MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT AUTOMATIQUE

Mémoire de Magister

en ***Automatique***

Option : **Automatique des Systèmes Continus et Productique**

Présenté par

OUBABAS Hocine

Ingénieur UMMTO

Etude comparative de méthodes de reconfiguration de commande

devant le jury d'examen composé de :

DIAF Moussa,	Professeur, UMM de Tizi-Ouzou ;	Président
BELMEHDI Ali,	Professeur, Université de Bejaia	Rapporteur
DJENNOUNE Said,	Professeur, UMM de Tizi-Ouzou	Examinateur
HADDAD Salah,	Professeur, UMM de Tizi-Ouzou	Examinateur
HAMMOUCHE Kamal,	M.C , UMMde Tizi-Ouzou	Examinateur

AVANT-PROPOS

Je tiens tout d'abord à exprimer mes sincères remerciements à mon promoteur Monsieur **BELMEHDI Ali**, Professeur à l'Université de Béjaia, qui a accepté de m'encadrer et guider mes travaux jusqu'à la réalisation de ce mémoire. Qu'il trouve ici, le témoignage de ma profonde gratitude et ma reconnaissance pour les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer et pour la confiance qu'il m'a accordé en acceptant de diriger ce mémoire.

Je remercie très vivement Monsieur **DIAF Moussa**, Professeur à l'UMMTO, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur **DJENNOUNE Said**, Professeur à l'UMMTO, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury. Ainsi pour les conseils et son aide assez précieuse qu'il m'a prodiguer tout au long de la durée de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont également à Monsieur **HADDAD Salah**, Professeur à l'UMMTO, pour avoir accepter de participer au jury de soutenance. Ainsi pour m'avoir aidé et conseillé durant la durée de ce mémoire.

Je remercie très vivement Monsieur **HAMMOUCHE Kamal,** maître de conférence à l'UMMTO, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury.

Mes remerciements vont aussi à monsieur **MANSOURI Rachid,** docteur chargé de cours à l'UMMTO, ses conseils judicieux ont été pour moi une aide précieuse, monsieur **GUERMAH Said,** maître assistant chargé de cours à l'UMMTO, qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance pour ses conseils précieux.

Je tiens à remercier également tous les membres du L2CSP qui ont contribué à rendre ce cadre de travail agréable, tant d'un point de vue technique que humain.

Enfin, un remerciement particulier à mes parents, à mes frères et soeurs.

Sommaire

Chapitre 3 : Application sur Moteur asynchrone

Annexes

Références Bibliographiques

Abréviations et symboles

I. Abréviations

FTC : Commande tolérante aux fautes (Fault tolerant Control)

FTCS: Système de commande tolérante aux fautes (Fault tolerant Control system)

PFTC : Commande tolérante aux fautes passive (Passive Fault tolerant Control)

AFTC : Commande tolérante aux fautes active (active Fault tolerant Control)

FDD : Détection et diagnostic de fautes (Fault Detection and Diagnosis)

FDI : Détection et isolation de fautes (Fault Detection and isolation)

LQR : commande linéaire quadratique (linear-quadratic regulator)

H_∞ : Commande robuste h-infini.

MPC : Commande par modèle prédictif (*Model Predictive Control*)

NMPC : Commande non linéaire par modèle prédictif (non linear *Model Predictive Control*)

II. Symboles

Rs : résistance par phase statorique

Rr : résistance par phase rotorique

Ls : inductance propre cyclique du stator

Lr : inductance propre cyclique du rotor

Lm : mutuelle inductance cyclique stator-rotor

vds : tension statorique directe

v_{qs} : tension statorique transversale

V_s : amplitude de la tension statorique

Φ_s : amplitude du flux statorique sous un pôle

Φ_r : amplitude du flux rotorique sous un pôle

i_{ds} : courant statorique direct

i_{qs} : courant statorique transversal

i_{dr} : courant rotorique direct

i_{qr} : courant rotorique transversal

I_s : Amplitude du courant statorique

I_r : Amplitude du courant rotorique vu du stator

Φ_{ds} : flux statorique direct

Φ_{qs} : flux statorique transversal (en quadrature)

Φ_{dr} : flux rotorique direct

Φ_{qr} : flux rotorique transversal (en quadrature)

σ : coefficient de dispersion de Blondel

ω_s : pulsation des courants statoriques

ω_{sl} : pulsation des courants rotoriques

ω : pulsation de rotation

p : nombre de paires de pôles

J : moment d'inertie de la partie tournante

K_f : coefficient de frottement visqueux

C_e : couple électromagnétique

C_r : couple résistant

i_{as}, i_{bs} ,i_{cs} : courants statoriques suivant les axes A,B et C.

Introduction générale

Introduction générale

La modernisation sans cesse croissante des systèmes automatisés conduit à la mise en place de systèmes de plus en plus complexes, utilisant de nouvelles technologies permettant d'accroître la qualité des produits et la productivité des systèmes. En revanche ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts, ce qui a mené les chercheurs a concevoir des systèmes possédant une certaine tolérance aux défauts dans le but d'améliorer la productivité.

Dans le but d'assurer la disponibilité, la fiabilité, la maintenabilité et la sûreté de fonctionnement des systèmes, le problème de la commande en présence de défauts a été largement traité dans la littérature[Fra90], [Pat95], et [Che99]. La majeure partie des recherches a été consacrée au problème de la détection et de la localisation de défauts de manière à déterminer l'état de fonctionnement du système (normal ou défaillant). Plusieurs approches et méthodes sont utilisées pour résoudre ce problème.

Sous l'hypothèse d'un bloc de diagnostic fournissant les informations liées à la détection et à la localisation de défauts, il est possible soit de compenser l'effet du défaut (accommodation) soit de modifier les lois de commande de manière à amener le système dans un état le plus proche possible de celui dans lequel il se trouvait en fonctionnement normal (reconfiguration). Ces procédures à mettre en œuvre lors de l'occurrence de défauts ont été développées sous forme de plusieurs stratégies définies sous l'expression des systèmes tolérants aux défauts ou FTCS (fault tolerant control system).

L'étude consacrée aux systèmes tolérants aux défauts remonte au début des années 80, sous des terminologies variées telles que les systèmes reconfigurables, restructurables ou auto-réparés. De nombreux travaux de recherche concernant le développement de méthodes de FTC ont été réalisés. [Pat97] et [Zha03] ont proposé des synthèses bibliographiques intéressantes et les principes de différentes stratégies de FTC peuvent être trouvées dans [Sta01] et [Bla01].

L'étude des systèmes tolérants aux défauts a ouvert plusieurs axes de recherche tels que l'analyse de la reconfigurabilité des systèmes [Geh99], [Wu00], [Sta02], la redondance matérielle et analytique [Zha98], [Hob00] et l'analyse de la fiabilité [Bla96], [Wu01], [Wu02] et [Sta04].

La diversité des approches qui ont été développées pour la commande tolérante aux fautes des systèmes dynamiques apparaît comme le résultat de contextes différents associés à la nature des applications visées et aux caractéristiques propres du cahier des charges qui en résulte. Ainsi, la nature des informations disponibles sur le système ou le type de défauts à détecter conduit à la mise en œuvre de stratégies spécifiques.

Les méthodes de commande tolérante aux fautes à base de modèles occupent une place importante dans la littérature. Leur utilisation, notamment dans le cadre d'applications critiques (systèmes énergétiques, systèmes de transport, industrie lourde,…), s'est considérablement développée. Si une vaste littérature existe dans le cas des systèmes dynamiques linéaires, en ce qui concerne les systèmes dynamiques non linéaires, peu de travaux qui mettent à profit le caractère non linéaire du système, ont été réalisés à ce jour.

La commande tolérante aux fautes a rarement été abordée dans le contexte non linéaire. Ainsi sur la base de cette modélisation, l'objectif principal de ce mémoire est d'étudier des méthodes de commande de systèmes non linéaires qui permettent de modifier les lois de commande de manière à amener le système dans un état proche de celui dans lequel il se trouvait en fonctionnement normal, lors de l'occurrence du défaut. Ce type de procédure est appelé reconfiguration de la loi de commande. Elle concerne la sélection en ligne d'une nouvelle configuration de commande après qu'un système soit devenu sujet à une faute majeure qui a provoqué un changement de ses propriétés dynamiques.

Notre travail entre dans ce cadre et traite de l'étude comparative de différentes lois de commande actives tolérantes aux fautes, avec application sur un système non linéaire.

Le mécanisme de reconfiguration que nous avons choisi de mettre en place sur un système non linéaire affine en la commande consiste d'abord à diagnostiquer le système puis à le reconfigurer en commutant la loi de commande du mode nominal au mode correspondant au(x) défaut(s) détecté(s) et localisé(s).

Tout ce qui a été développé de manière théorique est ensuite appliqué en simulation sur le modèle d'un moteur asynchrone en considérant uniquement un seul défaut majeur sur l'actionneur.

Les trois chapitres de ce mémoire reprennent donc les points précédents dans l'ordre suivant :

- Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts.
- Description des méthodes retenues pour l'étude comparative.
- Application au moteur asynchrone.

Nous présentons dans le premier chapitre, d'une part, un bref historique sur les systèmes tolérants aux défauts, les types de systèmes tolérants aux défauts ainsi que quelques méthodes et approches, et d'autre part, une synthèse bibliographique de principaux travaux combinant la commande tolérante aux défauts et la sûreté de fonctionnement est également exposée. Le deuxième chapitre est consacré à la description détaillée des méthodes retenues pour la comparaison. Des exemples didactiques seront présentés pour mieux illustrer ces méthodes. Le troisième chapitre a pour objectif de présenter une application des trois méthodes de commandes tolérantes aux fautes sur le moteur asynchrone, avec interprétation et validation des résultats.

Une synthèse du travail présenté avec quelques perspectives fera l'objet de la conclusion générale. Enfin deux annexes présentes quelques définitions sur les outils de la géométrie différentielle et les paramètres du moteur asynchrone étudié en simulation.

Chapitre 1

Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts

Chapitre 1

Etat de l’art de la commande tolérante aux défauts

1.1 Introduction

Les systèmes de commande conventionnels sont généralement conçus sans tenir compte de la possibilité d’occurrence de défauts. Dans le but de surmonter cette contrainte, les systèmes complexes modernes utilisent des régulateurs sophistiqués développés avec la capacité de s’accommoder aux défauts et ainsi d’être tolérant aux défauts, afin d’assurer à la fois des performances désirées et la sûreté de fonctionnement de ce dernier.

Le système de commande tolérant aux défauts a pour but de maintenir des performances proches de celles désirées tout en préservant la stabilité, non seulement en l’absence de défauts (dérives) mais également en présence de composants défectueux (pannes). Si les performances initiales ne peuvent plus être garanties, un système de commande tolérant aux défauts doit assurer au moins des performances dégradées acceptables ou arrêter le système [Wu01].

Ce chapitre a pour objet de présenter une synthèse des principales stratégies de commande tolérante aux défauts. Ce tour d’horizon est nécessaire afin de poser clairement le décor et de permettre au lecteur d’aborder les développements méthodologiques du chapitre suivant. Les thématiques liées à la commande tolérante ont connu un essor important durant ces deux dernières décennies et ont fait l’objet d’un nombre important de publications [Zha03], [Zha05]. Dans ce chapitre, nous nous efforçons de présenter les principaux courants.

1.2 Systèmes tolérants aux défauts

Dans cette partie nous allons présenter les principaux types de systèmes tolérants aux défauts ainsi que les définitions des principaux termes employés et quelques approches et méthodes existantes dans ce domaine. Afin de donner des définitions claires, le problème standard de commande est expliqué en premier lieu et servira de base aux définitions suivantes.

1.2.1 Problème standard de commande

Comme indiqué par [Sta01], un problème standard de commande est défini par $< O, S, \theta, U >$ avec :

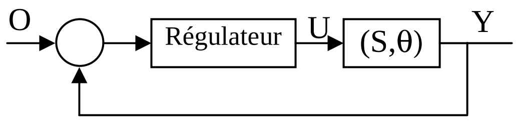


Figure1.1 : Schéma de commande en boucle fermée

O : Objectifs globaux du système ;

S : Structure du système ;

θ : Vecteur des paramètres du système ;

U : Ensemble des lois de commande ;

Y : Ensemble de sorties.

La résolution de ce problème consiste à trouver une loi de commande u ∈ U afin d'assurer les objectifs globaux O du système sous les contraintes de structure S et les paramètres θ.

- Les objectifs O définissent les performances attendues du système, ils peuvent être classés en trois points principaux assurant :

  – La stabilité du système ;
  – Un comportement dynamique bien défini ;
  – Une erreur statique nulle.

- L'ensemble de lois de commande U définit les algorithmes utilisés, généralement en boucle fermée, pour commander le système. Dans notre travail, ceci est formalisé par l'application suivante :

  - (référence r, sortie y) → entrée u.

  r ∈ O, y ∈ Y, u ∈ U

- La structure S définit l'ensemble des composants utilisés par le système et leur interconnexion. Elle regroupe l'ensemble des équations algébriques et différentielles qui représente le comportement des composants du système.

- En l’absence de défaut, nous supposons que les objectifs globaux nominaux, notés O_n, sont atteignables à l’aide d’une loi de commande nominale $u_n \in U$ établie selon une structure nominale S_n et des paramètres θ_n résolvant ainsi le problème de commande < **O_n, S_n, θ_n, U >.**

1.2.2 Problème de commande en présence de défauts

Un système tolérant aux défauts est conçu afin d’améliorer les performances du système en présence de défauts. Un défaut est un évènement qui agit sur le système et qui peut changer les propriétés du système. Un défaut peut modifier la structure **S_n** et/ou les paramètres **θ_n** voire l’ensemble de commande U, ce qui signifie que les objectifs globaux **O_n** peuvent être ou non réalisés sous cette nouvelle structure et/ou ces nouveaux paramètres.

- Défaut modifiant la structure et/ou les paramètres.

Un défaut peut affecter les actionneurs, les capteurs ou le système donc il peut modifier la structure nominale **S_n** et/ou les pamarètres **θ_n**. La nouvelle structure et les nouveaux paramètres avec défauts sont alors notés respectivement **S_f** et **θ_f**. Dans ce cas une nouvelle formulation du problème de commande $< O_n, S_f, \theta_f, U >$ est proposée dont la solution permet d’assurer des objectifs **O_n**.

- Défaut modifiant l’ensemble de lois de commande U.

Un défaut peut affecter la loi de commande (régulateur, algorithme de calcul,...) donc il modifie l’ensemble des lois de commande admissibles U en un ensemble restreint U_f. De plus un défaut système peut lui aussi modifier l’ensemble U. La solution au problème de présence de défauts consiste à mettre en place des systèmes tolérants aux défauts.

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d’un dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l’origine de ces dysfonctionnements.

Les défaillances internes résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés: vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements du matériel, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs matériels ou informationnels), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement). Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains). Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au cas des défaillances du système d'action (qui affectent directement le système à contrôler). Les défauts correspondent alors à des événements qui peuvent survenir dans différentes composantes d'un système comme le présente la figure 1.1bis [Fra01]. Ils peuvent être classifiés selon une échelle de sévérité allant de la détérioration complète d'un composant (valve d'un propulseur restant complètement fermée, …), au dysfonctionnement partiel (fuite hydraulique ou pneumatique, …). Les défauts peuvent ainsi être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs correspondent aux changements constatés indépendamment des entrées connues. Les défauts multiplicatifs, quant à eux, correspondent à des changements de paramètres (abrupts ou gradués) qui causent l'évolution des sorties et dont l'amplitude dépend des entrées connues.

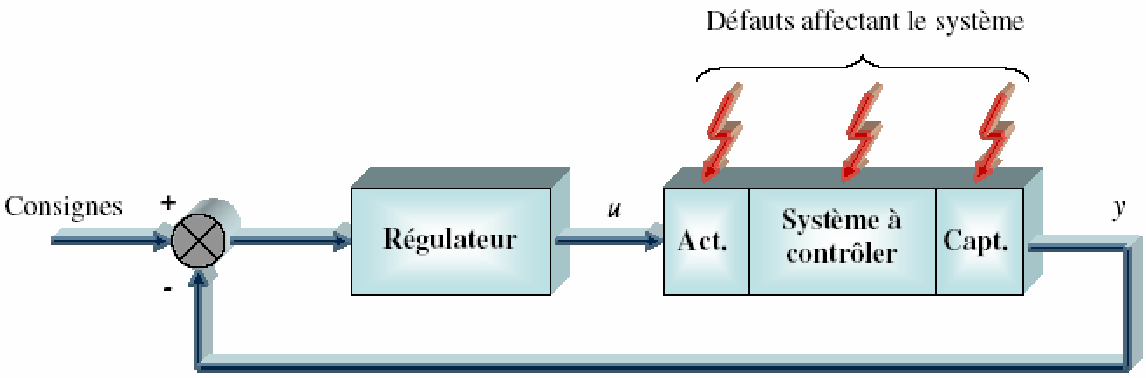


Figure 1.1bis : Défauts affectant un système commandé

Tout au long de ce mémoire, le terme « défaut » ou « faute » est utilisé pour désigner une anomalie de comportement au sein d'un système physique. Cela correspond à une déviation non permise d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système surveillé [Ise93]. Le terme « défaillance » désigne habituellement une anomalie fonctionnelle entraînant une interruption permanente de la capacité du système à assurer une fonction requise, dans des conditions opérationnelles spécifiques [Bla01], [Sta03]. Le vocable générique « commande » correspond au processus de modification du comportement d'un système afin d'obtenir un comportement désiré, d'après un cahier des charges spécifié. Le comportement désiré du système est alors assuré par une loi de commande conventionnelle qui, en présence d'un défaut, peut conduire à des comportements inacceptables, voir à l'instabilité du système commandé. Ainsi, la tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande qui permettent de maintenir (ou retrouver) un niveau de performances pour une situation défaillante, proche de celui obtenu en régime normal de fonctionnement.

1.2.3 Les systèmes tolérants aux défauts

Un système tolérant aux défauts permet de maintenir des objectifs proches de ceux désirés non seulement en l'absence de défauts mais également en présence de composants défectueux. Il est très important de préciser que les objectifs à atteindre durant ces deux modes de fonctionnement sont différents. Dans le mode nominal, des objectifs de qualité sont à assurer, en revanche en présence de défauts, des objectifs dégradés peuvent être acceptés [Zha05]. Les systèmes tolérants aux défauts sont généralement classés en deux grandes approches comme illustrées à la figure (1.2) : l'approche passive (Passive Fault-Tolerant Control Systems PFTCS) et l'approche active (Active Fault-Tolerant Control Systems AFTCS) [Pat97].

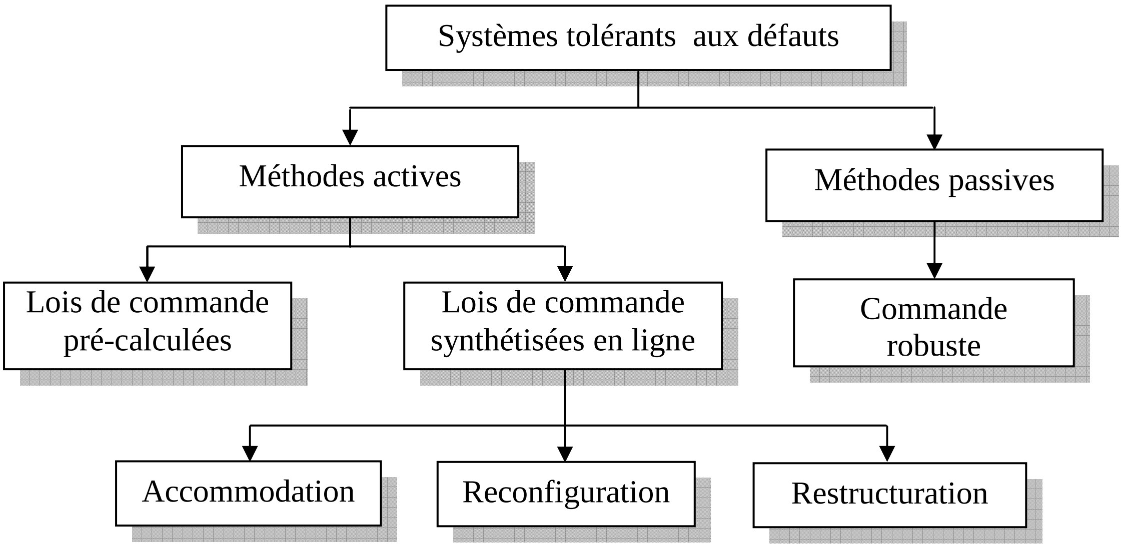


Figure 1.2 : Classification des approches FTC

1.2.3.1 Méthodes passives

Dans l'approche passive, la loi de commande est conçue pour être robuste à un ensemble prédéfini de défauts et elle ne sera pas changée lors de l'occurrence de défaut. Elle est basée sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et exploite les techniques de la commande robuste à ces perturbations. Dans ce cas, le problème de commande est donné sous la forme $< O_n, S_f, \theta_f, U_f >$ avec $f \in F$ où F représente l'ensemble de défauts considérés.

Dans le contexte des systèmes tolérants aux défauts passifs, le problème de commande $< O_n, S_f, \theta_f, U_f >$ avec $f \in F$ et le problème de commande $< O_n, S_n, \theta_n, U_n >$ ont une solution commune.

Ce type d'approche ne requiert pas la présence d'un module de diagnostic (Fault Detection and Diagnostic FDD) pour détecter la présence des défauts ainsi qu'un bloc de reconfiguration de la structure et/ou des paramètres du système.

On trouve dans la littérature, une vaste panoplie d'outils de synthèse de loi de commande robuste. De nombreuses études utilisant les techniques de synthèse de loi de commande robuste basées sur la minimisation d'un critère, ont été menées pour la conception de stratégies passives de la commande FTC [Zha03].

1.2.3.2 Méthodes actives

Les systèmes tolérants "actifs" réagissent d'une manière "active" selon deux approches distinctes : la sélection d'une loi de commande pré-calculée ou la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne. Les deux approches requièrent la présence d'un bloc diagnostic pour fournir des informations concernant l'état du système.

a) Loi de commande pré-calculée

Cette première approche est basée sur l'idée qu'il existe un banc de régulateurs pré-calculés pour chaque mode de fonctionnement. Un régulateur pour le mode de fonctionnement nominal et un régulateur pour chaque mode défaillant. La sélection du régulateur associé au mode de fonctionnement actif (présent) est effectuée par le coordinateur, qui est constitué d'un ensemble d'estimateurs permettant la reconstruction des sorties du système pour chaque mode de fonctionnement. Après avoir évalué les performances de chaque mode. Cette approche était le sujet de plusieurs travaux notamment [Moe89], [May91] et [Zha01].

b) Loi de commande synthétisée en ligne

Suivant le défaut, en fonction de sa sévérité et les informations qui peuvent être fournies par le bloc diagnostic, trois cas peuvent être considérés : l'accommodation, la reconfiguration ou la restructuration du système. Des définitions fondamentales de ces aspects ont été proposées par [Pat97], [Sta02] et [The03].Nous reprenons les définitions suivantes qui serviront de référence pour notre travail.

Accommodation : L'accommodation permet de résoudre le problème de commande $< O_n, \hat{S}_f, \hat{\theta}_f, U >$ où $\hat{S}_f$, $\hat{\theta}_f$, sont les estimations de la structure et des paramètres du système avec défauts respectivement, fournies par le bloc diagnostic. Dans ce cas nous supposons que le bloc diagnostic est capable de détecter, de localiser et d'estimer l'amplitude des défauts. Par hypothèse, uniquement des défauts de faibles amplitudes sont pris en compte par l'accommodation. Pour s'affranchir de la présence du défaut, la nouvelle loi de commande est générée soit par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur soit par la compensation d'une commande supplémentaire. Dans ce cas, la structure de la loi de commande n'est pas changée.

Reconfiguration : La reconfiguration de loi de commande est utilisée dans le cas où les parties défaillantes (actionneurs, capteurs ou système) ne peuvent pas être accommodées. Notons $S_f = S_n^{'} \cup S_f^{'}$ la structure du système en présence de défaut incluant $S_f^{'}$ la structure associée aux parties défaillantes et $S_n^{'}$ la structure associée aux parties du système qui n'ont pas été affectées par le défaut. Après l'occurrence du défaut, par hypothèse, le bloc diagnostic a détecté le défaut et l'a localisé dans un sous-système (actionneurs et/ou capteurs) de S_f et il a déconnecté la partie $S_f^{'}$, donc la nouvelle structure est $S_n^{'}$. Dans la même logique, nous supposons que les paramètres sont donnés par $\theta_f = \theta_n^{'} \cup \theta_f^{'}$ et l'ensemble de lois de commande admissibles est donné par $U_f = U_n^{'} \cup U_f^{'}$. Une nouvelle formulation du problème de commande est alors proposée sous la forme $< O_n, S_f^{'}, \theta_f^{'}, U_f^{'} >$.

Restructuration : Quand il n'existe pas de solution au problème de commande en utilisant l'accommodation et la reconfiguration, ceci signifie que les objectifs ne sont plus atteignables en présence de défaut. La seule possibilité est alors de dégrader les objectifs en O_d et d'essayer de trouver une solution au nouveau problème de commande [The03]. Cette stratégie est appelée dans [Sta02] et [Hob01] : reconfiguration des objectifs ou supervision.

La restructuration consiste à trouver une solution au problème $< \Gamma, S_p, \Theta, U >$, où :

Γ : ensemble des objectifs possibles,

S_p : ensemble des structures possibles,

Θ : ensemble des paramètres associés à S_p,

U : ensemble des lois de commande admissibles.

D'une autre manière, trouver $u \in U$ permettant d'assurer des objectifs dégradés O_d

$O_d \in \Gamma$ sous une structure $S \in S_p$ pour des paramètres $\theta \in \Theta$.

1.2.4 Structure des systèmes tolérants aux défauts

En général, un système tolérant aux défauts est constitué de quatre blocs essentiels comme illustrées à la figure (1.3): 1) un bloc diagnostic, 2) un bloc reconfiguration 3) un régulateur reconfigurable et 4) un bloc de gestion des références [Zha03].

La fonction principale du bloc diagnostic est de détecter et d'estimer le défaut en ligne, ainsi que les variables d'état du système. Une fois que le défaut est apparu le bloc diagnostic active le mécanisme de reconfiguration et fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système. En se basant sur ces informations le bloc reconfiguration s'occupe de la déconnexion des parties défaillantes (sous-systèmes f_S, actionneurs f_A et capteurs f_C), la synthèse de la nouvelle loi de commande (régulateur reconfigurable) et l'ajustement des références afin d'assurer les objectifs en poursuite de consigne. Notons que peu de chercheurs ont intégré le bloc de gestion des références dans leurs travaux tel que le propose les articles [Zha05] et [Zha03].

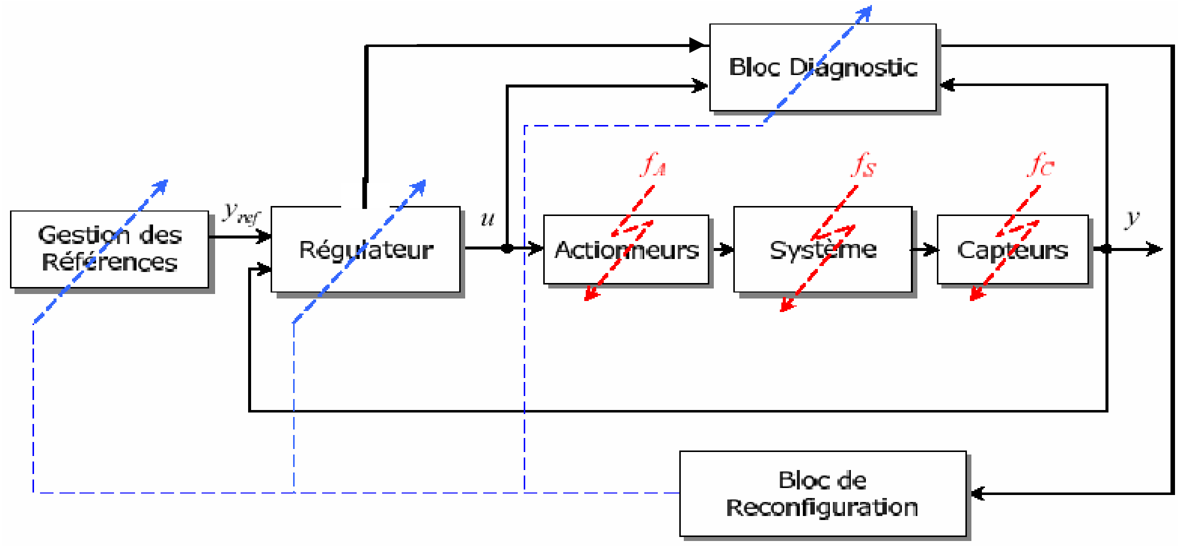


Figure 1.3 : Structure générale des systèmes tolérants aux défauts

Pour synthétiser le régulateur, plusieurs méthodes existent, nous citons ici les plus utilisées, à titre d'exemple :

- La méthode LQR présentée par [Hua90], [Sau02].
- La méthode de la pseudo-inverse [Gao91], [Gao92], [Bac01], [Sta05a], [Sta05b], [Ciu06] ;
- Le placement de structure propre [Kon96], [Tsu99], [Wan00] ;
- La commande prédictive à base de modèle [Mac97] ; [Ker99] ; [Mac03] ;
- La commande par gain séquencé [Rug92] ; [Sha92];[Nie99] ;
- L'approche par modèle de référence [Huz97], [Bod97], [Zha02], [Sta05a], [Sta05b], [Ciu06] ;

1.2.4.1 La méthode LQR

Elle est très connue dans la théorie du contrôle. Elle utilise le principe de la théorie de la commande optimale, qui réside dans la minimisation du critère afin de trouver un gain du retour d'état.

Dans le cas nominal, le système est décrit par une représentation d'état de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{1.1}$$

où $A \in \Re^{nxn}$: est la matrice d'état, $B \in \Re^{nxm}$: est la matrice de commande, $C \in \Re^{pxn}$: est la matrice d'observation, $D \in \Re^{pxm}$: est la matrice de découplage entrée-sortie.

$x \in X \subset \Re^n$ est le vecteur d'état ; $u \in R^m$ est l'entrée de commande ;

$y \in R^q$ est la sortie mesurée.

Le système est commandé par une loi de commande par retour d'état $u(t) = -Fx(t)$ afin d'obtenir des performances spécifiques.

En utilisant la théorie de la commande optimale, en construisant le Hamiltonien, la solution de ce problème est donnée par :

$$u(t) = -R^{-1}B^{T}Kx(t) \tag{1.2}$$

Où K est la solution de l'équation de Ricatti : $Q + A^T K + KA - \dot{K} - KBR^{-1}B^T K = 0$ (1.3)

Le système en boucle fermée est alors donné par :

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^T K)x(t) \tag{1.4}$$

Dans le cas défaillant, nous supposons que l'occurrence de défaut système, actionneur et/ou capteur transforme (A,B,C) en (A_f ,B_f ,C_f) et la nouvelle présentation du système est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) &= C_f x(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{1.5}$$

Le problème consiste à chercher un nouveau gain K_f solution de l'équation suivante :

$$Q + A_f^T K_f + K_f A_f - \dot{K}_f - K_f B_f R^{-1} B_f^T K_f = 0 \tag{1.6}$$

1.2.4.2 La méthode de la pseudo-inverse

La méthode de la pseudo-inverse, a été traitée par plusieurs chercheurs [Ost85], [Gao90], [Gao91], [Pal92]. Elle a été présentée par [Hua90] sous le nom "approximate model matching". La méthode PIM est utilisée dans le cas des systèmes linéaires. Cette méthode consiste à déterminer un nouveau gain de retour d'état de telle sorte que la dynamique du système défaillant soit approximativement égale à celle du système nominal en minimisant un critère donné. Soit le système linéaire nominal décrit par la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{1.7}$$

où (A, B, C) sont les matrices du système dans le cas nominal.

Le système est commandé par une loi de commande par retour d'état $u(t) = -Kx(t)$ afin d'obtenir des performances désirées en boucle fermée. Le système bouclé est décrit par :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &== (A - BK)x(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{1.8}$$

Supposons que l'occurrence d'un défaut conduit à des changements du système décrit par la nouvelle forme d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) &= C_f x(t) \end{aligned} \tag{1.9}$$

où (A_f, B_f, C_f) sont les matrices du système dans le cas défaillant.

Sous l'hypothèse que le système défaillant soit encore commandable, le problème consiste à trouver le nouveau gain K_f permettant de maintenir les performances du système défaillant proches de celles désirées, conduisant à définir une nouvelle loi de commande :

$$u_f(t) = -K_f x(t) \tag{1.10}$$

afin que

$$(A - BK) = (A_f - B_f K_f) \tag{1.11}$$

La solution est donnée par :

$$K_f = B_f^+ (A_f - (A - BK) \tag{1.12}$$

où B_f^+ est la matrice pseudo inverse de la matrice B_f c'est pour cette raison que cette méthode est baptisée PIM. Quand B_f n'est pas de rang plein, les matrices $(A_f - B_f K_f)$ et $(A - BK)$ ne peuvent pas être égales, une solution approximative est alors calculée, en minimisant le critère suivant : $J = \|(A_f - B_f K_f) - (A - BK)\|_F^2$ (1.13)

où $\|\,.\,\|_f$ la norme de Frobenius ou la norme au carre. Avec : $\|A\|_f = \sqrt{\sum_{i=1} \sum_{j=1} a_{ij}^2}$

1.2.4.3 Placement de structure propre

La méthode de placement de structure propre pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts a été introduite initialement par [And83] et a fait l'objet de plusieurs publications [Kon96], [Tsu99], [Wan00]. L'avantage de cette approche comparée à la méthode de la pseudo-inverse réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant.

Soit le système linéaire à m entrées et p sorties suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t)\\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned} \tag{1.14}$$

On définit w_i et v_i comme les directions d'entrées et les vecteurs propres à droite associés à la valeur propre boucle fermée λ_i.

On supposera que le système est commandé par un retour statique de sorties, c'est-à-dire un retour de la forme u = Ky. Nous aurons alors en boucle fermée :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= (A + BKC)x(t)\\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned} \tag{1.15}$$

Nous noterons :

$\lambda_1,...,\lambda_n$: les valeurs propres de la matrice (A + BKC)

$v_1,\ldots, v_n$: les vecteurs propres à droite de la matrice (A + BKC) associés respectivement à $\lambda_1,...,\lambda_n$.

$w_1,\ldots, w_n$: les directions d'entrées associées aux v_i ; ce sont les vecteurs de C^m définis par :

$$w_i = (I - KD)^{-1} KCv \tag{1.16}$$

Compte tenu de ces notations, nous avons le résultat suivant :

Soient $\lambda_i \in C$ et $v_i \in C^n$. Le vecteur v_i est dit placé comme vecteur propre à droite associé à la valeur propre λ_i si et seulement si il existe un vecteur $w_i \in C$ tel que :

$$\begin{bmatrix} A - \lambda_i I & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ w_i \end{bmatrix} = 0 \tag{1.17}$$

Tout gain proportionnel K permettant d'effectuer ce placement satisfait l'équation suivante :

$$K(Cv_i - Dw_i) = w_i \tag{1.18}$$

1.2.4.4 Approche par modèle prédictif

La commande par modèle prédictif, est facilement capable de résoudre les problèmes de commande tolérante aux fautes avec très peu d'efforts en comparaison avec son utilisation exclusif pour la commande [Mac97].

La commande prédictive [Mac97], [Ker99], [Mac03] consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise le critère suivant :

$$J(k) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \left\| M\hat{x}(k+i|k) - ref(k+i) \right\|_{Q(i)}^2 + \sum_{i=0}^{N_u-1} \left\| \Delta u(k+i) \right\|_{R(i)}^2 \tag{1.19}$$

sujet aux contraintes :

$$\Delta u_j(k+i) \in \left[V_{\min_j}, V_{\max_j} \right] \tag{1.20}$$

$$u_j(k+i) \in \left[U_{\min_j}, U_{\max_j} \right] \tag{1.21}$$

$$(M\hat{x})_j(k+i|k) \in \left[X_{\min_j}, X_{\max_j} \right] \tag{1.22}$$

où les incrémentations du signal de commande sont définies par $\Delta u(k) = u(k+1) - u(k)$ et Mx(k) : correspond au vecteur des variables à contrôler ; x(k) est le vecteur d'état du système.

$\hat{x}(k+i|k)$: est une prédiction de $x(k+i)$) fait à l'instant k et M = C dans le modèle d'espace d'état ordinaire si toutes les sorties apparaissent dans $J(k)$.

ref(k) : est la trajectoire de référence pour Mx(k).

N_1 et N_2 : sont respectivement les horizons de prédiction minimum et maximum. Ils assurent que les signaux de commande soient constants au-delà de l'horizon d'optimisation, c'est à dire que $\Delta u(k+i) = 0$ pour $i \geq N_u$.

La norme $\|.\|_Q^2$ dans la fonction de coût est définie comme $\|\alpha\|_Q^2 = \alpha^T Q \alpha$.

Dans les inégalités $u_j(k)$ dénote la $j^{ième}$ composante du vecteur u(k) et $V_{\min_j}, V_{\max_j}, U_{\min_j}, U_{\max_j}$ $X_{\min_j}, X_{\max_j}$ sont des variables intrinsèques au système à commander (plage de fonctionnement des actionneurs, etc...). Comme souligné dans [Als00], la commande MPC permet de gérer facilement les différentes contraintes de contrôle (comme la prise en compte des limitations physiques des actionneurs) avec un nombre limité de paramètres de synthèse.

1.2.4.5 La commande par gain séquencé

La loi de commande par séquencement de gain appartient à la classe des méthodes à base de projection [Rug92], [Sha92], [Nie99]. Cette méthode a été largement appliquée au domaine de l'aéronautique où un correcteur linéaire invariant unique ne peut remplir l'ensemble des objectifs de performance et de robustesse sur la totalité du domaine de fonctionnement (situation normal et défaillante). L'idée consiste alors, à partir d'une structure d'une loi de commande FTC fixe, à modifier la valeur des gains du correcteur FTC en fonction de certains paramètres physiques variant avec le temps (la vitesse d'un véhicule, l'altitude, la masse, le nombre de Mach, etc…) et/ou en fonction d'un résultat de diagnostic.

1.2.4.6 L'approche par modèle de référence

La méthode de poursuite de modèle est une approche FTC active séduisante qui permet de concevoir une nouvelle loi de commande telle que les performances du système défaillant commandé s'approchent le plus possible de celles d'un modèle de référence, au sens d'un critère [Gao92], [Huz97], [Bod97], [Zha02], [Sta05a], [Sta05b], [Ciu06]. Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) &= A_m x_m(t) + B_m ref(t) \\ y_m(t) &= C x_m(t) \end{aligned} \qquad (1.23)$$

Où $ref(t) \in \Re^m$, $x_m(t) \in \Re^n$, $y_m(t) \in \Re^p$ correspondent respectivement au signal de référence, aux états et aux sorties du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices K_r et K_x telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$u(t) = K_r ref(t) + K_x x(t) \qquad (1.24)$$

puisse maintenir un niveau de performance acceptable du système défaillant. Ce système défaillant est donné par la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(\theta_f)x(t) + B(\theta_f)u(t) \\ y(t) &= C(\theta_f)x(t) \end{aligned} \qquad (1.25)$$

où $u(t) \in \Re^m$ correspond aux entrées de commande, $y(t) \in \Re^p$ aux sorties mesurées, et $x(t) \in \Re^n$ aux états du système et où $A(\theta_f), B(\theta_f)$ et $C(\theta_f)$ sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètre θ_f . $\theta_f \in \Theta \subset \Re^{q_\theta}$ correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. Θ est le domaine de variation paramétrique. On cherche alors les matrices K_r et K_x telles que le système défaillant (1.25) coïncide au modèle de référence (1.23) en boucle fermée. Il vient alors que :

$$\begin{aligned} K_x(\theta_f) &= (C(\theta_f)B(\theta_f))^{-1}(A_m - C(\theta_f)A(\theta_f)) \\ K_r(\theta_f) &= (C(\theta_f)B(\theta_f))^{-1}B_m \end{aligned} \tag{1.26}$$

Soulignons que ces techniques sont toutes basées sur un modèle linéaire du système à surveiller. Cependant, il y a beaucoup d'autres approches de synthèse des systèmes de commande tolérants aux défauts, a titre d'exemple nous citons : l'approche par inégalités matricielles linéaires (LMI), l'approche par réseaux de neurones, l'approche basée sur les observateurs,…

Dans le cas où un modèle linéaire ne peut pas couvrir l'intégralité du domaine de fonctionnement du système (système non linéaire ou variant dans le temps), d'autres approches ont été développées pour répondre à cette contrainte, a titre d'exemple nous citons :

La méthode de linéarisation par retour d'état, l'approche multi-modèles, la commande à structure variable (sliding mode control), la commande prédictive non linéaire, les approches basées sur les observateurs non linéaires, l'approche neuro-flou,…

1.2.4.7 Linéarisation par retour d'état

Les régulateurs linéaires fonctionnent généralement correctement pour des petites variations de l'état ou de variables. Le concept de linéarisation par retour (feedback linearization) peut être utilisé pour compenser les effets liés aux non linéarités. [Mey84] et [Lan88]. Le principe de cette méthode est énoncé comme suit :

Soit le système non linéaire décrit par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{1.27}$$

où f et g sont des champs de vecteurs lisses. Ce type de système est dit affine.

$$x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p$$

Le système (1.27) est dit linéarisable par retour d'état s'il existe une région Φ de $\Re^n$, un difféomorphisme Ψ de Φ dans $\Re^n$ et un retour d'état non linéaire : $u = \alpha(x) + \gamma(x)v$ qui permet de ramener le système (1.27) sous la forme :

$$\dot{z} = Az + Bv \tag{1.28}$$

$$\text{avec } z = \Psi(x) \text{ et } \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & . & . & . & 0 \\ 0 & 0 & 1 & . & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . & 1 \\ 0 & 0 & 0 & . & . & . & 0 \end{bmatrix}, \; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ . \\ . \\ . \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

On appelle z l'état linéarisant et u la commande linéarisante.

$$\alpha(x) = -\frac{L_f^n h(x)}{L_g L_f^{n-1} h(x)}, \; \gamma(x) = \frac{1}{L_g L_f^{n-1} h(x)} \tag{1.29}$$

Où : $L_f h$ désigne la dérivée de Lie de la fonction h suivant la direction de f.

$L_f^k h$ désigne la k$^{\text{ème}}$ dérivée de Lie suivant la direction de f .

Quelques notions de base sur l'algèbre de Lie sont données en annexe.

1.2.4.8 Approche Multi-modèles

Cette démarche attire l'attention de nombreux chercheurs pour résoudre le problème d'accommodation et de reconfiguration des systèmes non linéaires. Elle est basée sur un ensemble de modèles j = 1, . . ., N décrivant le système dans diverses conditions opératoires selon la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &== f_j(x(t), u(t)) \\ y(t) &= g_j(x(t), u(t)) \end{aligned} \tag{1.30}$$

où $f_j(x(t), u(t))$ et $g_j(x(t), u(t))$ sont des fonctions connues pour chaque modèle j. Ces modèles sont souvent considérés comme des modèles de défauts, où chaque modèle représente un type de défaut. Ainsi, pour chaque modèle j, un régulateur R_j est synthétisé. L'objectif est de synthétiser en ligne la loi de commande à appliquer au système au travers une combinaison pondérée, de différentes lois de commande issues de chaque régulateur R_j [Ath05], [May91] et [Zha01]. Cette loi de commande pondérée est également définie comme une conjugaison de lois de commande, en anglais "blending control law" [Gri91], [Tay02], [The03a]. La loi de commande appliquée au système est définie selon la formulation générale suivante :

$$u(t) = \sum_{j=1}^{N} \varphi_j(\eta) u_j(t) \tag{1.31}$$

Où $u_j(t)$ représente la loi de commande générée par le régulateur R_j et $\varphi_j(\eta)$ représente la variable d'interpolation en fonction de η (variable de décision).

$$\eta \in \{t, u(t), x(t), y(t)\}.$$

1.2.4.9 Approche par les observateurs

Un observateur est un système dynamique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties [Bou01].

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques, et d'autres part, ils se départagent en observateurs linéaires et d'autres non linéaires [Fos93].

Dans notre étude, on s'intéresse uniquement aux observateurs non linéaires, nous distinguons plusieurs catégories : le filtre de Kalman étendu, les observateurs par mode glissants, les observateurs à grand gain,…

a. Le filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman (KF) est une des méthodes les plus largement répandues pour l'estimation, due à sa simplicité de mise en oeuvre et optimalité. Cependant, l'application du KF aux systèmes non linéaires peut être difficile. L'approche la plus utilisée est le filtre étendu de Kalman (FKE) qui linéarise simplement tous les modèles non linéaires de sorte que le filtre linéaire traditionnel de Kalman puisse être appliqué.

Le filtrage de Kalman étendu (FKE – Extended Kalman Filter) est la technique d'observation d'état la plus populaire et la plus utilisée pour la localisation hybride.

Son principe consiste à revenir au filtrage linéaire, après une linéarisation au premier ordre autour des valeurs prédites ou estimées précédemment.

Le filtre de Kalman est un observateur stochastique constitué des deux étapes suivantes : La prédiction, et la correction.

Le filtre de Kalman étendu permet, non seulement d'obtenir une estimation des variables d'états du système, mais aussi les paramètres du système. C'est un filtre récurent qui tient compte des valeurs statistiques du bruit associé aux états et aux mesures.

Soit le système non linéaire qui se met sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) + W_x \\ y(t) &= h(x(t), u(t)) + W_y \end{aligned} \qquad (1.32)$$

où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $u \in R^m$ est l'entrée du système et $y \in R^s$ est la sortie.

W_x et W_y sont des bruits blancs gaussiens

Le filtre de Kalman étendu [Bou01] sera de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= f(\hat{x}, u) - R.\left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\right)^T (h(\hat{x}) - y) \\ \dot{R} &= Q + \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}}\right).R + R.\left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}}\right)^T - R.\left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\right)^T.\left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\right).R \end{aligned} \qquad (1.33)$$

$\hat{x}$: variable filtrée

L'observation se fait en deux étapes : une étape de prédiction $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u)$ qui consiste à évoluer les variables d'état à partir des équation du modèle, la seconde étape est celle de la correction $R.\left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\right)^T (h(\hat{x}) - y)$ qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant les différences existant entre les variables observées et celle mesurées.

b. Observateur à grand gain

Il existe une grande classe d'observateurs non linéaires qui présentent d'excellentes propriétés globales : ce sont les observateurs à grand gain [Gau 92]

La synthèse d'un observateur à grand gain prend en compte la nature non linéaire de l'équation d'état du système. Cet observateur possède d'excellentes performances, et son réglage est plus aisé que le filtre de Kalman. Cet observateur a complexité algorithmique plus réduite que le filtre de Kalman de plus, il a un réglage plus simple.

La conception d'un observateur à grand gain est liée toujours a la structure particulière du système correspondant [Gau92].

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1.34)$$

où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $u \in R^m$ est l'entrée du système et $y \in R^s$ est la sortie.

Dans notre cas on s'intéresse à ce type de système dit affine.

Supposons que le système (1.34) est uniformément observable, à savoir observable pour toute entrée u(t). L'observateur pour le système (1.34) est donné par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} S_\theta^{-1}(h(\hat{x}) - y) \quad (1.35)$$

$\hat{x}$: Valeur observée de x.

Γ : Est un difféomorphisme local.

avec $\Gamma = \left[h_1\, L_f h_1\, L_f^2 h_1 ... L_f^{\delta_1} h_1, h_2\; L_f h_2\, L_f^2 h_2 ... L_f^{\delta_2} h_2, .., h_p\; L_f h_p\; L_f^2 h_p ... L_f^{\delta_p} h_p\right]^T$

et $L_f^{\delta_i}$ désigne la δ_k^i dérivée de Lie suivant la direction de f.

P : nombre de sorties.

et S_θ est une matrice semi définie positive qui satisfait la relation de Lyapunov suivante :

$$-\theta S_\theta - A^T S_\theta - S_\theta A + C^T C = 0 \quad (1.36)$$

S_θ est une matrice diagonale en blocs et les matrices $S_\theta(i, j)$ sont données par :

$$S_\theta(i, j) = \frac{(-1)^{(i+j)} C_{i+j-2}^{j-1}}{\theta^{(i+j-1)}} I_p \text{ pour } 1 \le i, j \le n \quad (1.37)$$

Où $C_n^p = \dfrac{n!}{(n-p)!p!}$ et $\theta > 0$

I : est la matrice identité.

L’observation là aussi se fait en deux étapes : une étape de prédiction $f(\hat{x})+g(\hat{x})u$ et une étape de correction : $-\left(\frac{\partial\Gamma}{\partial\hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} S_\theta^{-1}(h(\hat{x})-y)$

Le réglage de la dynamique de l’observateur est fait avec les paramètres θ_k appelés gains. Ceux-ci sont choisis arbitrairement. En comparaison avec le filtre de Kalman étendu cet observateur contient beaucoup moins de variables de réglage.

1.2.4.10 Approche par Neuro-Flou

Ces méthodes basées sur des réseaux de neurones et de la logique floue, ont aussi reçu une grande attention de la part de la communauté s’intéressant à la commande tolérante aux défauts. Ces méthodes ont le principal avantage de très bien s’appliquer sur des systèmes non linéaires habituellement modélisés par des modèles flous de Takagi-Sugeno [Tak85]. D’une manière générale, un modèle de type Takagi-Sugeno (TS) est basé sur une collection des règles R_i du type :

$$R_i : \textbf{Si } x \text{ est } \mathbf{A_i} \textbf{ Alors } y_i=f_i(x), \qquad i=1\,,\,,\,r \tag{1.38}$$

où R_i dénote la i-ème règle du modèle est r est le nombre de règles que contient la base de règles. $x\in R^p$ est la variable d’entrée (antécédent) et $y \in R$ est la variable de sortie (conséquent). $\mathbf{A_i}$ est le sous-ensemble flou de l’antécédent de l’i-ème règle, définie, dans ce

cas, par une fonction d’appartenance (multivariable) de la forme :

$$\mu_{A_i}(x) : \Re^p \rightarrow [0 \quad 1] \tag{1.39}$$

Les capacités d’apprentissage de ces méthodes rendent possible l’adaptation du modèle à la suite de l’occurrence d’un défaut sur le système. [Che01], [Pat00].

1.3 Conclusion

Ce chapitre a porté sur l’étude bibliographique et la présentation d’un état de l’art relatif à la commande tolérante aux fautes et les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Nous avons vu aussi dans ce chapitre les principaux concepts de synthèse de la commande tolérante aux défauts et la classification des méthodes résultantes en deux grandes catégories : les lois de commande tolérantes aux défauts passives d’une part, et actives d’autre part. L'accent est toutefois porté sur les commandes tolérantes actives exploitant des modules de diagnostic, ce qu'on appelle dans notre cas ‘’ reconfiguration des lois de commandes’’. Concentrant notre attention sur les approches non linéaires que nous allons étudier dans le prochain chapitre. notre choix c'est porté sur trois méthodes qui sont : l'approche multi-modèles, l'approche par observateur à grand gain et l'approche par modèle prédictif non linéaire. Soulignons que ce choix est basé sur les critères suivants :

- Le caractère non linéaire de ces approches,
- Leur vaste application dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires.
- Et le caractère récent de ces trois approches (approches dites modernes).

Chapitre 2

Description et synthèse des méthodes retenues pour l'étude comparative

Annexes

Chapitre 2

Description et synthèse des méthodes retenues pour l'étude comparative

2.1 Introduction

La modélisation représente une étape indispensable pour la conduite de processus industriels. Cette étape est tout aussi nécessaire pour l'élaboration d'une loi de commande ou d'un schéma de diagnostic. La modélisation d'un processus vise donc à établir les relations qui lient les variables caractéristiques de ce dernier entre elles et à représenter d'une manière rigoureuse son comportement dans un domaine de fonctionnement donné. Cependant il est souvent difficile de concevoir ou d'identifier un modèle tenant compte de toute la complexité du système étudié. La modélisation d'un système conduit souvent à une représentation non linéaire. Lorsque le domaine de fonctionnement envisagé pour le système est restreint, l'utilisation d'un modèle linéaire au voisinage d'un point de fonctionnement est suffisante pour réaliser la synthèse d'une loi de commande. Dans le cas où le système doit évoluer sur un large domaine de fonctionnement, il n'est plus possible d'ignorer le caractère non linéaire du système. Dans ce cas, des techniques de commande spécifiques doivent être utilisées.

Nous avons en particulier prêté attention aux trois approches suivantes : l'approche multi-modèles, la commande par observateur à grand gain et l'approche par modèle prédictif non linéaire.

2.2 Description de l'approche multi-modèles

L'approche multi-modèles a connu un intérêt certain depuis de nombreuses années. Les travaux de [Joh93], [Mur97] définissent l'idée de l'approche multi-modèles comme l'appréhension d'un comportement non linéaire d'un système par un ensemble de modèles locaux (linéaires ou non linéaires) caractérisant le fonctionnement du système dans différentes zones de fonctionnement. La motivation d'une telle approche découle du fait qu'il est souvent difficile de concevoir ou d'identifier un modèle tenant compte de toute la complexité du système étudié. La modélisation de systèmes non linéaires par approche multi-modèles a été d'un intérêt croissant comme il est possible de l'appréhender dans les travaux de [Had02], [Bha03] et [Ven03].

Dans le cadre de l'approche multi-modèles, les systèmes étudiés sont décrits sous forme d'une interpolation entre des modèles linéaires locaux. Chaque modèle local est un système dynamique LTI valide au voisinage d'un point de fonctionnement. Selon l'information disponible, plusieurs méthodes distinctes peuvent être utilisées pour obtenir un multi-modèles. L'obtention de modèles locaux se fait au moyen de deux méthodes principales :

- Identification de type boîte noire lorsque le système non linéaire n'a pas de forme analytique.
- Linéarisation du système au voisinage de plusieurs points de fonctionnement.

Si l'on ne dispose par exemple que de mesures d'entrées-sorties du système, il faut procéder par identification [Gas02] en cherchant la structure multi-modèles. Il est parfois possible de définir un modèle unique non linéaire à partir des équations qui régissent l'ensemble d'un système. Toutefois, il est bien souvent préférable de linéariser ce modèle pour pouvoir utiliser des techniques de commande ou de diagnostic élaborées pour le cas linéaire.
Pour illustrer ce qui précède, considérons un système non linéaire pour lequel nous cherchons à obtenir une représentation multi-modèles, permettant de décrire son comportement.

Considérons l'exemple de la figure 2.1, où la représentation statique révèle l'importance du choix du nombre optimal de modèles locaux à utiliser.

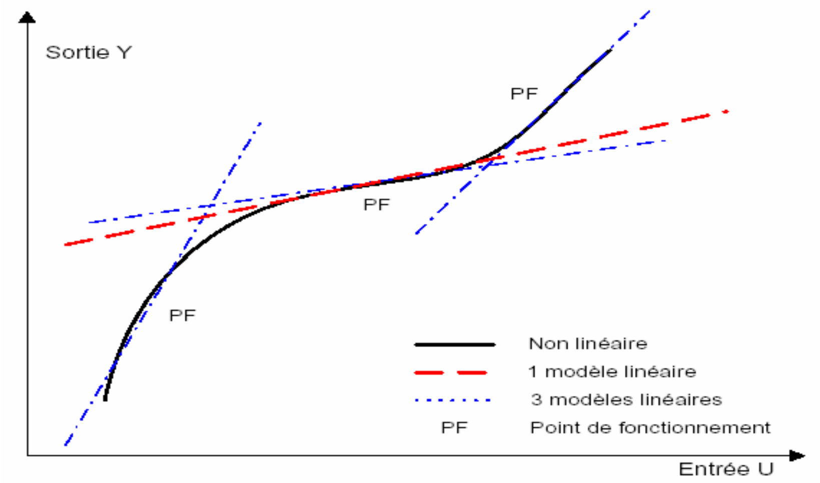


Figure 2.1: Caractéristique statique : choix du nombre de modèles locaux.

On peut aisément comprendre sur cet exemple, l'utilité de la décomposition en plusieurs modèles car il apparaît alors évident qu'un seul modèle ne peut simuler le fonctionnement du système sur toute la plage de fonctionnement. En revanche, le choix d'une décomposition en trois modèles linéaires paraît plus judicieux pour réaliser un compromis entre la représentation du système non linéaire et la charge de calcul.

Soient f et g des fonctions non linéaires continues telles que le système non linéaire étudié ait la représentation d'état de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = g(x(t), u(t)) \end{cases} \tag{2.1}$$

Supposons qu'un ensemble de N modèles locaux $f_j(x\ (t),\ u\ (t))$ décrivent le comportement du système dans différentes zones de fonctionnement. Ces modèles peuvent être construits par exemple à partir de connaissances physiques sur le fonctionnement du système dans ces zones. La validité locale de chaque modèle f_j est indiquée par une fonction de validité $\beta_j(x\ (t),\ u\ (t))$ pour $j \in [1,\ldots, N]$. Le modèle global s'obtient de la manière suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \dfrac{\sum_{j=1}^{N} \beta_j(x(t),u(t))\, f_j(x(t),u(t))}{\sum_{j=1}^{N} \beta_j(x(t),u(t))} \\ y(t) = \dfrac{\sum_{j=1}^{N} \beta_j(x(t),u(t))\, g_j(x(t),u(t))}{\sum_{j=1}^{N} \beta_j(x(t),u(t))} \end{cases} \tag{2.2}$$

En posant :

$$\alpha_j(x(t),u(t)) = \frac{\beta_j(x(t),u(t))}{\sum_{j=1}^{N}\beta_j(x(t),u(t))} \tag{2.3}$$

En combinant alors les équations (2.2)et (2.3) on obtient l'expression générale d'une structure multi-modèles [Joh93]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{j=1}^{N}\alpha_j(x(t),u(t))\, f_j(x(t),u(t)) \\ y(t) = \sum_{j=1}^{N}\alpha_j(x(t),u(t))\, g_j(x(t),u(t)) \end{cases} \tag{2.4}$$

La fonction d'activation $\alpha_j(x(t),u(t))$ est normalisée et détermine le degré d'activation du j'iéme modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local dans le modèle global (multi-modèles). Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions sont généralement de forme triangulaire, sigmoïdale ou gaussienne et satisfont aux propriétés suivantes :

$$\begin{aligned} &\sum_{j=1}^{N}\alpha_j(x(t),u(t)) = 1 \\ &0 \le \alpha_j(x(t),u(t)) \le 1 \end{aligned} \tag{2.5}$$

2.2.1 Systèmes tolérants aux défauts représentés par multi-modèles

Considérons un système représenté par un multi-modèles pondéré par des fonctions d'activations données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{j=1}^{N}\alpha_j(t)\left[A_j x(t) + B_j u(t)\right] \\ y(t) = \sum_{j=1}^{N}\alpha_j\left[C_j\right]x(t) \end{cases} \tag{2.6}$$

$x(t) \in R^n$: vecteur d'état ; $u(t) \in R^p$: vecteur d'entrée ; $Y(t) \in R^m$: vecteur de sortie.

A_j : matrice d'état ; B_j : matrice d'entrée ; C_j :matrice d'observation.

De manière classique en l'absence de défauts, le système (2.6) en boucle fermée avec un retour d'état $u(t) = -K_j x(t)$ est représenté localement sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_j x(t) + B_j(-K_j x(t)) \\ &= (A_j - B_j K_j)x(t)\end{aligned} \tag{2.7}$$

Les gains K_j , j∈ [1,...,N] sont calculés de façon à stabiliser l'équation (2.7). Après occurrence d'un défaut actionneur (sous forme multiplicative) sur le système l'équation (2.7) va être réécrite comme suit [Rod05]:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_j x(t) + B_j^f u(t) \\ &= A_j x(t) + B_j(I_{p\times p} - \gamma(t))u(t)\end{aligned} \tag{2.8}$$

avec :

$$\gamma(t) \triangleq \mathrm{diag}\left[\gamma_1(t), \gamma_2(t), ..., \gamma_p(t)\right], \gamma_i(t) \in \Re$$
$$\text{tel que : } \begin{cases} \gamma_i(t) = 1 & \text{défaillance du ième actionneur} \\ \gamma_i(t) = 0 & \text{le iéme actionneur opère normalement} \\ 0 < \gamma_i(t) < 1: & \text{actionneur en défaut} \end{cases} \tag{2.9}$$

En prenant un simple retour d'état le l'équation (2.8) s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_j x(t) + B_j^f(-K_j x(t)) \\ &= (A_j - B_j^f K_j)x(t) = (A_j - B_j(I_{p\times p} - \gamma(t))K_j)x(t)\end{aligned} \tag{2.10}$$

Les gains nominaux K_j des régulateurs ne peuvent garantir la stabilité du système en boucle fermée en présence des défauts actionneurs. Ils sont prévus pour stabiliser les paires (A_j,B_j), mais en aucun cas les paires (A_j,B_j^f).
Dans notre travail, nous supposons qu'un module de détection et d'isolation de défauts (FDI) est réalisé et qu'il fournit une estimation exacte.

2.2.2 Stratégie de reconfiguration en présence de défauts actionneur

Soit I_N un ensemble d'actionneurs en mode nominal (c'est-à-dire qu'ils opèrent normalement et ils ne sont pas défectueux). Avec $I = I_N \cup I_f$ où I_N est le sous-ensemble des actionneurs sans défauts tandis que I_f est le sous-ensemble des actionneurs en défaut à l'instant donné k. La dynamique d'un système linéaire en défauts [Sta02] est décrite par :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ &= Ax(t) + \sum_{i\in I} B_i u_i(t) \\ &= Ax(t) + \sum_{i\in I_N} B_i u_i(t) + \sum_{i\in I_f} \beta_i(u_i(t),\theta_i)\end{aligned} \tag{2.11}$$

$x \in R^n$: vecteur d'état.

$u \in R^p$: vecteur de commande.

$u_i \in R^p$: est l'entrée du ième actionneur, tel que $p \in \bigcup P_i$.

$\beta_i(u_i(t),\theta_i)$: décrit la contribution du ième actionneur en défaut avec θ_i qui correspond aux éléments $\gamma_i \neq 0$.

Ce type de représentation permet de distinguer les actionneurs en défaut de ceux qui ne le sont pas. Dans un premier temps, afin de souligner l'apport de la loi de commande, considérons le cas du système nominal suivant :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{2.12}$$

En présence de défauts actionneurs, l'équation (2.11) devient :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(I - \gamma(t))u(t) \tag{2.13}$$

En s'appuyant sur cette nouvelle représentation des défauts actionneurs au sein du système, l'idée est de calculer une loi de reconfiguration de commande $u_r(t)$ à partir de la loi de commande nominale u(t), de telle façon que les effets des défauts soient totalement compensés et que le système reconfiguré soit stable. Définissons la matrice $\Gamma(t)$ qui représente seulement les actionneurs défaillants, et $\gamma(t)$ matrice de défauts :

$$\Gamma(t) \triangleq (I_p - \gamma(t))(I_p - \gamma(t))^+ \tag{2.14}$$

avec I_p matrice identité de dimension $p\times p$, et $\Gamma(t)$: est une matrice diagonale telle que :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} I_{p-h} & 0 \\ 0 & 0_h \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

h : nombre d'actionneurs totalement perdus, et p-h : les actionneurs qui fonctionnent normalement ou qui sont en défaut mais non défaillants $(\gamma^i \neq 1)$. Considérons la partition suivante de la matrice B : $B = \begin{bmatrix} B_{p-h} & B_h \end{bmatrix}$

avec : $B_{p-h} \in R^{n\times(p-h)}$ et $B_h \in R^{n\times h}$

Nous pouvons alors alors écrire :

$$B(I-\gamma) = B\Gamma(I-\gamma) = \begin{bmatrix} B_{p-h}(I_{p-h} - \gamma_{p-h}) & 0_{n\times h} \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

En substituant l'équation (2.16) dans l'équation (2.12) nous avons :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_{p-h}(I_{p-h} - \gamma_{p-h})u^r_{p-h}(t) \tag{2.17}$$

avec : u^r_{p-h} : nouvelle loi de commande en défaut.

On notera que le système en défaut (2.17) diffère du système (2.12) seulement en terme de dimension sur le signal de commande, c.à.d que dans (2.17) les signaux de commande qui ne peuvent pas être utilisés ont été tout simplement supprimés, afin de synthétiser une loi de commande $u_r(t)$ stabilisant le système en présence de perte d'actionneurs et de compenser l'effet des défauts.

2.2.3 Synthèse d'une loi de commande tolérante aux défauts

Soit un système représenté par une approche multimodèles, et considérant des défauts actionneurs γ_k ainsi que des défauts capteurs σ_k représentés au voisinage des points de fonctionnement suivant PF_j :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{j=1}^{N} \alpha^j(t) \left[A_j x(t) + \sum_{i=1}^{p} B_j^i (I_{p\times p} - \gamma(t))u(t) \right] \\ y(t) = (I_{m\times m} - \sigma(t))Cx(t) \end{cases} \tag{2.18}$$

Dans cette équation, $\sigma(t)$ est définit comme suit :

$$\sigma(t) \triangleq diag\left[\sigma_1(t), \sigma_2(t), ..., \sigma_l(t), ..., \sigma_m(t)\right], \sigma_l(t) \in \Re$$

$$\text{tel que :} \begin{cases} \sigma_l(t) = 1 & \text{défaillance du l-ème capteur, } l \in [1...m] \\ \sigma_l(t) = 0 & \text{le l-ème capteur opère normalement} \\ 0 < \sigma_l(t) < 1: & \text{capteur en défaut} \end{cases} \tag{2.19}$$

Considérons uniquement le cas des défauts actionneurs, sans parler des défauts capteurs c.à.d $\sigma(t) = 0, \ \forall t$. Soit i : i = 1,…, p l'ensemble des actionneurs pour chaque PF_j.

B_j^i : représente la ième colonne de la matrice B_j

$$B_j^i = \left[0,....,0,b_j^i,0,....,0\right] \text{ et } B_j = \sum_{i=1}^{p} B_j^i = \left[b_j^1,b_j^2,.....,b_j^p\right] \quad avec: b_j^i \in \Re^{n\times 1}$$

On suppose que les paires (A_j,b_j^i) sont commandables $\forall i=1,...,p \;\; et \;\; \forall j=1,...,N$.

Dans le cas nominal, pour chaque PF_j, si chaque paire (A_j,b_j^i) est commandable, alors il est possible de déterminer des matrices de Lyapunov $X_i >0$ et des gains de retour d'état K_i stabilisants, tels que pour chaque colonne B_j^i, il existe des matrices $X_i= X_i^T>0$ et Y_i, $\forall i=1,...,p \;\; et \;\; \forall j=1,...,N$. Avec $Y_i = K_iX_i$, vérifiant les inégalités matricielles linéaires (LMI) suivantes :

$$A_i^T X + XA_i < 0 \qquad \forall i=1,...,p \tag{2.20}$$

En l'absence des défauts, il est possible de définir un gain de retour d'état stabilisant $K_i = Y_i X_j^{-1}$ pour chaque actionneur tel que l'inégalité soit vérifiée. La commande par retour d'état pour chaque point de fonctionnement est donnée par [Rod05]:

$$u_{nom}^j = -(\sum_{i=1}^{p} G_i Y_i)(\sum_{i=1}^{p} X_i)^{-1} x(t) \tag{2.21}$$

avec : $\sum_{i=1}^{p} G_i Y_i = Y \quad$ et $\quad \sum_{i=1}^{p} X_i = X \quad$ et $\quad G_i = B_j^i B_j^{i+}$

La commande générale pour tout PF_j peut être définie telle que :

$$u(t) = \sum_{j=1}^{N} \alpha_j(t) u_{nom} = -\sum_{j=1}^{N} \alpha_j(t) Y X^{-1} x(t) \tag{2.22}$$

En présence de défauts ($\gamma(t) \neq 0 \;\;$ et $\;\; \Gamma(t) \neq 0$), la loi de commande tolérante aux défauts au voisinage d'un point de fonctionnement j (PF_j) sera équivalente à :

$$u_{FTC}^j = -(I - \gamma(t))^+ (\sum_{i\in\Theta} G_i Y_i (\sum_{i\in\Theta} X_i)^{-1}) x(t) = -K_{FTC} x(t) \tag{2.23}$$

avec : $\Theta \in \left\{i : i \in (1,...,p), \gamma^i \neq 1\right\}$

En appliquant au système (2.17) la nouvelle loi de commande tolérante aux défauts on aboutit à une commande générale pour tout PF_j, définie par :

$$u(t) = \sum_{j=1}^{N} \alpha_j(t) u_{FTC}^{j}(t) = -K_{FTC} x(t) \tag{2.24}$$

Afin d'illustrer cette méthode de reconfiguration par retour d'état présentée, nous allons présenter un premier exemple numérique pour montrer l'apport de la loi de commande tolérante aux défauts par retour d'état.

Exemple numérique : Soit un système représenté par le modèle linéaire à paramètres variants (LPV) affine sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= (A_0 + \sum_{j=1}^{N} \theta_k^j A_j) x_k + (B_0 + \sum_{j=1}^{N} \theta_k^j B_j) u_k \\ y_k &= C x_k \end{aligned} \tag{2.25}$$

où N = 2 et avec les variables θ_k^j qui varient selon $\theta_k^1 \in$ [0.05, 0.05] et $\theta_k^2 \in$ [0.1, 0.1]

Les matrices décrivant ce système LPV affine ont pour expression:

$$A_0 + \sum_{j=1}^{2} \theta_k^j A_j = \begin{bmatrix} 0.75 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.85 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.75+\theta_k^1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1+\theta_k^2 \end{bmatrix}, \quad B_0 + \sum_{j=1}^{2} \theta_k^j B_j = \begin{bmatrix} 1+\theta_k^1 & 1+\theta_k^1 \\ 1 & 1 \\ 1+\theta_k^2 & 1+\theta_k^2 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.26a}$$

Il est possible à partir d'une représentation sous forme affine, de transformer la représentation d'état (2.24) sous une forme polytopique. De ce fait, la représentation (2.24) peut s'écrire sous la forme suivante tout en considérant des défauts actionneurs :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \sum_{j=1}^{2N} \alpha_k^j \tilde{A}_j x_k + \sum_{j=1}^{2N} \alpha_k^j \tilde{B}_j (I\text{-}\gamma_k) u_k \\ y_k &= C x_k \end{aligned} \tag{2.26b}$$

avec $\alpha_k^j = \alpha(k, \overline{\theta}_k^j, \underline{\theta}_k^j, \theta_k^j)$ le vecteur des paramètres. L'ensemble des matrices décrivant le système est alors défini comme suit :

$$\tilde{A}_1 = \begin{bmatrix} 0.75 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.85 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.75 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9 \end{bmatrix}, \tilde{B}_1 = \begin{bmatrix} 0.95 & 0.95 \\ 1 & 1 \\ 0.9 & 0.9 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \tilde{A}_2 = \begin{bmatrix} 0.75 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.85 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9 \end{bmatrix}, \tilde{B}_2 = \begin{bmatrix} 0.95 & 0.95 \\ 1 & 1 \\ 0.9 & 0.9 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{A}_3=\begin{bmatrix}0.75&0&0&0\\0&0.85&0&0\\0&0&0.70&0\\0&0&0&1.1\end{bmatrix},\ \tilde{B}_3=\begin{bmatrix}0.95&0.95\\1&1\\1.1&1.1\\1&1\end{bmatrix},\ \tilde{A}_4=\begin{bmatrix}0.75&0&0&0\\0&0.85&0&0\\0&0&0.8&0\\0&0&0&1.1\end{bmatrix},\ \tilde{B}_4=\begin{bmatrix}1.05&1.05\\1&1\\1.1&1.1\\1&1\end{bmatrix}$$

La simulation s'effectue avec des défauts actionneurs à partir de l'instant $k \geq 2$ avec la matrice $\gamma_k=\begin{bmatrix}1&0\\0&0.9\end{bmatrix}$. Selon la matrice γ_k, il y a une défaillance du premier actionneur et un défaut de 90% sur le second. $q = 0.05$ et $r = 0.9$, $G_1=\begin{bmatrix}1&0\\0&0\end{bmatrix}$, $G_2=\begin{bmatrix}0&0\\0&1\end{bmatrix}$

$$X_1=X_2=1.0e{+}008*\begin{bmatrix}3.3877&0.5722&0.5884&0.1180\\0.5722&3.5587&0.7068&0.3412\\0.5884&0.7068&3.4622&0.2076\\0.1180&0.3412&0.2076&0.6968\end{bmatrix};\quad Y_1=1.0e{+}007*\begin{bmatrix}4.0708&4.6969&4.3427&5.3087\\0&0&0&0\end{bmatrix}$$

$$Y_2=1.0e{+}007*\begin{bmatrix}0&0&0&0\\4.0708&4.6969&4.3427&5.3087\end{bmatrix}$$

Dans le cas nominal, le gain de retour d'état est:

$$K=\Big(\sum_{i=1}^{2}G_iY_i\Big)\Big(\sum_{i=1}^{2}X_i\Big)^{-1}\ \text{vaut : }\ K=\begin{bmatrix}0.0391&0.0195&0.0308&0.3556\\0.0391&0.0195&0.0308&0.3556\end{bmatrix}$$

Les figures (2.2) et (2.3), montrent l'évolution des états du système nominal, la figure (2.4) représente l'évolution du premier et du second actionneur et sur la figure (2.5) nous observons l'évolution des paramètres de validation α_j avec $j\in$ [1, 2, 3, 4]. On observe que la commande par retour d'état tend vers zéro et stabilise le système quelle que soit l'évolution des paramètres α_j.

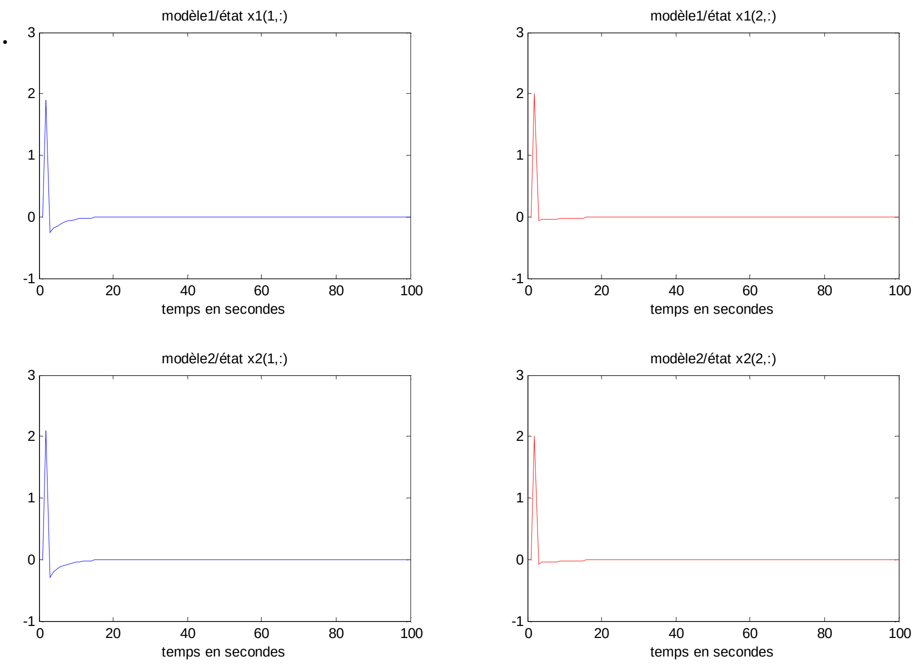


Figure 2.2: Cas nominal, évolution des états x1 et x2 du

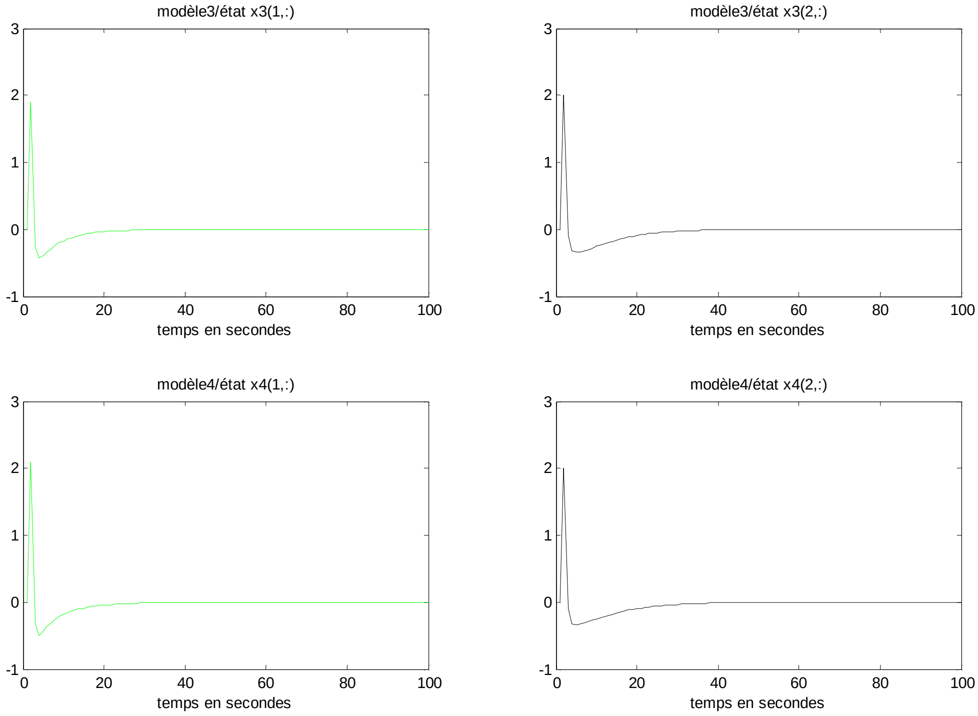


Figure. 2.3: Cas nominal, évolution des états x3 et x4 du système

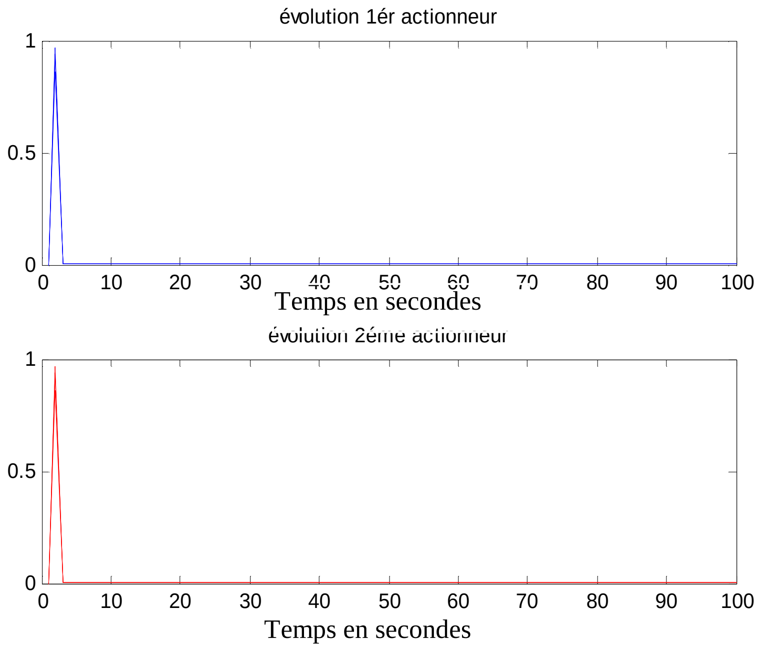


Figure 2.4 : Cas nominal, évolution des actionneurs

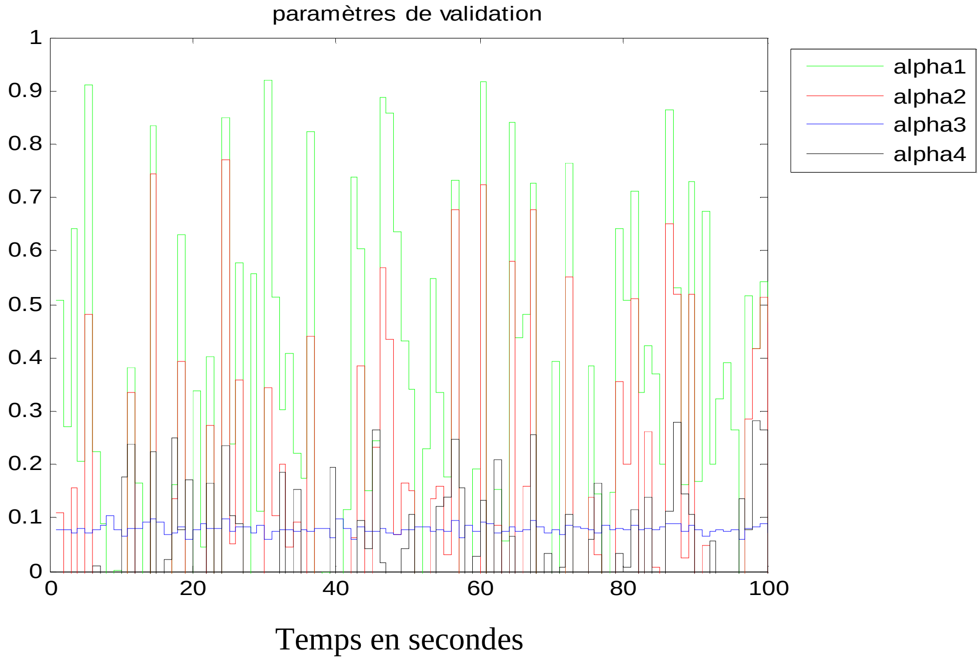


Figure 2.5 : Evolution des paramètres α_i dans le cas nominal

On remarque sur la figure (2.6), que dès l'apparition du défaut à l'instant k = 2. Le système est rendu instable avec une évolution des paramètres rendant possible cette instabilité car les modes dominants sont alpha3 et alpha4, où les matrices d'états correspondantes $\tilde{A}_3$ et $\tilde{A}_4$ ont des pôles instables.

Après la perte du premier actionneur (voir sur la figure (2.8a)), la commande par retour d'état sans reconfiguration, devient instable en raison de la présence des défauts. Les états x3f et x4f et la commande par retour d'état divergent.

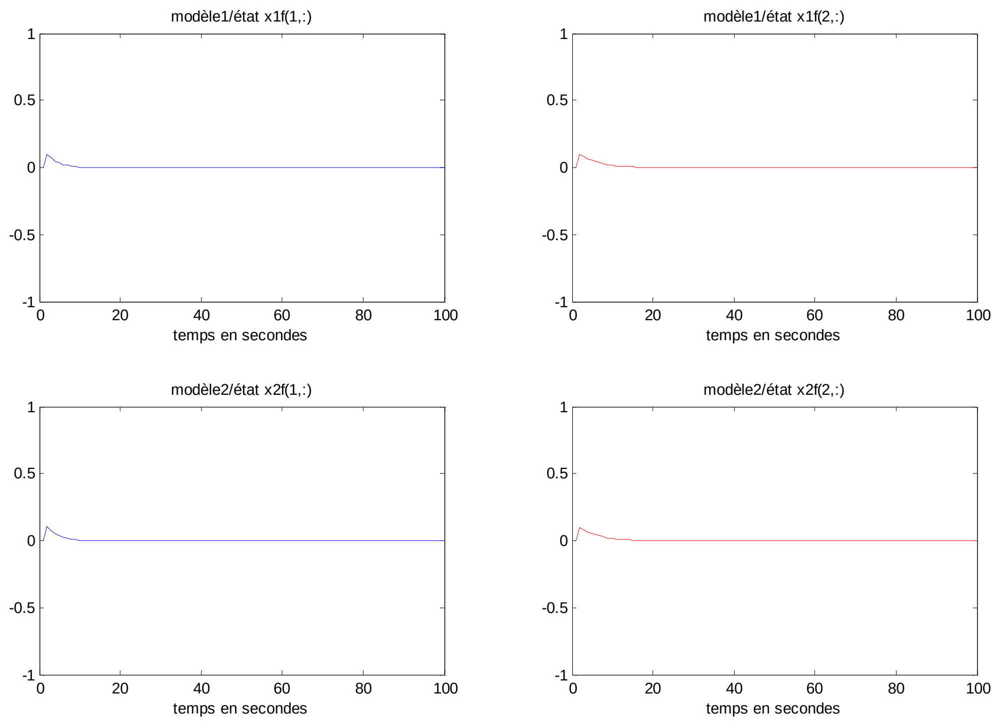


Figure 2.6: Evolution des états x1f et x2f du système, en présence de défaut

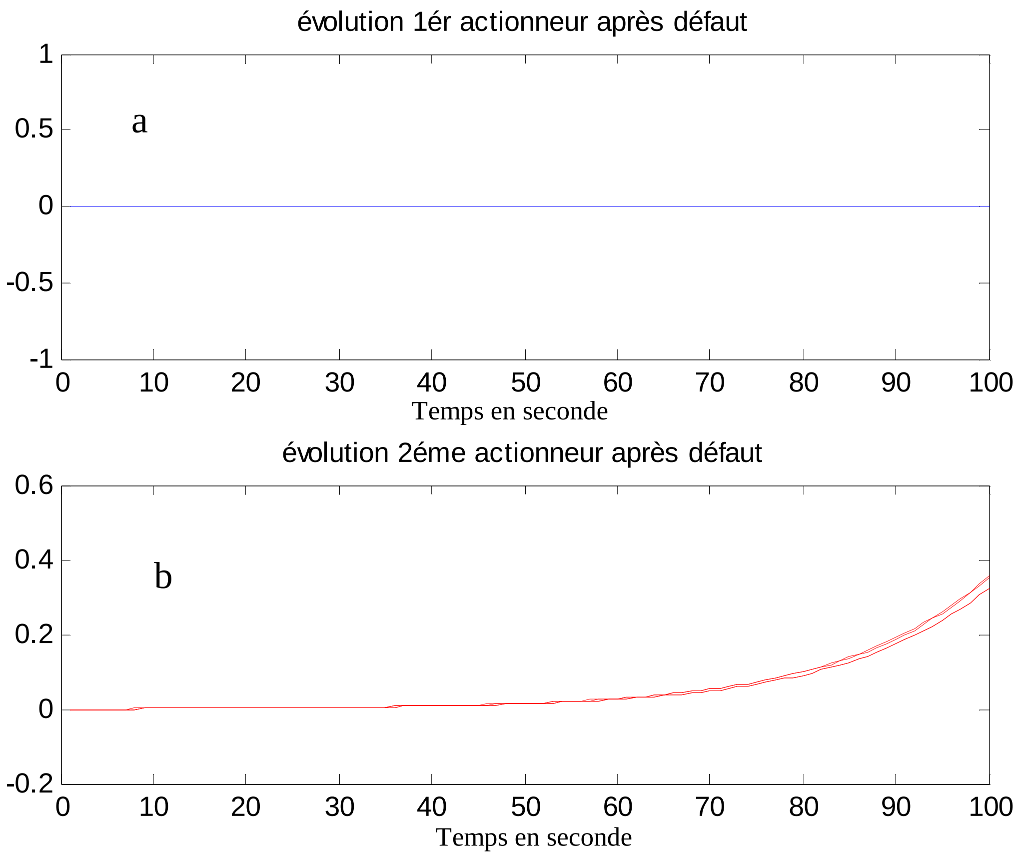


Figure 2.8: Evolution des actionneurs en présence de défaut

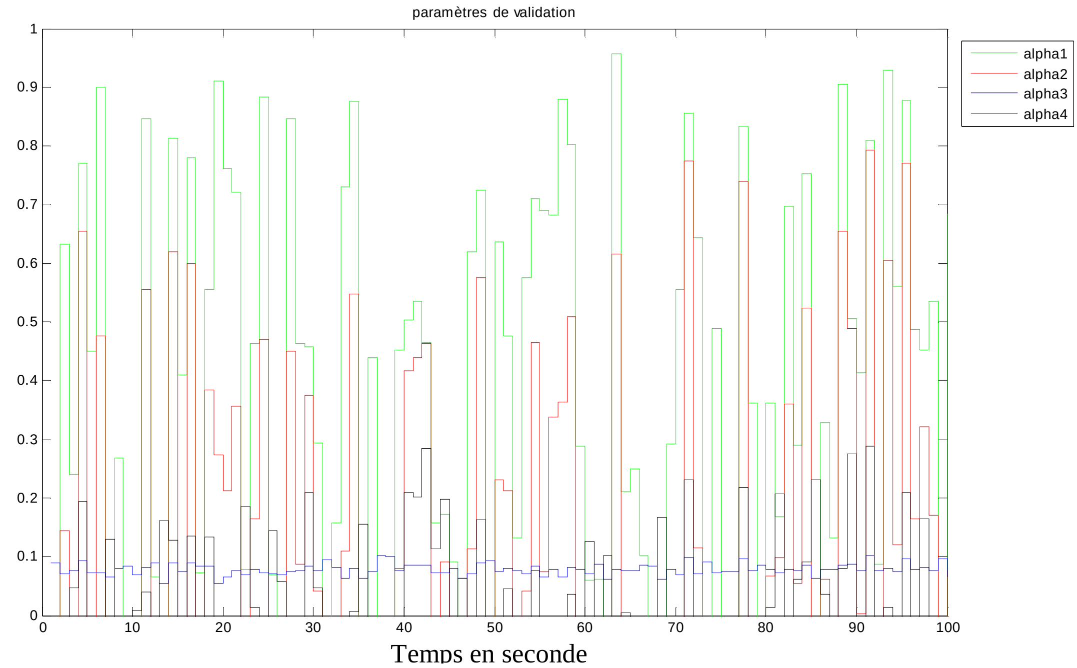


Figure 2.9: Evolution des paramètres d'activation en présence de défaut

Les figures (2.10) et (2.11) illustrent l'évolution des états dans le cas de reconfiguration en présence d'une défaillance et d'un défaut sévère sur le second actionneur (90%). Un délai arbitraire entre le temps d'apparition du défaut et son accommodation est observé, après la mise en place de la loi de commande tolérante aux défauts actionneur. La commande tend vers zéro et le système est stabilisé en présence de ces défauts.

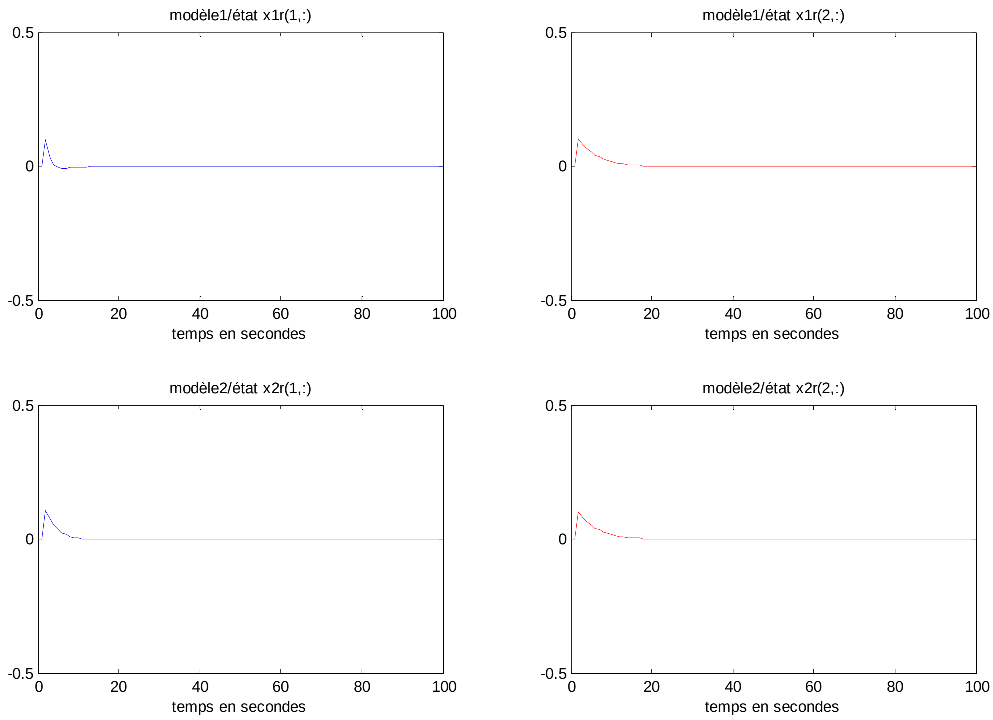


Figure2.10 : Evolution des états x1r et x2r dans le cas de reconfiguration

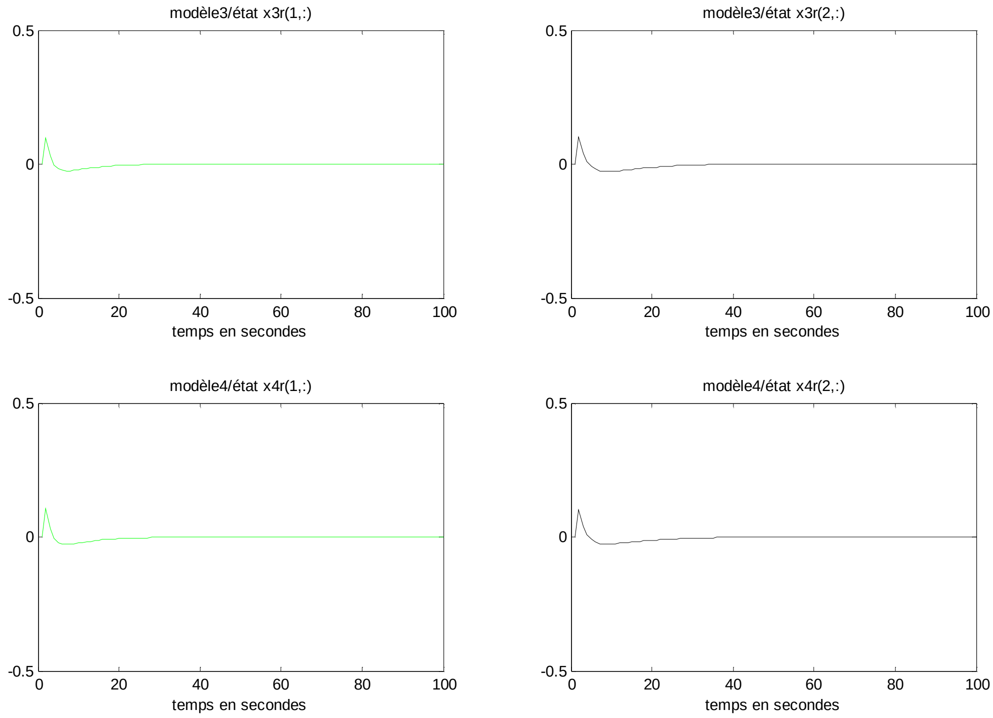


Figure 2.11 : Evolution des états x3r et x4r dans le cas de reconfiguration

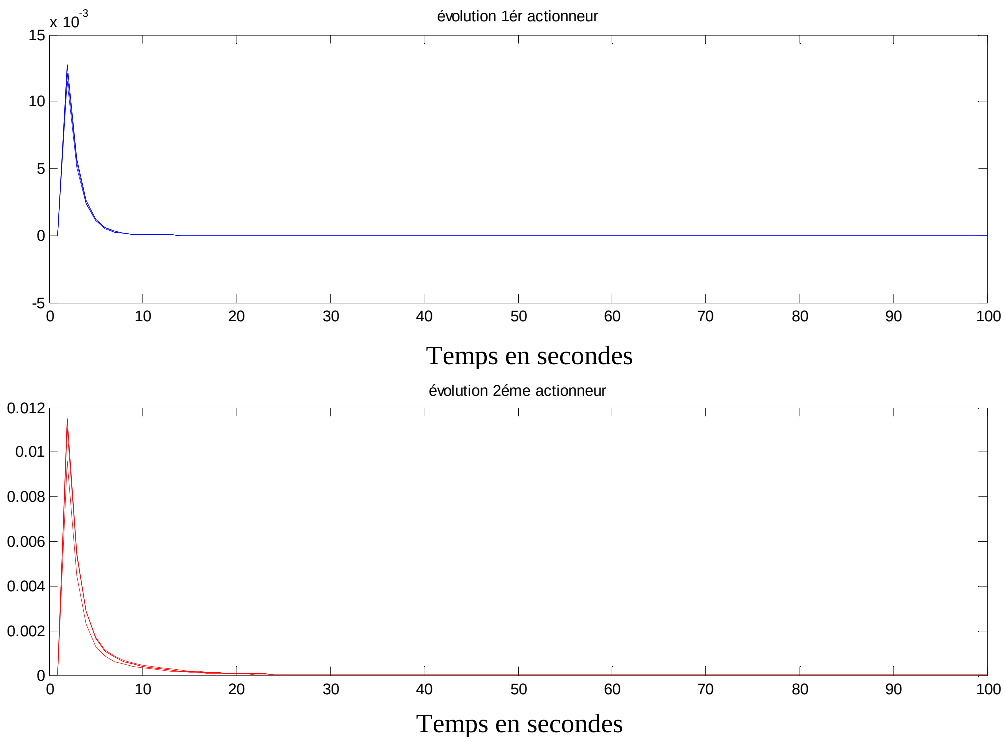
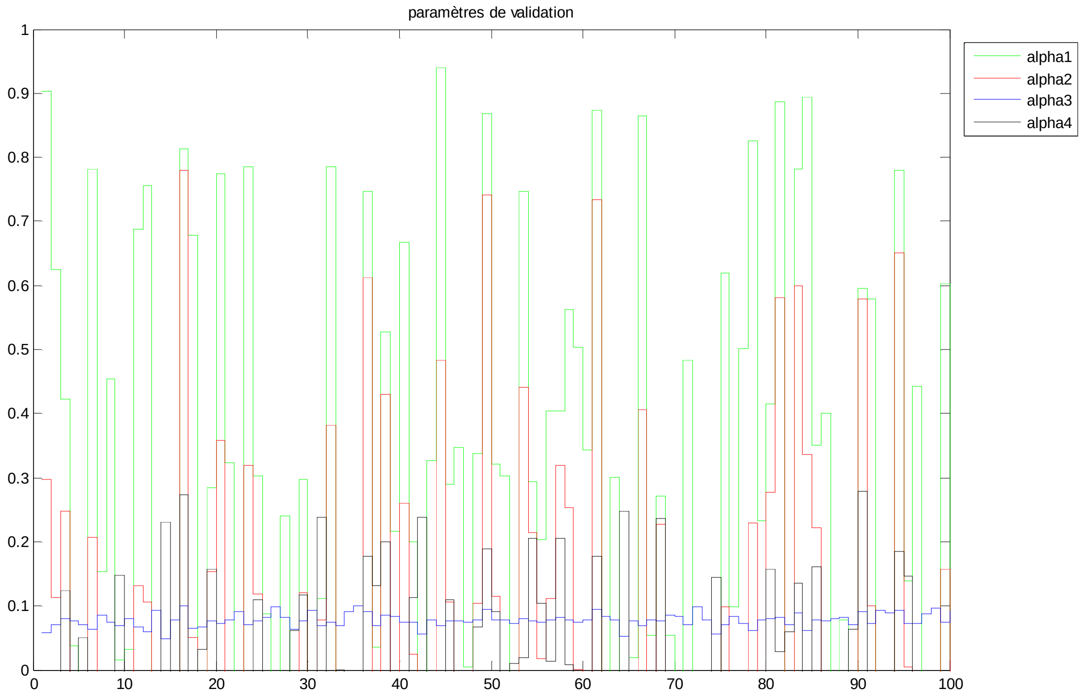


Figure 2.12 : Evolution des actionneurs en cas de reconfiguration



Temps en secondes

Figure 2.13 : Evolution des paramètres d'activation dans le cas de reconfiguration

Nous avons présenté une stratégie de commande tolérante aux défauts active (AFTC) appliquée aux systèmes représentés sous une forme polytopique ou multi-modèles. La méthode développée souligne l'importance de la commande FTC sur les systèmes représentés par des multimodèles. Cette méthode illustre l'apport de la loi de commande active tolérante face aux défauts actionneurs sur toute la plage de fonctionnement. Les performances et l'efficacité de cette commande active tolérante aux défauts basée sur une approche multi-modèles ont été illustrées sur un système LPV mis sous forme polytopique.

2.3 Description de l'approche par observateurs à grand gain

Il est bien connu que pour les systèmes linéaires, dès que la propriété d'observabilité est satisfaite, un observateur peut être conçu avec la convergence exponentielle vers zéro de l'erreur d'estimation d'état. Pour les systèmes non linéaires, l'observabilité peut en général dépendre des entrées ; dans ce cas, il n'existe pas de solution générale pour estimer l'état du système. Une des difficultés théoriques de la synthèse d'observateurs est due à l'existence d'entrées rendant le système inobservable, ce qui est en effet un phénomène typique dans le cadre non linéaire.

Outre les méthodes qui reposent sur la linéarisation exacte et le filtre de Kalman étendu qui nécessite la linéarisation autour de l'état estimé courant, il existe un algorithme proposé par (J.P.Gauthier et al)[Gau92] qui ne requiert ni linéarisation ni approximation, et sa convergence est prouvée théoriquement. Il porte le nom d'algorithme d'observateur à grand gain.

L'observateur à grand gain est une forme d'observateur de Luenberger étendu [Gau92]. Considérons le système non linéaire suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{2.27}$$

Avec $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^s$

Le système (2.27) doit être uniformément observable, à savoir observable pour toute entrée u(t). Il est alors possible d'effectuer le changement de variable $z = \Phi(x)$ qui transformera le système (2.27) en la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + \varphi(u,z) \\ y &= Cz \end{aligned} \tag{2.28}$$

L'application $\Phi(x)$ est un difféomorphisme définit par :

$$\Phi(x) = \left[h(x), L_f h(x), L_f^2 h(x) \ldots\ldots\ldots\ldots L_f^{n-1} h(x) \right] \tag{2.29}$$

et L_f^{n-1} est la dérivée nième de Lie.

Si la fonction $\varphi(u,z)$ est globalement lipschitzienne par rapport à x, uniformément par rapport à u :

$$\left\| \varphi(z_1,u) - \varphi(z_2,u) \right\| \le M \left\| z_1 - z_2 \right\| \tag{2.30}$$

Alors l'observateur à grand gain est construit à partir d'une injection linéaire de la sortie.

Le système dynamique suivant :

$$\dot{\hat{z}} = A\hat{z} + \varphi(u,\hat{z}) + \tilde{K}(y-\hat{y}) \qquad (2.31)$$

Avec : $\hat{y} = C\hat{z}$

constitue un observateur exponentiel pour le système (2.28).

Avec $\tilde{K} = S_\theta^{-1}C^T$ et S_θ est une matrice définie positive qui satisfait la relation de Lyapounov :

$$\dot{S}_\theta = -\theta S_\theta - A^T S_\theta - S_\theta A + C^T C = 0 \qquad (2.32)$$

Où θ est un scalaire grand, appelé aussi gain qui permet d'ajuster la vitesse de convergence de l'observateur.

θ : Est choisi arbitrairement, son effet est comme suit :

Une valeur suffisamment grande de θ permet de stabiliser la partie linéaire et de garantir la stabilité de la partie non linéaire grâce au fait que φ soit imposée globalement lipschitzienne par rapport à x [Gau90]. Si θ est suffisamment grand le temps de convergence se réduit, mais l'observation devient sensible aux bruits de mesures. Une petite valeur de θ conduit à l'effet inverse.

$$C = [1\ 0\ldots0], \text{ et } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0\ldots\ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots\ldots\ldots & .. \\ \ldots & \ldots. & \ldots\ldots0 & 1 \\ 0 & \ldots & \ldots\ldots. & 0 \end{bmatrix}$$

En faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initial, l'observateur pour le système (2.27) est donné par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial\Phi}{\partial\hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} S_\theta^{-1}(h(\hat{x}) - y) \qquad (2.33)$$

$\hat{x}$: Valeur observée de x.

Φ : est une application $R^n \longrightarrow R^n$

2.3.1 Stratégie de reconfiguration en présence de défauts

Pour illustrer la méthodologie de reconfiguration, nous proposons un exemple où les objectifs de commande sont des objectifs de poursuite. Soit alors y_d la sortie désirée.

et le modèle nominal du système est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(x) + g(x)u \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{2.34}$$

Supposons que ce système soit soumis à des défauts actionneurs ou composants de type additif. Le modèle défaillant est alors donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(x) + g(x)u + F_a \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{2.35}$$

La conception d'un dispositif de commande tolérante passe essentiellement par deux étapes. Dans la première, nous synthétisons une loi de commande pour le modèle nominal permettant de réaliser les objectifs de poursuite. Dans la seconde, il s'agit de compenser l'effet des défauts qui arrivent sur le système, après détection et estimation de ces derniers.

- **Etape 1 : Calcul de la loi de commande nominale**

Soit l'erreur de poursuite :

$$e = y - y_d \tag{2.36}$$

La dynamique de cette erreur est donnée par:

$$\dot{e} = C(A(x) + g(x)u) - \dot{y}_d \tag{2.37}$$

Pour déterminer la commande nominale permettant de satisfaire les objectifs de poursuite, nous proposons de se référer à la théorie de Lyapunov. Soit la fonction de Lyapunov, définie positive, suivante :

$$V = \frac{1}{2}e^T e \text{, alors } \dot{V} = \frac{1}{2}e^T \dot{e} = e^T (C(A(x) + g(x)u) - \dot{y}_d) \tag{2.38}$$

Pour un choix de la commande nominale donné par l'équation suivante :

$$u = U_n = (Cg(x))^{-1}\left[-CA(x) + \dot{y}_d - H\,e\right] \tag{2.39}$$

$\dot{V}$ est définie négative.

$Cg(x)$ étant inversible et H une matrice définie positive.

- **Etape 2 : Estimation et compensation du défaut**

Une fois le défaut détecté par le module de détection et d'isolation de défauts (FDI), on exécute les procédures d'estimation et de compensation. La reconfiguration doit,être effectuée en un minimum de temps, afin d'éviter des dégradations importantes des performances du système. La méthode de reconfiguration consiste à superposer une commande additive à la commande nominale afin de contrer l'effet des défauts. Par conséquent, dans le but de déterminer la valeur de la commande additive, nous considérons le modèle défaillant du système précédent, défini par le système d'équations (2.35) et de la même manière que précédemment, nous définissons la fonction de Lyapounov (2.37). $\dot{V}$ sera alors donnée par :

$$\dot{V} = \frac{1}{2} e^T \dot{e} = e^T (C(A(x) + g(x)u + F_a) - \dot{y}_d) \tag{2.40}$$

Les objectifs de poursuite sont réalisés pour une commande donnée par :

$$u = U = (Cg(x))^{-1} \left[-CA(x) - CF_a + \dot{y}_d - H\,e \right] \tag{2.41}$$

Cg(x) étant inversible et H une matrice définie positive. Ainsi, la commande globale prend la forme :

$$u = U = U_n + U_C \tag{2.42}$$

Où

$$U_n = (Cg(x))^{-1} \left[-CA(x) + \dot{y}_d - H\,e \right] \tag{2.43}$$

$$U_c = (Cg(x))^{-1} \left[CF_a \right] \tag{2.44}$$

U_n est la commande nominale et U_c représente le terme additif permettant la compensation de l'effet du défaut actionneur ou composant. Néanmoins dans le cas où les états ne sont pas disponibles, nous proposons de les estimer à l'aide de l'observateur à grand gain.

Par conséquent, la commande sera donnée par :

$$U_n = (Cg(\hat{x}))^{-1} \left[-CA(\hat{x}) + \dot{y}_d - H\,e \right] \tag{2.45}$$

$$U_c = (Cg(\hat{x}))^{-1} \left[CF_a \right] \tag{2.46}$$

Où $\hat{x}$ désigne l'état observé.

Exemple d'illustration

Soit le modèle du moteur à courant continu décrit par la représentation en espace d'état suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{B}{J}x_1 + K_m\frac{L}{J}x_2^2 - \frac{C_r}{J}\\ \dot{x}_2 &= -\frac{R}{L}x_2 - K_m\frac{L}{J}x_1x_2 + \frac{U}{L}\end{aligned} \tag{2.47}$$

où :

$x_1=\omega$, représente la vitesse de rotation du moteur

X_2 = I, représente le courant qui traverse le moteur.

C_r : représente le couple de charge.

U : la tension d'entrée.

K_m , L, J, R et B : sont des paramètres constants.

Le système (2.47) peut être alors mis sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u = f(x) + g_1(x)C_r + g_2(x)u\\ y &= h(x)\end{aligned} \tag{2.48}$$

Avec : $$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{B}{J}x_1 + K_m\frac{L}{J}x_2^2 \\ -\left(\frac{R}{L} + K_m\frac{L}{J}x_1\right)x_2 \end{bmatrix},\ g_1(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix},\ g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix},\ h(x) = x_2$$

Pour étudier l'observabilité du système, on fait un changement de coordonnées $z=\Phi(x)$, qui est défini par :

$$z = \Phi(x) = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -\left(\frac{R}{L} + K_m\frac{L}{J}x_1\right)x_2 \end{pmatrix} \tag{2.49}$$

Ce changement de coordonnées transforme le système (2.49) en la forme canonique observable (OCF) suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \dfrac{C_r}{J} \\ \dot{z}_2 = \gamma(z) + \dfrac{U}{L} \end{cases} \tag{2.50}$$
$$y = Cz = z_1$$

Le système est dans ce cas uniformément observable.

L'équation de l'observateur à grand gain est donnée par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g_2(\hat{x})u - \left[\frac{\partial \Phi(\hat{x})}{\partial \hat{x}}\right]^{-1} S^{-1}(\theta)C^T(h(\hat{x})) - y) \qquad (2.51)$$

Remarque

Parceque le couple de charge C_r est inconnu, alors il n'apparaît pas dans l'équation de l'observateur.

La matrice de gain est donnée par :

$$S_\theta = \begin{bmatrix} \frac{1}{\theta} & -\frac{1}{\theta^2} \\ -\frac{1}{\theta^2} & \frac{2}{\theta^3} \end{bmatrix}$$

Ainsi nous avons :

$$S^{-1}(\theta)C^T = \begin{bmatrix} 2\theta \\ \theta^2 \end{bmatrix}$$

Par suite l'équation de l'observateur à grand gain est de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -\frac{B}{J}\hat{x}_1 + K_m\frac{L}{J}\hat{x}_2^2 + \frac{2\theta}{K_m\hat{x}_2}\left(\frac{R}{L} + K_m\hat{x}_1 + \frac{\theta}{2}\right)(\hat{x}_2 - y) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\left(\frac{R}{L} + K_m\hat{x}_1\right)\hat{x}_2 + \frac{U}{L} - 2\theta(\hat{x}_2 - y) \end{aligned} \qquad (2.52)$$

L'erreur d'observation est donnée par : $e = (\hat{x}_2 - y)$

La simulation s'effectue avec des défauts actionneurs.

Sur la figure (2.14), on observe l'évolution des états du système nominal x1 et x2,et des états de l'observateur à grand gain en parallèle.

La figure (2.15), illustre l'évolution des états du système défectueux, le défaut apparaît à l'instant k = 10s. Le système est rendu instable.

La figure (2.16), illustre l'évolution des états du système reconfiguré en présence de défauts, après application de la loi de commande reconfigurable en remarque la stabilisation des deux états du système. Un délai arbitraire entre le temps d'apparition du défaut et son accommodation est observé en simulation.

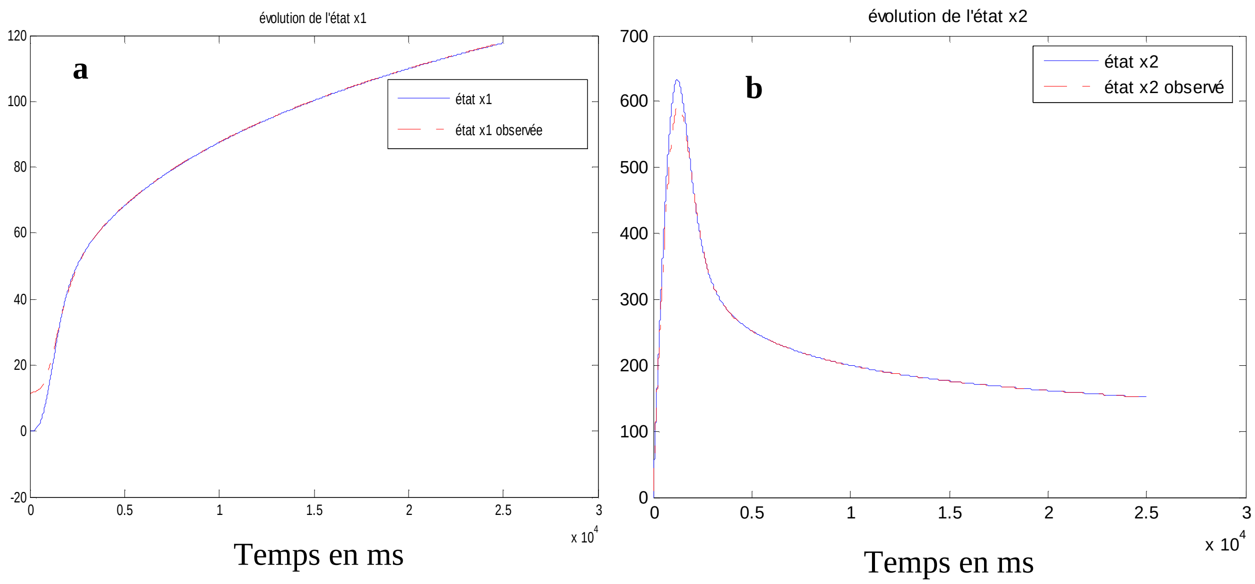


Figure 2.14 : Cas du système nominal ; a : évolution de l'état nominal x1 ;
b : évolution de l'état nominal x2

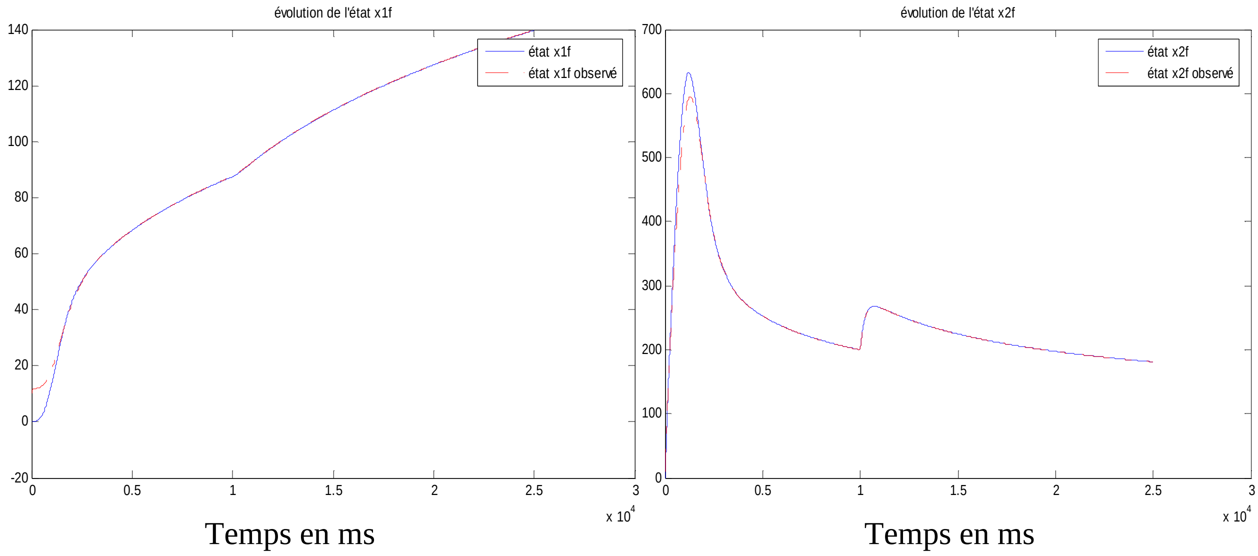
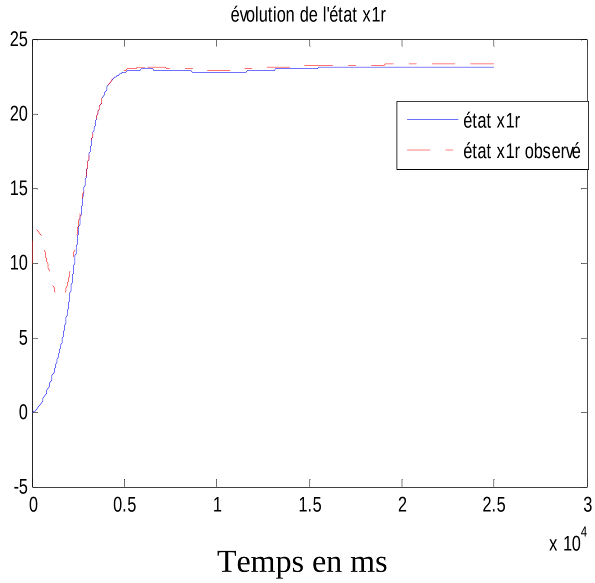


Figure2.15 : Cas du système défectueux; a : évolution de l'état défectueux x1f ; b : évolution de l'état défectueux x2f



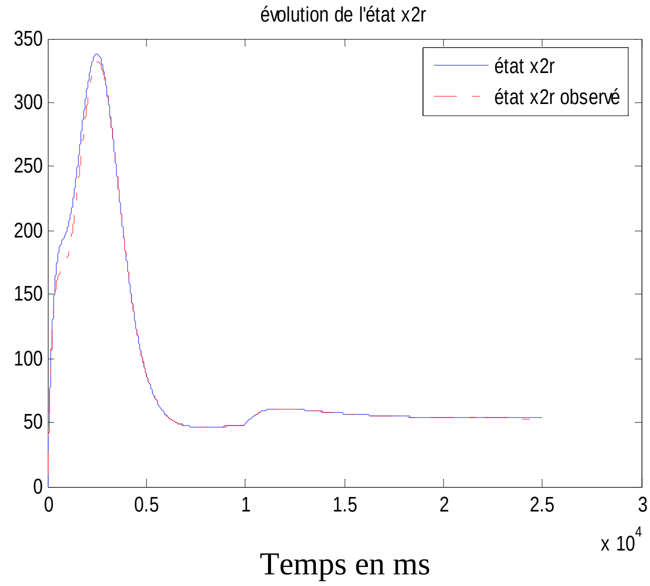


Figure 2.16 : Cas du système reconfiguré ; a : évolution de l'état reconfiguré x1r; b : évolution de l'état reconfiguré x2r.

2.4. Description de l'approche par modèle prédictif

2.4.1 Introduction

La commande prédictive, en anglais Model Predictive Control (MPC), et née d'un besoin réel dans le monde industriel. Celui de disposer de performances plus élevées que les contrôleurs classiques, à savoir PID, tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées. Bien que La commande prédictive ait vu le jour au sein de l'industrie pétrolière et pétrochimique [Ric76], [Cut80], elle est vite étendue à d'autres industries grâce à ses succès incontestables dans une industrie pétrolière sérieusement éprouvée par des contraintes économiques, engendrées par la crise pétrolière et la guerre froide durant les années 70. Le but économique recherché par des commandes évoluées, et par MPC en particulier, et de réduire les coûts de production en ramenant le point de régulation, en anglais "setpoint", à des niveaux proche des contraintes de fonctionnement et/ou de production. Ceci est obtenue en réduisant la variance donnée par un contrôleur classique, *e.g* PID, en utilisant une commande évoluée, le point de régulation est à ce moment ramené vers un niveau plus bas engendrant un coût de production moindre. La commande prédictive est, probablement, l'approche à base de modèle qui a connu le plus de succès sur le terrain. En effet, il est rapporté dans [Qin97] que déjà en 1997 MPC était utilisée dans plus de 2000 applications industrielles recensées.

La commande prédictive fait partie de la famille de la commande optimale. On peut la considérer comme une version simplifiée de la commande quadratique gaussienne, la différence est que les sorties et les commandes sont prédites sur un horizon fini, d'où la nécessité d'un modèle de prédiction. La stratégie de cette commande est basée sur l'utilisation d'un modèle pour prédire les sorties du procédé à des instants futurs (notion d'horizon de prédiction), ensuite sur le calcul de la séquence des commandes qui minimise une fonction de coût dans le futur.

2.4.2 Commande prédictive linéaire

Comme décrit précédemment, la commande prédictive avec modèle, ou Model Predictive Control (MPC), nécessite l'utilisation d'un modèle interne valide qui puisse prédire le comportement du procédé à contrôler. Dans le cas d'une commande prédictive linéaire, où une solution analytique est possible, le modèle interne est sous forme linéaire ou linéarisée.

Depuis sa création en 1976 [Ric76] la commande prédictive a connu un essor considérable notamment dans le domaine pétrochimique. Plusieurs algorithmes, considérés, implémentent le concept de la commande prédictive sous différentes approches. Une revue de ces algorithmes peut être trouvé dans différentes publications [Mus93]; [Raw94]; [Mor00]; [Mac02]. En plus du critère de complexité, les critères de choix d'un algorithme au lieu d'un autre, sont basés sur les principes de MPC, à savoir :

1. La formulation du modèle interne.
2. La trajectoire de référence.
3. La formulation de la loi de commande.

2.4.3 Commande prédictive non linéaire

La plupart des algorithmes de commande prédictive reposent sur des modèles internes linéaires. La raison première de cette approche linéaire est bien sur, la maîtrise complète de la théorie des systèmes linéaires.

En effet un modèle linéaire, utilisé avec une approche prédictive donne un résultat analytique, c'est à dire, une loi de commande linéaire sous forme d'une équation mathématique. Un tel résultat permet le calcul de la commande future en un temps très court, ceci avait une importance non négligeable quand les calculateurs n'offraient pas la rapidité de calcul désiré.

Toutefois, les procédés à contrôler se sont révélés de plus en plus non linéaires, *e.g.*, les procédés chimiques. Les méthodes linéaires sont arrivées donc à leurs limites et la commande non linéaire à modèle prédictif (NMPC) commencera donc son ascension au sein de la théorie de la commande prédictive. En 2000 Qin et Badgwell recenseront plus de 600 procédées commandés avec NMPC.

Le problème, de l'approche non linéaire est le calcul de la variable traitée. En effet, vu la non linéarité du modèle, l'expression de la prédiction ainsi que de la minimisation de l'erreur, quadratique ou non, entre la sortie du modèle et la sortie du procédé est à son tour non linéaire. Ceci rend impossible l'obtention d'une loi de commande analytique, et donc la solution numérique s'impose.

L'approche NMPC peut donc être résumée comme suit :

1. Un modèle interne non linéaire, physique, boite noire ou autre boite grise.
2. Pas de trajectoire de référence précisée. Une trajectoire de référence exponentielle est facilement implantable.
3. La dérivation de la loi de commande se fait en optimisant numériquement un critère basé sur l'erreur entre la sortie modèle et la sortie procédé.

2.4.4 Formulation du problème de Commande prédictive non linéaire

La stratégie appelée commande prédictive (MPC) également appelée commande à horizon glissant ou fuyant consiste à optimiser, à partir des entrées (commande, état, forces de contact...), le comportement futur du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle du système, sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction.

Le problème de la commande prédictive non linéaire s'écrit [All99] :

$$\textit{résoudre}: \min_{u_k^{N_c}} J(x_k, u_k^{N_c})$$

$$\textit{soumis à}: u_{l|k} \in U,\ l \in [0, N_c] \left| \begin{array}{l} x_{l+1} = f(N_c, u_{l|k}), x_{0|k} = x \\ u_{l|k} \in U,\ l \in [0, N_c] \\ N_c \in X,\ l \in [0, N_p] \end{array} \right. \quad (2.53)$$

$$U = \{ u_k \in \mathbb{R}^m / u_{\min} \le u_k \le u_{\max} \}$$
$$X = \{ x_k \in \mathbb{R}^n / x_{\min} \le x_k \le x_{\max} \}$$

La notation $s_{i|k}$ signifie que la variable s est prédite à l'instant k. et l'indice i indique l'instant de prédiction du contrôleur à partir de k.

Le principe de la commande consiste à optimiser à chaque période d'échantillonnage le critère de performances J, soumis à des contraintes fonctionnelles, et de déterminer la meilleure séquence des N_c commandes sur l'horizon de prédiction N_p.

La première commande de la séquence optimale est alors appliquée et la résolution élabore une nouvelle commande en prenant en compte les informations disponibles actualisées.

La répétition de cette procédure à chaque période permet de balayer le temps avec un horizon fini (horizon glissant).

2.4.5 Stratégie de reconfiguration par modèle prédictif

Soit le système non linéaire discret affine, décrit par l'équation suivante :

$$\begin{array}{ll} x(k+1) = f(x(k)) + \sum g_i(x(k))u_i(k) & i = 1, 2, \ldots m \\ y(k) = h(x(k)) & \end{array} \quad (2.54)$$

Où :

$x \in X \subset \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état ;

u= $[u_1, u_2, \ldots u_m] \in R^m$ est l'entrée de commande ;

y= $[y_1, y_2, \ldots y_q] \in R^q$ est la sortie mesurée.

La fonction de coût à minimiser est de la forme suivante :

$$J=\frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2}(y(t+T)-y_r(t+T))^T(y(t+T)-y_r(t+T))dT \qquad (2.55)$$

Avec y_r est le vecteur des sorties désirées ;

T_1, T_2 sont respectivement les instants de prédiction minimum et maximum.

L'objectif est de trouver la trajectoire de commande optimale qui minimise le critère prédictif (2.55).

La prédiction de la sortie y(t+T) est calculée à partir du développement des sorties en expansion en séries de Taylor(du deuxième ordre).

Le modèle de prédiction est donné par :

$$\begin{aligned}
y_1(t+T) &= h_1(x)+TL_f h_1(x)+\frac{T^2}{2}L_f^2 h_1(x)+\frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_1(x)u_1(t)+\\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_1(x)u_2(t)+.....+\frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_1(x)u_m(t)\\
y_2(t+T) &= h_2(x)+TL_f h_2(x)+\frac{T^2}{2}L_f^2 h_2(x)+\frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_2(x)u_1(t)+\\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_2(x)u_2(t)+.....+\frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_2(x)u_m(t)\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
y_q(t+T) &= h_q(x)+TL_f h_q(x)+\frac{T^2}{2}L_f^2 h_q(x)+\frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_q(x)u_1(t)+\\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_q(x)u_2(t)+.....+\frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_q(x)u_m(t)
\end{aligned} \qquad (2.56)$$

Le vecteur de référence $y_r=[y_{r1}\;\; y_{r2}.....y_{rq}]^T$ peut être exprimé par la même méthode.

$$\begin{aligned}
y_{r1}(t+T) &= y_{r1}(t)+T\dot{y}_{r1}(t)+T\ddot{y}_{r1}(t)\\
y_{r2}(t+T) &= y_{r2}(t)+T\dot{y}_{r2}(t)+T\ddot{y}_{r2}(t)\\
&\ldots\ldots\\
y_{rm}(t+T) &= y_{rm}(t)+T\dot{y}_{rm}(t)+T\ddot{y}_{rm}(t)
\end{aligned}$$

Sous forme matricielle, la fonction de coût (2.55) devient :

$$J=\frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2}\left[QY+QHu-QY_r\right]^{tr}\left[QY+QHu-QY_r\right]dQ \qquad (2.57)$$

avec :

$$
\begin{aligned}
&Q = [I_{m\times m} \quad T * I_{m\times m} \quad (T^2/2) * I_{m\times m}]\\
&Y = [h(x) \quad L_f h(x) \quad L_f^2 h(x)]^T\\
&L_f h(x) = [L_f h_1(x) \quad L_f h_2(x) \ldots\ldots L_f h_q(x)]^T\\
&L_f^2 h(x) = [L_f^2 h_1(x) \quad L_f^2 h_2(x) \ldots\ldots L_f^2 h_q(x)]^T\\
&Y_r = [y_r \quad \dot{y}_r \quad \ddot{y}_r]^T
\end{aligned}
$$

$$
H = \begin{bmatrix}
0_1\ldots.0_q & 0_1\ldots.0_q & L_{g_1} h_1(x) \;\; L_{g_1} h_2(x) \ldots\ldots L_{g_1} h_q(x)\\
0_1\ldots.0_q & 0_1\ldots.0_q & L_{g_2} h_1(x) \;\; L_{g_2} h_2(x) \ldots\ldots L_{g_2} h_q(x)\\
\ldots. & \ldots. & \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
0_1\ldots.0_q & 0_1\ldots.0_q & L_{g_m} h_1(x) \;\; L_{g_m} h_2(x) \ldots\ldots L_{g_m} h_q(x)
\end{bmatrix}
$$

On peut simplifier la fonction de coût comme suit :

$$
\begin{aligned}
J &= \frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2} [T_{N_y} Y + T_{N_y} HU_r - T_{N_y} Y_r]^T [T_{N_y} Y + T_{N_y} HU_r - T_{N_y} Y_r] dT\\
&= \frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2} [Y + HU_r - Y_r]^T T_{N_y}^T T_{N_y} [Y + HU_r - Y_r] dT\\
&= \frac{1}{2}[Y + HU_r - Y_r]^T \left(\int_{T_1}^{T_2} T_{N_y}^T T_{N_y} dT\right)[Y + HU_r - Y_r]\\
&= \frac{1}{2}[Y + HU_r - Y_r]^T \overline{T}_{N_y} [Y + HU_r - Y_r]
\end{aligned}
\qquad (2.58)
$$

Et comme la commande optimale découle de la condition suivante :

$$
\frac{\partial J}{\partial u} = 0 \qquad (2.59)
$$

Pour (2.55), la commande optimale prend la forme :

$$
u(t) = (H^T \overline{T} H)^{-1} H^T \overline{T}(Y_r - Y) \qquad (2.60)
$$

avec

$$
\overline{T} = \int_{T_1}^{T_2} Q^T Q dT
$$

Dans le cas d'un système défectueux (on se place dans le cas de défauts actionneurs) le modèle de défauts actionneurs adopté sera de la forme :

$$u_i^f = (1-\gamma_i)u_i \qquad i = 1, 2, ...m \tag{2.61}$$

Le modèle du système devient alors :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k)) + \sum g_i(x(k))(1-\gamma_i)u_i \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{2.62}$$

avec :

$$g(x)=[\ g_1(x), g_2(x)\ , ...g_q(x)]\ ;$$

$$\gamma = diag[\gamma_1, \gamma_2, ..\gamma_m]$$
$$u^f = [u_1^f, u_2^f, ...u_m^f]^T$$
$$u = [u_1, u_2, ...u_m]^T$$

Il s'ensuit que le système peut être réécrit sous la forme :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k)) + g(x(k))u(k) - g(x(k))\gamma u(k) \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{2.63}$$

Par développement en série de Taylor le modèle de prédiction est le suivant :

$$\begin{aligned}
y_1(t+T) &= h_1(x) + TL_f h_1(x) + \frac{T^2}{2}L_f^2 h_1(x) + \frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_1(x)u_1^f(t) + \\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_1(x)u_2^f(t) + ... + \frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_1(x)u_m^f(t) \\
y_2(t+T) &= h_2(x) + TL_f h_2(x) + \frac{T^2}{2}L_f^2 h_2(x) + \frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_2(x)u_1^f(t) + \\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_2(x)u_2^f(t) + ... + \frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_2(x)u_m^f(t) \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
y_q(t+T) &= h_q(x) + TL_f h_q(x) + \frac{T^2}{2}L_f^2 h_q(x) + \frac{T^2}{2}L_{g_1}L_f h_q(x)u_1^f(t) + \\
&\quad \frac{T^2}{2}L_{g_2}L_f h_q(x)u_2^f(t) + ... + \frac{T^2}{2}L_{g_m}L_f h_q(x)u_m^f(t)
\end{aligned} \tag{2.64}$$

Cette fois-ci pour alléger le calcul de la commande prédictive, la fonction de coût est prise sous cette forme :

$$J(x,u) = \frac{1}{2} e_y(t+T)^T e_y(t+T) \tag{2.65}$$

Sous forme matricielle, le modèle de prédiction est exprimé de cette façon :

$$y(t+T) = y(t) + Y(x,T) + G(x,T)(I-\Gamma)u(t) \tag{2.66}$$

avec :

$$Y(x,T) = \begin{bmatrix} TL_f h_1(x) + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_1(x) \\ TL_f h_2(x) + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_2(x) \\ \dots\dots\dots\dots \\ TL_f h_q(x) + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_q(x) \end{bmatrix}$$

$$G(x,T) = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} L_{g_1} L_f h_1(x) & \frac{T^2}{2} L_{g_2} L_f h_1(x) & \dots & \frac{T^2}{2} L_{g_m} L_f h_1(x) \\ \frac{T^2}{2} L_{g_1} L_f h_2(x) & \frac{T^2}{2} L_{g_2} L_f h_2(x) & \dots & \frac{T^2}{2} L_{g_m} L_f h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{T^2}{2} L_{g_1} L_f h_q(x) & \frac{T^2}{2} L_{g_2} L_f h_q(x) & \dots & \frac{T^2}{2} L_{g_m} L_f h_q(x) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \mathrm{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \dots \Gamma_m]$$

le modèle de prédiction de référence s'écrit sous la forme :

$$y_r(t+T) = y_r(t) + Y_r(t,T) \tag{2.67}$$

$$\text{avec :} \quad y_r(t) = \begin{bmatrix} y_{r1}(t) \\ y_{r2}(t) \\ \dots \\ y_{rq}(t) \end{bmatrix} \quad ; \quad Y_r(t,T) = \begin{bmatrix} T\dot{y}_{r1}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r1}(t) \\ T\dot{y}_{r2}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r2}(t) \\ \dots \\ T\dot{y}_{rq}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{rq}(t) \end{bmatrix}$$

Alors l'erreur de prédiction peut se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} e_y(t+T) &= y(t+T) - y_r(t+T) \\ &= e_y(t) + Y(x,T) + Y_r(t,T) + G(x,T)(I-\Gamma)u(t) \end{aligned} \tag{2.68}$$

La commande optimale qui minimise la fonction (2.65) est la suivante :

$$u_{ftc} = -(G(x,T)(I - \Gamma))^{-1}(e_y(t) + Y(x,T) + Y_r(t,T)) \tag{2.69}$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une description détaillée de trois méthodes de commande non linéaires, qui sont la commande par retour d'état multi-modèles, la commande par retour de sortie avec observateur à grand gain et la commande non linéaire prédictive. Une stratégie de reconfiguration a été développée pour chaque méthode et des illustrations par des exemples académiques ont été données. Les algorithmes développés seront appliqués à un modèle de la machine asynchrone dans le prochain chapitre.

Chapitre 3

Application sur Moteur asynchrone

Chapitre 3

Application sur Moteur asynchrone

3.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'appliquer sur un système non linéaire les trois approches de commande étudiées dans le chapitre précédent, en vue de la comparaison des résultats obtenus sur chaque méthode. Nous nous intéressons à une machine asynchrone (le moteur à cage), que nous voulons diagnostiquer puis reconfigurer en cas d'apparition de défauts sur la commande. Pour élaborer les lois de commande, il est nécessaire d'établir un modèle du moteur asynchrone. Pour ce faire nous utilisons le modèle de Park. Soulignons que dans notre cas, on s'intéresse aux défauts de fonctionnement de la commande, ça répond à un souci de sûreté de fonctionnement et/ou continuité de service malgré le défaut

3.2 Historique

La machine asynchrone est la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à la fabrication. Cependant, il n'est pas exclu qu'il peut y apparaître des défauts tant au niveau du stator que du rotor.

Les défauts typiques des machines asynchrones, de fortes puissances, sont :

- un défaut au niveau du rotor qui serait une rupture totale ou partielle d'une barre au niveau de la cage d'écureuil, une rupture d'une portion d'anneau,
- un défaut de contact balai-bague dans le cas d'un rotor bobiné,
- un défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui induirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator.
- Un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite au vieillissement prématuré du au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur,
- Une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes….

Cependant, nous mettrons l'accent sur l'étude de défauts de type actionneur (les défauts de fonctionnement de la commande), on s'intéresse aux défauts de types : creux de tensions, surtensions et déséquilibres.

Creux de tension

Lors d'un creux de tension, le couple d'un moteur asynchrone (proportionnel au carré de la tension) diminue brutalement et provoque un ralentissement. Ce ralentissement est fonction de l'amplitude et de la durée du creux, de l'inertie des masses tournantes et de la caractéristique couple-vitesse de la charge entraînée. Si le couple que le moteur développe devient inférieur au couple résistant, le moteur s'arrête (décroche). Après une coupure, le retour de la tension engendre un appel de courant de réaccélération proche du courant de démarrage. Lorsque l'installation comporte de nombreux moteurs, leurs réaccélérations simultanées peuvent provoquer une chute de tension dans les impédances amont du réseau qui allonge la durée du creux et peut rendre la réaccélération difficile (redémarrages longs avec suréchauffement) voire impossible (couple moteur inférieur au couple résistant). La réalimentation rapide (~ 150 ms) d'un moteur asynchrone en cours de ralentissement sans précaution peut conduire à un réenclenchement en opposition de phase entre la source et la tension résiduelle entretenue par les moteurs asynchrones. Dans ce cas la première crête du courant peut atteindre trois fois le courant de démarrage (15 à 20 In). Ces surintensités et les chutes de tension qui en découlent ont des conséquences pour le moteur (échauffements supplémentaires et efforts électrodynamiques dans les bobines pouvant engendrer des ruptures d'isolation et des à-coups sur le couple avec des contraintes mécaniques anormales sur les accouplements et les réducteurs d'où une usure prématurée voire une rupture) mais aussi sur les autres équipements tels que les contacteurs (usure voire déssoudure des contacts). Les surintensités peuvent conduire au déclenchement des protections générales de l'installation provoquant ainsi l'arrêt du procédé.

Déséquilibres

Le principal effet est le suréchauffement des machines asynchrones triphasées. En effet, la réactance inverse d'une machine asynchrone est équivalente à sa réactance pendant la phase de démarrage. Le taux de déséquilibre en courant sera donc plusieurs fois celui de la tension d'alimentation. Les courants de phase peuvent alors différer considérablement. Ce qui accroît l'échauffement de la ou des phases parcourues par le courant le plus élevé et réduit la durée de vie de la machine. En pratique, un taux de déséquilibre de tension de 1 % pendant une longue période, et 1,5 % de moins de quelques minutes est acceptable.

3.3 Mise en équations de la machine asynchrone

La dynamique de la MAS est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor, surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. La transformation de Park lié au référentiel (d,q) est utilisée pour l'analyse des associations convertisseurs-machines, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés suivant deux axes magnétiquement découplés.

3.3.1 Présentation du modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

La représentation de Park ou représentation vectorielle, représente la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal.

Des hypothèses simplificatrices sont posées lors de l'élaboration d'un tel modèle :

- Les pertes fer sont négligées.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.

- L'effet d'extrémité des têtes des bobines est négligé.
- Le stator est considéré comme lisse et l'entrefer constant (l'effet des encoches est négligé).
- Les harmoniques de toute origine, autre que temporelle, sont négligés.

En plus des ces simplifications la machine est supposée électriquement équilibrée.

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée [Vas92], en utilisant la matrice de transformation [P] de Park représentée ci-dessous, repose sur la conservation des forces magnétomotrices.

D'où :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad (3.1)$$

Et

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad (3.2)$$

Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée. La composante homopolaire s'annule si la machine est supposée équilibrée.

Dans le cas d'une machine équilibrée, les transformations suivantes sont appliquées au stator et au rotor :

$$[v_{dqo}] = [P] \bullet [v_{abc}]; \ [i_{dqo}] = [P] \bullet [i_{abc}]; \ [\varphi_{dqo}] = [P] \bullet [\varphi_{abc}]; \qquad (3.3)$$

Le comportement dynamique d'une machine asynchrone peut être décrit par le modèle triphasé-triphasé qui conduit aux équations suivantes [Bar 82]:

Pour le stator : $\begin{aligned} v_{as} &= R_{s_a} i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ v_{bs} &= R_{s_b} i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} &= R_{s_c} i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{aligned}$ et pour le rotor : $\begin{aligned} v_{ar} &= R_{r_a} i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0 \\ v_{br} &= R_{r_b} i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} = 0 \\ v_{cr} &= R_{r_c} i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} = 0 \end{aligned}$ (3.4)

A partir des équations du stator et du rotor, on peut écrire (3.4) :

Au stator : $\begin{aligned} v_{ds} &= R_{s_a} i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}\varphi_{qs} \\ v_{qs} &= R_{s_b} i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}\varphi_{ds} \\ v_{so} &= R_{s_c} i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{aligned}$ et au rotor : $\begin{aligned} v_{dr} &= R_{s_a} i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}\varphi_{qr} \\ v_{qr} &= R_{s_b} i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt}\varphi_{dr} \\ v_{ro} &= R_{s_c} i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{aligned}$ (3.5)

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{so} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{so} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

v_{so} et v_{ro} sont nulles. La machine asynchrone est représentée uniquement dans les axes d et q [Bol92].

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

L'expression du couple électromagnétique C_e est devenu :

$$C_e = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \tag{3.9}$$

On peut aussi, en utilisant les flux rotoriques obtenir :

$$C_e = p\frac{L_m}{L_r}(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \tag{3.10}$$

Nous avons retenu dans notre étude le repère lié au champ tournant : (3.11)

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

Avec : $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$

La machine est représentée alors par :

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m T_r \sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma}\right)\omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\
\dot{i}_{qs} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m T_r \sigma}\right)\varphi_{qr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma}\right)\omega_r \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\
\dot{\varphi}_{dr} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\varphi_{qr} \\
\dot{\varphi}_{qr} &= \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r}\varphi_{qr} + \omega_{sl}\varphi_{dr} \\
\dot{\omega}_r &= \frac{L_m}{L_r}\frac{P}{J}(i_{ds}\varphi_{qr} - i_{qs}\varphi_{dr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J}\omega_r
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park est non linéaire à cause de la présence de la vitesse dans les équations électriques du système d'état.

a. Dans le repère (d, q)

En choisissant comme variables d'états les courants statoriques selon les axes (d,q) , les flux rotoriques selon les axes (d, q) , et la vitesse de rotation du rotor à savoir :

$$x = \left[i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega_r\right]^T.$$

Et comme vecteur de commande la tension statorique selon les axes (d, q) : $u = \left[v_{ds}, v_{qs}\right]^T$

Les sorties à commander seront choisies pour chaque méthode selon le modèle de représentation du système.

alors le modèle d'état de la MAS sera donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{3.14}$$

Où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\dfrac{R_s}{L_s\sigma} + \dfrac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + R_r\left(\dfrac{1-\sigma}{L_r L_m \sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\dfrac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{qr} \\ -\left(\dfrac{R_s}{L_s\sigma} + \dfrac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + R_r\left(\dfrac{1-\sigma}{L_r L_m \sigma}\right)\varphi_{qr} - \left(\dfrac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{dr} \\ \dfrac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \dfrac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\varphi_{qr} \\ \dfrac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \dfrac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} - \omega_{sl}\varphi_{dr} \\ \dfrac{L_m}{L_r}\dfrac{P}{J}(i_{ds}\varphi_{qr} - i_{qs}\varphi_{dr}) - \dfrac{C_r}{J} - \dfrac{K_f}{J}\omega_r \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3.16}$$

Avec : $\sigma = 1 - \dfrac{{L_m}^2}{L_s L_r}$: est le coefficient de dispersion.

3.3.2 Modélisation de l'effet des défauts

Nous avons cité auparavant dans notre introduction les types de défauts les plus importants qui peuvent se produire dans la machine asynchrone. Dans le cas de défauts système, nous pouvons citer les défauts suivants :

- rupture de barres au rotor ;
- et court-circuit entre spires du bobinage statorique.

Lors de la rupture des barres au rotor : la résistance rotorique augmente et les autres paramètres diminuent [Bou01].

Soit le modèle de la machine asynchrone

En définissant le vecteur défauts par:

$$f = \begin{bmatrix} \Delta R_s \\ \Delta L_s \\ \Delta R_r \\ \Delta L_r \end{bmatrix} \text{ tel que : } \begin{array}{c} \Delta R_s = R_s - R_{s0} \\ \Delta L_s = L_s - L_{s0} \\ \Delta R_r = R_r - R_{r0} \\ \Delta L_r = L_r - L_{r0} \end{array} \tag{3.17}$$

Dans notre étude, on s'intéresse aux défauts sur les organes de commande (actionneurs), sachant que les défauts sont répartis selon deux catégories : défauts de type additifs et défauts de type multiplicatif, et sachant que les défauts de type multiplicatif sont souvent utilisés pour représenter les défauts d'actionneurs et de capteurs. On peut modéliser un défaut de commande de la manière suivante : $u^f = \beta u$ (3.18)

Où u et u^f représente respectivement le vecteur de commande nominal et en défaut.

Le terme $\beta \triangleq \mathrm{diag}[\beta_1, \beta_2, ..., \beta_i, ..., \beta_p]$ $\beta_i \in Z$

tel que $\beta_i = 0$: représente une perte totale du iéme actionneur,

$\beta_i = 1$ implique que le ième actionneur opère normalement,

$0 < \beta_i < 1$: implique que le ième actionneur est défectueux.

3.3 Représentation de la machine asynchrone par approche multi-modèles

Les machines asynchrones sont robustes, économiques et leur coût d'entretien est bas. Mais leur comportement non linéaire font d'elles le procédé de commande le plus compliqué. Une forme utile pour représenter la machine asynchrone est le modèle espace d'état sous une forme linéarisée. Comme nous l'avons vu au chapitre II, un système non linéaire peut être représenté sous formes multi-modèles. Cette représentation est obtenue par linéarisation autour de plusieurs points de fonctionnements, par développement en série de Taylor à l'ordre1.

Soit le modèle de la machine asynchrone défini par le système d'équation (3.15), qu'on peut reformuler de la manière suivante :

$$\dot{x} = G(x,u)$$
$$y = h(x) \tag{3.19}$$

Pour l'obtention de la représentation multi-modèles de la machine asynchrone, on procède par linéarisation du système d'équations (3.19) autour d'un point de fonctionnement p_i données par : $p_i = \left[x_i , u_i\right]$ i = 1, 2 ,3;

Par conséquent le modèle local du système se met sous la forme :

$$\dot{x}_i = A_i x_i + B_i u_i \tag{3.20}$$
$$y_i = C_i x_i$$

Où :

$$x_i = \left[i_{dsi} \quad i_{qsi} \quad \varphi_{dri} \quad \varphi_{qri} \quad \omega_{ri}\right]^T \tag{3.21}$$
$$u_i = \left[v_{dsi} \quad v_{qsi}\right]$$
$$A_i = \left.\frac{\partial G(x,u,f)}{\partial x}\right|_{p_i} \quad ; \quad B_i = \left.\frac{\partial G(x,u,f)}{\partial u}\right|_{p_i} ; \tag{3.22}$$
$$C_i = \left.\frac{\partial h(x)}{\partial x}\right|_{p_i}$$

On suppose que la dynamique mécanique est très lente par rapport à la dynamique électrique Par conséquent la vitesse est traitée comme un paramètre à temps variant dans le modèle. Ainsi le modèle est dédoublé aux sous ensembles mécanique et électrique.
Avec :

$x = \left[i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}\right]^T$ est le vecteur d'état.

$u = \left[v_{ds}, v_{qs}\right]^T$ est le vecteur des entrées de commande.

$y = \left[i_{ds}, i_{qs}\right]^T$ est le vecteur des sorties mesurées.

Il s'ensuit que :

$$B_i = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma}+\frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right) & \omega_{si} & R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_rL_m\sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_{ri} \\ -\omega_{si} & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma}+\frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_{ri} & R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_rL_m\sigma}\right) \\ \frac{R_rL_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{sli} \\ 0 & \frac{R_rL_m}{L_r} & \omega_{sli} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Par conséquent la représentation nominale par multi-modèles de la machine asynchrone sera décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \sum_{i=1}^{3}\alpha_i(z)(A_i x + B_i u) \\ y &= \sum_{i=1}^{3}\alpha_i(z)C_i x \qquad i=1,2,3 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Où : $x=\left[i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}\right]^T$: est le vecteur d'état, avec : $\begin{cases} 0 \le \alpha_i(z) \le 1 \\ \sum \alpha_i(z) = 1 \end{cases}$

Choix de z : z est une variable de décision

$$z \in \{t, u(t), x(t), y(t)\}$$

Pour le premier point de fonctionnement :

ids1=13.0367; iqs1=15.5749; $\varphi_{dr1} = 0.7265$; $\varphi_{qr1} = -0.3093$; wr1=236.9503;

A1 = [-263 314 421 7182 ; -314 -263 -7182 421 ;

3.58 0 -14 77 ; 0 3.58 -77 -14]

B1 = [32.1898 0 ; 0 32.1898 ; 0 0 ; 0 0]

C1 = [1 0 0 0 ; 0 1 0 0]

Pour le deuxième point de fonctionnement :

$\varphi_{dr2} = 1.1475$; $\varphi_{qr2} = -0.0036$; ids2=1.2918; iqs2=2.7913; wr2=307.5613;

A2 =[-263 314 421 9322; -314 -263 -9322 421;

3.58 0 -14 6.44; 0 3.58 -6.44 -14]

B2 = [32.1898 0 ; 0 32.1898 ; 0 0 ; 0 0] ;

C2 = [1 0 0 0 ; 0 1 0 0] ;

Pour le troisième point de fonctionnement :

$\varphi_{dr3} = 1.1863$; $\varphi_{qr3} = 0.0338$; ids3=0.8128; iqs3= 1.2964; wr3=310.6967;

A3 =[-263 314 421 9417;-314 -263 -9417 421;

3.58 0 -14 3.3; 0 3.58 -3.3 -14]

B3 = [32.1898 0 ; 0 32.1898 ; 0 0 ; 0 0] ;

C3 = [1 0 0 0 ; 0 1 0 0] ;

Ces trois modèles linéaires sont obtenus à partir de la linéarisation de la caractéristique non linéaire (couple en fonction de la vitesse) du moteur asynchrone au voisinage de trois points de fonctionnement.(PF1, PF2 et PF3) donnée par la figure (3.1).

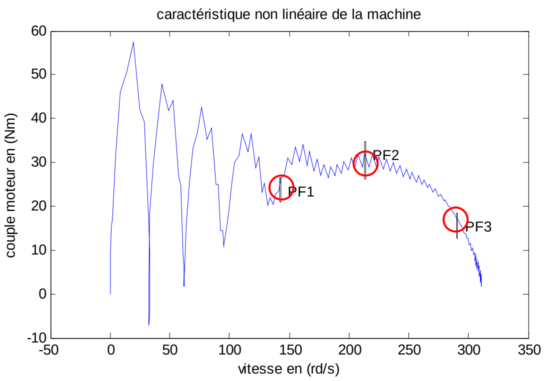
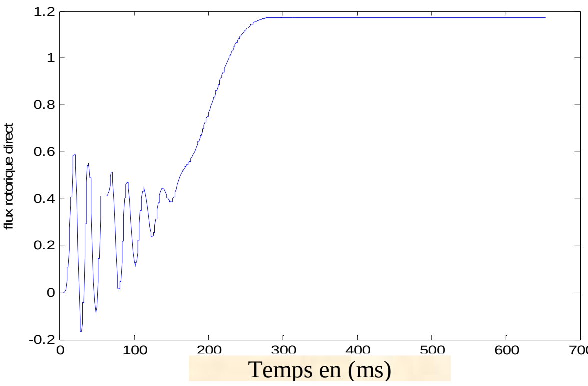
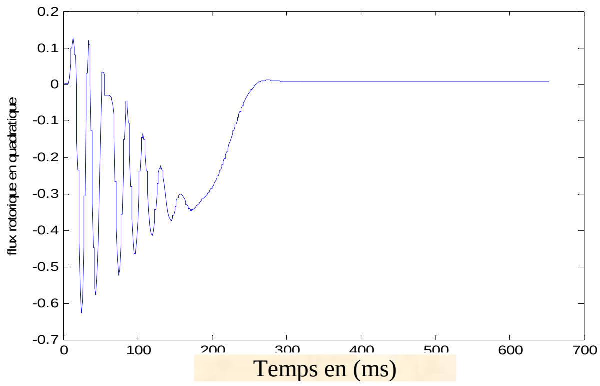


Figure3.1 : caractéristique non linéaire du moteur asynchrone

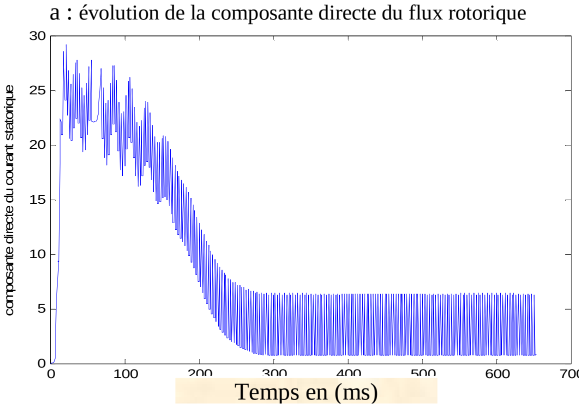
Résultats des simulations de la MAS alimentée en tension à vide (système en boucle ouverte)



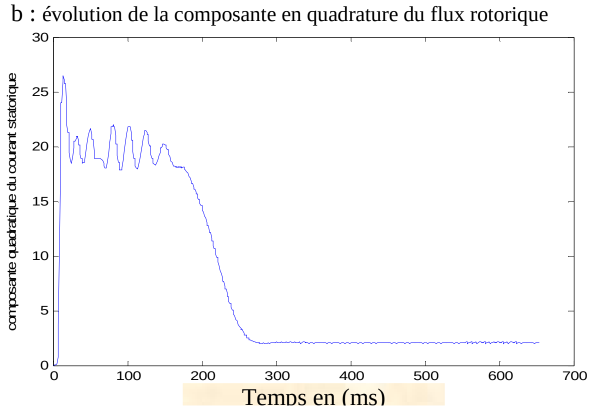
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



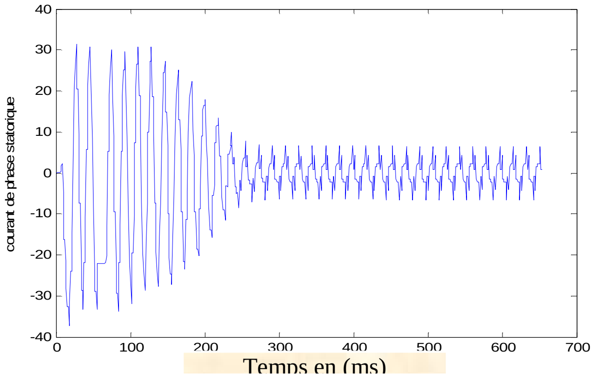
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



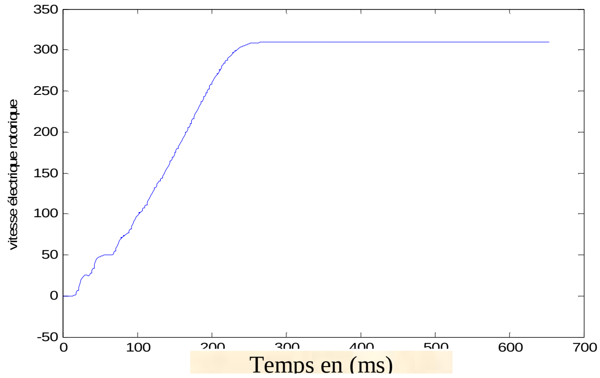
c : évolution de la composante directe du courant statorique



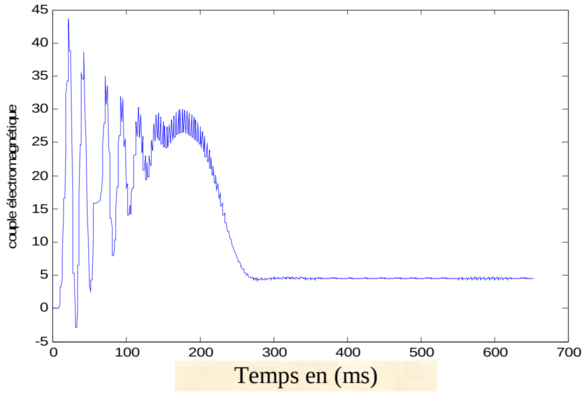
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



e: évolution du courant statorique



f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique

Figure 3.1 bis : Système nominal non linéaire : démarrage à vide de la MAS

Interprétation des résultats

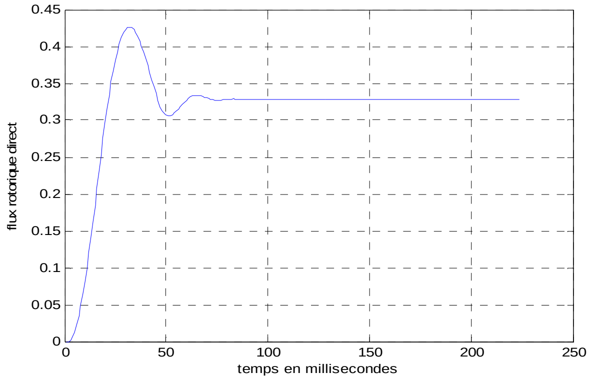
La figure 3.1 bis symbolise le démarrage à vide de la MAS. Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 210 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 1.18\,\text{wb}$ et $\varphi_{dr\infty} = 0.034\,\text{wb}$.

La machine demande un fort appel de courant pendant le démarrage on observe un pic de 32.63A. Le courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 210 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 5.26A.

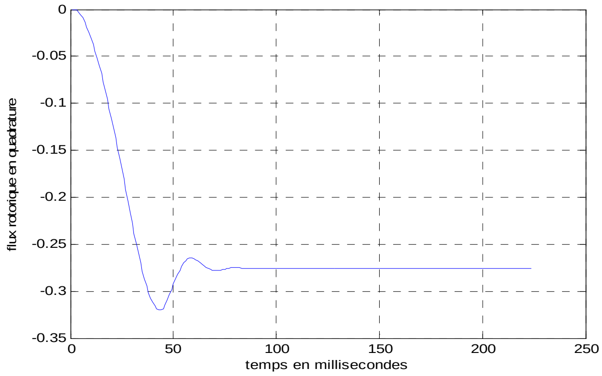
Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 210ms et atteint une valeur maximale de 48.68Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 2.54nm, correspondant à un équilibre avec le couple résistant ($Cr=f.w_r$).

La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 310.6rd/s, après régime transitoire de 210 ms.

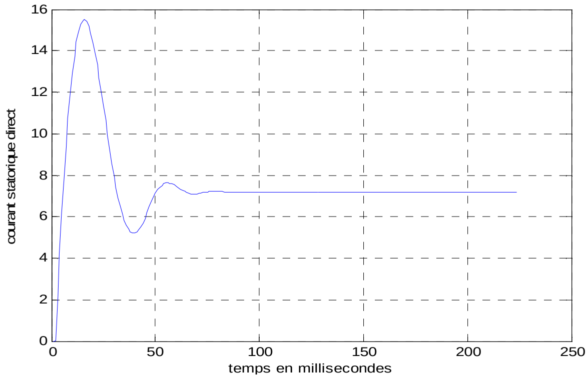
Résultats de simulation du moteur asynchrone après linéarisation (système multi-modèle : Premier modèle local « cas nominal +commande en boucle fermée »)



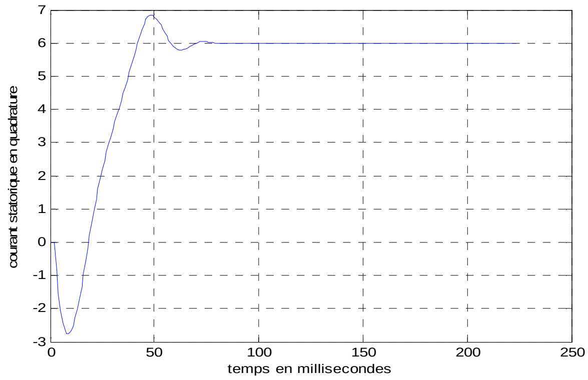
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



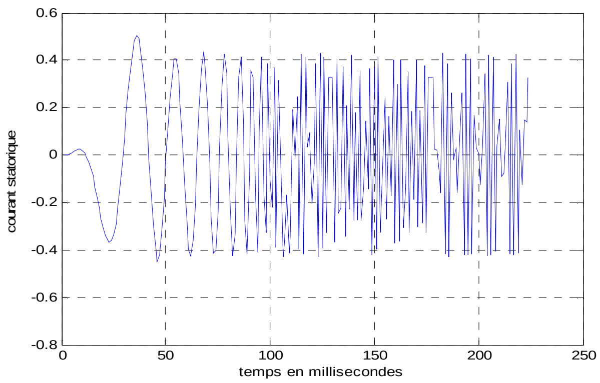
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



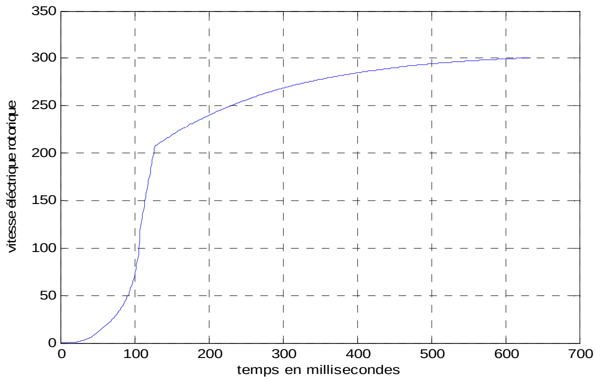
c : évolution de la composante directe du courant statorique



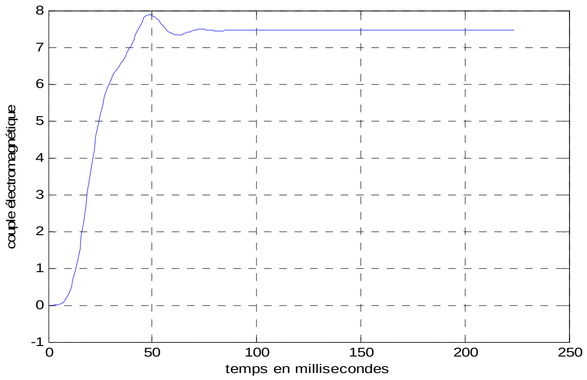
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



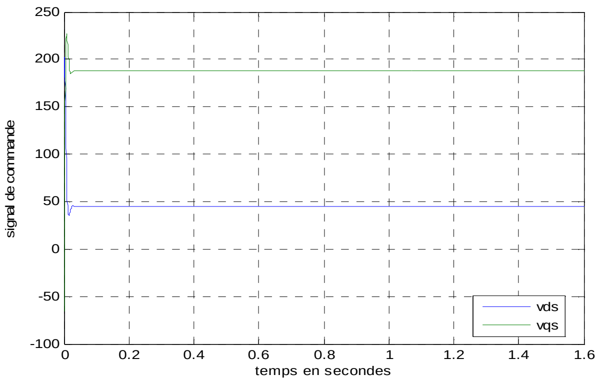
e: évolution du courant statorique



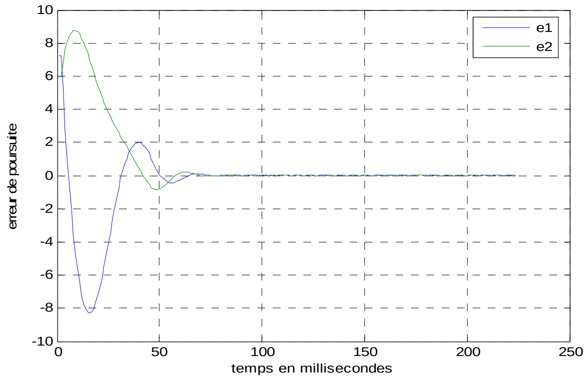
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande



i: erreur de poursuite

Figure 3.2 : évolution des états et des sorties du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal)

Interprétation des résultats

La figure 3.2 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone sans application de défauts.

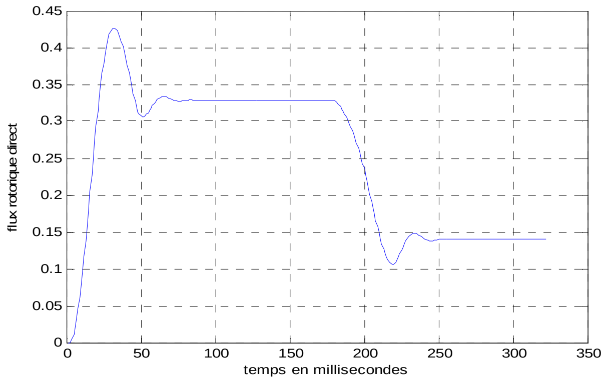
Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 55.57 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 0,33 wb$ et $\varphi_{dr\infty} = -0,027 wb$.

Le Courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 55.57 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 0.43A.

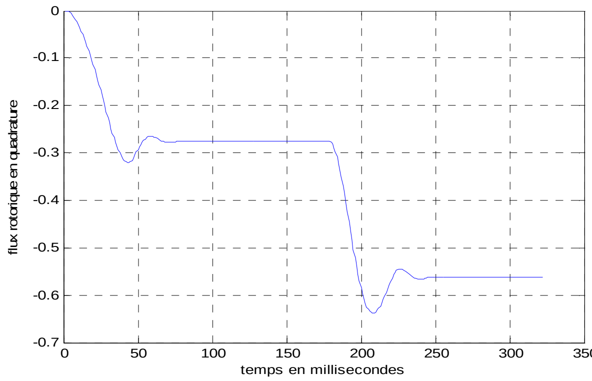
Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 55,57ms. il se stabilise au régime permanent à une valeur de 7,5Nm.

La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 307rd/s, après régime transitoire de 420 ms.

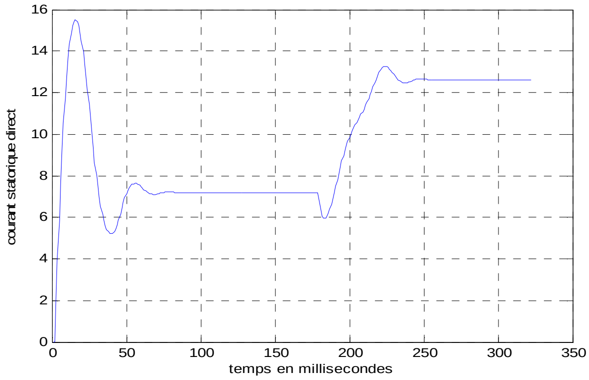
Résultats de simulation du premier modèle local (application du défaut actionneur) :



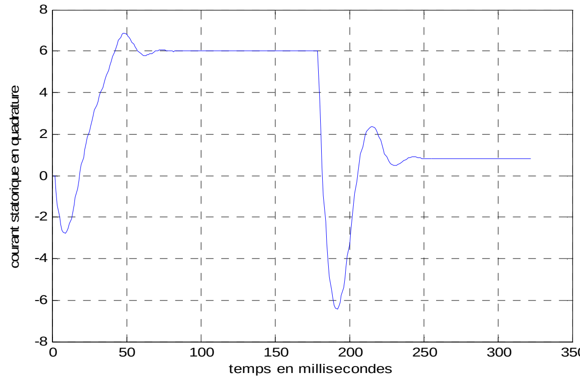
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



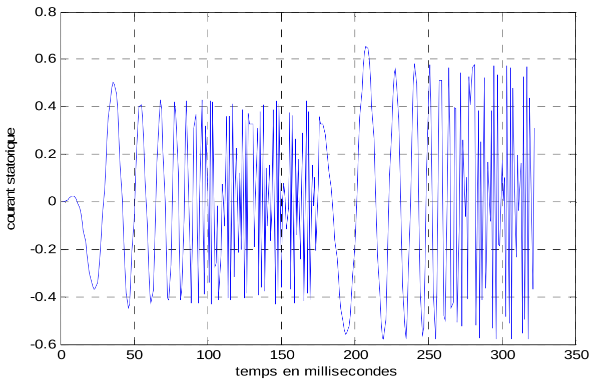
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



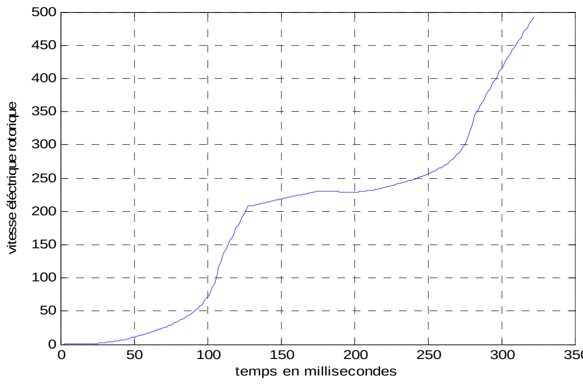
c : évolution de la composante directe du courant statorique



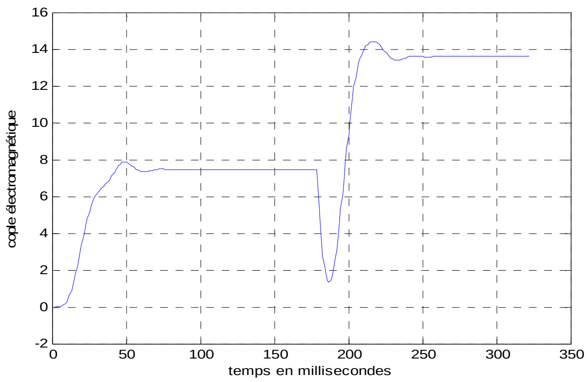
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



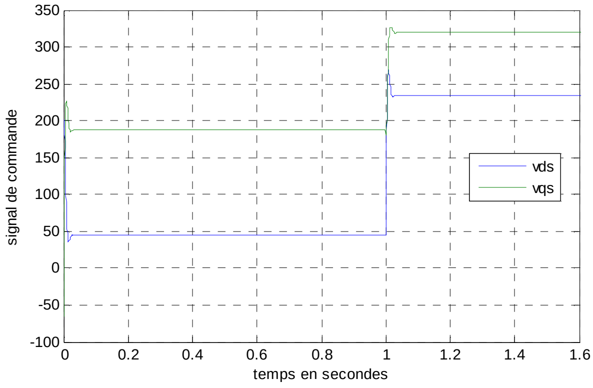
e: évolution du courant statorique



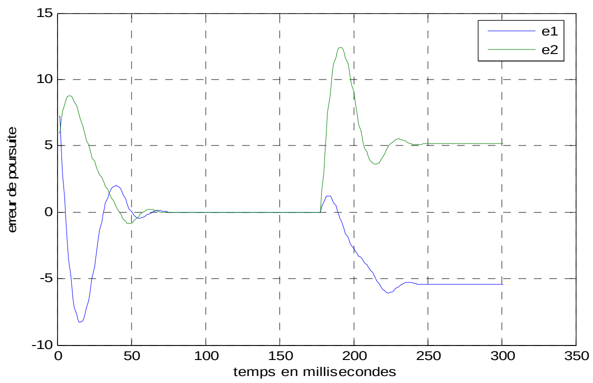
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande



i :erreur de poursuite

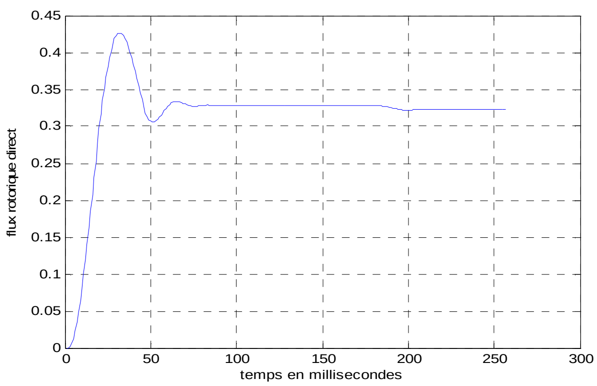
Figure 3.3 : influence du défaut sur les états et les sorties du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone.

Interprétation des résultats

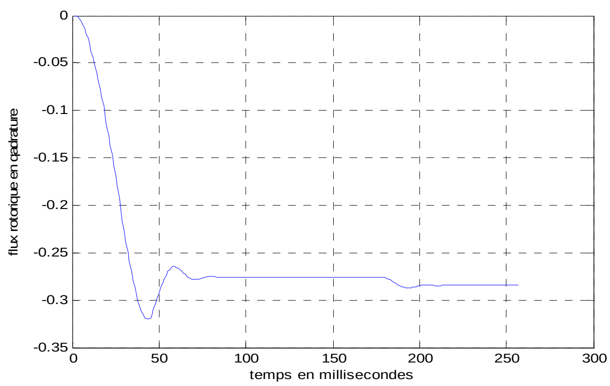
La figure 3.3 symbolise les résultats de simulation du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone en présence de défauts (injection d'un défaut sur l'entrée de commande à l'instant 180 millisecondes). Nous constatons un changement brusque et important sur les états et les sorties du moteur asynchrone. L'inclusion de ce type de défauts apporte une modification sur tous les états du système avec déstabilisation (influence sur la dynamique du système). Un tel comportement serait difficilement supportable par l'entraînement.

Une solution immédiate est nécessaire pour y remédier à la contrainte de déstabilisation et éviter une défaillance totale des pré-actionneurs, est de chercher une commande tolérante aux défauts c'est l'objectif de la reconfiguration.

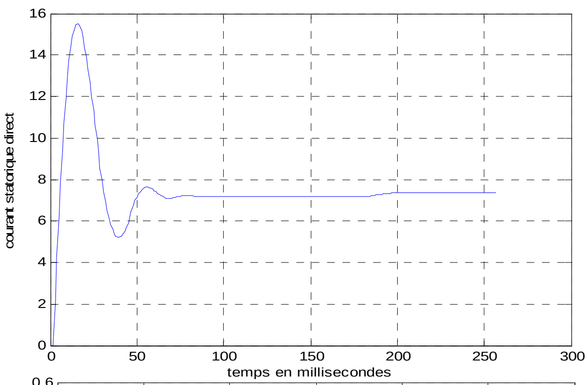
Résultats de simulation du premier modèle local après reconfiguration (en présence toujours des défauts sur l'entrée de commande)

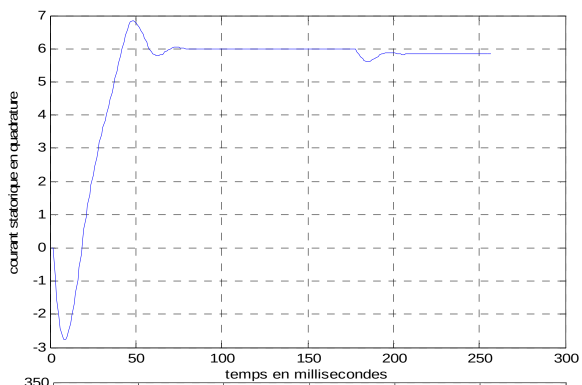


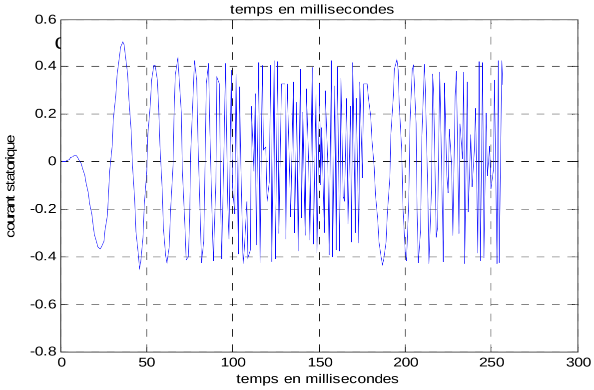
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



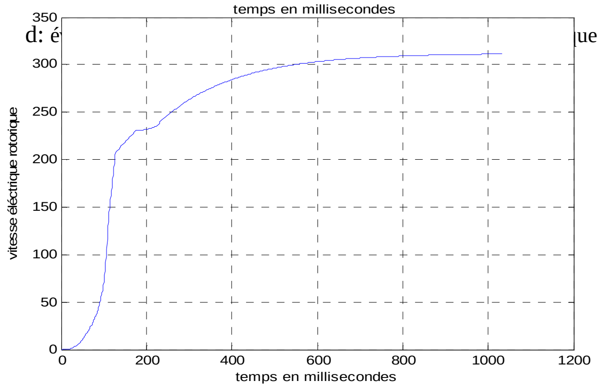
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



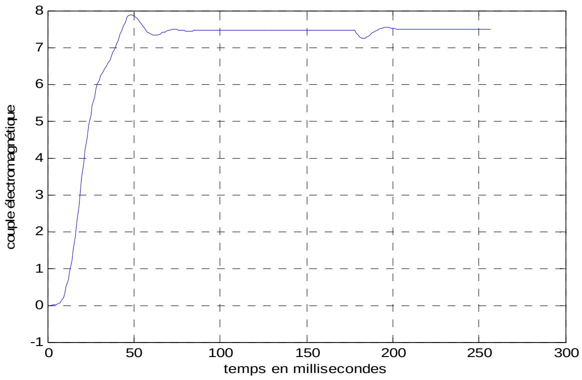




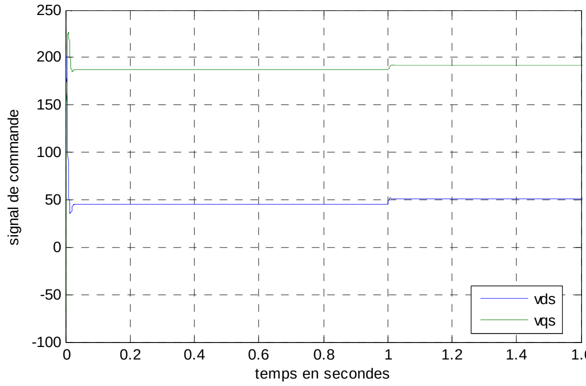
e: évolution du courant statorique



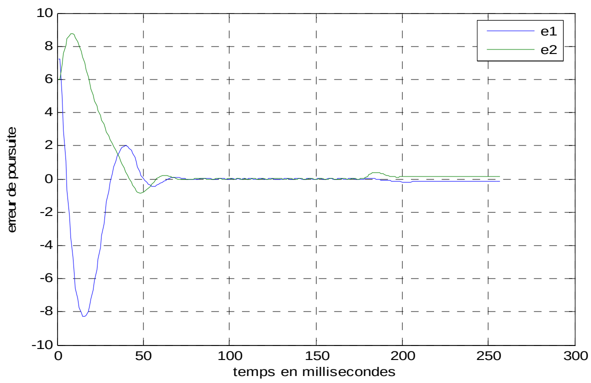
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande



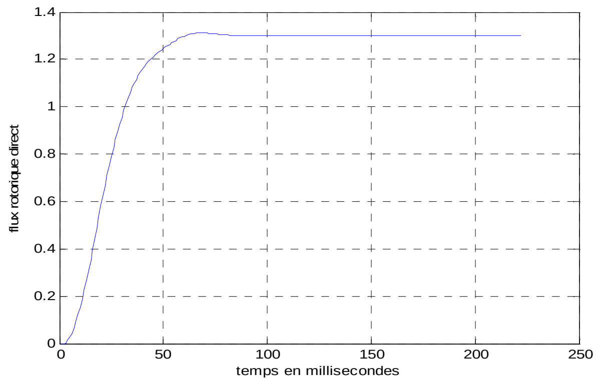
i :erreur de poursuite

Figure 3.4 : effet de la reconfiguration sur les variables d’états et de sorties du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone.

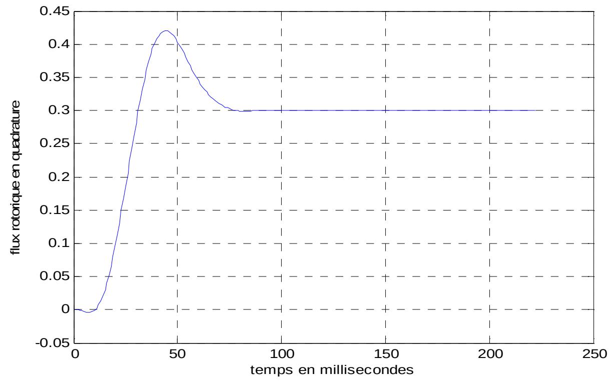
Interprétation des résultats

La figure 3.4 montre les résultats de simulation du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone en présence de défauts avec application de la reconfiguration. Nous constatons une accommodation du défaut juste après son apparition, les performances du système reconfiguré sont presque proches de celles du système nominal avec une légère perturbation à l'instant de l'apparition du défaut, ceci a produit une légère affectation du suivi de consigne.

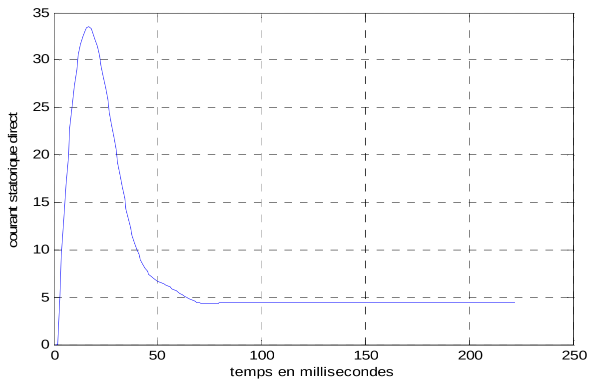
Résultat de simulation du deuxième modèle local (cas nominal) :



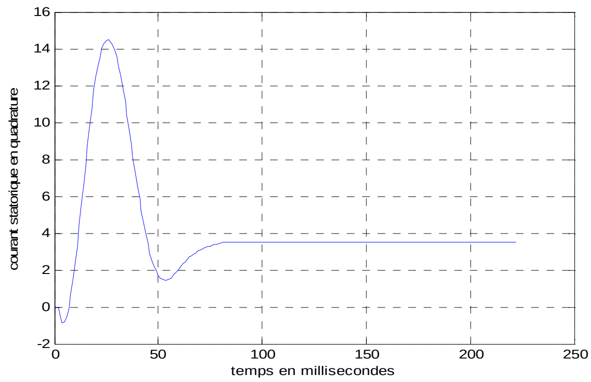
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



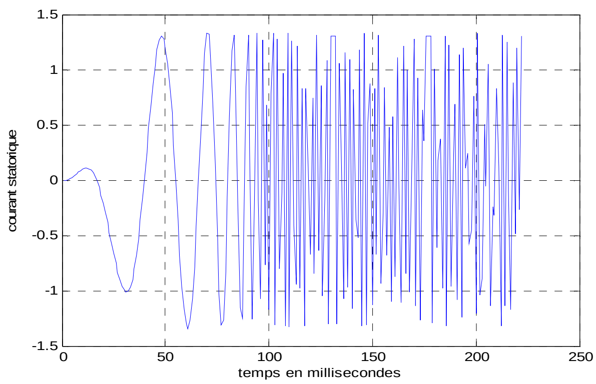
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



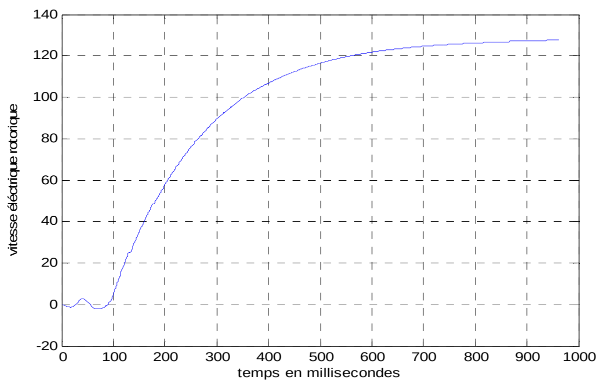
c : évolution de la composante directe du courant statorique



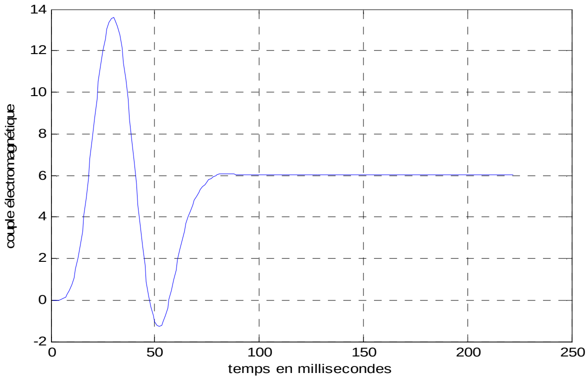
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



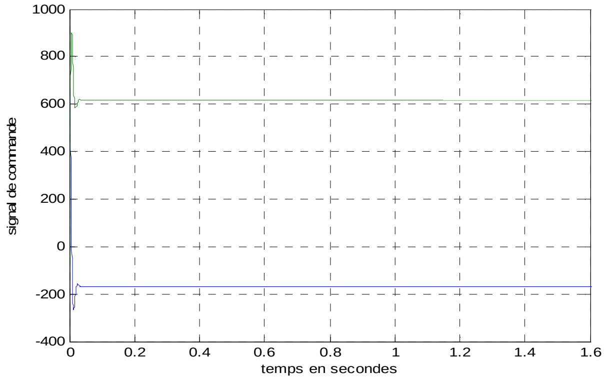
e: évolution du courant statorique



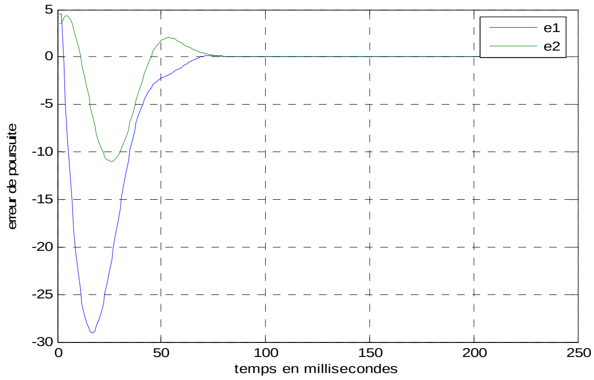
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: signal de commande



i :erreur de poursuite

Figure 3.5 : évolution des états et des sorties du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal).

Interprétation de résultats

La figure 3.5 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone sans application de défauts (cas nominal).

Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 67.85 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 1.3wb$ et $\varphi_{qr\infty} = 0.3wb$.

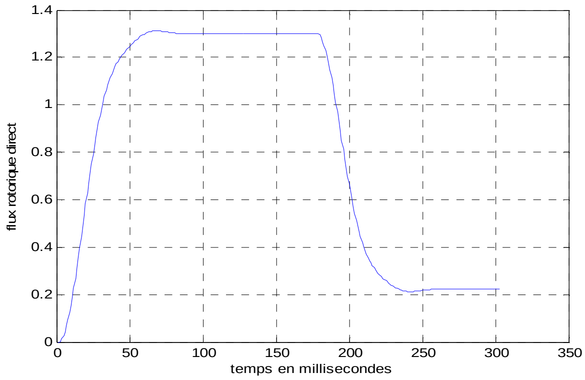
Le courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 67.85 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 1.33A.

Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 67.85ms et atteint une valeur maximale de 13.6 Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 6Nm.

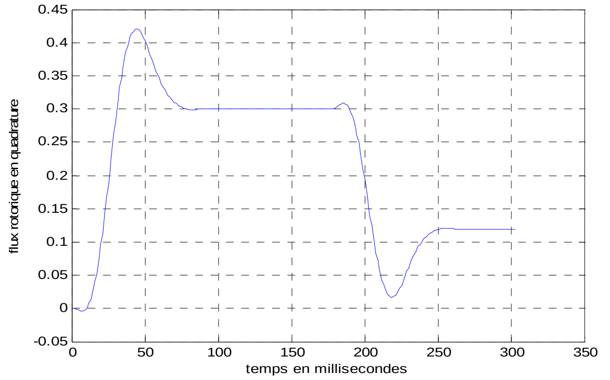
La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 130 rd/, après régime transitoire de 657 ms.

On remarque un bon suivi de consigne (courant statorique).

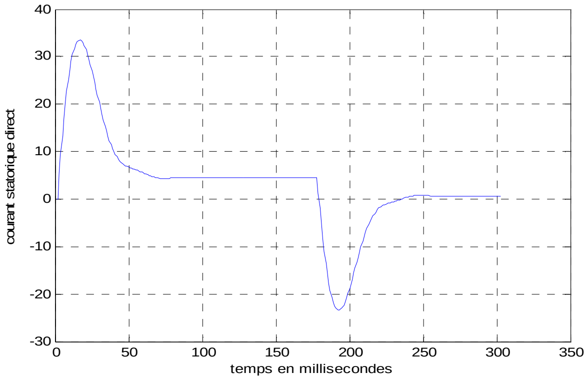
Résultats de simulation du deuxième modèle local (avec application de défauts)



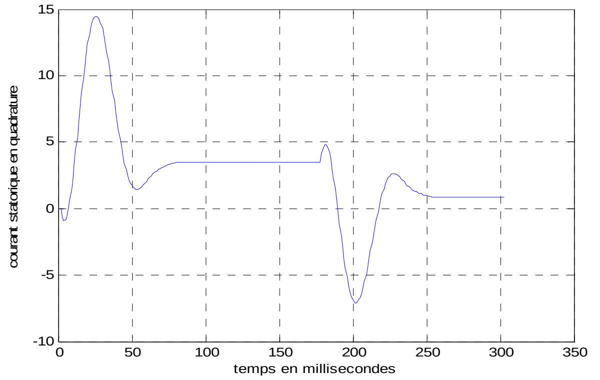
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



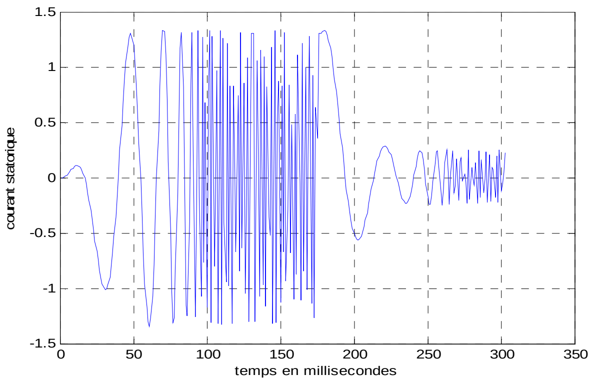
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



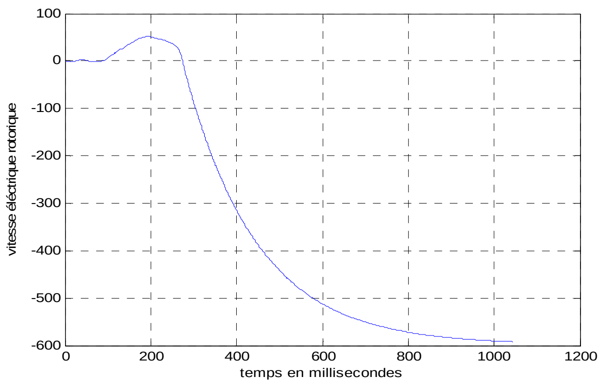
c : évolution de la composante directe du courant statorique



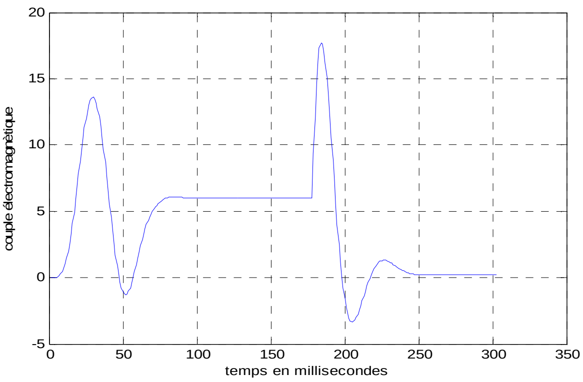
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



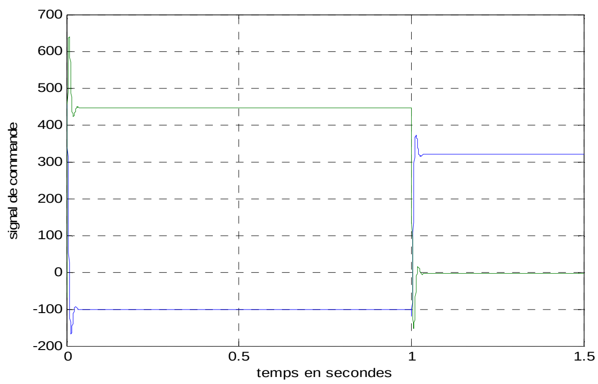
e: évolution du courant statorique



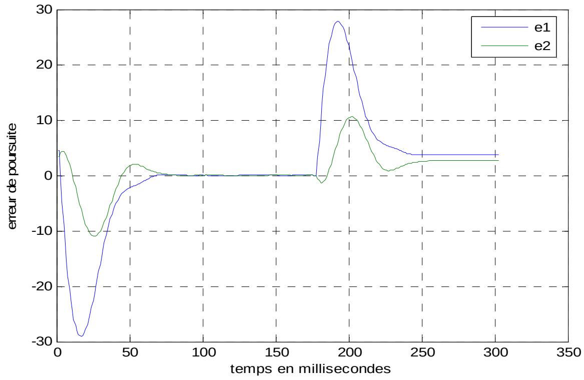
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



e: signal de commande



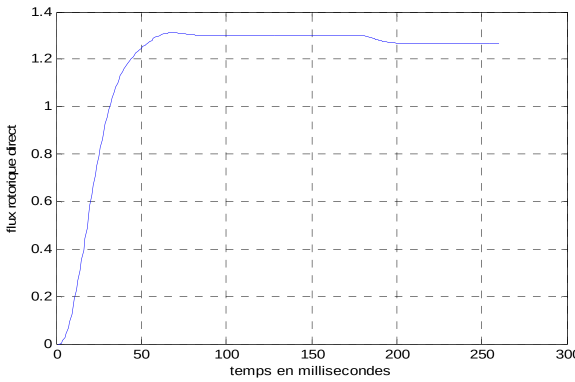
i :erreur de poursuite

Figure 3.6 : influence du défaut sur les états et les sorties du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone.

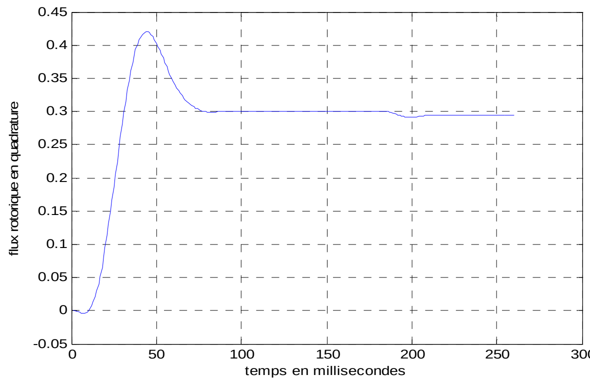
Interprétation de résultats

La figure 3.6 montre les résultats de simulation du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone en présence de défauts. Dès l'instant de l'apparition du défaut, nous constatons un changement brusque et important sur les tous états et les sorties du moteur asynchrone, ceci entraîne la déstabilisation du système, et peut avoir un effet très néfaste sur le fonctionnement du moteur et l'entraînement.

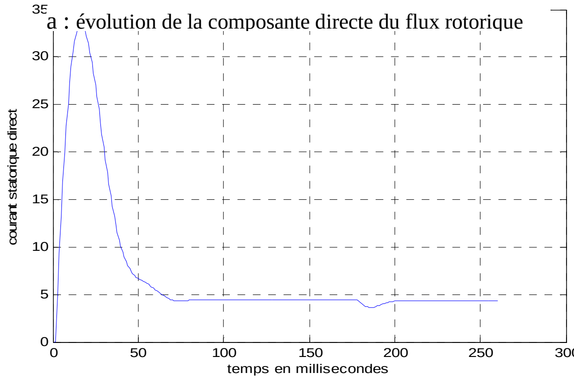
Résultats de simulation du deuxième modèle local reconfigurée



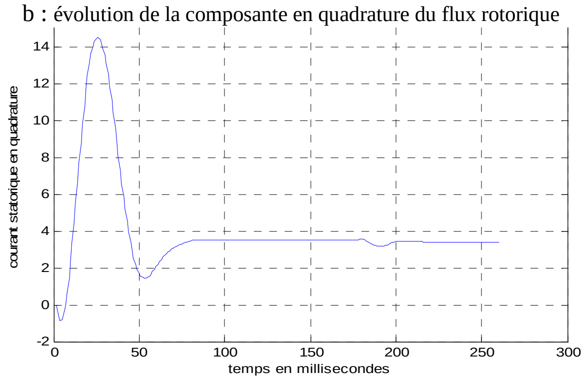
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



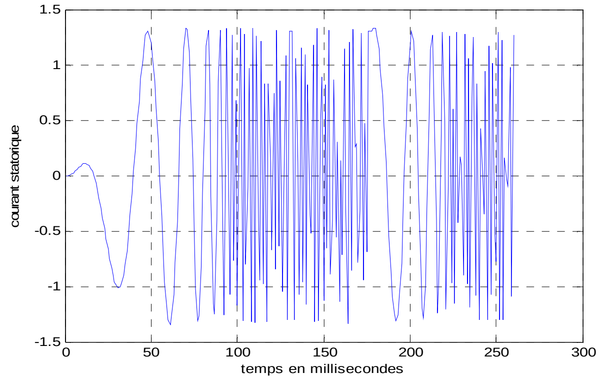
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



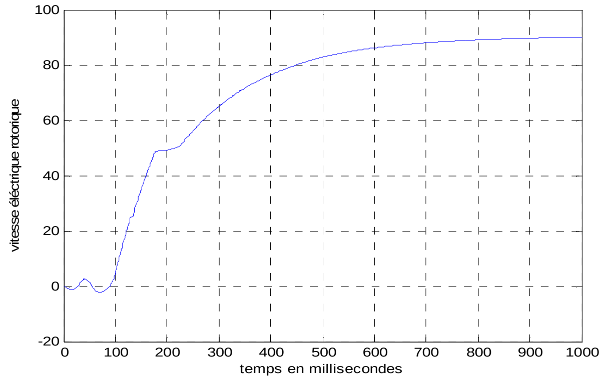
c : évolution de la composante directe du courant statorique



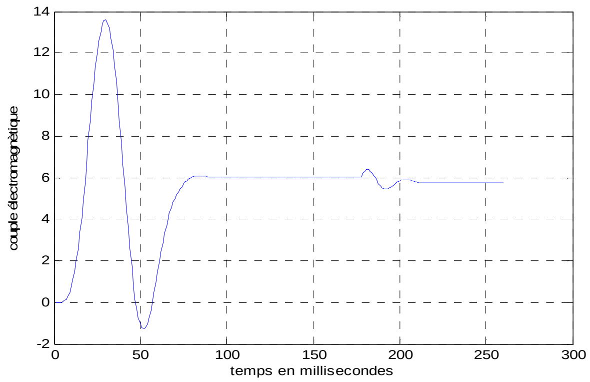
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



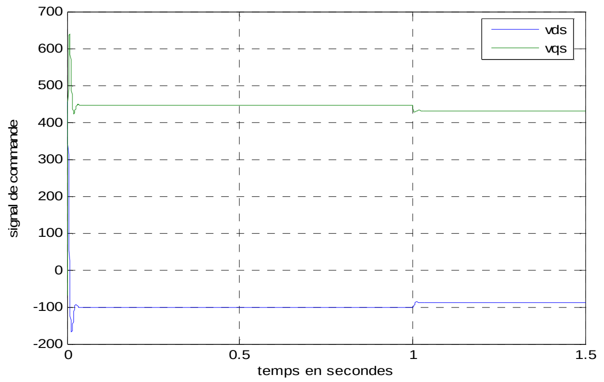
e: évolution du courant statorique



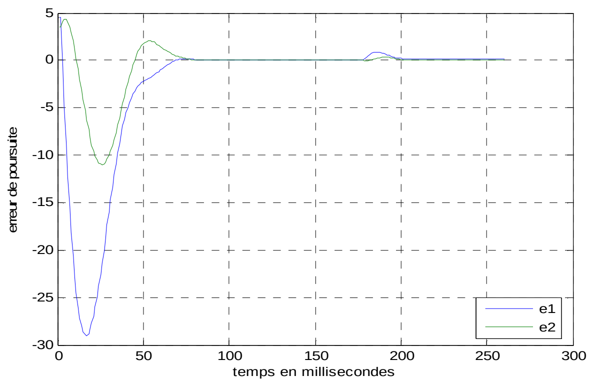
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



e: signal de commande



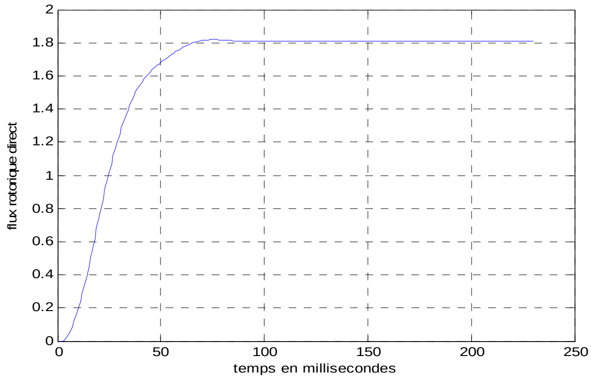
i :erreur de poursuite

Figure 3.7 : effet de la reconfiguration sur les variables d'états et de sorties du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone.

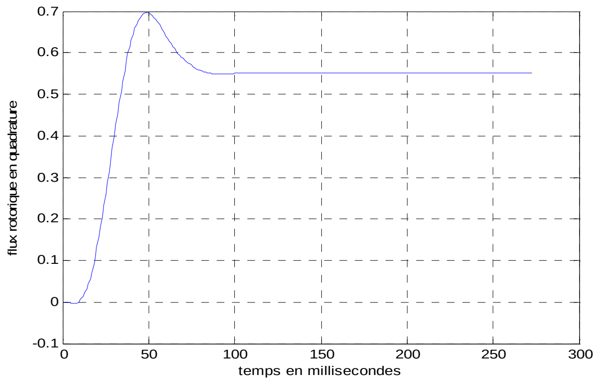
Interprétation des résultats

La figure 3.7 illustre les résultats de simulation du deuxième modèle linéaire local reconfiguré (avec présence de défauts). On peut remarquer que le système arrive à reprendre son fonctionnement normal, malgré l'existence du défaut, avec apparition d'une légère perturbation au moment de l'injection du défaut (légère affectation des performances de suivi de consigne).

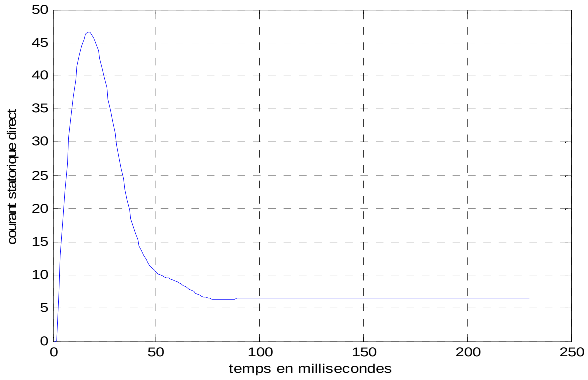
Résultat de simulation du troisième modèle local (cas nominal)



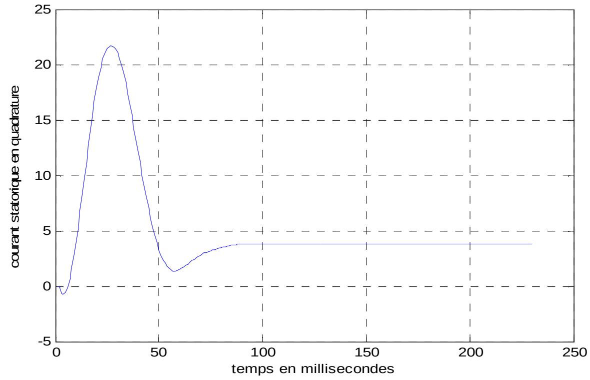
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



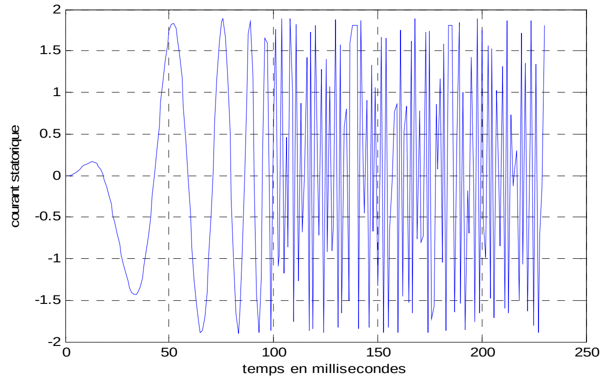
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



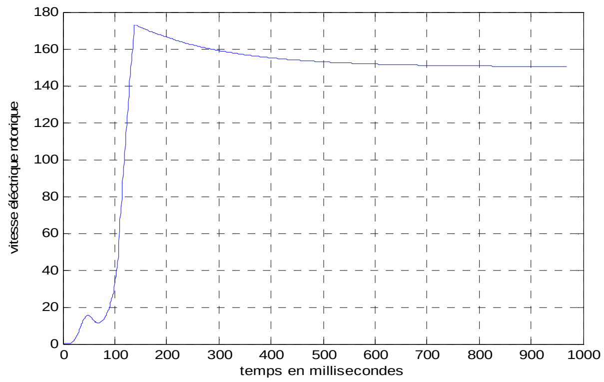
c : évolution de la composante directe du courant statorique



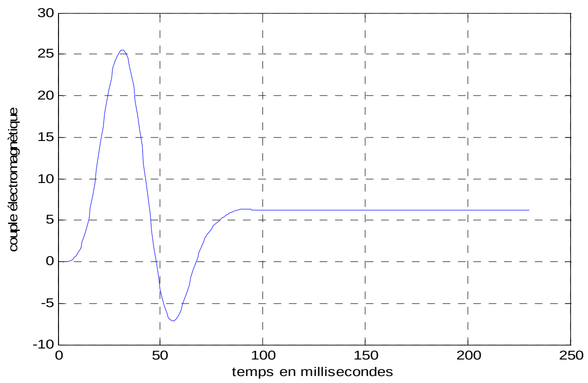
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



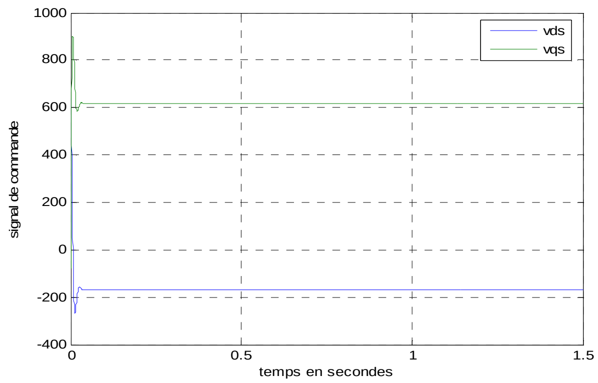
e: évolution du courant statorique



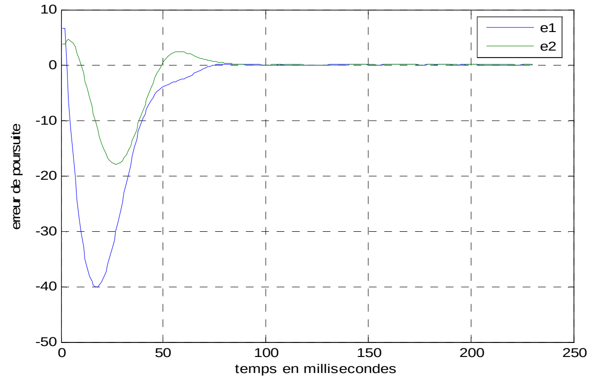
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



e: signal de commande



i :erreur de poursuite

Figure 3.8 : évolution des états et des sorties du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal).

Interprétation des résultats

La figure 3.8 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone dans le cas nominal (sans présence de défauts).

Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 53.52 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 1.8 wb$ et $\varphi_{qr\infty} = -0.55 wb$.

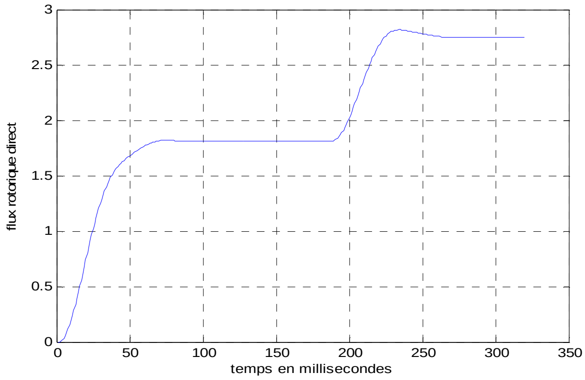
Le courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 53.52 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 1.9A.

Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 83.75ms et atteint une valeur maximale de 25.5 Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 6.2 Nm.

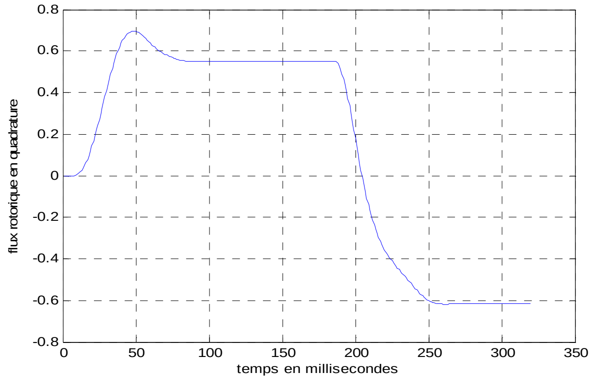
La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 150rd/s, après régime transitoire de 330 ms.

On remarque un bon suivi de consigne (courant statorique).

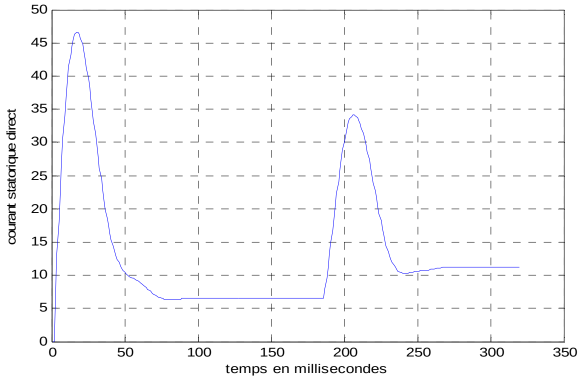
Résultats de simulation du troisième model linéaire local (avec présence de défauts sur l'entrée de commande) :



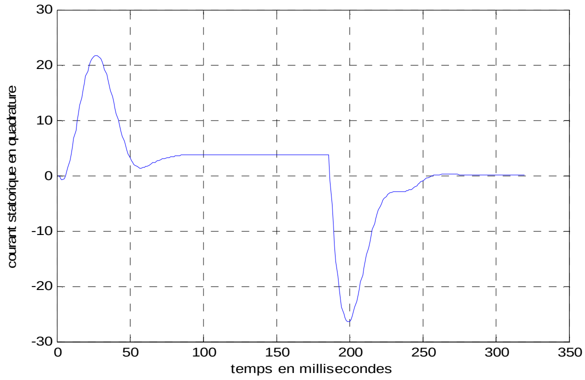
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



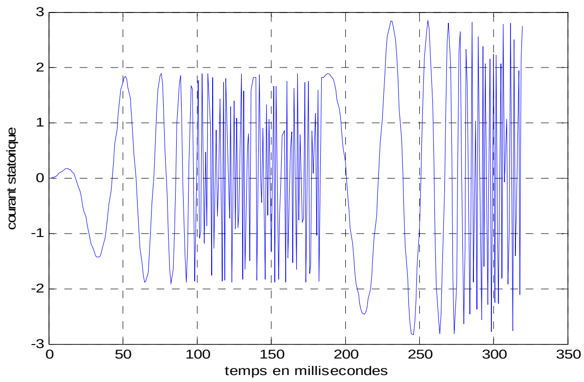
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



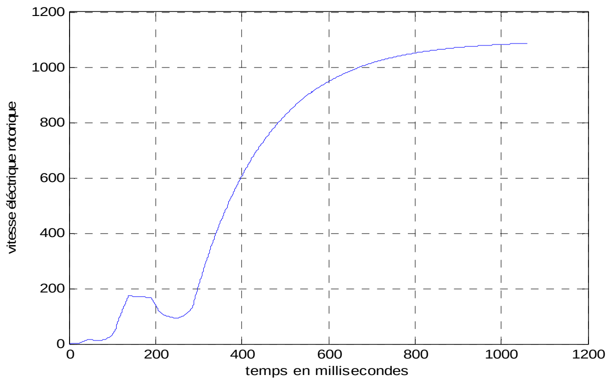
c : évolution de la composante directe du courant statorique



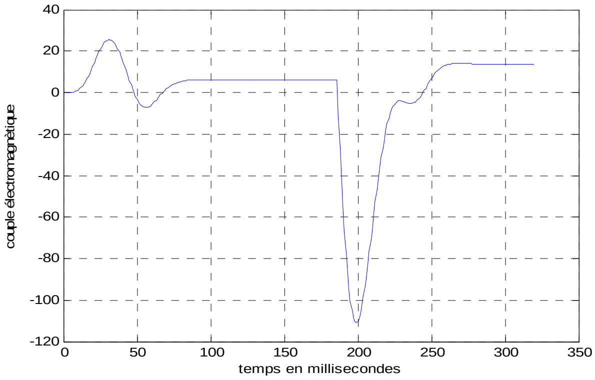
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



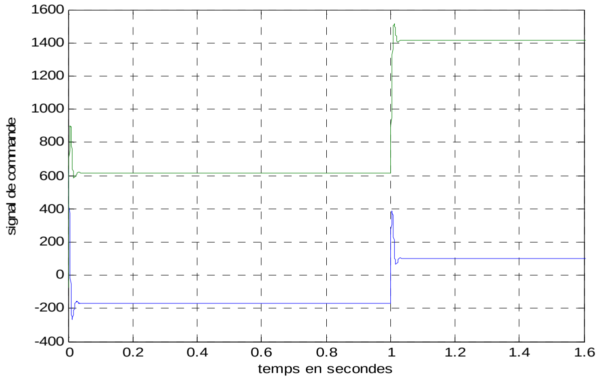
e: évolution du courant statorique



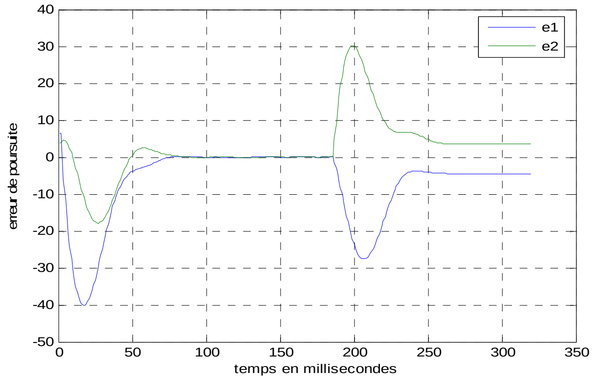
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: signal de commande



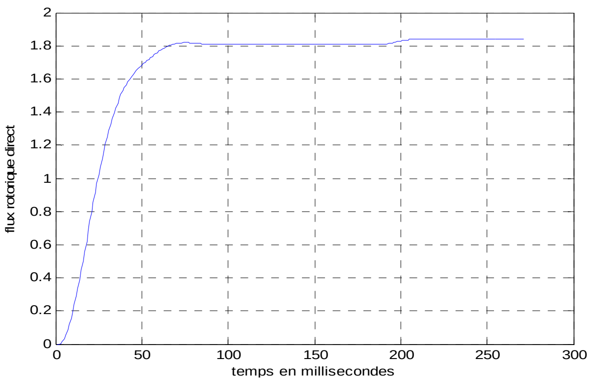
i :erreur de poursuite

Figure 3.9 : influence du défaut sur les états et les sorties du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone.

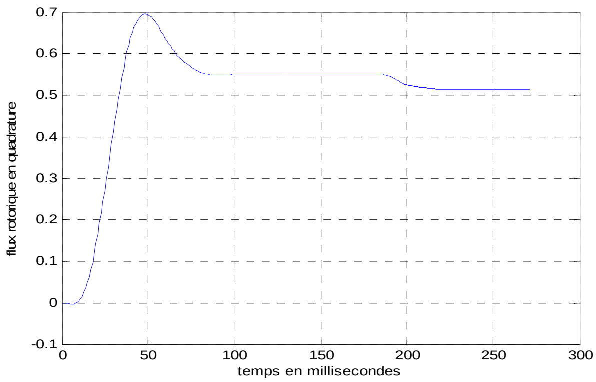
Interprétation des résultats

La figure 3.9 symbolise les résultats de simulation du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone en présence de défauts. Nous constatons un changement brusque et important sur les états et les sorties du moteur asynchrone à l'instant de l'apparition du défaut. L'inclusion de ce type de défauts apporte une modification sur tous les états et les sorties du système. Une correction est nécessaire pour essayer de réhabiliter les performances nominales de la machine. Ceci va se faire par reconfiguration de la loi de commande.

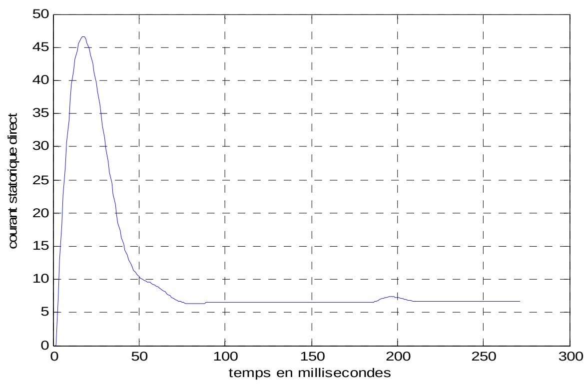
Résultats de simulation du troisième model linéaire local reconfiguré



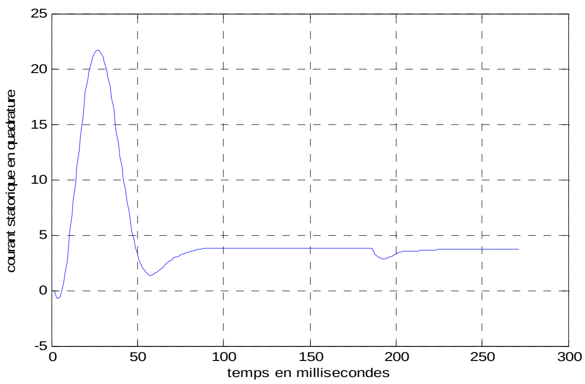
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



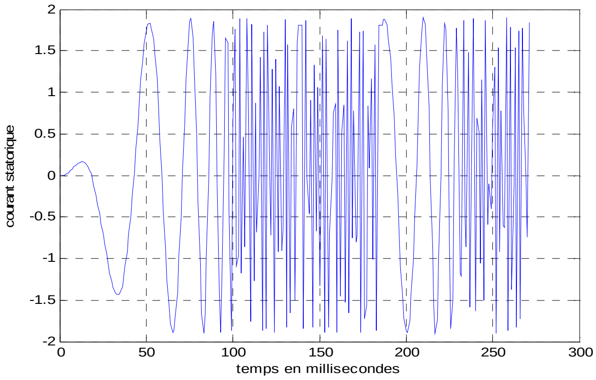
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



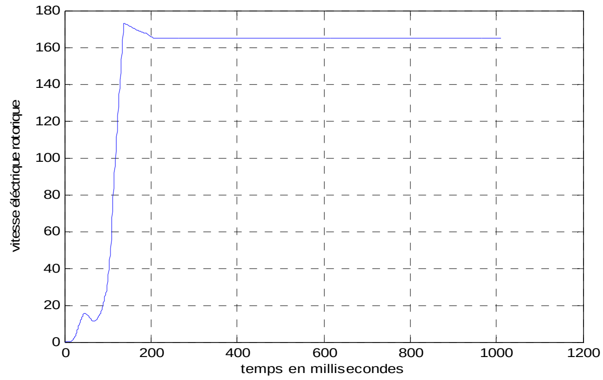
c : évolution de la composante directe du courant statorique



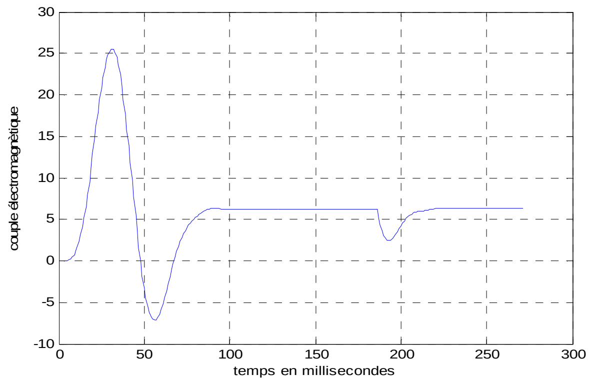
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



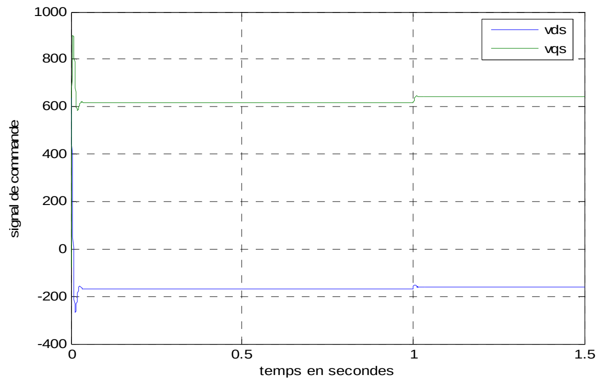
e: évolution du courant statorique



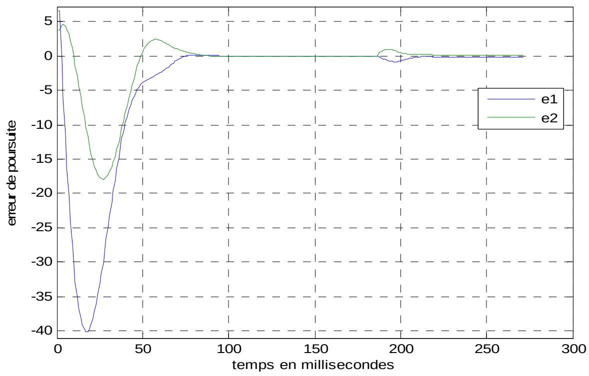
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



e: signal de commande



i :erreur de poursuite

Figure 3.10 : effet de la reconfiguration sur les variables d'états et de sorties du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone.

Interprétation des résultats

La figure 3.10 symbolise les résultats de simulation du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone en présence de défauts avec application de la reconfiguration sur la loi de commande dès l'apparition du défaut. On remarque que le système arrive à reprendre son fonctionnement normal, malgré l'existence du défaut ; par contre, au moment de l'injection du défaut, on remarque qu'il y'a apparition d'une légère perturbation (avec une légère affectation du suivi de consigne).

3.4 Observateur grand gain pour le moteur asynchrone

Les modèles dynamiques des moteurs électriques sont non linéaires puisque les matrices d'états dépendent de la pulsation rotorique (voir l'équation 3.24). Il est donc nécessaire de synthétiser des observateurs qui prennent en compte cette non linéarité.

Dans cette partie est présenté le suivi des paramètres du moteur asynchrone étendus à la résistance rotorique. Nous avons choisi le modèle de Park lié au champ tournant.

Le modèle de la Mas est présenté ci-dessous :

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_r\sigma}\right)\right) i_{ds} + \omega_s\, i_{qs} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r \sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\,\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\
\dot{i}_{qs} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_r\sigma}\right)\right) i_{qs} - \omega_s\, i_{ds} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r \sigma}\right)\varphi_{qr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\,\varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\
\dot{\varphi}_{dr} &= R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - R_r \frac{1}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\,\varphi_{qr} \\
\dot{\varphi}_{qr} &= R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - R_r \frac{1}{L_r}\varphi_{qr} + \omega_{sl}\,\varphi_{dr} \\
\dot{\omega}_r &= \frac{L_m}{L_r}\frac{P}{J}(i_{ds}\varphi_{qr} - i_{qs}\varphi_{dr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J}\omega_r
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Nous remarquons que le modèle est non linéaire à cause de la présence de la vitesse et de la résistance rotorique dans ces équations. Ceci nous conduit à retenir l'observateur grand gain.

Avec ce système, l'observateur grand gain est étendu à la vitesse rotorique. L'observateur grand gain pour un système non linéaire est de la forme :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} S_\theta^{-1}(h(\hat{x}) - y) \tag{3.27}$$

La synthèse de l'observateur grand gain au système d'équations d'états consiste à construire les deux parties : $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)$ et S_θ^{-1}.

Alors, nous avons :

$$\dot{\hat{x}} \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}ds \\ \dot{\hat{i}}qs \\ \dot{\hat{\varphi}}dr \\ \dot{\hat{\varphi}}qr \\ \dot{\hat{w}}r \end{bmatrix} \;;\quad h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \hat{i}ds \\ \hat{i}qs \end{bmatrix} \;;\; y \equiv \begin{bmatrix} ids \\ iqs \end{bmatrix} \;;\; S_\theta^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2^2 & \theta_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_2^2 & \theta_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\theta_3^2 & \theta_3^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_3^2 & \theta_3^3 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma(x) = \left[h_1(x), l_f h_1(x), h_2(x), l_f h_2(x), h_3(x), l_f h_3(x)\right]$$

Compte tenu de la complexité de développement, l’expression analytique de ce terme n’est développée que dans le cas réduit.

Réduction de l’observateur

L’observateur étendu présente des termes de correction assez grands. Le suivi des variables observées en temps réel ne serait possible ou nécessiterait un calculateur très puissant pour remédier à cet inconvénient, nous proposons de réduire l’ordre de l’observateur. [Bou01]

Les variables mesurées (vitesses et courants) sont supprimées du vecteur d’observation et la correction de l’observation se base sur la différence entre les flux calculés (à partir des mesures) et ceux observés.

Les flux estimés sont obtenus à partir de la mesure des courants :

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{dre} &= \frac{L_r}{L_m}\left(vds - Rs*ids\right) - \frac{\sigma * L_r * L_s}{L_m}\left(\frac{dids}{dt} - ws*iqs\right) + \omega_s * \varphi_{qre} \\ \dot{\varphi}_{qre} &= \frac{L_r}{L_m}\left(vqs - Rs*iqs\right) - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m}\left(\frac{diqs}{dt} - ws*ids\right) + \omega_s * \varphi_{dre} \end{aligned} \tag{3.28}$$

Donc le modèle sur lequel est construit l’observateur grand gain étendu est réduit. Il est de la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}1 &= \frac{L_r x3}{L_m} ids - \frac{x3 * x1}{L_r} + \left(ws - wr\right)x2 \\ \dot{x}2 &= \frac{L_r x3}{L_m} iqs - \frac{x3 * x2}{L_r} - \left(ws - wr\right)x1 \\ \dot{x}3 &= 0 \end{aligned} \tag{3.29}$$

avec :[x1 ; x2 ; x3]= $\left[\varphi_{dr}; \varphi_{qr}; R_r\right]$

La construction de l'observateur est de la forme suivante :

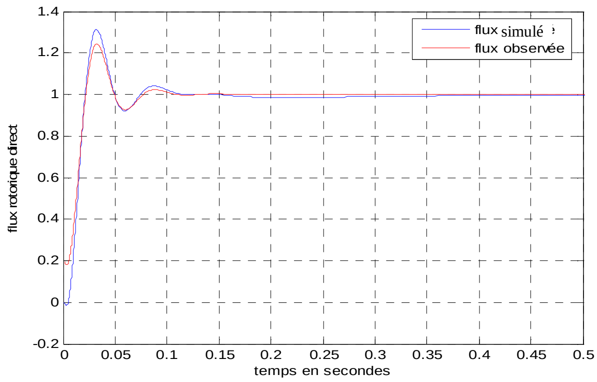
$$\dot{\hat{x}} \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{\varphi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{qr} \\ \dot{\hat{R}}_{r} \end{bmatrix} \quad ; \qquad h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{\varphi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{qr} \end{bmatrix} ; \qquad y \equiv \begin{bmatrix} \varphi_{dre} \\ \varphi_{qre} \end{bmatrix}$$

$$S_{\theta}^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 \end{bmatrix}; \qquad \left[\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}\left(\hat{x}(t)\right)\right]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\hat{R}_r}{\hat{\varphi}_{dr}} & -\frac{L_r}{\hat{\varphi}_{dr}} & \frac{(w_r - w_s)L_r}{\hat{\varphi}_{dr}} \end{bmatrix};$$

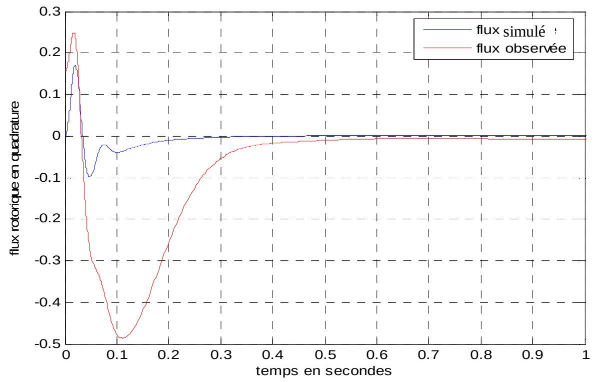
Alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\varphi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{qr} \\ \dot{\hat{R}}_{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r \hat{R}_r}{L_m} ids - \frac{\hat{R}_r * \hat{\varphi}_{dr}}{L_r} + (ws - wr)\hat{\varphi}_{qr} \\ \frac{L_r \hat{R}_r}{L_m} iqs - \frac{\hat{R}_r * \hat{\varphi}_{qr}}{L_r} - (ws - wr)\hat{\varphi}_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} - \left[\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}\left(\hat{x}(t)\right)\right]^{-1} \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dre} \\ \hat{\varphi}_{qre} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (3.30)$$

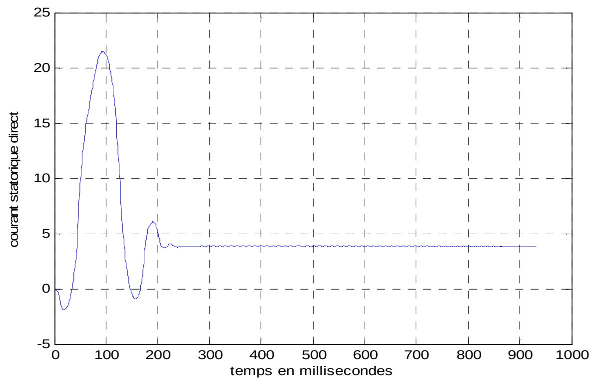
Résultats de simulation du moteur asynchrone avec observateur grand gain (cas du système nominal sans défauts)



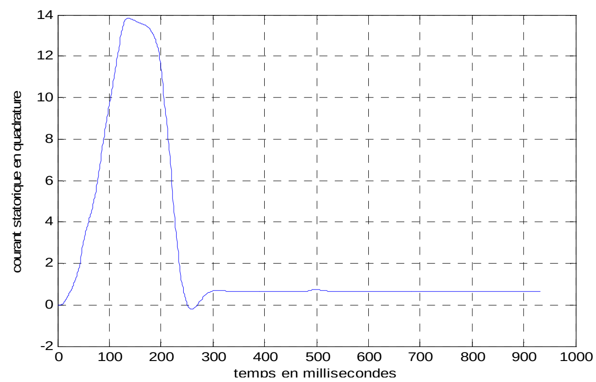
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



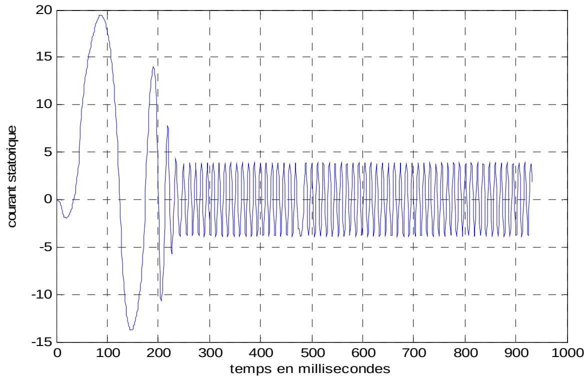
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



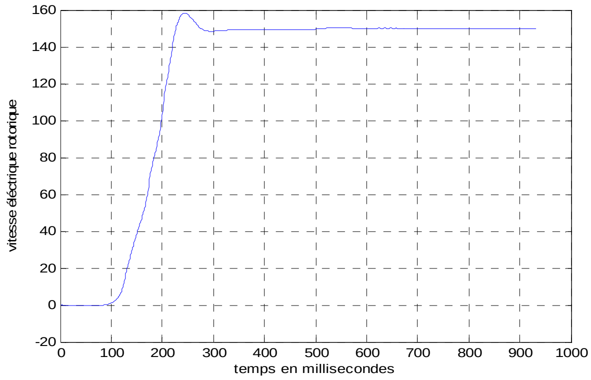
c : évolution de la composante directe du courant statorique



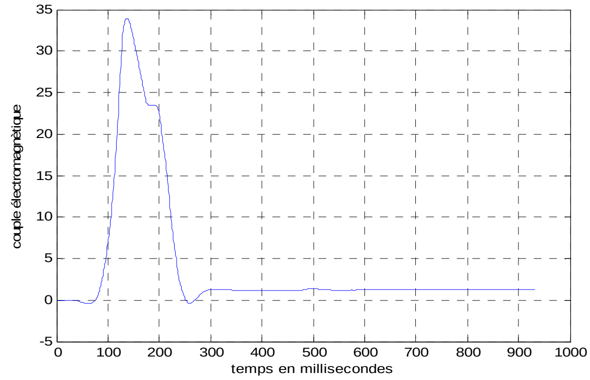
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



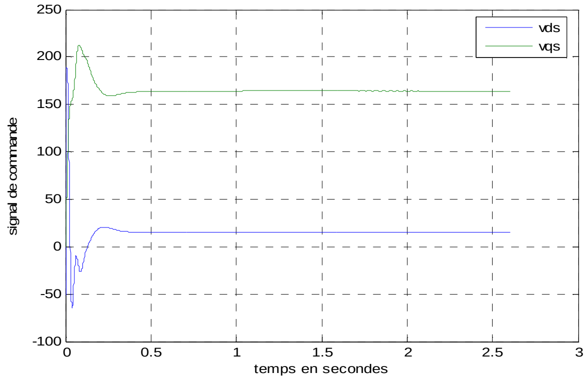
e: évolution du courant statorique



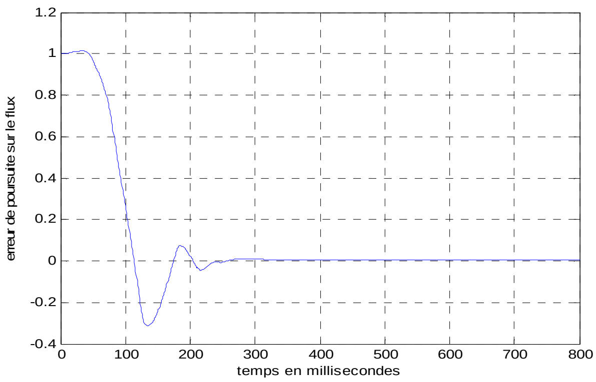
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



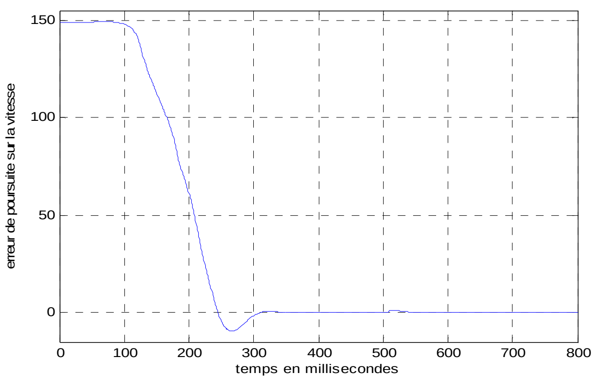
g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande



i :erreur de poursuite du flux



j :erreur de poursuite sur la vitesse

Figure 3.11 : évolution en boucle fermée des états et sorties du moteur asynchrone (application d'un retour de sortie par observateur grand gain)

Interprétation des résultats

La figure 3.11 illustre les résultats de la simulation du modèle non linéaire du moteur asynchrone commandé en retour de sortie via un observateur non linéaire de type grand gain dans le cas nominal (sans présence de défauts).

Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 65.80 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 1\text{wb}$ et $\varphi_{qr\infty} = 0\text{wb}$.

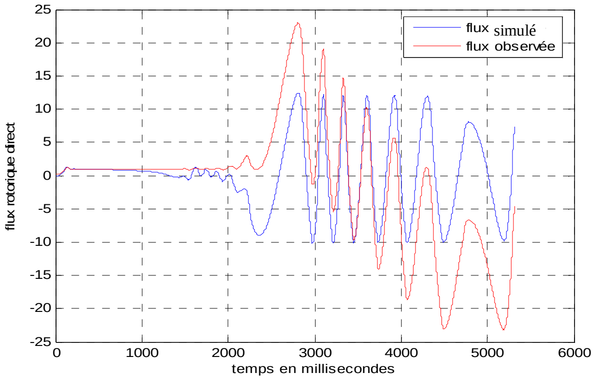
Le courant statorique, dans ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure environ 200 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 3.86 A.

Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 350ms et atteint une valeur maximale de 34Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 1.2Nm.

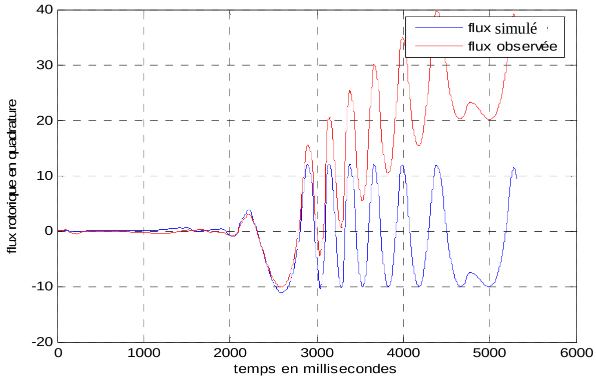
La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 150rd/s, après régime transitoire de 274.81 ms.

On remarque un bon suivi de consigne (flux rotorique).

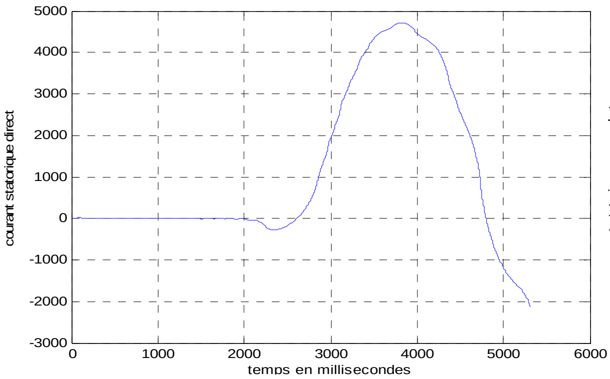
Résultats de simulation du moteur asynchrone avec observateur grand gain (cas du système avec application de défauts su l'entrée de commande)



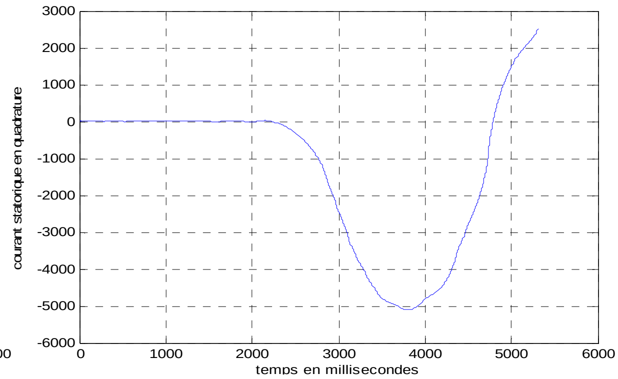
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



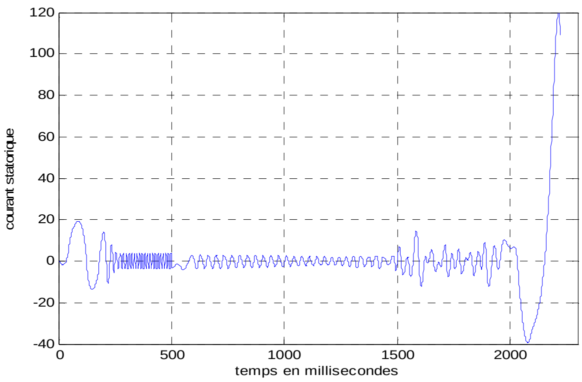
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



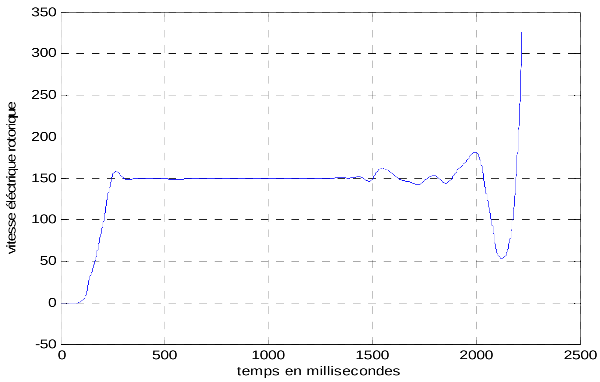
c : évolution de la composante directe du courant statorique



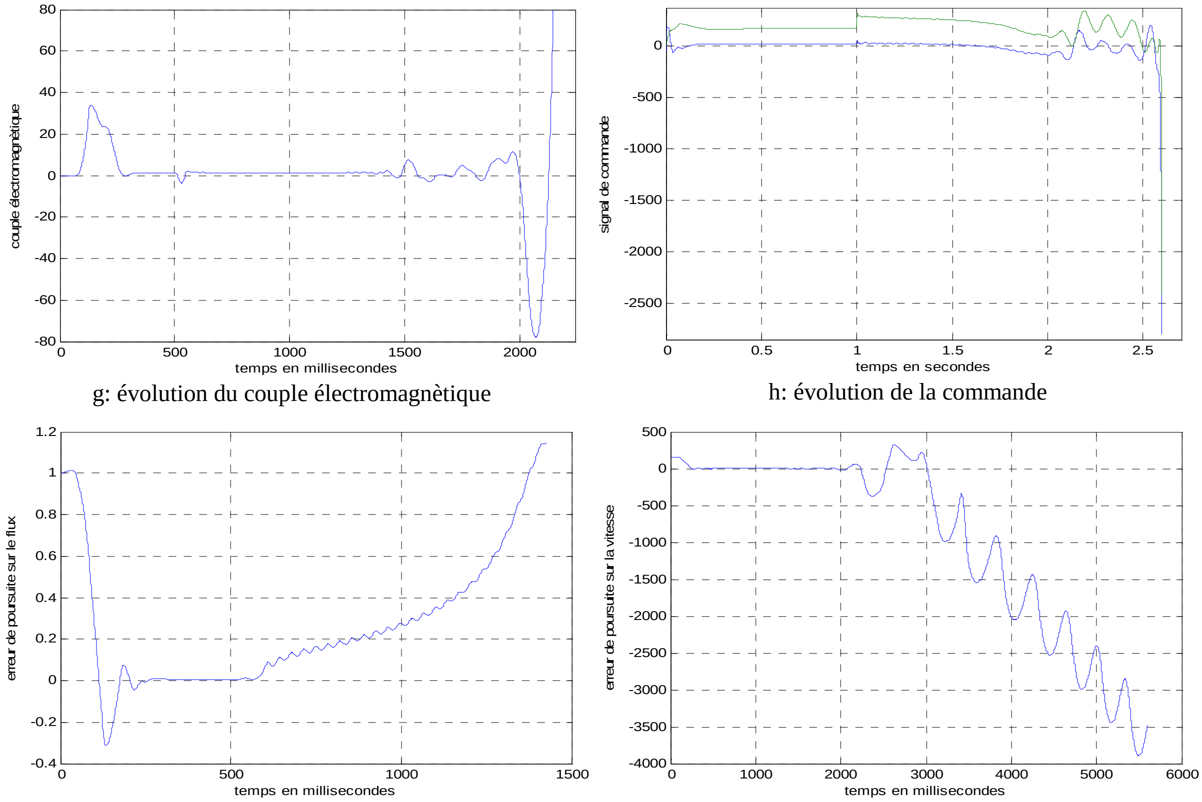
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



e: évolution du courant statorique



f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique

h: évolution de la commande

i :erreur de poursuite du flux

j :erreur de poursuite sur la vitesse

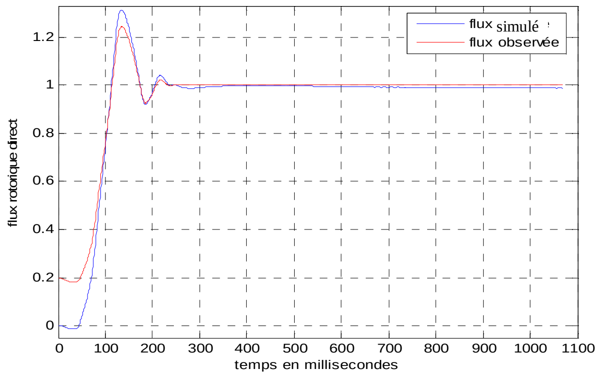
Figure 3.12 : influence du défaut sur les états et les sorties du moteur asynchrone commandé en boucle fermée via un observateur grand gain.

Interprétation des résultats

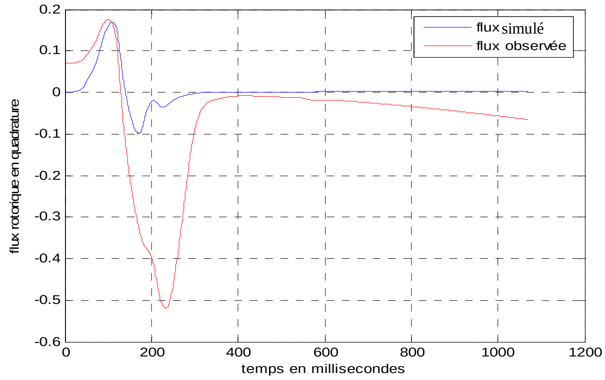
La figure 3.12 symbolise les résultats de simulation du moteur asynchrone commandé par retour de sortie via un observateur à grand gain avec introduction d’un défaut de commande à l’instant t=1seconde. On constate que l’introduction du défaut à l’instant t=1seconde, entraîne la déstabilisation du système après un certain temps. Pour remédier à cela on doit procéder par reconfiguration de la loi de commande.

On remarque qu’après un court délai de l’apparition du défaut, les états et le sorties du système divergent vers des valeurs supérieures ceci reflète le changement de la dynamique du système qui devient instable, ainsi que la sensibilité de l’observateur grand gain aux défauts.

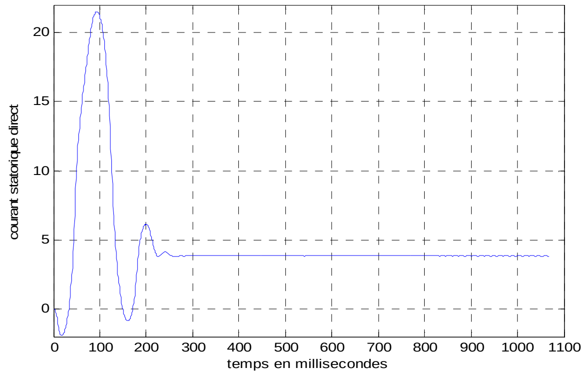
Résultats de simulation du moteur asynchrone avec l'observateur à grand gain (cas de reconfiguraion)



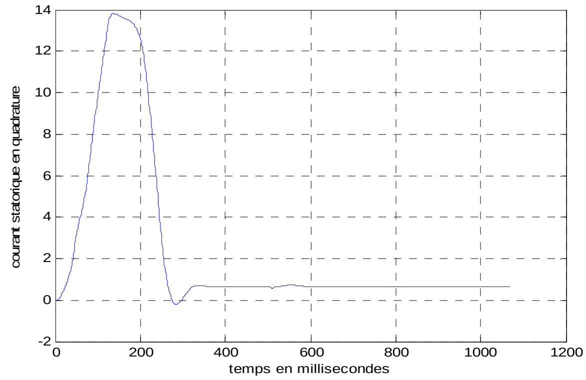
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



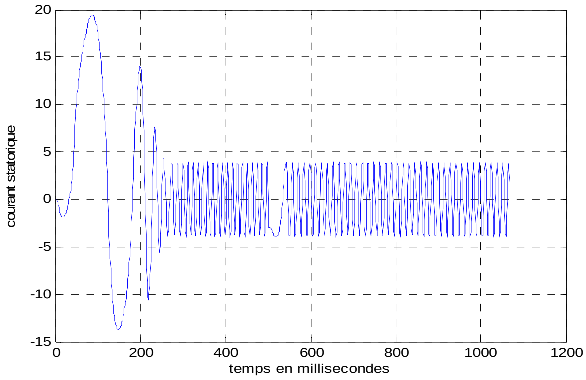
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



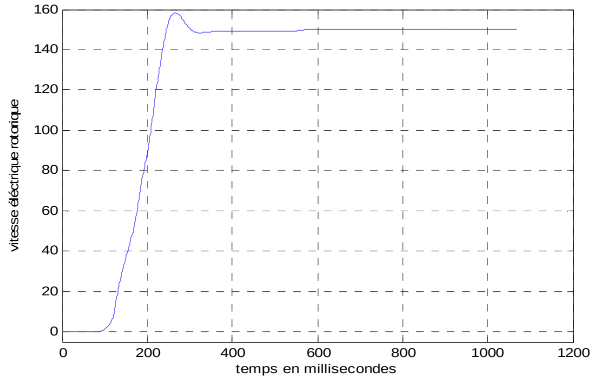
c : évolution de la composante directe du courant statorique



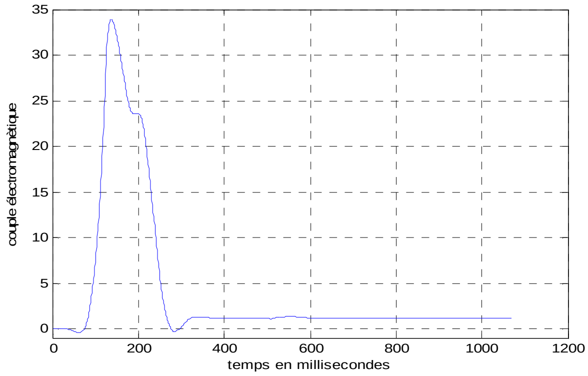
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



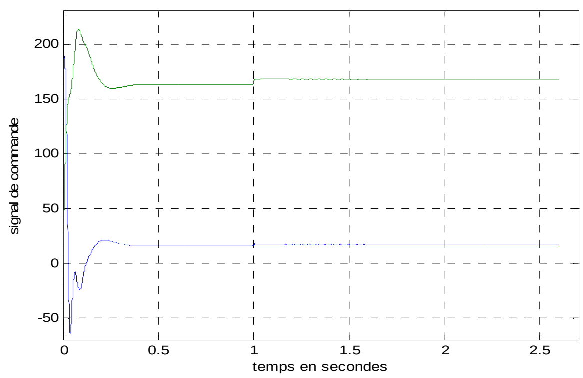
e: évolution du courant statorique



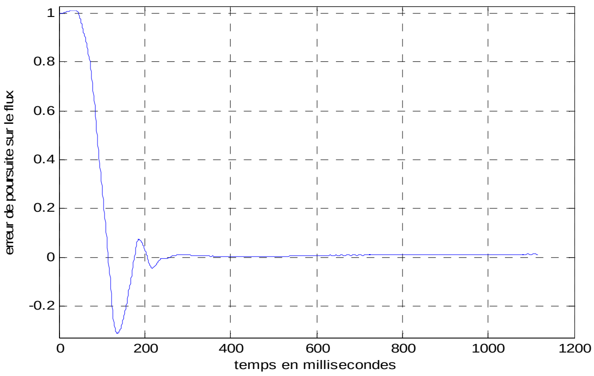
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



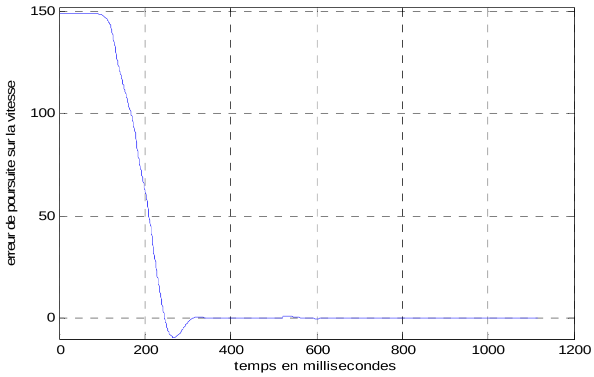
g: évolution du couple électromagnètique



g: évolution de la commande



i :erreur de poursuite du flux



j :erreur de poursuite sur la vitesse

Figure 3.13 : effet de la reconfiguration sur les variables d'états et de sorties du modèle non linéaire du moteur asynchrone.

Interprétation des résultats

La figure 3.13 illustre les résultats de simulation du système reconfiguré (moteur asynchrone commandé par retour de sortie via un observateur à grand gain). On remarque que le système arrive à reprendre son fonctionnement normal, malgré la présence du défaut. Par contre, à l'instant de l'injection du défaut, il y'à une légère perturbation avec une diminution très faible (insignifiante) des performance nominales. Cette légère perturbation peut être interprétée par le temps que met la commande tolérante au fautes pour réaliser l'accommodation du défaut ou la reconfiguration de la loi de commande . On remarque aussi que le suivi de consigne reste toujours meilleur avec apparition d'une légère perturbation sur le courant statorique direct.

3.5 Commande non linéaire par modèle prédictif du moteur asynchrone

Dans un référentiel de Park (d, q) le modèle d'un moteur asynchrone est défini sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{3.31}$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T$$
$$u = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T$$

$$f(x)=\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma}+\frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{ds}+\omega_s i_{qs}+R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_rL_m\sigma}\right)\varphi_{dr}+\left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{qr} \\ -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma}+\frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{qs}-\omega_s i_{ds}+R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_rL_m\sigma}\right)\varphi_{qr}-\left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{dr} \\ \frac{R_rL_m}{L_r}i_{ds}-\frac{R_r}{L_r}\varphi_{dr}+(\omega_s-\omega_r)\varphi_{qr} \\ \frac{R_rL_m}{L_r}i_{qs}-\frac{R_r}{L_r}\varphi_{qr}-(\omega_s-\omega_r)\varphi_{dr} \\ \frac{L_m}{L_r}\frac{P}{J}(i_{ds}\varphi_{qr}-i_{qs}\varphi_{dr})-\frac{C_r}{J}-\frac{K_f}{J}\omega_r \end{bmatrix} \quad ; \quad g(x)=\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Les sorties à commander sont la vitesse rotorique et le carré de la norme du flux rotorique.

$y=h(x)=\left[y_1,y_2\right]^T=\left[w_r,\varphi_r^2\right]^T$, avec : $\varphi_r^2=\varphi_{dr}^2+\varphi_{qr}^2$

Les fonctions f, g, h sont analytiques.

Le choix du carrée de la norme du flux est pris pour faciliter le calcul et il n'affecte pas l'étude du système. [Mer07]

L'objectif est de trouver la trajectoire de commande optimale qui minimise le critère suivant :

$$J=\frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2}(y(t+T)-y_r(t+T))^T(y(t+T)-y_r(t+T))dT \tag{3.32}$$

Avec :

y_r : est le vecteur des sorties désirées.

T1 et T2 : sont les instants de prédiction.

La prédiction de la sortie est calculée à partir du développement en séries de taylor des sorties.

Dans le cas du moteur asynchrone on trouve un modèle de prédiction de 2[éme] ordre (r1=2 ; r2=2) :

$$\begin{cases} y_1(t+T)=h_1(x)+TL_fh_1(x)+\frac{T^2}{2}L_f^2h_1(x)+\frac{T^2}{2}L_{g_1}L_fh_1(x)u_1(t)+\frac{T^2}{2}L_{g_2}L_fh_1(x)u_2(t) \\ y_2(t+T)=h_2(x)+TL_fh_2(x)+\frac{T^2}{2}L_f^2h_2(x)+\frac{T^2}{2}L_{g_1}L_fh_2(x)u_1(t)+\frac{T^2}{2}L_{g_2}L_fh_2(x)u_2(t) \end{cases} \tag{3.33}$$

Les paramètres du modèle prédictif sont calculés à partir des dérivées de lie :

$$h_1 = \omega_r$$

$$L_f h_1 = \frac{L_m}{L_r}\frac{P}{J}(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J}\omega_r$$

$$h_2 = \varphi^2 = \omega_r$$

$$L_f h_2 = -\frac{2}{T_r}(\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2) + \frac{2L_m}{T_r}(i_{ds}\varphi_{dr} + i_{qs}\varphi_{qr})$$

$$L_f{}^2 h_1 = \frac{L_m}{L_r}\frac{P}{J}\left(\gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{K_f}{J}\right)(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}) - \frac{L_m}{L_r}\frac{P^2}{J}K\omega_r(\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2)$$
$$- \frac{L_m}{L_r}\frac{P^2}{J}K\omega_r(i_{ds}\varphi_{dr} + i_{qs}\varphi_{qr}) + \frac{K_f}{J^2}(K_f\omega_r + C_r)$$

$$L_f{}^2 h_2 = \frac{2L_m}{T_r}\left(\gamma + \frac{3}{T_r}\right)(i_{ds}\varphi_{dr} + i_{qs}\varphi_{qr}) + \frac{2PL_m}{T_r}(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}) + \frac{2L_m{}^2}{T_r{}^2}(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$$
$$+ \frac{(4 + 2L_m K)}{T_r{}^2}(\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2)$$

$$L_{g_1}L_f h_1 = -\frac{PL_m}{\sigma L_s L_r J}\varphi_{qr} \quad ; \quad L_{g_1}L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T}\varphi_{dr}$$

$$L_{g_2}L_f h_1 = -\frac{PL_m}{\sigma L_s L_r J}\varphi_{dr} \quad ; \quad L_{g_2}L_f h_2 \quad -\frac{2L_m}{\sigma L_s T_r}\varphi_{qr}$$

Le vecteur de référence $y_r = [y_{r1} \quad y_{r2}]^T$ peut être exprimé par la même méthode :

$$\begin{aligned} y_{r1}(t+T) &= y_{r1}(t) + T\dot{y}_{r1}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r1}(t) \\ y_{r2} &= y_{r2}(t) + T\dot{y}_{r2}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r2}(t) \end{aligned} \tag{3.34}$$

Sous forme matricielle la fonction de coût (3.32) devient :

$$J = \frac{1}{2}\int_{T_1}^{T_2}\left[TY + THu - TY_r\right]^T\left[TY + THu - TY_r\right]dT \tag{3.35}$$

Avec :

$$T = \begin{bmatrix} I_{2x2} & T * I_{2x2} & \frac{T^2}{2} * I_{2x2} \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} h(x) & L_f h(x) & L_f{}^2 h(x) \end{bmatrix}^T$$

$$L_f h(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) & L_f h_2(x) \end{bmatrix}^T$$

$$L_f{}^2 h(x) = \begin{bmatrix} L_f{}^2 h_1(x) & L_f{}^2 h_2(x) \end{bmatrix}^T$$

$$Y_r = \begin{bmatrix} y_r & \dot{y}_r & \ddot{y}_r \end{bmatrix}^T$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g_1}L_f h_1 & L_{g_1}L_f h_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g_2}L_f h_1 & L_{g_2}L_f h_2 \end{bmatrix}^T$$

La commande optimale satisfait la condition suivante :

$$\frac{\partial J}{\partial u} = 0 \tag{3.36}$$

En développant cette condition on va aboutir a une commande optimale qui s'écrit sous la forme suivante :

$$u(t) = (H^T \bar{T} H)^{-1} H^T \bar{T}(Y_r - Y) \tag{3.37}$$

$$\text{avec :} \qquad \bar{T} = \int_{T_1}^{T_2} T^T T dT \tag{3.38}$$

Dans le cas du système défectueux, la commande prend cette forme :

$$u_i^f = (1-\gamma_i)u_i \qquad i = 1,2 \tag{3.39}$$

Le modèle du système va être réécrit sous cette forme :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k)) + \sum g_i(x(k))(1-\gamma_i)u_i \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{3.40}$$

avec :

$g(x)=[\ g_1(x), g_2(x)\ ]$;

$\gamma = diag[\gamma_1, \gamma_2]$

$u^f = [u_1^f, u_2^f]^T$

$u = [u_1, u_2]^T$

Il s'ensuit que le système peut être réécrit sous la forme :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k)) + g(x(k))u(k) - g(x(k))\gamma u(k) \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{3.41}$$

Par developpement en série de Taylor le modèle de prédiction est le suivant :

$$\begin{cases} y_1(t+T) = h_1(x) + TL_f h_1(x) + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_1(x) + \frac{T^2}{2} L_{g_1} L_f h_1(x) u_1^f(t) + \frac{T^2}{2} L_{g_2} L_f h_1(x) u_2^f(t) \\ y_2(t+T) = h_2(x) + TL_f h_2(x) + \frac{T^2}{2} L_f^2 h_2(x) + \frac{T^2}{2} L_{g_1} L_f h_2(x) u_1^f(t) + \frac{T^2}{2} L_{g_2} L_f h_2(x) u_2^f(t) \end{cases} \tag{3.42}$$

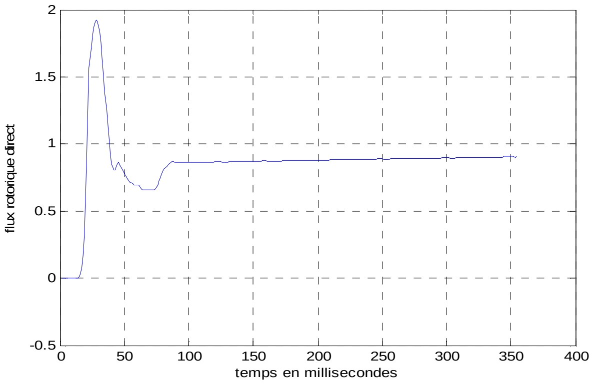
La fonction de coût est prise sous cette forme :

$$J(x,u) = \frac{1}{2} e_y(t+T)^T e_y(t+T) \tag{3.43}$$

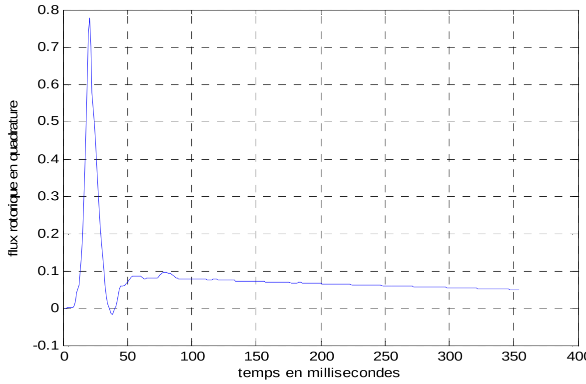
La commande optimale qui minimise la fonction (3.38) est la suivante :

$$u_{ftc} = -(G(x,T)(I-\Gamma))^{-1}(e_y(t) + Y(x,T) + Y_r(t,T)) \tag{3.44}$$

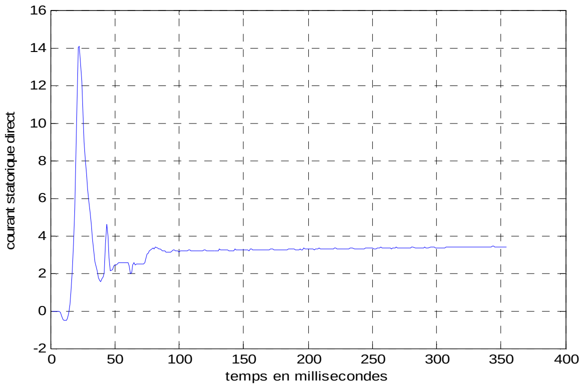
Résultats de simulation de la commande du moteur asynchrone par modèle prédictif non linéaire (cas du système nominal sans défauts)



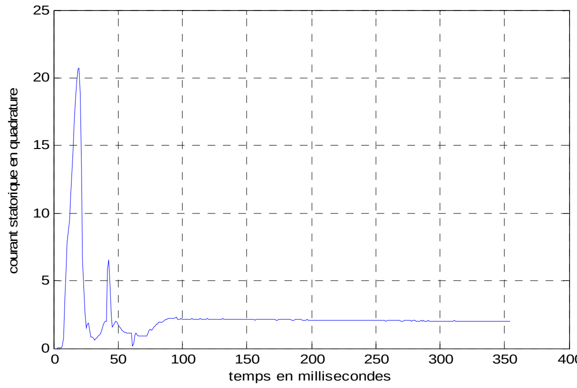
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



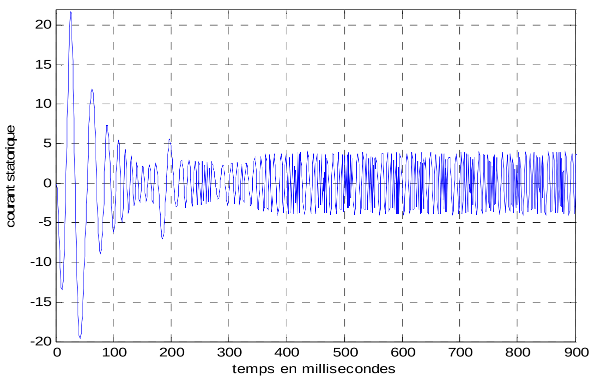
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



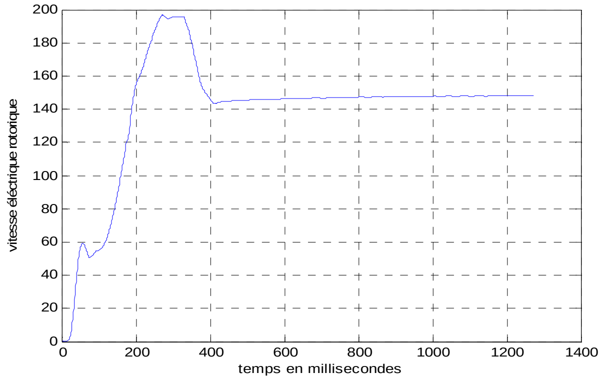
c : évolution de la composante directe du courant statorique



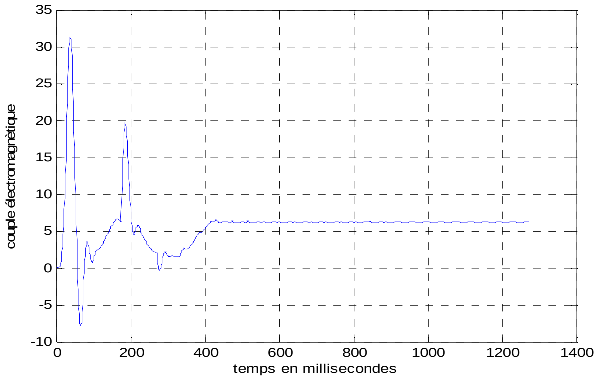
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



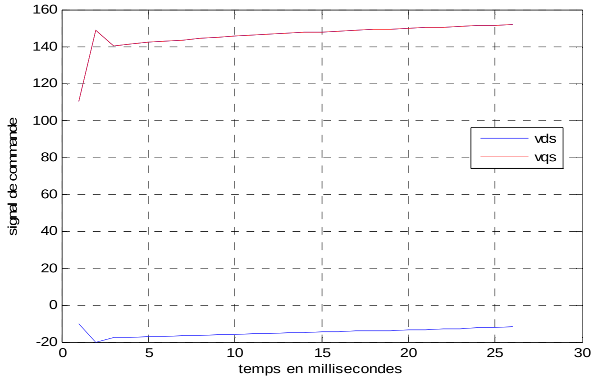
e: évolution du courant statorique



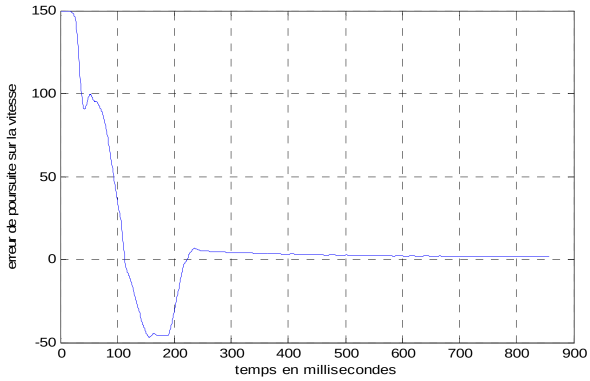
f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



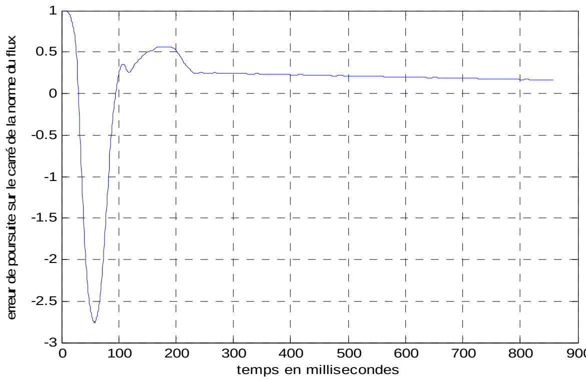
g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande



i:erreur de poursuite sur la vitesse



j :erreur de poursuite sur la norme du flux au carré

Figure 3.14 : évolution des états et sorties du moteur asynchrone commandée par modèle prédictif non linéaire (cas nominal)

Interprétation des résultats

La figure 3.14 illustre les résultats de simulation du moteur asynchrone commandée en boucle fermée par une commande prédictive non linéaire.

Le flux rotorique, présente un régime transitoire qui dure 228 ms, les valeurs en régime permanent de ses deux composants d'axe direct et d'axe en quadrature sont respectivement de l'ordre de $\varphi_{dr\infty} = 0.9\text{wb}$ et $\varphi_{dr\infty} = 0.05\text{wb}$.

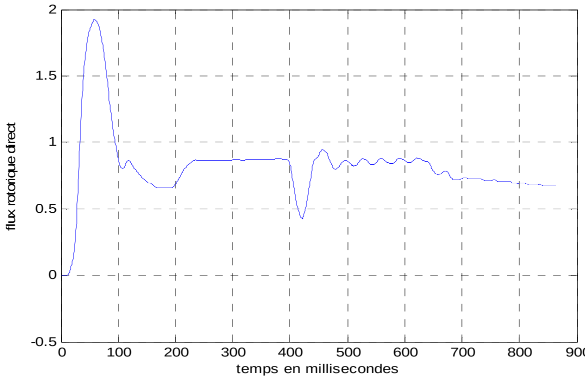
Le courant statorique, dans ses deux composantes d'axe direct et d'axe en quadrature possède un régime transitoire qui dure 228 ms. En régime permanent le courant statorique atteint une amplitude de 3.93A.

Le couple électromagnétique présente aussi un régime transitoire de durée 228ms et atteint une valeur maximale de 31.25Nm, il se stabilise au régime permanent à une valeur de 6.15 Nm.

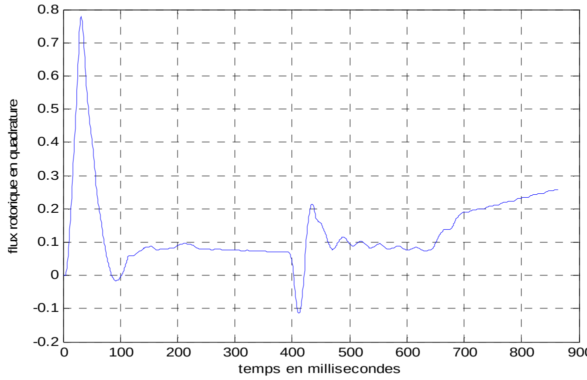
La vitesse électrique atteint en régime permanent une valeur de 150rd/s, après régime transitoire de 228 ms.

On constate que le système à un suivi de consigne (vitesse et flux) suffisamment bon, par conséquent, on remarque que le système est très sensible par rapport aux perturbations inconnues (un rejet de perturbation insuffisant).

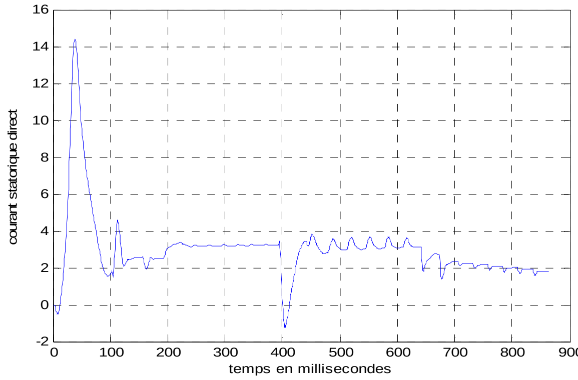
Résultats de simulation de la commande du moteur asynchrone par modèle prédictif non linéaire (cas du système défectueux)



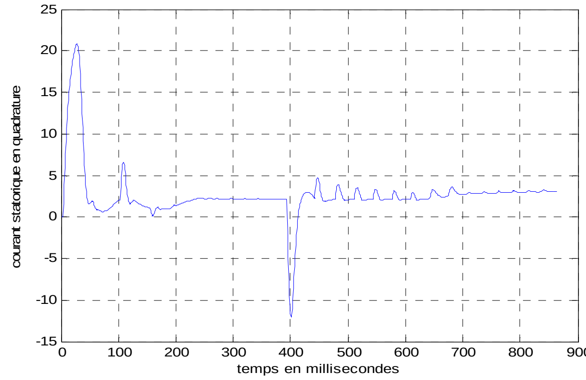
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



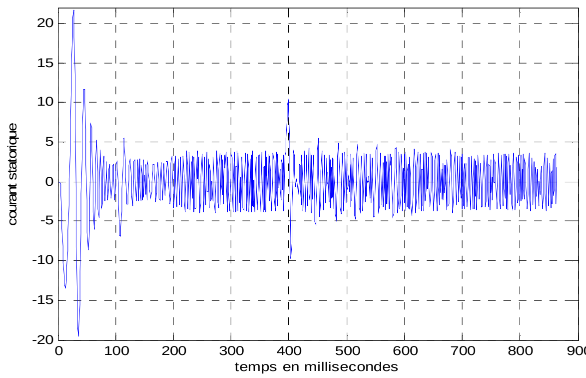
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



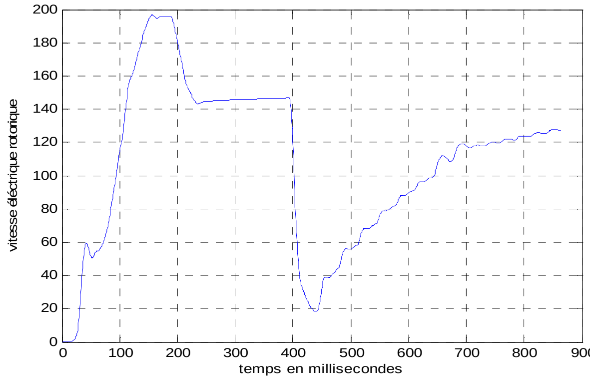
c : évolution de la composante directe du courant statorique



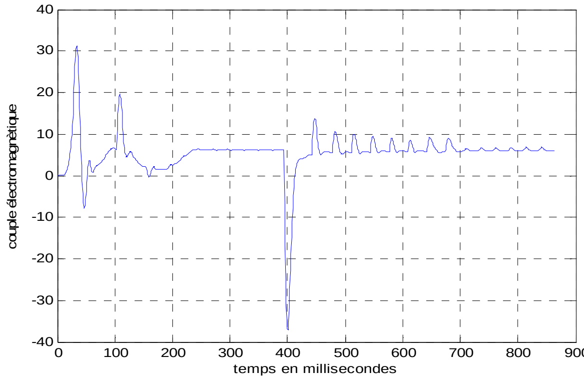
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



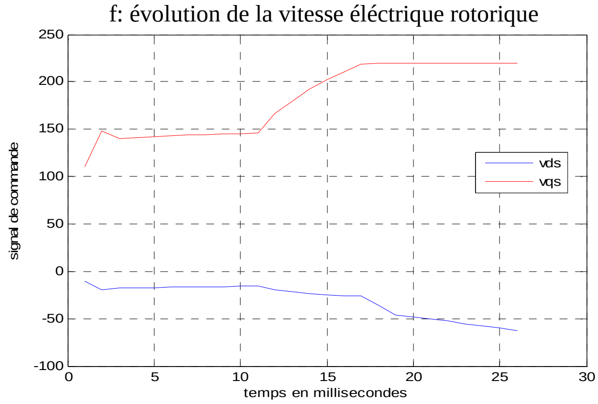
e: évolution du courant statorique



f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



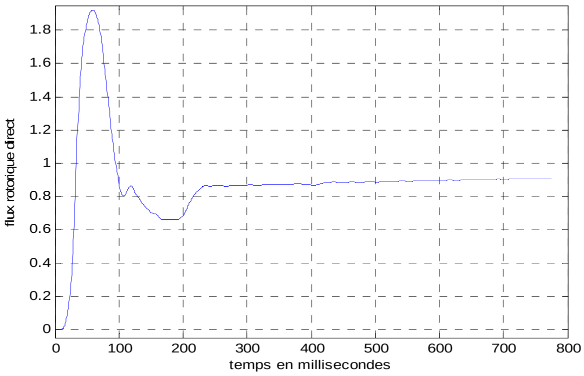
h: évolution de la commande

Figure 3.15 : influence du défaut sur les états et les sorties du moteur asynchrone commandé via une commande non linéaire prédictive

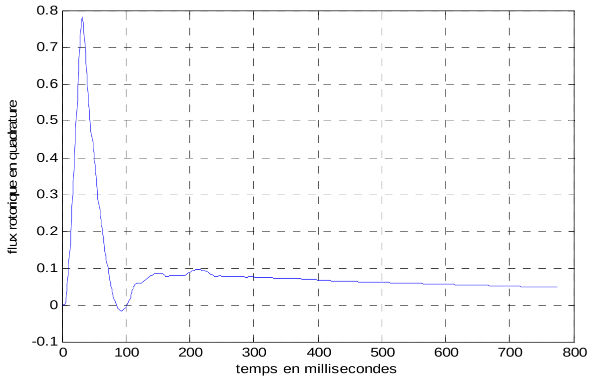
Interprétation des résultats

La figure 3.15 symbolise les résultats de simulation du moteur asynchrone commandé en boucle fermée par une commande prédictive non linéaire avec application d'un défaut sur l'entrée de commande. Dés l'injection du défaut on constate une brusque variation des paramètres de la machine (diminution brutale du couple moteur et de la vitesse) cela entraîne la déstabilisation du système, donc probablement il peut mener le moteur à l'arrêt. Et pour empêcher cela on procède à la reconfiguration de la loi de commande par introduction d'un block de reconfiguration.

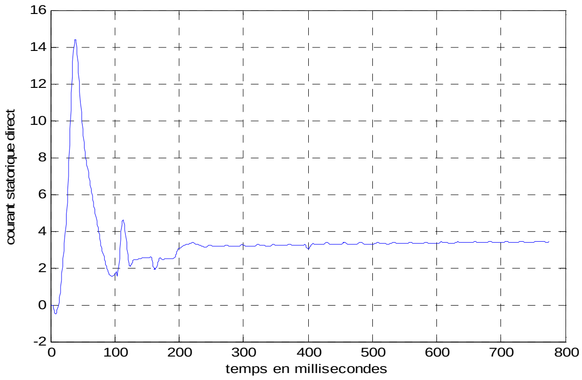
Résultats de simulation de la commande du moteur asynchrone après reconfiguration



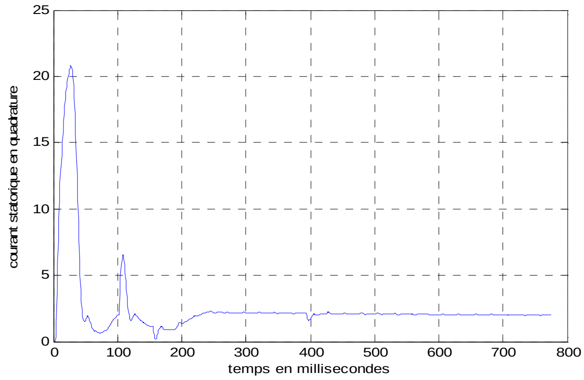
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



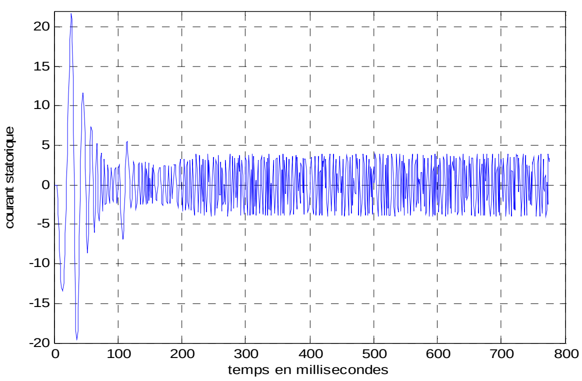
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



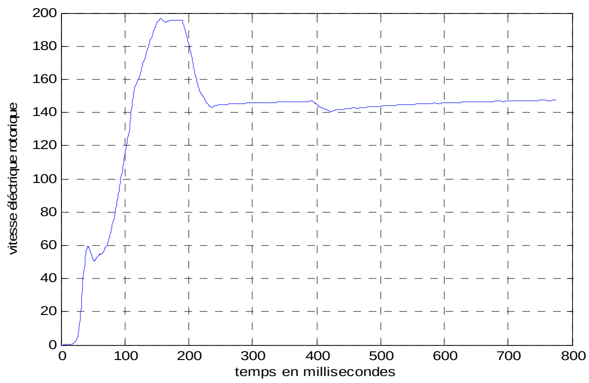
c : évolution de la composante directe du courant statorique



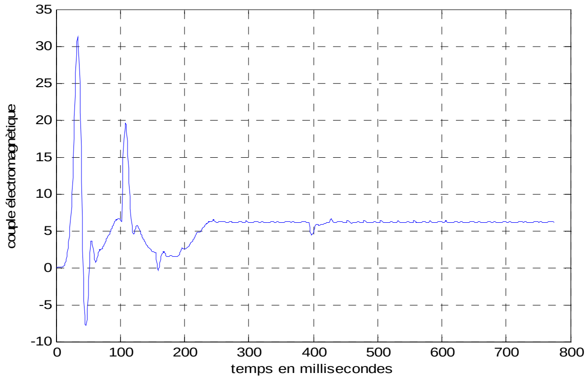
d: évolution de la composante en quadrature du courant statorique



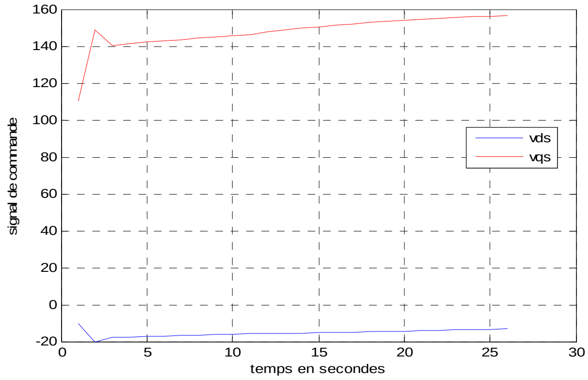
e: évolution du courant statorique



f: évolution de la vitesse éléctrique rotorique



g: évolution du couple électromagnètique



h: évolution de la commande

Figure 3.16 : effet de la reconfiguration sur les variables d'états et de sorties du modèle non linéaire du moteur asynchrone commandée par modèle prédictif.

Interprétation des résultats

La figure 3.16 illustre les résultats de simulation du moteur asynchrone commandée en boucle fermée par une commande prédictive non linéaire reconfigurée (avec présence de fautes).

Malgré la présence toujours de la faute sur la commande, la reconfiguration de la loi de commande a permis presque au système de rétablir ces performances nominales, avec apparition d'une légère perturbation à l'instant de l'injection du défaut. Cela est dû au délai que doit prendre le bloc de reconfiguration pour réaliser l'accommodation du défaut.

La reconfiguration de la loi de commande permet de recouvrir la dynamique de suivi de consigne, ainsi que la stabilité du système, mais il n'améliore pas la dynamique de rejet de perturbation.

3.6 Comparaison des résultats obtenus sur chaque méthode :

Dans cette partie nous allons présenter les intérêts, les inconvénients de chaque méthode, montrer leurs similitudes et leurs différences, et ainsi identifier les signatures les plus significatives à partir des résultats obtenus.

Nous avons pu constater des effets totalement différents suite à l'application du défaut sur la machine pour chaque méthode de commande.

Nous rappelons, que nous considérons uniquement les défauts survenants sur les organes de régulation (actionneurs).

Les objectifs à satisfaire lors d'une mise d'une stratégie de commande sont :

- La conservation de la nature non linéaire du modèle;
- Poursuite de trajectoires prédéterminées ;

- La robustesse vis-à-vis des variations des paramètres ;
- Le rejet des perturbations inconnues ;
- La prise en compte des contraintes technologiques ;
- La simplicité de l'algorithme de commande.

Dans le contexte FTC (commande tolérante aux fautes), nous cherchons toujours à garantir la stabilité du système en présence de défauts, ainsi que le recouvrement des performances de suivi de consigne et de rejet de perturbation du système nominal. Vu les résultats obtenus après simulation, nous pouvons constater que les différentes méthodes étudiées, garantissent la stabilité du système (objectif à court terme).

Le premier objectif est de conserver la nature non linéaire de la machine. Pour la méthode multi-modèles qui permet de réaliser une loi de commande constituée de multi-régulateurs, elle ne prend en compte que des modèles à dynamique très simplifiée, elle ne nous permet pas de prendre en compte les fortes non linéarités. Par contre les deux autres méthodes (observateur grand gain et modèle non linéaire prédictif) sont utilisées avec différents types de non linéarités.

Le second objectif est la poursuite (ou recouvrement dans le cas de reconfiguration) des trajectoires (consignes) prédéterminées. Nous constatons à partir des résultats de simulation que les deux premières méthodes présentent une bonne dynamique de suivi de consigne dans le cas nominal (sans défauts), est une dynamique suffisamment bonne après reconfiguration (c.à.d en présence de faute). La troisième méthode montre des résultats satisfaisants.

Le troisième objectif est la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres. Les simulations qu'on a effectuées montrent une robustesse suffisante de la première et la deuxième méthode (multi-modèles et observateur grand gain) vis-à-vis des changement des paramètres du système, par contre on a pu constater que les performance de la troisième méthode (modèle prédictif) se détériore avec les variation des paramètres de la machine.

Le quatrième objectif est le rejet de perturbations inconnues. Les deux premières méthodes montrent une dynamique de rejet de perturbations suffisamment bonne, par contre la méthode de commande par modèle non linéaire prédictif montre une sensibilité signifiante vis-à-vis des perturbations inconnues, par conséquent une compensation des perturbations doit être intégrée.

Le cinquième objectif est la prise en compte des contraintes technologiques sur la commande et/ou les états, les deux premières méthodes (multi-modèles et observateur grand gain), montrent une gestion limité des contraintes, par contre leur gestion par la troisième méthode est très aisé.

Le dernier objectif concerne la simplicité de l'algorithme de commande, la méthode multi-modèles possède un algorithme de commande très simple, qui ne nécessite pas un grand volume de calcul, et son temps d'exécution est très court, elle semble être la plus simple des méthodes étudiées. La deuxième approche à base d'observateurs à grand gain présente des termes de correction assez grands. Le suivi des variables observées en temps réel nécessiterait un calculateur très puissant. La méthode de commande par modèle prédictif présente un algorithme de commande très simple, avec un nombre limité de paramètres de synthèse. Cependant l'optimisation en ligne du critère d'optimisation, nécessite une grande puissance de calcul. Une synthèse de cette étude qualitative et comparative peut être réalisée dans le tableau suivant :

méthodes / objectifs	Approche par multi-modèles	Approche par observateur grand gain	Approche par modèle prédictif non linéaire
Conservation de la nature non linéaire du modèle	Faible conservation de la nature non linéaire du modèle	Bonne conservation de la nature non linéaire du modèle	Bonne conservation de la nature non linéaire du modèle
Poursuite de trajectoires prédéterminées	Bonne poursuite de trajectoires	Bonne poursuite de trajectoires	Poursuite de trajectoires satisfaisante
Robustesse vis-à-vis des variations des paramètres	Robustesse satisfaisante vis-à-vis des variations des paramètres	Robustesse satisfaisante vis-à-vis des variations des paramètres	Sensible vis-à-vis des variations des paramètres
Rejet des perturbations inconnues	Bon rejet des perturbations	Bon rejet des perturbations	Faible rejet des perturbations
Prise en compte des contraintes technologiques	Prise en compte des contraintes est limité	Prise en compte des contraintes est limité	Prise en compte des contraintes est aisée
Simplicité de l'algorithme de commande	l'algorithme de commande est simple	l'algorithme de commande est moins simple	l'algorithme de commande est simple

Nous pouvons conclure à partir de cette étude qualitative et comparative que :

L'approche multi-modèles est intéressante parce qu'elle permet de représenter les processus complexes par un ensemble de modèles linéaires simple à manipuler, ainsi les outils d'analyse des systèmes linéaires peuvent d'autre part être utilisés, cependant l'inconvénient d'une telle approche réside dans son aspect uniquement local, et la difficulté de son implantation dans le cas des systèmes fortement non linéaires.

L'intérêt de la commande par observateur à grand gain apparaît dans son application pour une classe de systèmes vraiment non linéaires (c'est-à-dire, qui ne sont pas linéarisables par changement de variable), sa robustesse est vérifiée, l’inconvénient de cette méthode réside dans le choix du gain de l’observateur (si le gain est suffisamment grand, l’observateur converge rapidement, mais l’observation devient sensible aux bruits de mesures).

L’avantage principal de la commande prédictive est la prise en compte des contraintes technologiques avec la capacité de leur modification en ligne ainsi que l’optimalité sur un horizon temporel fini, l’intérêt est qu’elle peut être réalisée à partir du modèle de la machine ou à partir d’une technique de modélisation pour contourner les variations paramétrique. Sans oublier la prise en compte du comportement futur du système et de celui d’une trajectoire de référence, l’inconvénient majeur est la résolution en ligne d’un problème d’optimisation (nécessité d’un calcul puissant) avec une stabilité non garantie a priori (prédictions en boucle ouverte).

Suite à cette étude comparative et en se basant sur les avantages et les inconvénients de chacune de ces trois méthodes étudiées, il serait intéressant d’étudier la combinaison de deux ou trois méthodes afin de synthétiser une stratégie de reconfiguration qui serait capable de répondre aux objectifs désirés (stabilité, de recouvrement des performances de suivi de consigne, rejet de perturbation du système en présence de défauts, prise en charge des contraintes sur la commande ou/et les états du systèmes).

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons procédé à l’application des trois méthodes de commande tolérantes aux fautes retenues pour la comparaison sur le moteur asynchrone, les différentes simulations effectuées nous ont permis non seulement de voir l’influence de chaque méthode sur les performances du moteur asynchrone, mais aussi d’établir l’avantage et l’intérêt de chaque méthode par rapport aux autres en fonctions des résultats obtenus et des objectifs fixés.

Conclusion générale

Application sur Moteur

Conclusion genérale

Le travail présenté dans ce mémoire expose une étude comparative de trois méthodes de commande tolérante aux fautes actives de type non linéaire, avec application et simulation sur la commande d'un moteur asynchrone.

Pour aborder notre travail, nous avons commencé par effectuer l'état de l'art relatif à la commande tolérante aux fautes. Nous avons en particulier prêté attention aux trois méthodes de commande non linéaire suivantes :

- la commande multi-modèle,
- la commande par observateur à grand gain,
- et la commande par modèle prédictif non linéaire.

Il existe néanmoins beaucoup d'autres techniques tel que : La méthode de linéarisation par retour d'état, la commande à structure variable (sliding mode control, l'approche neuro-flou,…

Le second chapitre est consacré à la description détaillée des méthodes retenues pour la comparaison. Plusieurs exemples didactiques ont étés également présentés pour mieux illustrer ces méthodes.

Le troisième chapitre illustre l'application des trois méthodes de commande sur le moteur asynchrone. Les résultats obtenus ont montré l'apport de chaque méthode de commande sur le moteur asynchrone dans le cas nominal, dans le cas où il y'a présence de défaut (sans reconfiguration et avec reconfigration), ainsi que les inconvénients et les avantages de chaque méthode de commande, par rapport à des objectifs fixés.

L'approche multi-modèles est intéressante parce qu'elle permet de représenter les processus complexes par un ensemble de modèles linéaires simple à manipuler, ainsi les outils d'analyse des systèmes linéaires peuvent d'autre part être utilisés, cependant l'inconvénient d'une telle approche réside dans son aspect uniquement local, et la difficulté de son implantation dans le cas des systèmes fortement non linéaires.

L'intérêt de la commande par observateur à grand gain apparaît dans son application pour une classe de systèmes vraiment non linéaires (c'est-à-dire, qui ne sont pas linéarisables par changement de variable), sa robustesse est vérifiée, l'inconvénient de cette méthode réside dans sa puissance de calcul, et le choix du gain de l'observateur (si le gain est suffisamment grand, l'observateur converge rapidement, mais l'observation devient sensible aux bruits de mesures).

L'avantage principal de la commande prédictive est la prise en compte des contraintes technologiques avec la capacité de leur modification en ligne ainsi que l'optimalité sur un horizon temporel fini, l'intérêt est qu'elle peut être réalisée à partir du modèle de la machine ou à partir d'une technique de modélisation pour contourner les variations paramétrique. Sans oublier la prise en compte du comportement futur du système et de celui d'une trajectoire de référence, l'inconvénient majeur est la résolution en ligne d'un problème d'optimisation (nécessité d'un calcul puissant).

Ce travail nous a permis de développer et de tester des outils qui peuvent contribuer efficacement à l'accommodation des défauts de commande ou des défauts systèmes dans un moteur asynchrone, par reconfiguration de la loi de commande. Dans ce travail, on s'est particulièrement intéressé à la reconfiguration de la commande lorsque le défaut est de type actionneur(pour la machine c'est un défaut de commande de type creux de tension). Les résultats de simulation obtenus pour les états, les sorties et autres paramètres illustrent l'intérêt de chaque méthode.

La perspective serait de considérer plusieurs défauts, Il serait aussi intéressant d'étudier la combinaison de deux méthodes afin de synthétiser une stratégie de reconfiguration qui serait capable de répondre aux objectifs désirés.

Annexes

Annexe A

Dérivée de Lie

On appelle dérivée de Lie de la fonction scalaire *h(x)*, selon le champ de vecteurs f l'entité :

$$\begin{cases} L_f h(x) = \dfrac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) \\ L_g L_f h(x) = \dfrac{\partial L_f h(x)}{\partial x} g(x) \end{cases} \qquad (A.1)$$

Telles que : f = [f_1 f_2 …… f_n]^T , $\dfrac{\partial h(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial h(x)}{\partial x_1} & \dfrac{\partial h(x)}{\partial x_2} & & \dfrac{\partial h(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix}$

et g est un champ de vecteurs. Les dérivées de lie d'ordre k sont données par :

$$\begin{cases} L_f^k h(x) = \dfrac{\partial (L_f^{k-1} h(x))}{\partial x} f(x) \\ L_f^0 h(x) = h(x) \end{cases} \qquad (A.2)$$

Un difféomorphisme

Soient *x* et *z* deux vecteurs de R^n. $Z = \phi(x)$ est un difféomorphisme global sur R^n si $\phi(x)$ est inversible et les fonctions vectorielles $\phi(x)$ et $\phi^{-1}(x)$ ont des dérivées partielles continues et de tout ordre (continuellement dérivable). Lorsque $\phi(x)$ est définie dans un voisinage donné, on parle de difféomorphisme local.

Annexe B

Paramètres de la machine

Les simulations ont été effectuées sur une machine définie par les paramètres suivants :

Puissance nominale : 1.5 KW

Tension nominale : 220/380 V

Rendement nominal : 0.78

Facteur de puissance nominal : 0.8

Vitesse nominale : 1420 tr/min

Fréquence nominale : 50Hz

Résistance rotorique (R_r): 3.805 Ω

Résistance statorique (R_s) : 4.805 Ω

Inductance cyclique du stator (L_s): 0.274 H

Inductance cyclique du rotor (L_r): 0.274 H

Inductance mutuelle cyclique (L_m): 0.258 H

Nombre de paires de pôles (p) : 2

Moment d'inertie (J): 0.031 $Kg.m^2$

Coefficient de frottement (K_f) : 0.008 $Kg.m^2/s$

Modèle de la machine asynchrone :

L'étude concerne une machine asynchrone, en cage d'écureuil, sous les hypothèses de fonctionnement suivantes :

- Circuit magnétique non saturé.
- La densité du courant est considérée uniforme dans la section des conducteurs et on ne considère que le premier harmonique d'espace dans la distribution des forces magnétomotrices.
- A vitesse constante, la température à l'intérieur de la machine évolue très peu.

Références Bibliographiques

Bibliographie

[All99] Allgöwer.F, Badgwell.T.A, Qin.J.S, Rawlings. J. B et Wright. S. J(1999). *Nonlinear predictive control and moving horizon estimation . An introductory overview.* In Frank.P.M editor, Advances in Control, Highlights of ECC'99, Chapter 12, pages 391-449. Springer Verlag.

[Als00] Astrom K., Albertos P., Blanke M., Isidori A., Schaufelberger W., Sanz R., (2000). *control of Complex Systems.* Springer Verlag, 1 edition (October 15, 2000), ISBN-10:1852333243.

[And83] Andry A. N., Shapiro E. Y., Chung J. C. 1983: Eigenstructure assignement for linear systems. *IEEE Transactions On Aerospace Electronic Systems*, Vol. 19, N°5, pages 711-729.

[Ath05] Athans.M, Fekri.S, Pascoal.A (2005). Issues on robust adaptive feedback control. *In : Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, pages 9-39.

[Bac01] Bacon B. J., Ostroff A. J., Joshi S.M., 2001. Reconfigurable NDI controller using inertial sensor failure detection and isolation. *TIEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems*, Vol .37. N°4, pages *1373-1383.*

[Bar82] Barret.P(1982) .*''Régimes transitoires des machines tournantes électriques''*, Editions Eyrolles,.

[Bha03] Bhagwat.A., Srinivasan.R et Krishnaswamy.P.R (2003). Multi-linear model-based fault detection during process transitions. *Chemical Engineering Science*, Vol 58, N° 9, pages 1649-1670.

[Bla96] Blanke, M. (1996). Consistent design of dependable control systems. *Control Engineering Practice*, Vol .4, N°9, pages 1305–1312.

[Bla01] Blanke, M., Staroswiecki, M., et Wu, N. (2001). Concepts et methods in fault-tolerant control. *American Control Conference, Arlington, USA*, Vol .4, pages 2606–2620.

[Bod97] Bodson M., Groszkiewicz J., 1997. Multivariable adaptive control algorithms for reconfigurable flight control. *IEEE Transactions On Control Systems Technology* Vol.5, N° 2, pages 217–229.

[Bou01] Boumegoura.T, (2001). *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic*. Thèse doctorat, école doctorale EEA de Lyon, France.

[Che99] Chen, J. et Patton, R. (1999). *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*. Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, USA, ISBN:0-7923-8411-3.

[Che01] Chen J., Patton R J., 2001, Fault-tolerant control using LMI design, *European Control Conference, ECC'01*, Porto.

[Ciu06] Ciubotaru B., Staroswiecki M., Christophe C., (2006). Fault tolerant control of the Boeing 747 short-period mode using the admissible model matching technique, *IFAC Symposium Safeprocess'06, Beijing, P.R. China*, pages 871-876.

[Cut80] Cutler.C.R. et Ramaker.B.L (1980). Dynamic Matrix Control - A Computer Control Algorithm. *Proceedings of Automatic Control Conference.* San Fransisco, Paper WP5-B, 1980.

[Fra90] Frank, P. (1990). Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based reduncancy a survey. Automatica, Vol 26, N°. 3, pages 459-474.

[Fos93] Fossard.A , Normand-Cirot.J (1993). *Systèmes non linéaires*, Editions Masson.

[Gao90] Gao, Z. et Antsaklis, P. (1990). Pseudo-inverse methods for reconfigurable control with guaranteed stability. IFAC, 11th World Congress, pages 293–298.

[Gao91] Gao, Z. et Antsaklis, P. (1991). Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control systems. *International Journal of Control*. Vol.53, N°. 3, pages 717–729.

[Gao92] Gao, Z. Antsaklis P., 1992. Reconfigurable control system design via perfect model following. *Internationnal Journal of Control.* Vol 56, N° 4, pages *783–798.*

[Gas02] Gasso.k, MourotG et Ragot.J (2002). Structure identification of multiple models with output error local models. Copyright IFAC 15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain.

[Geh99] Gehin, A. et Staroswiecki, M. (1999). A formal approach to reconfigurability analysis application to the three tank benchmark. Proceedings of European Control Conference. Karlsrühe, Allemagne.

[Gau01] Gauthier.J.P, Kupka.I,(2001). *Deterministic Observation Theory and Applications.* Cambridge University Press, Cambridge, 2001.

[Gau92] Gauthier.J.P, Hammouri.H et Othman.S (1992). A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors. *IEEE Transactions On Automatic Control.* Vol 37, N° 6, pages 875–880.

[Gri91] Griffin.G et Maybeck.P(1991).Mmae/mmac control for blending with multiple uncertain parameters. *IEEE Transactions On aerospace and electronics systems*. Vol 33, N°3, pages 903-911.

[Had02] Hadjili.M. L et Wertz.V (2002). Takagi-sugeno fuzzy modeling incorporating input variables selection, IEEE Transactions On fuzzy systems. Vol 10, N°6, pages 728-742.

[Hob00] Hoblos, G. Staroswiecki, M. et Aitouche, A. (2000). Fault tolerant actuator selection using redundancy degrees. Proceedings. Of Control'2000, Cambridge UK.

[Hob01] Hoblos, G. Staroswiecki, M. et Aitouche, A. (2001). Sur la tolérance aux fautes de capteurs et d'actionneurs. *JESA*, Vol 35, N°3, pages 331–352.

[Hua90]. Huang, C. Y., Stengel, R. (1990). Restructuable control using proportional-integral implicit model following. *Journal of Guidance, Control et Dynamics*, Vol.13, N°.2, pages 303–309.

[Huz97] Huzmezan M., (1997). Reconfigurable flight control methods and related issues: a survey. *Defence Evaluation and Research Agency (DERA)*, Report No: *ASF/3455*.

[Iser84] Isermann, R. (1984). Process fault detection based on modelling and estimation methods-a survey. *Automatica*, Vol 20, N°4, pages387–404.

[Joh93] Johansen.T.A et Foss.B.A (1993). Constructing NARMAX models using ARMAX models. *International Journal of Control*. Vol 58, N°5, pages1125–1153.

[Ker99] Kerrigan E., Maciejowski J. (1999). Fault-tolerant control of a ship propulsion system using model predictive control. *In: Proceedings of the 5th European Control Conference (ECC'99). Karlsruhe, Germany*. F1062-3.

[Kon96] Konstantopoulos, K. et Antsaklis, P. (1996). An eigenstructure assignment approach to control reconfiguration. Proceedings of the 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation, Chania, Crete, Greece, pages 328–333.

[Lan88] Lane.S.H et Stengel.R.F.(1988).flight control design using non-linear inverse dynamics. *Automatica (Journal of IFAC)*. Vol. 24, N°4, pages 471-483.

[Mac97] Maciejowski J.M., 1997. Modelling and predictive control: enabling technologies for reconfiguration. *Annual Reviews in Control*, Cambridge University Engineering Dept., Cambridge CB2 1PZ, England. Vol. 23, N°1, pages 13-23.

[Mac02] Maciejowski.J.M (2002). *Predictive Control with Constraints*. Prentice-Hall, Pearson Education Limited, Harlow, UK, 2002, ISBN 0-201-39823-0 PPR.

[Mac03] Maciejowski J., Jones C., (2003). MPC fault-tolerant flight control case study: Flight 1862. *In: Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003). Washington D.C, USA, pages 121-126.*

[May91] Maybeck, P. et Stevens, R. (1991). Reconfigurable flight control via multiple model adaptive control method. *IEEE Transactions. On Aerospace and Electronic Systems* Vol. 27, N°2, pages 470–479.

[Mey84] Meyer.G, Hunt.L.(1984). Application of the non-linear transformations to automatic flight control. *Automatica* Vol. 20, N°.1, pages 103-107.

[Mor00] Morari.M., LEE.J.H (2000). Model predictive control: past present and future. *Computers and Chemical Engineering*. Vol. 23, N°. 4, pages 667-682.

[Moe89] Moerder, D., Halyo, N., Broussard, J., et Caglayan, A. (1989). Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraft flight control system. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol.12, N°.3, pages 325–333.

[Mur97] Murray-Smith .R et Johansen .T.A (1997). *Multiple Model Approaches to Modelling and Control*. Taylor and Francis. London, U.K.

[Mus93] Muske.K.R., Rawlings.J. B(1993). Model Predictive Control with Linear Models. *AIChE Journal*. Vol. 39, N°. 2**,** pages 262 – 287.

[Nie99] Niemann H., (2003). Dual Youla parameterisation. *In IEE Proceedings Control Theory and Applications Vol* 150 N°.5, pages. 493-497.

[Ost85] Ostroff, A. (1985). Techniques for accommodating control effector failures on a mildly statically unstable airplane. *American Control Conference. Boston*, IEEE, pages 906–913.

[Pal92] Palmubo, F., Biswas, K., et Butz, P. (1992). Recovery of close-to nominal pre-fault performance using the pseudo-inverse/eigenstructure assignment method. Proceedings of the *American Control Conference*, pages 2123–2124.

[Pat95] Patton, R.J., Chen, J., et Nielsen, S. B. (1995). Model-based methods for fault diagnosis : Some guidlines. Transactions. of the institute of Measurement and Control, Vol. 17, N°2, pages 73–81.

[Pat97]. Patton, R. (1997). Fault-tolerant control : The 1997 situation. Proceedings of Safeprocess'97, (Hull - England), IFAC, Vol.2, pages 1033–1055.

[Pat00]. Patton, R.J et Lopez-Toribio.C.J.(2000). Multiple-model fault tolerant control of an induction motor in the presence of incertainty. In IFAC Symposium SAFEPROCESS 2000, Budapest. Vol. 2, pages 1139-1144.

[Qin97] Qin.S.J, Badgwell.T.A. An Overview of Industrial Model Predictive Technology. In C. Kantor, Carlos E. Garcia, and Brice Carnahan, editions. *Fifthe international conference on Chemical process control.* Vol 93, N°.316, pages 232-256. AIChe Symposium Series.

[Raw94] Rawlings.J.B, Meadows.E.S et Muske. K.R(1994). “Nonlinear Model Predictive Control: A Tutorial and Survey,” Preprints *ADCHEM ‘94, IFAC Symposium on the Advanced Control of Chemical Processes*, Kyoto, Japan, pages 185-197.

[Ric76] Richalet.J, Rault.A, Testud.I.L et Papon .J (1976). Algorithmic Control of Industrial Processes. *Proceedings of the 4th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation*, Tbilisi, pages 1119-1167.

[Rod05] Rodrigues.M(2005). *Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires* ; thèse doctorat soutenue à l’Université Henri Poincaré Nany1, France.

[Rug91] Rugh W. J.(1991). Analytical framework for gain scheduling. *IEEE Control System Magazine.* Vol.11,N°.1, pages.79–84.

[Sau02] Sauter, D., Hamelin, F., Noura, H., et Theilliol, D. (2002). Fault tolerant control in dynamic systems. 15th IFAC World Congress, Barcelona, Spain.

[Sha92] Shamma, J. Athans 1992**.** Gain scheduling : potential hazards and possible remedies. *IEEE Control System Magazine.* Vol.10, N°.3, pages 101–107.

[Sta02] Staroswiecki.M (2002). On reconfigurability with respect to actuator failures. *In : Proceedings. of the 15th Triennal World Congress of IFAC*, Barcelona, Spain, pages 775-780.

[Sta05a] Staroswiecki, M. (2005). Fault tolerant control : The pseudo-inverse method revisited. *Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic.

[Sta05b] Staroswiecki, M., 2005. Fault Tolerant Control using an admissible model matching approach. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, 2005, Séville.*

[Tay02] Tayebi.A, Zaremba (2002). Iterative learning control for non-linear systems describing by a blended multiple model representation. *International Journal of Control*, Vol. 75, N°*16,* pages 1376-1384.

[Tak85] Takagi.T et Sugeno.M.(1985). Fuzzy identification of systems and its application to modelling and control. *IEEE Transactions. Systems, Man and cybernetics*. Vol.15, pages 116-132.

[The03]. Theilliol, D. (2003). *Contribution à l’étude et au développement des systèmes tolérants aux défauts : diagnostic et accommodation à base de modèles linéaires et au-delà*. Habilitation à Diriger des Recherches, Université Henri Poincaré - Nancy 1.

[Tsu99] Tsui C.C., (1999). A design example with eigenstructure assignment control whose loop transfer function is fully realized. *Journal of the Franklin Institute.* Vol.336, pages. 1049-1053.

[Vas92] Vas.P.,(1992).*''Electrical machines and drives, A space vector theory approach*", Oxford science publication.

[Ven03] Venkat.A.N, Vijaysai.P et Gudi.R.D (2003). Identification of complex nonlinear processes based on fuzzy decomposition of the steady state space. *Journal of Process Control*. Vol. 13, N°. 6, pages 473-488.

[Wan00] Wang A.P., Lin S.F. (2000). The Parametric Solutions of Eigenstructure Assignment for Controllable and Uncontrollable Singular Systems. *Journal of Mathematical Analysis and Applications.* Vol.248**,** page**s** 549-571.

[Wu00] Wu.N.E, Zhang.Y, Zhou.K (2000). Detection, estimation and accommodation of loss of control effectiveness. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. Vol.14, N°3, pages 775-795.

[Wu01] Wu. N. E (2001). Reliability of fault tolerant control systems : Part I and II. *In : Proceedings of the 40th IEEE Conference. On Decision and Control*, Orlando, Florida, USA, pages 1460-1471.

[Zha98] Zhao G., Jiang J., 1998. Reliable state feedback control system design against actuator failures. *Automatica*. Vol. 34, N°.*10*, pages 1267–1272.

[Zha01] Zhang, Y. et Jiang, J. (2001). Integrated active fault tolerant control using IMM approach. *IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems*. Vol. 37, N°4, pages1221–1235.

[Zha02] Zhang.Y et Jiang.J (2002). Design of restructurable active fault-tolerant control systems. *In : Proceedings of the 15th Triennal World Congress IFAC*, Barcelona, Spain.

[Zha03]. Zhang, Y. et Jiang, J. (2003). Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control systems. *Proceedings of Safeprocess'03,* Washington, USA, IFAC, pages 265–276.

[Zha05] Zhang, Y., Jiang, J., Yang, Z., et Akbar Hussain, D. M. (2005). Managing performance degradation in fault tolerant control systems. *Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic.

[Mer07] Merabet, A. (2007). *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*, Thèse présentée à l'université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle du doctorat en ingénierie.

Resumé :

Le présent travail porte sur la reconfiguration de commande des systèmes non linéaires. Un état de l'art résumant différentes méthodes de commandes tolérantes aux fautes est présenté à la fois pour les systèmes linéaires et pour les systèmes non linéaires.

Trois approches de commande que sont l'approche multi-modèles, l'approche basée sur l'observateur à grand gain et l'approche à base de modèle non linéaire prédictif ont été étudiées puis appliquées sur un modèle de la machine asynchrone. Le choix de ces trois méthodes est basé sur les critères suivants :

- Le caractère non linéaire de ces approches,
- Leur vaste application dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires.
- Et le caractère récent de ces trois approches (approches dites modernes).

Une étude comparative des ces méthodes a été faite sur la base des résultats de simulation obtenus sur la machine asynchrone. Les résultats obtenus ont montré que les trois approches étudiées garantissent la stabilité du système dans le cas nominal et après reconfiguration, ces méthodes conservent aussi la nature non linéaire du système.

Mots clés : commande tolérante aux fautes, reconfiguration, multi-modèles, observateur à grand gain, modèle prédictif, machine asynchrone, système non linéaire.

Abstract :

This work deals wich the control reconfiguration of non linear systems. A state of the art summarising different fault tolerant control methods is presented for both linear and non linear systems.

Three approaches of the control design, i.e. the multiple model approach, the approach based on the high gain observer and the approach based on the non linear predictive model have been studied. Then it has been applied to the asynchronous machine model. The choice of these three methods is based on the following criteria:

- Nonlinear character of these approaches.
- The coresponding application to nonlinear systems is fairly large.
- and these three approaches have been recently introduced.

Furthermore, a comparative study of these methods has been carried out on the basis of the simulation results obtained on the asynchronous machine model. The results obtained showed that the three studied approaches guarantee stability of the system in the nominal case and after reconfiguration. They also preserve the nonlinear nature of the system.

Keys words : fault tolerant control, reconfiguration, multiple model, high gain observer, predictive model, asynchronous machine, nonlinear system.