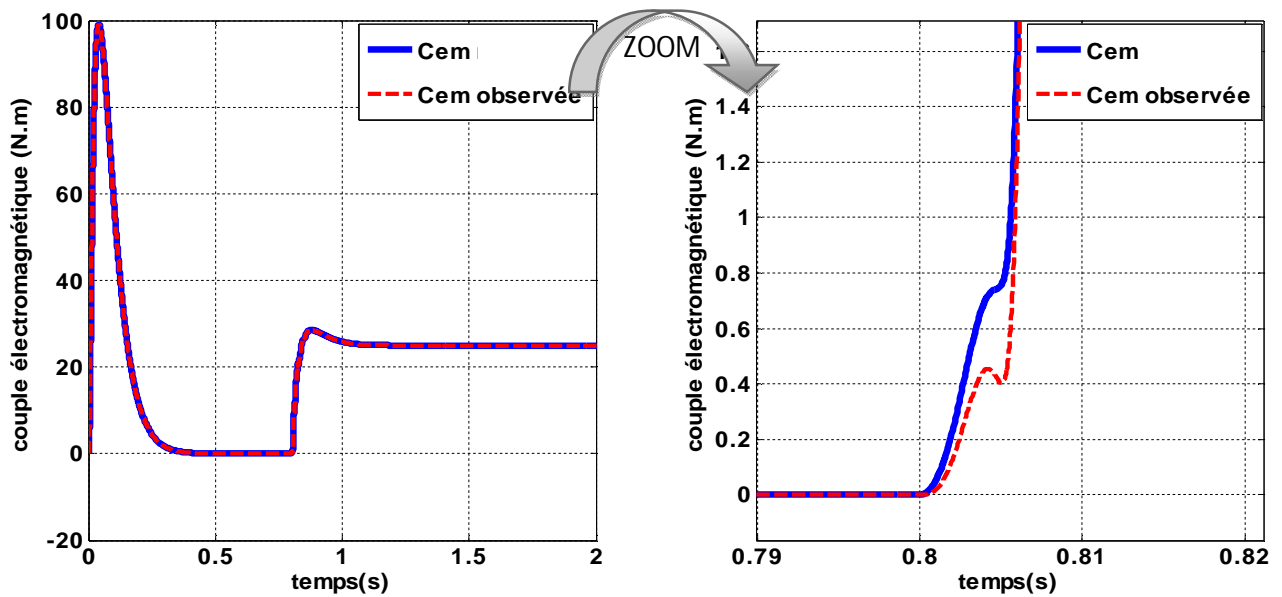


Fig. IV.5 : Résultats de simulation de la machine asynchrone raccordée aux Observateurs à grand gain interconnectés contrôlé par la commande vectorielle

IV.6.2. Interprétation

Si on compare les résultats de simulation de la machine asynchrone avec observateurs à grand gain interconnectées à celles avec capteur mécanique, contrôlé par la commande vectorielle, on constate que la dynamique des grandeurs électriques mécaniques observées par les capteurs logiciels sont similaires aux grandeurs mesurées par des capteurs mécaniques, méso remarque une petite perturbation à l’instant $t=0.8s$ (L’application d’un couple de charge $C_r = 25N.m$) dans les grandeurs observées ; flux magnétique ($\hat{\varphi}_{rd}, \hat{\varphi}_{rq}$), la vitesse ($\hat{\Omega}$), le couple électromagnétique (\hat{C}_{em}) et surtout le couple de charge (\hat{C}_r) (des ondulations). Ceci est dû au choix des paramètres θ_1 et θ_2 des gains des observateurs. Car pour éviter ces perturbations il faut choisir une autre combinaison de θ_1 et θ_2 pour assurer la convergence de l’observateur. On remarque également que l’observateur à grand gain interconnecté, ne modifie pas le comportement de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.

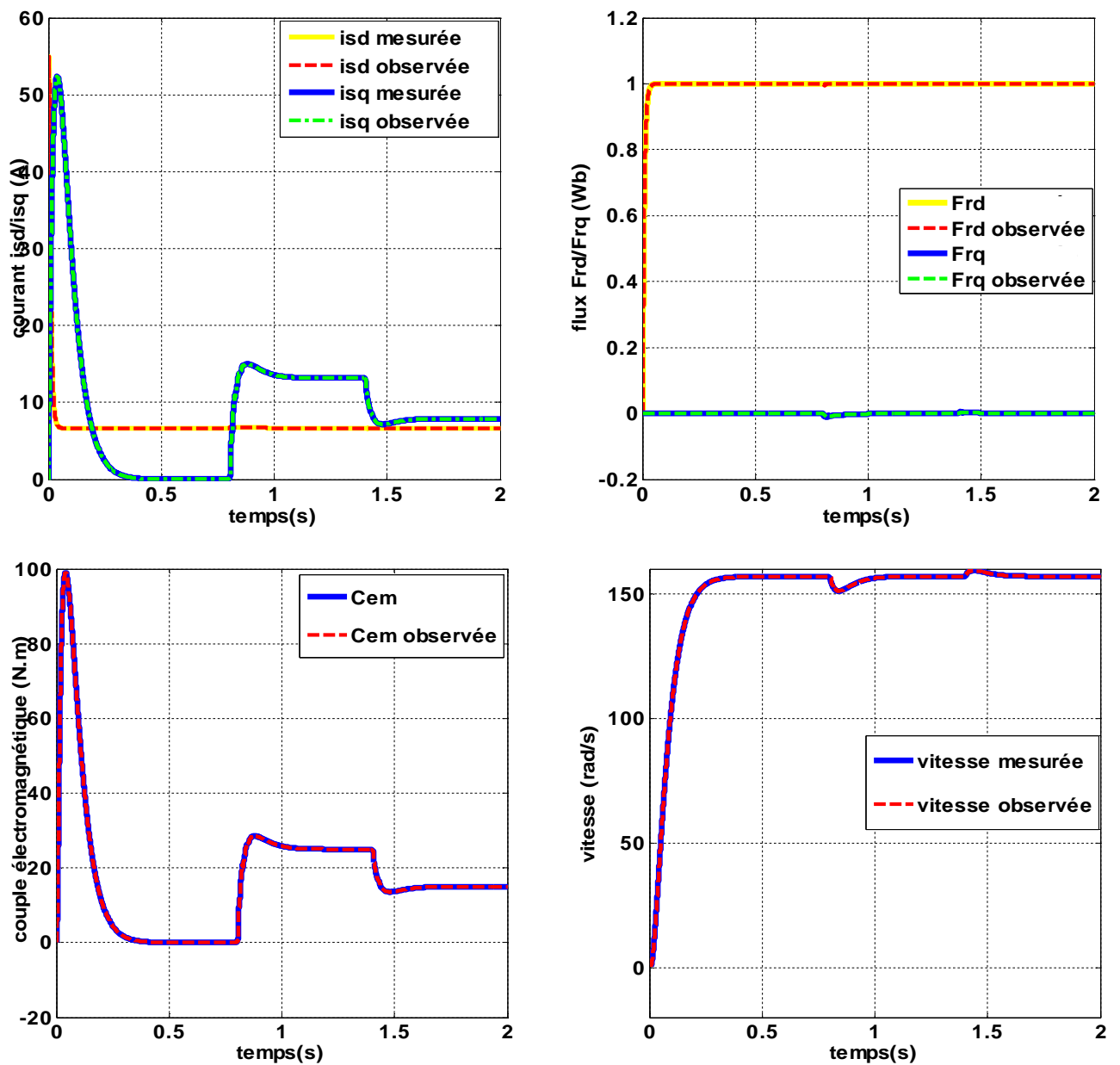
IV.6.3. Test de robustesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CV sans capteur mécanique basée sur l’observateur à grand gain interconnecté en appliquant deux tests de robustesses :

- Test de robustesse avec variation de la charge
- Test de robustesse avec variation de la vitesse

IV.6.3.1. Test de robustesse avec variation de la charge

La figure (IV- 6) représente les résultats de simulation de l’essai à vide et en charge. avec variation du couple de charge ($C_r = 25 \text{ N.m}$ à $t = 0.8\text{s}$ et $C_r=15 \text{ N.m}$ a $t=1.4\text{s}$).Les courbes de vitesse et de flux présentent une petite variation puis se stabilisent à la valeur de référence. Le courant statorique (i_{sq}) réagit correctement avec un dépassement négligeable au point de la variation de la charge.



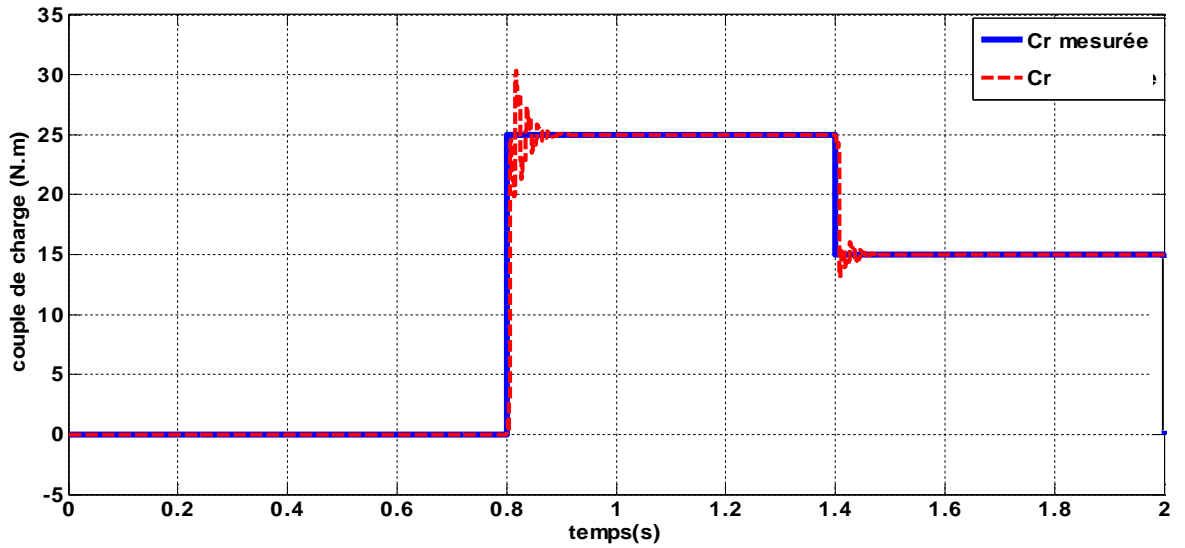
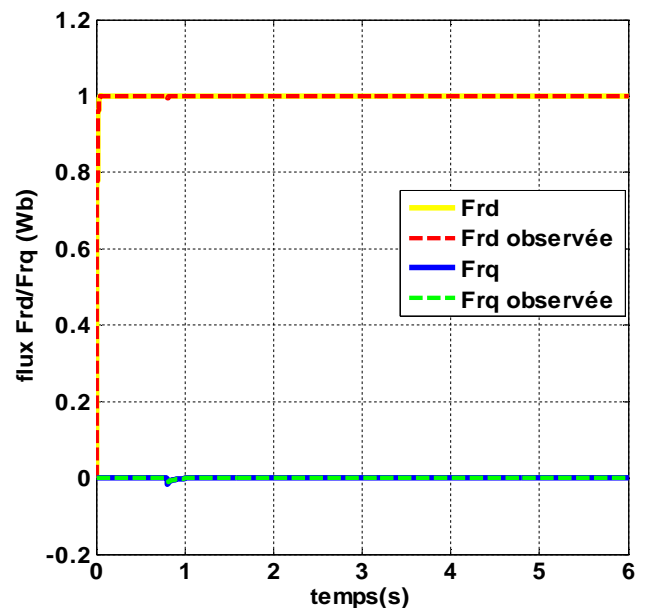
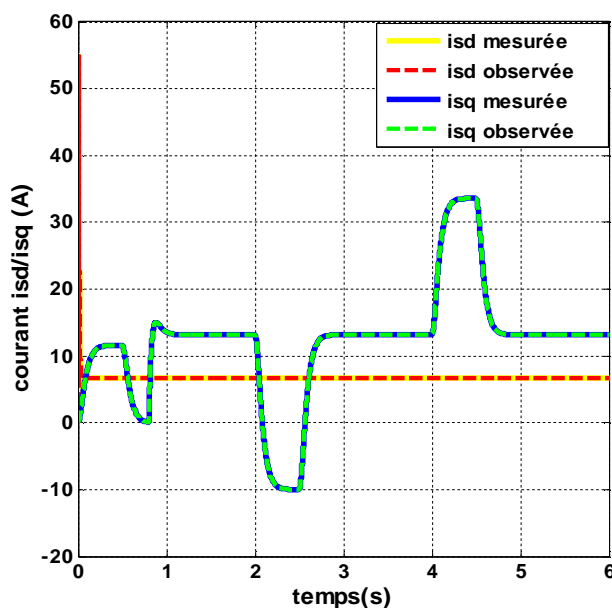


Fig. IV.6 : résultats de simulation avec variation de la charge

IV.6.3.2. Test de robustesse avec variation de la vitesse

La figure (IV-7) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse, appliquant un changement de la consigne de +155 rad/sec à -155 rad/s à partir de t =2 s et à t =4s. Un autre changement de consigne de -155rad/s à +120 rad/s avec application d'un couple résistant $C_r=25N.m$ à l'instant t=0.8s. On remarque que la vitesse observée et mesurée suit la vitesse de référence avec un temps de réponse presque le même. Les allures de couple(C_{em}) et de courant statorique (isd) présentent des variations lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilisent en régime permanent.



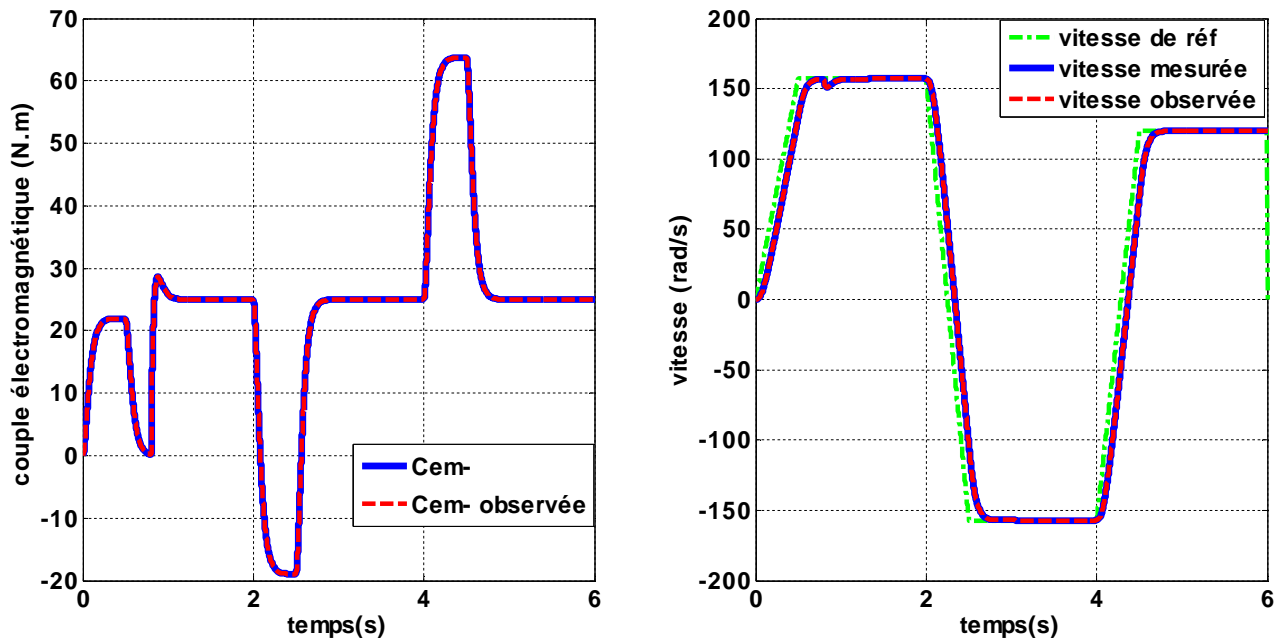


Fig. IV.7 : Résultats de simulation avec variation de la vitesse

IV.7. Conclusion

Dans le but de reconstituer la vitesse mécanique de la machine asynchrone sans capteurs mécanique à l'aide d'un capteur logiciel, ce chapitre est mené sur l'étude de l'observateur d'état interconnecté à grand gain dans le but de synthétiser un observateur d'état moins complexe et plus facile à étudier. A cet effet, on décompose le modèle d'état de la machine asynchrone en deux sous systèmes d'état, et sous certaines hypothèses, on synthétise un observateur pour chaque sous système. L'avantage que procure cet observateur est sa capacité à fonctionner par l'interconnexion de plusieurs observateurs à grand gain et la réduction de la difficulté et de la complexité des équations.

Au début on a appliqué la simulation de la machine asynchrone raccordée à l'observateur à grand gain interconnecté et on constate que les résultats des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques observées sont similaires à celles retrouvées dans le chapitre (II) de la modélisation de la machine asynchrone.

En suite on a appliqué la commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique à la présence des observateurs interconnectés à grand gain. On conclut qu'ils fonctionnent indépendamment de la commande, car la comparaison entre les résultats de

simulation, soit en régime dynamique ou permanent, des grandeurs mécaniques ,électrique et magnétiques de la machine asynchrone commandée avec capteurs et sans capteurs mécanique sont très similaires.

En fin on a testée la robustesse de la commande vectorielle sans capteur mécanique avec variation de la vitesse et la charge .On a conclu que la commande avec l'observateur interconnecté à grand gain.est robuste.

Conclusion Générale

Notre travail est porté sur l'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique, Il est partagé en quatre chapitres principaux, aux quels on a attribué une étude théorique validée par des simulations sous logiciel Matlab.

- Dans le premier chapitre on a introduit, en général, les observateurs linéaires et non linéaires, ensuite on a présenté un observateur non linéaire appelé observateur à grand gain. Ce dernier est caractérisé par des gains réglables qui servent à annuler l'erreur d'estimation. En fin la preuve de la stabilité de cet observateur a été présentée.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la modélisation par la transformation de Park, avec les différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de Park. Le modèle de la machine écrit, est lié au choix du référentiel et aux sorties du modèle. L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension.
- Dans le troisième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associée à la commande vectorielle directe (CDV). Les tests de robustesse ont prouvé que cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.
En suite on a appliqué des observateurs à grand gain en cascade, pour observer les grandeurs non accessibles qui sont le flux rotorique et le couple de charge de la MAS contrôler par la commande vectorielle. On conclut à partir des résultats de simulation que les observateurs à grand gain gardent les performances de la commande, sans influencer sur la dynamique de la commande vectorielle de la machine asynchrone.
- On a abordé le problème de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone dans le quatrième chapitre. L'objectif qu'on a fixé est de synthétiser des capteurs logiciels qui servent à réduire le nombre de capteurs physiques dans la machine asynchrone. A cet effet, des observateurs à grand gain interconnectés ont été élaborés. Ils sont conçus dans le but de remplacer les capteurs physiques de la vitesse et de flux magnétique et d'obtenir en même temps une commande performante.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- L'étude de la CVD basée sur un observateur de vitesse avec un mécanisme d'adaptation des résistances rotorique et statorique.
- L'implantation de l'observateur de vitesse à grand gain interconnecté dans d'autres commandes basées sur le mode glissant ou le backstepping.

Bibliographies

[1] **S. Chaouch** - «Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse » thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005

[2] **M. Oueder** «Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires », Thèse de doctorat de l'université de CAEN/BASSE–Normandie, Spécialité Automatique, robotique, 2012.

[3] **A. Bouscayrol**, «Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multi machines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile, » Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.

[4] **B Tounsi** « Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique » Thèse de Doctorat, Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie de l'ENSEEIH, Toulouse 2007.

[5] **A Xu** « Observateurs adaptatifs non-linéaires et diagnostic de pannes » thèse de doctorat, Université de Rennes1, septembre 2002.

[6] **M Ghanes** «Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » thèse de Doctorat, IRCCyN de Nantes 2005.

[7] **M Ghanes, A Girin, T Saheb** « Original Benchmark for sensorless induction motor drives at low frequencies and validation of high gain observer » Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts.

[8] **D Boutat** « La notion d'observateur pour les systèmes non linéaires» Cours d'école doctorale, ENSI de Bourges, Institut PRISME France

- [9] **M Benallouch** « Observation des systèmes non-linéaires à entrées inconnues, application à la pile à combustible de type PEM » thèse de doctorat, Université de Strasbourg 2009.
- [10] **T Boumegoura** « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic » thèse de doctorat, Ecole Centrale De Lyon 2001.
- [11] **Benhamimid Radhwane.et BrahimiNadjib.** «Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones» Mémoire d'ingénieur, option : Commande électrique, université de M'sila 2006.
- [12] **C. Richard**, "Simulation Des Machines Electriques en Régime Dynamique A L'aide du logiciel Simulink™," Cours polycopié de l'EINEV, France 1993.
- [13] **B. Nahid Mobarakeh**, « Commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP », Thèse de doctorat, INPL, LORRAINE. 2001.
- [14] **C.Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones1", Edition Hermes Science Europe 2000.
- [15] **R. Achouri, M. Hidouche**, "Asynchrone, Simulation sur logiciel SIMPLORER, Validation expérimentale sur banc d'essai ", P.F.E de l'École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2007
- [16] **Hamza Mekki,t Samir Zeglache.** «Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse» Mémoire d'ingénieure, option : contrôle, université de M'sila, Juin 2006.

[17] **G. Sturtzer, E. Smigiel**, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP", Edition Ellipses, Paris 2000.

[18] **R. Champagne**, "Simulation en temps réel à l'aide de la représentation d'état : Application à un entraînement électrique basé sur une machine asynchrone", Thèse de Doctorat de l'École de Technologie Supérieure Université de Québec, Montréal, Canada, Juillet 2001.

[19] **O. YAHIAOUI; T. LABZA** " Etude et simulation d'association onduleur de tension -moteur asynchrone et réglage par mode glissant" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2007.

[20] **M. Yousfi, et Z. Bouhenaf**, "Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs", P.F.E de l'École Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2007.

[21] **D. Hadiouche**, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2001.

[22] **T. Toudja**, "Commande non linéaire robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent", Thèse de Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Février 2008.

[23] **G. Grellet, G. Clerc** "Actionneurs Électriques, principes modèles commande", Edition Eyrolles, Paris 2000.

[24] **D. SIHAM**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone et introduction aux convertisseurs matricielles ». Mémoire d'ingéniorat, Université de Batna ,2004.

[25] **D. Ali , T. Djedidi** ‘ Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d’une Machine à Induction linéarisée par orientation du Flux“ Mémoire d’Ingéniorat Université de M’sila ,2005.

[26] **S. TORKI** ‘Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant le filtre de kalman étendu (EKF)’ Mémoire de Master Université de M’sila [2011 / 2012]

[27] **A. ACHOUR, A. AICHOUCHE**, « Réglage par mode glissant d’une machine asynchrone ». Mémoire d’ingéniorat Université de M’sila , 2005.

[28] **B.Tarek** ‘Commande vectorielle en temps discret d’une machine à induction ’mémoire de Magister université de Batna [2008]

[29] **A. Abdelmalak, A. Azedine** ‘Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone’ Mémoire d’ingénieur d’état [2004/2005]

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone :

Puissance nominale	$p_n = 4 \text{ KW}$
Vitesse nominale	$\Omega = 1440 \text{ tr/min}$
Courant (Δ/Y)	$i = 15/8.6 \text{ A}$
Couple nominal	$C_n = 25 \text{ N.m}$
Résistance statorique	$R_s = 1.2 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1.8 \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.1554 \text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.1564 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.15 \text{ H}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie	$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottements visqueux.	$f = 0$

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE :
COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : - Mme. H. BENDERRADJI

Présenté par : - BENKHENNOUF Belkacem

Thème :

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec
Observateur de Vitesse à Grand Gain

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique d'une machine à induction.

Un bon fonctionnement de la commande de la machine nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Celle ci peut parvenir par des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles.

Dans ce contexte, notre travail s'appuie sur les deux volets suivants :

- Elaboration d'une commande vectorielle directe de la machine asynchrone raccordée à l'observateur a grand gain en cascade pour observer le flux rotorique et le couple de charge.
- Elaboration d'une commande vectorielle de la machine asynchrone raccordée à l'observateur à grand gain interconnecté, qui fera l'objet d'un capteur logiciel synthétiser pour observer la vitesse mécanique de la machine.

Mots Clés

Machine asynchrone, Commande vectorielle, Commande sans capteur, Estimateur; Observateur a grand gain interconnecté .